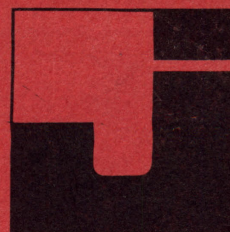


JERNINDUSTRIENS FORLAG



## LF og DC teknik

1979

Instruktioner

Jern- og Metalindustrien



## Forord

I tilslutning til de ajourførte kursusplaner for elektronikmekaniklærlinges og EFG-elevs undervisning på teknisk skole blev lærebøgerne Elektronik – Apparatopbygning og Elektronik, der omfattede fem bind, udgivet i 1976 og 1977.

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

På grundlag af de erfaringer, der er gjort siden udgivelsen af 1. udgaverne, er der foretaget en omfattende revision af såvel instruktioner som øvelser og opgaver.

Endvidere har man fundet det hensigtsmæssigt at emneopdele lærebøgerne samt at undlade det apparatcentrerede materiale. Dette indebærer, at undervisningens modulopbygning kan ændres uden at ændre lærebøgerne, samt at bøgerne er uafhængig af apparatskift i undervisningen.

Lærebogsseriens 2. udgaver udgives derfor i følgende opdeling:

Elektronik – Apparatopbygning

LF og DC teknik

Impulsteknik

HF teknik

Elektronik – Symboler, formler, ordlister, regulativer.

Denne lærebog – LF og DC teknik – er opdelt i to bind, indeholdende henholdsvis instruktioner og opgaver.

Teoriinstruktionerne omfatter instrumentbetjening, elektriske grundbegreber, spændingsforsyning, forstærkertrin – grundkoblinger, relæer, transducere, forstærkere, LF oscillator og oscilloskop.

Arbejdsinstruktionerne omfatter alene instrumentbetjening.

Teoriøvelserne omfatter teori og målinger, samt spørgsmål som eleverne besvarer skriftligt, og teoriopgaverne omfatter spørgsmålsblade, som besvares skriftligt af eleverne.

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

Instruktions- og opgavenummereringen er placeret øverst på siderne.

Til brug ved undervisningen er lærebogen endvidere forsynet med fortløbende side-nummerering, der er placeret nederst på siderne.

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

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

Metalindustriens Lærlingeudvalg og forlaget vil gerne takke de tekniske skoler og faglærerne for værdifuld medvirken og vejledning ved udarbejdelsen af denne 2. udgave.

København, januar 1979

JERNINDUSTRIENS FORLAG



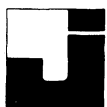
Placeret i bogens omslag :

Philips farvekode for modstande og kondensatorer  
og klassificering af modstande.

Nr.	TEORIINSTRUKTIONER	SIDE
1	<u>Instrumentbetjening</u>	
1.1	Universalinstrument Unigor 3 p	1
1.2	Drejespoleinstrument - Universalinstrument	5
1.4	Universalinstrument - Principper	11
1.5	Blødtjernsinstrument	15
1.6	Måleinstrumenter - Instrumentmærkning og skalaaflysning	17
1.7	Universalmåleinstrument - Måleteknik	21
1.8	Oscilloskop	23
1.9	Skilletransformator	33
1.10	Tonegenerator - TG7	35
1.11	FET-voltmeter	39
1.12	RLC-målebro - MM2	41
1.13	AC-forstærkervoltmeter	45
2.	<u>Elektriske grundbegreber</u>	
2.1	Ohms lov	49
2.2	Talbehandling	53
2.3	Præfikser	57
2.4	Serie- og parallelforbundne modstande	59
2.5	Spændingspolaritet	65
2.6	Spændingsformer	67
2.7	Måling af fasevinkel	73
2.8	Vektorberegning	75
2.12	Magnetisme	77
2.13	Selvinduktion	93
2.14	Kapacitet	99
2.15	Vekselstrømseffekt	105
2.16	Forstærkning og dB	111
2.17	Høj- og lavpasfiltre - Impedanser	115
2.18	Attenuator	121
2.19	Måling af $Z_U$ og $Z_{in}$	125
3.	<u>Spændingsforsyning</u>	
3.1	Nettransformator	129
3.2	Atomlære	131
3.3	Halvlederdiode	133
3.4	Enkeltensretter	137
3.5	Dobbeltensretter	141
3.6	Brumfiltrering	143
3.7	Strøm- og spændingsgenerator	145
3.8	Batterier og akkumulatorer	147
3.9	Zenerdiode	151
3.10	Måling af spændings- og strømdifferencer	153
3.11	Stabiliseret spændingsforsyning	155

Nr.	TEORIINSTRUKTIONER	SIDE
4.	<u>Forstærkertrin - Grundkoblinger</u>	
4.1	Transistorer	169
4.2	AC-småsignalforstærker - Transistorens DC forhold	175
4.3	Field Effect Transistor	193
4.4	Elektronrør	207
4.5	Grundkoblinger med transistor	217
4.6	Generelt om modkobling	223
4.7	Boot-strap	231
4.8	Kaskodekoblet forstærker	235
4.9	Darlingtonkobling	239
4.10	Differentialforstærker	243
4.11	Konstant strømgenerator	247
4.12	Operationsforstærker	251
4.13	Forstærkere med IC	265
4.14	Integrationskobling	279
4.15	Aktivt filter	283
5.	<u>Relæer</u>	
5.1	Elektromagnetisk relæ	291
5.2	Relætyper	293
5.3	Specielle relæer	295
5.4	Diagramtyper	299
5.5	Bogstavsbetegnelser og signaturer for komponenter	301
5.6	Bløddiagram	305
5.7	Nøgleskemaets opbygning	307
5.8	Montageskema/ledningsskema	309
5.9	Funktionsdiagram	311
6.	<u>Transducere</u>	
6.1	Akustik	313
6.2	Mikrofoner	317
6.3	Højtaler	323
6.4	Katodestrålerør	329
7.	<u>Forstærkere</u>	
7.1	Effektforstærkere	343
7.2	Køling	355
7.3	Linieforstærker - LA681	359
7.4	Frekvenskorrektio	361
7.5	Støj	369
7.6	Forvrængning	371
7.7	Fejlfinding	375
7.8	Y forstærker oscilloskop	377
8.	<u>LF oscillator</u>	
8.1	RC oscillator	383





Nr.	TEORIINSTRUKTIONER	SIDE
9.	<u>Oscilloskop</u>	
9.1	Enkeltstråleosilloskopets blokdiagram	387
Nr.	ARBEJDSINSTRUKTIONER	SIDE
1.	<u>Instrumentbetjening</u>	
1.1	Kontrol af oscilloskop D 65	393
1.2	Differentiel måling med oscilloskop D 65	395
2.	<u>Elektriske grundbegreber</u>	
2.1	LF impedansmåling	397
2.2	Måling af fasevinkel med oscilloskop	399



## DISPOSITION

1. Spændingsmåling
2. Strømmåling
3. Modstandsmåling

## 1. SPÆNDINGSMÅLING

### 1.1 AC - DC

Funktionsomskifteren (1) skal stilles i området  $\sim$  ved måling af vekselspænding.

Ved måling af jævnspænding stilles funktionsomskifteren i området  $-$ .

### 1.2 Område

Områdeomskifteren (2) stilles til et spændingsområde, der er større end det, der forventes brugt til målingen.

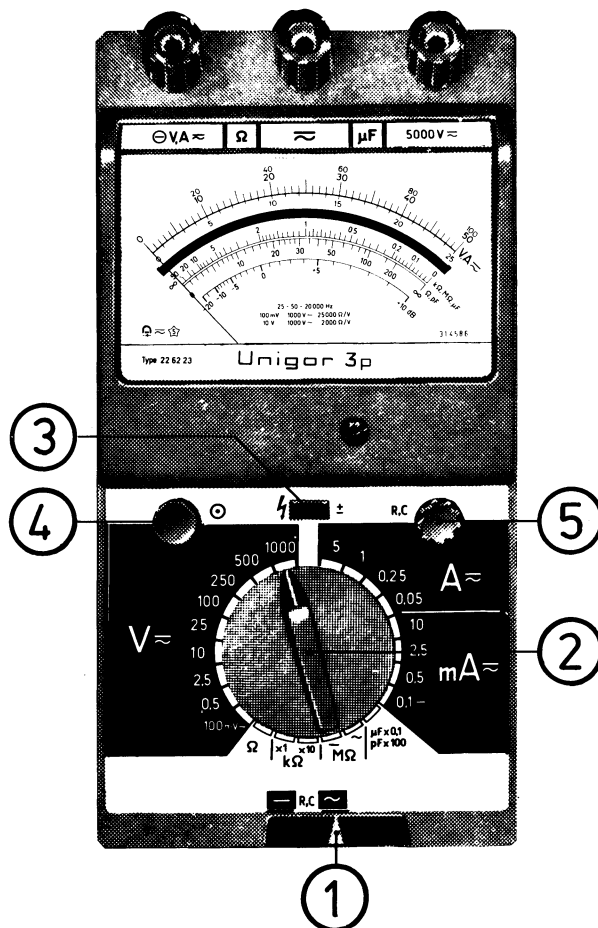
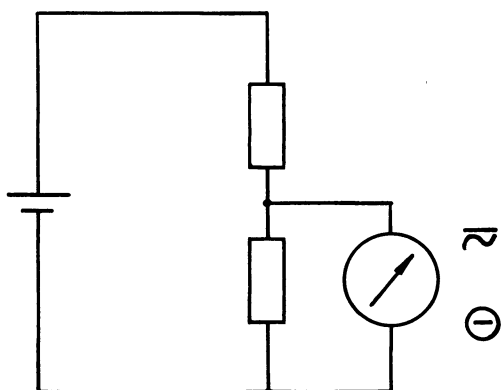
Når instrumentet er tilsluttet, stilles områdeomskifteren om nødvendigt til et mindre område.

Den største målenøjagtighed opnås, når viserens udslag ligger i skalaens højre tredjedel.

### 1.3 Tilslutning

Spændingen, der skal måles, tilsluttes mellem klemmerne  $\ominus$  og  $\sim$ .

Ved DC måling tilsluttes  $\sim$  det mest positive punkt.



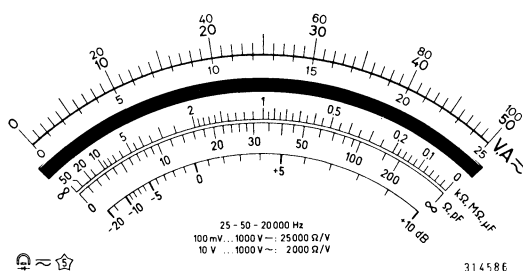
Hvis viserens slår bak, nedtrykkes knap 3, der er en polaritetsomskifter.

Den målte spænding er negativ i forhold til det, der er tilsluttet  $\ominus$ .

### 1.4 Aflæsning

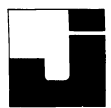
Spændinger aflæses på skalaen over spejlet.

Skalaen er mærket med 25, 50 og 100 ved fuldt udslag; disse cifre svarer til områdeomskifterens stillinger.



Viserinstrumentet aflæses med ét øje, således at knivviseren dækker sit eget spejlbillede.





## 1.5 Automatsikring

Sikringen (4) udløses, dersom instrumentet tilsluttes i et for lavt område eller står i et strømområde ved spændingsmåling.

Før automatsikring reaktiveres, skal en af måleledningerne fjernes, og områdeomskifteren stilles i korrekt område.

Derefter nedtrykkes automatsikringen, og måleledningerne kan tilsluttes igen.

## 2. STRØMMÅLING

### 2.1 AC - DC

Ved jævnstrømmåling stilles funktionsomskifteren (1) i stilling -.

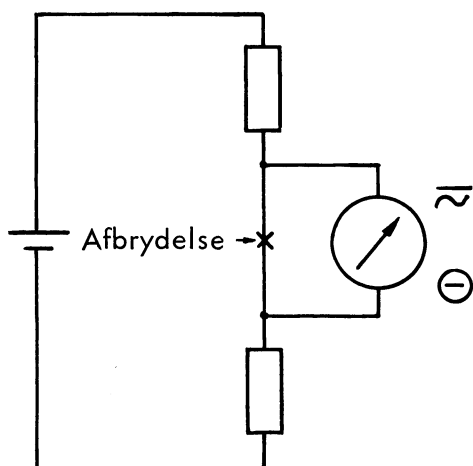
Ved vekselstrømmåling stilles omskifteren i stilling ~.

### 2.2 Område

Ved strømmåling stilles områdeomskifteren (2) i et strømområde større end det, der kan måle den forventede strøm.

### 2.3 Tilslutning

Kredsløbet, hvori man ønsker at måle strømmen, afbrydes, og instrumentet indskydes i serie med kredsløbet.



Klemmen mærket  $\ominus$  tilsluttes det mest negative punkt i kredsløbet.

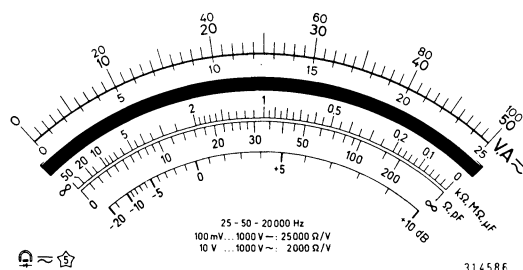
Klemmen  $\sim$  tilsluttes det mest positive punkt.

Dersom viseren slår bak, indtrykkes polaritetsomskifteren (3).

### 2.4 Aflæsning

Udslaget aflæses på skalaen over spejlet.

Skalaen er mærket med 25, 50 og 100 ved fuldt udslag; disse cifre svarer til områdeomskifterens stilling.



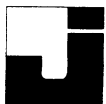
Skift om nødvendigt til et lavere område, således at udslaget bliver i den højre tredjedel af skalaen.

### 2.5 Automatsikring

Gennemløbes instrumentet af en for stor strøm, afbryder automatsikringen.

Instrumentet afbrydes fra kredsløbet, områdeomskifteren stilles i rette område, og sikringen reaktiveres.

Overskrides strømmen 6 A, afbrændes en sikring under bagpladen af instrumentet.



### 3. MODSTANDSMÅLING

#### 3.1 Små modstandsværdier

Ønsker man at måle en modstand på mellem 1 og 200 ohm, indstilles funktionsomskifteren i stilling R, C og områdeomskifteren i stilling  $\Omega$ .

En ledning med bananstik indtrykkes i bøsningen  $\Omega$ , og knap 5 justeres til fuldt udslag.

Modstanden måles mellem bøsningen  $\Omega$  og  $\ominus$ .

Modstandsværdien aflæses på skalaen  $\Omega$ , pF.

#### 3.2 Store modstandsværdier

Ved måling af store modstandsværdier stilles funktionsomskifteren i stilling R, C og områdeomskifteren i stilling  $\times 1$  - eller  $\times 10 k\Omega$ .

Bøsning  $\ominus$  og  $\approx$  kortsluttes, med knap 5 justeres til fuldt udslag.

Kortslutningen afbrydes, og den ukendte modstand anbringes mellem  $\ominus$  og  $\approx$ .

Udslaget aflæses på skala  $k\Omega$ .

Det kan være nødvendigt at skifte til et andet ohm område for at få udslaget til at være i den midterste del af skalaen, hvilket giver den største nøjagtighed.





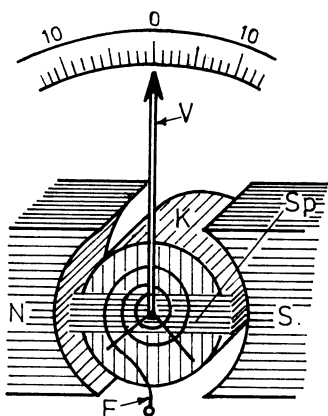
## DISPOSITION

1. Drejespoleinstrumentets princip
2. Opbygning af drejespoleinstrument
3. Anvendelse af drejespoleinstrument
4. Universalinstrument

### 1. DREJESPOLEINSTRUMENTETS

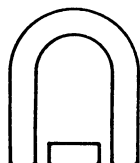
#### PRINCIP

Princippet i et drejespoleinstrument er, at en spole  $Sp$  kan dreje frit i et magnetfelt mellem  $N$  og  $S$ .



Sender man en strøm gennem drejespolen, vil strømmen frembringe et magnetfelt, som søger at dreje spolen. Nu drejer spolen, indtil drejningsmomentet opvejes af fjederspændingen. Viseren følger med, og der fås et udtryk for den strøm, som løber gennem spolen.

#### 1.1 Signatur



## 2. OPBYGNING AF DREJESPOLE-INSTRUMENT

### 2.1 Generelt

Målesystemet i de fleste viserinstrumenter påvirkes af tre kræfter, en drivende, en modvirkende og en dæmpende kraft.

Den drivende kraft frembringes af den målte størrelse og forårsager viserens udslag bort fra nulstillingen.

Udslaget fra den drivende kraft er normalt ubestemt, men modvirkes af en veldefineret modvirkende kraft. Dette sikrer, at udslaget er i overensstemmelse med den målte størrelse.

De to kræfter forårsager en indsvingning omkring slutværdien. For at gøre indsvingningen kortvarig indføres et dæmpende system.

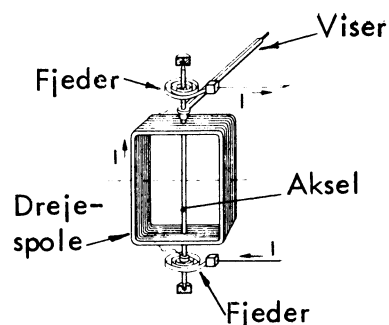
### 2.2 Drejespolen

Drejespolen er den bevægelige del af instrumentet og er ophængt i lejer eller bånd.

Selve spolen er viklet af meget tynd tråd, enten på en aluminiumsform eller som selvbærende luftspole.

Spolen er monteret på en aksel.

Modkraften i lejrere og visse båndophængte systemer leveres af spiralfjedere, oftest af fosforbronze.





Fjedrene indrettes således, at deres modvirkende kraft stiger proportionalt med viserudslagets størrelse.

Strømmen fra den målte størrelse går igennem fjedrene til drejespolen.

Dæmpningen af indsvingningen fås ved at lade et stempel eller en vinge bevæge sig i et kammer eller ved elektromagnetisk induktion i rammen, som drejespolen er viklet på.

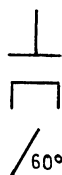
I rammen opstår hvirvelstrømmen, som dæmper udslaget således, at viseren får et roligt udslag.

### 2.3 Viser og skala

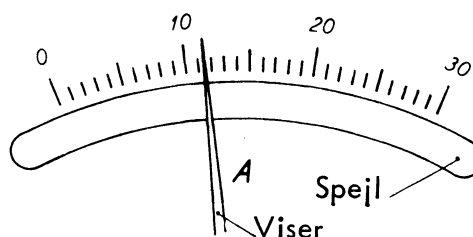
Til aflæsning af instrumentets visning forsynes dette med viser samt en skala.

Viseren udføres normalt i letmetall, som regel i kniv- eller spyd-facon. Den ubalance, som viseren og eventuelle unøjagtigheder i systemet forårsager, udbalanceres med kontravægte for en bestemt brugsstilling af instrumentet.

Instrumentet viser kun nøjagtigt i den brugsstilling, der er påtrykt skalaen. Brugsstillingen kan være stående, liggende eller i en bestemt stilling. Symbolerne på skalaen ser således ud:

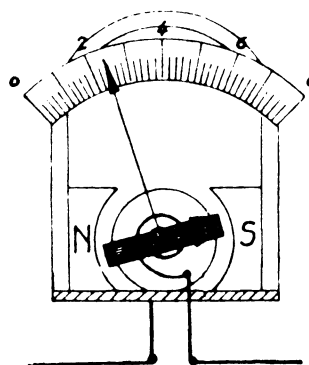


Skalaen til drejespoleinstrumentet er normalt liniær. Skalaen forsynes ligeledes med et spejl, så der ses en afspejling af viseren i spejlet; derved fås en mere nøjagtig aflæsning. Der aflæses, når viseren dækker spejlbilledet.



### 2.4 Magnetfeltenhed

Drejespolen kan dreje sig frit imellem en permanent magnets polsko.



Midt i spolen er anbragt en fastsiddende jernkerne, således at spolen kan bevæge sig i luftspalten, der opstår mellem den permanente magnet og jernkernen.

Kernen er med til at øge følsomheden. Magnetfeltet bliver kraftigere og følsomheden dermed større.





### 3. ANVENDELSE AF DREJESPOLE-INSTRUMENT

Drejespoleinstrumentet kan kun anvendes til jævnstrøm.

Ved pulserende jævnstrøm viser instrumentet middelværdien af jævnstrømmen.

Den mekaniske 0 stilling er normalt i venstre side af skalaen. For at forhindre instrumentet i at give udslag til venstre, er tilslutningerne til instrumentet mærket med + og -.

Ved en strømretning i instrumentet fra + til - giver instrumentet udslag mod højre.

#### 3.1 Klasseinddeling

Nøjagtighedskravene til drejespoleinstrumenter er angivet i DS-IEC 51 med bestemmelser for mærkning og klasseinddeling.

Klassebetegnelsen refererer til den største tilladelige fejlvisning i % af instrumentets fulde udslag, FSD - full scale deflection.

De i dag forekommende klasser er: 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1,0, 1,5, 2,5 og 5,0.

På et måleinstrument, der er indrettet til at måle 100 V, vil fejlen med et klasse 2,5 instrument være  $\pm 2,5$  V.

Dette vil sige, at viser instrumentet 10 V, kan den målte spænding være mellem 7,5 og 12,5 V, altså 25% til hver side af skalaudslaget.

Viser instrumentet 100 V, kan den målte spænding være mellem 97,5 V og 102,5 V, altså 2,5% til hver side af skalaudslaget.

Normalt forsøger man at få et skalaudslag i den sidste 1/3 af skalaen for at få den mest nøjagtige visning.

#### 3.2 Følsomhed

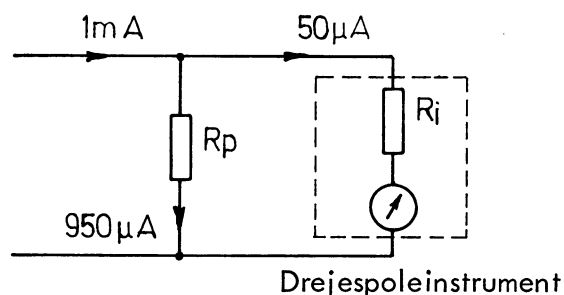
Drejespoleinstrumenter kan fås med en følsomhed ved FSD fra  $20 \mu\text{A}$  til flere ampere.

Spændingsfaldet over instrumentet er afhængig af den indre modstand samt strømmen igennem instrumentet.

Den indre modstand i et  $50 \mu\text{A}$  instrument kan være omkring  $3,5 \text{ k}\Omega$ , hvor et 1 mA instrument har en indre modstand på ca.  $100 \Omega$ .

#### 3.3 Amperemeter

Drejespoleinstrumentet kan anvendes til måling af større strømme end den, der er angivet som følsomheden på instrumentet.



Drejespoleinstrumentet shuntet med en modstand,  $R_p$ , der er mindre end instrumentets indre modstand  $R_i$ . Hvis måleområdet ønskes udvidet til 1 mA med et  $50 \mu\text{A}$  instrument, skal der ved fuldt udslag løbe  $50 \mu\text{A}$  i instrumentet og  $950 \mu\text{A}$  i shuntmodstanden.

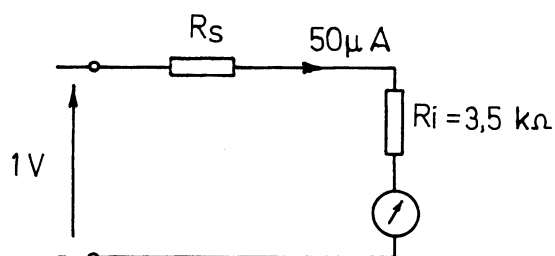
Dette betyder, at  $R_p$  skal være 19 gange mindre end instrumentets  $R_i$ .

Ved at udskifte  $R_p$  med andre værdier kan antallet af måleområder øges.

### 3.4 Voltmeter

Drejespoleinstrumentet kan anvendes til måling af spændinger.

I serie med drejespoleinstrumentets indre modstand anbringes en seriemodstand  $R_s$ .



Hvis måleområdet ønskes til 1 V, vil spændingen fordele sig over  $R_s$  og  $R_i$ . Ved fuldt udslag går der  $50 \mu A$  i kredsløbet, og hvis  $R_i = 3,5 k\Omega$ , er spændingen over instrumentet 175 mV. Over  $R_s$  er spændingen 825 mV.  $R_s$  kan beregnes til  $16,5 k\Omega$ . Ved at udskifte  $R_s$  kan antallet af måleområder øges.

## 4. UNIVERSALINSTRUMENT

### 4.1 Anvendelse

Drejespoleinstrumentet kan kun anvendes til at måle jævnstrømmen med.

Forsynes drejespoleinstrumentet med en ensretter, kan det anvendes til måling af vekselstrøm.

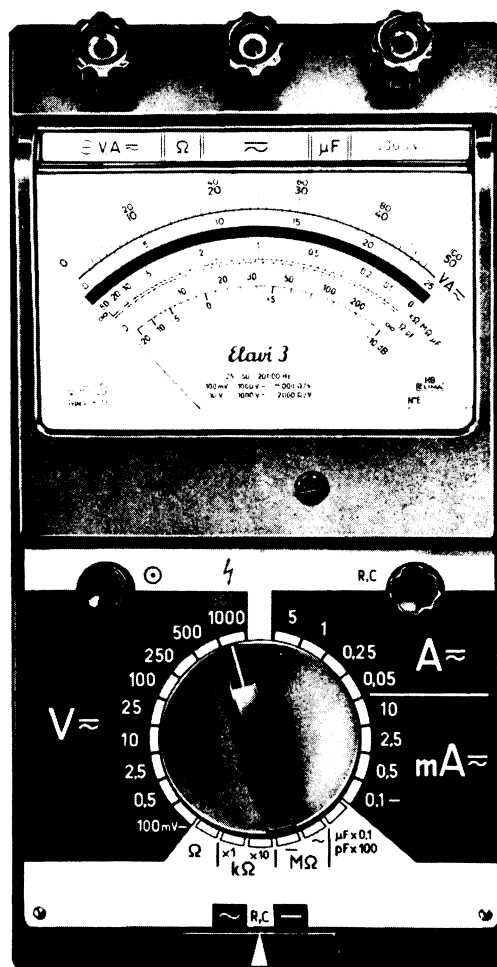
Hvis ensretteren er indbygget i drejespoleinstrumentet, kaldes det et ventilinstrument.

Signaturen på et sådant instrument ser således ud:

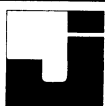


Ved hjælp af et ventilinstrument kan der fremstilles et universalinstrument, der kan måle:

- DC strømme og spændinger
- AC strømme og spændinger
- Modstande og kapaciteter







## 4.2 Spændingsmålinger

Ved spændingsmålinger indkobles en modstand i serie med drejespoleinstrumentet ved hjælp af en omskifter.

Der findes en seriemodstand for hvert spændingsområde.

Ved måling af AC spændinger er det middelværdien af det ensrettede signal, der måles. Imidlertid er skalaen kalibreret i effektivværdi for en sinus.

Dette betyder, at vekselspændinger med en anden kurveform end sinus vil give et forkert udslag på universalinstrumentet.

## 4.3 Strømmålinger

Ved strømmålinger indkobles en modstand i parallel med drejespoleinstrumentet ved hjælp af en omskifter.

Der indkobles en ny modstand for hvert strømområde.

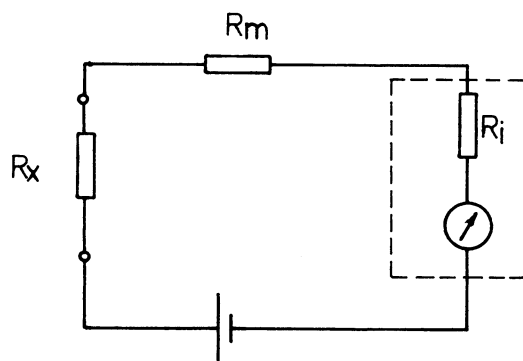
Som for spændingsmålinger er det ved AC middelværdien af det ensrettede signal, der måles.

Skalaen er imidlertid kalibreret i effektivværdi for en sinus.

Ved AC måling vil kun sinus-spændinger give et korrekt udslag.

## 4.4 Modstandsmåling

Til at måle modstande anvendes en spændingskilde. Målingen er en strømmåling.



Hvis  $R_x$  kortsluttes, giver instrumentet fuldt udslag.

Hvis  $R_x = \infty$ , giver instrumentet intet udslag.

Hvis  $R_x = R_m + R_i$ , giver instrumentet udslag til midt på skalaen.

Hvis  $R_x$  er halvt så stor som  $R_m + R_i$ , giver instrumentet  $2/3$  udslag.

Hvis  $R_x$  er dobbelt så stor som  $R_m + R_i$ , giver instrumentet  $1/3$  udslag.

Når  $R_m + R_i$  er kendt, kan skalaen kalibreres.

Måleområdet kan ændres ved at ændre  $R_m$ .

## 4.5 Kapacitetsmåling

Kapacitetsmålingen foregår principielt på samme måde som modstandsmåling, blot tilføres der en AC spænding udefra.

Målestrømmen ensrettes, inden den tilføres drejespoleinstrumentet.

## 4.6 Beskyttelse mod overbelastning

Til beskyttelse af instrumentet kan der være indbygget smeltesikring og momentudløsning.

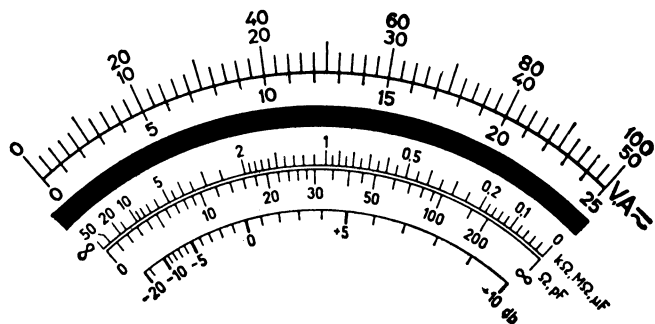
Nogle instrumenter har overspændingsleder for ensretterkoblingen, så ventilerne ikke ødelægges af spændingsspidser.

Ved spændingsmåling på højimpedante kredsløb, som f.eks. rør og transistorer, bør der anvendes instrumenter med stor indre modstand.



#### 4.7 Skala

Instrumentet er forsynet med skala for jævnstrøm eller vekselstrøm eller med fælles skala for jævn- og vekselstrøm.



Viserudslaget er proportionalt med den ensrettede vekselstrøms middelværdi.

Skalaen er justeret, så den ved sinusformet vekselstrøm viser  $1,11 \cdot \text{middelværdi} = \text{effektivværdi}$ .

Anvendes instrumentet til måling af vekselstrømme og spændinger, der ikke er sinusformede, vil udslaget ikke vise korrekt effektivværdi.

#### 4.8 Frekvensområde

I AC områderne er frekvensområdet typisk fra 25 Hz til 10.000 Hz, med en fejl på 1,5% ved de høje frekvenser, tillades en fejl på 3%, udvides frekvensområdet fra 10.000 Hz til 20.000 Hz.



## DISPOSITION

1. Voltmetret
2. Amperemetret
3. Ohmmetret

### 1. VOLTMETRET

#### 1.1 Drejespoleinstrument

Spolen bevæges til fuldt udslag ved få mV og en strøm på 5 til 20  $\mu\text{A}$ .

Ved større måleområder må spolen beskyttes af shunte og formodstande.

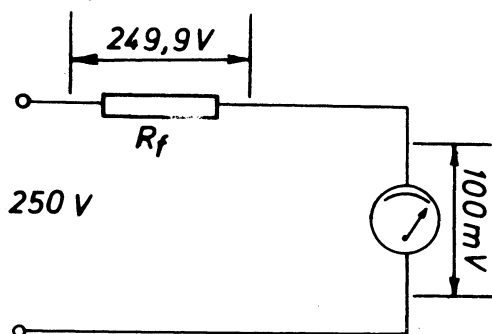
#### 1.2 Formodstande

Modstandene forbindes i serie med instrumentet og optager overskydende spændingsfald.

Eksempel:

Et drejespoleinstrument med fuldt udslag ved 100 mV skal måle 250 V.

Formodstanden skal optage 249,9 V.

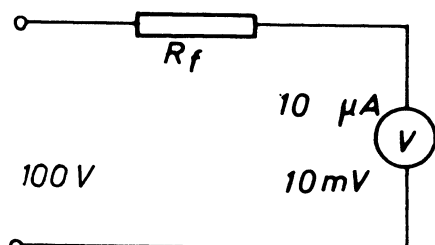


#### 1.3 Beregning af formodstand

Eksempel:

Et drejespoleinstrument med fuldt udslag ved 10 mV og 10  $\mu\text{A}$ .

Beregn  $R_f$  til måling af 100 V f.s.d.



Drejespolens  $R_i$  beregnes:

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{10 \text{ mV}}{10 \mu\text{A}} = 1000 \Omega$$

Instrumentets totale modstand

R beregnes:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{100 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 10 \text{ M}\Omega$$

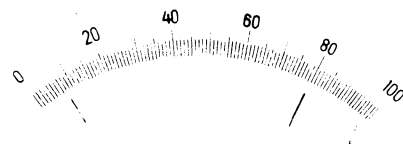
$R_f$  beregnes:

$$R_f = R - R_i = 10 - 0,001 = 9,999 \text{ M}\Omega$$

#### 1.4 Instrumentskala

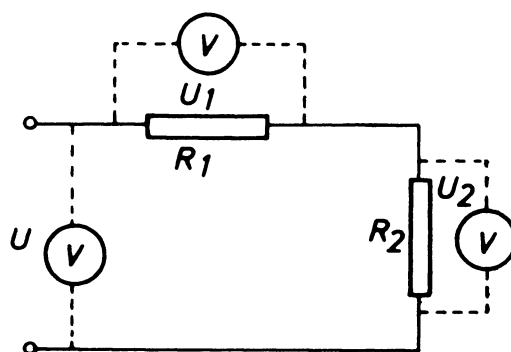
Skalaen er inddelt i skalastreger, der er gradueret til måleværdien.

Skalaen kan have flere måleområder, når instrumentet forsynes med flere formodstande.



#### 1.5 Anvendelse og tilslutning

Voltmetret måler den elektromotoriske kraft mellem to punkter og forbindes mellem de punkter, hvor imellem man ønsker at kende spændingen.







## 2. AMPEREMETRET

### 2.1 Anvendelse

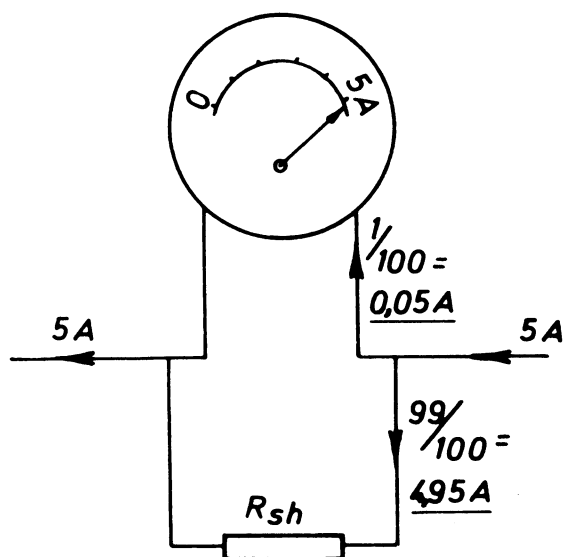
Amperemetret anvendes til måling af strøm og forbindes i serie med det forbrug, man ønsker at måle.

Instrumentet beskyttes af en shunt, der bærer f.eks. 99/100 af forbrugsstrømmen.

### 2.2 Instrumentskala

Skalaen gradueres til at vise 100/100 og indikerer den samlede strøm i kredsløbet.

Eksempel:



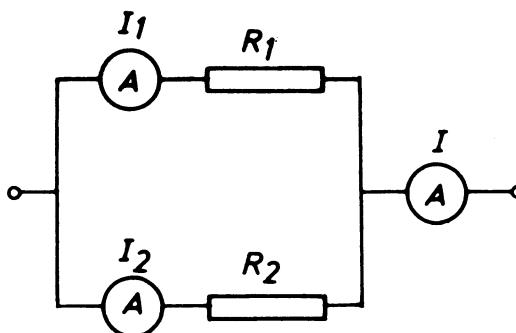
### 2.3 Tilslutning

Ved måling forbindes amperemetret i serieforbindelse.

Instrument med shunt har meget lille indre modstand og ødelægges, hvis det f.eks. forbindes som voltmeter.

Eksempel:

Amperemeterforbindelse for måling af  $I$ ,  $I_1$  og  $I_2$ .



### 2.4 Shuntberegning

Beregning af parallelle modstande.

Eksempel:

Et drejespoleinstrument med en indre modstand på 1 ohm giver fuldt udslag ved en strøm på 1 mA. Instrumentet skal måle 5 A.

Shuntstrømmen beregnes:

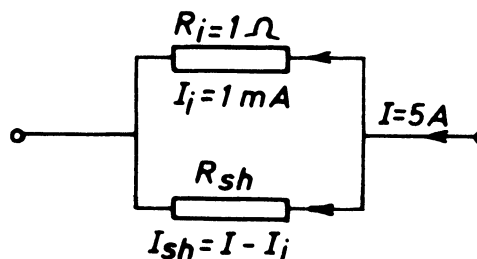
$$I_{sh} = I - I_i = 5 - 0,001 = \underline{4,999 \text{ A}}$$

Spændingen over parallelforbindelsen beregnes:

$$U = R_i \cdot I_i = 1 \cdot 0,001 = \underline{0,001 \text{ V}}$$

Shuntmodstanden beregnes:

$$R_{sh} = \frac{U}{I_{sh}} = \frac{0,001}{4,999} = \frac{1}{4999} = \underline{0,0002 \ \Omega}$$





### 3. OHMMETRET

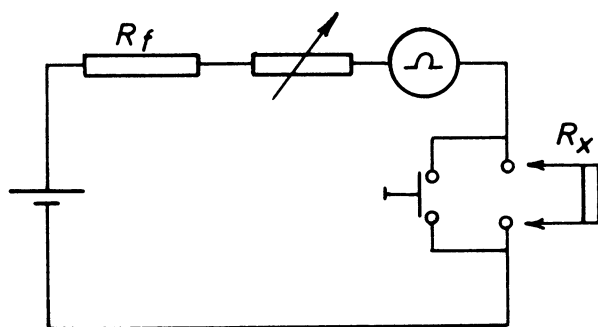
#### 3.1 Drejespoleinstrument

Anvendes som instrument i mange forskellige måleinstrumenter, f.eks. voltmetre, amperemetre, wattmetre og ohmmetre.

#### 3.2 Ohmmeter

Instrumentet anvendes til modstandsmåling og findes i flere typer afhængig af de forskellige krav til nøjagtighed.

En simpel type er ohmmetret i et universalinstrument.



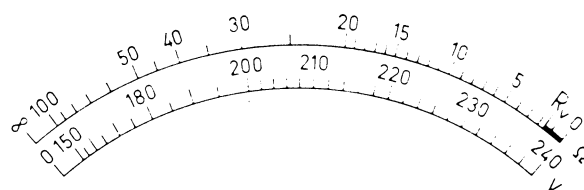
#### 3.3 Virkemåden

Drejespolen er serieforbundet med et element, en formodstand og en justermodstand. Sluttekontakten aktiveres, og viseren justeres til fuldt udslag med justermodstanden.

En ukendt modstand  $R_x$  forbindes til indgangen.

Når  $R_x$  er i serie, bliver viser-udslaget mindre.

Skalaen er med prøvemodstande gradueret i ohm, værdien for  $R_x$  kan aflæses.



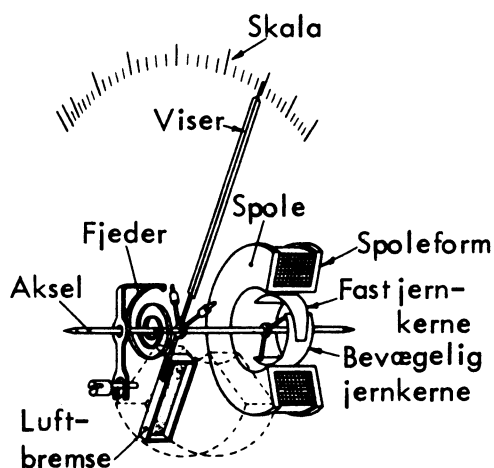


## DISPOSITION

1. Opbygning og virkemåde
2. Anvendelse

### 1. OPBYGNING OG VIRKEMÅDE

#### 1.1 Opbygning



Blødtjernsinstrumentets målesystem består af en rundspole, hvori der er anbragt to små stykker jernblik, hvoraf det ene er fast monteret på spolen, det andet på en bevægelig aksel.

På den bevægelige aksel er der også anbragt en viser, en spiral-fjeder samt en luftbremse.

#### 1.2 Virkemåde

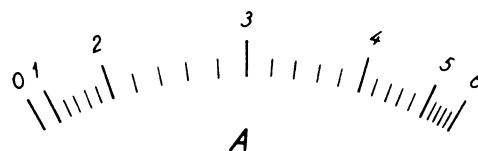
Når der sendes strøm igennem spolen, magnetiseres de to stykker jernblik i samme retning og frastøder hinanden med en kraft, der er proportional med kvadratet på strømmen i spolen.

Vendes strømmen gennem spolen, magnetiseres de to stykker jernblik modsat, men stadig med ens poler og vil stadig frastøde hinanden, hvilket betyder, at viserudslaget er uafhængigt af strømretningen.

I simple instrumenter er skala-inddelingerne meget små i den nederste del af skalaen, fordi skala-udslaget er kvadratisk.

Ved at give den faste jernkerne en bestemt form, kan der opnås en næsten lineær skala-inddeling, dvs. en jævn stigende inddeling.

Der kan også opnås skala-inddelinger, der er størst på midten af skalaen, hvilket anvendes ved såkaldte start-ampere metre, som monteres fast foran større motorer; her kan motorens normale strøm aflæses, og alligevel kan man aflæse det største strømstød under starten.



Omkring måleværdien vil der ske en indsvingning af viseren. Denne indsvingning dæmpes af luftbremsen, der virker som et stempel i et lukket luftpumpehus.

#### 1.3 Signatur





## 2. ANVENDELSE

### 2.1 Målemuligheder

Blødtjernsinstrumentet er konstrueret enten som voltmeter eller som amperemeter.

Som amperemeter kan det anvendes i forbindelse med shunt.

Voltmetret adskiller sig fra amperemetret ved, at det har større indre modstand for at begrænse den effekt, der afsættes i instrumentet.

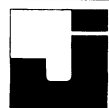
Blødtjernsinstrumentet kan anvendes til såvel AC som DC.

### 2.2 Fordele og ulemper

Med moderne hysteresefattigt blik kan instrumentet fremstilles i den mest nøjagtige klasse.

Frekvensområdet for vekselstrømsmålinger er normalt fra 15 til 100 Hz, i specielle udførelser dog op til ca. 1.500 Hz.

Blødtjernsinstrumentet er robust og billigt og er derfor meget udbredt som tavleinstrument.

DISPOSITION

1. Instrumentmærkning
2. Skalaaflysning

1. INSTRUMENTMÆRKNING

## 1.1 Krav til instrumentmærkning

Et viserinstrument skal ifølge DS-IEC 51 synligt være mærket med:

1. Fabrikantens navn eller mærke
2. Symbol for den målte enhed
3. Serienummer for instrumenter i klasse 0,05 .... 0,2
4. Symbol for nøjagtighed
5. Symbol for brugsstilling
6. Instrumenttypen skal afmærkes synligt på instrumenthus eller skala

ad. 2

På instrumentskalaen skal det angives, hvilken fysisk størrelse der måles, f.eks. volt, ampere, hertz, ohm.

ad. 4

Viserinstrumenter inddeles i klasser efter deres nøjagtighed.

Nøjagtigheden opgives som en procent af fuldt udslag.

Instrumenterne inddeles i følgende klasser:

0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1, 1,5, 2,5 og 5.

Hvis et instrument er mærket med 1,5, betyder det, at fejlen over hele skalaen kan være  $\pm 1,5\%$  af fuldt skalaudslag

ad. 5

Brugsstillingen er den stilling, instrumentet er i, når målingen foretages.

Klasseinddelingen og dermed nøjagtigheden gælder kun for den angivne brugsstilling.

Der anvendes følgende symboler:

Lodret stilling



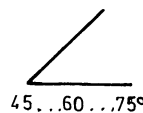
Vandret stilling



Skrå stilling  $60^\circ$



Skrå stilling  $45^\circ$  til  $75^\circ$



ad. 6

Instrumenttypen angives f.eks. med et af følgende symboler:

Drejespoleinstrument



Krydspoleinstrument





## Blødtjernsinstrument



## Bimetalinstrument



## Elektrostatisk instrument



### 1.2 Andre mærkninger

For at bære DS mærket skal et instrument også have mærkning af strømtype, det vil sige AC eller DC.

Endvidere skal instrumentet have mærkning af prøvespænding.

Prøvespændingen er den spænding, der kan tilsluttes målesystemet i et instrument uden fare for brugeren af instrumentet.

### 1.3 Instrumentets indre modstand

Instrumentets indre modstand kan være angivet på instrumentskalaen.

Det har især betydning for voltmeter, hvor mange ohm pr. volt det har mellem indgangsklemmerne. Man kan herved regne ud, hvor meget instrumentet belaster med i et givet spændingsområde.

Indstilles f.eks. et voltmeter, der er mærket  $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$  på  $50 \text{ V}$  området, er den indre modstand:

$$R_i = 20 \text{ k}\Omega \cdot 50 = 1 \text{ M}\Omega$$

## 2. SKALAAFLÆSNING

### 2.1 Fejlkilder ved aflæsning

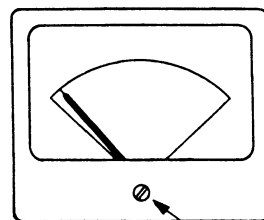
Ved aflæsningen af et instrument kan der ske fejlaflæsning af følgende årsager:

1. Nulpunkt ikke justeret
2. Fejlvisning ved instrument
3. Parallaxfejl

### 2.2 Nulpunktsindstilling

Inden der sættes spænding på et instrument, kontrolleres viserens stilling i forhold til nulpunkt.

Ved eventuel afvigelse fra nulpunkt indstilles viseren med stor forsigtighed med justeringsskruen.



Justeringskrue

### 2.3 Fejlvisning

Instrumentets klasseinddelingstal angiver fejlvisningen i % af fuldt udslag.

For måleinstrumenter med flere områder nedsættes fejlvisningens indvirkning på måleresultatet ved at anvende det område, der giver størst muligt udslag.

### 2.4 Eksempel på anvendelse af stort og lille måleområde

Med et instrument i klasse 1,5 og med strømområderne 10, 5, 2, 1, 0,5, 0,2, 0,1 ampere skal der måles en strøm.

Instrumentet stilles i 10 A område for at undgå overbelastning.

Udslagets størrelse aflæses til 0,8 A.



Den procentvise fejl ved instrumentet er 1,5% dvs. 0,15 A i 10 A området.

0,15 A udgør ved den aflæste værdi på 0,8 A en fejl på 18,75%.

Området ændres til 1 A.

Udslagets størrelse aflæses til 0,81 A.

Den procentvise fejl ved instrumentet er 1,5% af 1 A lig med 15 mA.

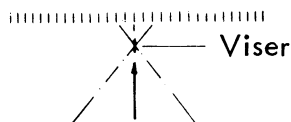
1 % af den aflæste værdi på 0,81 A er 15 mA lig med 1,85%.

Måling i det mindste område vil i praksis give et lidt ændret og mere nøjagtigt udslag end aflæsningen ved det store område.

## 2.5 Parallaxsejl

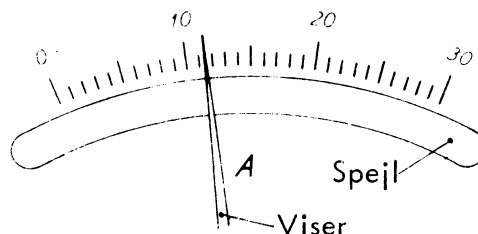
Der vil forekomme parallaxsejl ved instrumenter med stor afstand mellem viser og skala og ved at aflæse viserens stilling skråt fra venstre eller højre.

Parallaxsejl er en vinkelforskydning mellem den korrekte synsline, der er vinkelret fra viser ind på skalaen og den aflæste værdi.



Instrumenter skal altid aflæses vinkelret ind på skalaen og med en nøjagtighed, der er i et rimeligt forhold til klasseinddelingen af instrumentet.

Præcisionsinstrumenter er forsynet med spejlskala og knivviser, og aflæser man instrumentet med et øje, er aflæsningen nøjagtig, når viseren dækker sit spejlbillede, parallelaksefri.





## DISPOSITION

1. Generelt
2. Strøm- og spændingsmåling
3. Beregningseksempler

### 1. GENERELT

#### 1.1 Målinger

Målinger påvirkes af måleinstrumentets indre modstand og kan foretages med god nøjagtighed ved korrekt valg af instrument og forbindelsesmetode.

#### 1.2 Instrumentmodstand

Modstanden afhænger af instrumenttype og måleområde.

Modstand bør for amperemetre være lille; kan aflæses i instrumentets brugsanvisning som et spændingsfald ved et givet måleområde.

Modstanden bør for voltmetre være stor; kan beregnes ud fra ohm/volt mærkningen.

Eksempel:

Et instrument er mærket  
5.000 ohm/volt.

Ved 10 volt området er modstanden

$$10 \cdot 5.000 = \underline{50.000 \text{ ohm.}}$$

Ved 50 volt området er modstanden

$$50 \cdot 5.000 = \underline{250.000 \text{ ohm.}}$$

## 2. STRØM- OG SPÆNDINGS-

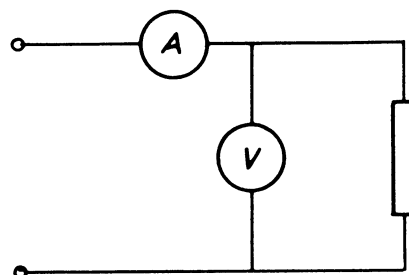
### MÅLING

#### 2.1 Rigtig spændingsmåling

Målingen anvendes ved målinger på små modstande.

Voltmetrets lille strømforbrug påvirker ikke amperemetret.

Amperemetrets lave modstand påvirker ikke voltmetret.

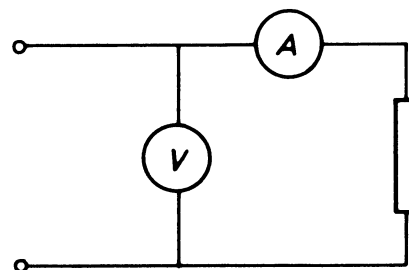


#### 2.2 Rigtig strømmåling

Målingen anvendes ved målinger på store modstande.

Amperemetret påvirkes ikke af voltmetrets strømforbrug.

Voltmetret påvirkes ikke af amperemetrets lille spændingsfald.





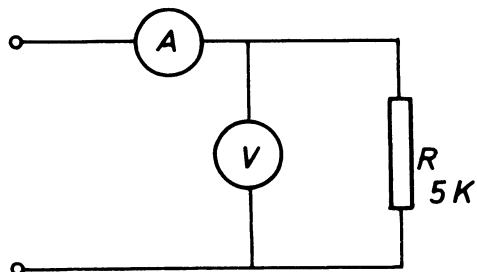
### 3. BEREGNINGSEKSEMPLER

#### 3.1 Beregning af modstand ved strøm og spændingsmåling

Voltmetret  $R_i = 10.000 \text{ ohm}$ .

Amperemetret  $R_i = 0,1 \text{ ohm}$ .

#### 3.2 Rigtig spændingsmåling



U aflæses til 220 V.

I aflæses til 0,065 A.

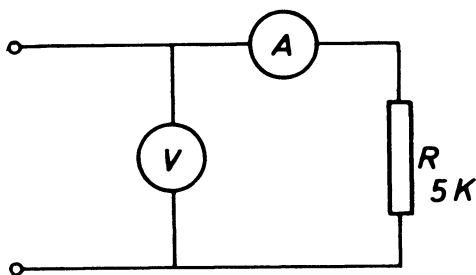
R beregnes til:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{220}{0,065} = \underline{3.334 \text{ ohm}}.$$

Resultatet er forkert.

Amperemetret måler også voltmetrets forbrug, der i dette eksempel er 50% af forbrugsstrømmen.

#### 3.3 Rigtig strømmåling



U aflæses til 220 V.

I aflæses til 0,044 A.

R beregnes til:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{220}{0,044} = \underline{5.000 \text{ ohm}}.$$

Resultatet er rigtigt.

Amperemetret måler kun forbrugsstrømmen.

Amperemetrets egen modstand er ubetydelig i forhold til belastningsmodstanden.

#### 3.4 Ved små belastningsmodstande

Et tilsvarende eksempel havde her vist, at rigtig spændingsmåling giver det mest korrekte resultat.



## DISPOSITION

1. Generelt
2. Minimumsdata
3. Oscilloskopets betjening
4. Måleteknik

### 1. GENERELT

Oscilloskopet har mange anvendelsesmuligheder og er især velegnet til måling af vekselspændinger, da det samtidig viser spændingens størrelse, kurveform og periodetid.

#### 1.1 Eksempler på anvendelsesmuligheder

##### AC måling

1. Spændingsmåling, spids til spids (ss).
2. Tidsmåling, bestemmelse af frekvens.
3. Kontrol af kurveformer.
4. Måling af stigetid for firkantimpulser.

##### DC måling

1. Spændingsmåling, både + og - . Det giver samme fordele som et viserinstrument med midtpunkt, men giver et hurtigere udslag, der er ingen viserdæmpning.
2. Kontrol af høje frekvenser med diodeprobe, f.eks. oscillatorfrekvens i en FM-tuner.

##### AC + DC måling

1. Jævnspænding og samtidig LF eller HF signal.
2. Jævnspænding, overlejret med brum, støj eller andre uønskede variationer.

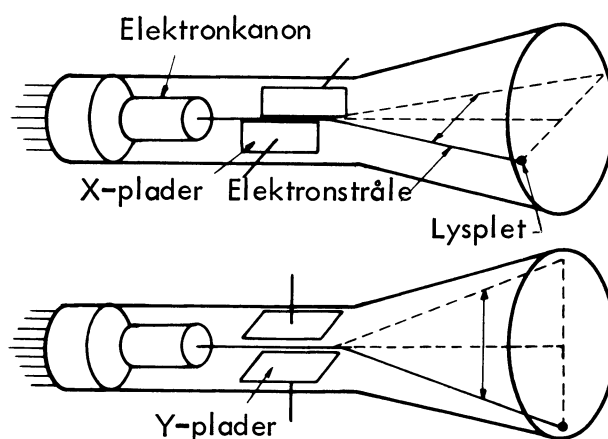
#### 1.2 Opbygning

Oscilloskopet er opbygget omkring et katodestrålerør, hvori en tynd elektronstråle frembringer en lysende plet på rørets endeflade, som kaldes skærmen.

Elektronstrålen frembringes af en elektronkanon, der er anbragt i røret, nærmest soklen.

Kanonen udsender en tynd elektronstråle fra katoden mod en fosforbelægning, der er anbragt på rørets endeflade (skærmen).

Strålens påvirkning får fosforet til at lyse op og danne en lysplet.



Da strålen består af elektroner, der er negative ladninger, kan den påvirkes elektrisk. Det gøres med de såkaldte afbøjningsplader, hvis indbyrdes spænding bestemmer plettens position på skærmen.

Der er anbragt to sæt plader i røret, kaldet X- og Y-plader.

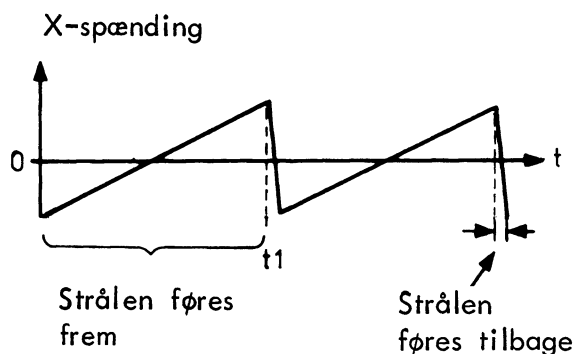
Lægges en spænding mellem X-pladerne, vil elektronstrålen, og dermed lyspletten på skærmen, flyttes i vandret retning.

En spænding mellem Y-pladerne vil tilsvarende afbøje pletten i lodret retning.

Tilføres X-pladerne en savtandspænding, som den viste, vil pletten starte og bevæge sig mod højre med jævn hastighed, så længe spændingen vokser.



Når pletten når højre side af skærmen, tiden  $t_1$ , falder spændingen hurtigt, og forløbet starter forfra i venstre side.



Savtandspændingen, der kaldes oscilloskopets sweep- eller kip-spænding, leveres af en indbygget generator.

Ved at ændre sweepspændingens frekvens, kan pletten bevæge sig hurtigere eller langsommere hen over skærmen.

Når bevægelsen er hurtig, vil det opfattes som om, der dannes en vandret streg på skærmen.

Lægges der samtidig en vekselspænding på Y-pladerne, vil pletten også blive afbøjet lodret, svarende til den øjeblikkelige størrelse af Y-spændingen.

Herved dannes et billede af, hvordan Y-spændingen ændrer sig med tiden, altså af kurveformen.

### 1.3 Y-indgang

Ved almindelige oscilloskoper er  $Z_i = 1 \text{ M}\Omega$  i parallel med 15 til 50 pF.

Y-forstærkerens båndbredde skal, på et rimeligt godt oscilloskop, være mindst 15 MHz.

### 1.4 Indgangsattenuator og sweepgenerator

Indgangsattenuatoren og sweepgeneratoren er kalibrerede dvs. knapperne på instrumentets forside angiver for hver stilling dels, hvor mange volt der svarer til en flytning på en deling i Y-aksens retning og dels, hvor lang tid det tager for strålen at bevæge sig en deling i X-retningen.

Ved hjælp af disse angivelser kan oscilloskopet anvendes til spændingsmåling både af DC, AC, spidsværdi og til grovere frekvensmåling.

På de fleste oscilloskoper kan sweepgeneratoren kobles fra, og der kan da ude fra lægges en spænding på X-pladerne via en indbygget X-forstærker.

### 1.5 Dobbeltstrålet oscilloskop

Oftentimes er oscilloskoperne udformet som dobbeltstråle-oscilloskoper.

I et sådant oscilloskop indeholder katodestrålerøret to elektrodesystemer, dvs. der er to elektronstråler til rådighed i samme rør og dermed mulighed for at frembringe to kurver på en gang.

De to elektronstråler afbøjes med samme hastighed af X-generatoren, som er fælles for de to stråler.

Derimod findes der to fuldstændig ens Y-forstærkere med hver sin Y-attenuator og hver sit Y-pladesæt.

De to Y-sektioner benævnes ofte henholdsvis  $Y_1$  og  $Y_2$  sektionen, og man taler om  $Y_1$  og  $Y_2$  stråler.

Triggerimpulserne, som anvendes til styring af den fælles X-generator, kan via en omskifter vælges fra enten  $Y_1$  eller  $Y_2$  sektionens Y-forstærker.



## 2. MINIMUMSDATA

### 2.1 Dobbeltstråle

### 2.2 Skærmstørrelse

8 cm · 6 cm med variabel belysning.

### 2.3 Kanaldata

Følsomhed: 5 mV/cm til 20 V/cm

Båndbredde:

DC til 15 MHz

AC, 2 Hz til 15 MHz

Indgangsimpedans:

1 MΩ, <30 pF.

### 2.4 Trigger

Billed, linie og HF.

Intern Y<sub>1</sub>.

Intern Y<sub>2</sub>.

Ekstern.

Netsynk.

### 2.5 Levelkontrol

Manuel.

Automatisk.

### 2.6 Ekstern X

### 2.7 X - Y tolerancer

Y-afbøjning ± 5%

Timebase ± 5%

X - Y ± 5%

### 2.8 Probe

Justerbar 1:10 probe.

## 3. OSCILLOSKOPETS BETJENING

### 3.1 Vigtigste indstillinger på oscilloskop

Valg af indgangsspænding, Y-forstærker.

Valg af tidsenhed, X-frekvens.

Valg af trigning.

### 3.2 Valg af indgangsspænding

Spændingsvælgeren er normalt udført som en omskifter, der dækker et antal områder, f.eks. 5 mV til 50 V pr. delestreg.

Det betyder, at med vælgeren i stilling 1 V vil en vekselspænding på 1 V spids til spids (ss) i højde ligge mellem to delestreger på skærmen.

Afstanden mellem de to delestreger er normalt 1 cm, men kan være mindre.

Oscilloskopets indgang, Y-bøsningen, bør aldrig sluttes til målepunktet gennem en almindelig ledning, da kurveformen derved påvirkes af ydre felter og forært belastning.

Brug altid en original måleprobe, der har en høj impedans, samt indbygget korrektion for indgangskapaciteten.

En 10:1 måleprobe nedsætter følsomheden 10 gange, og spændingsvælgerens tal skal derfor ganges med 10.

På mange nyere oscilloskoper findes en omskifter, x 1 og x 10.

Stilling x 1 er den normale, og her kan behandles det maksimale frekvensområde.

I stilling x 10 sættes forstærkningen 10 gange op, og man indvinder det, man normalt taber i måleproben, så spændingsvælgeren passer. Til gengæld begrænses frekvensområdet.





Signalfrekvensen er 100 Hz, og for at få to perioder med på skærmen er tidsenheden stillet til 2 mS. Da det er en sinusformet spænding, er det egentlig ligegyldigt, om man vælger + eller -.

Foruden + og - indstilling kan oscilloskopet have tilslutning for udvendig synkronisering, manuel trigger level indstilling, automatisk slukning af lysstrålen uden for fangområdet samt mulighed for "båndspredning" af en del af kurven.

Disse mere specielle funktioner er nærmere omtalt i den instruktionsbog, der følger med et oscilloskop.

Eventuelt vil der være anført, hvordan betjeningsknapperne stilles som udgangspunkt: I midten, helt til venstre, helt til højre, i AUTO osv.

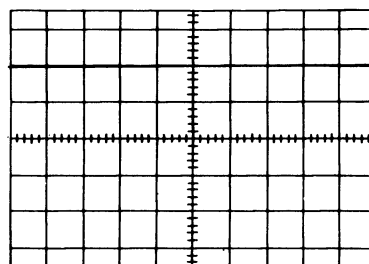
#### 4. MÅLETEKNIK

##### 4.1 Ren DC måling

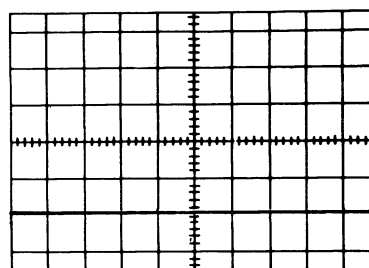
Et oscilloskop er særdeles velegnet til målinger af DC spændinger. Ved at stille omskifteren DC-0-AC på DC kan man måle  $\pm$  DC på et ønsket punkt, uden at skifte til rørvoltmeter eller universalinstrument.

Positive spændinger vil bevæge strålen opad, og man kan derefter aflæse antal delestreger  $\times$  markering på omskifter (volt/delestreg).

For negative spændingers vedkommende vil strålen bevæge sig nedad.



DC måling, 1V/delestreg  
+ 2 Volt



DC måling, 1V/delestreg  
-2 Volt

Hurtige variationer af en DC spænding kan ikke ses på et rørvoltmeter, idet dets reaktionstid er for stor (størrelsesorden 100 mS), men med oscilloskopet kan en eventuel variation konstateres og tidsmåles.

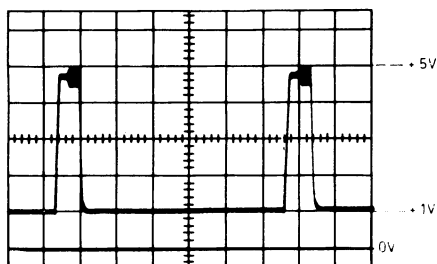
##### 4.2 Kontrol af kurver i DC stilling

Når oscilloskopet anvendes i AC stilling til kontrol af vekselspændinger eller impulslignende kurver, giver det oplysninger om deres spids til spidsværdi, frekvens og udseende. Gøres det samme i DC stilling, får man yderligere oplyst, hvilket DC niveau vekselspændingen går ud fra. Det kan være 0, stelpotentiale, eller det kan være en positiv eller negativ spænding.

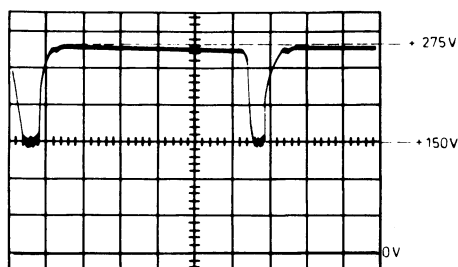
En kurve vil da ikke svinge lige meget ud fra midterlinien på oscilloskopet, og det kan da blive nødvendigt, for stadig at have "plads" til kurven, at ændre Y-forskydningen.

I en serviceanvisning vil der ud for en kurve ofte være angivet både  $U_{SS}$  og DC værdi; dette gælder f.eks. for farve TV, hvilket illustreres med følgende eksempler:

I dette eksempel er  $U_{SS}$  spændingen 4 V, og i forhold til stel varierer vekselspændingen mellem +1 og +5 V.

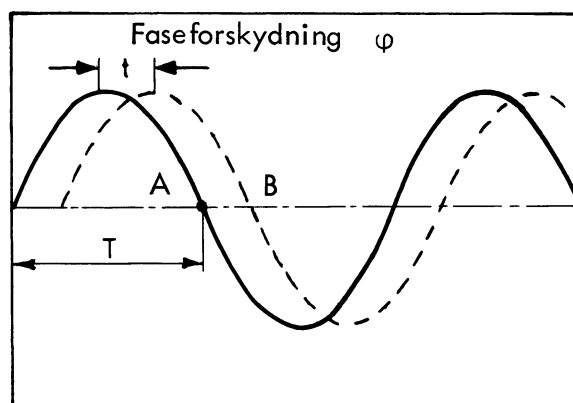


Næste eksempel, der er hentet fra et rørbeskyttet kredsløb i farve TV, viser en måling, hvor DC spændingen er større end AC variationen.

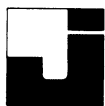


#### 4.3 lagttagelse af faseforskydning mellem $Y_1$ og $Y_2$

Et dobbeltstråleoscilloskop kan blandt andet anvendes til fase-sammenligning mellem to veksel-spændinger, dvs. måling af to spændingers tidsmæssige faseforskydning, kurve A og B.



$$\varphi = 180 \cdot \frac{t}{T}$$

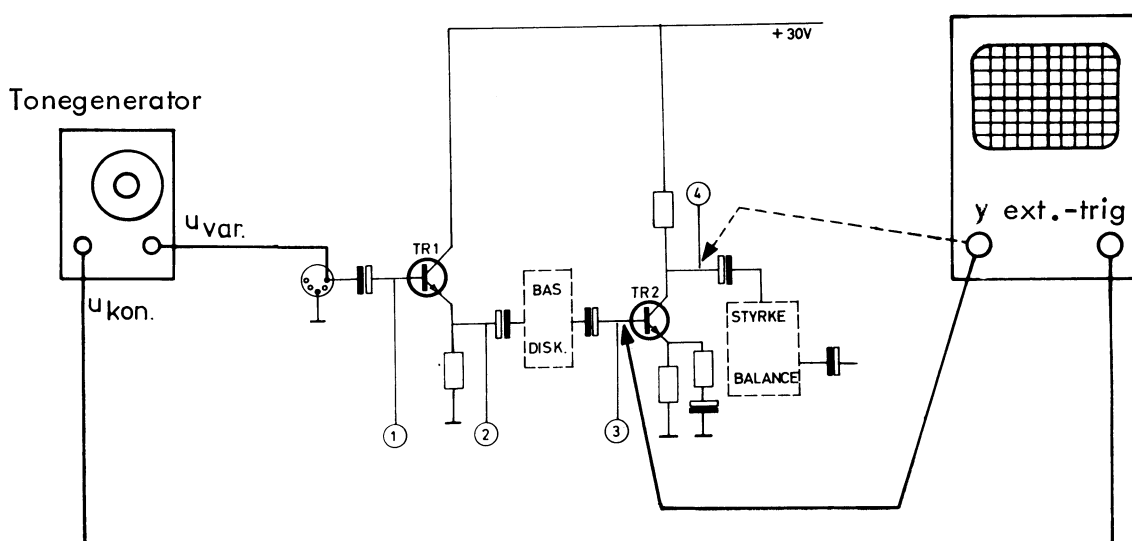


#### 4.4 Iagttagelse af faseforskydning ved hjælp af extern-trig

Ved anvendelse af extern-trig kan en faseforskydning mellem to vekselspændinger iagttages på et enkeltstråle-oscilloskop.

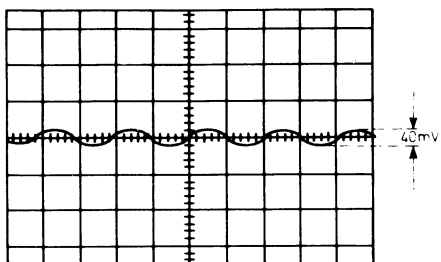
Eksempel:

Måling af fasedrejning i en transistor.

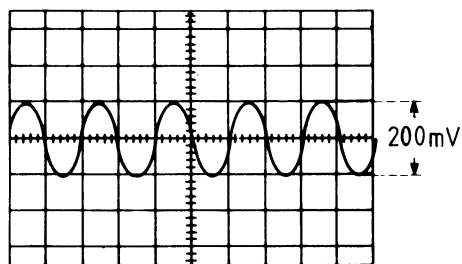


Oscilloskopets trig-vælger sættes i stilling ext.-trig, ext.-trig indgangen tilføres et konstant signal fra tonegeneratoren.

Kurven viser signalet på basis af TR2.



Kurven viser, at signalet på kollektor af TR2 er  $180^\circ$  fasedrejet i forhold til signalet på basis.





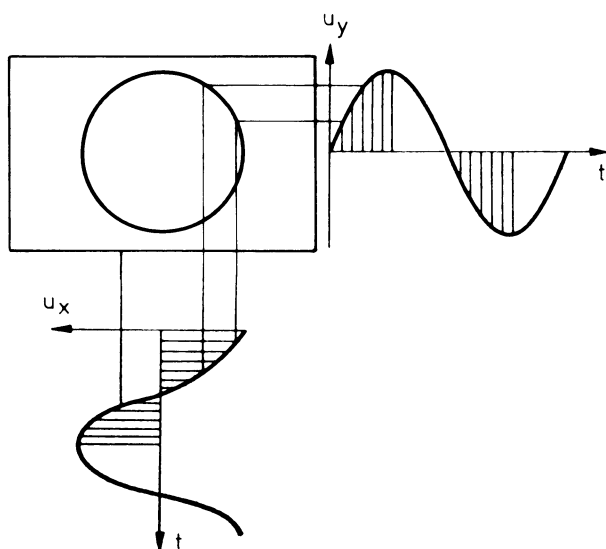


#### 4.5 Frekvensmåling

En frekvensmåling kan foretages ved sammenligning med en kendt og en ukendt frekvens.

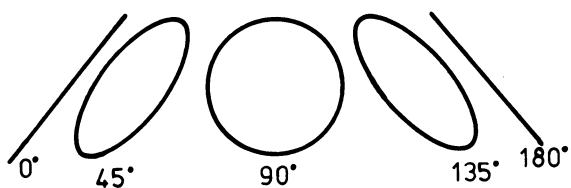
Den kendte og den ukendte frekvens føres ind på henholdsvis x- og y-indgangen, hvorved der dannes en såkaldt lissajousfigur.

Når de to frekvenser er ens og med en faseforskydning på  $90^\circ$ , vil oscilloskopet vise en rund ring.

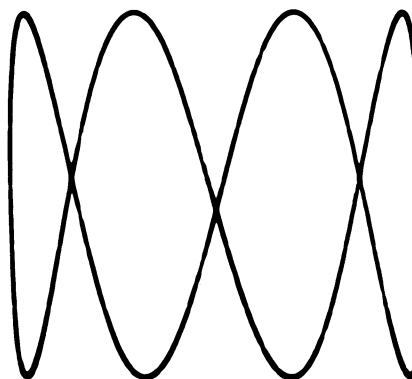


Er fasedrejningen større eller mindre end  $90^\circ$ , vil figuren blive mere eller mindre ellipseformet.

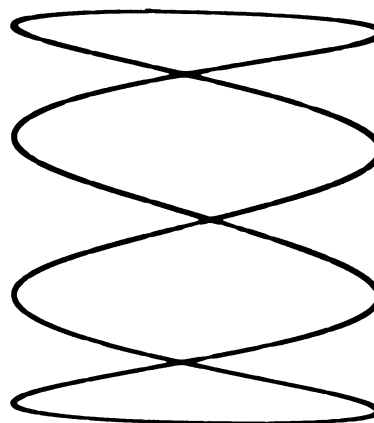
Ved fasedrejning  $0^\circ$  ( $360^\circ$ ) og  $180^\circ$  vil figuren blive en streg med en vinkel på  $45^\circ$ .



Lissajousfigur med forholdet 4:1 mellem målefrekvens og sammenligningsfrekvens.



Lissajousfigur med 4 gange højere sammenligningsfrekvens end målefrekvens.

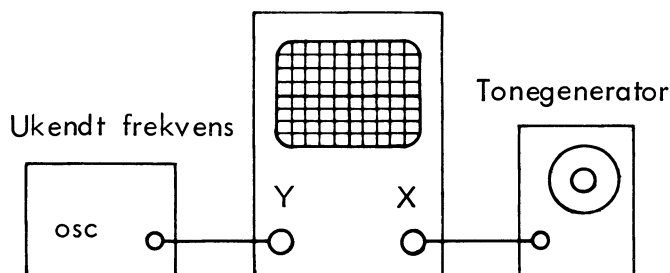




Eksempel:

Måling af ukendt frekvens.

Probens trimmekondensator justeres, så firkantspændingens kurveform bliver korrekt.



Oscilloskopets time-base sættes i stilling X.

X-indgang tilføres et signal fra en tonegenerator.

Den ukendte frekvens føres til Y-indgang.

Tonegeneratorens frekvens indstilles, så der dannes en lissajous-figur, og frekvensen aflæses på tonegeneratoren.

Forkert



Rigtigt



Forkert



#### 4.6 Justering af probe

Et oscilloskop er normalt forsynet med en speciel udgang til justering af den tilhørende probe's frekvensgang.

På udgangen vil enten være en firkantspænding med en periode-tid på 20 msek. eller en firkantspænding, hvis positive halvperiode fylder hele skærmens bredde, uanset X-indstilling.

DISPOSITION

1. Generelt
2. Minimumsdata

1. GENERELT1.1 Sikkerhed

På et værksted er det en fordel at tilslutte apparatet, der skal afprøves, til en transformator med to viklinger.

Derved opnår man, at apparatet, som skal repareres, bliver skilt fra lysnettet, og at faremomentet ved et spændingsførende chassis er elimineret.

1.2 Reguleringstransformator

Ved samtidig at anvende en reguleringstransformator kan apparatet tilføres en spænding mellem 0 V og den fulde netspænding og ved at benytte en reguleringsformator, som går op til 250 V, kan apparatet gives en overspænding, som nu og da kan være nyttig ved afprøvning.

1.3 Viserinstrument

Til kontrol af den afgivne spænding og strøm anbringes der ofte et voltmeter, 0 til 250 V, og et amperemeter, 0,5 til 2 A, på forpladen.

2. MINIMUMSDATA

	Minimumsdata	Bemærkninger
Udgang	Spænding : 0 til 250 V ~ Strøm : 0 til 2 A Effekt : 500 VA maks. Impedans : Ca. 6,5 $\Omega$	Krav om netadskillelse ifølge Arbejdstilsynets sikkerhedsbestemmelser.
Viserinstrumenter	Voltmeter : 0 til 250 V Amperemeter : 0,5 til 2 A	



## DISPOSITION

1. Generelt
2. Minimumsdata
3. TG7

### 1. GENERELT

#### 1.1 Opbygning

Tonegeneratoren til servicebrug er normalt en RC-generator opbygget omkring en "Wien-bro" oscillator med ens modstands- og kapacitetsværdier til den frekvensbestemmende brogren.

Kondensatorerne er kontinuert variabel (frekvensskala), medens modstandene kan varieres i spring med en tryknap- eller drejomsifter (frekvensområde).

Oscillatorens amplitude holdes konstant af et reguleringskredsløb.

Udgangsattenuatoren består af en kontinuert variabel attenuator og en tryknap- eller drejomsifter med 10 dB eller 20 dB spring.

Udgangsspændingen føres til to udgangsbøsninger, en Vu-variabel, bestemt af udgangsattenuatoren, og en Vu-konstant, som f.eks. kan anvendes til synkronisering af et oscilloskop.

På de fleste nyere generatorer kan udgangsspændingens kurveform ændres mellem sinus og firkant.

### 2. MINIMUMSDATA

	Minimumsdata	Bemærkninger
Frekvensområde	10 Hz til 100 kHz Nøjagtighed $\pm 2\%$	Til reparation og kontrol af LF-forstærker og båndoptager (frekvensgang, fejlfinding med firkant output).  Med hensyn til DIN 45.500.
Udgangsspænding	Kurveform: Sinus/firkant Område: 0 til 1 V i 10 dB spring Nøjagtighed: $\pm 0,5$ dB Frekvenskarakteristik: $\pm 0,1$ dB 20 Hz til 20 kHz Forvrængning: (sinus) $\leq 0,1\%$ 20 Hz til 20 kHz Stigetid (firkant) maks. 1 $\mu$ sek.	
Udgangsimpedans	75 $\Omega$ - 600 $\Omega$	



### 3. TG7

#### 3.1 Introduktion

B & O RC-oscillator type TG7 er en fuldtransistoriseret sinus/firkant-generator med lav forvrængning til anvendelse på laboratorier, skoler, serviceværksteder, fabrikker m.m.

Den dækker et stort frekvensområde, 10 Hz til 1 MHz, og er meget stabil overfor temperatur- og netspændingsvariationer.

Udgangsspændingen, 0 til 3,16 V, kan varieres kontinuerlig i syv områder.

Generatoren kan med fordel anvendes ved undersøgelse og reparation af stereoforstærkerudstyr, idet der på instrumentet findes en speciel 5-pol. DIN-udgang, kombineret med en venstre/højre-kanalskifter.

Udgangsimpedansen er lav,  $75 \Omega$ , hvorved man i de fleste tilfælde kan se bort fra den kapacitive belastning i målekabler og måleledninger.

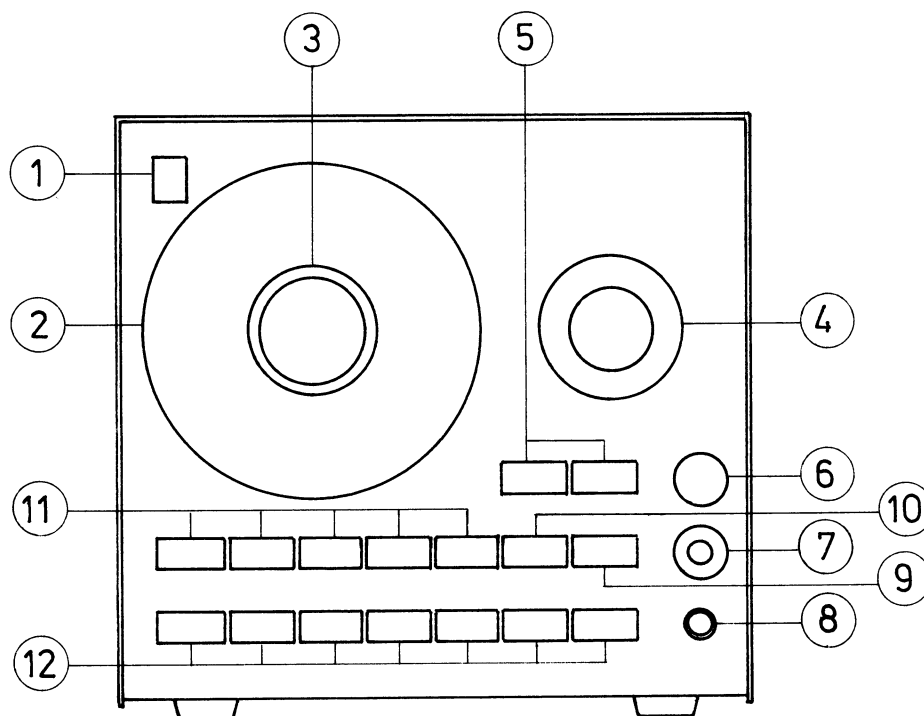


### 3.2 Anvendelse

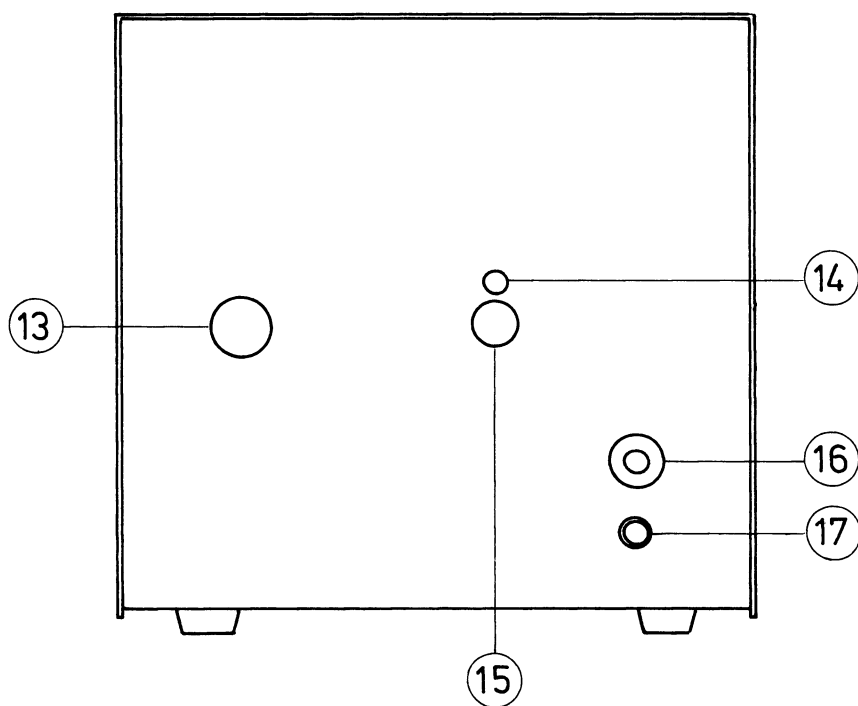
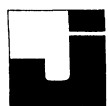
RC-oscillator TG7 kan tilsluttes følgende netspændinger: 110 V, 130 V, 220 V eller 240 V.

Spændingsomskifteren (15) bag på instrumentet stilles til den korrekte netspænding (14) før tilslutning til nettet.

Instrumentet tændes ved at indtrykke en af frekvensområdeknapperne (11) og slukkes ved tryk på netafbryderen (10).



1. Indikatorlampe : Lyser op, når generatoren er tændt.
2. Frekvensskala : Varierer frekvensen inden for hvert område.
3. Mikrodrev : Ændrer frekvensskalaens udveksling i forholdet 5 : 1.
4. Variabel attenuator : Varierer udgangsspændingen inden for hvert område af udgangsatenuatoren (12).
5. Kanalomskifter : Skifter signalet på stereo-udgangsbøsningen (6), mellem venstre (L), højre (R) eller venstre + højre kanal, (L + R). Ved 4-kanalstereo er der signal på begge venstrekanaler samtidig og begge højrekanaler samtidig.
6. Stereo-udgang, 5-pol. DIN.
7. Udgang for koaksial-tilslutning.
8. Stelbøsning.
9. Funktionsomskifter : Skifter mellem sinus- og firkantkurveform.
10. Netafbryder.
11. Frekvensområdeomskifter : Skifter mellem fem områder. Aflæsning af området multipliceret med skalaaflysning (2) giver udgangsfrekvensen.
12. Udgangsattenuator : Attenuerer udgangsspændingen i seks trin med 10 dB pr. trin.



- 13. Netsikring
- 14. Netspændingsindikering: Angiver den netspænding, instrumentet må tilsluttes.
- 15. Netspændingsomskifter: Skifter mellem fire forskellige netspændinger, 110 V, 130 V, 220 V og 240 V.
- 16. Synkudgang: Afgiver 1 V, konstant, i tomgang eller 0,5 V ved en belastning på  $600\Omega$ . Kurveformen er den samme som på udgang (6) og (7).
- 17. Stelbøsning





## DISPOSITION

1. Generelt
2. FET-multimeter

### 1. GENERELT

#### 1.1 Måling af spændinger

Ved måling af spændinger er det vigtigt ikke at belaste målepunktet. Ved at anvende et instrument med meget stor indre modstand undgår man at belaste målepunktet og derved ændre på den spænding, der er i målepunktet.

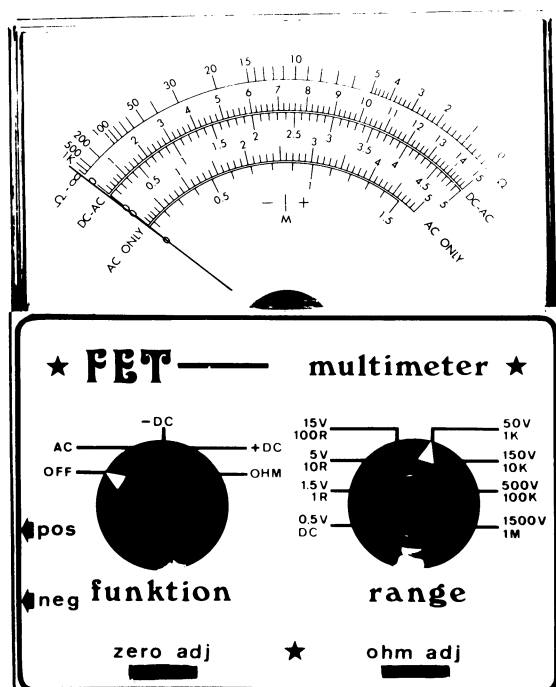
Ved et FET-voltmeter er indgangsmodstanden konstant i alle DC måleområder, ligeledes er den også konstant i alle AC måleområder.

#### 1.2 Målefunktioner

Et FET-voltmeter har normalt tre målefunktioner, det er måling af jævnspænding, vekselspænding samt modstandsmåling.

### 2. FET-MULTIMETER

#### 2.1 Frontpanel



#### 2.2 Funktionsomskifter

Funktionsomskifteren anvendes til valg af, hvad der skal måles. Batterispændingen afbrydes ligeledes også med denne omskifter. Instrumentet har følgende funktioner AC, DC-, DC+ og ohm.

#### 2.3 AC

I stilling AC måles med nederste bøsning i venstre side af instrumentet, sluttet til stel og øverste bøsning tilsluttes punktet, hvor spændingen ønskes målt.

Med Range-omskifteren vælges det område, hvor viseren giver størst udslag, dog uden at nålen slår ud over skalaen.

Laveste AC område er 1,5 V FSD.

Instrumentet måler signalets spidsværdi, men skalaen er kalibreret i effektivværdi. Men dette gælder kun, dersom der måles på sinusspændinger.

#### 2.4 DC-, DC+

I stilling DC+ måles jævnspændingen, der tilsluttes mellem bøsningerne i venstre side af instrumentet. Dersom instrumentet slår korrekt ud, så er spændingen på den øverste bøsning positiv i forhold til spændingen på den anden bøsning. Ved DC- vendes tilledninger inden i instrumentet således, at korrekt udslag er spændingen på den øverste bøsning negativ i forhold til spændingen på den nederste bøsning.

Med Range-omskifteren indstilles til den ønskede instrumentfølsomhed. Største følsomhed i stilling DC er 0,5 V FSD.

Dersom der skal måles en DC spænding i et punkt, hvor der også er AC, så skal FET-metret serieforbindes med en 100 k $\Omega$  modstand, da instrumentet ellers vil kortslutte AC spændingen.



## 2.5 Ohm

Modstanden, der ønskes målt, tilsluttes mellem bøsningerne i venstre side. Inden modstand skal måles, bør man kortslutte bøsningerne og justere ohm adj til 0 ohm.

Når ohm måles, bør Range-omskifteren indstilles således, at udslaget er midt på skalaen.

## 2.6 Justering

Inden instrumentet tændes, skal mekanisk nuljustering kontrolleres. Efter at instrumentet er tændt, justeres i stilling DC og AC til 0 V med zero adj.



## DISPOSITION

1. Generelt
2. Betjening af MM2

### 1. GENERELT

#### 1.1 Anvendelse

En RLC-målebro anvendes til at udmåle modstande, spoler og kondensatorer med. RLC-målebroen måler med en vekselspænding fra ca. 100 Hz til et par MHz alt efter måleområdet.

#### 1.2 Måleprincip

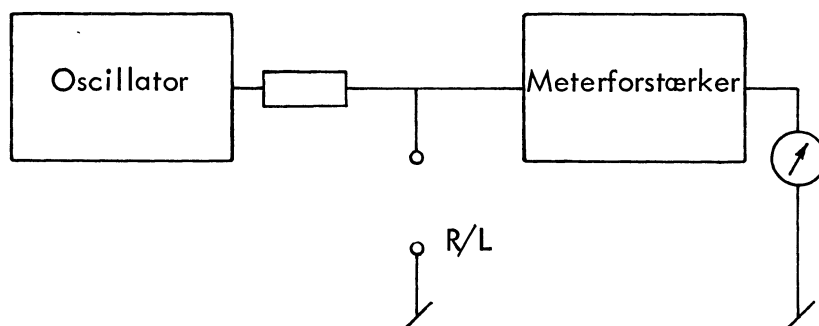
RLC-målebroen indeholder en oscillator, der svinger med en kendt spænding og frekvens. Den ene spænding tilsluttes en spændingsdeler, hvor den ene komponent i spændingsdeleren er den ukendte komponent, der skal undersøges, og den anden er en kendt modstand.

Ved R- og L-måling måles spændingen over den ukendte komponent.

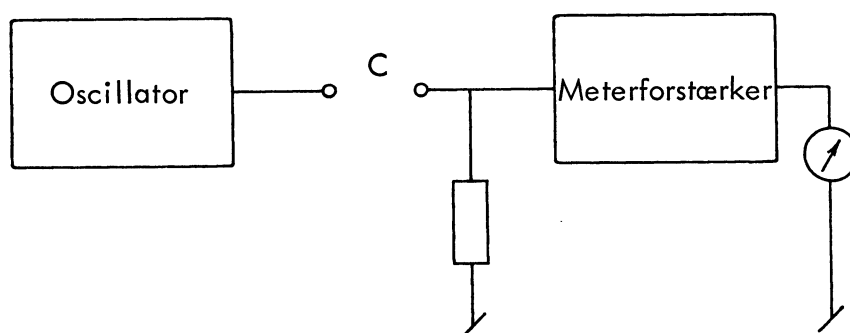
Ved måling af kondensatorer måles spændingen over den kendte modstand.

Når spændingsdelerens andre komponenter er valgt med omhu, og frekvens og spænding er kendt, kan måleinstrumentet kalibreres direkte i ohm, henry og farad.

Måleprincip ved modstande og spoler.

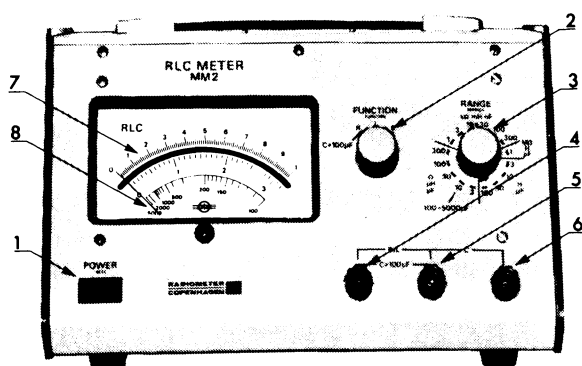


Måleprincip ved kondensatorer



## 2. BETJENING AF MM2

### 2.1 Frontpanel



### 2.2 POWER (1)

Afbryderen er med indbygget lampe, der lyser, når apparatet er tændt.

### 2.3 FUNCTION vælger (2)

Funktionsomskifteren har tre stillinger:

Position R,  $C > 100 \mu F$ :

Anvendes til modstandsmåling og måling af kapaciteter mellem  $100 \mu F$  og  $5.000 \mu F$ .

Position L:

Måling af selvinduktion.

Position C:

Måling af kapaciteter op til  $100 \mu F$ .

### 2.4 RANGE vælger (3)

Med områdevælgeren indstilles måleområdet.



## 2.5 R/L, $C > 100 \mu F$ og C terminal (4, 5, 6)

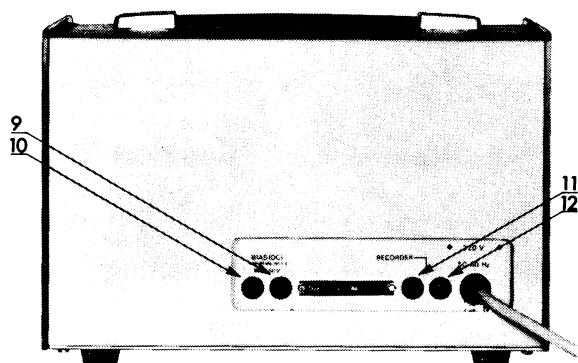
Til de respektive terminaler forbindes den ukendte komponent.

## 2.6 Meter

Metret er indrettet med tre skaler.

Skala 8 anvendes ved måling af kapaciteter mellem  $100 \mu F$  og  $5.000 \mu F$ .

## 2.7 Bagsiden



## 2.8 BIAS (DC) terminal 9 og 10

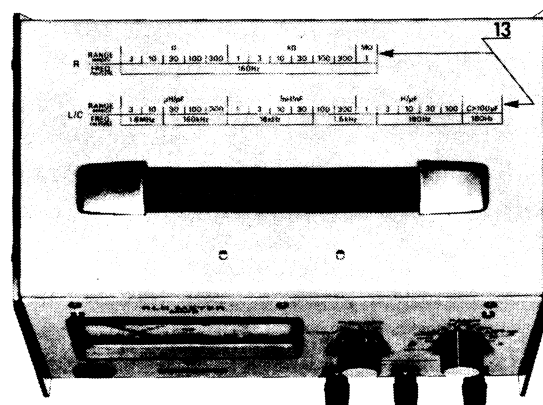
Dersom den ukendte komponent skal tilføres en bias-spænding, kan denne tilsluttes til terminal 9 og 10. Spændingen må ikke overstige 60 V, terminal 9 er stel.

## 2.9 RECORDER terminal 11 og 12

Til disse terminaler kan der tilsluttes en skriver.

Spændingen mellem terminalerne er -1 V ved fuldt meterudslag.

## 2.10 Toppen



Skemaet (13) viser, hvilke frekvenser der anvendes i de forskellige måleområder.

## 2.11 Anvendelse

Apparatet tændes med POWER knappen. Den ukendte komponent anbringes ved terminalerne 4, 5 og 6.

Modstande og spoler samt store kondensatorer anbringes mellem 4 og 5.

Kondensatorer op til  $100 \mu F$  anbringes mellem 5 og 6.

Med FUNCTION omskifter (2) indstilles til måling af R, L eller C.

RANGE knappen (3) indstilles, indtil meterudslaget kan aflæses.



## DISPOSITION

1. Generelt
2. 2425

### 1. GENERELT

#### 1.1 Anvendelse

Inden for LF teknikken er der ofte brug for at måle spændinger, der er i størrelsen fra nogle få mV til flere hundrede volt, i et frekvensområde fra ca. 10 Hz til 150 kHz. Til dette brug anvendes et AC-forstærkervoltmeter.

#### 1.2 Måleområder

Forstærkervoltmetret er indrettet således, at det kan måle RMS (effektiv), Avg. (middel) samt Peak (spids) værdier.

Forstærkervoltmetret er også forsynet med en skala, der er inddelt i dB. Denne skala anvendes til aflæsning af forholdet mellem to spændinger udtrykt i dB.

#### 1.3 Indgangsimpedans

Indgangsimpedansen i et forstærkervoltmeter er ca.  $1\text{ M}\Omega//47\text{ pF}$ , og det er næsten samme impedans som på et oscilloskop. Derfor kan prober til oscilloskoper anvendes til forstærkervoltmeter således, at kapaciteten, der belaster målepunktet, ikke ødelægges af et tilfældigt kabel.

Ved måling på lavimpedansede kredsløb vil en sådan tilfældig belastning ikke få ret stor betydning for måleresultatet.

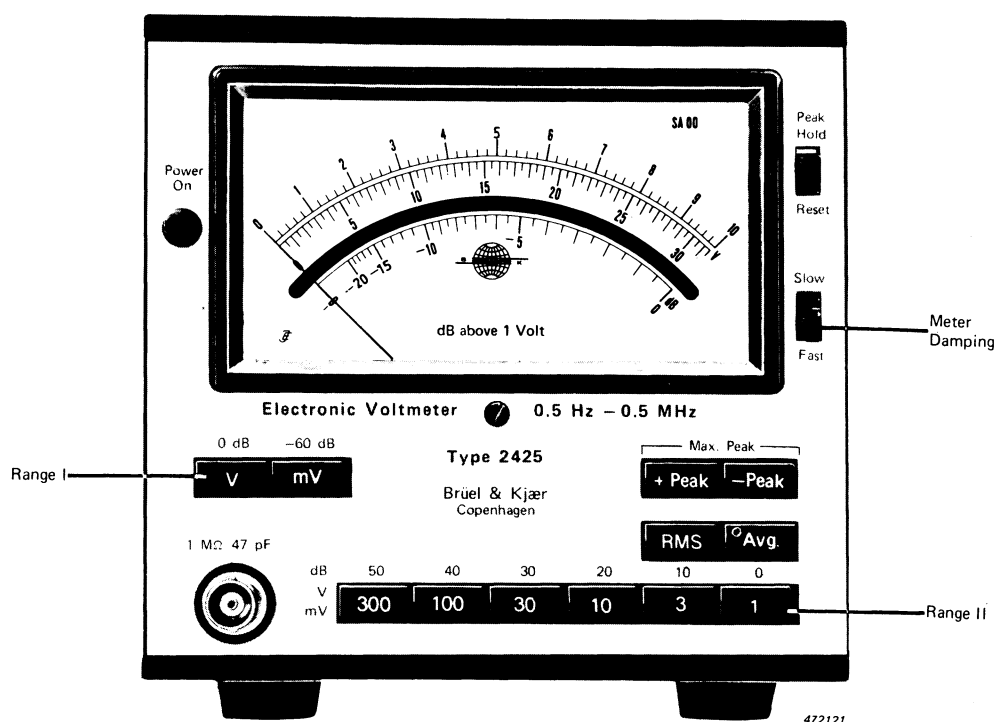
Ved måling på højimpedansede kredsløb vil det få stor indflydelse på måleresultatet, dersom man belaster med en tilfældig kapacitet.

#### 1.4 Udgange

På et forstærkervoltmeter er der ofte en AC-udgang, hvor der kan udtages den spænding, instrumentet måler. Spændingen er ligefrem proportional med viserudslaget og ofte 1 V ved FDS (full scale deflection).

## 2. 2425

### 2.1 Frontpanel



### 2.2 Power On

Instrumentet er tændt, når "Power On" er indtrykket. Når instrumentet er tændt, skal skalalampen lyse.

Inden der tændes, bør der kontrolleres, om instrumentet er indstillet og tilsluttet den korrekte netspænding.

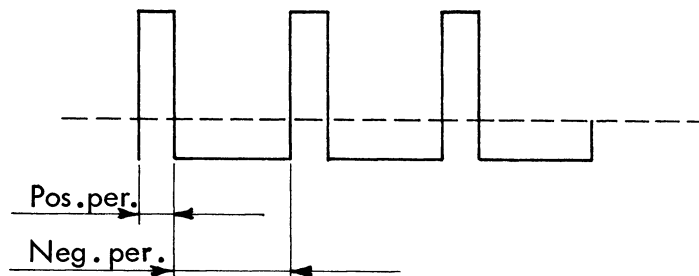
### 2.3 Input

Spændingen, der ønskes målt, tilsluttes BNC-bøsningen på frontpanelet.

Maksimal indgangsspænding i stilling "mV" er 80 V. I stilling "V" er maksimal indgangsspænding 380 V RMS og 250 V DC. Instrumentets indgangsimpedans er  $1 \text{ M}\Omega // 47 \text{ pF}$ .

### 2.4 Spændingsomskifter

Instrumentet kan måle RMS ved en crest-faktor, topfaktor, op til 5, og middelværdi (Avg), der er AC-signalets middelværdi af den positive periode.



Instrumentet kan desuden måle positiv (+ Peak) og negativ (-Peak) spidsværdi. Ved indtrykning af begge knapper viser metret den største af spidsværdierne.



## 2.5 Range

Områdeomskifterne I og II anvendes til at vælge instrumentets følsomhed med. Største følsomhed er 1 mV FSD. Mindste følsomhed er 300 V FSD.

## 2.6 Meterdamping

I stilling "Fast" har instrumentet en nedre grænsefrekvens på  $20 \text{ Hz} \pm 0,2 \text{ dB}$  og peak stigetid  $< 50 \mu\text{sek.}$

I stilling "Slow" er den nedre grænsefrekvens  $0,5 \text{ Hz} \pm 0,5 \text{ dB}$  og en peak stigetid  $< 500 \mu\text{sek.}$

## 2.7 Peak Hold

"Peak Hold" stillingen anvendes kun sammen med "+Peak", "-Peak" og "Max. Peak". I stilling "Peak Hold" aflades viserudslaget med  $0,05 \text{ dB/sek.}$  i stilling "Fast" og  $0,005 \text{ dB/sek.}$  i stilling "Slow".

I stilling "Reset" er afladetiden 2,7 sek. i "Fast" og 30 sek. i "Slow".





## DISPOSITION

1. Definitioner
2. Ohms lov

### 1. DEFINITIONER

#### 1.1 Spænding

For at bevæge en strøm gennem et kredsløb skal kredsløbet påtrykkes en spændingsforskel mellem tilledningerne.

Spænding måles i volt (V).

Jævnspænding angives med "U", og vekselspænding angives med "u".

Angives en spænding med pil, viser pilens spids mod det mest positive potentiale.

#### 1.2 Strøm

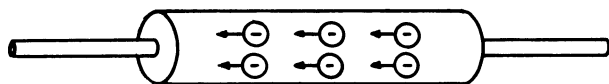
En leder indeholder mange frie elektroner, der kan flyttes fra et atom til et andet.

Påtrykkes en leder en spænding, bevæger elektronerne sig mod det mest positive potentiale.

Elektronbevægelsen kaldes strøm og måles i ampere (A).

Jævnstrøm angives med "I", og vekselstrøm angives med "i".

Strømmen er vedtaget at løbe fra det mest positive potentiale til det mest negative potentiale, altså modsat elektronernes bevægelsesretning.



← Elektronbevægelse  
Strømretning →

#### 1.3 Effekt

Elektrisk effekt, der angives med "p", er produktet af den påtrykte spænding og den resulterende strøm, altså en øjebliksværdi.

Effektens middelværdi, dvs. gennemsnitsværdien af p i et tidsinterval, angives med "P".

Effekt måles i watt (W).

#### 1.4 Energi

Elektrisk energi måles i joule (J) og angives med W/sek. og kWh (kilowatttimer).

Energi er et mål for, hvor megen effekt der er overført i et tidsrum.

#### 1.5 Ohmsk modstand

Dersom alt tilført energi til et kredsløb bliver omsat til varme, er der tale om en ren ohmsk modstand.

Ohmsk modstand angives med "R" og måles i ohm ( $\Omega$ ).

### 2. OHMS LOV

Jo større spændingsforskel en given modstand tilsluttes, desto kraftigere strøm gennemløbes den af.

Jo større modstand man tilslutter en given spænding, desto svagere strøm gennemløbes den af.

Jo kraftigere strøm man sender gennem en given modstand, desto større bliver spændingsfaldet over denne.

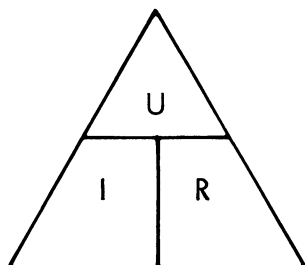
Disse tre sætninger kan nedfældes i et udtryk, som kaldes Ohms lov.

$$U = I \cdot R$$



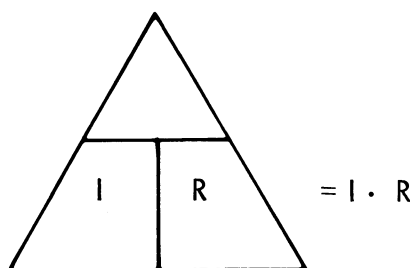
## 2.1 Huskereglene

For nemmere at kunne anvende Ohms lov, kan den skrives op i en trekant.

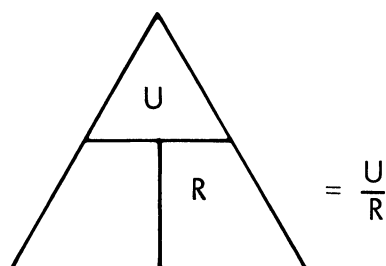


Den søgte størrelse tildækkes, og man kan direkte aflæse, hvad der skal gøres ved de to kendte størrelser.

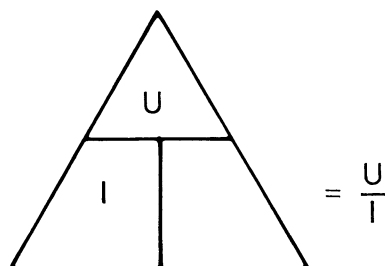
Dersom spændingen søges, ser det således ud:



Søges strømmen, tildækker man I.



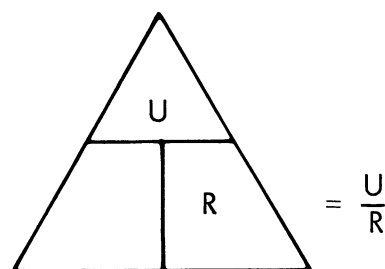
Søges modstanden, tildækker man R.



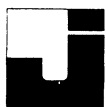
Eksempel:

En modstand på  $5 \Omega$  tilsluttes en spænding på 10 V.

Hvor stor strøm gennemløber modstanden ?



$$I = \frac{U}{R} = \frac{10}{5} = 2 \text{ ampere}$$



## 2.2 Effektberegning

Jo større spænding man tilslutter et kredsløb, hvori der løber en given strøm, desto større effekt optager kredsløbet.

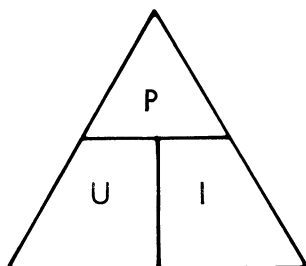
Jo større strøm, der løber gennem et kredsløb, som har en given spænding over sig, desto større effekt optager kredsløbet.

Jo større effekt et kredsløb med angiven spænding over sig optager, desto større strøm vil der løbe gennem kredsløbet.

Den elektriske effekt kan også skrives i et udtryk

$$P = U \cdot I$$

Dette kan også indskrives i en trekant.



Anvendelsen er på samme måde som ved Ohms lov.

Ved indsætning af Ohms lov i effektudtrykket kan man finde sammenhængen mellem effekten, spændingen og modstanden.

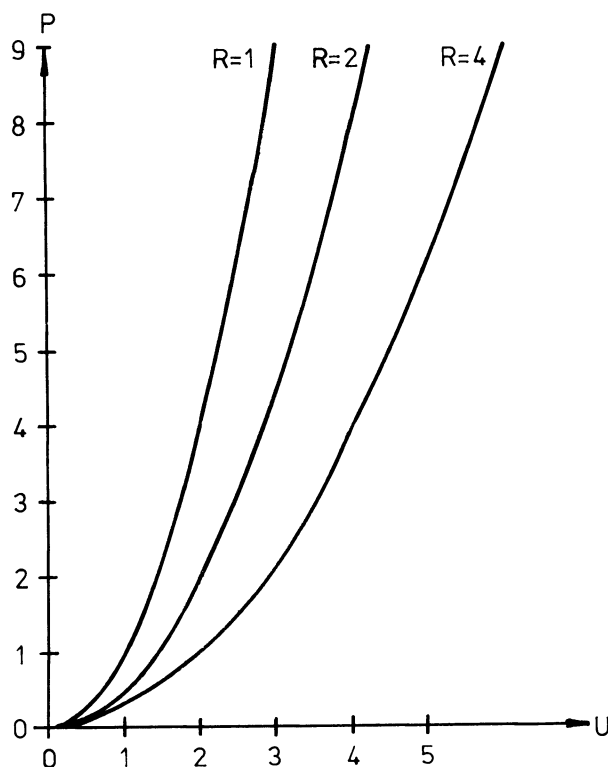
$$P = U \cdot I$$

$$\text{her indsættes } I = \frac{U}{R}$$

$$P = U \cdot \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R}$$

Som det ses, stiger effekten med spændingen i anden potens.

Dette kan også vises grafisk.



Ønsker man at finde effekten, når strøm og modstand er kendt, må man igen indsætte Ohms lov i effektudtrykket.

$$P = U \cdot I$$

$$\text{heri indsættes } U = I \cdot R$$

$$P = I \cdot I \cdot R = I^2 \cdot R$$

Effekten stiger med strømmen i anden potens.



## DISPOSITION

1. Regnemetode
2. Multiplikation
3. Division
4. Potensopløftning
5. Præfikser
6. Kvadratrodsuddragning

### 1. REGNEMETODE

#### 1.1 Vurdering af regnemetode

Alle mennesker skal kunne regne for at klare den daglige tilværelse. I skolen lærer vi at regne med megen umage og stor nøjagtighed, men vi lærer ikke at vurdere, hvilken nøjagtighed der er påkrævet i det enkelte tilfælde.

Hvor nøjagtig skal en radio- og elektronikmekaniker regne ?

Svaret gives af de praktiske forhold, og det vil sikkert overraske mange, at vi i almindelighed ikke behøver at regne særligt nøjagtigt. Nøjagtigheden og dermed den regnemetode vi skal anvende, bør rette sig efter tolerancerne på de komponenter, som står til rådighed.

#### 1.2 Eksempel

Et eksempel vil belyse dette: Ved hjælp af papir og blyant kan vi beregne en modstandsværdi til at skulle være f.eks.  $3475 \Omega$ . En sådan værdi kan normalt ikke skaffes, men man må vælge den nærmeste standardstørrelse f.eks.  $3300 \Omega$ . Den omhu og tid det har taget med den nøjagtige udregning kan ikke honoreres i praksis.

#### 1.3 Overslagsberegning

En overslagsberegning vil som regel være tilstrækkelig ved servicearbejde, hvor komponenterne har ret vide tolerancer. Ved overslagsberegning kan man med nogen øvelse få resultater, som er bedre, end man kan udnytte i praksis.

### 2. MULTIPLIKATION

#### 2.1 Overslagsberegning

Et par eksempler viser, hvordan overslagsberegning kan gribes an, når det drejer sig om at gange to tal med hinanden. Dette er der brug for ved visse beregninger med Ohms lov og effektberegninger.

Eksempel:

$6,17 \cdot 3,45$  omhyggeligt udregnet giver  $21,2865$ , medens overslagsberegningen kan laves som:

$6,17 \cdot 3,45$  er ca.  $6 \cdot 3,5$  giver ca.  $21$ .

Dersom det havde været et regneeksempel udført i praksis, ville nærmeste standardværdi være  $22$ . Dvs. overslagsberegningen fører til samme slutresultat, som den nøjagtige værdi.

Overslaget har den fordel, at det går hurtigt, og at man ved at afrunde tallene ikke er i tvivl om resultatets størrelsesorden (komma-placeringen).

Eksempel:

$16,378 \cdot 8,95$  er ca.  $16 \cdot 9$  er ca.  $15 \cdot 10$  er ca.  $150$ .

Eksempel:

$358,12 \cdot 35,9$  er ca.  $350 \cdot 36$  er ca.  $400 \cdot 30$  er ca.  $12.000$ .

## 2.2 Konklusion

For at bevare oversigten gælder det om at få hele, afrundede tal at arbejde med.

Når to tal ganges med hinanden, afrundes det ene tal oppefter, mens det andet afrundes nedefter.

## 3. DIVISION

### 3.1 Overslagsberegning

Division er den anden vigtige regneoperation, og fremgangsmåden vises ved følgende tre eksempler:

$$\frac{6,65}{2,83} \text{ er ca. } \frac{7}{3} \text{ giver ca. } 2,3.$$

$$\frac{439,7}{17,39} \text{ er ca. } \frac{450}{18} \text{ er ca. } \frac{500}{20} \text{ giver ca. } 25.$$

$$\frac{2,49}{8,72} \text{ er ca. } \frac{3}{9} \text{ er ca. } \frac{1}{3} \text{ giver ca. } 0,3.$$

### 3.2 Konklusion

Ved division afrundes tallene ovenover og nedenunder brøkstrengen til samme side.

## 4. POTENSOPLØFTNING

### 4.1 Overslagsberegning

Når et tal multipliceres med sig selv, er der foretaget en potensopløftning.

Eksempel:

$$5 \cdot 5 = 5^2,$$

der angiver, at tallet 5 sættes som faktor 2 gange.

Femtallet kaldes roden, og to-tallet kaldes eksponenten.

$$5^2 = 5 \cdot 5 = 25$$

Eksemplet viser, at en potensopløftning kan omskrives til en multiplikation, hvilket anvendes ved overslagsberegning.

Eksempler:

$$8,56^2 = 8,56 \cdot 8,56 \text{ er ca. } 9 \cdot 8 \text{ er ca. } 72$$

$$0,38^2 = 0,38 \cdot 0,38 \text{ er ca. } 0,5 \cdot 0,3 \text{ er ca. } 0,15$$

## 4.2 Konklusion

En potens omskrives til en multiplikation, som derefter udføres ved overslagsberegning.

## 5. PRÆFIKSER

Overalt, hvor det er forsvarligt, bør man anvende en praktisk talbehandling ved overslagsberegning. Med den angivne fremgangsmåde volder det ikke vanskeligheder, når tallene afrundes til størrelser, som er nemme at overse.

Anderledes er det, når tallene er enten meget store eller meget små.

Dersom man skal udregne sådanne tal, gælder det om at få dem fremstillet på en form, så de er lette at behandle.

### 5.1 Tipotenser

Til dette formål egner tipotenser sig, og hvis man anvender tipotensernes bogstavsforkortelser, får man den korteste og mest overskuelige angivelse af selv meget store eller små størrelser.

### 5.2 Bogstavsforkortelser

$$M = \text{mega} = 10^6 = 1000000$$

$$k = \text{kilo} = 10^3 = 1000$$

$$10^0 = 1$$

$$m = \text{milli} = 10^{-3} = 0,001$$

$$\mu = \text{mikro} = 10^{-6} = 0,000001$$

$$n = \text{nano} = 10^{-9}$$

$$p = \text{piko} = 10^{-12}$$



### 5.3 Eksempler på fremgangsmåder

$$125 \cdot 0,00085 =$$

$$1,25 \cdot 10^2 \cdot 8,5 \cdot 10^{-4}$$

er ca.  $1,0 \cdot 10 \cdot 10^{-2}$

giver ca.  $10^{-1}$  eller 0,1

eller ved benyttelse af bogstavforkortelser

$$125 \cdot 0,00085 = 125 \cdot 0,85\text{m}$$

er ca.  $100 \cdot 1\text{m}$  giver ca. 100m eller 0,1.

$$0,0438 \cdot 0,00635 =$$

$$4,38 \cdot 10^{-2} \cdot 6,35 \cdot 10^{-3}$$

er ca.  $4 \cdot 7 \cdot 10^{-5}$  giver ca.  $28 \cdot 10^{-5}$  eller  $280 \cdot 10^{-6}$

eller ved benyttelse af bogstavforkortelser

$$0,0438 \cdot 0,00635 =$$

$$43,8\text{m} \cdot 6,35\text{m} \text{ er ca.}$$

$$45\text{m} \cdot 6\text{m} \text{ giver ca. } 270\mu,$$

idet  $\text{m} \cdot \text{m} = 10^{-3} \cdot 10^{-3} = 10^{-6} = \mu$ .

### 5.4 Konklusion

Ved at afrunde tallene og anvende bogstavforkortelser for tipotenser opnås den hurtigste og letteste overskuelige talbehandling samtidig med, at resultaterne med lidt øvelse kan holdes inden for en rimelig nøjagtighed.

## 6. KVADRATRODSUDDRAGNING

### 6.1 Overslagsberegning

Roduddragning er det modsatte af potensopløftning.

Eksempel:

$$\sqrt{25}$$

angiver, at man skal finde det tal, som multipliceret med sig selv, giver 25.

$$\sqrt{25} = 5, \text{ fordi } 5 \cdot 5 = 25$$

$$\sqrt{225} = 15, \text{ fordi } 15 \cdot 15 = 225$$

Anvendes overslagsregning, kan der hurtigt fås et resultat, som er nøjagtigt nok.

Eksempel:

$$\sqrt{25000} = \sqrt{250 \cdot 100} =$$

$$\sqrt{250} \cdot 10 \text{ er ca. } 16 \cdot 10 \text{ er ca. } 160$$

Ved kvadratroden af en potens skal potenseksponenten halveres, uanset om denne er positiv eller negativ.

Tallet under rodtegnet skal derfor altid ved kommaplacering omformes således, at en eventuel potenseksponent bliver et tal, der er deleligt med 2.

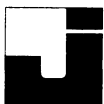
Eksempel:

$$\sqrt{0,45 \text{ m}} = \sqrt{0,45 \cdot 10^{-3}} =$$

$$\sqrt{4,5 \cdot 10^{-4}} \text{ er ca. } 2,2 \cdot 10^{-2} \text{ eller } 0,022 \text{ eller } 22 \text{ m}$$

### 6.2 Konklusion

Ved kvadratrodsuddragning flyttes kommaet under rodtegnet således, at en eventuel potenseksponent bliver et helt tal, der er deleligt med 2. Derefter uddrages kvadratroden af såvel tallet som 10-potensen.

DISPOSITION

1. Præfiks
2. Angivelse af modstandsværdier
3. Angivelse af værdier for spole og kondensator

1. PRÆFIKS

Inden for elektronikken arbejder man ofte med meget små og meget store størrelser.

Talstørrelser fra 0,000000000001 til 10000000 er ofte anvendt.

Da det er svært at aflæse alle disse nuller, har man lavet præfikser, således at tallet højest kommer til at bestå af 2 til 4 cifre og et bogstav.

1.1 Tal mindre end 1

Ved tal under 1 anvendes følgende præfikser:

m,  $\mu$ , n og p.

Deres talværdi er:

$$\text{milli} = m = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$$

$$\text{mikro} = \mu = \frac{1}{1\,000\,000} = 10^{-6}$$

$$\text{nano} = n = \frac{1}{1\,000\,000\,000} = 10^{-9}$$

$$\text{pico} = p = \frac{1}{1\,000\,000\,000\,000} = 10^{-12}$$

1.2 Tal større end 1

Ved tal over 1 anvendes følgende præfikser:

k, M, G, T.

Deres talværdier er:

$$\text{kilo} = k = 1\,000 = 10^3$$

$$\text{Mega} = M = 1\,000\,000 = 10^6$$

$$\text{Giga} = G = 1\,000\,000\,000 = 10^9$$

$$\text{Tera} = T = 1\,000\,000\,000\,000 = 10^{12}$$

2. ANGIVELSE AF MODSTANDS-VÆRDIER2.1 Antal cifre

Ved angivelse af modstandsværdier anvender man to cifre ved modstande med en tolerance  $\geq 5\%$ . Ved præcisionsmodstande anvender man ofte tre cifre.

2.2 Kommaplacering

En modstandsværdi kan opgives på forskellige måder, f.eks. ved anvendelse af et komma eller et punkt og et prefix, f.eks.

$$2,2k \text{ eller } 2.2k = 2200\Omega$$

$$47k = 47000\Omega$$

$$0,47k \text{ eller } .47 = 470\Omega$$

Ved anvendelse af komma eller punkt kan man let aflæse forkert ved at overse tegnet.

En anden og bedre metode er at anvende præfikset som komma.

Ved små modstande uden præfikser anvender man "R" til angivelse af kommaets placering.

Eksempler:

$$2k2 = 2200\Omega$$

$$47k = 47000\Omega$$

$$k47 = 470\Omega$$

$$4R7 = 4,7\Omega$$

3. ANGIVELSE AF VÆRDIER FORSPOLE OG KONDENSATOR

Ved angivelse af spole- og kondensatorværdier anvendes samme principper som ved angivelse af modstandsværdier.

DISPOSITION

1. Sammenkoblingsmuligheder
2. Serieforbindelse
3. Parallelforbindelse
4. Sammensatte kredsløb

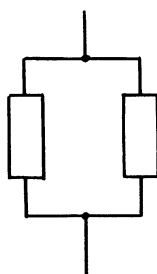
## 1. SAMMENKOBLINGS- MULIGHEDER

### 1.1 Sammenkobling

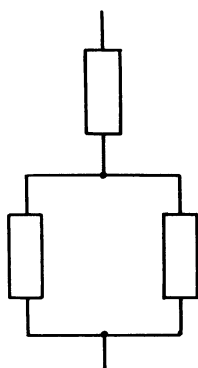
Komponenter kan sammenkobles enten i serie



i parallel



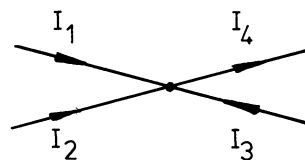
eller i en kombination af begge.



### 1.2 Kirchhoffs lov

Kirchhoffs 1. lov:

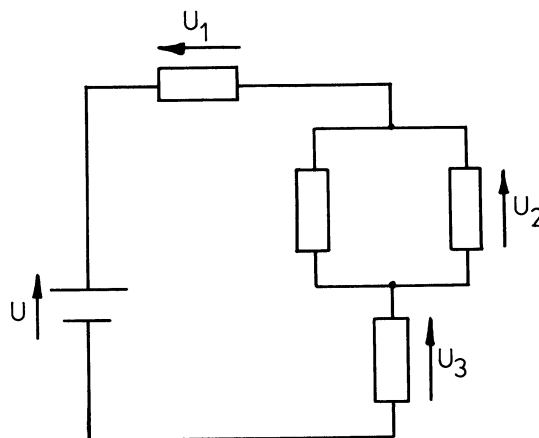
Summen af strømme til et knudepunkt er lig med summen af dem, der løber væk fra knudepunktet.



$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4$$

Kirchhoffs 2. lov:

Summen af påtrykte spændinger i et sluttet kredsløb er lig med summen af spændingsfald rundt i kredsløbet.



$$U = U_1 + U_2 + U_3$$





## 2. SERIEFORBINDELSE

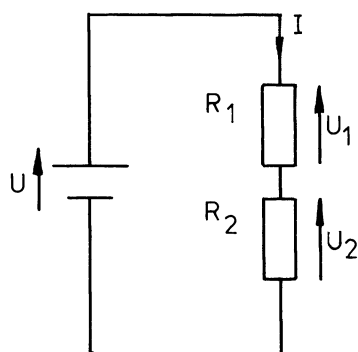
### 2.1 Afbrydelser

Afbrydes en af komponenterne i et seriekredsløb, vil der ikke kunne løbe nogen strøm til kredsløbet.

### 2.2 Total modstand

Strømmen er fælles for alle komponenterne i serieforbindelsen. Spændingen over hver enkelt komponent udgør til sammen den påtrykte spænding.

Den totale modstand er lig med summen af hver enkelt modstand.



$$U = U_1 + U_2$$

$$R_t = R_1 + R_2$$

### 2.3 Spændingsdeler ubelastet

Serieforbindelse af modstande anvendes ofte til deling af en spænding.

Spændingen over hver modstand fordeler sig som modstandsværdierne.

For at beregne spændingsdelerforholdet skal man kende den totale modstand, samt den modstand man tager spændingen ud over.

Dersom spændingsdeleren ikke afgiver nogen effekt til en belastning, beregnes spændingen således:

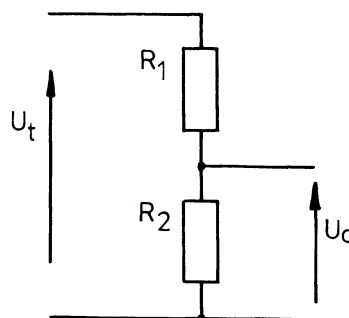
$$U_o = \frac{U_t \cdot R_2}{R_t},$$

hvor  $U_o$  er spændingen ud.

$U_t$  er den påtrykte spænding.

$R_t$  er serieforbindelsens totalmodstand.

$R_2$  er den modstand, spændingen tages ud over.



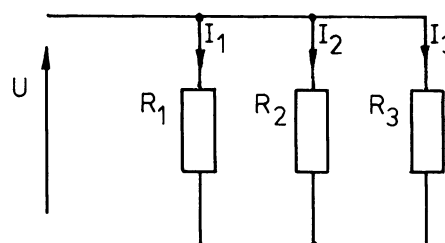
$$R_t = R_1 + R_2$$

## 3. PARALLELFORBINDELSE

### 3.1 Afbrydelse

I en parallelforbindelse er spændingen over modstandene fælles.

Afbrydes en af modstandene i en parallelforbindelse falder strømmen, men den bliver ikke nul, da strømmen stadig kan løbe i den eller de andre modstande.





### 3.2 Ledningsevne

Et materiales ledningsevne er et udtryk for, hvor godt materialet leder.

Ledningsevnen er den reciprokke værdi af modstandsværdi.

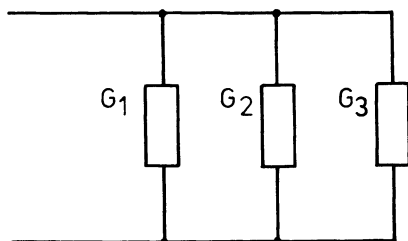
Ledningsevne måles i Siemens (S) eller mho ( $\Omega$ ) og angives med bogstavet G.

$$G = \frac{1}{R}$$

### 3.3 Total modstand

Ved parallelforbindelse er spændingen over modstandene fælles.

Ved beregning af den ækvivalente modstandsværdi er det ofte lettere først at beregne den totale ledningsevne for derefter at omregne den til modstandsværdi.



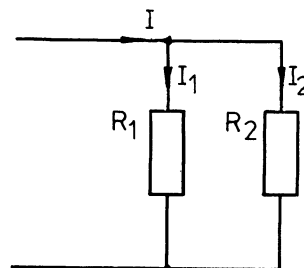
$$G_t = G_1 + G_2 + G_3$$

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Ved anvendelse af lommeregnerne til beregningen er det lettest at anvende denne formel, også hvor der kun er to modstande.

Ved to modstande i parallel kan modstanden også beregnes direkte.

$$R_t = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



### 3.4 Strømdeler

Parallelforbindelser deler strømmen, så den største strøm løber i den mindste modstand. Derved bliver den største effekt afsat i den mindste modstand.

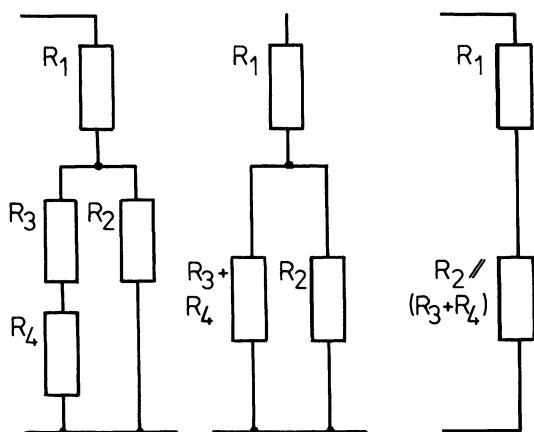
Strømmen i den ene modstand beregnes ved at dividere den totale strøm med summen af modstande og gange med parallelforbindelsen af de modstande, man ikke ønsker at finde strømmen i.

$$I_{R1} = \frac{I_{total} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

## 4. SAMMENSATTE KREDSLØB

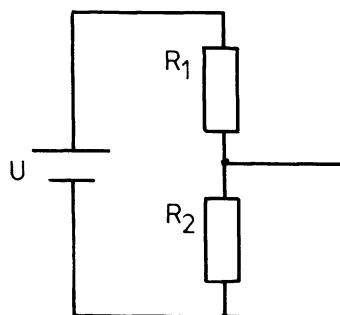
### 4.1 Kombineret kredsløb

Et kredsløb bestående af både serie- og parallelforbundelse kan altid omtegnes til en ren serieforbindelse eller en ren parallelforbundelse.

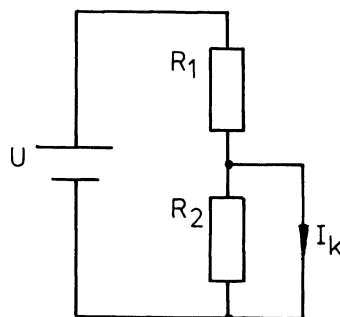


### 4.2 Belastet spændingsdeler

Når man skal beregne den spænding, en belastet spændingsdeler afgiver, kan man med fordel beregne to størrelser, nemlig den maksimale strøm, man kan trække ud af spændingsdeleren, samt den spænding, spændingsdeleren ville afgive, dersom den var uden belastning.



Den maksimale strøm man kan trække ud, er kun begrænset af  $R_1$  og kan fås ved at kortslutte udgangen.



Strømmen kaldes kortslutningsstrømmen ( $I_k$ ) og beregnes således:

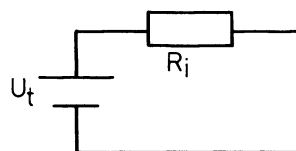
$$I_k = \frac{U}{R_1}$$

Spændingen, som spændingsdeleren afgiver uden belastning, kaldes tomgangsspændingen ( $U_t$ ) og beregnes således:

$$U_t = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Når man kender disse to størrelser, kan man tegne et kredsløb, der er mere simpelt, men som rent elektrisk opfører sig udadtil ligesom spændingsdeleren.

Kredsløbet består af en spændingskilde, som afgiver tomgangsspændingen, samt en indre modstand ( $R_i$ ), som begrænser kortslutningsstrømmen på det nye kredsløb til samme størrelse som før.



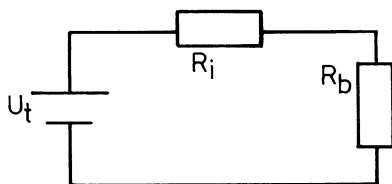


$R_i$  beregnes ved hjælp af tomgangsspænding og kortslutningsstrøm.

$$R_i = \frac{U_t}{I_k} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Her er den indre modstand lig med parallelforbindelsen af de to modstande i spændingsdeleren.

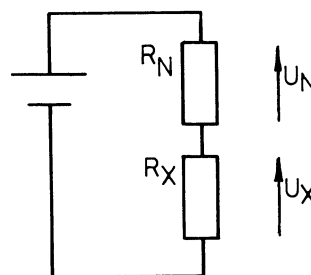
Ved belastning af kredsløbet kan spændingen over belastningen beregnes efter almindelig spændingsdelerformel.



Serieforbindelsen tilsluttes en spændingsforsyning, og spændingen over hver af komponenterne måles, hvorefter den ukendte modstandsværdi kan beregnes som:

$$R_x = \frac{R_N \cdot U_x}{U_N},$$

hvor  $R_N$  er den kendte modstandsværdi,  $U_N$  er spændingen over denne.



#### 4.3 Sammenligningsmåling af modstande

Kendskabet til, at strømmen i to serieforbundne modstande er den samme, kan anvendes til at finde ukendte modstandsstørrelser. Man skal blot serieforbinde en kendt modstand til den ukendte modstandsværdi.



## DISPOSITION

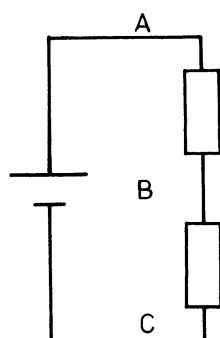
### 1. Spændingspolaritet

#### 1. SPÆNDINGSPOLARITET

Spændinger kan være positive eller negative.

Om en spænding er positiv, afhænger af, hvilket referencepunkt man måler ud fra.

Normalt anvendes chassis eller stel som referencepunkt.



Vælges C som referencepunkt, er A og B positive i forhold til C.

Vælges A som referencepunkt, er B og C negative i forhold til A.

Vælges B som referencepunkt, er A positiv og C negativ i forhold til B.

Positive spændinger skrives ofte uden fortegn på diagrammer.

Negative spændinger mærkes med (-) eller ved en bemærkning i kanten af diagrammet.



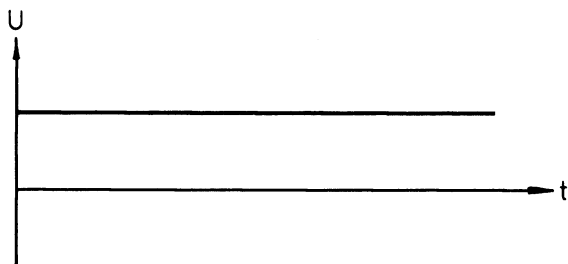
## DISPOSITION

1. Jævnspænding
2. Vekselspænding
3. Sinusformet vekselspænding
4. Sammensatte spændinger

### 1. JÆVNSPÆNDING

#### 1.1 Amplitude og polaritet

En jævnspænding er en spænding med konstant amplitude og polaritet.



#### 1.2 Jævnstrøm

Tilsluttes en jævnspænding til en modstand, løber der en strøm med konstant amplitude og polaritet. Dette er en jævnstrøm.

I litteratur anvendes ofte "DC" - Direct Current - for jævnstrøm og jævnspænding.

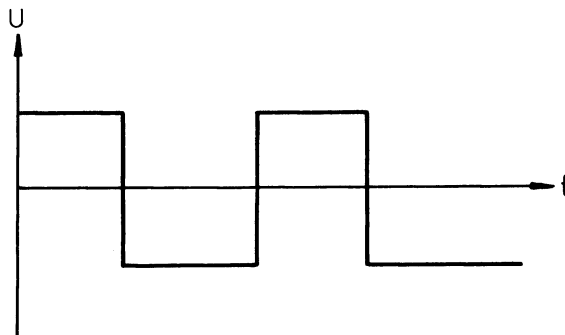
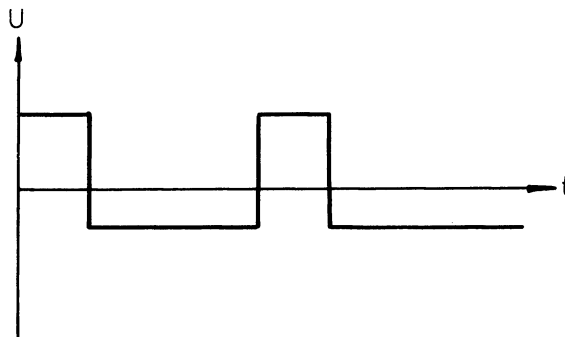
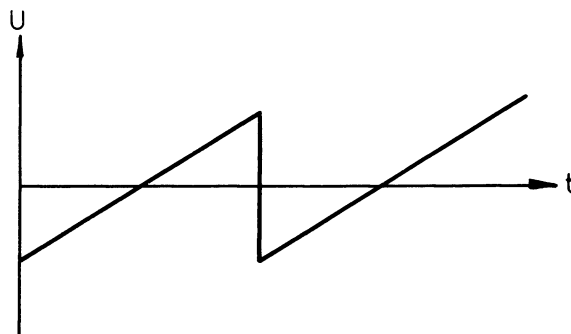
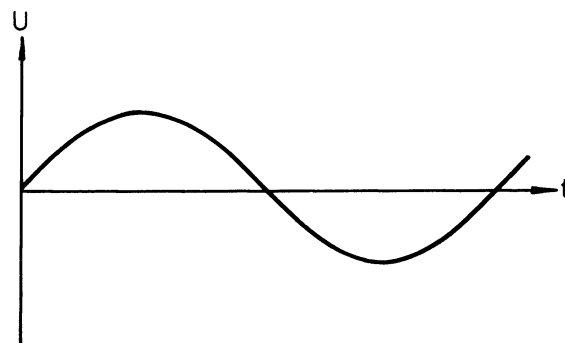
## 2. VEKSELSPÆNDING

### 2.1 Polaritet

En spænding, der periodisk ændrer polaritet, er en vekselspænding.

Middelværdien for en hel periode af en vekselspænding er nul.

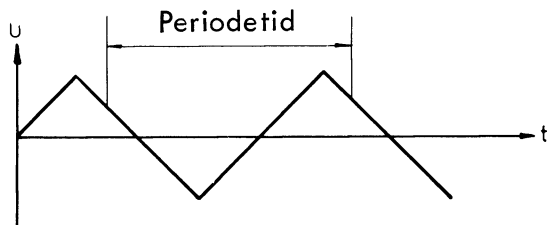
Eksempler på vekselspændinger:



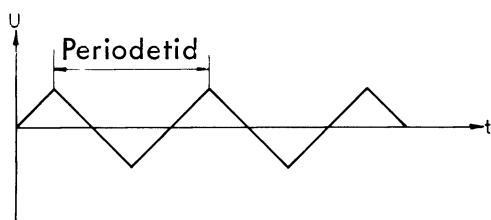


## 2.2 Periodetid og frekvens

En vekselspændings periodetid er den tid, det tager, fra et spændingspunkt til spændingsforløbet gentager sig selv.



Ved måling med oscilloskop skal entydige punkter anvendes, f.eks. fra maks. til maks.



Frekvens er et udtryk for antallet af svingninger pr. sekund

$$f = \frac{1}{t} ,$$

hvor  $t$  er periodetiden.

## 2.3 Spidsværdi

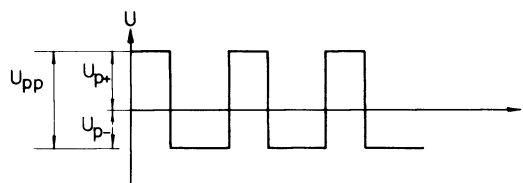
Spids til spidsværdi er summen af den maksimale positive og negative afvigelse fra nul.

Spids til spidsspændingen opgives som  $u_{pp}$  (peak to peak).

Spidsværdi er den maksimale afvigelse fra nul.

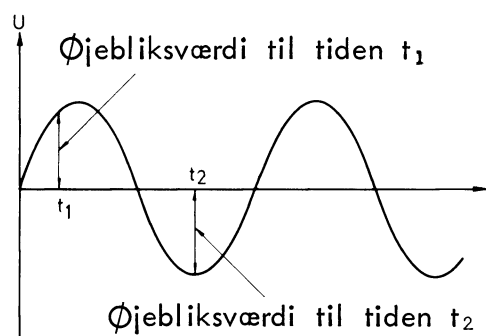
Spidsværdi kaldes også maksimalværdien.

Der kan være en positiv spidsværdi  $u_{p+}$  og en negativ spidsværdi  $u_{p-}$  af forskellig størrelse.



## 2.4 Øjebliksværdi

Øjebliksværdi er den værdi, spændingen har i det tidspunkt, man betragter spændingen, og den kan antage alle værdier fra  $u_{p+}$  til  $u_{p-}$ .



## 2.5 Effektivværdi

Tilsluttes en modstand til en vekselspænding, afsættes der en effekt i modstanden.

Effektivværdien af vekselspændingen er lig med den størrelse, en jævnspænding skal have for at afsætte samme effekt.

Størrelsen af effektivværdien afhænger af kurveformen og vil være en værdi mellem 0 og  $u_p$ .

Når størrelsen af en vekselspænding opgives, f.eks. 220 V, er det effektivværdien, der angives.

Hvis andre værdier for samme spænding opgives, skal det anføres, f.eks.  $u_p = 311 \text{ V}$ .

På måleinstrumenter og i engelsksprogede tekster anvendes ofte betegnelsen RMS - root mean square - for effektivværdi.



## 2.6 Middelværdi

Middelværdien er den gennemsnitlige værdi over et bestemt tidsrum, der oftest enten er periodetiden eller den halve periode-tid.

Middelværdien er det samme som det jævnspændingsindhold, kurveformen har.

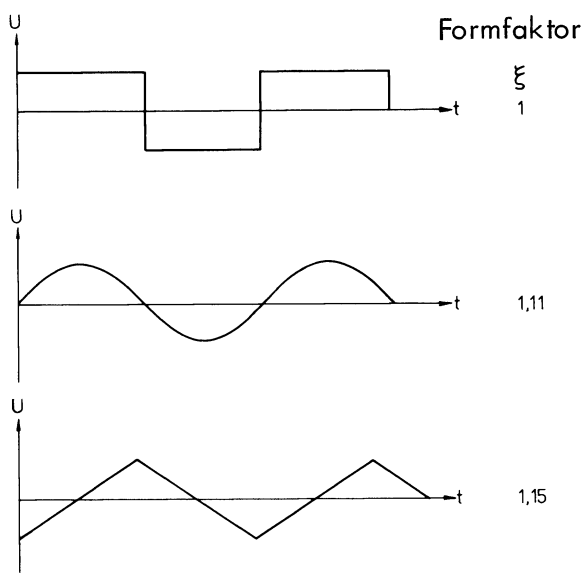
Middelværdien opgives som  $U$ ,  $u_m$  eller  $u_{av}$ .

Ved vekselspændinger anvendes den halve periodetid ved beregning af middelværdien.

## 2.7 Formfaktor

Forholdet mellem effektivværdi og middelværdi kaldes formfaktoren, som angives med  $\xi$  og måles i rent tal.

Formfaktoren fortæller lidt om kurveformen, idet en lille formfaktor svarer til en flad kurveform og en stor formfaktor til en spids kurveform.

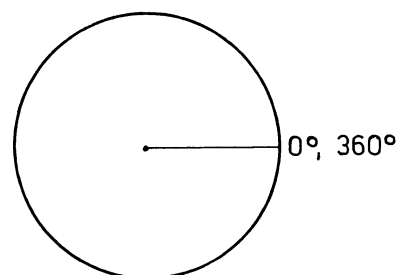


## 3. SINUSFORMET VEKSELSPÆNDING

## 3.1 Enhedscirklen

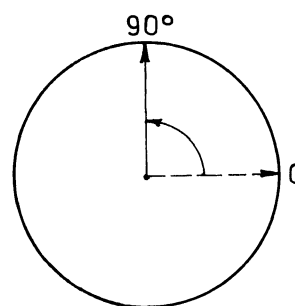
Ved enhedscirklen forstås en cirkel, hvor radius er 1.

Cirklen er inddelt i  $360^\circ$ , hvor  $0$  og  $360^\circ$  er samme retning ud fra centrum.  $0^\circ$  er vandret mod højre fra centrum.



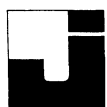
Forbindes en linie fra centrum til cirkelns periferi direkte mod højre fra centrum, kaldes dette en vektor med  $0^\circ$  fasedrejning.

Drejes vektoren mod uret, CCW, til den peger lige opad, er vektoren fasedrejet  $90^\circ$  i positiv retning.



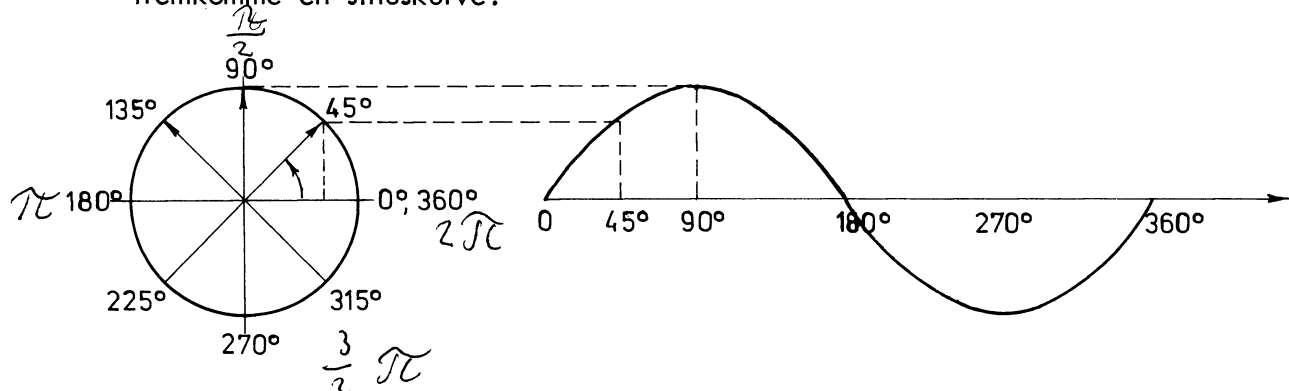
Drejes vektoren videre, så den ligger lige mod venstre fra centrum, er den i alt drejet  $180^\circ$ , og man siger, at vektoren har en retning på  $180^\circ$ .





## 3.2 Sinuskruven

Bevæges vektoren rundt i cirklen med konstant hastighed og måles afstanden mellem vektorens endepunkt ved periferien til en linie, der ligger vandret mellem  $0^\circ$  og  $180^\circ$ , vil der ved afsætning af denne størrelse i et kurveblad fremkomme en sinuskurve.



Dersom kurven angiver en spænding, vil vektorens længde være  $U_{\text{maks.}}$ . Spændingens øjebliksværdi kan beregnes efter formlen

$$u = U_{\text{maks.}} \cdot \sin \varphi$$

$\varphi$  er det gradantal, hvor øjebliksværdien ønskes beregnet.

For en sinusformet vekselspænding er der følgende sammenhæng mellem middelværdi, effektivværdi, spidsværdi og spids-spidsværdi:

Middelværdi (Average) =

$$\frac{2 \cdot \text{maksimalværdi}}{\pi} =$$

$$0,9 \cdot \text{effektivværdi.}$$

Effektivværdi (RMS) =

$$\frac{\text{Maksimalværdi}}{\sqrt{2}} =$$

$$1,11 \cdot \text{middelværdi.}$$

Spidsværdi (peak) =

Maksimalværdi =

$$\sqrt{2} \cdot \text{effektivværdi} =$$

$$\frac{\pi}{2} \cdot \text{middelværdi.}$$

Spids-spidsværdi (peak-peak) =

$$2 \cdot \text{maksimalværdi} =$$

$$2,8 \cdot \text{effektivværdi.}$$

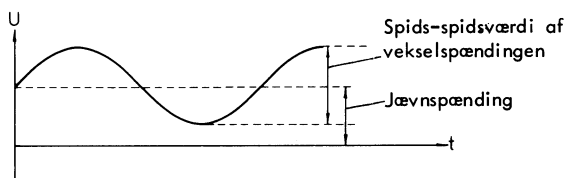
$$\text{Formfaktor} = 1,11.$$



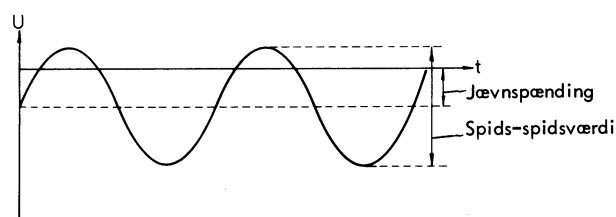
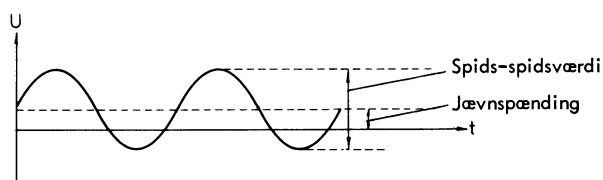
#### 4. SAMMENSATTE SPÆNDINGER

##### 4.1 Pulserende jævnspænding

En pulserende jævnspænding er en sammensat spænding, bestående af en jævnspænding og en vekselspænding.

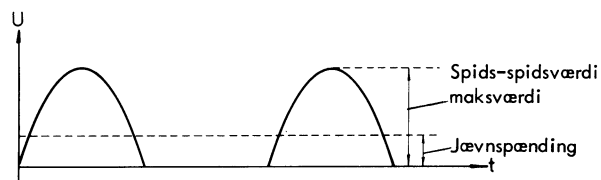


En sammensat spænding kan være sammensat af store og små veksel- og jævnspændinger med positiv eller negativ polaritet.



##### 4.2 Halvbølge

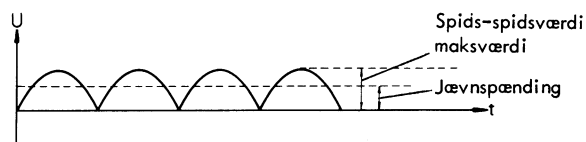
En halvbølge er en del af en sinuskurve og indeholder en jævnspænding og en vekselspænding.



$$U = 0,318 \cdot u_{\text{maks}}$$

##### 4.3 Helbølge

En helbølge er en sinuskurve, hvor alle halvbølger har samme polaritet.



$$U = 0,637 \cdot u_{\text{maks}}$$



## DISPOSITION

### 1. Måling af fasevinkel

## 1. MÅLING AF FASEVINKEL

### 1.1 Definition

Ved måling af fasevinkel forstås måling af det antal grader, to vekselspændinger eller -strømme (definitions-mæssigt sinusformede, men i praksis også andre kurveformer) er forskudt i forhold til hinanden.

### 1.2 Metode

Målingen sker på den måde, at den ene spænding vælges som reference,  $U_1$  vinkel  $0^\circ$ , og den anden spænding,  $U_2$ 's placering, vinkel  $\varphi$ , bestemmes i forhold til denne referencespænding.

### 1.3 Fasevinklens fortegn

Dersom  $U_2$  kommer før  $U_1$ , er fasevinklen positiv.

Dersom  $U_2$  kommer efter  $U_1$ , er fasevinklen negativ.

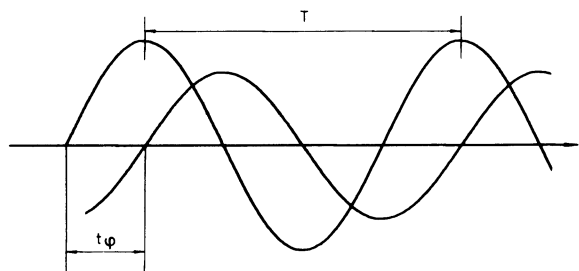
Dette fremgår af skitserne.

### 1.4 Direkte måling af fasevinkel

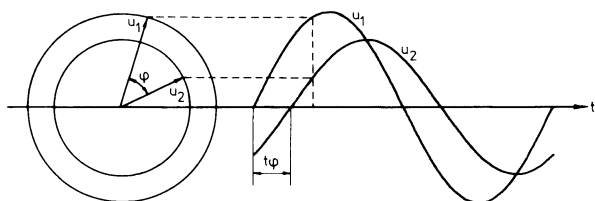
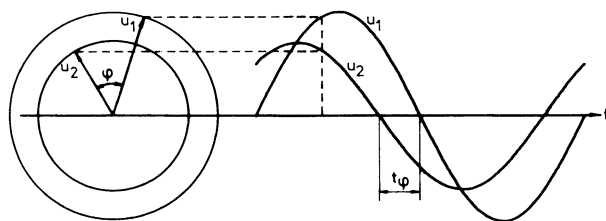
Normalt skal et oscilloskop være kalibreret, dersom man ønsker at måle med dette, og ikke blot foretage en kvalitativ betragtning af et eller flere forløb.

Når man derimod ønsker at måle fasevinklen mellem to signaler, er det ikke blot tilladt, men også en fordel at dreje oscilloskopet ud af kalibrering i x-retningen.

Dette skyldes, at måling af fasevinkel er en relativ måling.



$$\text{Vinkel } \varphi = 360^\circ \cdot \frac{t_\varphi}{T}$$





## DISPOSITION

1. Vektorer
2. Addition af vektor

## 1. VEKTORER

### 1.1 Spændingsvektor

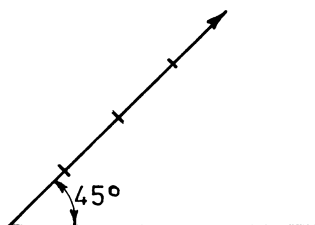
En vektor kan vise størrelse og fase på en spænding. Længden af vektoren angiver spændingens størrelse, og retningen af vektoren angiver spændingens fase. En spændingsfase er en relativ størrelse, idet man altid skal have at vide, hvad spændingen er fasedrejet i forhold til.

Referencefasen kan være fasen på en anden spænding, som man sætter til  $0^\circ$ .

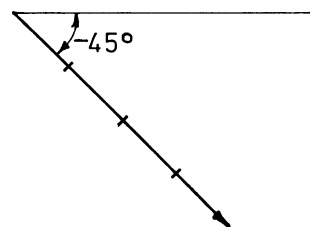
Dersom spændingen angives til  $10\text{ V} \angle 45^\circ$ , vil det sige, at spændingens effektivværdi er  $10\text{ V}$ , og den er drejet  $45^\circ$  i forhold til referencespændingen.

### 1.2 Afbildning af spændingsvektoren

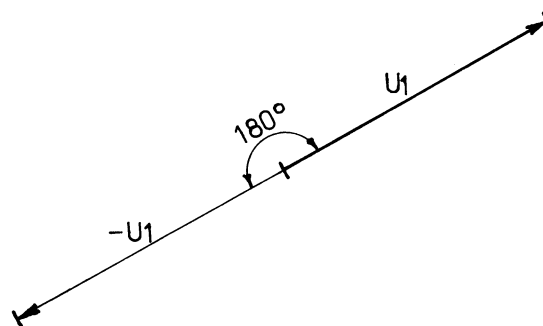
En spænding på  $4\text{ V} \angle 45^\circ$  vil blive afbildet således, hvor  $1\text{ cm}$  svarer til  $1\text{ V}$ .



En spænding på  $4\text{ V} \angle -45^\circ$  vil blive afbildet således, at man ikke vil se forskel på en spænding, der er drejet  $-45^\circ$  eller  $315^\circ$ . Da  $0^\circ$  og  $360^\circ$  er samme retning, så vil  $0^\circ - 45^\circ = -45^\circ$  være lige så korrekt som  $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$ .



En spænding, der er i modfase med en anden spænding, er drejet  $180^\circ$  i forhold til den anden spænding.

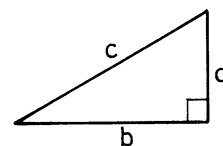


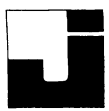
## 2. ADDITION AF VEKTOR

### 2.1 Pythagoras

Ved svagstrømstekniske kredsløb vil der ofte være tale om signaler eller impedanser, der er i modfase eller forskudt  $90^\circ$  i forhold til hinanden. Til beregning af den resulterende værdi kan Pythagoras' læresætning anvendes.

$$c^2 = a^2 + b^2$$





Summen af to vektorer, der er fasedrejet  $90^\circ$  i forhold til hinanden, er lig med kvadratroden af vektorernes kvadratsum.

$$C = \sqrt{a^2 + b^2}$$

Fasen på den resulterende vektor kan findes ved brug af tabel eller regnemaskine.

$$\angle \varphi = \arctg \frac{a}{b}$$

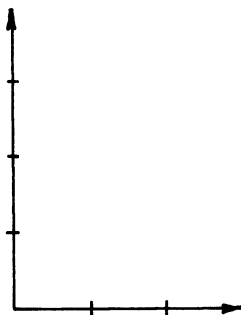
## 2.2 Addition med parallelogram

Addition af to spændinger kan også findes ved grafisk afbildning af spændingernes vektorer.

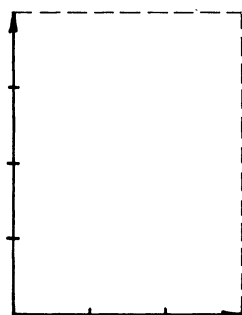
Vektorerne kan afbildes således, at de har samme startpunkt.

Eksempel :

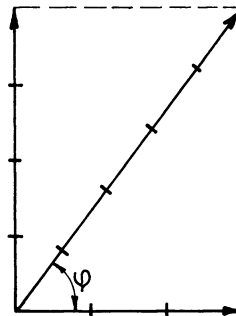
Summen af  $3 \sqrt{0^\circ}$  og  $4 \sqrt{90^\circ}$  findes ved at tegne de to vektorer i samme målestok og med korrekt faseforhold.



Da de to vektorer er tegnet med samme angrebspunkt, der hvor vektorerne starter, skal de parallelforskydes ud til modsatte vektors endepunkt.



Resultatet af additionen bliver afstanden fra angrebspunktet og til det sted, hvor de parallelforskydte vektorer rører hinanden.



Længden angiver amplituden, og vinklen  $\varphi$  angiver fasen af signalet.

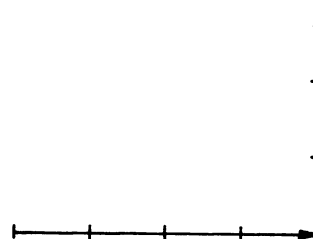
Resultat  $5 \sqrt{53^\circ}$ .

## 2.3 Addition uden parallelogram

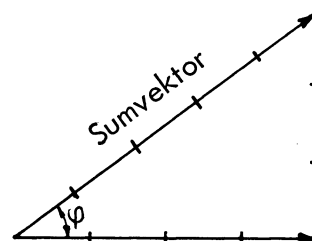
En anden metode til grafisk addition af vektorer er at tegne vektorerne i fortsættelse af hinanden.

Eksempel :

$$4 \sqrt{0^\circ} + 3 \sqrt{90^\circ}$$



Summen er den vektor, der forbinder startpunktet af første vektor med slutpunktet af anden vektor.



Længden angiver amplituden, og vinkel  $\varphi$  angiver fasen.

Resultat  $5 \sqrt{37^\circ}$



## DISPOSITION

1. Permanente magneter
2. Elektromagneter
3. Magnetfelter
4. Hysteres
5. Kernematerialer
6. Induktion
7. Elektrodynamisk induktion

### 1. PERMANENTE MAGNETER

Magnetisme er opkaldt efter en lille by, Magnesia i Asien, hvor der i større mængder forekommer jernmalme med magnetiske egenskaber.

Jernmalm kaldes også magnetjernsten.

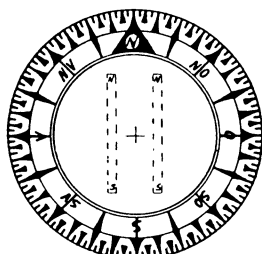
Foruden de i naturen forekommerde magnetjernsten har kun jern samt nogle enkelte metaller som nikkel og kobolt magnetiske egenskaber.

#### 1.1 Kompasset

Kompasset er opfundet af kineserne før Kristi fødsel; man benyttede naturlige magneter, dvs. fundne stykker af magnetjernsten.

Imidlertid opdagede man, at magnetismen lod sig overføre fra det naturlige magnetjern til andre jernstykker, og man bemærkede yderligere, at hærdet stål gav de mest holdbare magneter.

På almindelige skibskompasser fastgøres kompasnålen på undersiden af en kompasrose, som foruden nord-retningen samtidig angiver alle andre kompasretninger.



#### 1.2 Opmagnetisering ved strygning

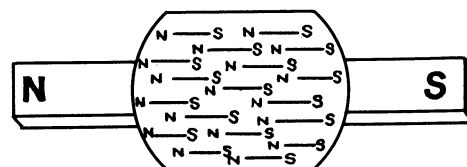
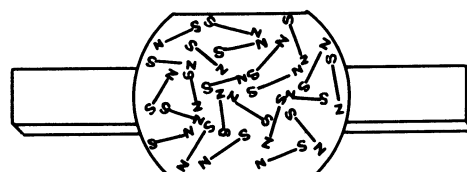
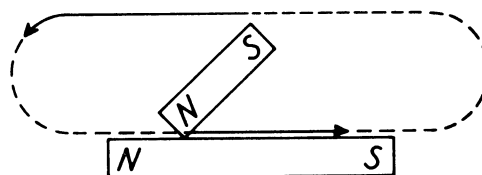
Permanente magneter fremstilles af hårdt stål og har den egenskab, at de holder magnetismen.

Opmagnetisering af en stålstang sker ved, at man stryger med en permanent magnet gentagne gange i samme retning og i hele stålstangens længde, hvorved det før umagnetiske stål omdannes til en magnet.

Et billede på, hvad der sker, kan man få ved at tænke sig, at det umagnetiserede stål indeholder en mængde småmagneter, som ligger huler til bulter.

Ved strygning med en magnet ordnes disse småmagneter, så de kommer til at ligge med nordpolen i én retning og sydpolen i den modsatte retning.

Inde i stangen vil én lille magnets sydpol ligge imod en anden lille magnets nordpol, men ved stangens ender ligger en hel del nord- og sydpoler frit, hvorfor stålstangen får en magnetpol i hver ende.



I støbejern og blødt stål drejer småmagneterne sig lettere end i hårdt stål, men kommer til gengæld også lettere i uorden igen.

I f.eks. ankerblik, som er blødt stål, drejer småmagneterne sig på plads, så snart de udsættes for en magnetiserende kraft, men kommer delvis i uorden igen, så snart kraften ophører.

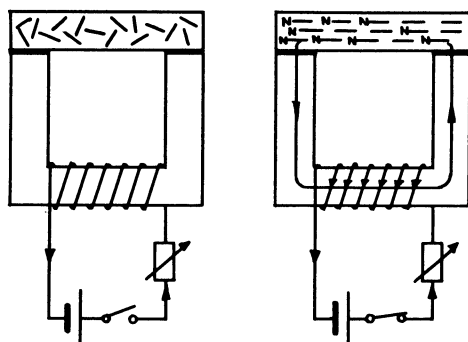
I hårdt stål kræver småmagneterne en stor kraft for at ordne sig, men beholder derefter deres stilling, selv om den magnetiske kraft ophører.

### 1.3 Opmagnetisering ad elektromagnetisk vej

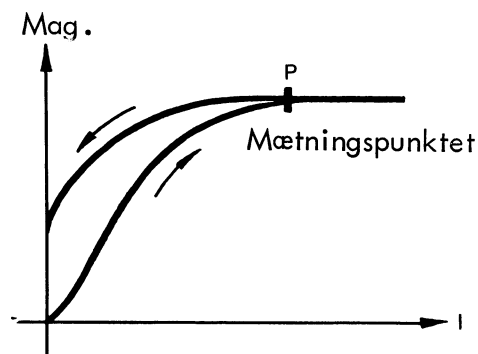
Det almindeligste er at opmagnetisere ad elektromagnetisk vej.

Elektromagnetens spole tilsluttes en jævnspændingskilde, hvorved strømmen i spolen frembringer et magnetfelt, hvis retning er bestemt af strømretningen i spolen. Dette magnetfelt vil forløbe i kernen og gennem stålstangen.

Når strømmen forøges, og magnetfeltet derfor forstærkes, vil stålstangens småmagneter påvirkes, således at de drejer sig med nordpolerne i feltets retning.



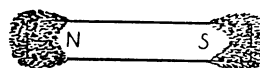
Når samtlige småmagneter i stålstangen er bragt i orden, er mætningspunktet nået, dvs. at der ikke ved fortsat strygning eller større strøm i elektromagnetens spole opnås en forøgelse af stålstangens magnetiske kraft.



### 1.4 Remanens

Den magnetismemængde, som bliver tilbage i stålstangen, kaldes den remanente magnetisme eller blot remanensen.

Hovedparten af magnetismen findes ved stangmagnetens to ender, og tiltrækningen er derfor kraftigst ved polerne.



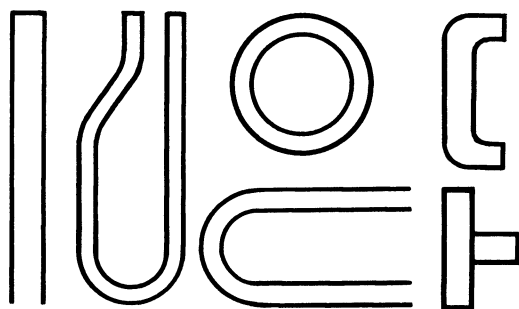


### 1.5 Magneters form og anvendelse

Da stål er mest anvendt til fremstilling af permanente magneter, benævnes den her omtalte form for magnetisme for ferromagnetisme.

Inden for stærk- og svagstrømsteknikken er permanente magneters anvendelsesområder mangfoldige.

F.eks. anvendes de i måleinstrumenter, elektricitetsmålere, termostater, radio- og TV-apparater, højttalere, telefoner mv.



### 1.6 Afmagnetisering

Udsættes en permanent magnet for et slag i en bestemt retning, kan den derved miste hovedparten af sin magnetisme. Det er en af grundene til, at måleinstrumenter, hvori der findes permanente magneter, skal behandles med varsomhed.

Endvidere forsvinder magnetismen, når magneten opvarmes til ca. 700° celsius.

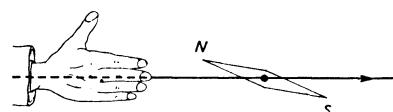
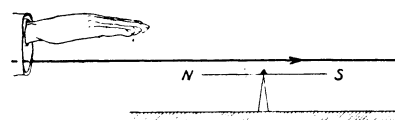
### 1.7 Strømmens magnetiske virkninger

Den elektriske strøms magnetiske virkninger blev i 1819 til 20 påvist af den danske professor H. C. Ørsted.

Han opdagede, at en bevægelig magnetnål bliver påvirket til drejning, når den anbringes i nærheden af en strømførende leder.

Retningen af udslaget findes ved hjælp af højrehåndsreglen:

Man lægger højre hånd langs lederen med fingrene i strømmens retning og med håndfladen vendt mod magneten. Magnetens nordpol vil da slå ud til den side, hvor tommelfingeren befinder sig.



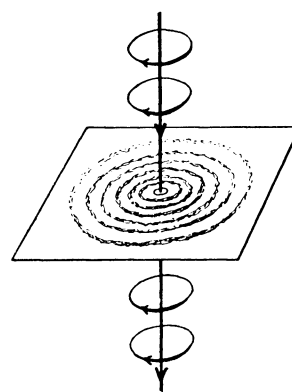
Strømmens magnetiske virkninger udnyttes i moderne elektricitetsproduktion, i motorer, mange apparater og instrumenter mv.

Lader man en strømførende leder gå gennem et stykke karton, der er bestrøet med jernfilspåner, vil disse ordne sig i cirkler omkring lederen.

Feltet er kraftigst inde ved lederen og aftager hurtigt udefter.

Retningen af feltet huskes lettest ved den såkaldte "proptrækkerregel":

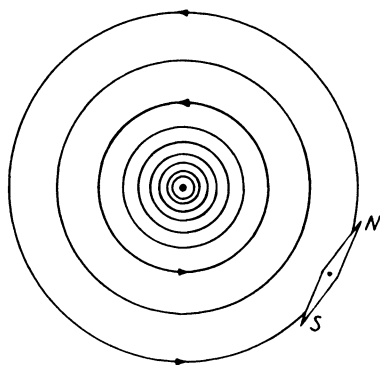
Skrues en højreskåren proptrækker frem gennem ledningen i strømmens retning, vil proptrækkerens omdrejningsretning angive feltretningen.



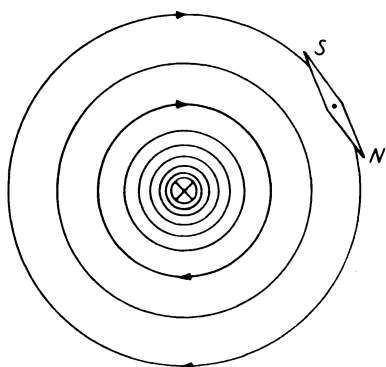


Enhver strømførende leder er omgivet af et magnetisk felt.

Figuren viser et plan vinkelret på lederen, hvor strømmen kommer ud fra papirets plan, hvilket er angivet med en prik for en pilespids.



Denne figur viser, at strømmen går ind i papirets plan, hvilket er angivet med et kryds for pilens styrefaner.



## 2. ELEKTROMAGNETER

### 2.1 Cirkelformet leder

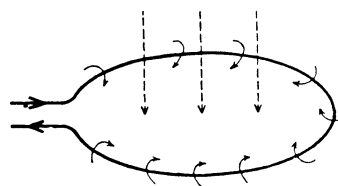
Bøjes en leder i cirkelform, vil magnetfeltet omkring lederen danne et felt med retning vinkelret på lederens plan.

Det ses af proptrækkerreglen, at alle kraftlinierne inde i sløjfen vil have én retning og uden for den modsatte retning. Sløjfen virker altså som en flad magnet.

### 2.2 Spoleformet leder

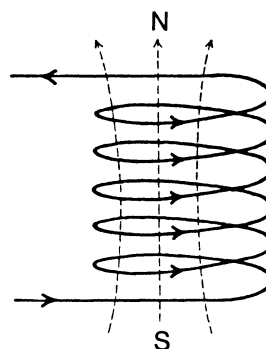
Hvis man vikler lederen op i en spole, vil hver vinding optræde som en cirkulær leder med et magnetfelt vinkelret på lederens plan.

Felterne fra de enkelte vindinger vil understøtte hinanden, og der vil dannes et fælles magnetfelt for spolen, således at spolen udadtil optræder som en magnet, hvis poler befinder sig i spolens endeflader.



Man kalder sådan en spole for en elektromagnet eller en solenoide, der har et feltbillede, som svarer til en stangmagnets.

### 2.3 Højrehandsregel



Polerne bestemmes ved højrehandsreglen:

Man griber med højre hånd om spolen med fingrene i strømmens retning. Spolen vil da have nordpol til den side, hvor tommelfingeren befinder sig.



## 2.4 Gensidig påvirkning

To spoler vil påvirke hinanden på samme måde som permanente magneter.



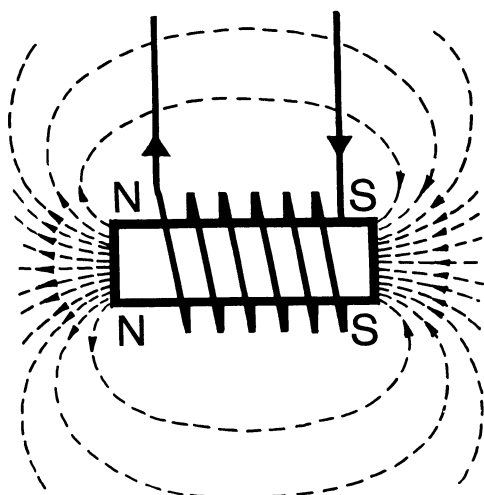
## 2.5 Spole med jernkerne

Anbringer man jernkerne i spolerne og sender samme strømstyrke gennem spolerne som før, vil virkningen blive kraftigere.

Det magnetiske felt er blevet mangedoblet.

Evnen til at mangedoble magnetismen, som jernet her afslører, skyldes jernets permeabilitet.

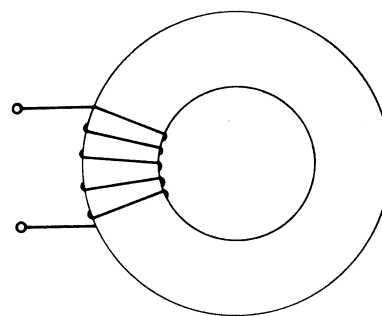
Permeabiliteten er jernets magnetiske ledeevne og betegnes ved bogstavet  $\mu$ , der er en talfaktor, som angiver, hvor mange gange jernet leder magnetismen bedre end luft.



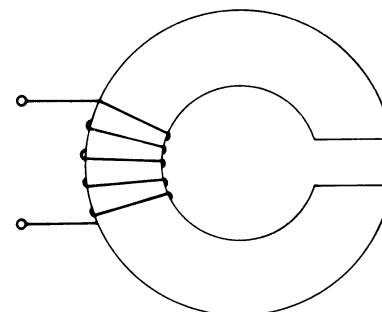
## 2.6 Magnetisk modstand

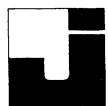
For en given magnetiserende kraft vil feltstyrken blive større, jo mindre modstanden er i den magnetiske kreds.

Anbringes en spole omkring en lukket jernkerne, vil den frembringe et bestemt felt, når der sendes strøm gennem spolen.



Anbringes den samme spole på en ringformet jernkerne med polgab, vil den frembringe et mindre magnetisk felt, selv om der sendes samme strøm som før gennem spolen.





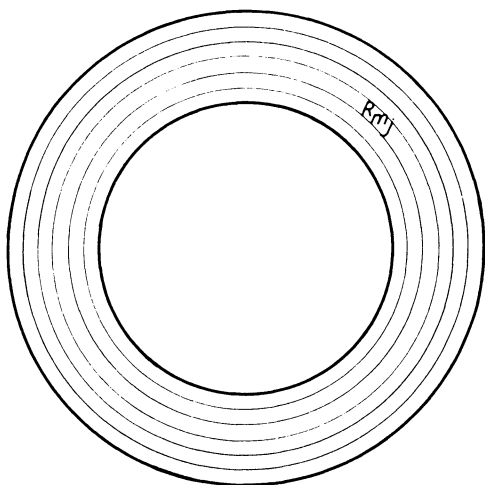
## 2.7 Magnetisk induktion

Den magnetiske induktion angives ved magnetiske kraftlinier, der danner lukkede kurver.

Kraftlinierne løber dels gennem magnetiserbare materialer og dels gennem ikke magnetiserbare materialer, f.eks. luft.

Da jernkernen leder kraftlinierne meget bedre end luft, forløber langt de fleste kraftlinier i ringkernen.

Jo større del af kraftlinievejen, der er af jern, des flere magnetiske kraftlinier. Det maksimale opnås ved en lukket ringkerne.



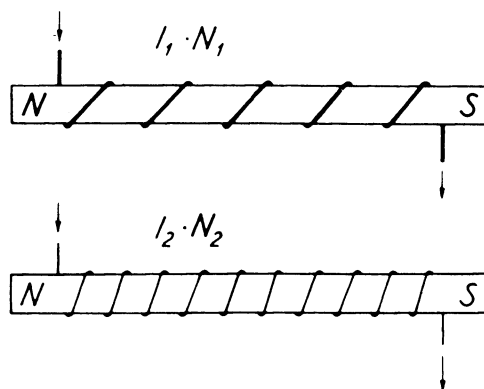
## 2.8 Amperevindinger

Det viser sig, at styrken af det magnetiske felt vokser proportionalt med såvel strømstyrken som antallet af vindinger.

Dette udtrykkes ved, at magnetfeltet er afhængig af amperevindingerne.

Ved amperevindinger AV forstås  $I \cdot N = AV$ .

$AV = \text{Strøm i ampere} \cdot \text{antal vindinger}$ .



Eksempel:

En spole har 600 vindinger og kræver til magnetisering en strøm på 2,5 A.

Hvor mange vindinger skal spolen have, hvis magnetiseringsstrømmen kun skal være 1,5 A ?

Den magnetiserende kraft frembringes af et amperevindingstal på:

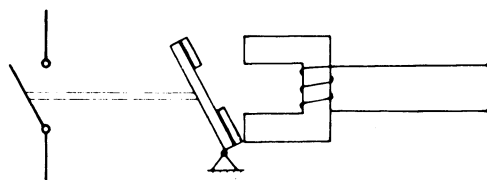
$$2,5 \cdot 600 = 1500 \text{ AV}$$

$$1,5 \cdot N = 1500 \text{ AV}$$

$$N = \frac{1500}{1,5} = 1000 \text{ vindinger}$$

## 2.9 Anvendelse

Elektromagneters anvendelse er mest udbredt i relæer, motorværn og lignende, hvor magneten er udformet og monteret således, at den kan tiltrække et anker, som kan betjene forskellige typer af kontakter.



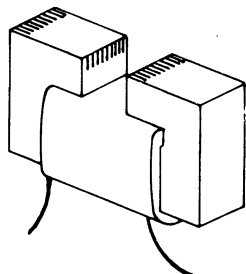


## 2.10 Forhold ved jævn- og vekselspænding

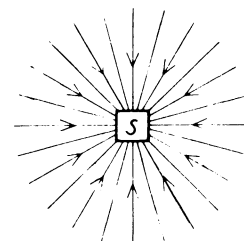
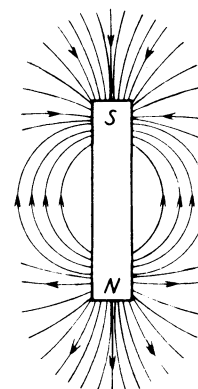
Sendes der jævnstrøm gennem magnetspolen, tiltrækkes ankeret konstant.

Sendes der vekselstrøm gennem spolen, vil tiltrækningen være nul, når strømmens værdi passerer nul, hvilket vil få relæspolen til at brumme kraftigt. For at undgå dette må elektromagneten være bygget for vekselstrøm.

Undertiden bruger man trefasede magneter, eller man ensretter strømmen, før den sendes gennem magnetspolen.



Kraftliniernes retning, feltets retning, i et tilfældigt punkt angiver den retning, hvori en nordpol vil påvirkes, hvis den anbringes i det pågældende punkt. Dette stemmer med, at kraftlinierne udgår fra magnetens nordpol og vender tilbage til dens sydpol.



## 3. MAGNETFELTER

### 3.1 Magnetiske kraftlinier

Anbringer man en magnets ene pol i nærheden af en anden magnets pol, vil der optræde en tiltrækning eller en frastødning. En magnetpols virkning strækker sig altså ud i rummet udenom. Man siger, at der uden om magneten findes et magnetisk felt.

Man tænker sig ofte feltets karakter anskueliggjort ved hjælp af magnetiske kraftlinier.

De magnetiske kraftlinier tænkes at udgå fra magnetens nordpol og vende tilbage til dens sydpol.

Inde i magneten går kraftlinierne videre fra sydpolen til nordpolen. De magnetiske kraftlinier danner altså lukkede kurver.

### 3.2 Ens og modsat poledede magneter

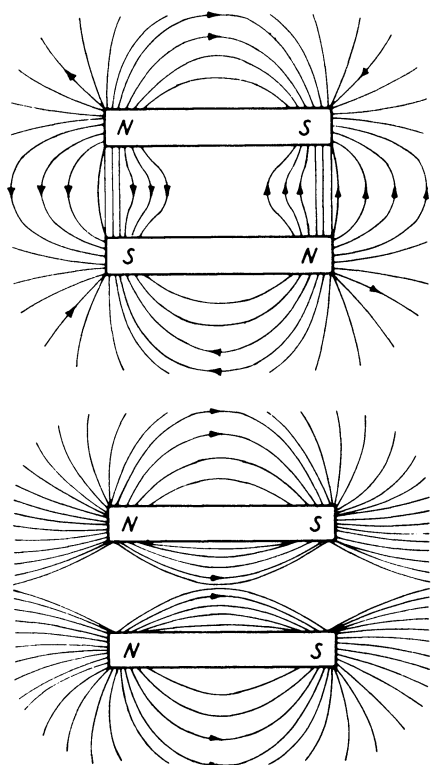
Nærmer man en magnets ene pol til en anden magnets pol, vil de to magneter enten frastøde eller tiltrække hinanden, afhængig af, om de enten er ens poledede eller modsat poledede.

Ved permanente magneter har kun kurverne uden for magneten interesse, men ved elektromagneter har ofte kraftlinierne inde i magneten interesse.

I praksis kan man let udføre et forsøg, der viser feltets karakter.



På et bord lægger man en permanent magnet og derover et stift stykke papir. Af blødt stål filer man nogle spåner og drysser dem på papiret. Spånerne magnetiseres, og når man banker let på papiret, vil de lægge sig i et mønster, der er karakteristisk for den anvendte magnet.

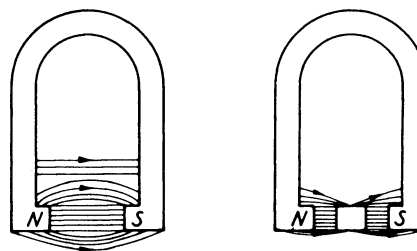


### 3.3 Magnet med anker

Figurene viser en hesteskomagnet uden anker og en med et anker af blødt stål. Man kalder stålkernelen mellem magnetens poler for et anker.

Ankeret magnetiseres og tiltrækkes derfor af magneten. Da kraftlinierne vil løbe den kortest mulige vej fra nordpol til sydpol, og da stålet leder de magnetiske kraftlinier mange gange bedre end luft, vil kraftlinierne i det tilfælde, hvor der er anker, søge gennem dette.

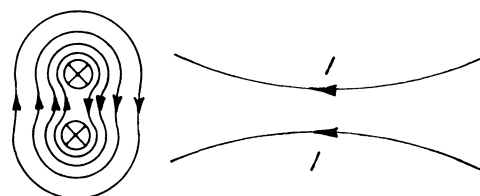
Ved at anvende stålkernelen får man altså en mindre spredning og derfor et kraftigere magnetfelt.



### 3.4 Påvirkning mellem to parallelle ledere

To retliniede, parallelle ledere, som gennemløbes af en strøm, vil påvirke hinanden magnetisk.

Går strømmene i samme retning, tiltrækker lederne hinanden.



Går strømmene i modsat retning, frastøder lederne hinanden.





Den kraft, hvormed to lige parallelle ledere ved jævnstrøm påvirker hinanden, kan udtrykkes som:

$$K = k \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{a^2} \cdot l, \text{ hvor}$$

$I_1$  og  $I_2$  er de to strømme.

$a$  er afstanden mellem lederne.

$l$  er længden mellem ledernes fastgørelsespunkter.

$k$  er en talfaktor, der afhænger af måleenhederne.

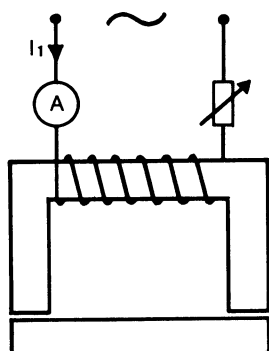
Måler man strømmene i ampere, afstand og længde i cm, vil man finde kraften i kg, når talfaktoren sættes til  $2,04 \cdot 10^{-8}$ .

Sådanne beregninger har betydning, når man undersøger, om samleskinner og lignende har fornøden mekanisk styrke under kortslutninger.

#### 4. HYSTERESE

Magnetiseres en jernkerne med vekselstrøm, fremkommer der et vekselfelt.

Dette vekselfelt fremkalder visse tab, idet jernet skal ommagnetiseres 100 gange i sekundet, når frekvensen er 50 Hz.

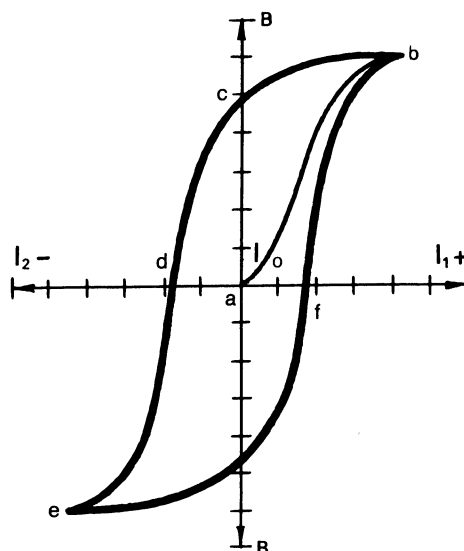


#### 4.1 Hysteresesløjfe

Reguleres strømmen med skydemodstanden fra nul og opefter, vil den magnetiske kraft stige efter kurvegrenen ab til punktet b; når strømmen derefter formindskes, vil den magnetiske induktion falde, men denne gang efter kurvegrenen bc. Der vil endnu være nogen magnetisme - den remanente magnetisme - tilbage i jernet, når strømmen er blevet nul.

For at fjerne denne magnetisme må der magnetiseres med en vis strøm  $a$  d i modsat retning. Dette sker, når vekselstrømmen skifter retning, og den magnetiserende kraft følger nu kurvegrenen de; når strømmen vender igen, følger magnetismen kurvegrenen ef.

Den fremkomne kurve kaldes hysteresekurven.



$a$  til  $c$  = Remanens

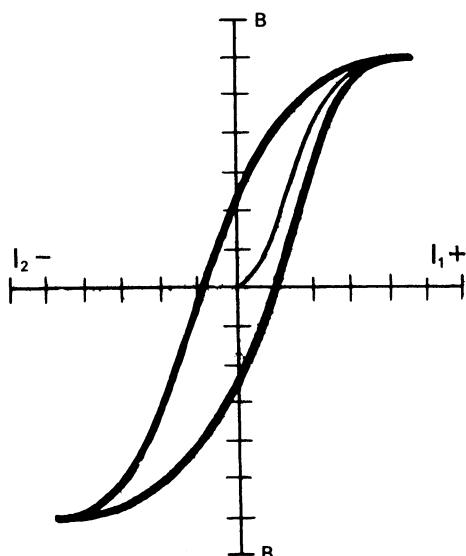
$a$  til  $d$  = Koercitivkraft

Den totale energi, der må tilføres for at foretage en fuldstændig ommagnetisering af jernet, kan måles ved størrelsen af arealet inden for kurven.

Dette energitab kaldes hysteresetab og er omsat til varme i jernet.

Disse tab kan i nogen grad formindskes ved at legere jern med silicium. De kan endvidere reduceres ved at underkaste jernet en koldvalsning i en bestemt retning. Man opnår herved, at jernet bliver lettere at magnetisere i valseretningen.

Tabet må være afhængig af den maksimale magnetiserende kraft og jernets remanens og koercitivkraft. Jo mindre remanens og koercitivkraft, des mindre er kurvens areal, og derved bliver tabet mindre.



## 5. KERNEMATERIALER

### 5.1 Legeringer

De legeringer, der anvendes som kernemateriale, er sædvanligvis de såkaldte magnetiske bløde materialer, dvs. ferromagnetiske stoffer med ringe remanens.

### 5.2 Siliciumjern

Siliciumjern er den mest brugte legering til nettransformere og drosselspoler.

Legeringen leveres i forskellige sammensætninger med indtil 4% silicium.

### 5.3 Nikkellegeringer

Nikkellegeringer, som sælges under navne som Permalloy, Permivar og Mumetal, og som består af jern, nikkel og kobolt, har flere bemærkelsesværdige egenskaber, som gør dem egnede ved særlige anvendelser.

Egenskaberne afhænger af deres sammensætning og den varmebehandling, de gennemgår.

### 5.4 Pulverkerner

Pulverkerner benyttes i spoler ved frekvenser over tonefrekvensområdet.

De fremstilles ved at sammenpresse findelt jernpulver med et ikke-ledende bindemiddel, f.eks. schellak, trulitul eller keramiske materialer.

Den stærke findeling af det magnetiske materiale nedsætter hvirvelstrømstabene, medens de mange luftspalter forårsager, at permeabiliteten først ændrer sig ved temmelig store feltkræfter.

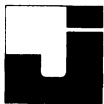
Pulverkerner er beregnet til frekvenser op til 0,1 til 0,5 MHz.

### 5.5 Ferroxcube

De former for ferroxcube, som nu anvendes, består som regel af to ferritter, af hvilke den ene er zinkferrit, medens den anden kan være kobber- eller nikkelferrit.

De herved fremkomne materialer har meget små tab, som gør dem velegnede til kernematerialer ved frekvenser op til flere tusinde MHz.

De små tab muliggør også fremstilling af spoler for lavere frekvensområder.



Materialets egenskaber afhænger af udgangsmaterialernes renhed og den senere behandling, der består i gentagne sintringer og mellem-liggende malinger.

Det tilberedte pulver kan derefter presses i den ønskede form.

Det fremkomne materiale sintres ved ca. 1200 grader C og er nu så hårdt, at det kun kan tildannes ved slibning.

## 6. INDUKTION

### 6.1 Faraday

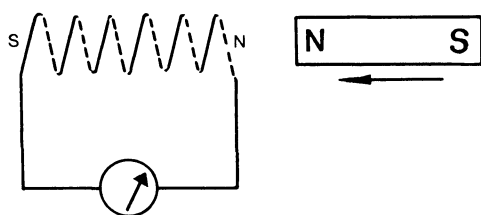
I år 1831 opdagede den berømte engelske fysiker Michael Faraday den elektriske induktion.

Faraday påviste, at der i en spole induceres en spænding, når den bevæges i et magnetfelt.

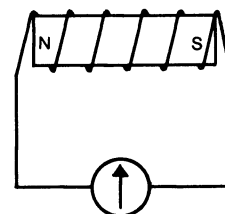
Hvis spolen indgår i et lukket elektrisk kredsløb, vil strømretningen være sådan, at den modvirker ændringen i de magnetiske forhold.

### 6.2 Princip

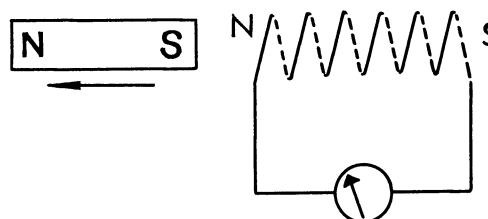
Skydes den viste permanente magnet ind i spolen, vil der induceres en spænding og dermed en strøm med en sådan retning, at spolen prøver at holde stangmagneten ude, dvs. spolen danner en nordpol til højre og en sydpol til venstre.



Når magneten er anbragt midt i spolen, vil den inducerede spænding være nul og dermed ingen strøm.



Trækker man på ny magneten ud af spolen, til venstre, vil der induceres en spænding og dermed strøm af modsat retning, idet der fremkaldes en sydpol i højre ende og en nordpol i venstre ende af spolen, som igen søger at undgå ændringen af de magnetiske forhold. Når magneten er trukket helt bort fra spolen, vil spænding og strøm være nul.



Der induceres altså kun spænding i spolen, så længe de magnetiske forhold ændres.

Den inducerede spændings størrelse afhænger af:

1. Den permanente magnets styrke.
2. Magnetens bevægelseshastighed.
3. Antal vindinger på spolen.

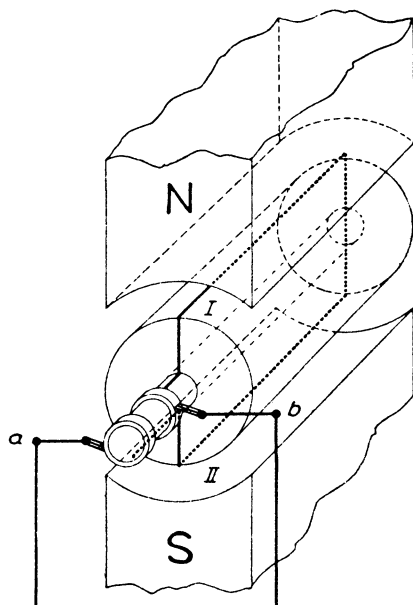


### 6.3 Generatorprincippet

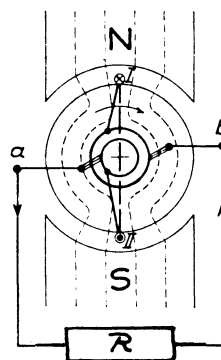
Induktionsprincippet anvendes i de maskiner, der inden for stærkstrømsteknikken benyttes til fremstilling af elektricitet.

Imellem to magnetpoler anbringes et cylindrisk anker af jern, som kan drejes rundt. Ankerviklingen består her kun af én vinding, hvis sider I og II befinder sig i luftmellemrummet mellem magnetpolerne og ankeret.

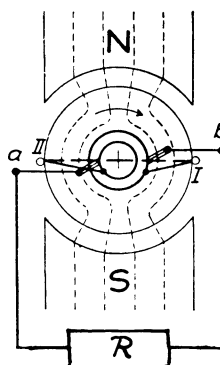
Viklingens ender er forbundet til to kontaktringe, og den inducerede strøm aftages gennem to børster, som glider på kontaktringene og er forbundet til maskinens ankerklemmer a og b.



Betragter man en række stillinger af ankerviklingen under dennes rotation, vil der i den viste stilling være den største spændingsforskell mellem klemmerne a og b, idet viklingens sider her bevæger sig vinkelret på kraftlinierne, der er angivet ved punkterede linier.

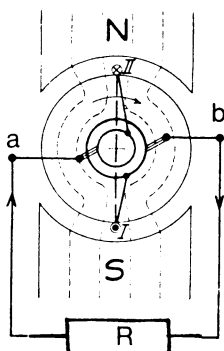


Når ankeret drejes videre, vil den inducerede spænding blive mindre, fordi der pr. tidsenhed skæres færre kraftlinier, og når ankeret har drejet sig en kvart omdrejning, vil spændingen mellem klemmerne være nul, fordi viklingens sider nu bevæger sig parallelt med kraftlinierne.



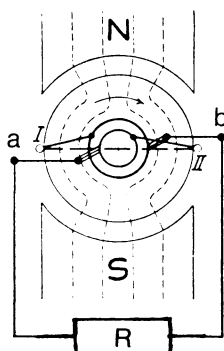


Efter yderligere en kvart omdrejning vil spændingen mellem klemmerne a og b atter have den størst mulige værdi, men med modsat fortegn.



En kvart omdrejning senere vil spændingen mellem a og b atter være nul.

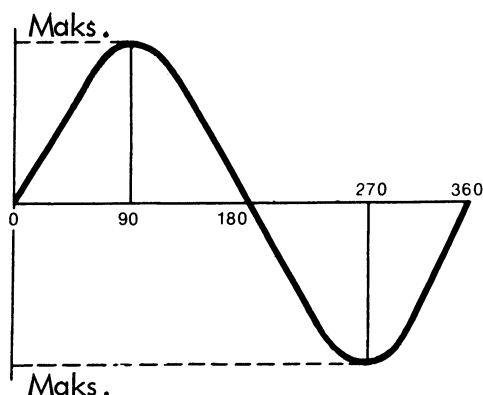
I løbet af den sidste del af omdrejningen vokser spændingen atter til den værdi, som den havde i den først betragtede stilling.



Mellem klemmerne a og b vil der således fremkomme en periodisk varierende spænding, når ankeret drejes rundt mellem magnetpolerne.

Tiden for en periode er lig med tiden for en omdrejning. En spænding, der varierer på denne måde, kaldes en vekselspænding.

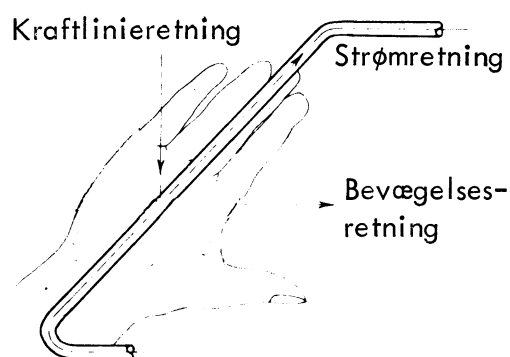
Ved passende udformning af magnetpolerne kan man opnå, at spændingen kommer til at variere efter en sinuskurve.



#### 6.4 Generatorreglen

Ud fra Lenz's lov bestemmes strømretningen i ankerviklingen.

Man anbringer sin højre hånd således, at kraftlinierne går ind i håndfladen, og tommelfingeren peger i bevægelsesretningen. Der går da strøm i retning af finger-spidserne.





### 6.5 Spændingsregulering

Den inducerede spændings størrelse afhænger af:

Magnetfeltets styrke.

Spolens bevægelseshastighed.

Spolens vindingstal.

### 6.6 Praktisk anvendelse

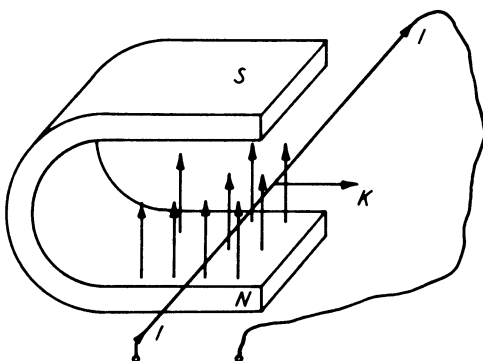
Opbygningen af generatorerne på de store kraftcentraler er noget anderledes end den her omtalte, hvor det er spolerne, der er fastsiddende og magnetpolerne, der roterer, men virkningen er den samme.

Magnetfeltet i maskinen frembringes normalt ad elektromagnetisk vej.

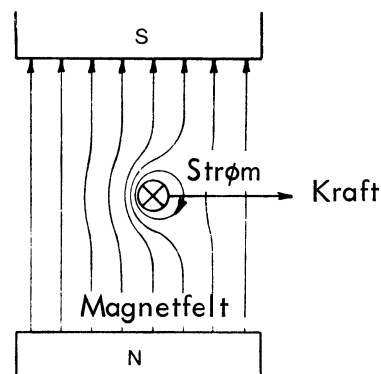
### 6.7 Strømførende leder i magnetfelt

Enhver strømførende leder omgives af et magnetfelt, og to magnetfelter i nærheden af hinanden vil udøve gensidig kraftpåvirkning.

Anbringes en strømførende leder i et magnetisk felt, påvirkes lederen af en kraft, der søger at bevæge lederen på tværs i magnetfeltet.



Tegningen viser en leder set i snit; krydset angiver strømretningen.



Magnetfeltet omkring den strømførende leder danner en lukket ring.

Dette felt indvirker på hovedfeltet N-S, således at der til højre for lederen frembringes en feltsvækkelse og til venstre en tilsvarende feltforøgelse.

Lederen vil derved blive påvirket af en kraft K, der søger at drive den ud af hovedfeltet, som antydtes med pilen.

Kraftens størrelse afhænger af magnetfeltets styrke og strømstyrken i lederen.

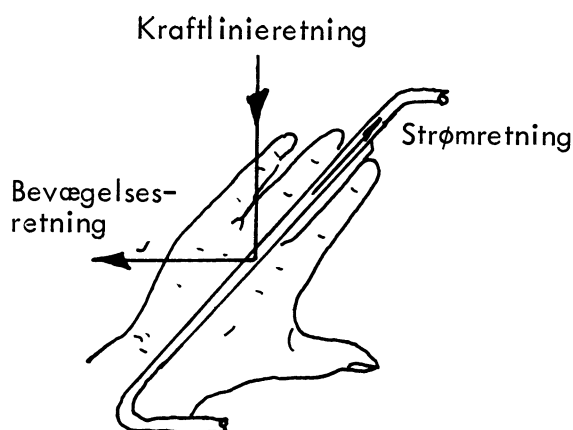


### 6.8 Motorregel

Princippet for strømførende leder i magnetfelt og udnyttes i elektromotorer.

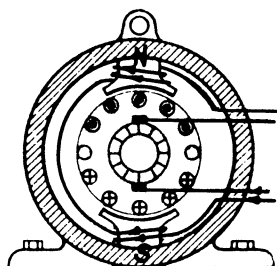
Bevægelsesretningen kan bestemmes ud fra følgende regel:

Man anbringer sin højre hånd således, at kraftlinierne går ind i håndfladen, og fingerspidserne peger i strømrretningen. Lederen vil da bevæge sig til lillefingersiden.



På den skematiske tegning af en jævnstrømsmotor med de antydede poler og strømrretning i ankerspølerne vil de øverste ledere påvirkes til drejning mod højre og de nederste mod venstre.

Motoren vil køre højre om.



### 6.9 Konklusioner

Ved generatorprincippet påvirker man med en kraft lederen ind i magnetfeltet og får derved induceret en spænding og følgelig en strøm gennem sløjfen.

Ved motorprincippet placeres en strømførende ledersløjfe i et magnetfelt og vil i dette blive påvirket af en kraft, der søger at trække lederen ud af feltet.

## 7. ELEKTRODYNAMISK INDUKTION

### 7.1 Frembringelse

Ændres de magnetiske forhold om en leder, induceres der spænding i lederen.

Det variable magnetfelt, som indvirker på lederen, behøver imidlertid ikke at stamme fra en bevægelig permanent magnet, men kan lige så godt komme fra en elektromagnet.

I visse tilfælde er det mere fordelagtigt at lade elektromagneten være stillestående, men ændre magnetfeltet ved at ændre strømstyrken i magnetens spole.

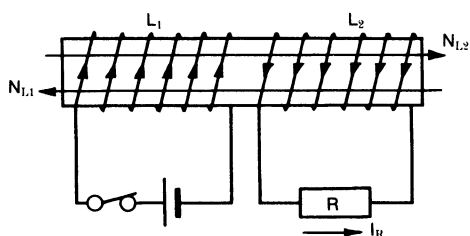
Man taler da om elektrodynamisk induktion.

## 7.2 Forhold ved strømtilslutning

Sluttes den på tegningen viste afbryder, stiger strømmen i spolen  $L_1$ . Derved frembringes et stigende magnetfelt, der ifølge højrehandsreglen forløber i hele jernkernen fra højre mod venstre.

Spole  $L_2$  udsættes altså for et stigende felt med den viste retning.

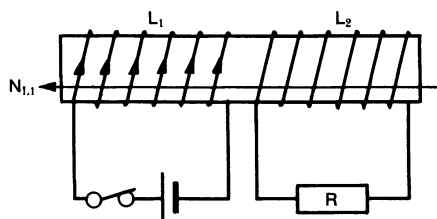
Der induceres en spænding, og da kredsen er lukket, vil der gå en strøm, der frembringer et felt, modsat rettet feltet fra  $L_1$ .



## 7.3 Stationær strøm

Når strømmen gennem  $L_1$ , og dermed feltet, har nået en konstant værdi, ophører induktionsvirkningen.

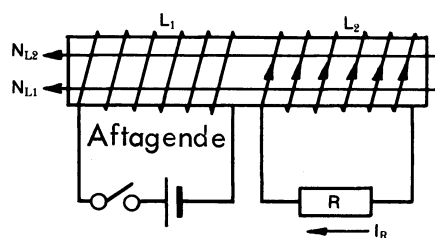
Strømmen i  $L_2$  og feltet fra  $L_2$  forsvinder.



## 7.4 Strømafbrydelse

Afbrydes strømmen, vil feltet fra  $L_1$  være aftagende.

Dette vil spolen  $L_2$  modsætte sig ved at frembringe et felt, der søger at bibeholde det aftagende felt fra  $L_1$ , hvorved den inducerede spænding og strøm skifter retning.





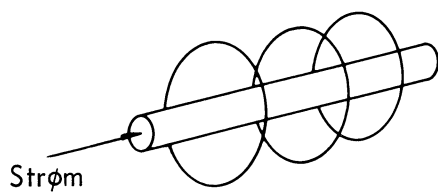
## DISPOSITION

1. Elektromagnetisme
2. Selvinduktion ved jævnspænding
3. Selvinduktion ved vekselspænding
4. Selvinduktionskoefficienten
5. Modstandsforhold
6. Formler og beregningseksempler
7. Signaturer

## 1. ELEKTROMAGNETISME

### 1.1 Magnetfelt

Strøm i en leder danner et koncentrisk magnetfelt, hvis styrke afhænger af strømstyrken.



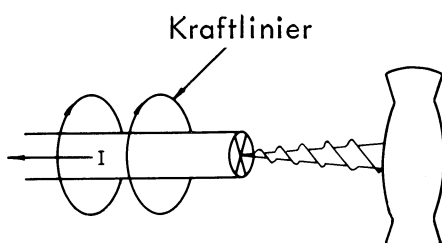
### 1.2 Magnetfeltets retning

Ligesom elektrisk strøm løber fra plus til minus, har magnetfeltets kraftlinier også en retning, der går fra nordpol til sydpol.

Retningen af kraftlinier omkring en leder er bestemt af strømmens retning.

Kraftliniernes retning kan findes ved hjælp af følgende huskeregel:

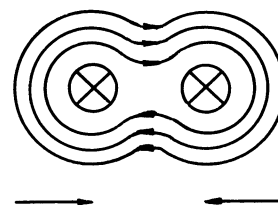
Tænkes en proptrækker drejet ind i lederen samme retning som strømmen, har magnetfeltet samme retning, som proptrækkeren drejer (højre om).



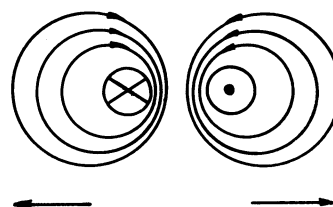
### 1.3 Parallelle ledere

Ledere påvirker gensidig hinanden.

To parallelle ledere med strømmen i samme retning vil tiltrække hinanden.

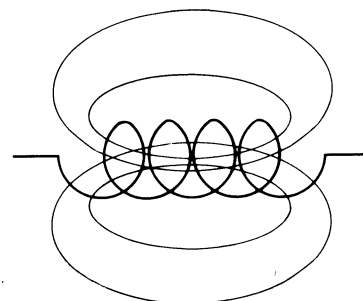


To parallelle ledere med strømmen i modsat retning vil frastøde hinanden.



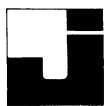
### 1.4 Spole

Det magnetiske felt omkring en leder forøges ved at vikle ledningen som en spole.



Magnetfeltet kan øges yderligere ved at vikle spolen omkring en magnetisk leder af f.eks. jern eller ferrit.

Magnetfeltet nedsættes ved at vikle spolen omkring en magnetisk isolator af f.eks. messing.



## 2. SELVINDUKTION VED

### JÆVNSPÆNDING

#### 2.1 Opvoksende magnetfelt

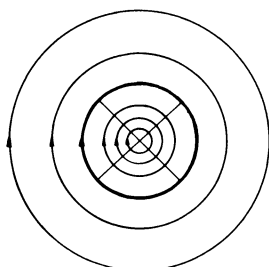
Tilsluttes en spole en jævnspænding, gennemløbes spolen af strømmen  $I$ , der frembringer et voksende magnetfelt i spolen.

Feltændringen inducerer en spænding  $U_E$  i spolens vindinger.

$U_E$  er modsat rettet klemspændingen  $U$ .

#### 2.2 Feltfordelingen

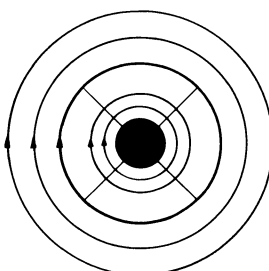
$U_E$  induceres af lederens magnetfelt, der er kraftigst i lederens centrum.



#### 2.3 Ledningsevnen

De modsat rettede spændinger  $U$  og  $U_E$  ophæver hinanden i lederens centrum, hvorved ledningsevnen formindskes.

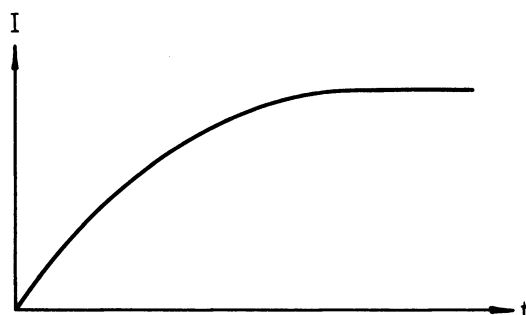
Lederens modstand forøges samtidig med, at magnetfeltet ændrer sig.



#### 2.4 Strømmen $I$

Strømmen fortrænges ud i lederens overflade, og når ikke sin maksimale værdi, før feltændringen ophører.

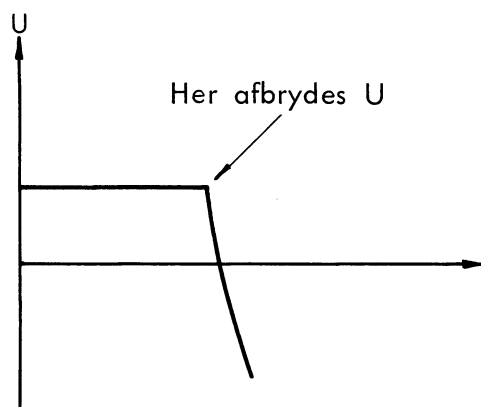
Den maksimale strøm fremkommer først et stykke tid efter, at spændingen er tilsluttet.



#### 2.5 Afbrydelse af $U$

Afbrydes  $U$ , bortfalder magnetfeltet.

$U_E$  induceres, men modvirkes ikke af  $U$  og kan vokse til en meget stor spænding.

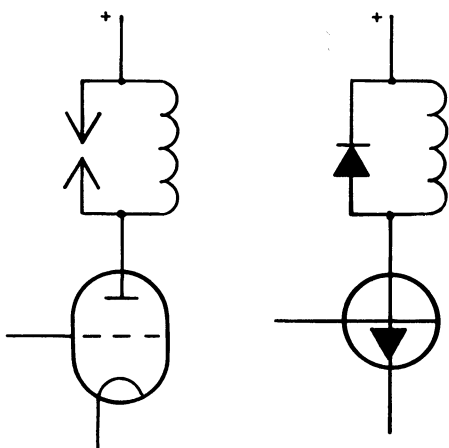




## 2.6 Afbrydelse af magnetfelter

Afbrydes store magnetfelter, vil  $U_E$  vokse til en meget stor værdi og kan derved slå igennem isolationer eller transistorer.

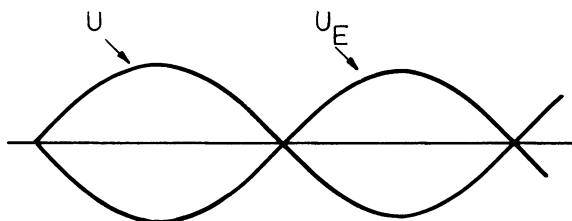
Den store spænding kan aflades ved hjælp af et gnistgab eller en diode.



## 3. SELVINDUKTION VED VEKSELSPÆNDING

### 3.1 Den inducerede spænding

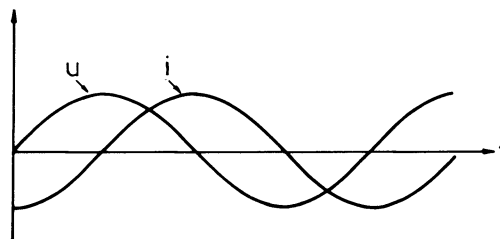
Tilsluttes en spole en sinusformet vekselspænding, vil den inducerede spænding have samme udseende, men være modsat rettet.



### 3.2 Strømmens udseende

Strømmen i spolen bliver sinusformet, men på grund af  $U_E$  tidsforskydes strømmen  $90^\circ$  efter den tilsluttede spænding.

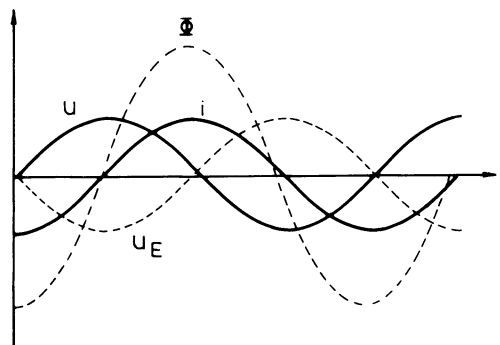
$90^\circ$  svarer til en kvart periode.



### 3.3 Magnetfeltets fase

Vekselfeltet  $\Phi$  er i fase med strømmen.

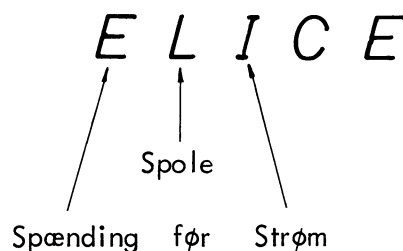
Feltet har den største ændring pr. tidsenhed, når den inducerede spænding er størst.



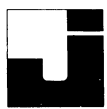
### 3.4 Huskeregel

For at kunne huske, om strøm eller spænding kommer først, kan pigenavnet ELICE anvendes.

For en spole  $L$  kommer spændingen  $E$  før strømmen  $I$ .



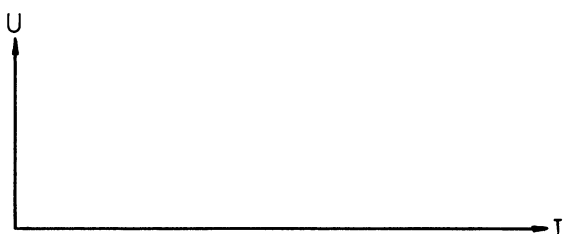




### 3.5 Vektordiagram

For en spole er det ofte praktisk at referere til strømmen, dvs. strømmen sættes til  $0^\circ$  (vandret).

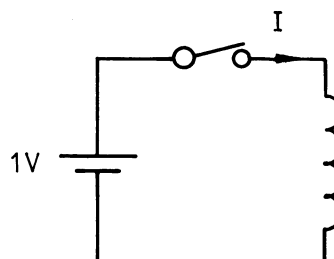
Spændingen er  $90^\circ$  forud for strømmen, hvorfor spændingen tegnes opad.



### 4.2 Måleenheder

Selvinduktion måles i Henry (H).

Tilsluttes en spole en jævnspænding på 1 V, og stiger strømmen i spolen 1 A hvert sekund, er spolens selvinduktion 1 H.



## 4. SELVINDUKTIONS- KOEFFICIENTEN

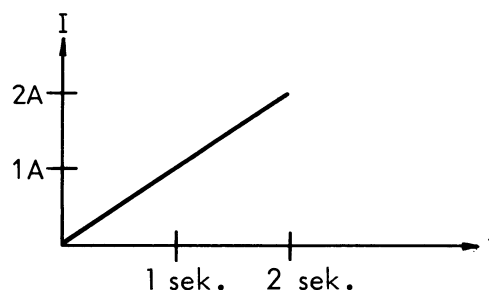
### 4.1 Selvinduktionens størrelse

Selvinduktionskoefficienten (L) er et udtryk for en spoles eller en lednings evne til at spærre for strømmen.

Selvinduktionen afhænger af vindingstal (N) og den magnetiske modstand ( $R_m$ ).

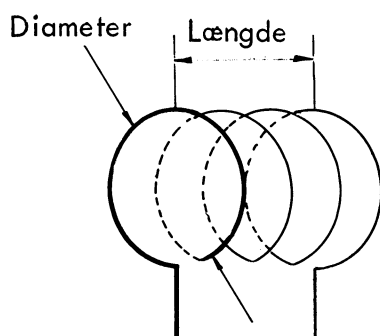
Magnetisk modstand afhænger af spolens diameter, længde og det kernemateriale, der er inde i spolen.

$$L = \frac{N^2}{R_m}$$



Tilsluttes spolen en konstant spænding, beregnes strømmen således:

$$I = \frac{U \cdot t}{L}$$





## 5. MODSTANDSFORHOLD

### 5.1 Vekselstrømsmodstand

Ved vekselstrøm i spolen vil vekselfeltet ved stigende frekvens skifte hurtigere, hvorved der induceres en større spænding.

Spolen virker derved som en større modstand ved stigende frekvens.

### 5.2 Reaktans

Spolens vekselstrømsmodstand kaldes induktiv reaktans, induktans eller i daglig tale reaktans.

Reaktansen ( $X_L$ ) afhænger af frekvensen ( $f$ ) og selvinduktionen ( $L$ ) og beregnes efter formlen:

$$X_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$$

$X_L$  måles i ohm.

Reaktansen er vekselstrømsmodstanden for en ideel spole, dvs. en spole med en ohmsk modstand på  $0 \Omega$ .

### 5.3 Impedans

Den praktiske vekselstrømsmodstand kaldes impedansen ( $Z$ ), der afhænger af spolens ohmske modstand samt reaktansen.

Den ohmske modstand er jævnstrømsmodstanden, der kan måles med et ohmmeter mellem tilledninger til spolen.

Impedansen kan beregnes efter formlen:

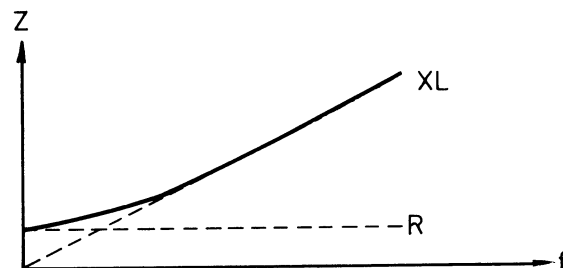
$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Impedansen måles i ohm.

Ved lave frekvenser, eller hvor den ohmske modstand er stor, vil impedansen være større end reaktansen.

Hvis  $X_L$  er mere end 5 gange større end  $R$ , vil impedansen og reaktansen være samme størrelse for en spole.

Impedansens frekvensafhængighed kan illustreres i et koordinatsystem.



## 6. FORMLER OG BEREGNINGS- EKSEMPLER

### 6.1 Reaktans $X_L$

Reaktansen beregnes efter formlen:

$$X_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$$

Eksempel:

Beregn reaktansen for en spole på 1 mH ved frekvensen 1 kHz.

$$X_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$$

$$X_L = 6,28 \cdot 1k \cdot 1m = \underline{\underline{6,28 \Omega}}$$

### 6.2 Selvinduktionen $L$

Selvinduktionen beregnes efter formlen:

$$L = \frac{X_L}{2 \pi \cdot f}$$

Eksempel:

Beregn selvinduktionen i en spole, hvor reaktansen er  $314 \Omega$ , og frekvensen er 5 kHz.

$$L = \frac{X_L}{2 \pi \cdot f}$$

$$L = \frac{314}{2 \pi \cdot 5k} = \underline{\underline{10 \text{ mH}}}$$

6.3 Impedans  $Z$ 

Impedansen beregnes efter form-  
len:

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

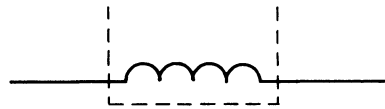
Eksempel:

Beregn impedansen af en spole,  
hvor reaktansen er  $40 \Omega$ , og den  
ohmske modstand er  $30 \Omega$ .

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

$$Z = \sqrt{30^2 + 40^2} = \underline{\underline{50 \Omega}}$$

## Spole med afskærmning

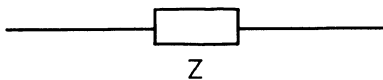


## Variabel selvinduktion



## 7. SIGNATURER

Impedans



Spole



Spole med jernkerne



Spole med HF kerne



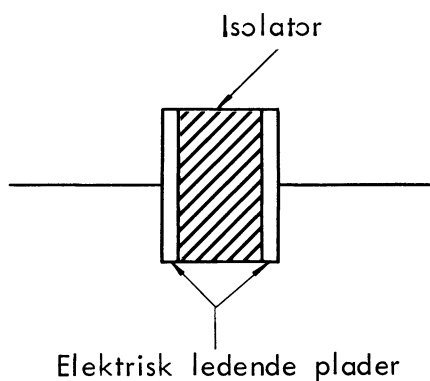
DISPOSITION

1. Kondensatorens opbygning
2. Signaturer
3. Kapacitet
4. Kondensator ved jævnspænding
5. Kondensator ved vekselspænding
6. Frekvensafhængighed
7. Modstandsforhold
8. Grafisk afbildning
9. Forbindelsesmetoder
10. Formler
11. Beregningseksempler

1. KONDENSATORENS  
OPBYGNING

## 1.1 Opbygning

En kondensator består af to elektrisk ledende plader, der er isoleret fra hinanden.



## 1.2 Plader

De elektrisk ledende plader består af metalfolie eller metaller, der er pådampet isolationsmaterialet.

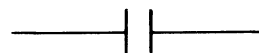
## 1.3 Isolationslag

Mellem pladerne er et dielektrikum (isolationslag) af meget forskellig art, alt afhængig af hvilket formål kondensatoren er fremstillet til.

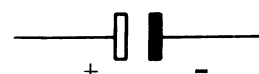
Som dielektrikum anvendes bl.a.: Luft, glimmer, glas, keramik, porcelæn, plastic, papir og tantal.

2. SIGNATURER

Kondensator



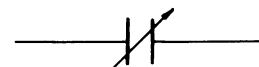
Elektrolytkondensator



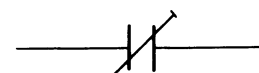
Bipolar elektrolyt

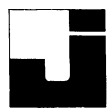


Drejekondensator



Trimmekondensator





### 3. KAPACITET

#### 3.1 Kondensatorens størrelse

Kondensatorens kapacitet afhænger af pladernes størrelse, afstand og dielektrikummet mellem pladerne.

Stort pladeareal, lille afstand og et dielektrikum med høj dielektricitetskonstant ( $\epsilon$ ) mellem pladerne giver en stor kapacitet ( $C$ ).

#### 3.2 Elektricitetsmængde

Løber der en strøm på 1 A i 1 sek., er der transporteret en ladning ( $Q$ ) på 1 coulomb.

$$Q = I \cdot t$$

En kondensator, der indeholder en ladning på 1 coulomb, og hvorover der er en spænding på 1 V, vil være på 1 farad.

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{U}$$

#### 3.3 Målestørrelser

De normale målestørrelser for kondensatorer er:

$$\mu F = 0,000\,001\,F = 10^{-6}\,F$$

$$nF = 0,000\,000\,001\,F = 10^{-9}\,F$$

$$pF = 0,000\,000\,000\,001\,F = 10^{-12}\,F$$

### 4. KONDENSATOR VED

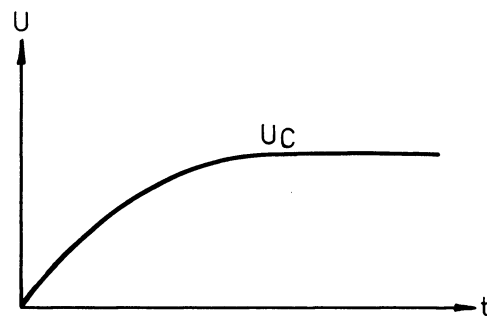
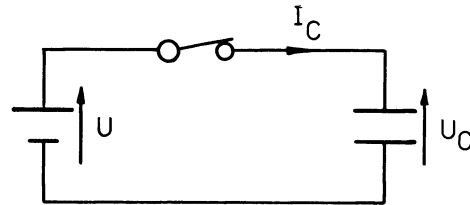
#### JÆVNSPÆNDING

##### 4.1 Kondensatorspænding

Tilsluttes en kondensator en jævnspænding, vil kondensatoren oplades til jævnspændingsværdien.

I tilslutningsøjeblikket er spændingen over kondensatoren nul.

Under opladningen stiger kondensatorspændingen, indtil den har samme værdi som jævnspændingen.

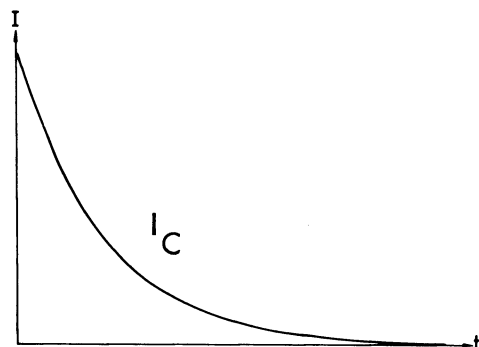


##### 4.2 Kondensatorstrøm

Når en kondensator er opladet, løber der ingen strøm til kondensatoren.

I startøjeblikket, hvor spændingsforskellen mellem kondensatorspændingen og jævnspændingen er størst, løber den største strøm.

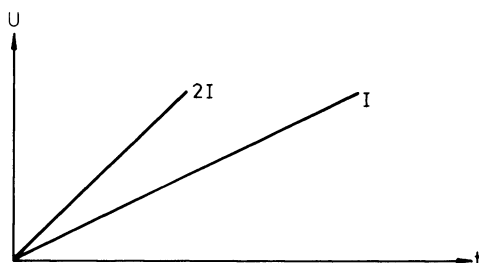
Efterhånden som kondensatorspændingen stiger, falder strømmen til kondensatoren.





## 4.3 Konstant strøm

Tilføres kondensatoren en konstant strøm, vil spændingen over kondensatoren vokse liniært.



## 4.4 Spænding over kondensator

For at der kan være spænding over en kondensator, skal den først tilføres en ladning, dvs. der skal løbe en strøm til kondensatoren, inden der er en spænding over den.

Er en kondensator blevet tilført en ladning, vil den holde spændingen, selv efter kondensatoren er afbrudt fra en opstilling.

Spændingen vil først forsvinde, når ladningen igen er fjernet fra kondensatoren.

## 4.5 Jævnstrømsmodstand

Kondensatorens jævnstrømsmodstand er meget stor og er kun bestemt af isolationslaget.

Normalt regnes jævnstrømsmodstanden for uendelig stor.

## 5. KONDENSATOR VED

VEKSELSPÆNDING

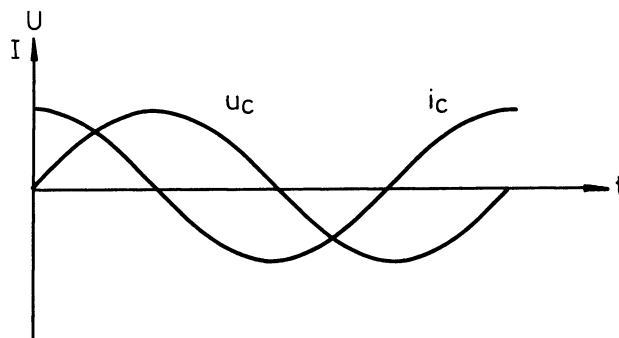
## 5.1 Op- og afladning

Tilsluttes kondensatoren en sinusformet vekselspænding, vil kondensatoren blive op- og afladet i takt med den sinusformede spænding.

## 5.2 Strøm og spænding

Strømmen til kondensatoren vil være størst, hvor spændingen ændrer sig hurtigst.

Ved spændingens maksimale værdi vil strømmen være nul.



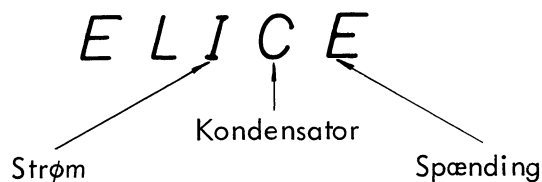
## 5.3 Faseforskydning

Strømmens fase vil være forskudt  $90^\circ$  forud for spændingen.

## 5.4 Huskeregel

For at huske, om strøm eller spænding kommer først, kan pigenavnet ELICE anvendes.

For en kondensator C kommer strømmen I før spændingen E.





## 6. FREKVENSAFHÆNGIGHED

### 6.1 Jævnspænding

Ved nul hertz (jævnspænding) oplades kondensatoren kun én gang, hvorefter der ikke vil løbe nogen strøm til kondensatoren.

Kondensatoren virker som en uendelig stor modstand ved jævnstrøm.

### 6.2 Vekselspænding

Ved vekselspænding bliver kondensatoren hele tiden op- og afladet.

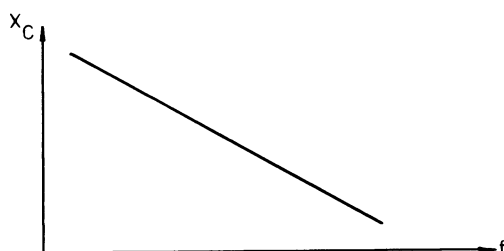
Ved denne op- og afladning vil der hele tiden løbe strøm til og fra kondensatoren.

Ved samme spænding er det samme ladningsmængde, der skal transporteres til og fra kondensatoren, uanset hvilken frekvens spændingen har.

Ved en højere frekvens skal samme ladningsmængde transporteres hurtigere til og fra kondensatoren.

En hurtigere ladningstransport er ensbetydende med en større strøm.

Ved stigende frekvens virker kondensatoren som en mindre modstand.



## 7. MODSTANDSFORHOLD

### 7.1 Reaktans

Kondensatorens vekselstrømsmodstand kaldes en kapacitiv reaktans, kapacitans eller i daglig tale blot reaktans.

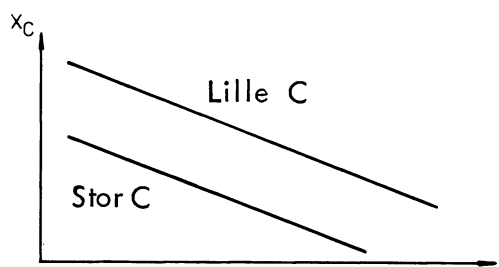
Reaktansen måles i  $\Omega$ .

### 7.2 Frekvens og kapacitet

Reaktans afhænger af frekvens ( $f$ ) og kapaciteten ( $C$ ).

Ved stigende frekvens falder reaktansen.

Ved større kapacitet falder reaktansen.



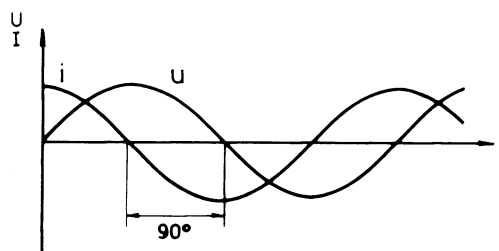
## 8. GRAFISK AFBILDNING

### 8.1 Sinuskurven

Ved en sinuskurve illustreres faseforskelle ved at tegne kurverne tidsforskudt i forhold til hinanden.

En hel periode svarer til  $360^\circ$ .

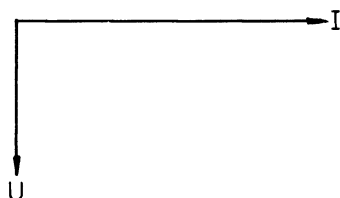
Ved en kondensator er strømmen  $90^\circ$  forud for spændingen.





## 8.2 Vektordiagram

I et vektordiagram for en kondensator tegnes spændingen  $90^\circ$  efter strømmen.



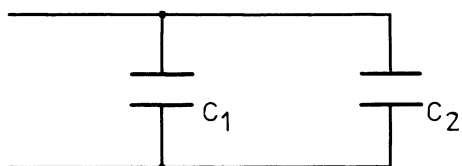
## 9. FORBINDELSMETODER

## 9.1 Parallelforbindelse

Ved parallelforbindelse af to eller flere kondensatorer virker det, som om kondensatorpladernes areal udvides og dermed kapaciteten.

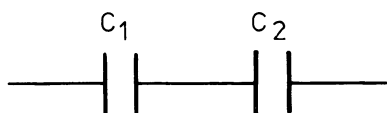
Den totale kapacitet bliver summen af de parallelforbundne kapaciteter.

$$C_{\text{total}} = C_1 + C_2 + \dots$$



## 9.2 Serieforbindelse

Ved serieforbindelse af kapaciteten virker det, som om pladeafstanden bliver større, og derved virker serieforbindelsen som en mindre kapacitet.



Ved serieforbindelse af to kapaciteter anvendes formelen:

$$C_{\text{total}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Ved serieforbindelse af flere kapaciteter anvendes formelen:

$$\frac{1}{C_{\text{total}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_3} + \dots$$

## 10. FORMLER

## 10.1 Reaktans

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{159m}{f \cdot C}$$

## 10.2 Frekvens

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot X_C \cdot C} = \frac{159m}{X_C \cdot C}$$

## 10.3 Kapacitet

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{159m}{f \cdot X_C}$$

## 10.4 Serieforbindelse

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$$

$$C_t = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

## 10.5 Parallelforbindelse

$$C_t = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$$





## 11. BEREGNINGSEKSEMPLER

- 11.1 Beregning af reaktansen for en kondensator på 10  $\mu\text{F}$  ved 50 Hz.

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

$$X_C = \frac{1}{2 \pi \cdot 50 \cdot 10\mu} = \underline{\underline{318 \Omega}}$$

- 11.2 Beregning af frekvens for en kondensator på 20 nF ved reaktans på 1,6 k $\Omega$ .

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

$$f = \frac{1}{2 \pi \cdot 1,6k \cdot 20n} = \underline{\underline{5 \text{ kHz}}}$$

- 11.3 Beregning af C for en kondensator, når den ved 50 Hz skal have en reaktans på 640  $\Omega$ .

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

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot 50 \cdot 640} = \underline{\underline{5 \mu\text{F}}}$$

DISPOSITION

1. Effekt i jævnstrøms- og vekselstrømskredse
2. Vekselstrømseffekt i ren ohmsk modstand
3. Vekselstrømseffekt i forbindelse med kondensator
4. Vekselstrømseffekt i forbindelse med spole
5. Konklusion

1. EFFEKT I JÆVNSTRØMS- OG VEKSELSTRØMSKREDSE

## 1.1 Jævnstrømseffekt

Den afsatte effekt  $P$  i en jævnstrømskreds er produktet af spænding og strøm:

$$P = U \cdot I$$

## 1.2 Vekselstrømseffekt

Ved en vekselstrømskreds varierer både  $U$  og  $I$  med tiden.

Ved en vekselstrømskreds taler man om en øjeblikseffekt  $p$ .

$$p = u \cdot i,$$

hvor  $u$  og  $i$  er øjebliksværdier for spænding og strøm.

Normalt er man interesseret i, hvor meget arbejde (effekt) der udføres i en periode.

Denne effekt angives med stort  $P$ .

$P$  er gennemsnitsværdien af  $p$  over et helt antal perioder.

Effekten kan beregnes efter formelen:

$$P = u_{\text{eff}} \cdot i_{\text{eff}} \cdot \cos \varphi,$$

hvor  $\varphi$  er faseforskellen mellem strøm og spænding.

Hvis kredsløbet er rent ohmsk, er  $\cos \varphi = 1$ , for  $R = Z$

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z}$$

2. VEKSELSTRØMSEFFEKT I ENREN OHMSK MODSTAND

Ved en ren ohmsk modstand forstås en modstand uden induktiv eller kapacitiv virkning.

Der er ingen fasedrejning mellem strøm og spænding.

## 2.1 Vekselstrømseffekt

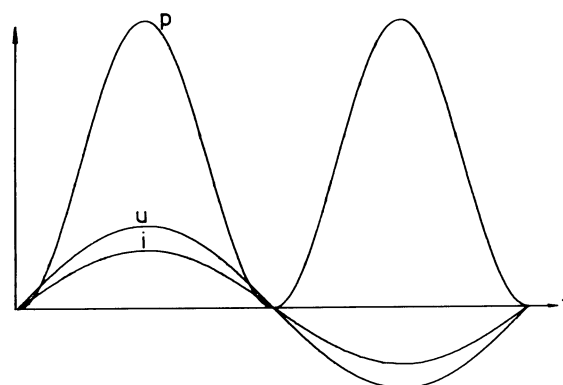
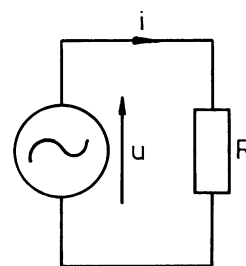
Ved beregning af effekten  $p$  ganges øjebliksværdierne for strøm og spænding.

I første halvperiode (0 til  $180^\circ$ ) er strøm og spænding positiv, og effekten er derved positiv.

$$(+u) \cdot (+i) = +p$$

I anden halvperiode (180 til  $360^\circ$ ) er strøm og spænding begge negative, produktet af to negative størrelser er positiv.

$$(-u) \cdot (-i) = +p$$



Effekten  $p$  er hele tiden positiv.

Når effekten er positiv, vil det sige, at modstanden optager effekten.

Middeleffekten  $P$  er den værdi, man i daglige tale omtaler som effekten.

Middeleffekten er gennemsnitsværdien for en hel periode.

$$P = \frac{P_{\max}}{2}$$

$$P_{\max} = U_{\max} \cdot i_{\max}$$

$$P = \frac{U_{\max} \cdot i_{\max}}{2}$$

$$P = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_{\max}}{\sqrt{2}} =$$

$$U_{\text{eff}} \cdot i_{\text{eff}}$$

Det betyder, at middeleffekten kan beregnes ved at multiplicere den effektive spænding med den effektive strøm.

### 3. VEKSELSTRØMSEFFECT I

#### FORBINDELSE MED KONDENSATOR

##### 3.1 Kondensator

Ved en ideel kondensator er fase-drejningen  $90^\circ$  mellem strøm og spænding.

Strømmen er  $90^\circ$  forud for spændingen (ELICE).

Strømmens størrelse afhænger af den påtrykte spændings størrelse og frekvens, samt kapacitetens størrelse.

$$i_C = U_C \cdot 2\pi \cdot f \cdot C$$

##### 3.2 Vekselstrømseffekt

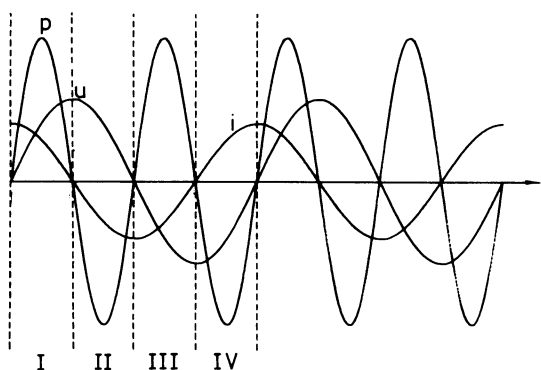
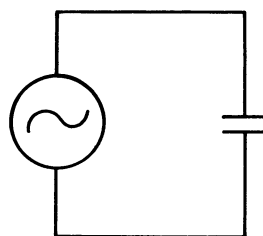
Øjeblikseffekten vil på grund af fasedrejningen mellem strøm og spænding antage positive og negative værdier.

I felt I er strøm og spænding positive, og derved er effekten positiv  $(+u) \cdot (+i) = +p$ .

I felt II er strømmen negativ og spændingen positiv, og derved er effekten negativ  $(+u) \cdot (-i) = -p$ .

I felt III er strøm og spænding negative, og derved er effekten positiv  $(-u) \cdot (-i) = +p$ .

I felt IV er strømmen positiv og spændingen negativ, og derved er effekten negativ  $(-u) \cdot (+i) = -p$ .



Når effekten er positiv, optager kondensatoren effekt.

Kondensatoren afgiver igen effekten, når effekten  $p$  er negativ.

Middeleffekten  $P$  er nul, idet kondensatoren afgiver lige så meget effekt, som den optager.



#### 4. VEKSELSTRØMSEFFEKT I FORBINDELSE MED SPOLE

##### 4.1 Ren induktiv spole

Ved en ren induktiv spole forstås en spole, hvor spændingen er fasedrejet  $90^\circ$  forud for strømmen (ELICE).

Strømmens størrelse afhænger af spændingens størrelse og frekvens, samt spolens selvinduktion.

$$i_L = \frac{U}{2\pi \cdot f \cdot L}$$

##### 4.2 Vekselstrømseffekt i ren induktiv spole

I en ren induktiv spole vil effekten antage positive og negative værdier.

Beregner vi øjebliksværdierne, bliver de:

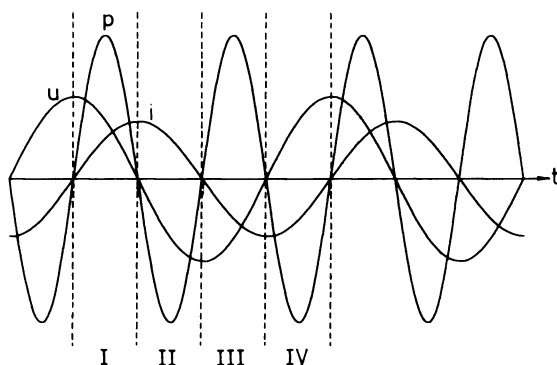
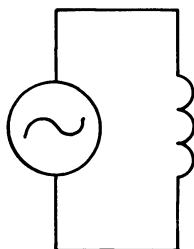
$$\text{Felt I} \quad (+u) \cdot (+i) = +p$$

$$\text{Felt II} \quad (-u) \cdot (+i) = -p$$

$$\text{Felt III} \quad (-u) \cdot (-i) = +p$$

$$\text{Felt IV} \quad (+u) \cdot (-i) = -p$$

Den rene induktive spole afgiver lige så meget energi, som den optager, dvs. middeleffekten forbliver nul.



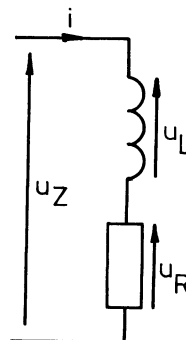
##### 4.3 Spole med tab

I enhver spole vil der være en ohmsk modstand.

Ved lave frekvenser vil den ohmske modstand have indflydelse på strømmens størrelse, samt på fasedrejningen mellem strøm og spænding.

Fasedrejningen i en spole med ohmsk modstand vil være mellem  $0^\circ$  og  $90^\circ$ .

Et ækvivalent diagram (erstatningsdiagram) af en spole med tab kan tegnes som serieforbindelse af en modstand og en spole, hvor spolen illustrerer selvinduktion, og hvor modstanden illustrerer de ohmske modstande.



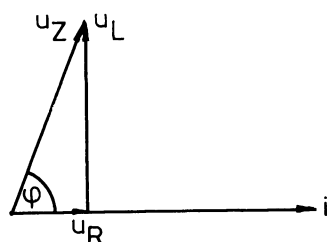
For at finde fasedrejningen mellem strømmen og spændingen kan et vektordiagram tegnes.

Strømmen, der er fælles i serieforbindelsen, afsættes vandret.

Spændingen over modstanden er i fase med strømmen og afsættes i samme retning.

Da spændingen over spolen er  $90^\circ$  forud for strømmen, afsættes den opad.

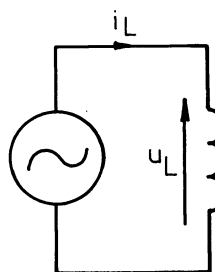
Spændingen over serieforbindelsen er vektorsummen af spændingen over modstanden og spolen.



Fasedrejningen  $\varphi$  for spolen med tab er vinklen, der måles mellem  $u_Z$  og  $i$ .

Middeleffekten kan beregnes, når man kender strømmen og den ohmske modstand i spolen.

$$P = i_{\text{eff}}^2 \cdot R$$



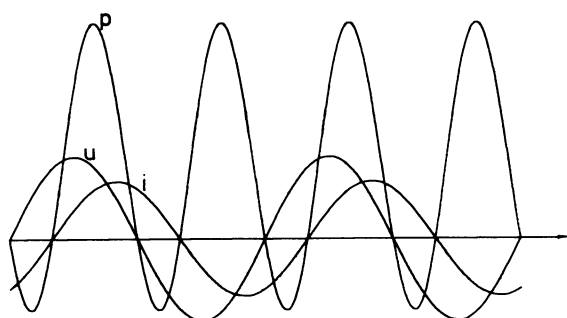
#### 4.4 Vekselstrømseffekt i spole med tab

I en spole med tab er fasedrejningen et sted mellem  $0^\circ$  og  $90^\circ$ .

I dette eksempel er der valgt en spole og en frekvens, hvor fasedrejningen er  $80^\circ$ , dvs. spændingen over spolen er  $80^\circ$  før strømmen i spolen.

Beregnes øjebliksværdi af effekten, bliver den positive halvbølge større end den negative, dvs. spolen optager større effekt end den afgiver.

Effekten, som spolen optager, afsættes som varmetab i spolens ohmske modstande.





## 5. KONKLUSION

### 5.1 Ohmsk modstand

Ved en ohmsk belastning optager komponenten hele effekten og omsætter det til varme.

$$P = u_{\text{eff}} \cdot i_{\text{eff}}$$

### 5.2 Reaktiv belastning

I en ideel spole omsættes effekten til et elektromagnetisk felt, der igen kan omsættes til elektrisk effekt, som spolen kan afgive.

I en ideel kondensator omsættes den tilførte effekt til et elektrostatisk felt, der igen kan omsættes til elektrisk effekt, som kondensatoren kan afgive.

Hele den energi, som en reaktiv komponent optager, sendes retur igen uden effekttab.

### 5.3 Impedans

En impedans består af en ohmsk modstand og en reaktans.

Effekten, der bliver tilført en impedans, omsættes til varme i den ohmske modstand og til et elektrostatisk eller magnetisk felt i reaktansen.

Den effekt  $p$ , impedansen afgiver igen, er mindre end den tilførte effekt.

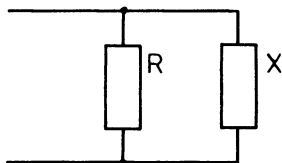
Forskellen mellem den tilførte og den afgivne effekt fra impedansen er den effekt, som modstanden omsætter til varme.

DISPOSITION

1. Modstand og reaktans i parallel
2. Modstand og reaktans i serie
3. Høj- og lavpasfilter

1. MODSTAND OG REAKTANS1 PARALLEL1.1 Parallelforbindelse

Parallelforbindes en modstand og en reaktans, vil impedansen altid være mindre end modstandens værdi.



Ved beregning af impedansen skal der tages hensyn til, at reaktansen er fasedrejet  $90^\circ$  i forhold til modstanden.

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}$$

$$Z = \frac{R \cdot X}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

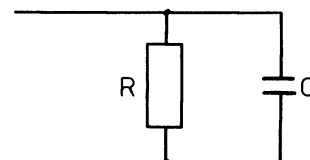
Grænsefrekvensen ( $f_0$ ) er, hvor modstanden og reaktansen har samme størrelse.

Ved grænsefrekvensen er impedansen faldet 3 dB, svarende til  $0,7 \cdot R$ .

1.2 R og C i parallel

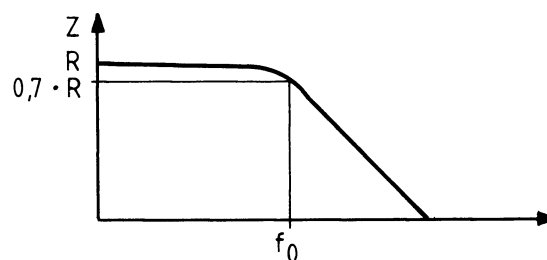
Er reaktansen en kondensator, vil grænsefrekvensen blive:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$



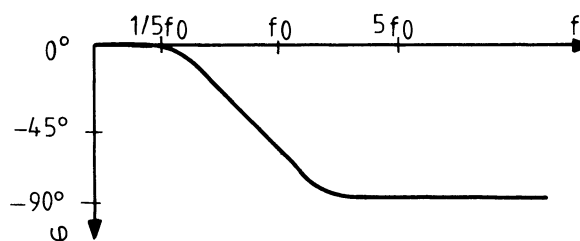
Over grænsefrekvensen falder impedansen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.

Under grænsefrekvensen er  $X_C$  større end  $R$ , og impedansen antager modstandens værdi.



På grænsefrekvensen, hvor  $R$  og  $X_C$  har samme størrelse, drejes fasen mellem strøm og spænding  $-45^\circ$ , dvs. strømmens maksimale værdi er  $1/8$  periode før spændingens maksimale værdi.

Over  $5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmest  $-90^\circ$ , og under  $1/5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmest  $0^\circ$ .

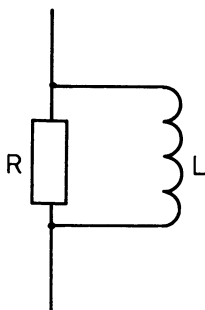




## 1.3 R og L i parallel

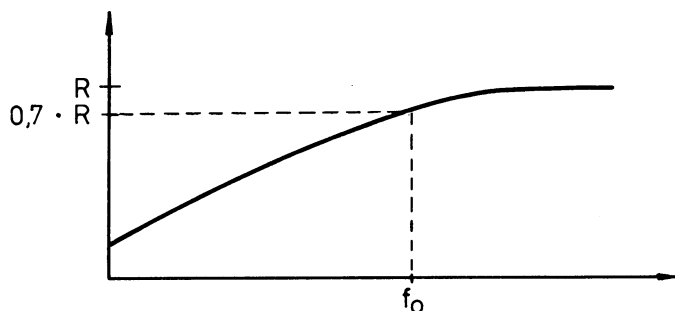
Er reaktansen en spole, vil grænsefrekvensen blive:

$$f_o = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$



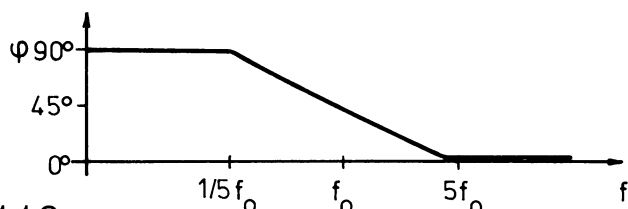
Under grænsefrekvensen falder impedansen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.

Over grænsefrekvensen er  $X_L$  større end  $R$ , og impedansen antager modstandens værdi.



På grænsefrekvensen, hvor  $R$  og  $X_L$  har samme størrelse, drejes fasen mellem strøm og spænding  $45^\circ$ , dvs. spændingens maksimale værdi er  $1/8$  periode før strømmens maksimale værdi.

Over  $5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmeth  $0^\circ$ , og under  $1/5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmeth  $90^\circ$ .

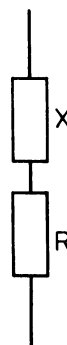


## 2. MODSTAND OG REAKTANS

## I SERIE

## 2.1 Serieforbindelse

Ved serieforbindelse af modstand og reaktans vil den samlede impedans altid være større end modstanden.



Reaktansen og modstanden er fæseforskudt  $90^\circ$  i forhold til hinanden.

Ved beregning af den samlede impedans anvendes formlen:

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

Grænsefrekvensen ( $f_o$ ) er, hvor modstanden og reaktansen har samme størrelse.

Ved grænsefrekvensen er impedansen 3 dB større end modstandens værdi eller  $1,4 \cdot R$ .

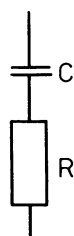




## 2.2 R og C i serie

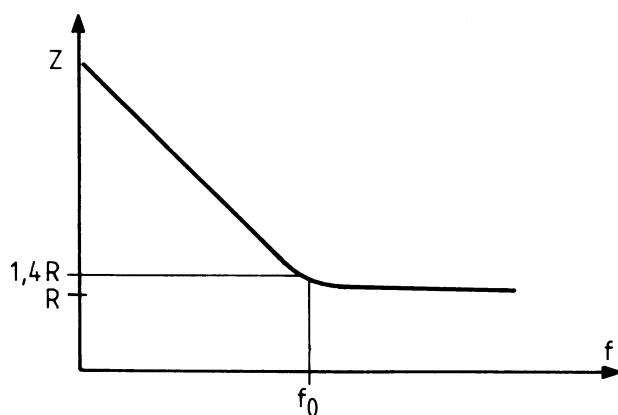
Er reaktansen en kondensator, vil grænsefrekvensen blive:

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



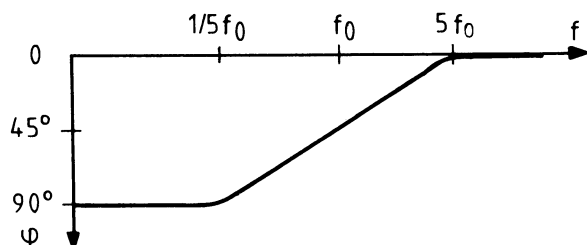
Under grænsefrekvensen stiger impedansen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.

Over grænsefrekvensen er  $X_C$  mindre end  $R$ , og impedansen antager en værdi af samme størrelse som modstanden.



På grænsefrekvensen, hvor  $R$  og  $X_C$  har samme størrelse, drejes fasen mellem strøm og spænding  $-45^\circ$ , dvs. strømmens maksimale værdi er  $1/8$  periode foran spændingens maksimale værdi.

Over  $5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmet  $0^\circ$ , og under  $1/5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmet  $-90^\circ$ .



## 2.3 R og L i serie

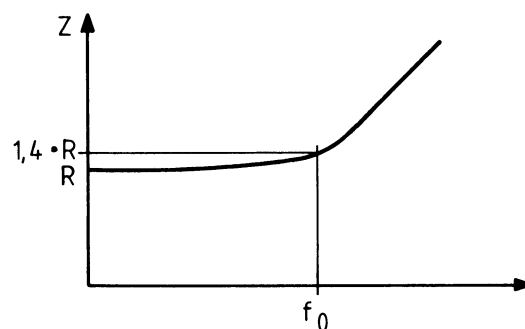
Er reaktansen en spole, vil grænsefrekvensen blive:

$$f_o = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$



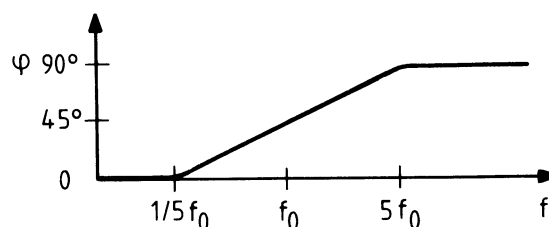
Over grænsefrekvensen stiger impedansen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.

Under grænsefrekvensen er  $X_L$  mindre end  $R$ , og impedansen antager en værdi af samme størrelse som modstanden.



På grænsefrekvensen, hvor  $R$  og  $X_L$  har samme størrelse, drejes fasen mellem strøm og spænding  $45^\circ$ , dvs. strømmens maksimale værdi er  $1/8$  periode efter spændingens maksimale værdi.

Over  $5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmet  $90^\circ$ , og under  $1/5 \cdot f_o$  er fasedrejningen tilnærmet  $0^\circ$ .



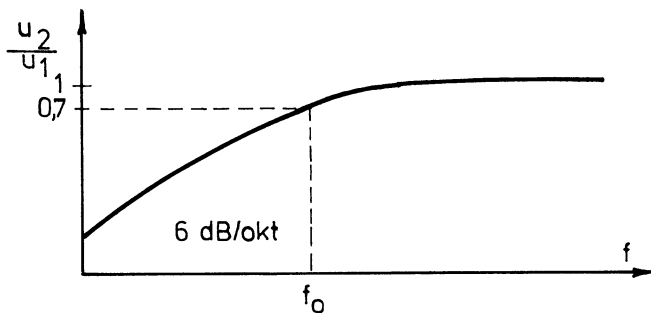


### 3. HØJ- OG LAVPASFILTER

#### 3.1 Højpasfilter

Et filter, der afskærer eller dæmper spændinger med en frekvens under en given værdi, er et højpasfilter.

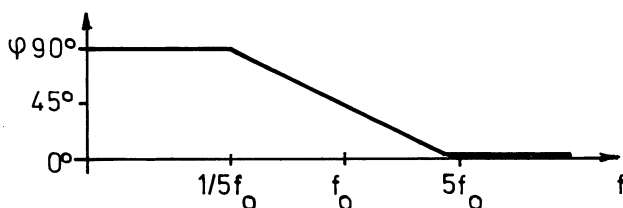
Består et højpasfilter af en modstand og en reaktans, afskærer det alt under grænsefrekvensen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.



Grænsefrekvensen ( $f_0$ ) er, hvor udgangsspændingen er faldet 3 dB.

På grænsefrekvensen er fasedrejningen mellem ind- og udgangsspændingen  $45^\circ$ , dvs. udgangsspændingens maksimale værdi er  $1/8$  periode foran indgangsspændingens maksimale værdi.

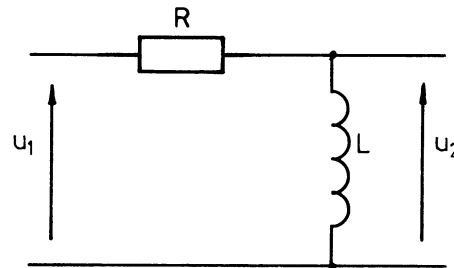
Under  $1/5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmet  $90^\circ$ , og over  $5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmet  $0^\circ$ .



#### 3.2 Højpasfilter med R og L

Anvendes en modstand og en spole til et højpasfilter, bliver grænsefrekvensen:

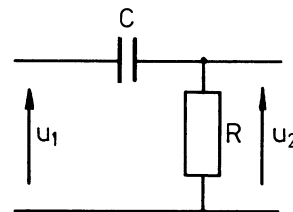
$$f_0 = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$



#### 3.3 Højpasfilter med R og C

Anvendes en modstand og en kondensator til et højpasfilter, bliver grænsefrekvensen:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

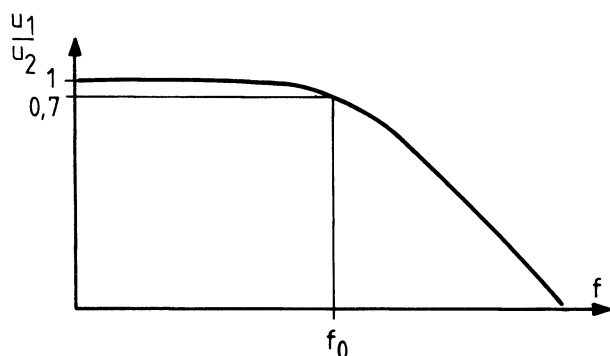




## 3.4 Lavpasfilter

Et lavpasfilter afskærer eller dæmper alle spændinger med en frekvens, der er højere end grænsefrekvensen.

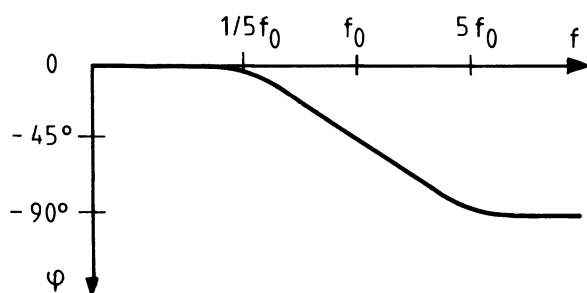
Et lavpasfilter, der består af en modstand og en reaktans, afskærer over grænsefrekvensen med 6 dB/oktav eller 20 dB/dekade.



Grænsefrekvensen er der, hvor udgangsspændingen er faldet 3 dB.

På grænsefrekvensen er fasedrejningen mellem ind- og udgangsspændingen  $-45^\circ$ , dvs. udgangsspændingens maksimale værdi er  $1/8$  periode efter indgangsspændingens maksimale værdi.

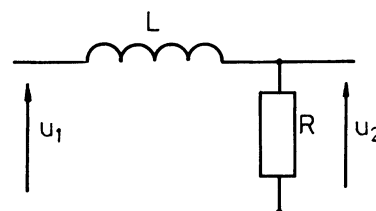
Over  $5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmeth  $-90^\circ$ , og under  $1/5 \cdot f_0$  er fasedrejningen tilnærmeth  $0^\circ$ .



## 3.5 Lavpasfilter med R og L

Anvendes en modstand og en spole til et lavpasfilter, bliver grænsefrekvensen:

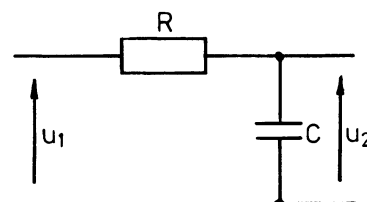
$$f_0 = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$



## 3.6 Lavpasfilter med R og C

Anvendes en modstand og en kondensator, bliver grænsefrekvensen:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$





## DISPOSITION

1. Enkelt attenuator
2. Attenuator med flere trin

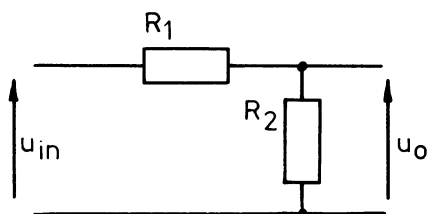
### 1. ENKELT ATTENUATOR

#### 1.1 Spændingsdeler

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

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

Som spændingsdeler anvendes to modstande.



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

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

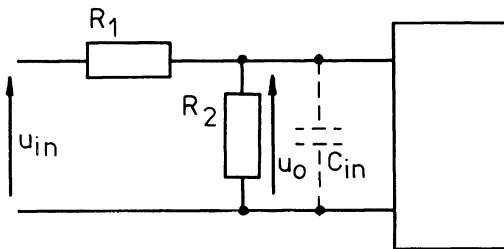


## 1.2 Kompensering

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

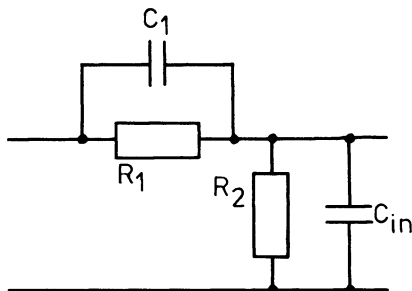
Modstandsstørrelse på 1 til  $10\text{ M}\Omega$  er ikke usædvanlig.

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



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

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



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

For at få en lineær dæmpning skal

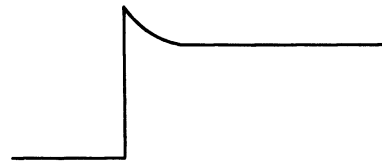
$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_{in}$$

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

Hvis  $C_1$  er for lille, fås følgende kurveform over  $R_2$ :



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

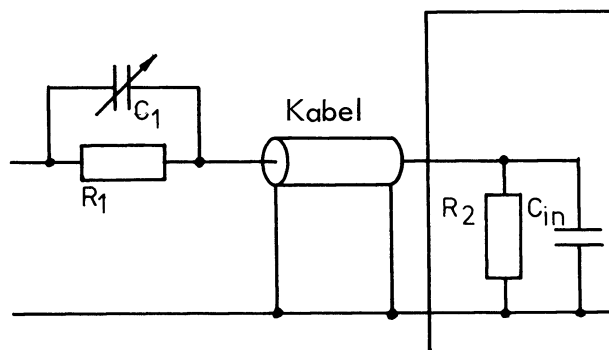


## 1.3 Probe

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

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

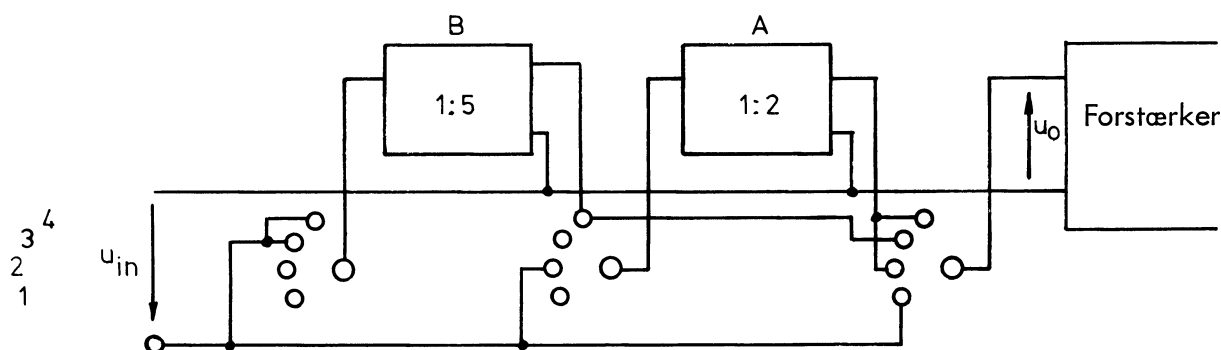
Da der er spredning på kabelkapacitet og indgangskapacitet, er  $C_1$  justerbar og skal justeres med det oscilloskop, den anvendes til.



## 2. ATTENUATOR MED FLERE TRIN

### 2.1 Kompensering

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



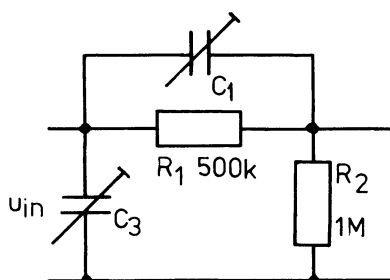
I stilling 2 anvendes kun attenuator A.

I stilling 3 anvendes kun attenuator B.

I stilling 4 anvendes begge attenuatorer.

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

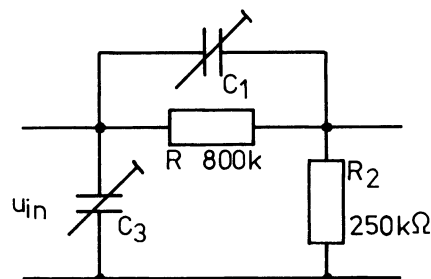
Er forstærkerens indgangsmodstand  $1\text{ M}\Omega$  og kapaciteten  $15\text{ pF}$ , vil attenuator A se sådan ud:



$C_1$  har til opgave at kompensere for forstærkerens indgangskapacitet.

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

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



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

### 2.2 Justering

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

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

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

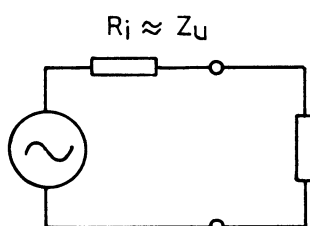
$C_3$  i attenuator B kan kun justeres, hvis der i stilling 4 tilsluttes en korrekt justeret probe til indgangen.

DISPOSITION

1. Måling af  $Z_U$
2. Måling af  $Z_{in}$

1. MÅLING AF  $Z_U$ 1.1 Måleprincip

Ethvert kredsløb, der afgiver en spænding, kan betragtes som en generator, der er serieforbundet med en modstand,  $R_i$ .



Ved ændring af belastningen på kredsløbet vil udgangsspændingen ændre sig på grund af den ohmske spændingsdeling.

Ved at ændre belastningen mellem to kendte størrelser samtidig med, at ændringen i udgangsspændingen måles, så kan kredsløbets indre modstand  $Z_U$  beregnes.

Ved denne metode skal man være opmærksom på, at en for stor belastning kan overbelaste et kredsløb, ligeledes findes der kredsløb, der ikke kan tåle at blive belastet for lidt.

Kredsløbets udgangsimpedans  $Z_U$  kan udtrykkes som forholdet mellem ændringen i udgangsspændingen  $\Delta U_U$  og ændringen i belastningsstrømmen  $\Delta I_{bel}$ .

$$Z_U = \frac{\Delta U_U}{\Delta I_{bel}}$$

$\Delta U_U$  kan skrives som  $U_1 - U_2$ , hvor  $U_1$  er udgangsspændingen med en stor belastningsmodstand  $R_{b1}$  og  $U_2$  med en lille belastningsmodstand  $R_{b2}$ .

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{\Delta I_{bel}}$$

$\Delta I_{bel}$  kan skrives som forskellen mellem de to belastningsstrømme  $I_1 - I_2$ , hvor  $I_2$  er strømmen gennem belastningsmodstanden  $R_{b2}$  og  $I_1$  strømmen gennem belastningsmodstanden  $R_{b1}$ .

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1}$$

Strømmene  $I_1$  og  $I_2$  kan udtrykkes ved hjælp af spændingerne og belastningsmodstandene  $R_{b1}$  og  $R_{b2}$ .

$$I_1 = \frac{U_1}{R_{b1}}$$

og

$$I_2 = \frac{U_2}{R_{b2}}$$

Derved bliver

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{\frac{U_2}{R_{b2}} - \frac{U_1}{R_{b1}}}$$

1.2 Måling

Tilslut kredsløbet, hvor  $Z_U$  ønskes målt, og mål udgangsspændingen  $U_1$  med en belastningsmodstand  $R_{b1}$  tilsluttet.

Belast kredsløbet med  $R_{b2}$ , der skal have en anden modstandsværdi end  $R_{b1}$ .

Mål udgangsspændingen  $U_2$ .

Beregn  $Z_U$  efter formlen

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{\frac{U_2}{R_{b2}} - \frac{U_1}{R_{b1}}}$$



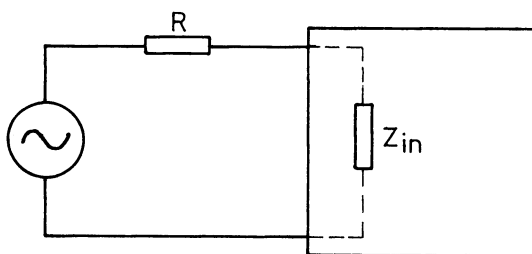
## 2. MÅLING AF $Z_{in}$

### 2.1 Måleprincip

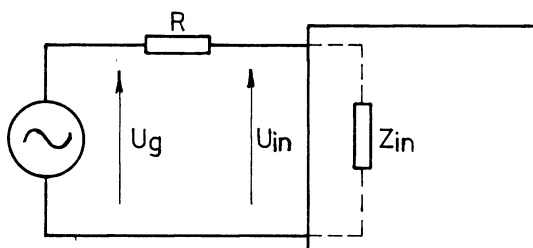
Ethvert kredsløb, der tilsluttes en generator, vil belaste generatoren med kredsløbets indgangsmodstand  $Z_{in}$ . Måling af  $Z_{in}$  kan foretages på flere forskellige måder, der alle har til fælles, at man opbygger en spændingsdeler, hvor indgangsmodstanden er den ene af modstandene i spændingsdeleren. Derefter foretages nogle målinger og nogle beregninger. Det, der er forskellen i målemetoderne, er, hvorledes spændingerne bliver målt.

### 2.2 Metode 1

Kredsløbet, hvor  $Z_{in}$  skal måles, tilsluttes en generator, der er forbundet i serie med en målemodstand, hvis størrelse er kendt.



Ved at måle den spænding, som generatoren  $U_g$  har og den spænding, der ligger mellem indgangsklemmerne, hvor  $Z_{in}$  skal måles, så kan  $Z_{in}$  beregnes.



$Z_{in}$  kan beregnes således:

$$i_R = i_{Z_{in}}$$

$$\frac{U_g - U_{in}}{R} = \frac{U_{in}}{Z_{in}}$$

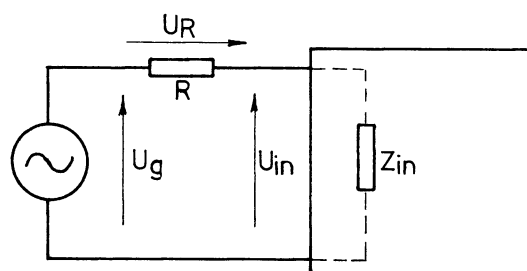
$$Z_{in} = \frac{U_{in} \cdot R}{U_g - U_{in}}$$

$$Z_{in} = \frac{R}{\frac{U_g}{U_{in}} - 1}$$

For at måleresultatet er nogenlunde præcist, skal  $R$  have en værdi, der er cirka samme størrelse som  $Z_{in}$ . Samtidig med skal måleinstrumentets indre modstand være mange gange større end  $Z_{in}$ .

### 2.3 Metode 2

Ved denne metode måles spændingerne på en anden måde. I stedet for at måle generatorspændingen, så måles spændingen over modstanden  $R$  og generatorspændingen.



Forholdet mellem  $U_R$  og  $U_{in}$  er lig med forholdet mellem  $R$  og  $Z_{in}$ .

$$\frac{U_R}{U_{in}} = \frac{R}{Z_{in}}$$

$$Z_{in} = R \frac{U_{in}}{U_R} = R \frac{U_g - U_R}{U_R}$$





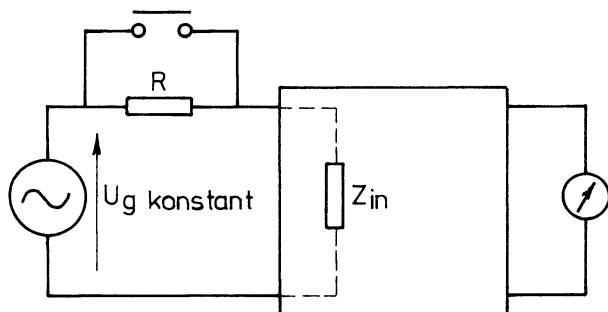
Ved denne metode skal den anvendte generator have en meget lav impedans, ligeledes skal måleinstrumentets stelledning vende mod generatoren, når spændingen over  $R$  måles.

Når der måles med denne metode, bør den konstant kontrolleres, at der ikke indføres brum og støj, medens  $U_R$  måles.

Fordelen ved denne metode er, at instrumentets indre modstand ikke får så stor betydning for måleresultatet, blot  $R$  vælges således, at den har cirka samme værdi som  $Z_{in}$  eller således, at  $U_R$  og  $U_{Z_{in}}$  bliver af samme størrelse.

## 2.4 Metode 3

Denne metode kan kun anvendes, når der er tale om at måle indgangsimpedansen på en forstærker. Måleinstrumentet tilsluttes på forstærkerens udgang ved at serieforbinde generatoren på forstærkerens indgang med en modstand og måle, hvor meget forstærkerens udgangsspænding falder samtidig med, at generatorens klemspænding holdes konstant.



$Z_{in}$  kan beregnes således:

$$\frac{U_1}{R + Z_{in}} = \frac{U_2}{Z_{in}}$$

hvor  $U_1$  er spændingen på udgangen uden  $R$ , og  $U_2$  er spændingen med  $R$ .

$$Z_{in} = \frac{R}{\frac{U_1}{U_2} - 1}$$



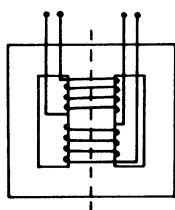
## DISPOSITION

1. Mekanisk opbygning
2. Elektriske egenskaber

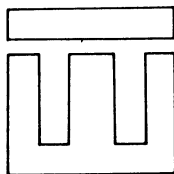
### 1. MEKANISK OPBYGNING

#### 1.1 Kerne

En transformator består af en jernkerne, hvorpå der sidder to eller flere viklinger.



Jernkernen er lamelleret, hvilket vil sige, at den er opbygget af udstansede tynde jernplader, der er sammensat til en jernkerne med tynd isolation imellem pladerne.

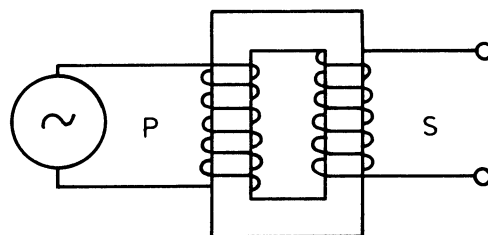


#### 1.2 Viklinger

Viklingerne består af mange vindinger isoleret kobbertråd.

Den vikling, man tilfører vekselspændingen, kaldes primærviklingen.

Den eller de viklinger, hvor man aftager spænding/strøm, kaldes sekundærviklinger.



#### 1.3 Diagramsymbol

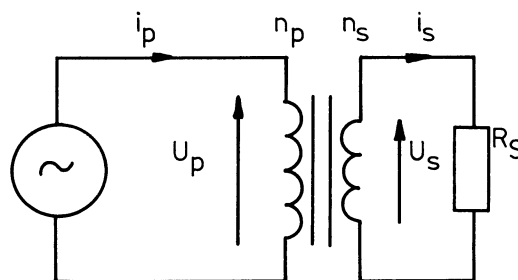


### 2. ELEKTRISKE EGENSKABER

#### 2.1 Virkemåde

Når vekselspænding tilføres primærviklingen, opstår der en vekslende magnetisme i jernkernen, som igen inducerer en vekselspænding i sekundærviklingen.

Belastes sekundærviklingen med en modstand, vil der løbe en strøm afhængig af spændingens og modstandens størrelse.





## 2.2 Omsætningsforhold

Hvis der ses bort fra transformatorens tab, er der et direkte forhold mellem transformatorens vindingsforhold og tilført og afgiven spænding.

Forholdet mellem primærspænding og sekundærspænding, kaldes for transformatorens omsætningsforhold:

$$N = \frac{U_p}{U_s} = \frac{n_p}{n_s}$$

Kender man transformatorens strømme, kan transformatorens omsætningsforhold udregnes:

$$N = \frac{i_s}{i_p} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

## 2.3 Tab i transformatorer

I en transformator, der arbejder i tomgang, vil der afsættes en effekt. Denne effekt er tab, som kan deles op i flere former for tab.

## 2.4 Hysteresetab

Det koster effekt stadig at skulle ommagnetisere jernkernen, og disse hysteresetab kan ikke modvirkes ved f.eks. lamellering.

Tabene opgives i watt/kg, f.eks. 2 W/kg.

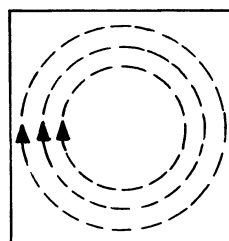
## 2.5 Lamellering

Lamelleringen nedsætter hvirvelstrømstabene.

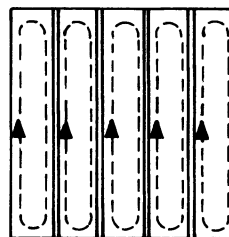
Man søger ligeledes at nedsætte ledningsevnen i jernet samtidig med, at jernets magnetiske egenskaber øges.

## Hvirvelstrømme i jernkerner

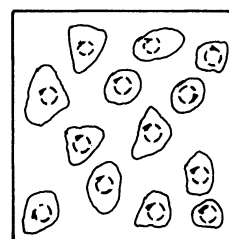
Massiv kerne



Sammensat kerne (pladeklip)



Ferritkerne



I ferritmateriale, der er velegnet ved de høje lavfrekvenser, er hvirvelstrømstabene meget små.

## 2.6 Andre tab

Under tab hører også ohmske tab i kobbertråden.

Strømførtængning har kun lille indflydelse på lave frekvenser.

## 2.7 Virkningsgrad

Som huskeregel for virkningsgraden, som er forholdet mellem tilført effekt og afgiven effekt, man kan regne med ca. 90% for nettransformatorer.



## DISPOSITION

1. Stoffernes opbygning
2. Atomernes opbygning

## 1. STOFFERNES OPBYGNING

### 1.1 Grundstoffer

- alt stof er opbygget af grundstoffer
- hvert grundstof er kun opbygget af én slags atomer
- der findes over 100 grundstoffer
- grundstofferne er opstillet i et system, der bliver kaldt for "Det periodiske system"

### 1.2 Stoffernes tilstandsformer

- luftformige, flyvende eller faste
- det enkelte stofs tilstandsform er ikke permanent, men kan ændres ved påvirkning

### 1.3 Molekyle

- er den mindste påviselige del af et stof
- et molekyle består af et eller flere grundstoffer

## 2. ATOMERNES OPBYGNING

### 2.1 Grundstoffer

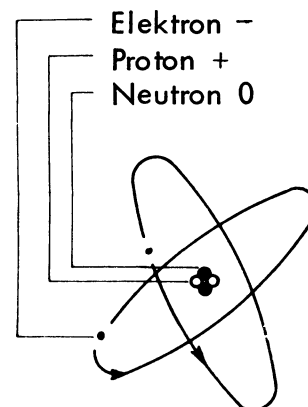
- et grundstofs mindste bestanddele kaldes atomer

### 2.2 Atom

- et atom består af en kerne med en eller flere elektroner, der bevæger sig i bestemte baner omkring kernen

### 2.3 Atomkerne

- en atomkerne består af et antal protoner og neutroner
- det er antallet af protoner og elektroner, der bestemmer grundstoffets art



### 2.4 Protoner

- er positive og bærer positiv elektricitet

### 2.5 Neutroner

- er elektrisk neutrale

### 2.6 Elektroner

- er negative og bærer negativ elektricitet

### 2.7 Atomets egenskaber

- et atom er udadtil uelektrisk, fordi kernens positive ladning og elektronernes negative ladning er lige store
- når atomets ligevægt bliver forstyrret ved at tilføre eller fjerne elektroner, opstår en spænding også kaldet en spændingsforskel



## DISPOSITION

1. Halvledere
2. Halvlederkomponenter
3. Halvlederdioder

### 1. HALVLEDERE

#### 1.1 Ledere og isolatorer

Af tabellen over specifik modstand ser vi, at der er meget stor forskel på modstanden mellem de materialer, der betegnes som ledere og isolatorer.

Materialer		Specifik modstand ved 20°C
Ledere	Kobber	0.016
	Aluminium	0.025
	Sølv	0.015
Halvledere	Grafit	8
	Silicium	500
	Germanium	900
Isolatorer	Glas	$10^{16}$
	Glimmer	$10^{19}$
	Polystyrén	$10^{21}$

Der er imidlertid en gruppe stoffer, hvis specifikke modstand hverken berettiger til betegnelsen leder eller isolator.

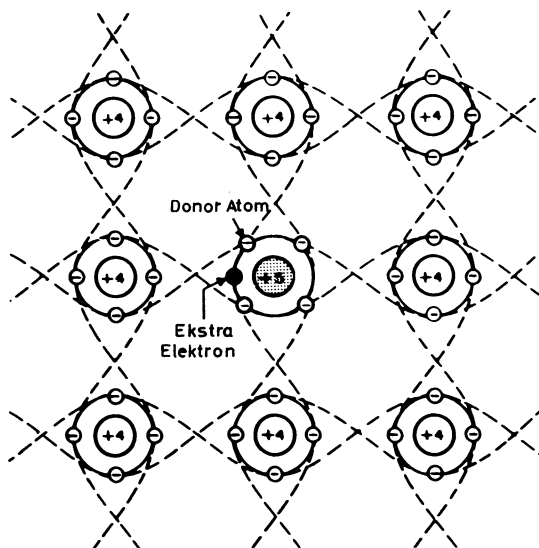
Det er de såkaldte halvledere, og især grundstofferne silicium og germanium, der har fået en stadigt voksende betydning for elektronikken.

#### 1.2 N-type

Anvendelsen af halvledere til dioder og transistorer skyldes, at den specifikke modstand af f.eks. silicium ændres væsentligt, når helt rent silicium forurenes (dopes) med atomer fra et andet grundstof.

Ved doping med f.eks. antimon, der er 5-valent, opnås, at det forurenede silicium får overskud af frie elektroner, men udadtil forbliver neutralt.

Antimonatomet erstatter et siliciumatom i gitteret, men da antimon har én elektron mere end nødvendigt til at binde atomerne sammen, vil denne overskuds-elektron optræde som en fri elektron. Dette silicium kaldes for N-type, fordi der er overskud af frie negative elektroner.

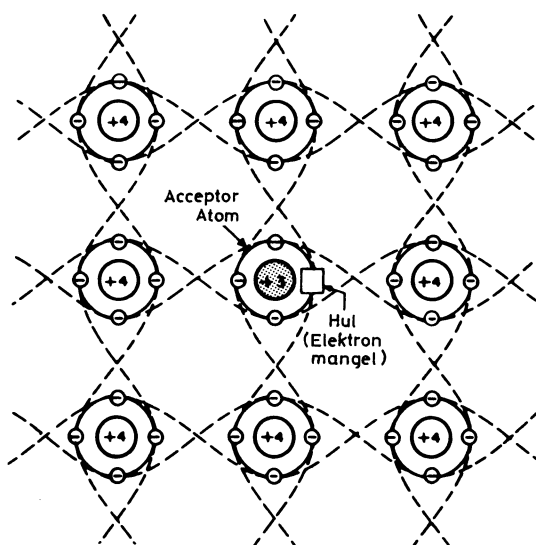




### 1.3 P-type

Hvis der dopes med et 3-valent stof, f.eks. aluminium, kan der frembringes et underskud af frie elektroner. Sagt på en anden måde mangler der nu elektroner, og disse manglende elektroner kaldes huller.

Et hul vil i mange henseender opføre sig som en positiv ladning, og det forurenede silicium siges nu at være af P-type.



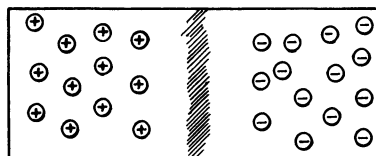
### 1.4 PN-overgang

Hver for sig opfører N- og P-type materialerne sig blot som et materiale med mindre specifik modstand end rent silicium.

Det interessante sker, når N-type sættes sammen med P-type.

Dette kaldes for en PN-overgang (på engelsk: junction), og det viser sig, at ladningerne, dér hvor stykkerne er sat sammen, fordeler sig sådan, at der kun kan gå strøm i den ene retning igennem PN-overgangen.

En komponent med denne egenskab kaldes en diode.



## 2. HALVLEDERKOMPONENTER

### 2.1 Opbygning

En halvlederkomponent er en komponent, der er sammensat af N- og P-type krystaller af enten silicium eller germanium.

I halvlederdioden er der således ét stykke N-type og ét stykke P-type, sat sammen til en såkaldt PN-overgang.

Den almindelige transistor, den bipolare transistor, består af to PN-overgange, dvs. den er sammensat af enten to stykker N-type og ét stykke P-type (NPN transistor) eller af to stykker P-type og ét stykke N-type (PNP transistor).

Komponenter, som styrede ensrettere og triac's, består af tre PN-overgange, f.eks. PNP.

De nyere transistortyper, FET's og MOSFET's, består også af N- og P-type materialer, men her sat sammen på en lidt anden måde end svarende til en egentlig PN-overgang.

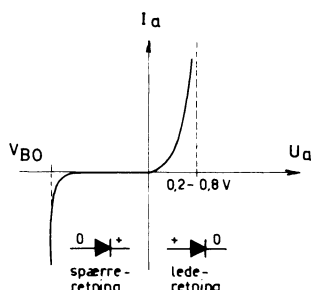


### 3. HALVLEDERDIODER

#### 3.1 Karakteristik

Strømspændingskarakteristikken for almindelig diode:

Diodekarakteristik



$U_d$  er spændingsfaldet over dioden, og  $I_d$  er den tilsvarende strøm igennem den.

#### 3.2 Led- og spærreretning

Der er forskel på, om dioden har forspænding i lederetningen, til højre for  $I_d$ -aksen.

Når spændingen vendes over en modstand, medfører det blot, at strømmen løber den anden vej. På dette punkt har en diode altså helt andre egenskaber, idet den med tilnærmelse kan betragtes som en kortslutning i lederetningen og som en afbrydelse i spærreretningen.

Spændingsfaldet over dioden i lederetningen er nemlig ganske lille.

$U_d = 0,6$  til  $0,8$  V for en siliciumdiode og  $U_d = 0,2$  til  $0,4$  V for en germaniumdiode.

#### 3.3 Zenerspænding

I spærreretningen fungerer dioden som en afbrydelse op til en vis forspænding  $U_z$ , kaldet zenerspændingen, hvor spændingsfaldet over dioden pludseligt bliver næsten uafhængigt af strømmen igennem den.

Dioder, der er konstrueret til at kunne arbejde ved zenerspændingen, kaldes zenerdioder. De anvendes blandt andet som spændingsreferencer i spændingsforsyninger.

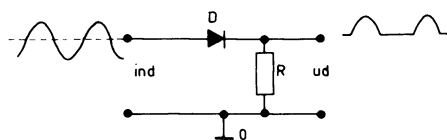
Zenerdioder fremstilles med zenerspændinger fra et par volt til omkring 200 volt, og til tilladelige effekttab fra ca. 200 mW til 50 W.

Almindelige dioder bryder sammen og ødelægges ved zenerspændingen, idet PN-overgangen mister sin diodevirkning.  $U_z$  kaldes derfor også for "breakdown"-spændingen.

#### 3.4 Ensretning

En diode kan fungere som ensretter overfor vekselspænding:

Ensretterkredsløb



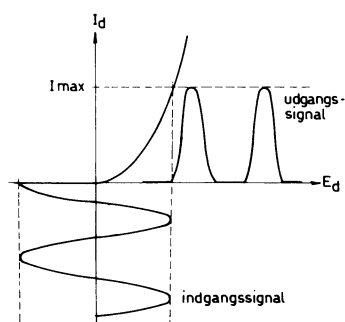
I figuren lægges en sinussvingning med amplitude mindre end breakdown-spændingen ind på indgangen.

Svingningen er symmetrisk omkring nul, dvs. de positive og negative halvperioder er lige store omkring nul volt.



Under en negativ halvperiode bliver dioden forspændt i spærre-retningen, hvorfor der praktisk talt ikke går strøm gennem  $R$ , og udgangen ligger da på nul.

Under den positive halvperiode trækker dioden strøm gennem  $R$ , og på udgangen fås derfor en spændingsvariation svarende til de positive halvperioder som vist.



Middelværdien over en periode af den oprindelige sinussvingning er nul volt (der er lige meget positivt og negativt).

Efter ensretningen optræder der kun positive spændinger, og middelværdien er derfor positiv.

Gennem  $R$  løber der nu en pulserende jævnstrøm (jævnstrømsimpulser), hvis størrelse bl.a. afhænger af sinussvingningernes amplitude.





## DISPOSITION

1. Formål med ensretter
2. Enkeltensretterens virkemåde
3. Belastning af enkeltensretter
4. Beskyttelsesmodstand og sikring

## 1. FORMÅL MED ENSRETTER

### 1.1 AC til DC

Da netspændingen i overvejende grad er en vekselspænding, og da driftspændingen til transistorer og rør, bortset fra glødespænding, skal være jævnspænding, må der i apparatets netdel forefindes en ensretter til omformning af vekselspænding til jævnspænding.

### 1.2 Universalensretter

Universalensretteren er en enkeltensretter, som fortrinsvis anvendes i universalapparater, dvs. apparater, der uden ændring kan tilsluttes vekselstrømsnet eller jævnstrømsnet efter ønske.

## 2. ENKELTENSRETTERENS

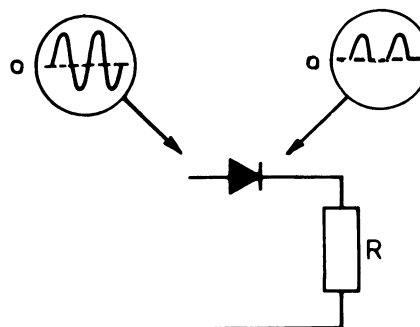
### VIRKEMÅDE

#### 2.1 Dioden som ensretter

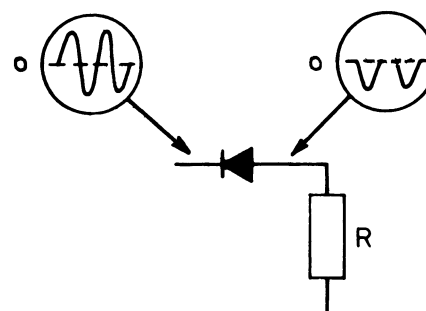
Tilføres dioden en vekselspænding fra lysnettet, f. eks. 220 V 50 Hz, vil den kun lede, når anodesiden er mere positiv end katodesiden.

Dioden er åben for alle de positive halvperioder, medens den er spærret ved de negative halvperioder.

Spændingen over belastningsmodstanden R er en pulserende jævnspænding.



Vendes dioden modsat, leder den under vekselspændingens negative halvperiode, og der er nu en negativ pulserende jævnspænding over belastningsmodstanden.



Den afgivne DC-spændings størrelse afhænger af den tilførte vekselspænding og kan beregnes ud fra:

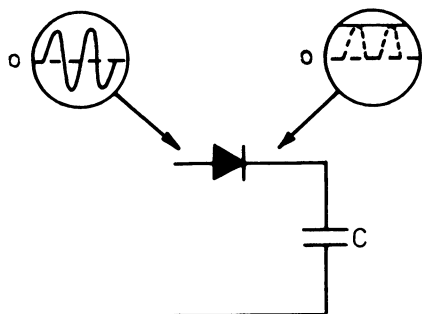
$$U_{DC} = 0,5 \cdot U_{mid},$$

hvor  $U_{mid}$  er vekselspændingens middelværdi.



## 2.2 Ensretter med ladekondensator (pufferkondensator)

Erstattes modstanden af en kondensator  $C$ , vil denne oplades, når dioden leder.



Når kondensatoren er opladet, vil DC-spændingen på katode være af samme størrelse, som den positive del af vekselspændingen på anodesiden, og dioden vil derfor nu være spærret.

Vendes dioden modsat, vil kondensatoren oplades med modsat polaritet.

Spændingen over ladekondensatoren er en "ren" DC-spænding.

Hvis kondensatoren ikke aflades, vil DC-spændingen være:

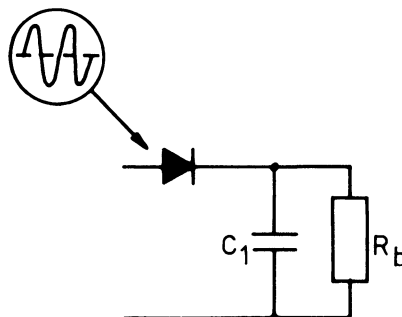
$$U_{DC} = U_{eff} \cdot \sqrt{2},$$

idet kondensatoren oplades til vekselspændingens maksimalværdi.

## 3. BELASTNING AF ENKELT-ENSRETTER

### 3.1 Brum- eller ripplespænding

Spændingen over  $C_1$  er en helt ren DC-spænding, hvis ensretteren ikke belastes.

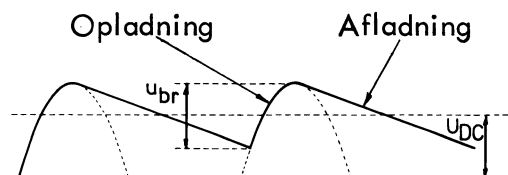


Belastes denne med f.eks. en modstand  $R_b$ , trækkes der en strøm fra kondensatoren, hvorved denne aflades lidt, og spændingen falder.

Når næste positive halvperiode kommer, leder dioden og oplader igen kondensatoren.

Der opstår derved en varierende DC-spænding over kondensatoren, dvs. en DC-spænding med en overløjet vekselspænding, som kaldes brumspænding eller ripplespænding.

Brumspændingen er savtandformet og har samme frekvens som netfrekvensen.





### 3.2 Brumspændingens afhængighed af forbruget

Trækkes der en stor strøm fra ensretteren, vil spændingsfaldet over ladekondensatoren blive stort under afladep perioden.

Brumspændingen stiger altså med forbruget  $I_{DC}$ .

### 3.3 Brumspændingens afhængighed af kondensatorstørrelse

Dersom ensretteren belastes med et givet konstant forbrug, vil en formindskelse af ladekondensatorens størrelse give en større brumspænding, idet den mindre kondensator vil aflades mere under afladeforløbet.

Forøges kapacitetsstørrelsen, vil brummet blive mindre, idet spændingen derved falder mindre under afladeforløbet.

### 3.4 Beregning af brumspænding

Brumspændingen efter en enkeltensretter kan beregnes efter:

$$u_{\text{brum}} = K \cdot \frac{I_{DC} \text{ (mA)}}{C_1 \text{ (}\mu\text{F)}}$$

K kaldes brumfaktoren og er af størrelsesordenen 4 til 5.

### 3.5 DC-spænding ved belastet ensretter

Ladekondensatoren bliver ved den ubelastede ensretter opladet til vekselspændingens maksimalværdi.

Når ensretteren belastes, vil den afgivne DC-spænding falde.

Ud over forbrugets indflydelse på DC-spændingen vil denne også afhænge af ladekondensatorens størrelse.

Med større ladekondensator falder DC-spændingen mindre.

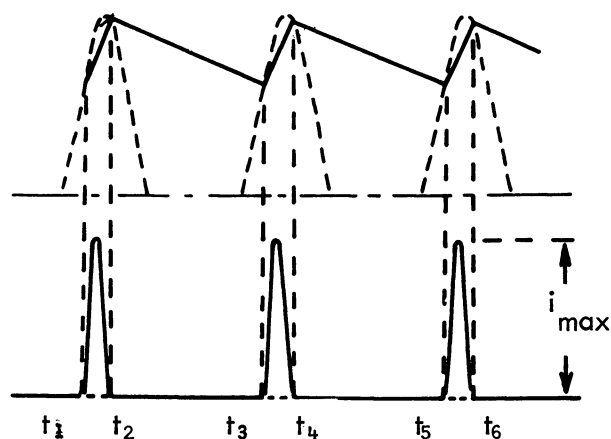
Ofte dimensioneres ensretterkredsløbet således, at den afgivne DC-spænding har samme størrelse som vekselspændingens effektivværdi.

### 3.6 Ladestrømstød

Når ensretteren belastes, skal ladekondensatoren hele tiden levere en jævnstrøm.

For at kunne levere denne strøm, må kondensatoren under opladningstiden  $t_1$  til  $t_2$  tilføres lige så stor en strømmængde (ladning), som der tages fra kondensatoren i afladetiden  $t_2$  til  $t_3$ .

Da afladetiden er ca. 6 gange længere end opladetiden, må maksimalværdien af opladestrømmen gennem dioden være ca. 6 gange større end den aftagne jævnstrøm for at opretholde ladingen på kondensatoren.





#### 4. BESKYTTELSESMODSTAND

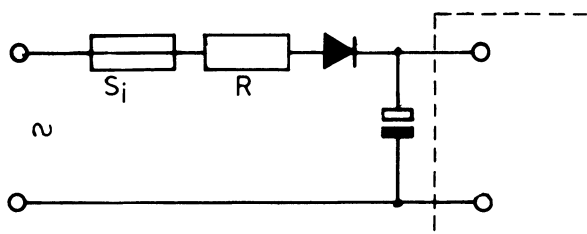
##### OG SIKRING

##### 4.1 Beskyttelsesmodstand

Ved anvendelse af en meget stor lade-kondensator bliver strømmen gennem dioden meget stor, da der skal leveres en større ladningsmængde.

For at dioden ikke skal ødelægges på grund af de store strømstød og af startstrømstødet, sættes en beskyttelsesmodstand i serie med dioden.

Modstanden er af størrelse 10 til  $100 \Omega$ .



##### 4.2 Sikring

For at sikre ensretteren ved kortslutninger, er der indskudt en smeltesikring.

Sikringens størrelse afhænger af den aftagne jævnstrøm.

Da maksimalværdien af ladestrømstødene gennem dioden er ca. 6 gange den aftagne jævnstrøm, bliver effektivværdien af denne pulsførmede strøm ca.  $2,2 \cdot I_{DC}$ . Denne strøm skal sikringen kunne bære.

##### 4.3 Udskiftning af sikring

Ved udskiftning af sikring skal der altid anvendes samme sikringsstørrelse og type (flink-træg), som angivet af fabrikanten.

Der må kun benyttes godkendte sikringer.



## DISPOSITION

1. Fordel ved anvendelse af dobbeltensretter
2. Modtakensretter
3. Brokoblet ensretter

### 1. FORDEL VED ANVENDELSE AF DOBBELTENSRETTER

#### 1.1 Begge halvperioder

Dobbeltensretteren ensretter begge halvperioder i modsætning til enkeltensretteren, som kun ensretter den ene halvperiode.

#### 1.2 Brumspænding

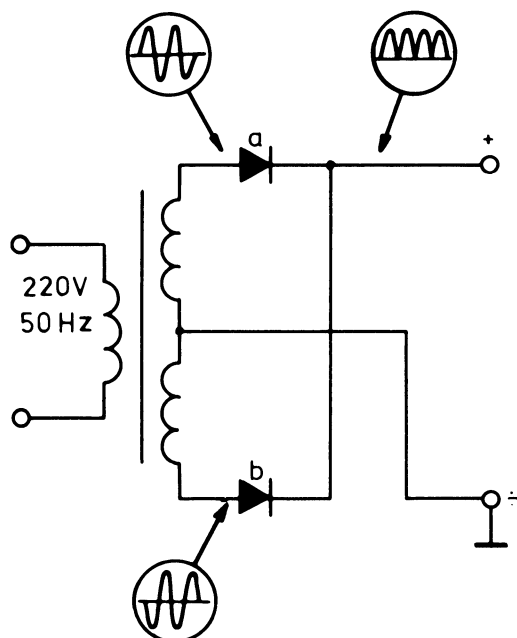
Da dobbeltensretteren benytter begge halvperioder, vil brumspændingen blive ca. halvt så stor som ved enkeltensretteren.

Brumspændingens frekvens bliver dobbelt så høj som den tilførte vekselspændings frekvens.

## 2. MODTAKTENSRETTER

### 2.1 Opbygning

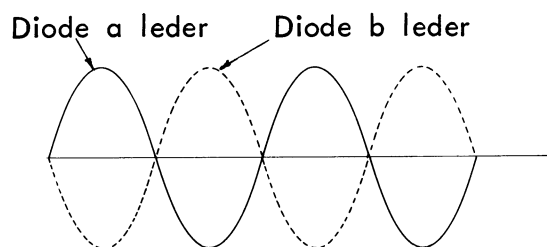
Modtakensretteren er opbygget af en transformator med midtpunkts-udtag og to dioder a og b.



### 2.2 Virkemåde

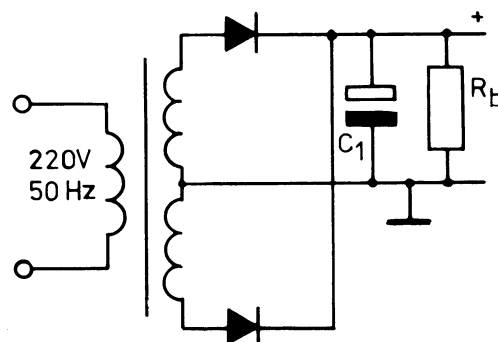
Da transformatorens midtpunkt er stelforbundet, vil spændingerne på de to dioders anoder være faseforskudt  $180^\circ$ , altså i modfase.

De to dioder skiftes til at levere hver deres halvperiode. Når den ene diode leder, er den anden spærret.



Ensretterens afgivne brumfrekvens er 100 Hz.

### 2.3 Modtakensretter med ladekondensator og belastning



Forsynes ensretteren med en ladekondensator, vil denne uden belastning oplades til diodespændingernes maksimalværdi.

Belastes ensretteren, vil kondensatoren aflades lidt, indtil næste strømstød kommer og genoplader kondensatoren.



Da ladekondensatoren ved dobbeltensretteren får dobbelt så mange impulser som ved enkeltensretteren, er brumspændingen halveret.



DC-spændingen vil heller ikke falde så meget som ved enkeltensretteren.

Uden ladekondensator vil dobbeltensretteren give en DC-spænding, som er lig med vekselspændingens middelværdi.

### 3.2 Virkemåde

Tænkes den tilførte vekselspænding at være positiv foroven og negativ forneden på tilledningerne, vil dioderne a og c være ledende, medens dioderne b og d er spærrede.

Når vekselspændingen skifter, så der er en negativ halvbølge foroven og en positiv forneden, vil dioderne b og d lede, medens a og c er spærret.

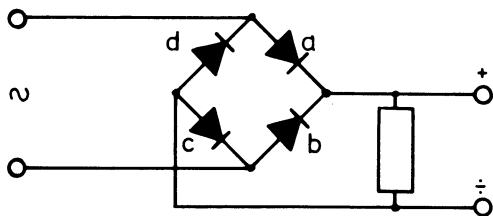
Da begge halvperioder benyttes, er det en dobbeltensretter.

De fire dioder er sammenbygget i en lille enhed, som kun optager ringe plads i apparatet.

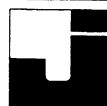
## 3. BROKOBLET ENSRETTER

### 3.1 Opbygning

Den brokoblede ensretter, også kaldet Graetzkobling, består af fire dioder, der er koblet på en sådan måde, at de parvis leder eller spærre.



Fordelen ved denne kobling er, at den ikke kræver en transformator med midtpunktudtag.



## DISPOSITION

1. Formål med brumfilter
2. RC-brumfilter
3. LC-brumfilter

### 1. FORMÅL MED BRUMFILTER

#### 1.1 Ensretterens afgivne spænding

Uanset, hvilken ensrettertype der anvendes, afgiver ensretteren en DC-spænding overlejret med en vekselspænding.

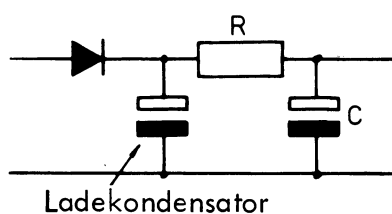
#### 1.2 Dæmpning af brum

Brum i forsyningsspændingen vil altid virke forstyrrende på de kredsløb, som forsynes af den pågældende netdel, hvorfor brummet skal dæmpes så meget som muligt.

### 2. RC-BRUMFILTER

#### 2.1 Opbygning

RC-brumfilteret, også kaldet et lavpasfilter, består af en filtermodstand  $R$  og en filterkondensator  $C$ .



#### 2.2 Fald i DC-spænding

Trækkes der strøm fra ensretteren, opstår der et DC-spændingsfald over filtermodstanden.

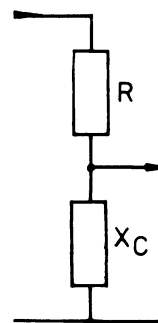
Da udgangsspændingen efter filteret derved bliver mindre end DC-spændingen over ladekondensatoren, anvendes RC-filteret oftest i netdele, hvor strømforbruget er ringe.

#### 2.3 Filteervirkning

Filterkondensatoren har en vekselstrømsmodstand, hvis størrelse afhænger af såvel kapaciteten som den tilførte frekvens. Hvis kapaciteten er stor, vil vekselstrømsmodstanden være lille. Jævnstrømsmodstanden er derimod meget stor.

Filteret kan derfor brummæssigt betragtes som en spændingsdeler, hvor filteervirkningen er afhængig af såvel  $R$  som  $X_C$ .

Hvis  $R \gg X_C$ , kan der ses bort fra fasedrejning, og filteret kan betragtes som en spændingsdeler.



Filteervirkningen kan da beregnes efter

$$\frac{R}{X_C}.$$

Filteervirkningen angiver, hvor mange gange brummet er dæmpet.

Ved 50 Hz brumfrekvens bliver filteervirkningen ca.

$$314 \cdot R \cdot C.$$

Ved 100 Hz brumfrekvens bliver filteervirkningen ca.

$$628 \cdot R \cdot C.$$

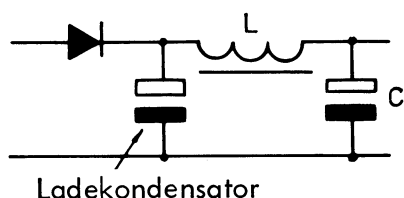


### 3. LC-BRUMFILTER

#### 3.1 Opbygning

Et LC-filter består af en filter-spole med ret stor selvinduktion (5H til 20H) og en filterkondensator C.

Filteret er også et lavpasfilter.



Her ses også bort fra en eventuel fasedrejning, idet spolens reaktans er langt større end kondensatorens reaktans.

Ved 50 Hz brumfrekvens er filtervirkningen ca.

$$0,1 \cdot L \cdot C \cdot 10^6.$$

Ved 100 Hz brumfrekvens er filtervirkningen ca.

$$0,4 \cdot L \cdot C \cdot 10^6.$$

#### 3.2 Fald i DC-spænding

Da spolen er viklet af kobbertråd, er spolens ohmske modstand lille, og der er derfor kun et lille fald i DC-spændingen ved denne filtertype.

#### 3.3 Filtervirkning

Da spolen har en stor vekselstrømsmodstand over for brumspændingen, vil der kun passere lidt brum, og dette restbrum udglattes af filterkondensatoren, som har en lille vekselstrømsmodstand over for brumspændingen.

Filtervirkningen er derfor væsentlig bedre end for RC-filteret.

LC-filteret kan også betragtes som en spændingsdeler over for brumspændingen, hvor filtervirkningen kan bestemmes efter

$$\frac{X_L}{X_C}.$$



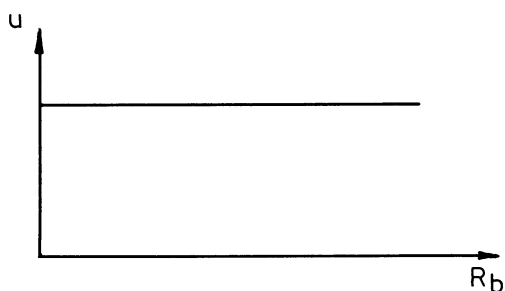
DISPOSITION

1. Konstant spændingsgenerator
2. Konstant strømgenerator
3. Effekttilpasning

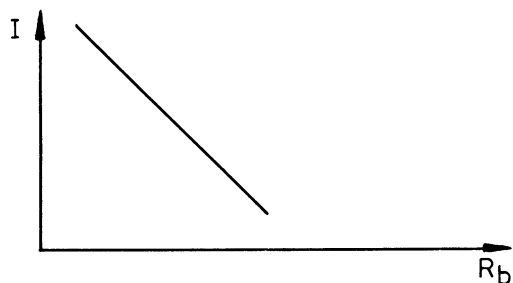
1. KONSTANT SPÆNDINGSGENERATOR

## 1.1 Konstant spænding

En generator, der afgiver samme spænding uanset belastningen, er en konstant spændingsgenerator.



Den strøm, spændingsgeneratoren afgiver, er afhængig af belastningen. Med en lille belastningsmodstand er strømmen stor.



## 1.2 Indre modstand

Den indre modstand i en konstant spændingsgenerator er meget lille. Ifølge teorien skal den være  $0 \Omega$ .

Modstanden, der kan beregnes ved at belaste med forskellig strøm, angiver, hvor meget udgangsspændingen ændrer sig, når belastningsstrømmen ændres.

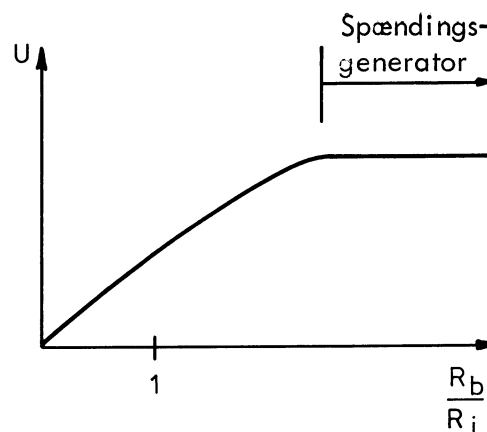
$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I},$$

hvor  $\Delta U$  er spændingsændringen, og  $\Delta I$  er strømændringen.

## 1.3 Belastningsmodstand

I praksis vil den indre modstand ikke være  $0 \Omega$ .

En opstilling virker som spændingsgenerator, så længe belastningsmodstanden er større end den indre modstand

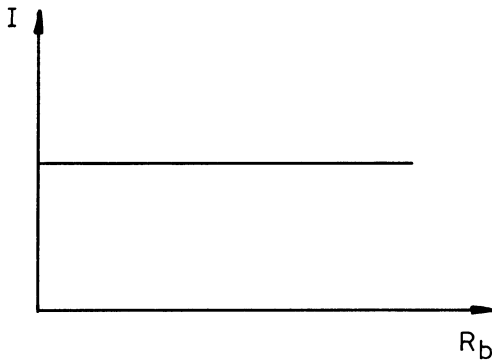




## 2. KONSTANT STRØMGENERATOR

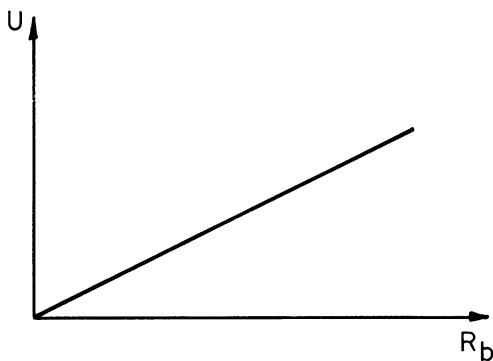
### 2.1 Konstant strøm

En generator, der afgiver samme strøm uanset belastningsmodstanden, er en konstant strømgenerator.



Den spænding, en strømgenerator afgiver, er afhængig af belastningsmodstanden.

Med en lille belastningsmodstand er spændingen lille.



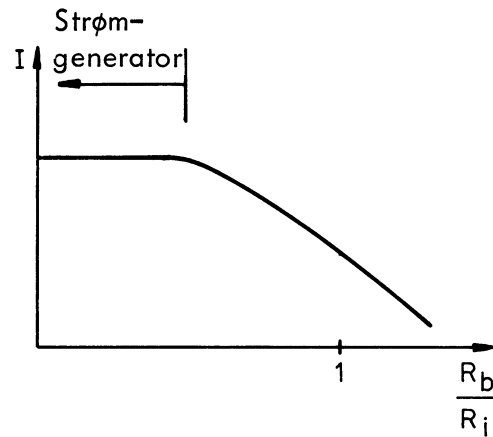
### 2.2 Indre modstand

Den indre modstand i en strømgenerator er meget stor. Ifølge teorien skal den være  $\infty$ .

### 2.3 Belastningsmodstand

I praksis vil den indre modstand ikke være  $\infty$ .

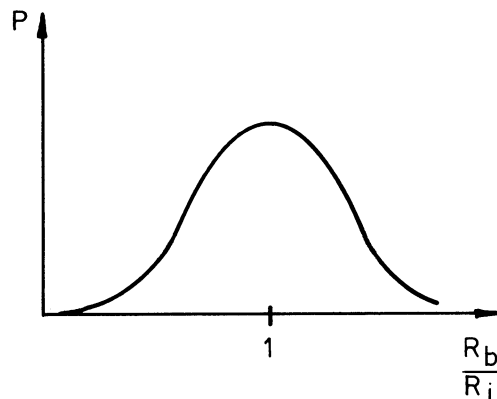
En opstilling virker som strømgenerator, når belastningsmodstanden er mindre end den indre modstand.



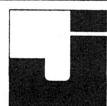
## 3. EFFEKTTILPASNING

### 3.1 Belastningsmodstand

Optages en karakteristik over effekten, afsat i belastningsmodstanden som funktion af belastningsmodstandens størrelse, bliver den afsatte effekt størst, når belastningsmodstanden har samme værdi som den indre modstand.



Har belastningsmodstanden samme værdi som den indre modstand, taler man om effektilpasning.



## DISPOSITION

1. Elementer
2. Primære elementer
3. Sekundære elementer

## 1. ELEMENTER

### 1.1 Primære elementer

Primære elementer kan ikke genlades og er opslidt efter en gangs afladning.

### 1.2 Sekundære elementer

Sekundære elementer kan genlades og opslides kun ved forkert anvendelse eller efter et antal opladninger.

## 2. PRIMÆRE ELEMENTER

### 2.1 Tørelement

Cellen i et tørrelement består af en positiv og en negativ elektrode.

Imellem elektroderne findes en elektrolyt.

Spændingen på cellen afhænger af, hvilket materiale elektroderne er fremstillet af.

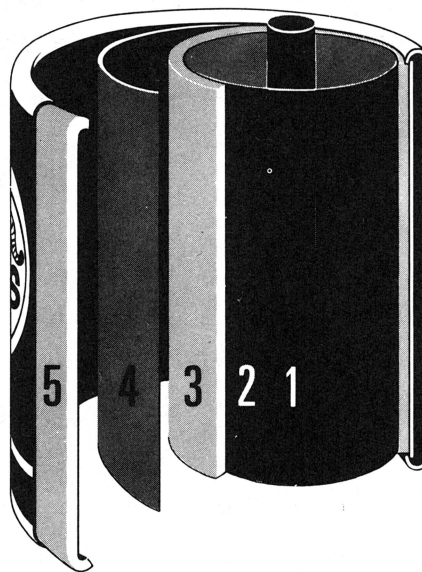
### 2.2 Brunstenselement

Den positive pol er af mangandioxid (brunsten).

Den negative pol er af zink.

Elementet afgiver en spænding på 1,55 V.

Elektrolytten består af chlorzink og salmiak opslemmet i hvedemel.



1. Kulstav
2. Elektrode (brunsten og grafit)
3. Elektrolyt (chlorzink, salmiak og hvedemel)
4. Zinkbæger
5. Isolationspap

Lagerholdbarheden er mellem 7 mdr. til 5 år, afhængig af opbevaring og type.

Korrekt lagring opnås ved en temperatur på 5 til 10° C og en relativ luftfugtighed på ca. 65%.

Ydeevnen er størst, når arbejds-temperaturen holdes omkring 20° C. Ved 0° C halveres elementets ydeevne.



### 2.3 Kviksølvbatteri

I et kviksølvbatteri består elektrolytten af kaliumhydroxyd.

Elementet er hermetisk tillukket, for at væsken ikke skal løbe ud.

Den negative elektrode består af zinkpulver.

Den positive elektrode består af kviksølvvoxyd.

Elementet afgiver 1,37 V og kan holde sin ydeevne over et relativt stort temperaturområde.

Kviksølvelementer har stor energitæthed.

### 2.4 Alkalisk brunstenselement

Elementet afgiver 1,5 V og holder spændingen konstant, indtil det er opbrugt.

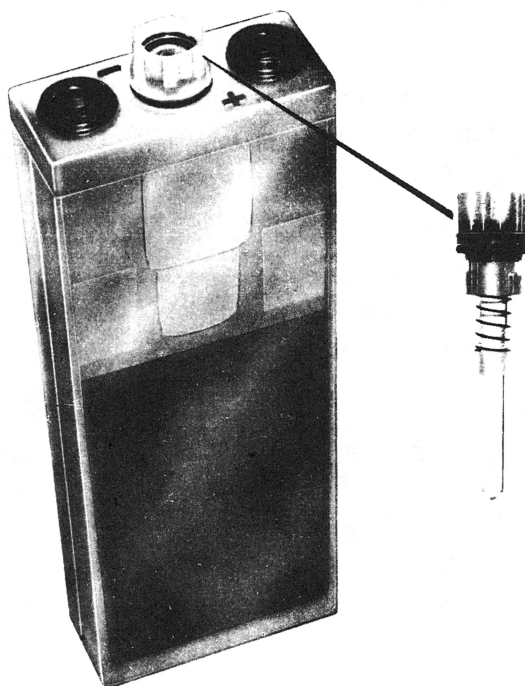
Elementet har større energitæthed end et almindelig brunstenselement.

Som elektrolyt anvendes en kaliumhydroxydopløsning.

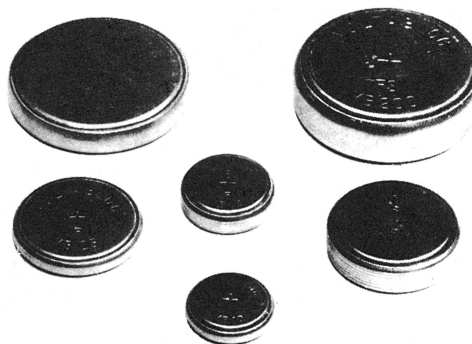
Ved total udladning af elementet udtørres elementets indre, hvorfor risikoen for elektrolytudtrængning ikke er til stede.

Ved lagring af ubrugte elementer kan der ske en svag elektrolyt-udkrybning ved den negative terminal. Elektrolytten reagerer med luftens kuldioxid og bliver uskadelig.

Der er principielt to forskellige udformninger af akkumulatorer. En åben type, hvor man af og til skal fylde op med væske, som ofte er vand.



Den anden type er gastæt hermetisk tillukket, hvor den ikke kan fyldes efter med væske.



## 3. SEKUNDÆRE ELEMENTER

### 3.1 Akkumulator

Akkumulatoren kan genlades.

Når der aftages strøm fra akkumulatoren, omdannes elektroderne til en anden kemisk forbindelse, der ved opladning omdannes til den oprindelige kemiske forbindelse.



### 3.2 Bly-akkumulator (Pb)

Begge elektroder er af bly.

I en almindelig akkumulatorcelle består elektrolytten af svovlsyre. Ved op- og afladning af denne celle sker der en kraftig gasudvikling, hvorfor denne celle kun findes som åben type.

Ved tilsætning af en calciumopløsning til elektrolytten kan gasudviklingen nedsættes, og man kan lave gastætte blyceller.

Blycellen afgiver 2 V.

Ydeevnen falder ved temperaturer over og under 18° C.

Har cellen først været i brug, skal den ved lagring lades og aflades med jævne mellemrum.

### 3.3 Nikkel-Cadmium celler (NiCd)

NiCd-celler findes i mange typer med forskellige egenskaber.

Karakteristisk for cellerne er, at de er mindre temperaturfølsomme end blyceller.

Cellerne er mekanisk meget stabile, og der stilles ikke specielle krav, når de skal lagres.

Efter lagring skal cellerne op- og aflades et par gange for at genvinde den totale ydeevne.

### 3.4 Nikkel-jernceller (NiFe)

NiFe-cellerne har meget lang levetid. Ved korrekt anvendelse er levetiden fra 7 til 25 år.

Ved lagring skal cellerne være afladet og kortslettet.

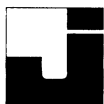
### 3.5 Sølv-zink cellerne (AgZn)

AgZn-cellerne leveres på forskellig måde:

- a. Med væske, men afladet
- b. Tøropladet
- c. Tør og uopladet

Energitætheden er meget stor; mellem 3 til 6 gange større end NiCd-celler.

Cellerne ødelægges ved overopladning og kan ikke fungere ved temperaturer under -30° C.

DISPOSITION

## 1. Zenerdiode

1. ZENERDIODE

## 1.1 Zenerspænding

Zenerdioden fremstilles til spændinger mellem 3 og 100 V.

Dioder til spændinger under 6 V har en negativ temperaturkoefficient.

Ved zenerspændinger over 7 V har dioden en positiv temperaturkoefficient.

## 1.2 Dynamisk modstand

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

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

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

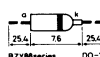
## 1.3 Afsat effekt

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

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

## 1.4 Eksempel på datablad

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



BZY88series DO-7

## 1.5 Symbol



## 1.6 Tilslutning

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

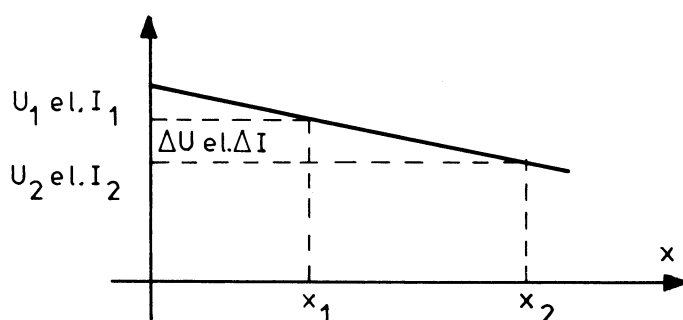


## DISPOSITION

### 1. Måling af spændings- og strømdifferencer

#### 1. MÅLING AF SPÆNDINGS- OG STRØMDIFFERENCER

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



Man får da:

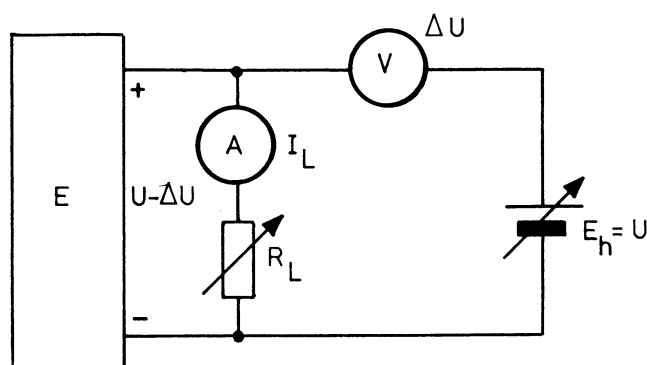
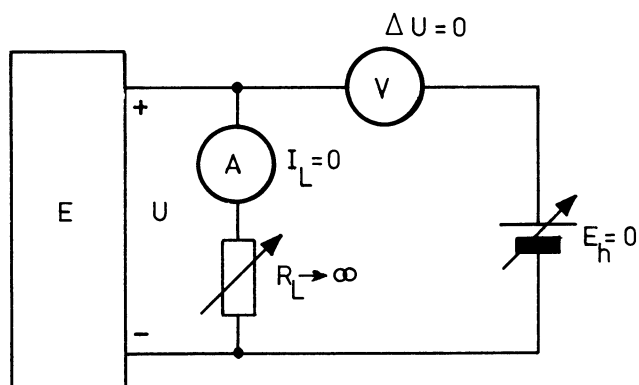
$$\Delta U = U_2 - U_1 \quad \text{eller}$$

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

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

### 1.1 Måling af spændingdifference

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



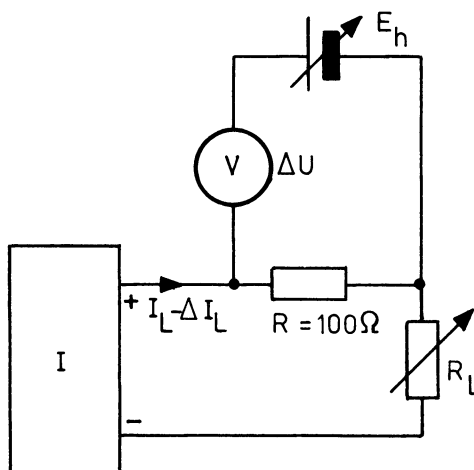
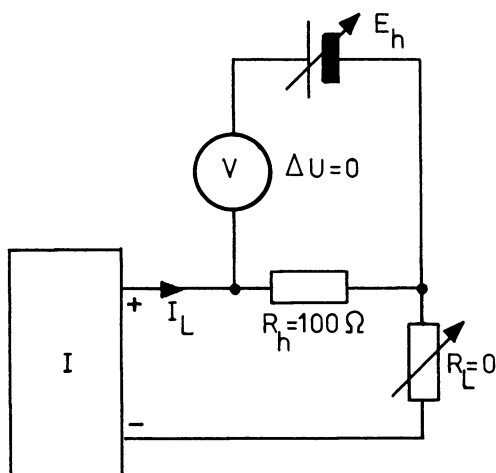
Med spændingskilden  $E$  i tomgang ( $R_L \Rightarrow \infty$ ) indstilles hjælpekilden  $E_h$  således, at voltmeteret bliver spændingsløst ( $\Delta U = 0$ ).

Herefter belastes spændingskilden med den ønskede strøm  $I_L$ , og den heraf følgende spændingsændring  $\Delta U$  kan da aflæses direkte på voltmeteret.



## 1.2 Måling af strømdifferencer

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



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

Dette giver:

$$E_h = I_L \cdot R_h$$

Herefter ændres  $R_L$  til den ønskede værdi, og den heraf følgende strøømændring  $\Delta I$  kan da findes ud fra udslaget på voltmetret, nemlig:

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

Eksempel:

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

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

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

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

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





## DISPOSITION

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

## 1. FORMÅL MED STABILISERING

### 1.1 Netspændingsvariationer

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

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

### 1.2 Variationer i forbrug

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

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

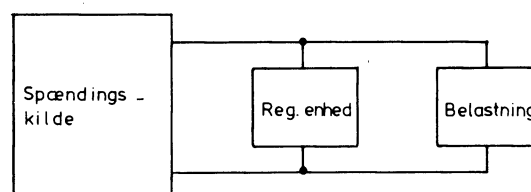
Ved anvendelse af en stabiliseret netdel opnås en meget nær konstant forsyningsspænding uafhængig af forbruget og desuden en meget fin brumfiltrering.

## 2. STABILISERINGSPRINCIPPER

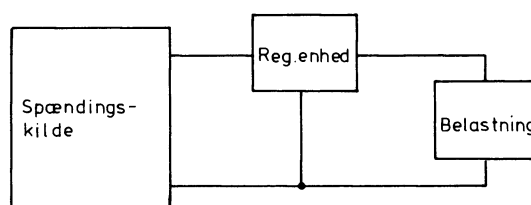
Spændingsregulatorer kan opdeles i to hovedtyper, nemlig:

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

Ved parallelstabilisering er kontrolorganet koblet parallelt med belastningen.



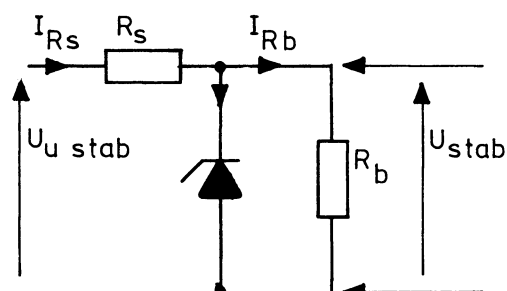
Medens det for seriestabiliseringsprincippet er koblet i serie med belastningen.



### 2.1 Parallelstabilisering

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

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



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

Desuden er spændingen over zenerdioden næsten uafhængig af zenerstrømmen  $I_Z$ .

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

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

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

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

Over for variationer i indgangsspænding vil der også være stabilisering.

Hvis  $U_{ind}$  stiger, må  $I_{RS}$  stige.

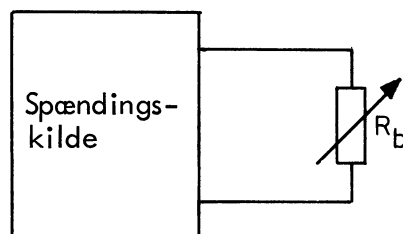
Da  $I_{RS} = I_Z + I_{R_b}$ , vil strømmen gennem zenerdioden også stige, medens spændingen over zenerdioden næsten holdes konstant (stiger kun ganske lidt).

Dermed er variationer i indgangsspændingen dæmpet betydeligt på udgangen.

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

## 2.2 Seriestabilisering

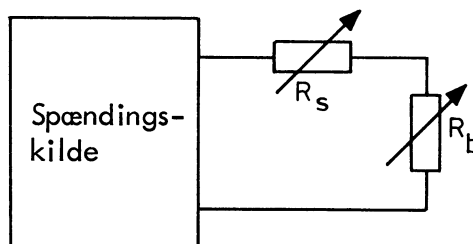
Seriestabilisering anvendes, hvor der ønskes en stabil spænding ved meget varierende strømforbrug.



$R_b$  symboliserer den varierende belastning.

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

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



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

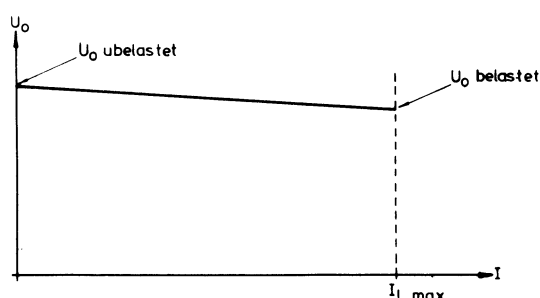


## 2.3 Stabilitetsprocent

Variationer i jævnspændingen kan normalt ikke tolereres, selvom belastningsmodstanden ændres.

En spændingsforsynings stabilitetsprocent udtrykker, hvor meget udgangsspændingen ændres i procent ved den maksimale belastning i forhold til den minimale belastning.

Kurven, der viser udgangsspændingen som funktion af belastningsstrømmen, kan bruges til beregning af stabilitetsprocenten.



Stabilitetsprocent =

$$\frac{U_o \text{ ubelastet} - U_o \text{ belastet}}{U_o \text{ ubelastet}} \cdot 100$$

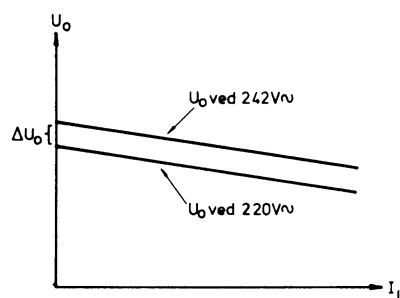
Stabilitetsprocenten er som regel under 1%.

## 2.4 Stabilitet overfor ændring af forsyningsspændingen

En ændring af forsyningsspændingen, 220 V~, må ikke ændre udgangsspændingen i en stabiliseret spændingsforsyning.

Spændingsforsynings stabilitet overfor ændringer i netspændingen udtrykkes som en procentvis ændring af udgangsspændingen ved en ændring af netspændingen på 10%.

Forsyningsspændingsstabilitet =



$$\frac{\Delta U_o}{U_o (220 \text{ V}\sim)} \cdot 100\%$$

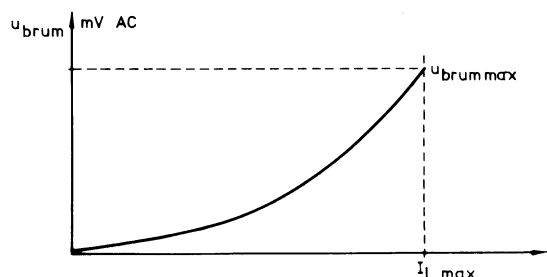
## 2.5 Brumprocent

En stabiliseret spændingsforsyning fødes normalt fra en netensretter.

I netensretteren vil der optræde 50 Hz eller 100 Hz AC signaler, også kaldet brum eller ripple.

Brumspændingens størrelse afhænger af belastningsstrøm og ladelektrolyttens størrelse.

Brumprocenten beregnes ved den maksimale belastningsstrøm.



Brumprocent =

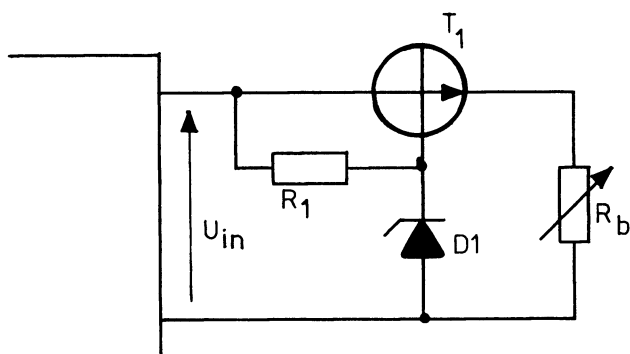
$$\frac{U_{\text{brum maks.}}}{U_o \text{ belastet}} \cdot 100$$

Det kræves normalt, at brumprocenten ved fuld belastning er under 0,1%.



### 3. STABILISERET SPÆNDINGSFOR- SYNING

#### 3.1 Diagram



#### 3.2 Virkemåde

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

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

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

Zenerdiodespændingen og dermed basespændingen ændres kun lidt.

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

hvor  $r_d$  er diodens dynamiske modstand.

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

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

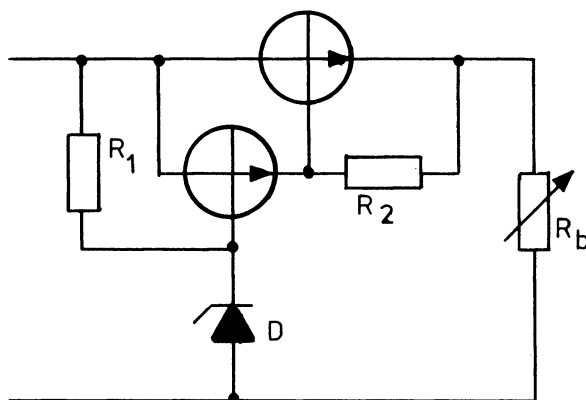
Dette kan dog afhjælpes ved at montere en fast modstand på udgangen.

Regulatorens udgangsmodstand bliver

$$R_o = r_d + h_{ib}$$

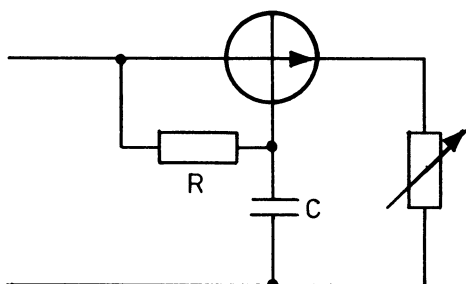
#### 3.3 Regulering med darlington

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



### 3.4 Aktivt filter

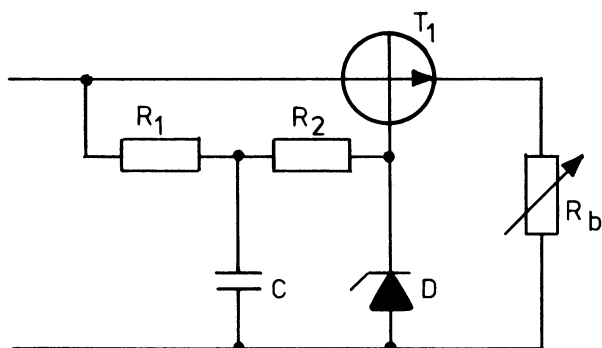
Udskiftes zenerdioden med en kondensator, får man et aktivt filter, der kan nedsætte brummet fra ensretteren.



Brumspændingen på emitteren har samme størrelse som på basen.

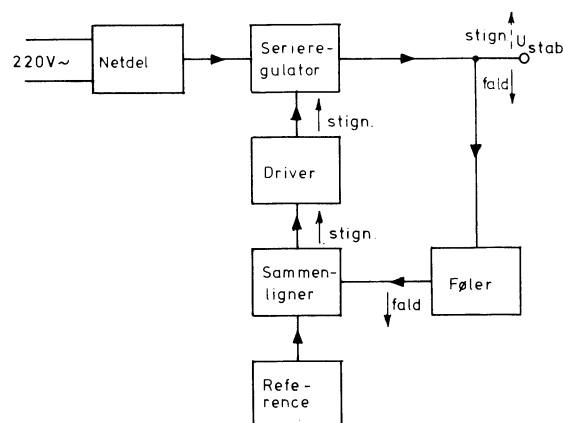
Jævnstrømmen gennem R er  $h_{FE} + 1$  gange mindre end strømmen, der løber i belastningen. Derved kan R blive større end i et traditionelt RC filter og dermed også en større filtrering af brumspændingen.

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



## 4. STABILISERET REGULERET SPÆNDINGSFORSYNING

### 4.1 Blokdiagram



### 4.2 Virkemåde

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

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

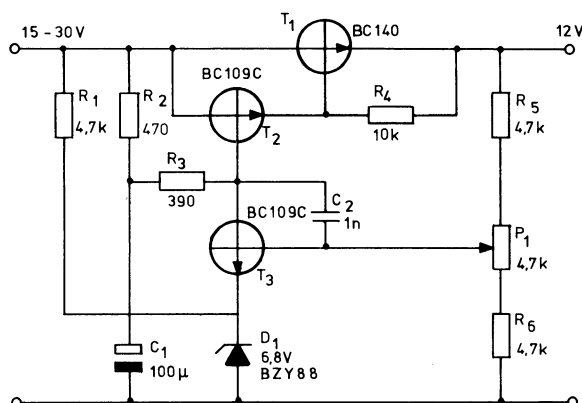
Falder  $U_{ud}$ , se pileretningen, på grund af større belastning, vil dette fald føles af følerkredsløbet.

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

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



## 4.3 Diagram



## 4.4 Funktion

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

$T_3$  har en zenerdiode,  $D_1$ , indskudt i emitteren.

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

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

Zenerspændingen er altså reference.

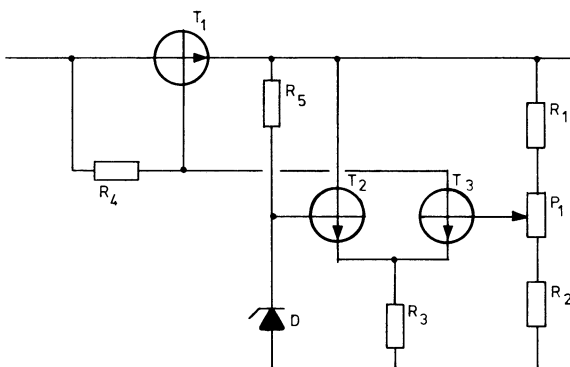
Falder  $U_{ud}$ , vil  $T_3$ 's basisspænding også falde.

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

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

$C_2$  har til opgave at fjerne selvsving.

## 4.5 Eksempel med differentialforstærker



$T_2$  og  $T_3$  udgør en differentialforstærker, der virker som sammenligner- og forstærkerenhed i ét.

Antages det, at spændingen på udgangen begynder at stige på grund af mindre belastning eller, at indgangsspændingen stiger, vil spændingen på basen af  $T_3$  stige over referencespændingen, og  $T_3$  vil trække en større strøm.

Når  $T_3$  trækker mere strøm, falder basisstrømmen til  $T_1$ , hvorved den forsøger at nedregulere udgangsspændingen eller rettere sagt prøver at holde udgangsspændingen konstant.

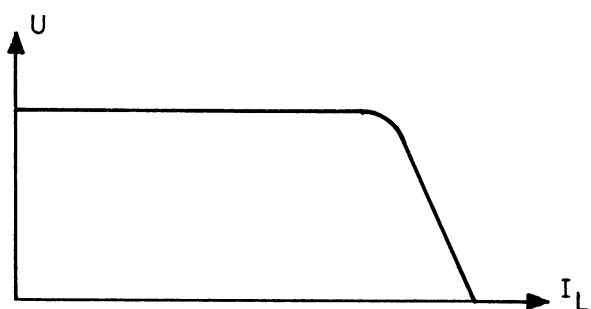


## 5. STRØMBEGRÆNSER

### 5.1 Typer

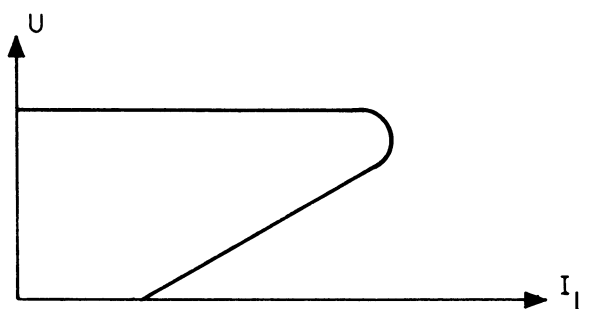
Et problem ved transistorspændingsforsyninger er, at almindelige sikringer ofte ikke er hurtige nok til at beskytte halvlederne enten i spændingsforsyningen eller belastningen.

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

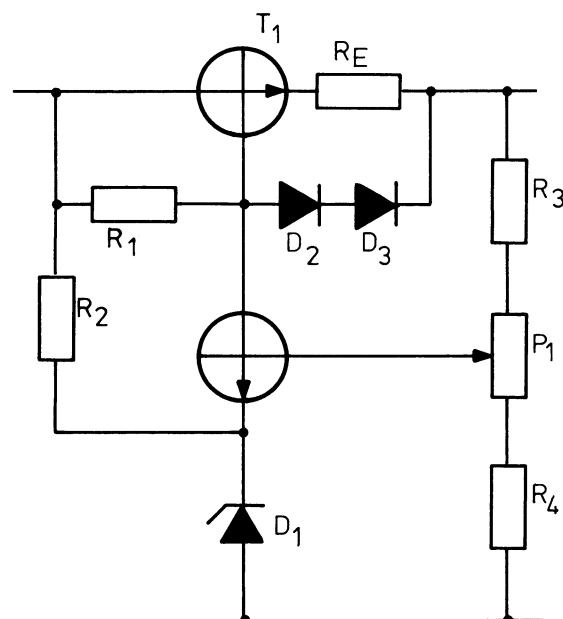


En anden metode til at beskytte halvlederne er at afbryde spændingsforsyningen, når strømmen overstiger en given værdi.

Spændingsforsyningen genindkobles efter, at netspændingen har været afbrudt.



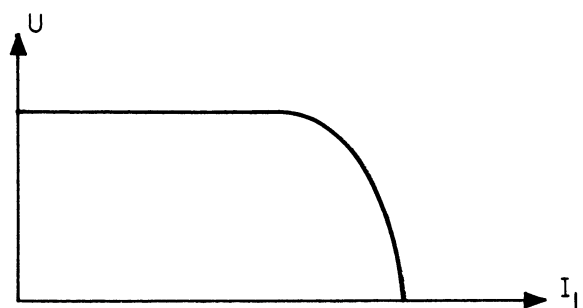
### 5.2 Begrænser med dioder



Ved stigende belastning stiger spændingsfaldet over  $R_E$ .

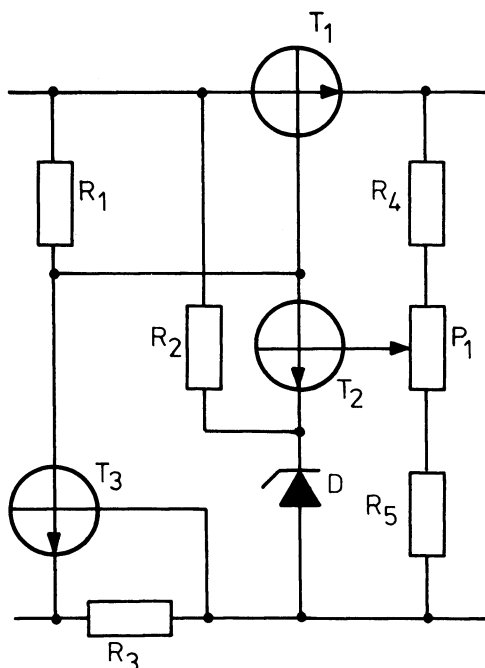
Når spændingsfaldet over  $R_E$  overstiger 0,5 V, begynder  $D_2$  og  $D_3$  at lede.

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



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

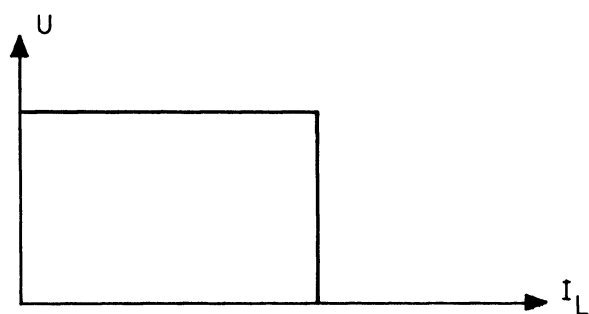
### 5.3 Begrænser med transistor



$T_3$  og  $R_3$  virker som strømbegrænser.

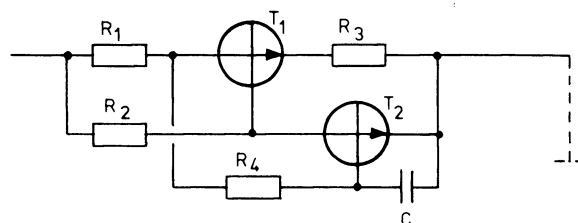
Ved maksimal udgangsstrøm stiger spændingsfaldet over  $R_3$ , så  $T_3$  begynder at lede, hvorved den kortslutter reguleringspændingen fra  $T_2$ .

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



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

### 5.4 Bistabil begrænser



Kredsløbet består kun af en strømbegrænser og ikke nogen regulering.

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

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

Ved stigende forbrug stiger spændingsfaldet over  $R_3$ .

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

Derved styres  $T_2$  yderligere ON og  $T_1$  OFF.

Kredsløbet er nu "OFF".

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

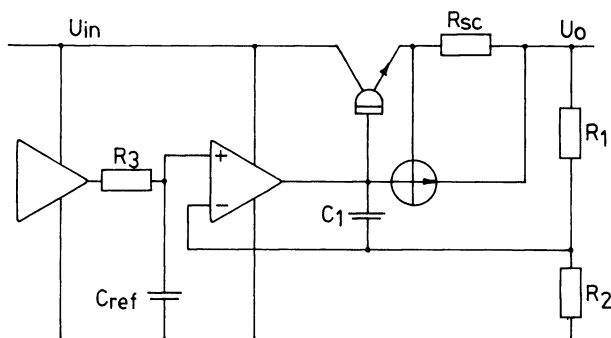
C har til opgave at gøre kredsløbet langsomt, så det ikke vipper i stilling OFF ved et lade-strømstød.

Kredsløbet rettes først efter, at indgangsspændingen har været afbrudt.



## 163

Hvis de tilsluttede komponenter påføres principdiagrammet, ser kredsløbet således ud:



$$U_o = 7 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_3 = R_1 // R_2$$

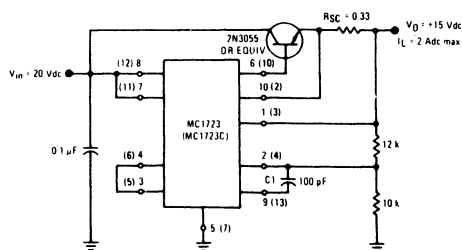
$$10 \text{ k} < R_3 < 100 \text{ k}\Omega$$

Strømbegrænsning indtræder ved

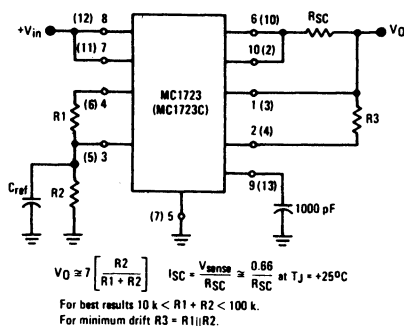
$$I_{SC} = \frac{0,66}{R_{SC}}$$

$$I_{SC} \text{ maks.} = 150 \text{ mA}$$

Kredsløbet kan udvides med en effekttransistor således, at belastningsstrømme større end 150 mA kan opnås.



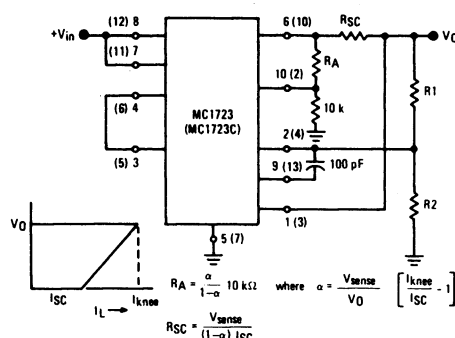
Til udgangsspændinger mellem 2 V og 7 V kobles 723 således:



$$V_o \approx 7 \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad I_{SC} = \frac{V_{sense}}{R_{SC}} \approx \frac{0,66}{R_{SC}} \text{ at } T_j = +25^\circ\text{C}$$

For best results  $10 \text{ k} < R_1 + R_2 < 100 \text{ k}$ .  
For minimum drift  $R_3 = R_1 || R_2$ .

Hvis der ønskes fold-back karakteristik på strømbegrænsningen, kan 723 kobles således:



### 6.3 Integreret spændingsforsyning med fast spænding

I elektroniske apparater er forsyningsspændingen bestemt af de komponenter, der indgår i kredsløbene. Til operationsforstærkere anvendes oftest  $\pm 15 \text{ V}$ , til logiske kredsløb, TTL kredsløb, anvendes  $+5 \text{ V}$ .

Til disse formål findes en række integrerede spændingsforsyninger med fast udgangsspænding.

En af disse er 7800-serien, der fremstilles under navne som MC7800,  $\mu$ A7800, LM7800 og SG140K.

I serien indgår IC'er med faste spændinger på 2,6 V, 5 V, 8 V, 12 V, 15 V, 18 V og 24 V.

En  $+5 \text{ V}$  regulator i serien hedder MC7805, en 15 V regulator hedder MC7815 osv.

Til negative spændinger findes en tilsvarende serie af integrerede spændingsforsyninger med samme data som 7800-serien, denne serie hedder 7900.

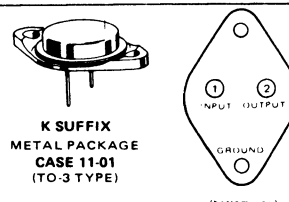


## 6.4 Datablad MC7805C

**MC7800C  
Series****MC7800C SERIES THREE-TERMINAL  
POSITIVE VOLTAGE REGULATORS**

The MC7800C Series of three-terminal positive voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. Available in seven fixed output voltage options from 5.0 to 24 volts, these regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe area compensation — making them essentially blow-out proof. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere. The last two digits of the part number indicate nominal output voltage.

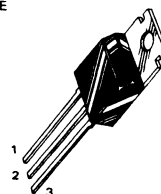
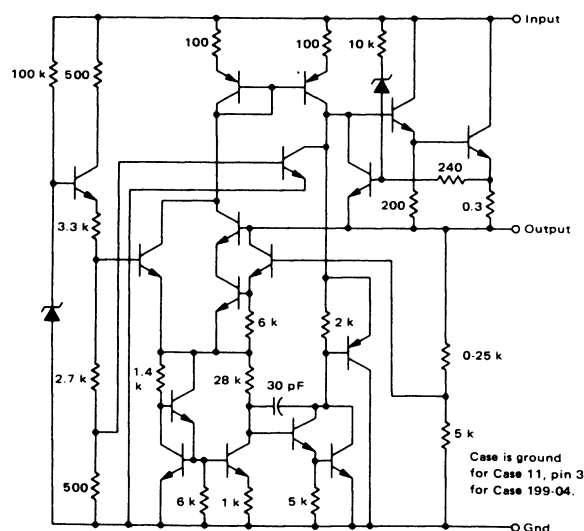
- Output Current in Excess of 1.0 Ampere
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 313 and Case 11 (TO-220 and Hermetic TO-3)

**THREE-TERMINAL  
POSITIVE FIXED  
VOLTAGE REGULATORS**

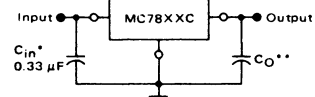
Pins 1 and 2 electrically isolated from case. Case is third electrical connection.

**T SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 313  
TO-220 Type**

Pin 1. Input  
2. Ground  
3. Output

**SCHEMATIC DIAGRAM****TYPE NO./VOLTAGE**

MC7805C 5.0 Volts	MC7808C 8.0 Volts	MC7818C 18 Volts
MC7806C 6.0 Volts	MC7812C 12 Volts	MC7824C 24 Volts
	MC7815C 15 Volts	

**STANDARD APPLICATION**

A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

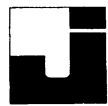
\* =  $C_{in}$  is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\* =  $C_{O}$  is not needed for stability; however, it does improve transient response.

XX indicates nominal voltage

**ORDERING INFORMATION**

DEVICE	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
MC78XXCK	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Power
MC78XXCT	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Plastic Power

MC7805C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{in} = 10\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	4.8	5.0	5.2	Vdc
Input Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $I_O = 100\text{ mA}$ ) $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$ ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ ) $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$	$\text{Reg}_{in}$	—	7.0 2.0	50 25	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	$\text{Reg}_{load}$	—	11 4.0	100 50	mV
Output Voltage ( $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$ , $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ , $P \leq 15\text{ W}$ )	$V_O$	4.75	—	5.25	Vdc
Quiescent Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_B$	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	$\Delta I_B$	—	—	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$ )	$V_N$	—	40	—	$\mu\text{V}$
Long-Term Stability	$\Delta V_O / \Delta t$	—	—	20	mV/1.0 k HRS
Ripple Rejection ( $I_O = 20\text{ mA}$ , $f = 120\text{ Hz}$ )	$\text{RR}$	—	70	—	dB
Input-Output Voltage Differential ( $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{in} - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Resistance ( $I_O = 500\text{ mA}$ )	$R_O$	—	30	—	$\text{m}\Omega$
Short-Circuit Current Limit ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{SC}$	—	750	—	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\text{TCV}_O$	—	-1.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

## APPLICATIONS INFORMATION

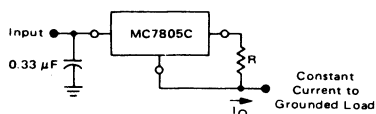
## Design Considerations

The MC7800C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short-Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short-circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected

to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A  $0.33\text{ }\mu\text{F}$  or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.

FIGURE 10 – CURRENT REGULATOR



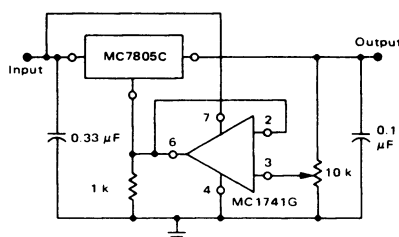
The MC7800C regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5\text{ V}}{R} + I_Q$$

$I_Q \approx 1.5\text{ mA}$  over line and load changes

For example, a 1-ampere current source would require R to be a 5-ohm, 10-W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7 volts.

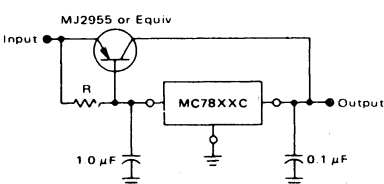
FIGURE 11 – ADJUSTABLE OUTPUT REGULATOR



$V_O$ : 7.0 V to 20 V  
 $V_{in} - V_O \geq 2.0\text{ V}$

The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 volts greater than the regulator voltage.

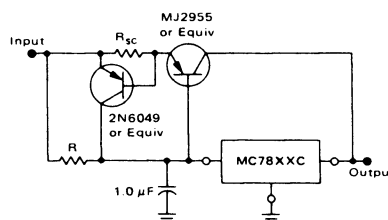
FIGURE 12 – CURRENT BOOST REGULATOR



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The MC7800C series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 amperes. Resistor R in conjunction with the  $V_{BE}$  of the PNP determines when the pass transistor begins conducting; this circuit is not short-circuit proof. Input-output differential voltage minimum is increased by  $V_{BE}$  of the pass transistor.

FIGURE 13 – SHORT-CIRCUIT PROTECTION



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 12 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short-circuit sense resistor,  $R_{SC}$ , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short-circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.



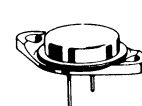
## 6.5 Datablad MC7905C

**MC7900C  
Series****MC7900C SERIES THREE-TERMINAL  
NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS**

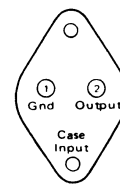
The MC7900C Series of fixed output negative voltage regulators are intended as complements to the popular MC7800C Series devices. These negative regulators are available in the same seven-voltage options as the MC7800C devices. In addition, two extra voltage options commonly employed in MECL systems are also available in the negative MC7900C Series.

Available in fixed output voltage options from -2.0 to -24 volts, these regulators employ current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation — making them remarkably rugged under most operating conditions. With adequate heat-sinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere.

- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 313 and Case 11 (TO-220 and Hermetic TO-3)

**THREE-TERMINAL  
NEGATIVE FIXED  
VOLTAGE REGULATORS**

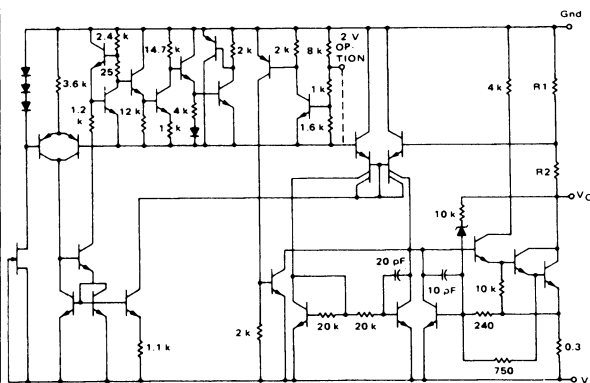
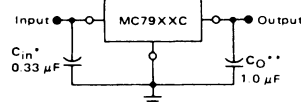
**K SUFFIX**  
METAL PACKAGE  
CASE 11-01  
(TO-3 TYPE)



**T SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 313



Pin 1. Ground  
2. Input  
3. Output

**SCHEMATIC DIAGRAM****STANDARD APPLICATION**

A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V more negative even during the high point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

\* = C<sub>in</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\* = C<sub>O</sub> improves stability and transient response.

**DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE**

MC7902C - 2.0 Volts	MC7906C - 6.0 Volts	MC7915C - 15 Volts
MC7905C - 5.0 Volts	MC7908C - 8.0 Volts	MC7918C - 18 Volts
MC7905.2C - 5.2 Volts	MC7912C - 12 Volts	MC7924C - 24 Volts

**ORDERING INFORMATION**

DEVICE	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
MC79XXCK	T <sub>J</sub> = 0° C to +150° C	Metal Power
MD79XXCT	T <sub>J</sub> = 0° C to +150° C	Plastic Power

XX indicates nominal voltage

**MC7905C ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_I = -10\text{ V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

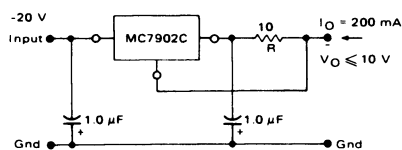
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_O$	-4.8	-5.0	-5.2	Vdc
Line Regulation ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $I_O = 100\text{ mA}$ ) -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$ ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ ) -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$	$\text{Reg}_{\text{line}}$	—	7.0 2.0	50 25	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$ , $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	$\text{Reg}_{\text{load}}$	—	11 4.0	100 50	mV
Output Voltage -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$ , $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ , $P \leq 15\text{ W}$	$V_O$	-4.75	—	-5.25	Vdc
Input Bias Current ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{\text{IB}}$	—	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -7.0 Vdc $\geq V_{\text{IN}}$ $\geq -25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	$\Delta I_{\text{IB}}$	—	—	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$ )	$e_{\text{on}}$	—	40	—	$\mu\text{V}$
Long-Term Stability	$\Delta V_O / \Delta t$	—	—	20	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ( $I_O = 20\text{ mA}$ , $f = 120\text{ Hz}$ )	RR	—	70	—	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	—	2.0	—	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	—	-1.0	—	mV/ $^\circ\text{C}$

**APPLICATIONS INFORMATION****Design Considerations**

The MC7900C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short-Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short-circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected

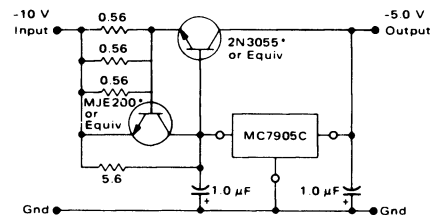
to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33  $\mu\text{F}$  or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead. Bypassing the output is also recommended.

**FIGURE 8 – CURRENT REGULATOR**

The MC7902, -2.0 V regulator can be used as a constant current source when connected as above. The output current is the sum of resistor R current and quiescent bias current as follows:

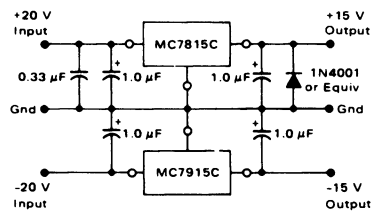
$$I_O = \frac{2\text{ V}}{R} + I_{\text{IB}}$$

The quiescent current for this regulator is typically 4.3 mA. The 2.0 volt regulator was chosen to minimize dissipation and to allow the output voltage to operate to within 6.0 V below the input voltage.

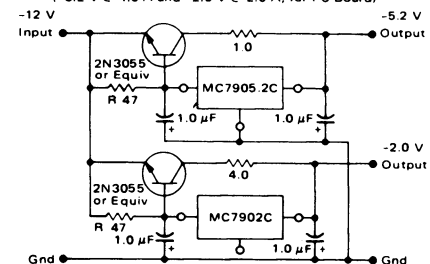
**FIGURE 9 – CURRENT BOOST REGULATOR**  
(-5.0 V @ 4.0 A, with 5.0 A current limiting)

\* Mounted on common heat sink, Motorola MS-10 or equivalent.

When a boost transistor is used, short-circuit currents are equal to the sum of the series pass and regulator limits, which are measured at 3.2 A and 1.8 A respectively in this case. Series pass limiting is approximately equal to 0.6 V/R<sub>SC</sub>. Operation beyond this point to the peak current capability of the MC7905C is possible if the regulator is mounted on a heat sink; otherwise thermal shutdown will occur when the additional load current is picked up by the regulator.

**FIGURE 10 – OPERATIONAL AMPLIFIER SUPPLY**  
(±15 V @ 1.0 A)

The MC7815 and MC7915 positive and negative regulators may be connected as shown to obtain a dual power supply for operational amplifiers. A clamp diode should be used at the output of the MC7815 to prevent potential latch-up problems.

**FIGURE 11 – TYPICAL MECL SYSTEM POWER SUPPLY**  
(-5.2 V @ 4.0 A and -2.0 V @ 2.0 A; for PC Board)

When current-boost power transistors are used, 47-ohm base-emitter resistors (R) must be used to bypass the quiescent current at no load. These resistors, in conjunction with the V<sub>BE</sub> of the NPN transistors, determine when the pass transistors begin conducting. The 1-ohm and 4-ohm dropping resistors were chosen to reduce the power dissipated in the boost transistors but still leave at least 2.0 V across these devices for good regulation.



## DISPOSITION

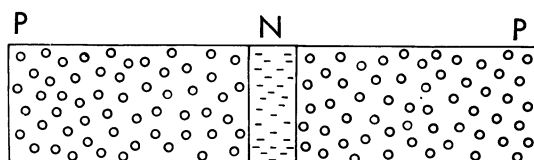
1. Transistor
2. Transistorens grundkoblinger

### 1. TRANSISTOR

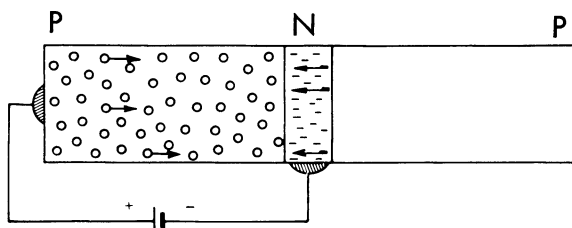
#### 1.1 Transistorens virkemåde

Sammensættes to PN-overgange, så de vender mod hinanden, fremkommer en transistor. Alt efter hvordan overgangene vender, fremkommer der en PNP- eller en NPN-transistor.

Transistorens tre elektroder betegnes henholdsvis som emitter, base og kollektor.

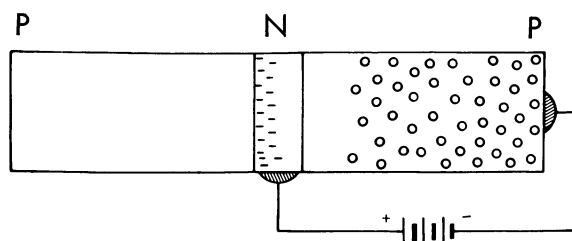


Sættes der spænding på emitterbasestrækningen i lederetningen, vil der gå strøm i denne PN-overgang. Gennem PN-overgangen vil der trænge positive ladningsbærere over i N-materialet, hvor de foreløbig vil udligne sig med de negative ladningsbærere.

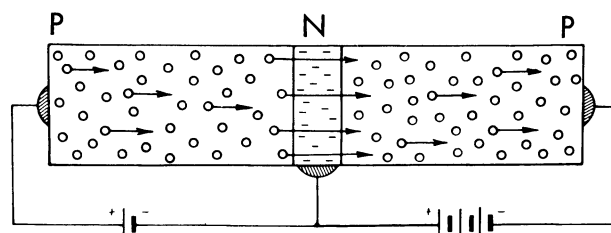


På kollektorbasestrækningen tilføres en spænding i spærreretningen, altså en negativ spænding på kollektoren og tilsvarende positiv spænding på basen.

Hvis der ingen strøm går i emitterbasestrækningen, optræder kollektorbasestrækningen som en spærret strækning, hvor der kun går den ganske lave spærrestrøm ved almindelig stuetemperatur.



Hvis der samtidig med spænding på kollektorbasestrækningen i spærreretningen tilføres emitterbasestrækningen en spænding i lederetningen, vil hullerne passere PN-overgangen og komme ind i N-materialet.

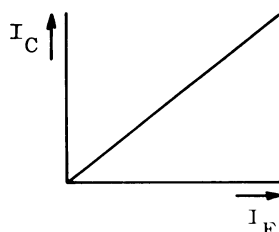


Her vil de normalt udfyldes af de negative ladningsbærere, men når basematerialet er ganske tyndt, vil de under påvirkning af det elektriske felt i grænselaget mellem base og kollektor kunne vandre over i kollektorens P-materiale. Herfra trækkes de hen til batteriets negative pol.

Forsøg viser, at 92 til 99% af hullerne på denne måde fortsætter videre fra emitter gennem base til kollektor.



Inden for de tilladelige grænser for strømme og spændinger i transistoren viser der sig proportionalitet mellem emitter- og kollektorstrømme.



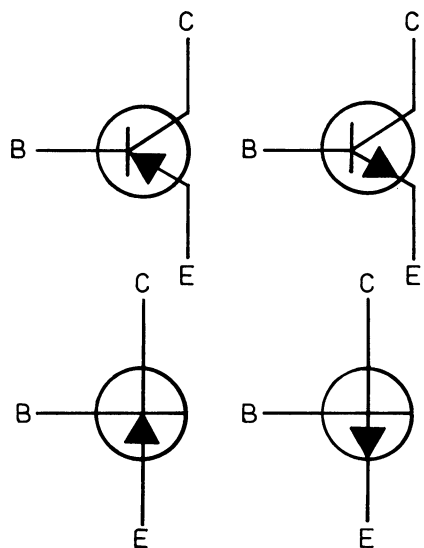
Jo større strøm, der trækkes i emitterstrækningen, des større strøm vil der komme til at gå i kollektorstrækningen.

## 1.2 Symboler for transistorer

I praksis anvendes der symboler, når transistorer skal tegnes.

Emitteren, som den elektrode, der sender ladningsbærere videre i transistoren, forsynes med en pil.

Er transistoren en PNP-transistor, vender pilen ind mod basen; er det derimod en NPN-transistor, vender pilen udad.



B = Base  
C = Kollektor  
E = Emitter

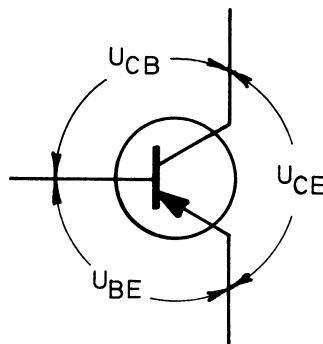
## 1.3 Transistorens spændinger og strømme

Transistorens spændinger og strømme benævnes som vist.

$U_{CE}$  : Kollektor-emitterspænding

$U_{BE}$  : Basis-emitterspænding

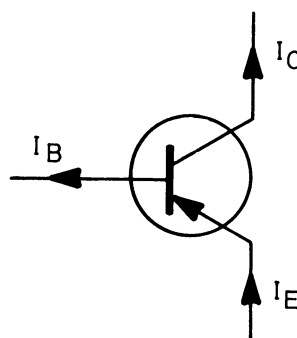
$U_{CB}$  : Kollektor-basispænding



$I_C$  : Kollektorstrøm

$I_B$  : Basisstrøm

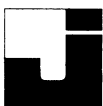
$I_E$  : Emitterstrøm



Til småsignaltransistorer benyttes der normalt kollektor-emitterspændinger fra 4,5 V til 15 V. Kollektorstrømmen i disse transistorer er fra brøkdele af milliampere til ca. 25 mA.

Til krafttransistorer benyttes kollektor-emitterspændinger på op til ca. 75 V, og strømmene kan komme op i en størrelsesorden af flere ampere.





For alle transistorer gælder, at summen af base- og kollektorstrøm er lig med emitterstrømmen,

$$I_E = I_B + I_C$$

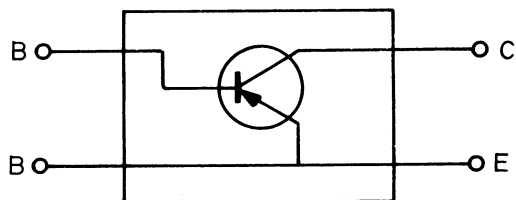
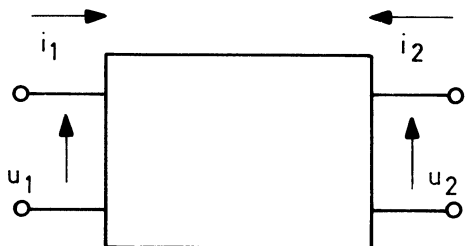
På en germaniumtransistor, der anvendes som forstærker, skal base-emitterspændingen være mellem 0,1 og 0,3 V. På en siliciumtransistor skal base-emitterspændingen være mellem 0,5 og 0,7 V.

På en NPN-transistor skal basis og kollektor være positive i forhold til emitteren.

På en PNP-transistor skal basis og kollektor være negative i forhold til emitteren.

#### 1.4 Transistoren som firpol

En transistor kan betragtes som et kredsløbselement med et par indgangsterminaler og et par udgangsterminaler, en såkaldt firpol.



Firpolens indgang dannes af transistorens basis og emitter, og udgangen dannes af kollektor og emitter.

Ud fra de givne spændinger og strømme på henholdsvis indgang og udgang kan der opstilles en række ligninger, der udtrykker den indbyrdes afhængighed af disse størrelser.

Der findes flere slags parametre, men her skal kun omtales de fire såkaldte h-parametre, der er fremkommet ved strøm- og spændingsbetragtninger med transistoren i jordet emitterkobling.

Disse parametre er defineret som følgende:

$$h_{ie} = h_{11} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad [U_{CE} \text{ konstant}]$$

$$h_{re} = h_{12} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \quad [I_B \text{ konstant}]$$

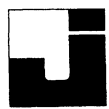
$$h_{fe} = h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad [U_{CE} \text{ konstant}]$$

$$h_{oe} = h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \quad [I_B \text{ konstant}]$$

Bogstaverne står som forkortelser for følgende ord: i = input, r = reverse, f = forward, o = output, og e angiver jordet emitter.

I betegnelserne  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$  og  $h_{22}$ , udtales h-en-en, h-en-to, osv. Tallet 1 angiver noget, der vedrører indgangen, og tallet 2 noget, der vedrører udgangen, medens første ciffer angiver stedet, hvor det sker, og andet ciffer angiver, hvorfra virkningen kommer.

Ved indekserne skelnes der mellem små bogstaver for småsignalparametre og store bogstaver for DC- eller storsignalparametrene.



$h$ -parametrenes betydning er følgende:

$h_{ie}$  er et udtryk for transistorens indgangsimpedans og måles i ohm.

$h_{re}$  er et ubenævnt tal og kaldes tilbageføringsfaktoren.

$h_{fe}$  er også et ubenævnt tal, og det angiver strømforstærkningen i antal gange.

$h_{oe}$  er udgangsadmittansen eller -ledningsevnen, og den måles i siemens.

Omskriver man ligningen for strømforstærkningen, får man:

$$\Delta I_C = h_{fe} \cdot \Delta I_B, \text{ eller}$$

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

En med  $h_{fe}$  nært beslægtet størrelse er  $h_{FE}$ , der angiver DC-strømforstærkningen.

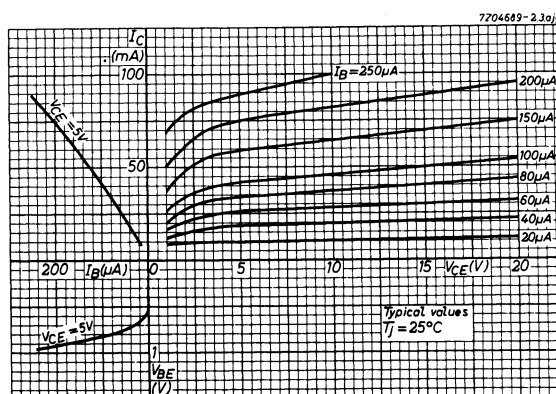
$h_{fe}$  vil normalt være ca. 10 til 40% større end  $h_{FE}$ , hvorfor man om nødvendigt kan anvende  $h_{FE}$ , hvis  $h_{fe}$  ikke er opgivet eller omvendt.

### 1.5 Transistorens karakteristikker

Ønsker man at opnå et mere komplet overblik over transistorens funktion med dens forskellige variable, kan der optages et sæt karakteristikker inden for transistorens arbejdsområde.

Dette gøres ved hjælp af et koordinatsystem, hvor tre eller alle fire kvadranter anvendes.

Det viste eksempel på karakteristikker er fra en småsignaltransistor, BC109.



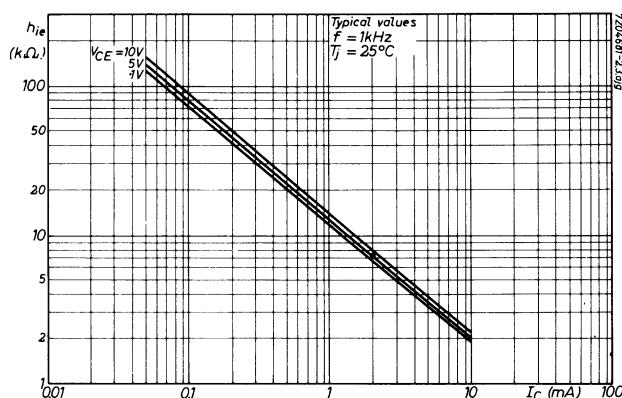
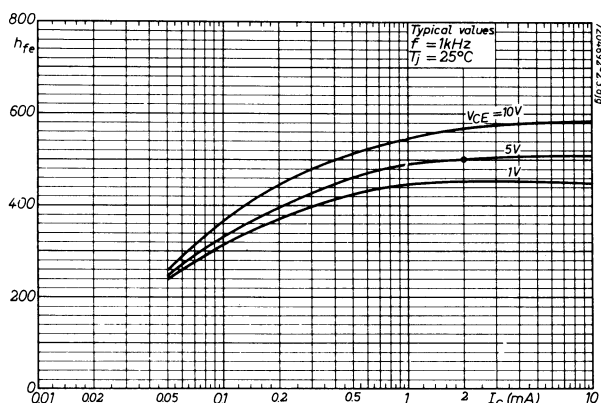
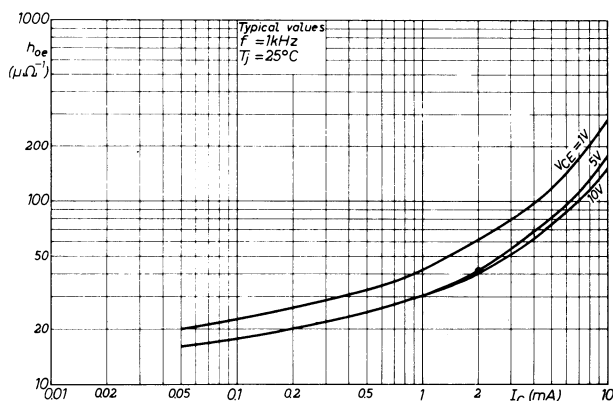
De fire karakteristikker er:

1. Kollektorstrømmen  $I_C$  som funktion af kollektor-emitterspændingen  $U_{CE}$  med basisstrømmen  $I_B$  som parameter, udgangsimpedans.
2. Kollektorstrømmen  $I_C$  som funktion af basisstrømmen  $I_B$  med kollektor-emitterspændingen  $U_{CE}$  som parameter, eventuelt på fast værdi, strømforstærkning.
3. Basis-emitterspændingen  $U_{BE}$  som funktion af basisstrømmen  $I_B$  med kollektor-emitterspændingen  $U_{CE}$  som parameter, eventuelt på fast værdi, indgangsimpedans.
4. Basis-emitterspændingen  $U_{BE}$  som funktion af kollektor-emitterspændingen  $U_{CE}$  med basisstrømmen  $I_B$  som parameter, spændingsforstærkning. Denne karakteristik anvendes sjældent.



Karakteristikkerne viser ikke de absolutte værdier for udgangsimpedans.

Disse kan imidlertid findes i datatabladet for den givne transistor og vises som funktion af kollektorstrømmen.



## 2. TRANSISTORENS GRUND-KOBLINGER

### 2.1 Transistorens praktiske virkemåde

Ifølge det foregående kan en transistor groft forklares som en komponent med tre tilslutninger kaldet kollektor, emitter og basis. Mellem kollektor og emitter forefindes en vis modstand, som ved strømstyring kan varieres inden for meget vide grænser.

Ydergrænserne kaldes ON- og OFF-tilstanden. I det første tilfælde vil kollektor-emittermodstanden være meget lille og i det andet tilfælde meget stor.

Man kan nøjes med at anvende transistoren i de to tilstande ON og OFF. Dette sker i transistor-switchkredsløb, hvor transistoren virker som et kontaktløst og meget hurtigt relæ.

Man kan også anvende transistoren i arbejdsområdet mellem de to ydergrænser, og den kan da anvendes som forstærker.

For at forstå transistorens praktiske virkemåde er det ikke strengt nødvendigt at beskæftige sig med transistorens fysiske egenskaber, halvlederteori, "huller", osv., ej heller fremstillingstekniske finesser. De elektriske egenskaber som f.eks. transistorens karakteristisk, maksimale spændings- og strømgrænser osv. er af større vigtighed, hvis man skal blive dus med transistoren.

Transistoren har tre terminaler, hvoraf de to kan anvendes som indgangsterminaler, nemlig base og emitter.

Som udgangsterminaler kan anvendes emitter og kollektor.



Dette betyder, at transistoren kan kobles på forskellige måder, som kaldes transistorens grundkoblinger.

Grundkoblingerne navngives efter, hvilken terminal der AC-mæssigt er lagt på stel henholdsvis jordet emitter, jordet base og jordet kollektor.

Grundkoblingerne har forskellige egenskaber med hensyn til indgangsimpedans, strømforstærkning, spændingsforstærkning, udgangsimpedans og frekvensområde, inden for hvilken de virker som forstærker.



## DISPOSITION

1. Lækstrømme
2. Effekt
3. Arbejds punkt
4. Arbejds punktstabilisering
5. Jordet emitterkobling, JE
6. Jordet kollektorkobling, JC
7. Jordet basekobling, JB
8. Sammenligning mellem JE, JC og JB

### 1. LÆKSTRØMME

#### 1.1 Modstandsværdier

Den ideelle diode har ingen modstand i lederetningen ( $0 \Omega$ ) og uendelig stor modstand i spærretetningen ( $\infty \Omega$ ), så ideelle forhold kan aldrig opnås.

I gennemgangsretningen har en siliciumdiode en modstand på 1 til  $10 \Omega$ .

I spærretetningen har en siliciumdiode en modstand på 1 til  $10 G\Omega$  ( $10^9 \Omega$ ) ved stuetemperatur, og er således nærmere det ideelle forhold.

De tilsvarende værdier for en germaniumdiode er henholdsvis 35 til  $100 \Omega$  og 1 til  $10 M\Omega$ .

#### 1.2 Lækstrømmenes temperaturafhængighed

Umiddelbart er der ikke noget problem med strømgennemgang i spærretetningen - den såkaldte lækstrøm, men lækstrømmen er stærkt afhængig af temperaturforholdene.

Som tommelfingerregel kan angives:

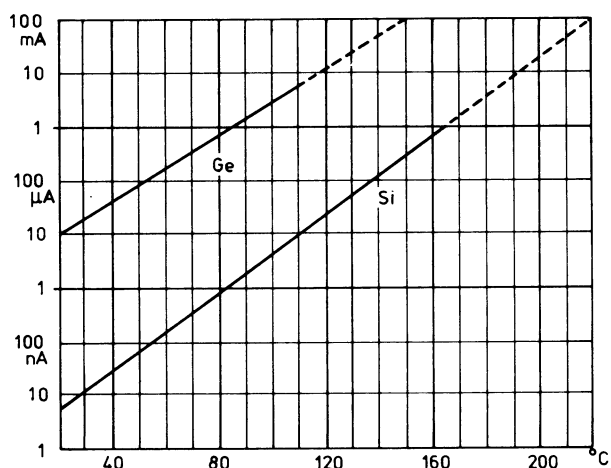
Ge-dioder:

Fordobling af lækstrøm for temperaturstigning på ca.  $9^\circ C$ .

Si-dioder:

Fordobling af lækstrøm for temperaturstigning på ca.  $6^\circ C$ .

Temperaturafhængighed afbildet i enkeltlogaritmisk målestok.



Ved stuetemperaturer er lækstrømme ubetydelige i nano- eller mikroampereområdet.

Ved højere temperaturer kan lækstrømme vokse til størrelser, der ikke helt kan ses bort fra.

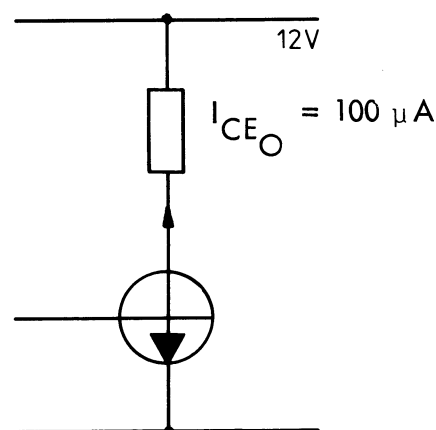
Germaniumdioder tåler på maks. 110 til  $115^\circ C$ .

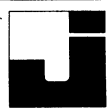
Siliciumdioder tåler op til  $170^\circ C$ .

#### 1.3 Betegnelser

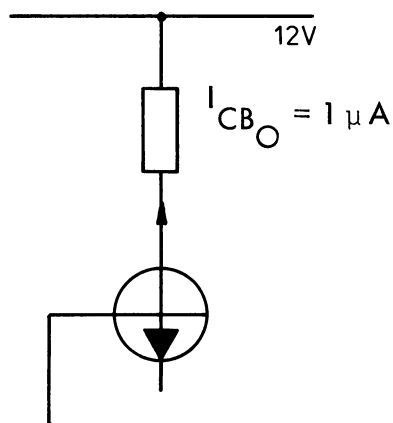
I figurerne er angivet to forskellige transistorkoblinger med lækstrømmenes størrelser og betegnelser.

$I_{CE0}$  angiver lækstrøm, når basen "svæver".





$I_{CBO}$  angiver lækstrøm, når emitteren "svæver".



$I_{CBO}$  er  $h_{FE}$  gange mindre end  $I_{CEO}$ , eller

$$I_{CEO} = I_{CBO} \cdot h_{FE}$$

## 2. EFFEKT

### 2.1 Tilladelig effekt

Når transistoren arbejder i en opstilling, vil der afsættes en større eller mindre effekt i transistoren.

Afhængig af transistorens størrelse, afkølingsmuligheder og materiale, Si eller Ge, kan der tillades en vis maksimal afsat effekt,  $P_{maks.}$

### 2.2 Afsat effekt

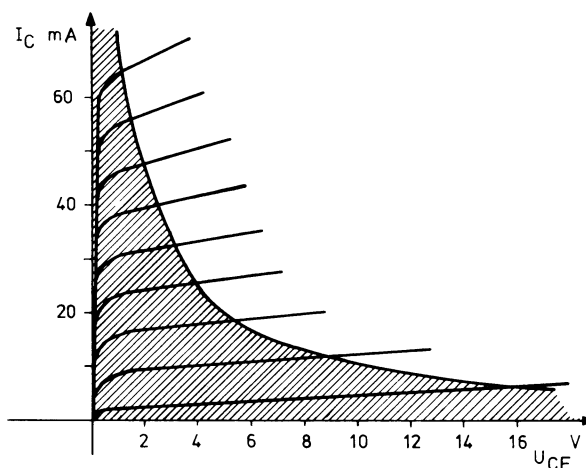
Den afsatte effekt i transistoren er:

$$P = U_{CE} \cdot I_C$$

Omskrives ligningen og indsættes den maksimalt tilladte effekt, fås:

$$I_C = \frac{P_{maks.}}{U_{CE}}$$

Da  $P_{maks.}$  er en konstant værdi for en given transistor, kan den fremstilles grafisk som en hyperbel i  $U_{CE} - I_C$ -koordinatsystemet.

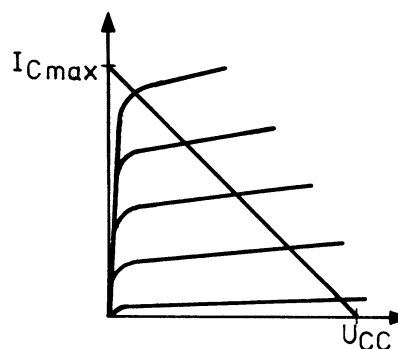


## 3. ARBEJDSPUNKT

### 3.1 Arbejdslinie

Skal transistoren anvendes som forstærker, bruges følgende fremgangsmåde:

I karakteristikkfeltet for den anvendte transistortype indlægges i  $U_{CE} - I_C$  karakteristikkene en arbejdslinie for en belastningsmodstand (kollektormodstand) beregnet ud fra maksimal kollektorstrøm  $I_{Cmaks.}$  og forsyningsspændingen  $U_{CC}$ .



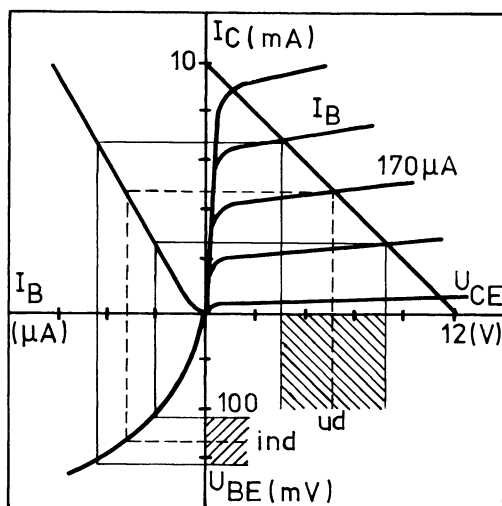


## 3.2 Eksempel

$$U_{CC} = 12 \text{ V}, I_{C\text{maks.}} = 10 \text{ mA.}$$

$$R_C = \frac{U_{CC}}{I_{C\text{maks.}}} = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

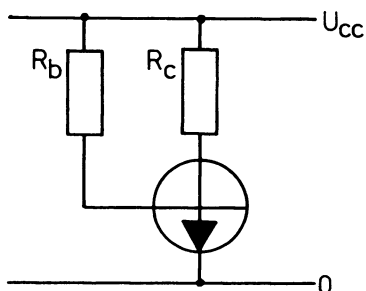
Man kan nu tegne arbejdslinien og indlægge arbejdspunktet på dennes midte, hvilket sikrer symmetrisk udstyingsområde, som vist skraveret.



Af karakteristikken aflæses en kollektorhvilestrøm  $I_C$  på 5 mA, en  $U_{CE}$  på 6 V og en basisstrøm på 170  $\mu\text{A}$  ved en  $U_{BE}$  på 130 mV.

## 3.3 Basismodstand

For at give transistoren basisstrøm, og spænding skal der indskydes en modstand mellem forsyningsspændingen og basen.



Basemodstanden skal have en sådan størrelse, at basisstrømmen giver det korrekte arbejdspunkt.

Ændres basestrømmen, flytter arbejdspunktet sig.

## 4. ARBEJDSPUNKTSTABILISERING

Det viser sig imidlertid, at den kobling angivet i det forrige har den kedelige egenskab, at arbejdspunktet meget let forskydes under termisk påvirkning, og det derfor er nødvendigt at foretage en arbejdspunktstabilisering.

## 4.1 Temperaturafhængighed

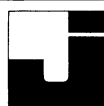
Den termiske påvirkning skyldes hovedsageligt følgende faktorer:

Kollektorstrømmen  $I_C$  ( $I_{CO}$ ) vil stige ved stigende temperaturer (samme fænomen som diodens lækstrøm).

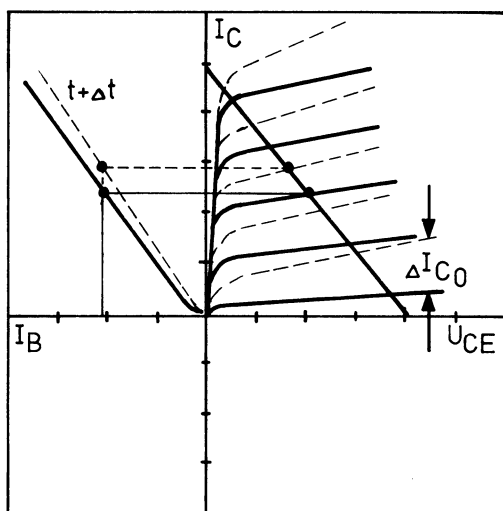
Den basis/emitterspænding, der kræves for at give en vis emitterstrøm og dermed kollektorstrøm ( $I_E \sim I_C$ ), aftager med stigende temperatur, nemlig med 2 til 2,5 mV/ $^{\circ}\text{C}$ .

Den mest anvendte størrelse i beregninger er  $-2,3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ .

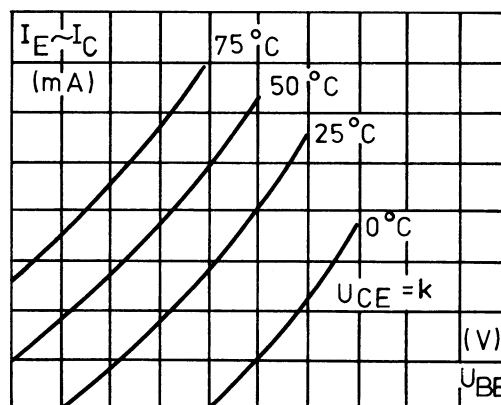
Strømførstærkningsfaktoren  $h_{FE}$  tiltager med stigende temperatur.



Ved stigende  $h_{FE}$  vil arbejdspunktet flytte, og udgangsspændingen bliver forvrænget.



Denne temperaturafhængighed af  $I_C \sim I_E$  kan vises grafisk ved en karakteristik af  $I_E$  som funktion af  $U_{BE}$  med forskellige værdier af temperatur som parameter og  $U_{CE} = \text{konstant}$ .



#### 4.2 Ændring af $I_{CO}$

Ændringen af lækstrømmen  $I_{CO}$  sker efter ligningen:

$$I_{CO_t} = I_{CO_{to}} \cdot 2,71^{k(t - t_0)}$$

hvor

$I_{CO_{to}}$  = Lækstrømmens værdi ved referencetemperaturen  $t_0$ .

$t_0$  = Referencetemperatur.

$t$  = Aktuelle temperatur i  $^{\circ}\text{C}$ .

$k$  = Materialekonstant for  
Ge =  $0,075/^{\circ}\text{C}$   
Si =  $0,13/^{\circ}\text{C}$ .

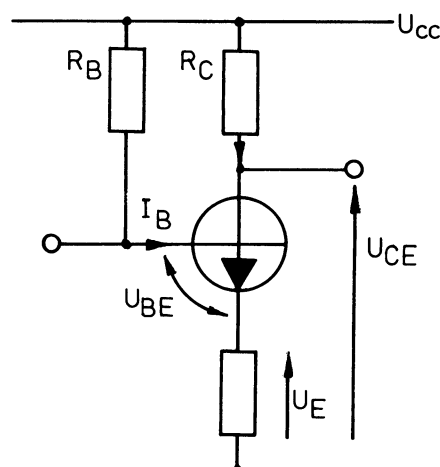
Dette giver en fordobling af lækstrømmen for en Ge-transistor for hver  $10^{\circ}\text{C}$ , og for en Si-transistor for hver  $6^{\circ}\text{C}$ .

#### 4.3 Emittermodstand

For at opnå arbejdspunktstabilisering af et forstærkertrin anvendes en emittermodstand  $R_E$ .

Hvis temperaturen stiger, vokser  $I_C$  og dermed  $I_E$ , hvilket giver en øget spænding  $U_E$  over emittermodstanden  $R_E$ , hvorved  $U_{BE}$  mindskes, og transistoren styres i retning OFF, og temperaturpåvirkningen modvirkes.

$$R_B = \frac{U_{CC} - (U_{BE} + I_C \cdot R_E)}{I_B}$$



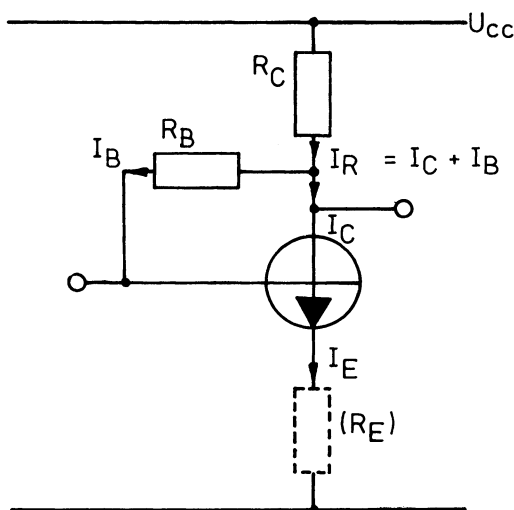




#### 4.4 Kollektorbasismodstand

En anden stabiliseringsmetode fremkommer ved at forsyne basis med strøm direkte fra kollektoren. I denne kobling kan man også indskyde emittermodstand  $R_E$  og få en forbedret stabilitet, som før omtalt.

$$R_B = \frac{U_{CC} - (I_C \cdot (R_C + R_E) + U_{BE})}{I_B}$$



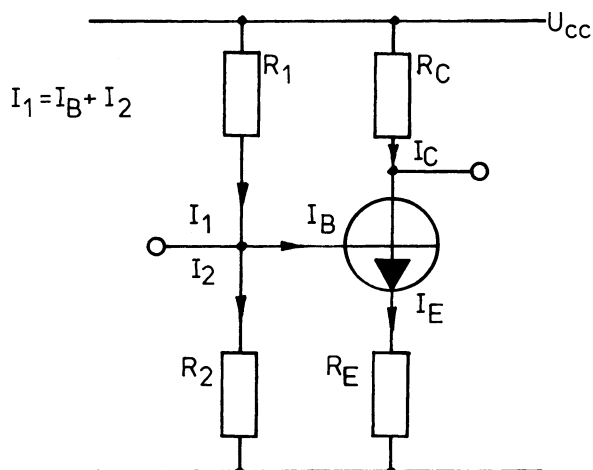
#### 4.5 Basisspændingsdeler

En forbedret arbejds punktstabilisering opnås med en basisspændingsdeler og emittermodstand.

Basisspændingsdeleren holder basisspændingen konstant i forhold til stel.

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

Da basisemitterspændingen bestemmer strømmen i transistoren, vil den øgede emitterspænding nedsætte basisemitterspændingen og derved holde strømmen i transistoren, og dermed holde arbejds punktet konstant.



Af diagrammet kan slutes, at dersom man ønsker en god arbejds punktstabilisering, opnås dette ved at anvende så lille en basismodstand  $R_2$  som muligt, hvorved basisspændingen holdes konstant.

Men da  $R_2$  sidder direkte over indgangen til forstærkertrinnet, betyder dette, at jo mindre  $R_2$  vælges, desto mindre bliver forstærkerens indgangsimpedans med større fare for, at denne vil belaste signalkilden.

Ud fra denne betragtning bør  $R_2$  og dermed også  $R_1$  være så stor som mulig.

#### 4.6 Emittermodstanden dimensioneres således, at man får en spænding over denne på:

$$U_{RE} = 0,5 \text{ til } 1 \text{ V.}$$

$R_2$  vælges ofte 10 til 20 gg større end  $R_E$ .

$R_1$  vælges således, at basisemitterspændingen kommer til at passe.



#### 4.7 Eksempel på dimensionering af AC-forstærkeren

Givet:

$$U_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$I_{C\text{maks.}} = 5 \text{ mA,}$$

$$U_{RE} = 1 \text{ V}$$

$$I_B = 8 \mu\text{A,}$$

$$I_C = 2,1 \text{ mA,}$$

$$U_{BE} = 150 \text{ mV}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_C} = \frac{1}{2,1 \text{ m}} = 476 \Omega.$$

Nærmeste standardværdi  $470 \Omega$ .

$$R_2 = 10 \cdot R_E = 10 \cdot 470 = 4,7 \text{ k}\Omega.$$

$$U_B = U_{BE} + U_E = 150 \text{ m} + 1 = 1,15 \text{ V.}$$

$$U_{R_1} = U_{CC} - U_B = 12 - 1,15 = 10,85 \text{ V.}$$

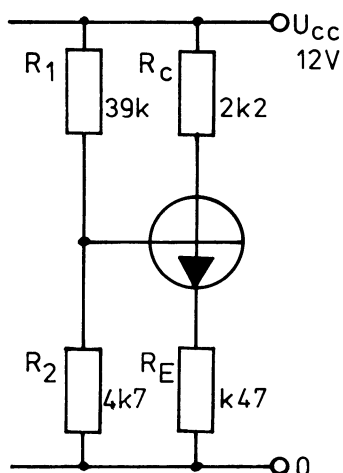
$$R = \frac{U_{R_1} \cdot R_2}{U_{R_2}} = \frac{10,85 \cdot 4,7 \text{ k}}{1,15} =$$

$$44,3 \text{ k.}$$

Som standardværdi vælges  $39 \text{ k}\Omega$ .

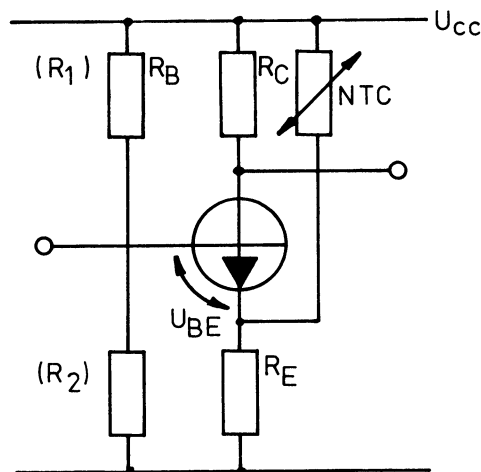
$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{RE}}{I_{C\text{maks.}}} = \frac{12 - 1}{5 \text{ m}} =$$

$$2,2 \text{ k}\Omega.$$



#### 4.8 NTC-stabilisering

I den viste kobling er der anvendt en NTC-modstand mellem forsyningsspænding og emitter.



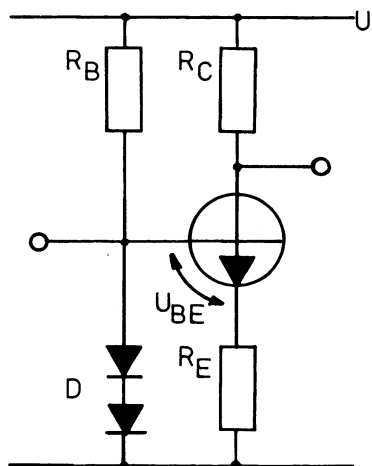
Når temperaturen stiger, falder modstandsværdien i NTC-modstanden, hvorved strømmen gennem  $R_E$  og dermed spændingen over denne stiger. Dette bevirker, at  $U_{BE}$  falder og styrer transistoren mod OFF.

#### 4.9 Diodestabilisering

Indsætter man to dioder i basis-spændingsdeleren i stedet for  $R_2$ , får man en spændingsstabilisering af basisforspændingen, idet spændingen over dioderne praktisk talt er konstant,  $2 \cdot 0,7 \text{ V}$ , uanset strømmen gennem disse.



Samtidig falder diodespændingen i lederetningen med  $2,3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$  pr. diode, hvilket kompenserer for basis/emitterovergangens temperaturafhængighed.



Stiger  $I_C$  og dermed  $I_E$  på grund af temperaturstigning, mindskes  $U_{BE}$ , og transistoren styres mod OFF.

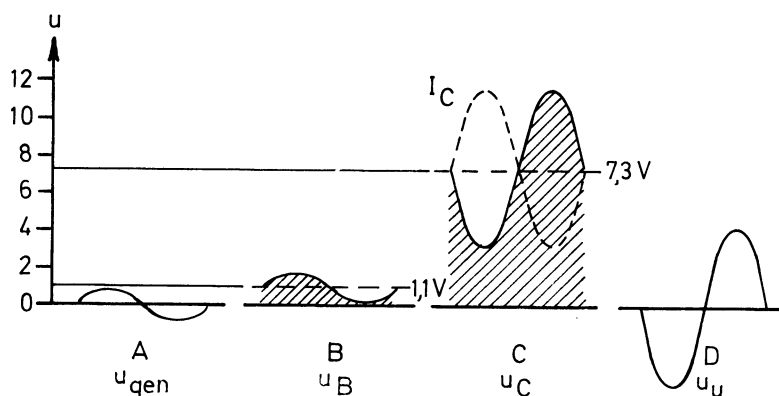
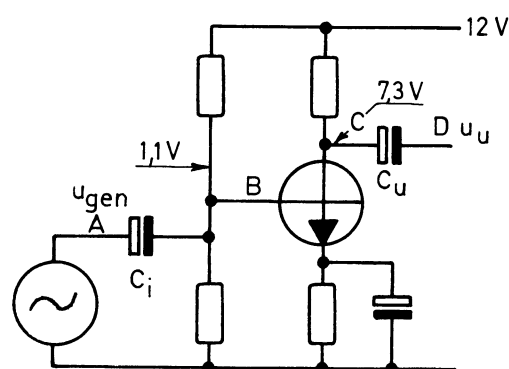
## 5. JORDET EMITTERKOBLING, JE

### 5.1 Diagram og virkemåde

Indtil nu har vi kun beskæftiget os med DC-mæssige forhold omkring transistoren.

I det følgende skal vi se på transistoren som AC-forstærker i en jordet emitterkobling.

AC-forstærkningen i en transistor beror på det forhold, at en ganske lille ændring af basisspændingen giver en betydelig ændring i kollektorstrømmen og dermed også i kollektorspændingen.



Gennem overføringskondensatoren  $C_i$  overlejres DC basisspændingen med generatorspændingen, som vist i kurve B.

I den overlejlrede vekselspændings positive halvbølge vil basisspændingen være lidt større end  $1,1 \text{ V}$  og tilsvarende mindre i den negative halvbølge.

Disse små ændringer af  $U_B$  vil give tilsvarende ændringer i basissstrømmen.



På grund af transistorens strømforstærkning vil de små basisændringer blive forstærket op til  $h_{fe}$  gange større ændringer i kollektorstrømmen.

Når kollektorstrømmen ændrer sig, vil også spændingsfaldet over kollektormodstanden variere og dermed kollektorspændingen, se kurve C.

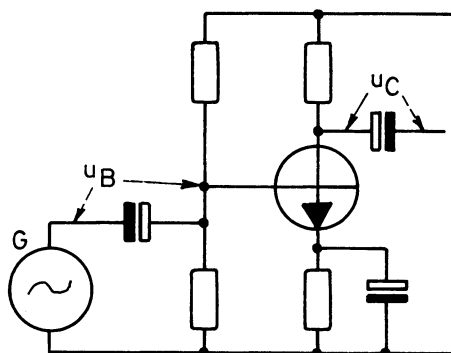
Bemærk, at når kollektorstrømmen er størst, er kollektorspændingen lavest.

Ved hjælp af overføringskondensatoren  $C_U$  fjernes det "konstante" DC niveau på kollektoren, og kun den overlejlrede vekselspænding føres til udgangen.

Bemærk, at der er sket en fase drejning af signalet på  $180^\circ$  fra indgang til udgang.

## 5.2 Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkningen for trinnet kan findes ved at styre transistoren med 1 kHz sinusspænding på basen. Dernæst måles signalets amplitude på basen og på kollektoren. Disse to tal stilles i forhold til hinanden, som vist herunder.



$$A_U = \frac{u_U}{u_G} = \frac{u_C}{u_B}$$

Ønskes forstærkningen udtrykt i dB, anvendes følgende udtryk:

$$A_{UdB} = 20 \cdot \log \frac{u_U}{u_G}$$

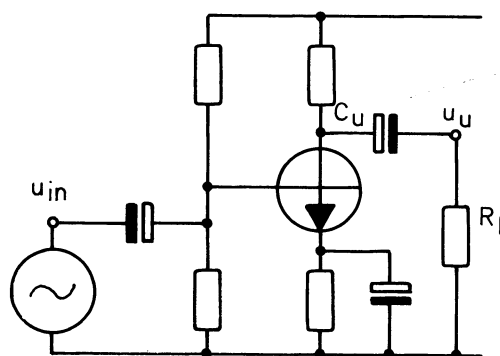
Spændingsforstærkningen kan beregnes, hvis man kender indgangsmodstanden og strømforstærkningen på transistoren samt modstandens størrelse.

På nedenstående trin er AC-spændingen fra base til emitter lig med generatorspændingen, idet kondensatoren fra emitter til stel kan betragtes som en kortslutning.

Generatorspændingen skaber en AC-strøm,  $i_B$ , i base-emitterdiode, bestemt af indgangsmodstanden,  $h_{ie}$ , i transistoren.

Af Ohms lov fås:

$$u_{gen} = i_B \cdot h_{ie}$$



Basestrømmen forstærkes  $h_{fe}$  gange og giver en AC-strøm i kollektoren, som er lig med:

$$i_C = i_B \cdot h_{fe}$$

AC-strømmen i kollektoren skaber et spændingsfald over kollektormodstanden og belastningsmodstanden.



AC-mæssigt er de to modstande parallelforbundne, da  $C_U$  kan betragtes som en kortslutning, og forsyningsspændingen AC-mæssigt er samme punkt som stel. Endvidere er transistorens udgangsmodstand,  $1/h_{oe}$ , parallelforbundet med  $R_L$ .

Af Ohms lov fås:

$$u_U = i_C \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe}) = i_B \cdot h_{fe} (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

Spændingsforstærkningen kan nu findes:

$$A_U = \frac{u_U}{u_{gen}} = \frac{i_B \cdot h_{fe} (R_C // R_L // 1/h_{oe})}{i_B \cdot h_{ie}}$$

$i_B$  kan forkortes væk, heraf:

$$A_U = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

For at anvende denne formel kræves det, at man kender  $h_{fe}$ ,  $h_{ie}$  og  $h_{oe}$  i det pågældende arbejds punkt.

Indgangsmodstanden for en given transistor kan ændres mere end 50 gange afhængigt af arbejds punktet.

Eksempel: BC109

$h_{ie}$  ved  $I_C = 50 \mu A$  er  $150 k\Omega$

$h_{ie}$  ved  $I_C = 10 mA$  er  $2 k\Omega$

Strømförstærkningen,  $h_{fe}$ , ændres også afhængigt af kollektorstrømmen.

For at fjerne  $h_{fe}$  og  $h_{ie}$  fra ligningen indsættes værdien for vekselstrømsmodstanden i en diode.

AC-modstanden i en base-emitterdiode, målt fra emitter til base, kan findes af diodeligningen, der er bestemt af fysiske konstanter.

$$r_e = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_E}$$

$k$  er Boltzmanns konstant

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$$

$T$  er den absolutte temperatur i  $^{\circ}K$ .

$$0^{\circ}K = -273^{\circ}C.$$

$q$  er elektronens ladning.

$$q = 1,6019 \cdot 10^{-19}$$

Ved stuetemperatur,  $300^{\circ}K$ , fås:

$$r_e = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6019 \cdot 10^{-19} \cdot I_E}$$

$$r_e \approx \frac{1}{40 \cdot I_E}$$

Modstanden fra emitter til base er  $h_{fe} + 1$  gang mindre end  $h_{ie}$

$$h_{ie} = r_e \cdot (h_{fe} + 1)$$

eller

$$r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

Indsættes denne størrelse i formelen for spændingsforstærkning fås:

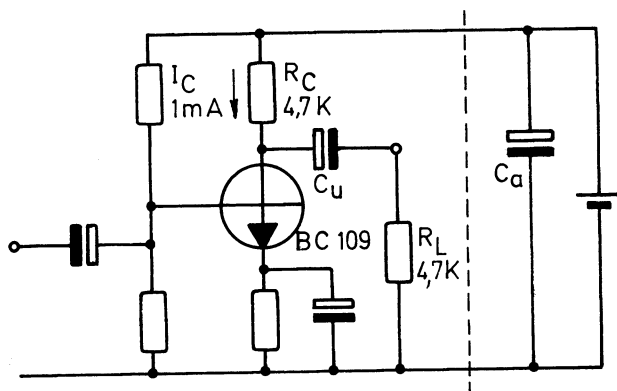
$$A_U = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$A_U \approx \frac{1}{r_e} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$A_U \approx 40 \cdot I_E \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$



Eksempel :



$$A_U = 40 \cdot 1 \text{ m} \cdot \frac{4,7 \text{ k} \cdot 4,7 \text{ k}}{4,7 \text{ k} + 4,7 \text{ k}}$$

$$A_U = 94 \text{ gange}$$

I eksemplet er der set bort fra  $h_{oe}$ , idet den pågældende transistor har en udgangsmodstand,  $1/h_{oe}$ , på  $33 \text{ k}\Omega$  i det pågældende arbejds punkt.

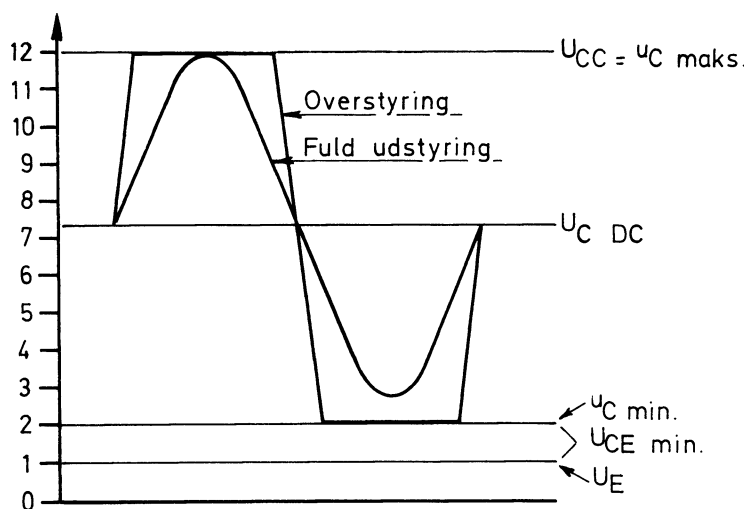
Hvis  $h_{oe}$  tages med i beregningen, bliver  $A_U = 87,75$  gange. Fejlen er mindre end 10% og acceptabel i langt de fleste tilfælde, hvor der ikke tages hensyn til komponentspredning.

### 5.3 Maksimalt spændingssving

Når trinnet udstyres, svinger kollektorspændingen, som vist i pkt. 5.1, op og ned i takt med signalet.

Når transistoren ingen strøm trækker, vil kollektorspændingen stige op til forsyningsspændingen, som dermed bliver den højeste spænding, kollektoren kan antage.

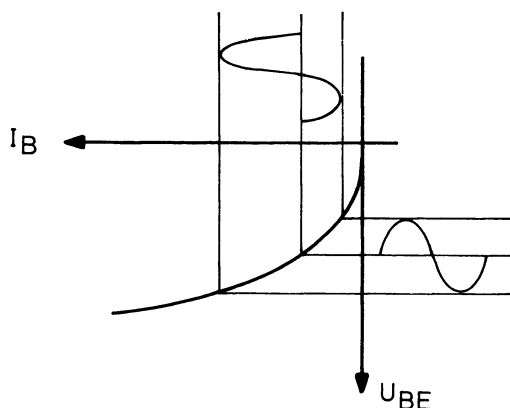
Til den anden side begrænses spændingssvinget af emitterspændingen plus den restspænding, der mindst skal være over transistoren.



Ovenstående skitse viser det maksimale spændingssving uden belastning. Når trinnet belastes, begrænses også det mulige spændingssving.

### 5.4 Forvrængning

Som det ses, vil overstyring føre til forvrængning. Der er dog endnu et forhold ved transistoren, der giver denne fejl.



Basis-emitterstrækningen i en transistor er som bekendt en diode, hvilket medfører, at basisstrømmen ændrer sig eksponentielt med basisspændingen og ikke lineært.

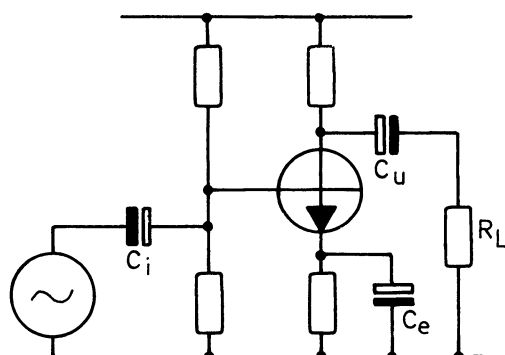
Det vil sige, at hvis basisspændingen ændres sinusformet, vil basisstrømmen blive forvrænget, idet den ene halvbølge er blevet mindre og den anden større.

Når basisstrømmen er forvrænget, vil også kollektorstrømmen være det og dermed også kollektorspændingen.

Denne form for forvrængning benævnes 2. harmonisk forvrængning.

For at holde forvrængningen lav er det vigtigt ikke at udstyre trinnet for hårdt.

### 5.5 Trinnets kondensatorer

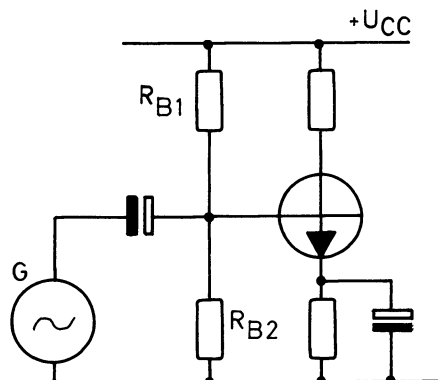


$C_i$  og  $C_u$  skal være så store, at de kan overføre den laveste frekvens, ved hvilken trinnet skal arbejde uden tab.

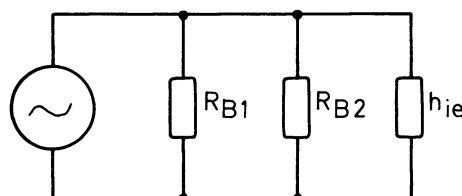
$C_E$  skal være så stor, at den kan holde emitterspændingen konstant ved varierende emitterstrøm. Det vil sige, at den skal afkoble emittervekselspændingen effektivt. Hvis  $C_E$  afbryder, vil det vise sig ved, at forstærkningen falder voldsomt.

### 5.6 Indgangsmodstand

Ud over indgangsmodstanden i transistoren belaster basespændingsdeleren også en tilkøbet generator.



Da forsyningsspænding og stel AC-mæssigt er samme punkt, er basemodstandene og  $h_{ie}$  i transistoren parallelle modstande.



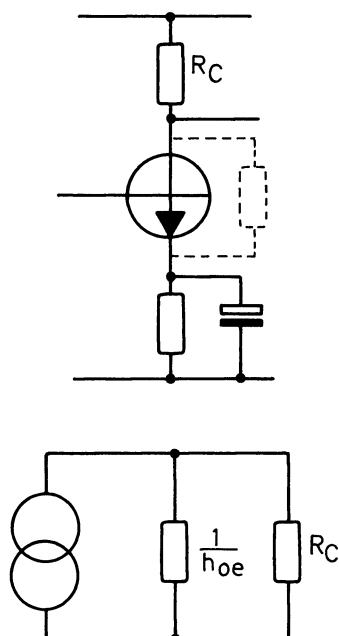
Modstanden  $R$ , der belaster generatoren, kan beregnes ved:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{h_{ie}}$$



## 5.7 Udgangsmodstand

Udgangsmodstanden for et emitterjordet trin er set fra kollektoren, en parallellforbindelse af kollektormodstanden og modstanden mellem kollektor-emitter i transistoren.



$h_{oe}$  opgives i datablade ikke som en modstand, men som en ledeevne.

Ledeevne opgives enten i Simens (S), eller i mho ( $\Omega^{-1}$  eller  $\text{S}$ ).

Ledeevne er reciprok værdien af en given modstandsværdi.

Eksempel:

For en BC109 opgives, at  $h_{oe} = 20 \mu\Omega^{-1}$  ved en kollektorstrøm på 0,2 mA.

$$\frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20 \mu} \Omega$$

$$\frac{1}{h_{oe}} = 50 \text{ k}\Omega$$

Transistorens modstand mellem kollektor-emitter er altså 50 k $\Omega$ .

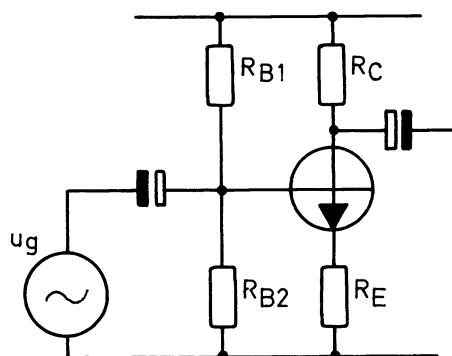
Normalt er kollektormodstanden meget mindre end transistorens modstand mellem kollektor-emitter. Derfor regnes hele trinnets udgangsmodstand ofte at være lig med kollektormodstanden,  $R_C$ .

Ved høje frekvenser skal der tages hensyn til den kapacitet, der findes mellem kollektor og emitter.

Udgangsimpedansen bliver da mindre, jo højere frekvensen bliver.

## 5.8 Forstærkning med uafkoblet emitter

I et forstærkertrin, hvor emitteren ikke er afkoblet, falder forstærkningen, og indgangsimpedansen stiger.



Når en generator tilsluttes forstærkeren, vil en del af generatospændingen ligge over  $R_E$ , resten over emitterdiodens modstand  $r_e$ .

Da der går samme strøm i  $R_E + r_e$  og  $R_C$ , vil AC-spændingsfaldet over de to modstande være ligefremt proportionalt med modstandenes størrelse.





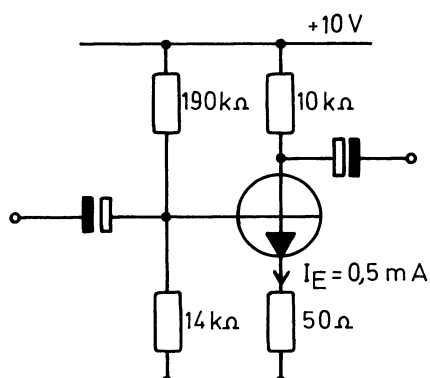
Da  $u_g = u_b$  fås:

$$A = \frac{u_{Rc}}{u_g} = \frac{i_c \cdot R_c}{i_E \cdot (R_E + r_e)} \sim \frac{R_C}{R_E + r_e}$$

$$r_e = \frac{1}{40 \cdot I_E} = \frac{25 \text{ m}}{I_E}$$

$$A_U = \frac{R_C}{R_E + \frac{25 \text{ m}}{I_E}}$$

Eksempel:



$$A_U = \frac{10 \text{ k}}{50 + \frac{25 \text{ m}}{0,5 \text{ m}}} = \frac{10 \text{ k}}{100}$$

$$A_U = 100$$

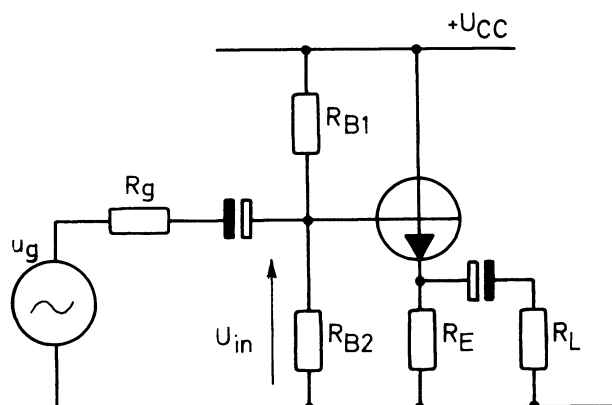
Trinnets indgangsmodstand stiger til

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

## 6. JORDET KOLLEKTORKOBLING, JC

### 6.1 Diagram og virkemåde

I en jordet kollektorkobling tilføres signalet til basen og udtages på emitteren. Kollektoren er lagt AC-mæssigt til stel på forsynings-spændingen.



Når basen tilføres en positiv halvperiode fra generatoren, stiger transistorens forspænding, og dermed stiger basestrømmen ligeledes.

Herved vil emitterstrømmen også stige og dermed spændingen over emittermodstanden.

Tilføres en negativ halvperiode, formindskes base og emitterstrøm, det vil sige, at spændingen over emittermodstanden falder.

Da spændingen på emitteren følger spændingen på basen, er de to spændinger i fase.

Der er altså  $0^\circ$  fasedrejning fra base til emitter.

I stedet for navnet "jordet kollektorkobling" anvendes i almindelighed navnet "emitter-følger" for denne grundkobling.

### 6.2 Forstærkning

Forstærkningen i trinnet er lig med forholdet mellem  $u_{in}$  og  $u_E$ .

$$A = \frac{u_E}{u_{in}}$$

AC-spændingen på emitteren kan findes til:

$$u_E = i_E \cdot R_E =$$

$$i_b (h_{fe} + 1) R_E$$

idet:

$$i_E = i_c + i_b$$

$$i_E = i_b \cdot h_{fe} + i_b$$

$$i_E = i_b (h_{fe} + 1)$$

Indgangsspændingen  $u_{in}$  er summen af spændingerne over  $h_{ie}$  og  $R_E$ .

$$u_{in} = u_{BE} + u_{RE}$$

$$u_{in} = h_{ie} \cdot i_b + i_b (h_{fe} + 1) R_E$$

$$u_{in} = i_b (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E)$$



Spændingsforstærkningen kan nu findes til:

$$A = \frac{u_E}{u_{in}} = \frac{i_b (h_{fe} + 1) R_E}{i_b (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E)}$$

$$A = \frac{(h_{fe} + 1) R_E}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E}$$

da  $h_{fe} \gg 1$  fås:

$$A \approx \frac{h_{fe} \cdot R_E}{h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E}$$

Indsættes  $h_{ie} = h_{fe} \cdot r_e$ , fås:

$$A_U \approx \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

$$A_U \approx \frac{R_E}{R_E + \frac{25 \text{ mV}}{I_E}}$$

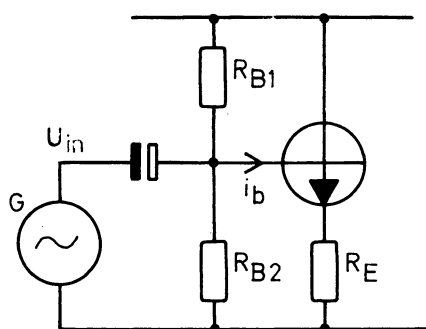
Af udtrykket ses, at brøken altid vil have en værdi, der er mindre end 1, men samtidig må denne værdi ligge meget tæt på 1, fordi  $h_{fe} \cdot R_E \gg h_{ie}$ .

Spændingsforstærkningen i en emitterfølger sættes derfor tilnærmeth til 1.

### 6.3 Indgangsmodstand

Indgangsmodstanden i trinnet er den modstand, der belaster en tilsluttet generator.

I første omgang ses der bort fra  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$ , som belaster generatoren.



Transistoren belaster generatoren, som

$$R_{in}' = \frac{U_{in}}{i_b} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{i_b}$$

$$R_{in}' = \frac{i_b \cdot h_{ie} + i_b \cdot (h_{fe} + 1) R_E}{i_b}$$

$$R_{in}' = h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E$$

dersom  $h_{fe} \gg 1$  og  $h_{fe} \cdot R_E \gg h_{ie}$ , fås:

$$R_{in}' \approx h_{fe} \cdot R_E$$

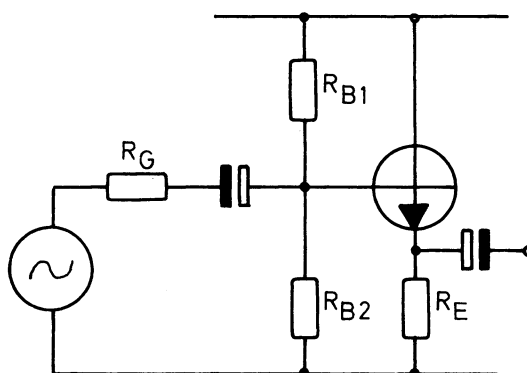
Imidlertid ligger  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$  parallelt med  $R_{in}'$ , således at indgangsmodstanden for hele trinnet bliver:

$$R_{in} \approx h_{fe} \cdot R_E // R_{B1} // R_{B2}$$

### 6.4 Udgangsmodstand

Udgangsmodstanden er en parallelforbindelse af emittermodstanden parallelt med modstanden målt fra emitter igennem transistor og generator.

I første omgang ses der bort fra emittermodstanden og  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$ , de sidste ligger parallelt med generatormodstanden.



$$R_U' = \frac{u_{RE}}{i_E} = \frac{u_B + u_{RG}}{i_E}$$

$$R_U' = \frac{i_b (h_{ie} + R_G)}{i_b \cdot (h_{fe} + 1)}$$

$$R_U' = \frac{h_{ie} + R_G}{h_{fe} + 1}$$



Indsættes  $r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$  fås:

$$R_U' \approx r_e + \frac{R_G}{h_{fe}}$$

$$R_U' \approx \frac{25 \text{ m}}{I_E} + \frac{R_G}{h_{fe}}$$

Tages der hensyn til  $R_E$ , der ligger parallelt med  $R_U'$  og  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$ , der ligger parallelt med  $R_G$ , fås:

$$R_U = \left[ \frac{h_{ie} + R_G // R_{B1} // R_{B2}}{h_{fe} + 1} \right] // R_E$$

eller

$$R_U \approx \left[ \frac{25 \text{ m}}{I_E} + \frac{R_G // R_{B1} // R_{B2}}{h_{fe}} \right] // R_E$$

Hvis udgangsmodstanden på koblingen sammenlignes med indgangsmodstanden, vil man se, at udgangsmodstanden er meget lavere end indgangsmodstanden.

På en aktuel opstilling kan udgangsmodstanden være mindre end  $10 \Omega$  og indgangsmodstanden større end  $10 \text{ k}\Omega$ .

Emitterfølgeren anvendes kun i tilfælde, hvor man har brug for trinnets specielle impedansforhold. Emitterfølgeren betragtes som en tabsfri impedansomsætter.

Tilføres koblingen en positiv halvperiode fra generatoren, vil emitterspændingen stige.

Basespændingen er lagt fast af basespændingsdeleren på en lidt højere spænding end emitterspændingen.

Når emitterspændingen stiger, formindskes base-emitterforspændingen, og basestrømmen falder.

Kollektorstrømmen bliver mindre, når basestrømmen falder.

En mindre kollektorstrøm betyder et mindre spændingsfald over kollektormodstanden og dermed en højere kollektorspænding.

Tilføres emitteren en negativ halvperiode, vil base-emitterforspændingen, basestrømmen og kollektorstrømmen stige, og der fås et større spændingsfald over kollektormodstanden, hvorved kollektorspændingen falder.

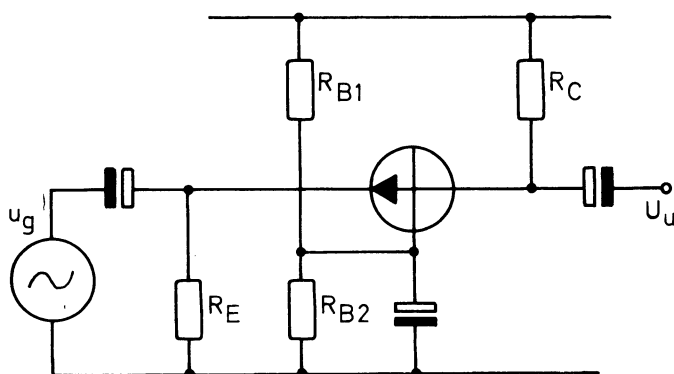
Hvis man tilfører en positiv halvperiode, stiger kollektorspændingen. Hvis der tilføres en negativ halvperiode, bliver kollektorspændingen mindre.

Heraf ses, at fasen mellem emitter og kollektor er  $0^\circ$ .

## 7. JORDET BASEKOBLING, JB

### 7.1 Diagram og virkemåde

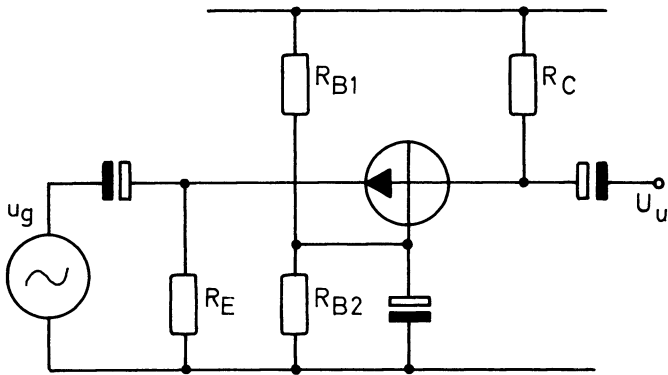
I en jordet basekobling tilføres signalet til emitteren og udtages på kollektoren. Basen er lagt AC-mæssigt til stel.





## 7.2 Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkningen er forholdet mellem AC-spændingen over kollektormodstanden og generatorspændingen.



$$A = \frac{u_U}{u_g} = \frac{u_U}{u_{BE}}$$

$$A = \frac{i_c \cdot R_C}{i_b \cdot h_{ie}}$$

$$A = \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C}{i_b \cdot h_{ie}}$$

$$A = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} = \frac{R_C}{r_e} = 40 \cdot I_E \cdot R_C$$

Af udtrykket for spændingsforstærkningen ses, at en jordet basekobling har samme forstærkning som en jordet emitterkobling.

## 7.3 Indgangsmodstand

Indgangsmodstanden er den modstand, der belaster den tilsluttede generator.

Belastningen af generatoren kan deles op i to modstande, dels emittermodstanden og dels emitterstrømmens belastning af generatoren.

Ses der i første omgang bort fra emittermodstanden, kan transistorens belastning af generatoren beregnes.

$$R_{in}' = \frac{u_g}{i_g} = \frac{u_{BE}}{i_E}$$

$$R_{in}' = \frac{i_b \cdot h_{ie}}{i_b \cdot (h_{fe} + 1)}$$

$$R_{in}' = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = r_e = \frac{25 \text{ m}}{I_E}$$

Denne størrelse kaldes transistorens indgangsmodstand eller  $h_{ib}$ .

Emittermodstanden ligger parallelt med  $h_{ib}$ , derfor:

$$R_{in} = h_{ib} // R_E$$

eller

$$R_{in} = \frac{25 \text{ m}}{I_E} // R_E$$

## 7.4 Udgangsmodstand

Udgangsmodstanden er en parallelforbindelse af  $R_C$  og transistorens udgangsmodstand.

Det vil sige, at udgangsmodstanden bestemmes af kollektormodstanden, som normalt er meget mindre end  $\frac{1}{h_{ob}}$ ,  $h_{ob} = \frac{h_{oe}}{h_{fe} + 1}$

$$R_U = R_C // \frac{1}{h_{ob}} = R_C // \frac{h_{fe} + 1}{h_{oe}}$$

$$R_U \approx R_C$$

Eksempel:

$$R_C = 15 \text{ k}\Omega$$

$$h_{oe} = 20 \text{ }\mu\text{mho}$$

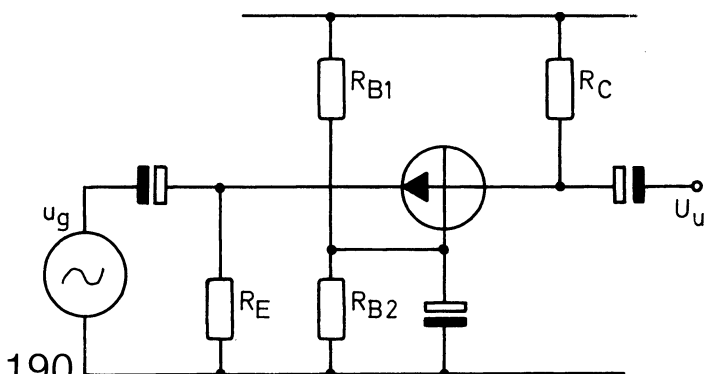
$$h_{fe} = 200$$

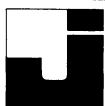
$$h_{ob} = \frac{20 \text{ }\mu}{200} = 0,1 \text{ }\mu\text{mho}$$

$$1/h_{ob} = 10 \text{ M}\Omega$$

$$R_U = \frac{15 \text{ k} \cdot 10 \text{ M}}{15 \text{ k} + 10 \text{ M}} = 14,98 \text{ k}\Omega$$

$$R_U \approx R_C$$





Kapaciteten fra udgang til indgang er mindre ved jordet basekobling end ved jordet emitterkobling. Dette betyder, at jordet basekobling kan anvendes til forstærkning af højere frekvenser, end jordet emitterkobling kan.

### 7.5 Strømforstærkning

I modsætning til de foregående grundkoblinger, hvor strømforstærkningen er lig med  $h_{fe}$ , har jordet basekoblingen en lav strømforstærkning.

$$A_i = \frac{i_c}{i_e} = \frac{i_c}{i_c + i_b}$$

$$A_i = \frac{i_b \cdot h_{fe}}{i_b (h_{fe} + 1)}$$

$$A_i = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$$

Af udtrykket ses, at strømforstærkningen ligger meget tæt på 1, idet  $h_{fe} \gg 10$ .

## 8. SAMMENLIGNING MELLEM JE, JC OG JB

### 8.1 Transistorernes parametre

En transistors data i en grundkobling opgives ved lavfrekvens i h-parametre.

h-parametrene opgives som et h efterfulgt af to bogstaver som indeks.

Følgende indekstegn benyttes:

i = Input  
r = Tilbagevirkning  
f = Strømforstærkning  
o = Output

I forbindelse hermed benyttes et bogstav, der viser, hvilken grundkobling parametrene er opgivet i.

e = Jordet emitter  
c = Jordet base  
b = Jordet base

Eksempel:

$h_{ie}$  = Indgangsmodstand i en transistor med jordet emitter.

$h_{fe}$  = Strømforstærkning i en transistor med jordet emitter.

### 8.2 Sammenligning af parametre for JE, JC og JB

En typisk småsignaltransistor har følgende parametre i JE-kobling, med  $U_{CE} = 5 \text{ V}$  og  $I_C = 2 \text{ mA}$ .

$$h_{ic} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$h_{ic} = 330$$

$$h_{oc} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

I samme arbejds punkt er parametrene i JC- og JB-kobling:

$$h_{ie} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$h_{ic} = 331$$

$$h_{oe} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

$$h_{ib} = 13,6 \Omega$$

$$h_{fb} = 0,9969$$

$$h_{ob} = 0,09 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

Disse data ændres afhængigt af transistorens arbejds punkt.

I de fleste datablade opgives kun data for transistoren i JE-kobling, derfor er disse parametre brugt i gennemgangen af alle tre grundkoblinger.

h-parametrene gælder kun for selve transistoren og ikke for hele grundkoblingen med modstande.

### 8.3 Omsætningstabel mellem JE-, JC- og JB- parametre

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

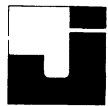
$$h_{fb} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$$

$$h_{ic} = h_{ie}$$

$$h_{fc} = - (1 + h_{fe})$$

$$h_{oc} = h_{oe}$$



## DISPOSITION

1. FET - Field Effect Transistor
2. Karakteristiske data
3. Dynamiske karakteristikker
4. Jordet sourcekobling
5. Jordet drainkobling
6. Jordet gatekobling

### 1. FET - FIELD EFFECT TRANSISTOR

Field-Effect Transistoren, forkortet FET, er en komponent, som adskiller sig helt fra andre kendte halvlederkomponenter. Den har nogle af transistorens karakteristiske træk, men må funktionsmæssigt i højere grad sammenlignes med et radorør.

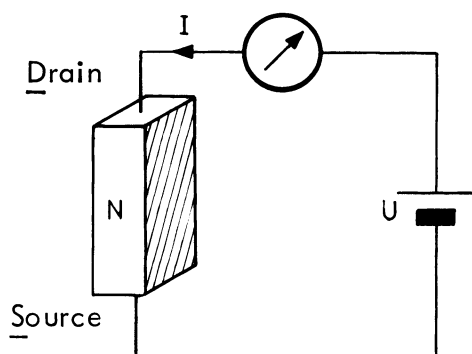
Komponenten kan arbejde både på høje forsyningsspændinger ( $> 100 \text{ V}$ ) eller lave som transistorerne.

Komponentens største fordel ligger dog i dens høje indgangs- og udgangsimpedans, hvilket gør den særdeles velegnet i simple spændingsforstærkerkoblinger.

#### 1.1 Opbygning

FET-komponenten er opbygget omkring et P- eller N-halvledermateriale med to tilledninger.

FET-komponent med et N-krystal.



Strømmen  $I$  gennem krystallet vil være lig med batterispændingen divideret med den temperaturafhængige krystalmodstand  $R_k$ .

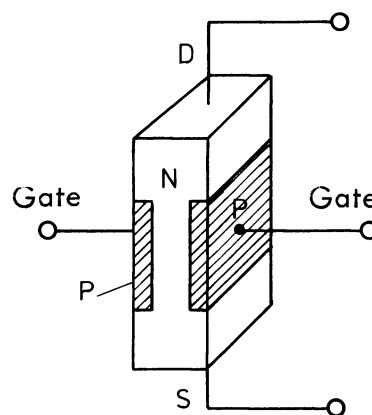
$$I = \frac{U}{R_k}$$

Krystalledningerne benævnes source og drain, og ladningsbærerne, i dette eksempel elektronerne, vil bevæge sig fra source mod drain.

#### 1.2 Gateelektrode

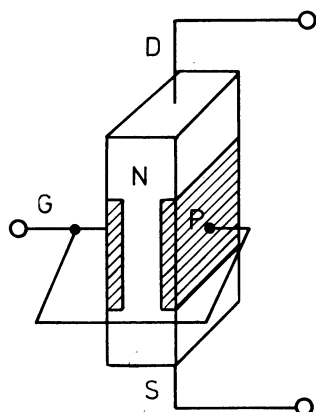
For at skabe en aktiv komponent må man være i stand til at styre strømmen gennem krystallet.

Dette opnås ved at lægge et P-materiale ind i N-krystallet på en sådan måde, at der dannes en kanal i krystallet.

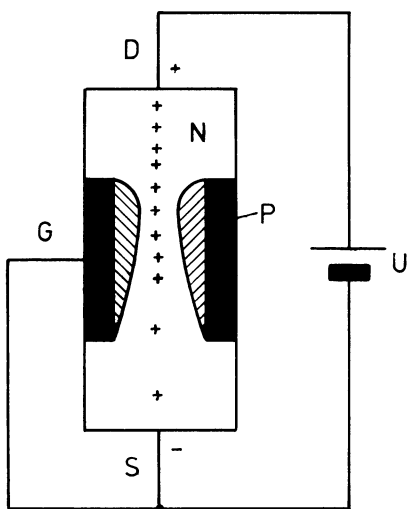


Gatematerialet vil herved danne en PN-overgang med krystallet, og der opstår de samme fysiske forhold som i diodens PN-overgang.

Som regel forbindes de to gate-terminaler med hinanden, eller gaten omslutter helt krystallet, således at der kun findes én gatetilslutning.



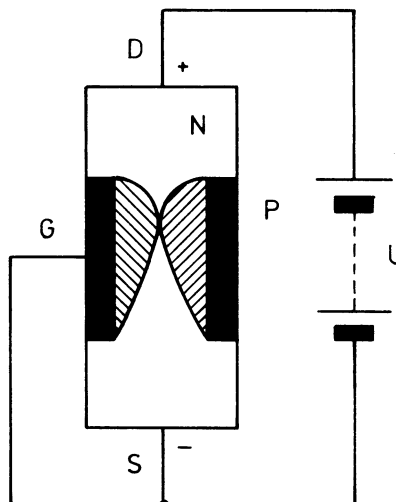
Forbindes gaten til source, vil gatedioden være forbundet i spærreretningen; der går altså ingen strøm i gaten.



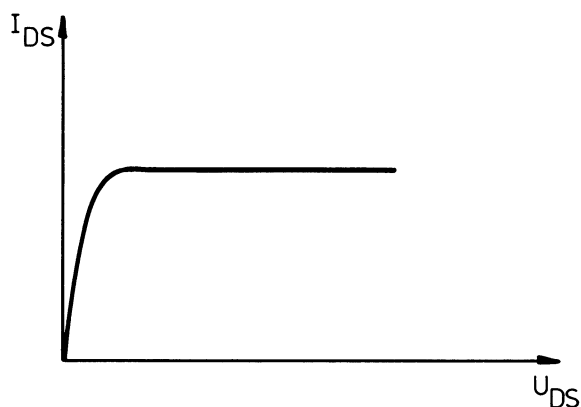
### 1.3 Spærrezone

Forbindes en diode i spærreretningen, vil der i PN-overgangen opstå en zone (depletion area), som er tømmt for ladningsbærere. Jo højere spærrespænding, jo større tømt areal.

Det tømte område er vist skraveret.



Da området, som breder sig ind i FET-kanalen, er tømmt for ladningsbærere, vil modstanden stige i kanalen, og  $I_{DS}$  vil ikke stige yderligere.



Kanalbredden er ikke den samme overalt, hvilket skyldes spændingsgradienten, dvs. den jævne spændingsstigning fra source mod drain.

Regnes source for referencepunkt, vil spændingen antage en højere positiv værdi i halvlederkrystallet, jo nærmere vi kommer drainelektroden.



Dette forhold bevirker igen, at jo nærmere vi kommer drain, jo kraftigere er gatedioden forspændt i spærreretningen, hvorfor kanalen er smalles nærmest ved drain.

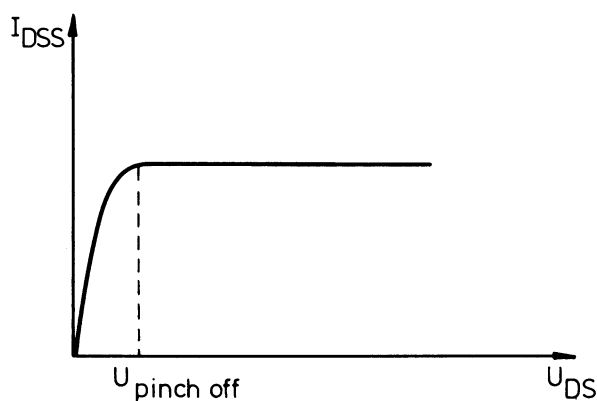
Forhøjes drain-source spændingen, vil kanalen blive tyndere og modstanden stige.

Denne modstandsstigning vil bevirke, at strømmen  $I_{DS}$  ikke stiger proportionalt med DS-spændingen, men derimod hæmmes i sin udvikling, for til slut at antage en maks. værdi.

#### 1.4 Pinch-off spænding

Den drain-source " $U_{DS}$ " spænding, hvorved denne udfladning af strømkurven forekommer, benævnes komponentens pinch-off spænding  $U_p$ .

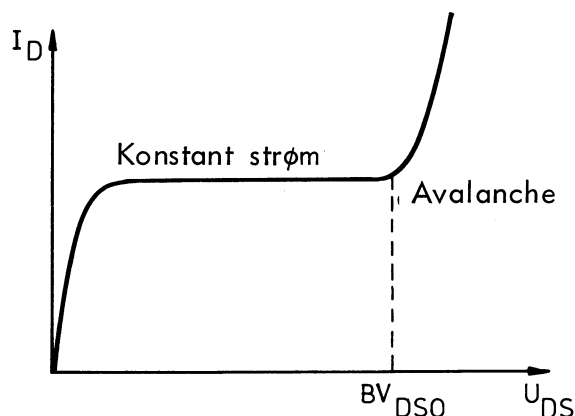
Pinch-off spændingen er en karakteristisk værdi for komponenten og angives i databladene.



#### 1.5 Break-down spændingen

Forhøjes  $U_{DS}$  for meget, nås en værdi, hvor der sker en ionisering i halvlederkrystallet, strømmen ( $I_D$ ) stiger kraftigt, og hvis ikke effektafsættelsen begrænses, ødelægges transistoren.

Denne kritiske spændingsværdi benævnes avalanche break-down værdien eller blot break-down spændingen, benævnt  $BV_{DSO}$ , hvor nullet refererer til, at gatespændingen er nul.

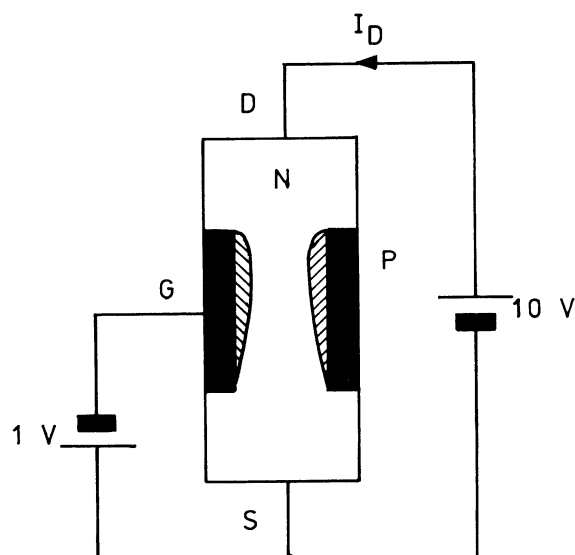


#### 1.6 Gatespændingens indflydelse

Kanalens modstand afhænger både af drainspændingen og af gatespændingen.

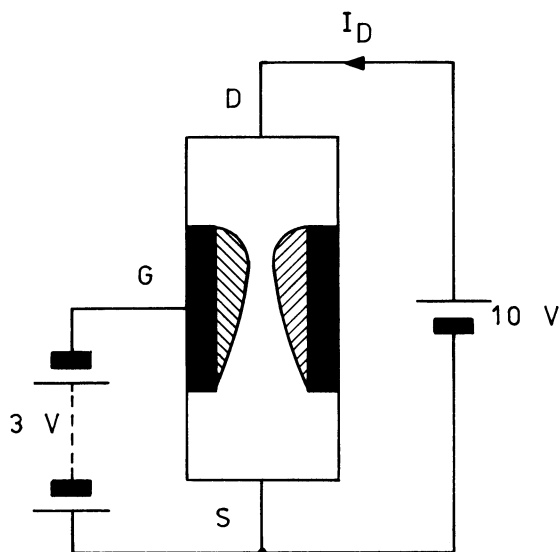
Gatens indflydelse på kanalen kan variere ved at forspænde gate-source strækningen med en større eller mindre spænding i gatediodens spærreretning.

Styres FET'en med en "lav" gatespænding, fås en bred kanal, og strømmen  $I_D$  vil være stor.

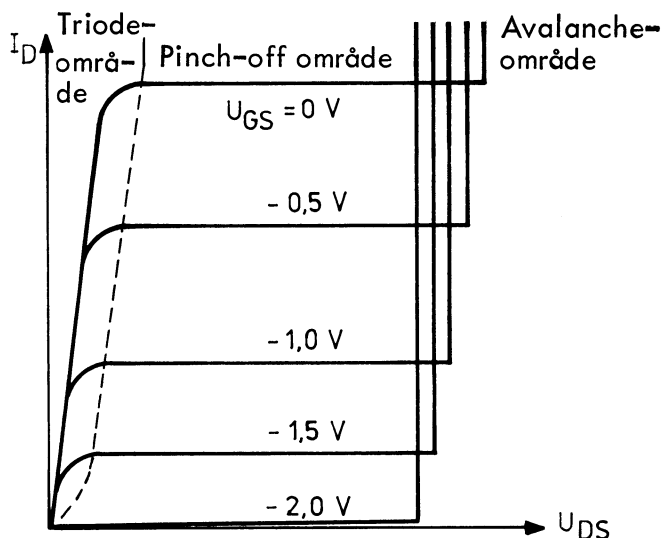




Styres med en "høj" negativ styrespænding, er kanalen smal og strømmen  $I_D$  lille.



Forholdet mellem gatespænding, drainstrøm og drainspænding kan fremstilles i det såkaldte drain-spænding/drainstrøm karakteristikkfelt med gatespændingen som parameter



Gøres gatespændingen tilstrækkelig høj, reduceres drainstrømmen praktisk taget til nul.

Endvidere ses, at pinch-off spændingen reduceres med stigende gatespænding.

### 1.7 Triode- og pinch-off område

Karakteristikområdet opdeles i to afsnit, henholdsvis triodeområdet og pinch-off området.

Triodeområdet:

I triodeområdet varierer drainstrømmen stærkt med drainspændingen, hvilket bevirker, at udgangsmodstanden er lav i dette område:

$$r_{out} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

Den endelige værdi afhænger tilfældigt af gatespændingen.

Pinch-off området:

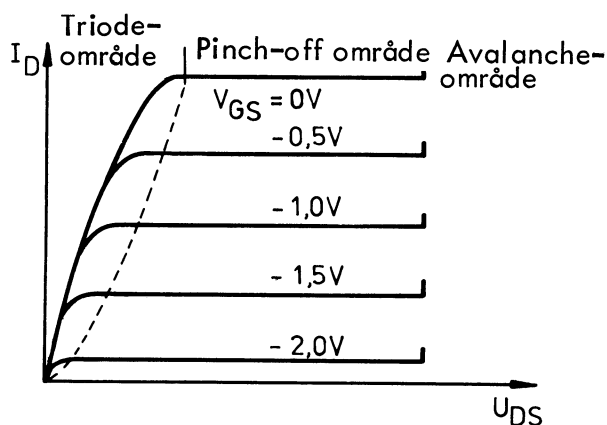
I pinch-off området er  $I_D$  tilnærmelsesvis uafhængig af  $U_{DS}$ , hvorfor udgangsmodstanden bliver meget høj.

$$\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \rightarrow \infty, \text{ og}$$

strømværdien " $I_D$ " afhænger kun af gate-source spændingen.

$$I_D = f(U_{GS})$$

Transistoren arbejder inden for pinch-off området, når den anvendes som spændingsforstærker.





## 1.8 Gate-source modstanden

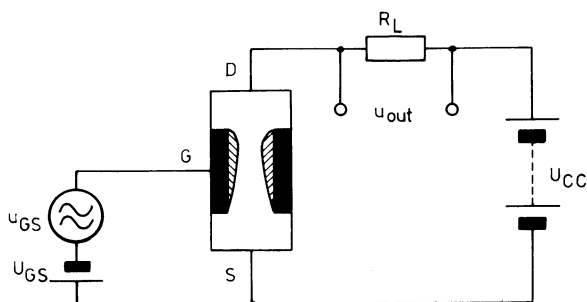
Så længe gaten er forspændt i spærreretningen, er gatestrømmen meget ringe, nærmere betegnet lig med diodelækstrømmen. Dermed bliver indgangsmodstanden meget høj, lig med

$$\frac{-U_d}{I_{D Rev}} \sim 10^8 - 10^{10} \Omega$$

## 1.9 FET som forstærker

Tilføres gaten en vekselspænding vil spærrezonens størrelse variere i takt med spændingen. Hermed vil drainstrømmen variere i takt med gatespændingen.

Ved at lade drainstrømmen passere en belastningsmodstand  $R_L$ , vil man kunne udtage en forstærket vekselspænding på drain.

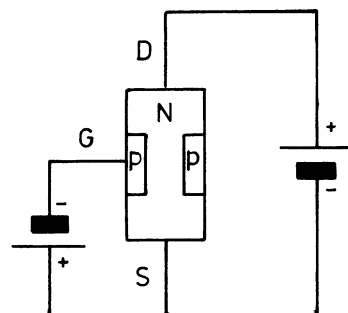


## 1.10 Typer og symbol

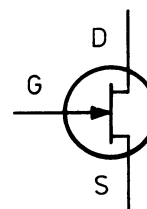
Field effect transistorer fremstilles i to varierende typer.

Ligesom transistorer leveres i NPN- og PNP-typer, findes FET'en som N-kanal og P-kanal typer.

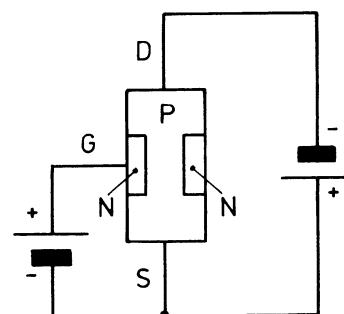
N-kanal skal have negativ spænding på gaten og positiv på drainen.



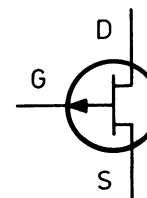
Diagramsymbol for N-kanal FET.

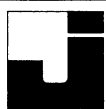


P-kanal skal have positiv spænding på gaten og negativ på drainen.



Diagramsymbol for P-kanal FET.





## 2. KARAKTERISTISKE DATA

### 2.1 Maksimale data

$V_{DS}$  er den maksimale spænding, der må påtrykkes mellem drain og source.

$V_{DG}$  er den maksimale spænding, der må påtrykkes mellem drain og gate.

$V_{GS(Y)}$  er den maksimale spænding, der må påtrykkes gate-source dioden i spærreretningen.

$I_G$  er den største strøm, der må løbe i gatetil- ledningen, når gate-source dioden forspændes i lederetningen.

$P_D$  er den største effekt, der må afsættes i FET'en, er ofte angivet ved en bestemt omgivelsetemperatur.  $T_A$ .

$T_J$  er den største temperatur, krystallet må antage under drift.

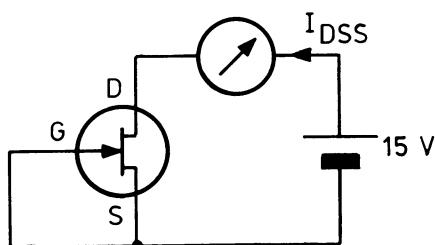
$T_{stg}$  er det temperaturområde, hvor FET'en kan lagres, uden den er elektrisk tilsluttet.

### 2.2 ON-karakteristik

$I_{DSS}$ :

Drainstrøm ved nul volt gate-spænding og med en specificeret  $U_{DS}$ -værdi.

Det tredje bogstav "S" i indekset fortæller, at den tredje terminal (gaten) er kortsluttet til stel.



### 2.3 OFF-karakteristik

$BV_{GSS}$ :

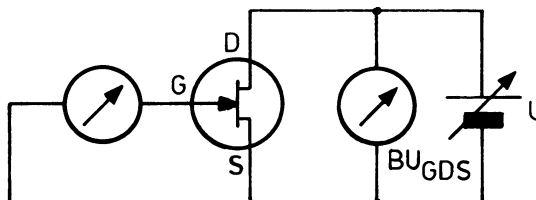
Gate-source break-down spændingen lig med maks. styrespænding, der må påtrykkes komponenten.

$BV_{GDS}$ :

Gate-drain break down spænding.

Da gate-drain spændingen som regel er væsentlig større end styrespændingen  $U_{GS}$ , vil det være denne værdi, som først nedbryder gatediodestrækningen.

$BV_{GDS}$  er derfor komponentens maks. arbejdsspænding, defineret som den værdi, hvor  $I_G$  har nået en specificeret værdi, f.eks.  $1 \mu A$ .

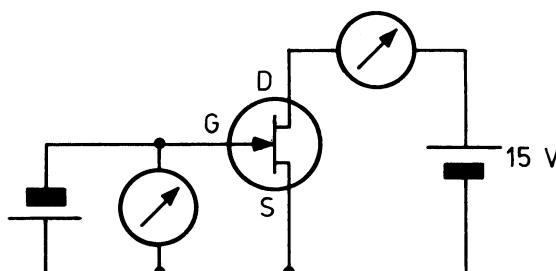


$V_{GS}$ :

Er den påkrævede styrespænding på gaten, der skal til for at opnå angivne strømværdier ved en specificeret  $DS$ -spænding, f.eks.

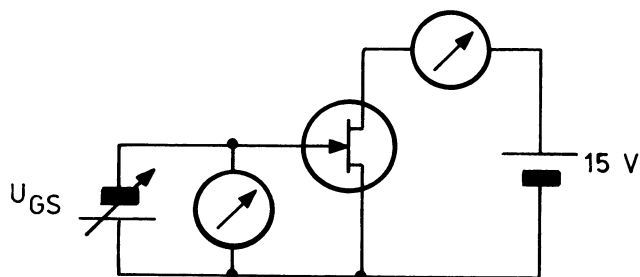
$$V_{GS} = 2,5 \text{ V for } I_D = 200 \mu A$$

$$\text{og } U_{DS} = 15 \text{ V}$$



$V_p$ :

Gate-source pinch-off spænding, dvs. den gatespændingsværdi, hvor  $I_D$  er reduceret til en angivet mindste værdi, f.eks.  $U_{GS}$  ved  $I_D = 10 \mu A$  og  $U_{DS} = 15 V$ .

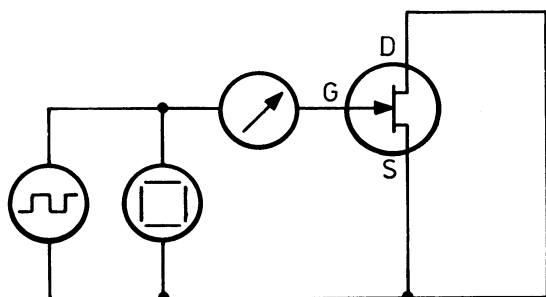


$I_{GSS}$ :

Gate reverse strøm, dvs. gatespærrestrømmen målt ved en specificeret gatespænding og kortsluttet drain-source.

Værdien er temperaturafhængig, således at en måling ved normal omgivelsestemperatur må være meget kortvarig, hvorved en opvarmning af komponenten undgås.

Målingen foretages impulsmæssigt.



### 3. DYNAMISKE KARAKTERISTIKKER

#### 3.1 Stejlhed

Drainstrømmens afhængighed af gatespændingsændringen udtrykt ved forholdet

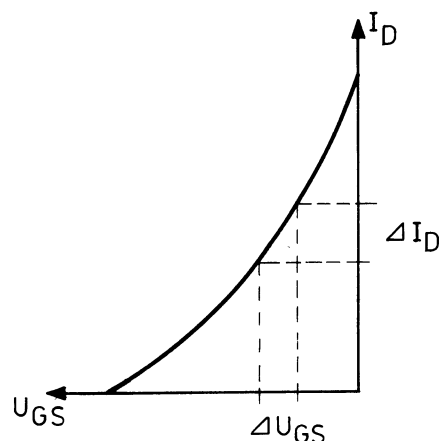
$$\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

benævnes komponentens stejlhed eller Forward Transfer Admittance, hvilket forkortes  $g_m$ ,  $g_{fs}$  eller  $Y_{fs}$ .

$$Y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad (\mu mho) \text{ ved en}$$

specificeret  $U_{DS}$ -værdi.

Værdien kan findes i field effect transistorens indgangskarakteristik, som karakteristikkens stejlhed eller differentielle modstand.

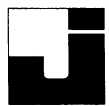


$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad (\mu mho).$$

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

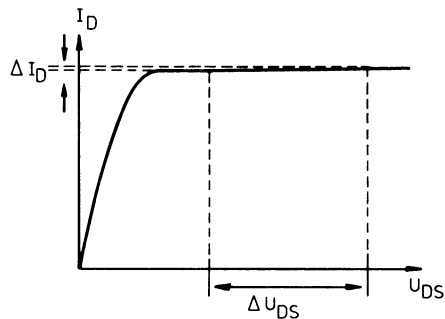
Den viste karakteristik er tilnærmelsesvis uafhængig af den valgte drainspænding.

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



## 3.2 Udgangsadmittans

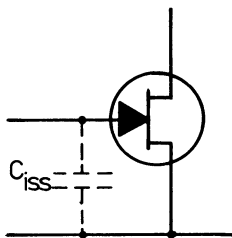
Udgangsledningsevnen beregnes som forholdet mellem strømændringen  $\Delta I_D$  og den tilhørende spændingsændring  $\Delta U_{DS}$ .



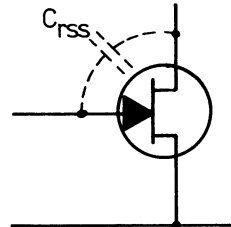
$$Y_{OS} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}}$$

## 3.3 Indgangskapacitet

$C_{iss}$  er den kapacitet, der kan måles mellem gate og source.

3.4  $C_{rss}$ 

$C_{rss}$  er den kapacitet, der er mellem drain og gate.

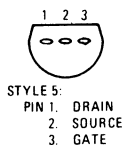




## 3.5 Eksempel på data

**2N5457** (SILICON)**2N5458****2N5459**

Silicon N-channel junction field-effect transistors depletion mode (Type A) designed for general-purpose audio and switching applications.



**CASE 29**  
(TO-92)

Drain and source may be  
interchanged.

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	25	Vdc
Drain-Gate Voltage	$V_{DG}$	25	Vdc
Reverse Gate-Source Voltage	$V_{GS(r)}$	25	Vdc
Gate Current	$I_G$	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D^{(2)}$	310 2.82	mW mW/°C
Operating Junction Temperature	$T_J^{(2)}$	135	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}^{(2)}$	-65 to +150	°C

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

## OFF CHARACTERISTICS

Gate-Source Breakdown Voltage ( $I_G = -10\ \mu\text{Adc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$BV_{GSS}$	25	—	—	Vdc
Gate Reverse Current ( $V_{GS} = -15\ \text{Vdc}$ , $V_{DS} = 0$ ) ( $V_{GS} = -15\ \text{Vdc}$ , $V_{DS} = 0$ , $T_A = 100^\circ\text{C}$ )	$I_{GSS}$	—	—	1.0 200	nAdc
Gate-Source Cutoff Voltage ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $I_D = 10\ \text{nAdc}$ )	$V_{GS(off)}$	0.5 1.0 2.0	—	6.0 7.0 8.0	Vdc
Gate-Source Voltage ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $I_D = 100\ \mu\text{Adc}$ ) ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $I_D = 200\ \mu\text{Adc}$ ) ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $I_D = 400\ \mu\text{Adc}$ )	$V_{GS}$	— — —	2.5 3.5 4.5	— — —	Vdc

## ON CHARACTERISTICS

Zero-Gate-Voltage Drain Current (1) ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ )	$I_{DSS}$	1.0 2.0 4.0	3.0 6.0 9.0	5.0 9.0 16	mAdc
---	-----------	-------------------	-------------------	------------------	------

## DYNAMIC CHARACTERISTICS

Forward Transfer Admittance (1) ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1\ \text{kHz}$ )	$ y_{fs} $	1000 1500 2000	3000 4000 4500	5000 5500 6000	$\mu\text{mhos}$
Output Admittance (1) ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1\ \text{kHz}$ )	$ y_{os} $	—	10	50	$\mu\text{mhos}$
Input Capacitance ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1\ \text{MHz}$ )	$C_{iss}$	—	4.5	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ( $V_{DS} = 15\ \text{Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1\ \text{MHz}$ )	$C_{rss}$	—	1.5	3.0	pF

(1) Pulse Test: Pulse Width  $\leq 630\ \text{ms}$ ; Duty Cycle  $\leq 10\%$

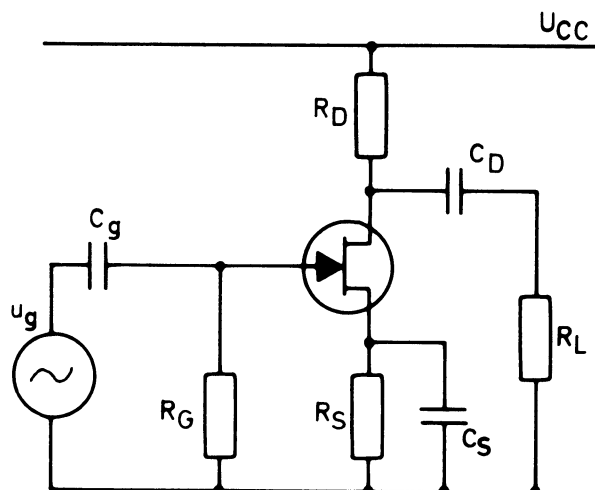
(2) Continuous package improvements have enhanced these guaranteed Maximum Ratings as follows:  $P_D = 1.0\ \text{W}$  @  $T_C = 25^\circ\text{C}$ .  
Derate above  $25^\circ\text{C}$ :  $8.0\ \text{mW}/^\circ\text{C}$ ,  $T_J = -65$  to  $+150^\circ\text{C}$ ,  $\theta_{JC} = 125^\circ\text{C}/\text{W}$ .



#### 4. JORDET SOURCEKOBLING

##### 4.1 Diagram og virkemåde

I en jordet sourcekobling tilføres signalet til gaten og udtages på sourceterminalen.



Gateforspændingen frembringes over modstanden  $R_S$ .

$R_G$  er en afledningsmodstand, som skal give gaten samme DC potentiale som stel.

Da der ikke flyder nogen jævnstrøm gennem  $R_G$ , ud over lækstrømmen  $I_{GSS}$ , vil der ikke opstå noget spændingsfald over den, hvorfor spændingsforskellen mellem gate og source vil være lig med spændingsfaldet over  $R_S$ .

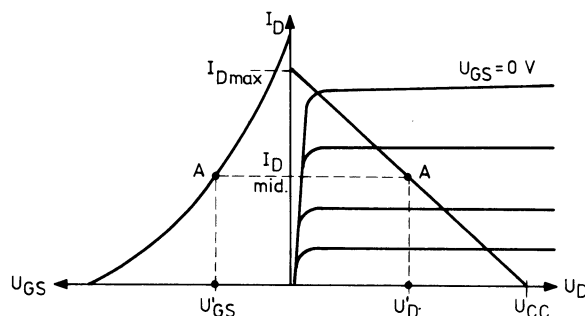
$$U_{RS} = I_D \cdot R_S$$

$R_G$  vælges så stor som muligt under hensyntagen til, at spændingsfaldet  $I_{GSS} \cdot R_G$  skal være forsvindende lille i forhold til  $U_{GS}$ .

Drain- eller belastningsmodstanden vælges ud fra kravet til maks. spændingsforstærkning kombineret med impedanstilpasning til efterfølgende belastning ( $R_L$ ).

$R_D$  vælges normalt således, at  $U_{DS} = 0,5 (U_{CC} - U_{RS})$  ( $U_{DS} \approx \frac{1}{2} \cdot U_{CC}$ ) med en gate-spænding beliggende ca. midt mellem 0 volt og  $U_p$ -værdien.

Arbejdspunktet skal placeres midt på indgangskararakteristikken.



Hvis der tilføres en positiv halvperiode af en sinus fra generatoren til gaten, bliver den negative forspænding af gate-source mindre.

Drainstrømmen,  $I_D$ , stiger, spændingsfaldet over  $R_D$  stiger, det vil sige, at drainspændingen falder.

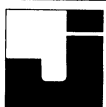
Tilføres der en negativ halvperiode af en sinus til gaten, øges den negative forspænding af gate-source. Drainstrømmen  $I_D$  bliver mindre, spændingen over  $R_D$  bliver herved mindre, det vil sige, at drainspændingen stiger.

Af ovenstående ses:

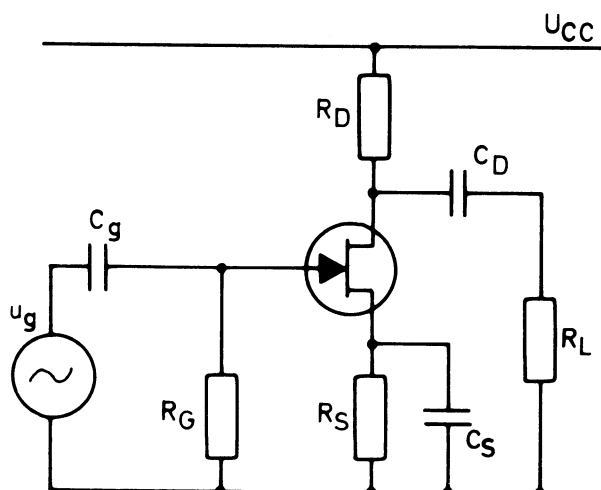
Ændres gatespændingen i positiv retning, går drainspændingen i negativ retning.

Ændres gatespændingen i negativ retning, går drainspændingen i positiv retning.

Der sker en fasevending på  $180^\circ$  fra gate til drain.



## 4.2 Koblingens kondensatorer



$C_g$  og  $C_D$  skal være så store, at de kan overføre den laveste frekvens, ved hvilken trinnet skal arbejde uden tab.

$C_g$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre end  $R_G$  ved den laveste arbejdsfrekvens.

$$C_g \geq 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot R_G}$$

$C_D$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre end  $R_L + R_D$  parallelt med  $1/Y_{os}$  ved den laveste arbejdsfrekvens.

$$C_D \geq 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot (R_L + R_D) // 1/Y_{os}}$$

$C_S$  skal være så stor, at den kan holde sourcespændingen konstant ved varierende drainstrøm. Det vil sige, at den skal afkoble sourcevekselspændingen effektivt. Hvis  $C_S$  afbryder, vil spændingsforstærkningen falde voldsomt.

$C_S$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre den modstand, der skal afkobles.

Modstanden, der skal afkobles, er en parallelforbindelse af  $R_S$  og FET'ens indgangsmodstand set fra source.

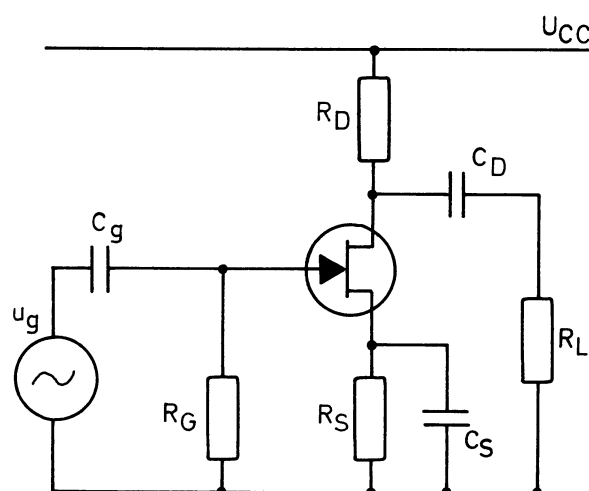
Transistorens indgangsmodstand set fra source er reciprok værdien af transistorens stejlehed i arbejds-punktet, gm.

$$C_S = 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_n \cdot (R_S // 1/g_m)}$$

## 4.3 Koblingens spændingsforstærkning

Når gatespændingen ændres af det tilførte generatorsignal, ændres drainstrømmen. Dette bevirker, at spændingen over drainmodstanden og dermed drainspændingen ændrer sig.

Forholdet mellem generatorsignalet og AC spændingen på drain er lig med koblingsforstærkning.



Forstærkningen kan beregnes ved:

$$A = \frac{u_D}{u_g}$$

$$g_m = \frac{i_D}{u_g}, \quad u_g = \frac{i_D}{g_m}$$

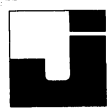
$$u_D = i_D \cdot (R_L // R_D)$$

$$A = \frac{i_D \cdot (R_L // R_D // 1/Y_{os})}{u_g}$$

$$A = \frac{i_D \cdot (R_L // R_D // 1/Y_{os})}{\frac{i_D}{g_m}}$$

$$A = g_m (R_L // R_D // 1/Y_{os})$$





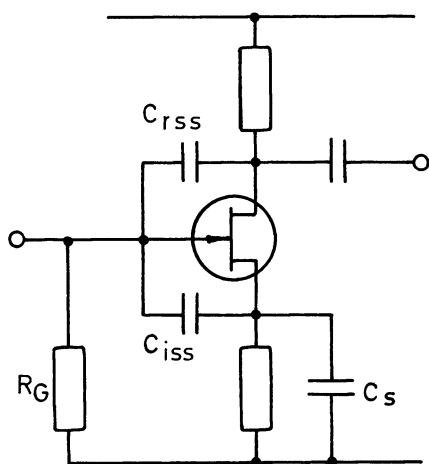
Dersom sourcemodstanden er uafkoblet, er trinnets forstærkning:

$$A = \frac{R_D // R_L // 1/Y_{os}}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

#### 4.4 Ind- og udgangsmodstand

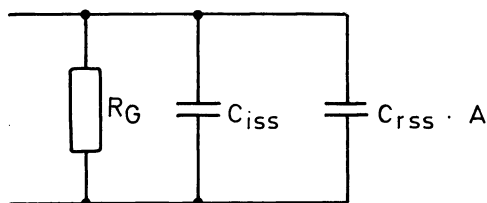
Ved LF er indgangsmodstanden lig med  $R_G$ .

Ved højere frekvenser skal der tages hensyn til indgangskapaciteten  $C_{iss}$  og kapaciteten fra drain til gate  $C_{rss}$ .



$C_{rss}$  antager en værdi set fra gaten, som er spændingsforstærkningen større.

Indgangsimpedansen bliver da:



$$C = C_{iss} + C_{rss} \cdot A$$

$$Z = \frac{R_G \cdot X_C}{\sqrt{R_G^2 + X_C^2}}$$

Udgangsmodstand bestemmes af drain-modstanden og transistorens udgangsmodstand,  $1/Y_{os}$ , de to modstande er set fra drain til AC-stel i parallel, derfor:

$$R_U = R_D // 1/Y_{os}$$

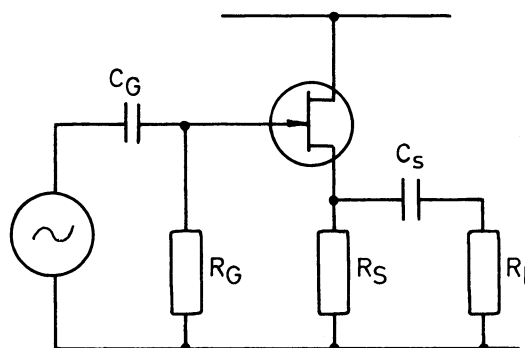
Ofte er  $1/Y_{os}$  meget større end  $R_D$ . Derfor er  $R_D$  bestemmende for udgangsmodstanden.

$$R_U \sim R_D$$

## 5. JORDET DRAINKOBLING

### 5.1 Diagram og virkemåde

I en jordet drainkobling tilføres signalet til gaten og udtages på source.



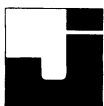
Hvis gaten tilføres en positiv halvperiode af en sinus, formindskes  $-U_{GS}$ , hvilket betyder, at drainstrømmen stiger.

Når strømmen igennem  $R_S$  stiger, vil spændingen over  $R_S$  også stige.

Tilføres gaten en negativ halvperiode af en sinus, vokser  $-U_{GS}$ . Herved falder drainstrømmen og dermed også spændingen over  $R_S$ .

Af ovenstående ses, at når gatespændingen går i positiv retning, stiger sourcespændingen, og når gatespændingen går i negativ retning, falder sourcespændingen.

Signalet på gate og source har samme fase.



## 5.2 Koblingens kondensatorer

$C_g$  og  $C_S$  skal have en sådan størrelse, at de kan overføre den laveste frekvens, ved hvilken koblingen skal arbejde uden tab.

$C_g$  kan beregnes som ved en jordet drainkobling.

$$C_g = \geq 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n \cdot R_G}$$

$C_S$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre end den modstand,  $C_S$  sidder i serie med.

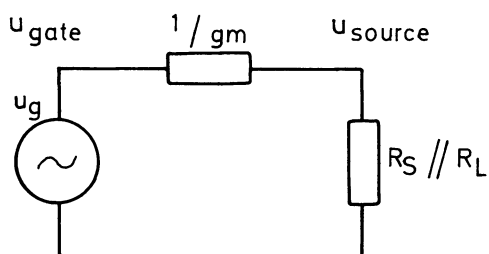
$$C_S \geq 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n (R_L + R_S // 1/g_m)}$$

## 5.3 Forstærkning

I jordet drainkobling kan transistoren betragtes som en spændingsgenerator med en lav indre modstand.

Generatorens indre modstand er lig med  $1/g_m$ .

Kredsløbet kan nu tegnes om til en spændingsgenerator med en indre modstand  $1/g_m$  og en belastning  $R_S // R_L$ .



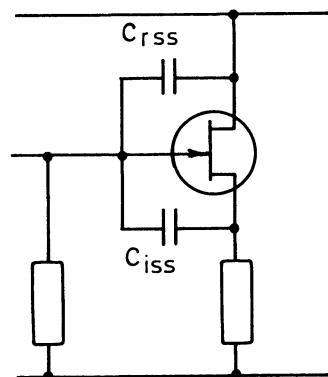
$$A = \frac{u_S}{u_g}$$

$$A = \frac{R_S // R_L}{1/g_m + R_S // R_L}$$

## 5.4 Ind- og udgangsmodstand

Ved LF er indgangsmodstanden lig med gatemodstanden  $R_G$ .

Ved højere frekvenser skal der tages hensyn til indgangskapaciteten  $C_{iss}$  og kapaciteten fra gate til drain  $C_{rss}$ .



Indgangskapaciteten er lig med summen af  $C_{iss}$  og  $C_{rss}$ .

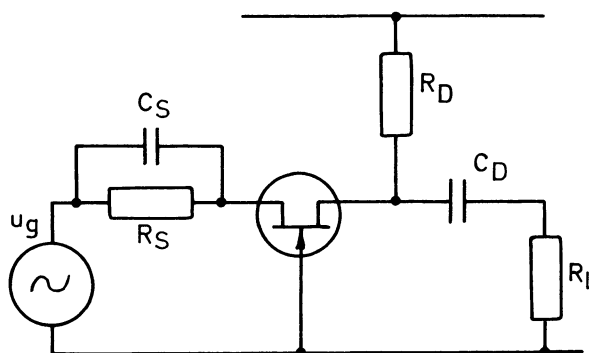
Udgangsmodstanden bestemmes af sourcemodstanden i parallel med transistorens udgangsmodstand.

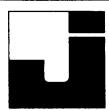
$$R_U = R_S // 1/g_m$$

## 6. JORDET GATEKOBLING

## 6.1 Diagram og virkemåde

I en jordet gatekobling tilføres signalet til source og udtages på drain.





Hvis source tilføres en positiv halvperiode af en sinus, stiger gate-sourcefor-spændingen, drainstrømmen falder, og drainspændingen stiger.

Tilføres sourcen en negativ halvperiode, falder gate-sourcefor-spændingen, drainstrømmen stiger, og drainspændingen falder.

Af ovenstående ses, at signalet på drain har samme fase som signalet på source.

## 6.2 Koblingens kondensatorer

$C_S$  skal være så stor, at den kan overføre den laveste frekvens, ved hvilken koblingen skal arbejde uden tab.

$C_S$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre end den modstand, der skal afkobles.

Modstanden, der skal afkobles, er en parallellforbindelse af  $R_S$  og transistorens indgangsmodstand set fra source.

$$C_S = 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n \cdot (R_S // 1/g_m)}$$

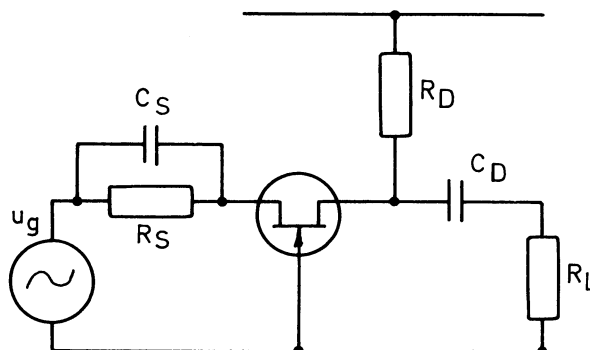
$C_D$  vælges til en værdi, hvor  $X_C$  er 10 gange mindre end  $R_L + R_D$ , parallelt med  $1/Y_{os}$  ved den laveste arbejdsfrekvens.

$$C_D = 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n \cdot (R_L + R_D) // 1/Y_{os}}$$

## 6.3 Koblingens spændingsforstærkning

Når sourcespændingen ændres af det tilførte generatorsignal, ændres drainstrømmen. Dette bevirker, at drainspændingen ændres.

Forholdet mellem generatorsignalet og AC spændingen på drain er lig med koblingens spændingsforstærkning.



$$A = \frac{u_d}{u_g}$$

$$g_m = \frac{i_d}{u_g}, \quad u_g = \frac{i_d}{g_m}$$

$$u_d = i_d \cdot (R_L // R_D) // 1/Y_{os}$$

$$A = \frac{i_d \cdot (R_L // R_D // 1/Y_{os})}{\frac{i_d}{g_m}}$$

$$A = g_m (R_L // R_D // 1/Y_{os})$$

Dersom sourcemodstanden er uafkoblet, er koblingens forstærkning:

$$A = \frac{R_D // R_L // 1/Y_{os}}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

## 6.4 Ind- og udgangsmodstand

Med afkoblet sourcemodstand er koblingens indgangsmodstand lig med  $1/g_m$ .

$$R_{in} = 1/g_m$$

Med uafkoblet sourcemodstand er koblingens indgangsmodstand en serieforbindelse af transistorens indgangsmodstand og sourcemodstanden.

$$R_{in} = R_S + 1/g_m$$

Udgangsmodstanden er den samme som ved jordet sourcekobling altså:

$$R_u = R_D // 1/Y_{os}$$



## DISPOSITION

1. Diode
2. Forstærkerør

### 1. DIODE

#### 1.1 Katoden

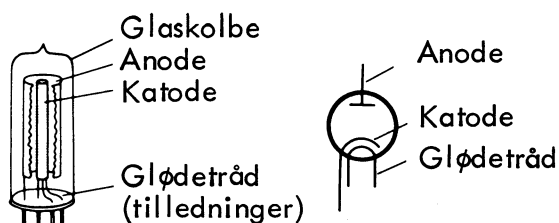
Rød- og hvidglødende metaller udsender frie elektroner fra overfladen, og elektronerne samler sig i en sky uden for metaloverfladen, fordi de udsendte elektroner bremses af luftens molekyler.

Sendes elektronerne ud i vakuum, vil de dog kunne trækkes bort fra elektronskyen af et elektrisk felt. En elektrode, der udsender (emitterer) elektronerne, kaldes en katode.

En katode kan enten opvarmes direkte ved strømgennemgang (glødetråd), eller den kan være en metallisk cylinder med indbygget glødetråd.

#### 1.2 Diodens opbygning og virkemåde

Omgives katoden med en anden metalcylinder, anoden, og indelukkes det hele i et glas- eller stålør, der pumpes lufttomt, har man en diode eller et ensretterør.



Katoden siges her at være indirekte opvarmet, idet glødetråd og katode er isoleret fra hinanden.

Principielt kunne katoden være opvarmet på en hvilken som helst anden måde, men den elektriske opvarmning er den eneste, der kan anvendes i praksis.

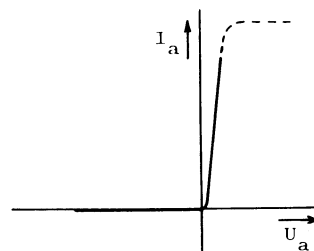
#### 1.3 Karakteristik

Optages der en karakteristik over en sådan diode, finder man, at med anoden positiv i forhold til katoden vil der med blot nogle få volts spænding mellem anode og katode trækkes fuld strøm gennem røret.

Samtlige emitterede elektroner fra katoden vil trækkes over til anoden. Herved opstår en "mætningsstrøm", som dog kun de færreste rør kan tåle.

Vendes polariteten, så anoden bliver negativ i forhold til katoden, vil der ingen strøm gå i røret. Anoden vil nu frastøde elektronerne, der forbliver i en elektronsky omkring katoden.

Grænsen for, hvor store negative spændinger der kan tilføres, er bestemt af overslagsspænding i form af gnistdannelse, og denne risiko er som regel størst i tilledningerne i rørets sokkel og fatning.





## 1.4 Gruppering af vakuumdioder

Ensretterør er dioder og kan alt efter deres konstruktion og funktion opdeles i forskellige grupper.

Man skelner således imellem, om katoden er direkte eller indirekte opvarmet.

Indirekte opvarmning:

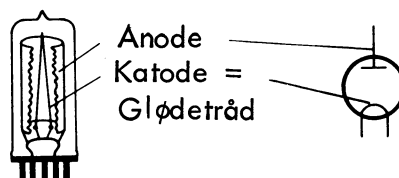
Den indirekte opvarmning foretages normalt med vekselstrøm fra en særlig vikling på nettransformatoren, men ved universalmodtagere kobles ensretterørets og forstærkerørens glødetråde i serie, og der indskydes i kredsløbet en passende modstand, så man ved tilslutning til et 220 V forsyningsnet får den rigtige glødestrøm.

Når der ved de forskellige dioder og ensretterør anvendes indirekte opvarmede katoder, vil emissionen først indtræde, når katoden er blevet varm, dvs. efter ca. 20 sekunders forløb; ved anvendelse af halvlederdiode fungerer dioden øjeblikkelig.

Direkte opvarmning af katoden:

I mange tilfælde er det glødetræden, der fremkalder emissionen direkte.

Det spiller brummæssig set ingen rolle ved ensretning af forsyningsspændinger, om der kommer lidt brum fra vekselspændingen over glødetræden, hvorimod det ved anvendelse af sådanne vakuumdioder som detektorer er en ulempe, at vekselspændingen vil give anledning til vekselstrømsbrum i gengivelsen.



## 1.5 Opdeling efter funktionsområde

Ved opdeling efter ensretterørets funktionsområde skelner man mellem:

Anvendelse som demulatorer eller detektorer, dvs. ensrettere for højfrekvente spændinger.

Anvendelse som netensrettere, dvs. ensrettere af forsyningsspændinger til forstærkere og radio- og TV-modtagere.

Rent principielt er der ingen forskel i funktionen, men der er stor forskel i de krav, der må stilles.

Dioder for HF-ensretning:

Til ensretning af højfrekvente signaler kaldes rørene altid dioder - eller rettere vakuumdioder til forskel fra halvlederdiode.

Kapaciteten mellem elektroderne skal være forholdsvis lille, og de strømme og spændinger, der skal behandles, er forholdsvis små. Dimensionerne bliver derfor også små.



Med undtagelse af dioder i batterimodtagere er vakuumdioderne altid indirekte opvarmede.

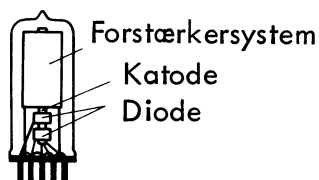
Elektroderne har som nævnt små dimensioner.

Anodens højde er ca. 1 til 2 mm, og den er normalt anbragt udenom en del af katoden i et forstærkerrør.

Forstærkerrør og diode er således opbygget om en fælles katode.

HF-spændingen er sjældent over ca. 10 til 20 V, og strømmen kun en brøkdel af en milliampere.

Vakuumdioderne har også været fremstillet som selvstændige rør, men disse er nu fortrængt af halvlederdiodeerne.



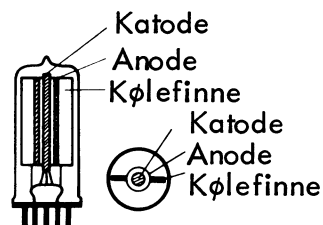
#### Ensretterrør:

Betegnelsen ensretterrør dækker stort set altid begrebet dioder for ensretning af vekselstrøm til strømforsyning af radiomodtagere, TV-modtagere og forstærkere.

Rørene er bygget til at kunne tåle strømme med en gennemsnitsværdi (middelværdi eller jævnstrømsværdi) på 100 til 150 mA.

Ved rør med indirekte opvarmet katode lægges anoden som en cylinder udenom katoden i en afstand på ca. 1 mm derfra.

For at anoden bedre kan afgive varmen fra såvel anodetabet som varmen, der tilføres den ved udstråling fra katoden, er den forsynet med en kølefinne eller to.

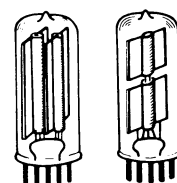


Denne rørtype har fortrinsvis været anvendt til ensrettere i universalmodtagere, men benyttes også en del i forbindelse med måleforstærkere, signalgeneratorer, tonegeneratorer, oscilloskoper og lignende.

Denne opbygningsmetode bevirker, at der kun bliver ringe spændingsfald i ensrettersystemet ved strømgennemgang - eller sagt på anden måde: Røret får lille indre modstand.

I måleapparater anvendes oftest dobbeltensretning.

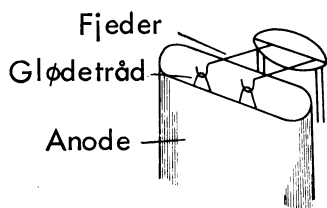
Man indbygger da to ensrettersystemer ved siden af hinanden i samme glaskolbe, eller de to anodesystemer opbygges om samme katode.





Ved "direkte opvarmede" rør er systemerne opbygget med noget større afstand mellem katode (glødetråd) og anode af hensyn til mekanisk stabilitet.

Af samme grund vil man endvidere finde, at glødetråden holdes udstrakt af fjedre, der skal holde den strakt under dens forlængelse, når den bliver glødende.



Direkte opvarmede ensretterør anvendes ofte i vekselstrømsmodtagere. De er i almindelighed bestemt for ensretning af spændinger op til ca. 500 volt og kan afgive en jævnstrøm på 100 til 150 mA. Som regel anvendes der dobbeltensretning, hvorfor der normalt er indbygget to systemer i samme glaskolbe.

For fuldstændighedens skyld bør nævnes, at rør med direkte opvarmning også findes med "gasfyldning", dvs. at kolben indeholder en smule ædelgas eller kviksløvdamp med et tryk på en brøkdel af en atmosfæres tryk.

Når der går strøm i systemet, ioniseres gasarten, så man ser den lyse.

Disse rør har særdeles lav indre modstand og kan derfor afgive væsentlig større strøm end vakuumrør.

De anvendes undertiden i forstærkere, men ikke i radiomodtagere, da de kan give anledning til radiostøj.

## 2. FORSTÆRKERRØR

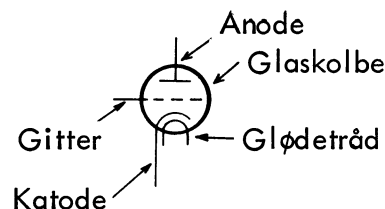
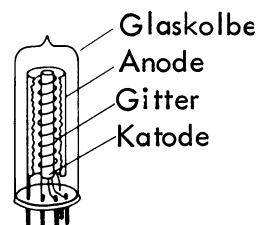
### 2.1 Opbygning

Det simpleste forstærkerør (trioden) er opbygget af:

Katode

Anode

Gitter



Katoden:

Katoden, som skal udsende elektroner i en jævn strøm, skal derfor være indirekte opvarmet, når strømforsyningen er vekselstrøm.

Dersom emissionen udgår fra glødetråden, skal glødestrømsforsyningen være jævnstrøm. Ved meget store udgangsrør kan man dog finde glødetråden som katode, selv om glødestrømmen er vekselstrøm.

Anoden:

Anoden forsynes med jævnspænding.

Gitteret:

Gitteret, der i form af en metalspiral, er indskudt mellem katoden og anoden.

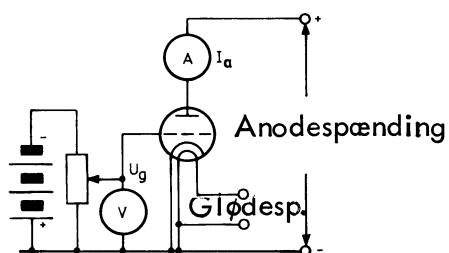


## 2.2 Virkemåde

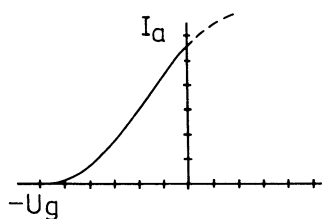
Anodens positive spænding søger at tiltrække elektronskyen fra katoden.

Når gitteret forsynes med en negativ spænding, vil den fremkalde et elektrisk felt, der vil svække feltet hidrørende fra anodens positive spænding, og elektronstrømmen vil formindskes.

Elektronstrømmen gennem røret vil derved kunne reguleres af gitterets negative spænding.

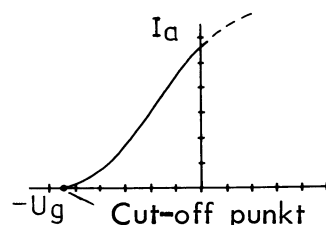


Den grafiske afbildning af anodestrømmens afhængighed af gitterspændingen kaldes en karakteristik eller nøjagtigere rørets gitterspændingsanodestrømskarakteristik - en  $U_g/I_a$ -karakteristik.



Ved tilstrækkelig stor negativ spænding på gitteret vil anodestrømmen fuldstændig stoppe.

Den negative gitterspænding, ved hvilken dette lige netop sker, kaldes "cut-off"-spændingen, og punktet på karakteristikken kaldes "cut-off"-punktet.



## 2.3 Gitterstrøm

Når gitteret er tilstrækkelig negativt, vil det frastøde alle elektronerne. Der vil derfor hverken optages eller afgives elektroner af gitteret. - Der går ingen gitterstrøm.

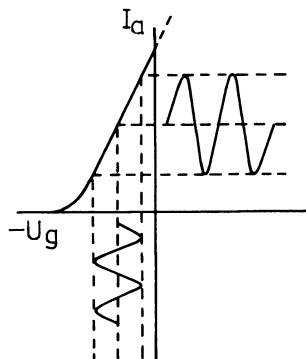
Gøres gitteret derimod positivt, vil det kunne tiltrække elektroner, og der går gitterstrøm. Dette sker normalt ikke ved forstærkere, men derimod altid ved rør, der anvendes som oscillatorer.

## 2.4 Forvrængning

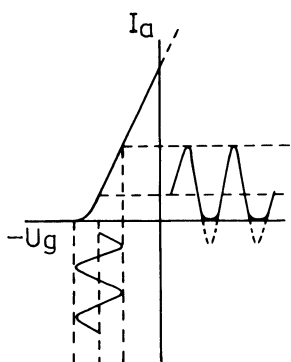
Betingelsen for, at man kan være tilfreds med gengivelsen, er først og fremmest, at den strøm, der kommer til at gennemløbe belastningen, får samme forholdsmæssige udseende som den spænding, der tilføres rørets gitter.



Der må være proportionalitet mellem gitterspænding og anodestrøm. Hertil kræves, at den benyttede del af karakteristikken skal være retlinet.



Benyttes den del af karakteristikken, der er krum, vil dette være ensbetydende med, at den positive og den negative halvbølge af et sinusformet indgangssignal ikke mere er lige store - der er opstået forvrængning.

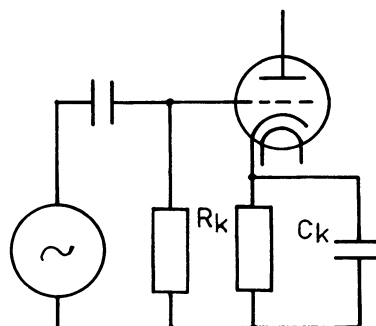


Endvidere viser det sig, at dersom røret kommer til at trække gitterstrøm, vil der også kunne opstå forvrængning.

## 2.5 Gitterforspænding

For at benytte et ret stykke af karakteristikken tilføres gitteret derfor normalt en jævnspænding, så "arbejdspunktet" ligger på den rette del af karakteristikken, når der intet signal kommer fra signalgiveren.

Gitterspændingen kan som foran vist frembringes af et særskilt gitterbatteri, men i lysnetmodtagere kan gitterforspændingen frembringes ved indkobling af en modstand  $R_k$  mellem katode og "stel". Minus-ledningen fra anodespændingskilden.



For trioderør vil strømmen gennem katodemodstanden være den samme som anodestrømmen, da der ikke findes afgangene i kredsløbet.

Modstanden kan derfor dimensioneres, så spændingsfaldet over den svarer til den gitterforspænding, der får arbejdspunktet til at falde på den retlinede del af karakteristikken.

Når generatoren afgiver signal, vil anodestrømmen variere i overensstemmelse hermed. Man ønsker spændingen over katodemodstanden som en konstant spænding, uafhængig af signalstrømmen.



Katodemodstanden shuntes derfor med en kondensator  $C_k$ , hvis impedans ved laveste frekvens, der ønskes forstærket, skal være lille i sammenligning med modstandsværdien i katodemodstanden.

Almindeligt anvendte værdier for kondensatorers størrelse er 50 til 100  $\mu\text{F}$  i LF-forstærkere og 0,01 til 0,1  $\mu\text{F}$  i HF- og MF-forstærkere i AM-modtagere.

I FM- og TV-modtageres HF- og MF-kredsløb anvendes 1 til 100 nF.

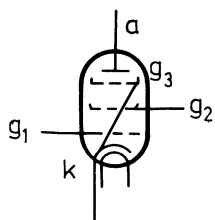
Anvendes der ingen kondensator over katodemodstanden, vil der opstå modkobling, som nedsætter forstærkningen.

## 2.6 Pentoder

Indskydes der flere gitter mellem katode og anode, får rørets andre egenskaber end trioderøret.

Karakteristikken, der viser sammenhængen mellem gitterspænding og anodestrøm, får dog nogenlunde samme udseende som triodens karakteristik.

Et forstærkerør med tre gitter kaldes en pentode. Her virker gitteret nærmest katoden som gitteret i trioden. Det styrer altså emissionsstrømmen i røret og kaldes derfor styregitter.



Skærmgitteret hjælper anoden med at trække emissionen gennem styregitterets åbninger. Hvis skærmgitteret ingen positiv spænding får tilført, vil der næsten ingen anodestrøm trækkes. Røret vil opføre sig, som om katoden ingen emission gav.

Gitter nummer 2 blev oprindeligt indført for at skærme mod tilbagevirkning fra anode til styregitter, hvorfor det kaldes skærmgitteret. Det blev oprindeligt indført for, at røret kunne blive anvendeligt som HF-forstærker og anvendtes udelukkende som sådant i ældre udførelser.

I dag anvendes pentoden lige så ofte som LF-forstærkeren. Skærmgitteret får tilført en jævnspænding, der kan være af samme størrelsesorden som anodespændingen, men for mange rørtyper skal den kun være halvt så stor.

Tilsvarende bør også nævnes, at dersom anoden ingen spænding får tilført, vil skærmgitteret tiltrække alle elektronerne, og for større rør (udgangsrør) kan dette bevirke, at skærmgitteret kan gløde og måske smelte, og røret ødelægges.

Når røret fungerer normalt, vil elektronerne kunne få så stor fart på, at de ved at ramme ind i anoden "slår" andre elektroner løse fra anoden. En sådan elektronfrigørelse kaldes en sekundæremission.

Skærmgitterets positive spænding vil bevirke, at sekundæremissionen trækkes over til skærmgitter, og dette kan i visse tilfælde medføre uønskede forhold i rørets funktion.

For at undgå sekundæremissionens uheldige indflydelse på rørfunktionen, er der mellem anode og skærmgitter indskudt et ekstragitter, der normalt forbindes til rørets katode, hvilket vil fremkalde en anden fordeling af det elektriske felt mellem anode og skærmgitter, så sekundæremissionen nu vandrer tilbage til anoden.

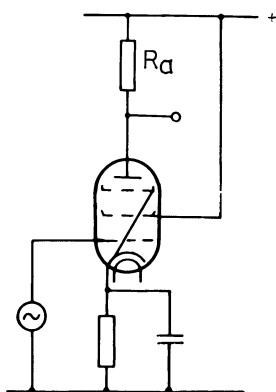
Dette gitter ( $g_3$ ) kaldes bremsegitter eller fanggitter.



## 2.7 Pentoden som forstærker

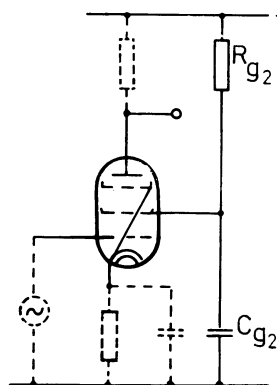
De signaler, der skal forstærkes, tilføres styregitteret på tilsvarende måde som ved trioden, så røret også her får tilført en passende gitterforsyning ved hjælp af en katodemodstand.

Skærmgitterspændingen skal være en konstant jævnspænding, hvorfor den tilføres direkte fra den positive forsyningsspænding, hvis denne har en passende værdi.



Skal skærmgitterspændingen have en mindre værdi, indskydes der en modstand i tilledningen til skærmgitteret, men da skærmgitterstrømmen vil variere i overensstemmelse med signalet på styregitteret, bliver det nødvendigt at "afkoble" disse signalvariationer ved at anbringe en kondensator mellem skærmgitter og katode eller stel.

Det samme problem, som nævnt ved katodemodstanden, gør sig gældende her, idet også denne kondensator skal have en så stor værdi, at den kan holde skærmgitterspændingen nogenlunde konstant, selv om skærmgitterstrømmen varierer.



Dette kan udtrykkes på to måder:

- Kondensatorens impedans skal være væsentlig lavere end modstanden i tilledningen til skærmgitteret, gældende for alle de frekvenser, der skal forstærkes, altså også for den laveste frekvens - eller udtrykt på en anden måde
- Tidskonstanten  $RC$  skal være væsentlig større, dvs. 2 til 10 gange større end svingningstiden for den laveste frekvens, der ønskes forstærket.

Selv om det ikke er nødvendigt at nedsætte skærmgitterspændingen, ser man ofte i forstærkere for meget høje frekvenser, ved HF- og MF-forstærkere i FM- og TV-modtagere, indskudt et RC-led i skærmgittertilledningen. Dette skyldes, at skærmgitteret ligesom styregitteret er i stand til at styre anodestrømmen.



Findes der signalspænding på anodespædningsforsyningen, kan dette bevirke instabilitet, såfremt disse signalspændinger ikke fjernes (afkobles) fra skærmgitteret.

Skærmgitterafkoblingen har altså en dobbeltopgave, der skal sørge for:

- At skærmgitterstrømmen ikke bringer skærmgitterspændingen til at variere
- At udefra kommende svingninger ikke skal få skærmgitterets spænding til at variere.

For fuldstændigheds skyld bør nævnes, at den viste "modstand" i anodetilledningen bør opfattes som en impedans, da det kun er ved LF- og VF-forstærkere, der anvendes modstand.

Ved HF - altså også ved MF-forstærkere - anvendes svingningskredse (resonanskredse).

## 2.8 Hexoder og heptoder

Forstærkerør kan være udført med endnu flere gitre. I hexoder findes fire gitre.

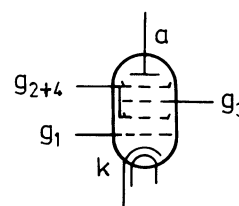
Gitteret nærmest katoden  $g_1$  anvendes som styregitter på samme måde som i pentoder.

Næste gitter  $g_2$  er som i pentoder et skærmgitter og får som dette en positiv spænding, der ved anvendelse af røret som forstærker skal afkobles, som nævnt under pentoder.

Det efterfølgende gitter  $g_3$  er et ekstra styregitter eller reguleringsgitter, hvor man ved at påtrykke det en passende negativ spænding bliver i stand til at regulere rørets forstærkning.

Normalt anvendes et sådant rør som blandingsrør, og  $g_3$  vil da få tilført oscillatorsignalet sammen med den jævnspænding, der altid findes på et oscillatorgitter.

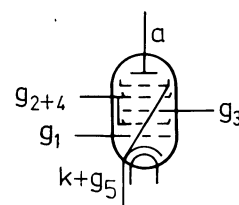
Uden for blandingsgitteret findes det sidste gitter  $g_4$ , der fungerer som ekstra skærmgitter og indvendig i røret er forbundet til det første skærmgitter  $g_2$ .



Heptoden er en videre udvikling af hexoden.

Den har fem gitre, hvoraf de første fire fungerer som i hexoden.

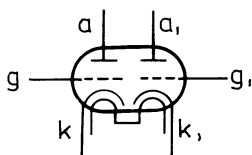
Det yderste gitter er forbundet med katoden og virker som bremsegitter eller fanggitter, som omtalt under pentoder.





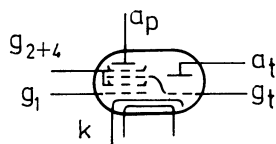
## 2.9 Sammenbyggede rør

Undertiden er det formålstjenligt at sammenbygge flere forstærkersystemer i samme glaskolbe - eller mere alment - man sammenbygger flere rørfunktioner i samme kolbe.



Dette er tilfældet med for eksempel dobbelttrioder, triodepentoder, triodeheptoder eller diode-trioder og diode-pentoder.

Undertiden er systemerne opbygget omkring en fælles katode, men der er også nogle typer, hvor de to systemers katoder er adskilt.



## 2.10 Kodebetegnelser for europæiske rørtyper

I rørtabeller kan man se en del om rørenes egenskaber og driftsforhold.

Europæiske rørtyper er alle forsynet med typebetegnelser bestående af bogstaver og tal.

Det første bogstav angiver noget om glødespænding eller glødestrøm.

Andet og efterfølgende bogstaver angiver rørets art.

Når der anvendes mere end ét "efterfølgende" bogstav, er det te ensbetydende med, at der er flere rørfunktioner i samme kolbe.

Tallene angiver som regel noget om den anvendte sokkeltype.

Første bogstav	Glødestrøm eller -spænding	Følgende bogstav	Opbygning eller anvendelse
A	4 V vekselspænding	A	Diode
B	180 mA jævnstrøm (efterhånden forældet)	B	Duodiode
C	200 mA universalrør	C	Forstærkertriode
D	1,4 V batterirør	D	Udgangstriode
E	6,3 V vekselstrøm og for visse rør 150, 200 eller 300 mA universal	E	Tetrode
H	150 mA universalrør	F	Forstærkerpentode
O	Uden glødetråd	H	Hexode eller heptode
P	300 mA (FM-TV)	K	Oktode
U	100 mA universalrør	L	Udgangspentode
V	50 mA universalrør	M	Afstemningsindikator
X	600 mA universalrør	X	Gasfyldt ensretterrør
		Y	Ensretterrør, diode
		Z	Ensretterrør, duodiode



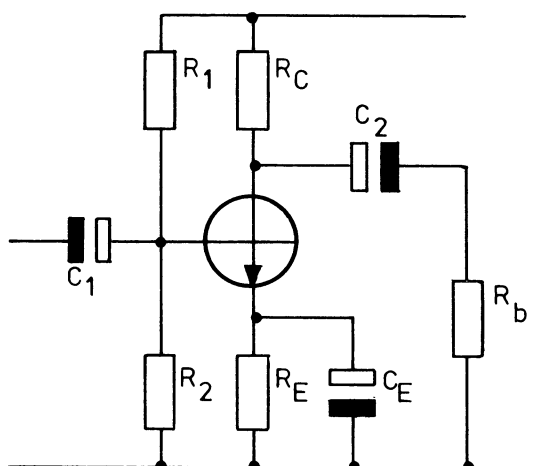
## DISPOSITION

1. Transistorens grundkoblinger
2. FET grundkoblinger
3. Eksempel

## 1. TRANSISTORENS GRUNDKOB- LINGER

### 1.1 Jordet emitter

Den mest almindelige grundkobling er jordet emitter.



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

$R_C$  er DC arbejdsmodstand.

$C_1$  og  $C_2$  er overføringskondensa-  
torer.

$C_E$  er afkoblingskondensator.

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

$Z_{in}$  er i størrelsen mellem 1 til  
 $10^4 \Omega$ .

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

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

$$A_u = 40 \cdot I_E \cdot (R_C // R_b).$$

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

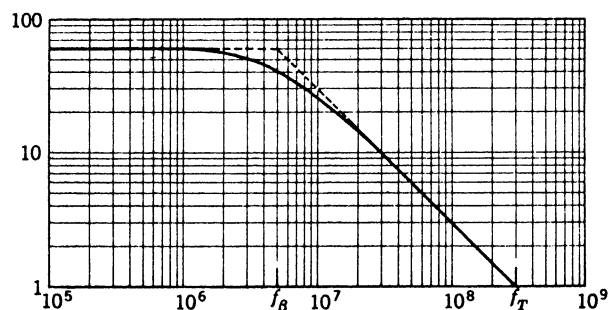
$C_1$  danner et højpasled sammen  
med forstærkertrinnets indgangs-  
modstand.

$C_E$  afkobler vekselspændinger på  
emitteren. Ved lave frekvenser  
stiger  $X_{CE}$ , og forstærkningen i  
trinnet falder som følge af mod-  
kobling fra vekselspændingen, der  
opstår på emitteren.

$C_2$  danner sammen med  $R_C$  og  $R_b$   
et højpasled og afskærer herved  
lave frekvenser.

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

$f_\beta$  er den frekvens, hvor strømfor-  
stærkningen for transistoren er fal-  
det 3 dB.



$f_\beta$  kaldes også i datablade over  
transistorer for  $f_{hfe}$ .

$f_T$ , transition frequency, er den  
frekvens, hvor transistorens strøm-  
forstærkning er 0 dB, dvs. én  
gang.



Sammenhængen mellem  $f_\beta$  og  $f_T$  kan udtrykkes som:

$$f_T = f_\beta \cdot h_{fe}$$

En transistor, der har en  $f_T = 300$  MHz og  $h_{fe} = 60$ , har altså en  $f_\beta$  på:

$$f_\beta = \frac{300}{60} \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

Eksempel:

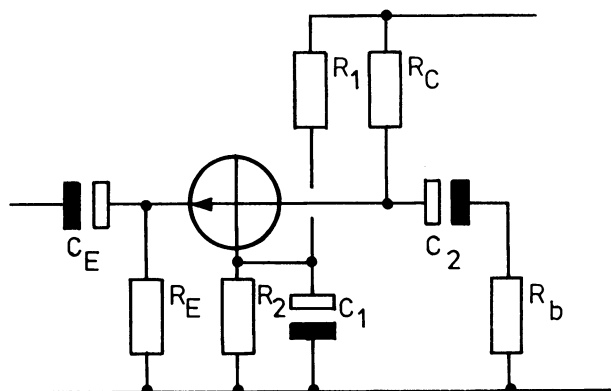
For en BC109 opgives  $f_T = 300$  MHz og  $h_{fe} = 200 \dots 800$ .

Den mindste og højeste  $f_\beta$  for transistoren kan findes ved:

$$f_\beta = \frac{300}{800} \text{ MHz} = 375 \text{ kHz}$$

$$f_\beta = \frac{300}{200} \text{ MHz} = 1,5 \text{ MHz}$$

### 1.2 Jordet base



$R_1$ ,  $R_2$  og  $R_E$  giver arbejdspunktstabilisering.

$R_C$  er DC arbejdsmodstand.

$C_E$  og  $C_2$  er overføringskondensatorer.

$C_1$  er afkoblingskondensator.

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

$$Z_{in} = \frac{25 \text{ m}}{I_E} // R_E$$

$Z_U$  bestemmes af  $R_C$ .

Spændingsforstærkningen beregnes tilnærmeth efter formlen

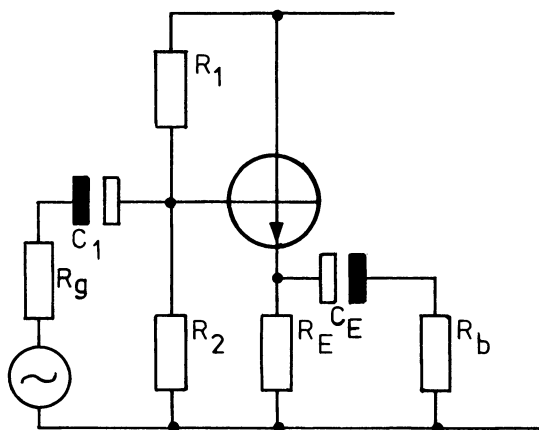
$$A_U = 40 \cdot I_E \cdot (R_C // R_b).$$

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

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

Opstillingen anvendes sjældent til LF, men finder stor anvendelse i UHF området på grund af  $f_\phi$  samt indgangsimpedansen.

### 1.3 Jordet kollektor, emitterfølger



$R_1$ ,  $R_2$  og  $R_E$  giver arbejdspunktstabilisering.

$R_E$  er dog samtidig DC arbejdsmodstand.

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

$Z_U$  er meget lav og kan bestemmes ved:

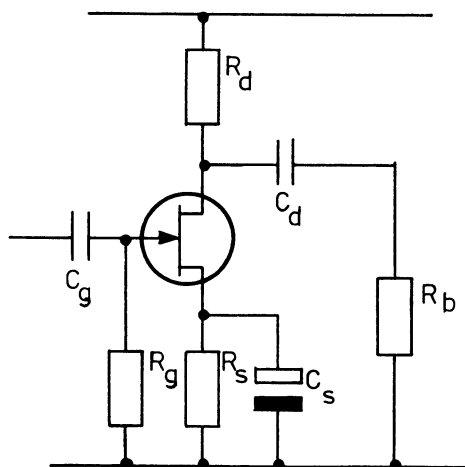
$$Z_U = \left( \frac{25 \text{ m}}{I_E} + \frac{R_g // R_{B1} // R_{B2}}{h_{fe}} \right) // R_E$$

Spændingsforstærkningen er lidt mindre end 1.



## 2. FET GRUNDKOBLINGER

### 2.1 Jordet source



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

$R_g$  giver DC forbindelse til sourcen.

$R_d$  er DC arbejdsmodstand.

$C_g$  og  $C_d$  er overføringskondensatorer.

$C_s$  er afkoblingskondensator.

Indgangsimpedansen er bestemt af  $R_g$ .

Udgangsimpedansen er bestemt af  $R_d$  i parallel med  $1/Y_{os}$ .

Spændingsforstærkningen beregnes efter formelen

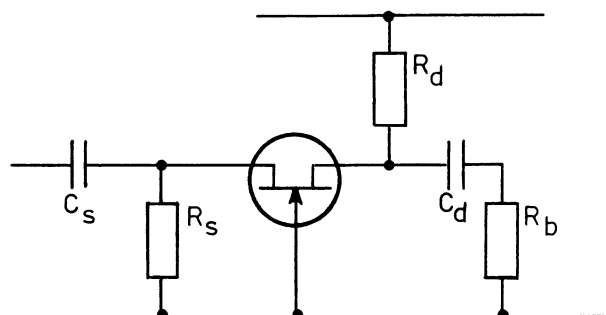
$$A_U = g_m (R_d // 1/Y_{os} // R_b)$$

hvor  $g_m$  er FET'ens stejlehed i arbejdspunktet.

$C_g$ ,  $C_d$  og  $C_s$  bestemmer den nedre grænsefrekvens.

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

### 2.2 Jordet gate



$R_s$  giver gate-source forspænding.

$R_d$  er DC arbejdsmodstand.

$C_s$  og  $C_d$  er overføringskondensatorer og bestemmer den nedre grænsefrekvens.

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

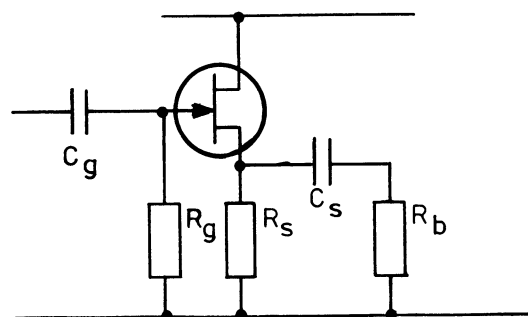
$Z_U$  bestemmes af  $R_d$ .

Spændingsforstærkningen beregnes efter formelen:

$$A_U = g_m \cdot (R_d // R_b // 1/Y_{os})$$

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

### 2.3 Jordet drain, source følger



$R_s$  giver gate-source forspænding og er samtidig DC arbejdsmodstand.

$R_g$  skaber DC forbindelse fra gate og retur til source.

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

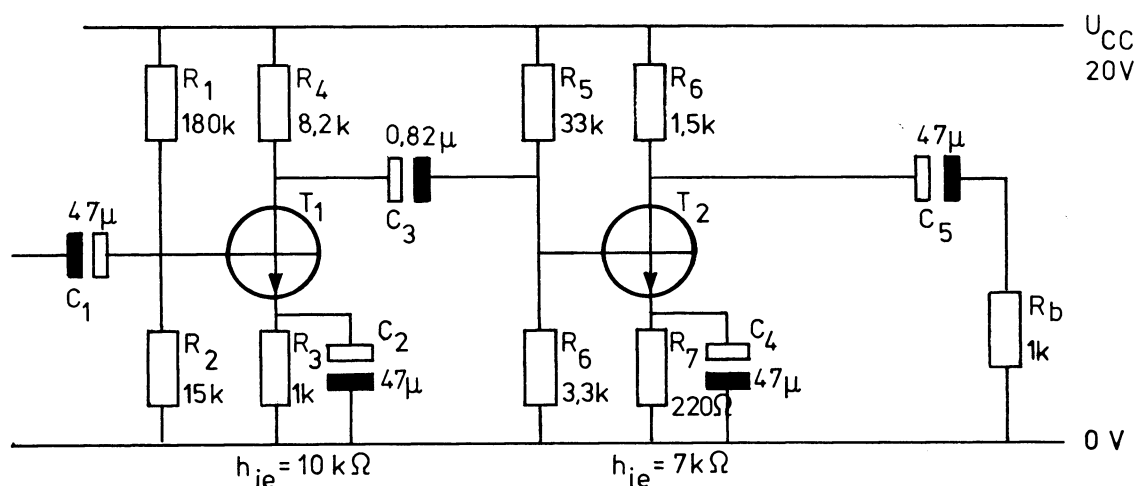
Spændingsforstærkningen er lidt mindre end 1.





## 3. EKSEMPEL

## 3.1 Diagram



## 3.2 DC beregning

Basisspændingen på  $T_1$  beregnes:

$$U_{B1} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$20 \frac{15k}{180k + 15k} = \underline{1,5 \text{ V}}$$

Emitterspændingen er ca. 0,6 V lavere for en siliciumtransistor og 0,2 V lavere for en germaniumtransistor:

$$U_{E1} = U_B - 0,6 =$$

$$1,5 - 0,6 = \underline{0,9 \text{ V}}$$

Emitterstrømmen og dermed også kollektorstrømmen beregnes:

$$I_{E1} = \frac{U_E}{R_3} = \frac{0,9}{1k} = \underline{0,9 \text{ mA}}$$

Kollektorspændingen beregnes:

$$U_C = U_{CC} - (I_E \cdot R_C) =$$

$$20 - (0,9m \cdot 8,2k) = \underline{12,6 \text{ V}}$$

DC spændingerne på  $T_2$  beregnes efter samme metode:

$$U_{B2} = U_{CC} \frac{R_6}{R_5 + R_6} =$$

$$20 \frac{3,3k}{33k + 3,3k} = \underline{1,8 \text{ V}}$$

$$U_{E2} = U_{B2} - 0,6 = 1,8 - 0,6 =$$

$$\underline{1,2 \text{ V}}$$

$$I_{E2} = \frac{U_{E2}}{R_7} = \frac{1,2}{220} = \underline{5,5 \text{ mA}}$$

$$U_C = U_{CC} - (I_E \cdot R_C) =$$

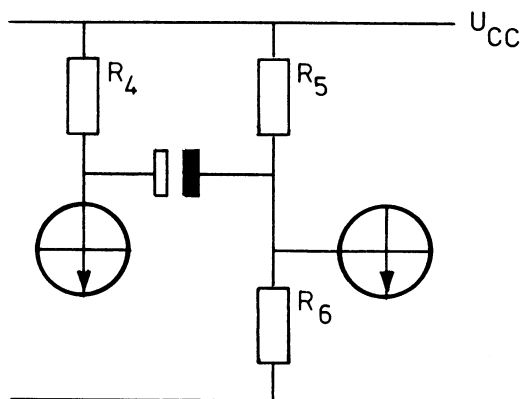
$$20 - (5,5m \cdot 1,5k) = \underline{11,8 \text{ V}}$$



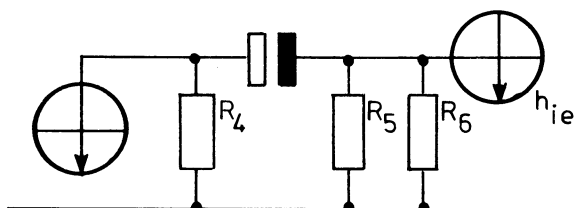
## 3.3 AC beregning

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

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



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



Belastningsmodstanden for  $T_1$  beregnes:

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

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

$$\frac{1}{R_{b1}} = 0,598 \text{ m mho}$$

$$R_{b1} = 1,67 \text{ k}\Omega$$

Forstærkningen i  $T_1$  beregnes:

$$A_{U1} = 40 \cdot I_{E1} \cdot R_{b1} = 40 \cdot 0,9\text{m} \cdot 1,67k = 60 \text{ gg}$$

$$A_U \text{ i dB} = 20 \cdot \log A_{U1} = 20 \cdot \log 60 = \underline{35,5 \text{ dB}}$$

Belastningen på  $T_2$ :

$$R_{b2} = \frac{1}{\frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_b}} = \frac{1}{\frac{1}{1,5k} + \frac{1}{1k}} = \underline{600 \Omega}$$

Forstærkningen i  $T_2$  beregnes:

$$A_{U2} = 40 \cdot I_{E2} \cdot R_{b2} = 40 \cdot 5,5\text{m} \cdot 600 = 132 \text{ gg}$$

$$\text{dB} = 20 \cdot \log A_{U2} = 20 \cdot \log 132 = \underline{42,4 \text{ dB}}$$

Forstærkningen i hele forstærkeren er i dB:

$$A_U = A_{U1} + A_{U2} = 35,5 + 42,4 \approx \underline{78 \text{ dB}}$$

## 3.4 Kommentarer

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

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



## DISPOSITION

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

### 1. DEFINITION

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

#### 1.1 Egenskaber

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

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

### 2. MODKOBLINGSMETODE

Modkobling kan foretages på flere måder.

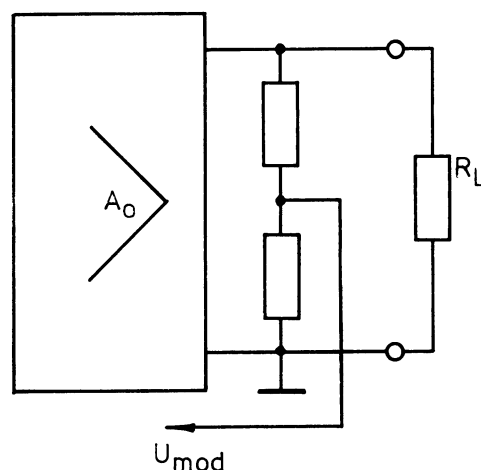
Man skelner mellem disse måder, fordi de har forskellig indflydelse på forstærkerens egenskaber.

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

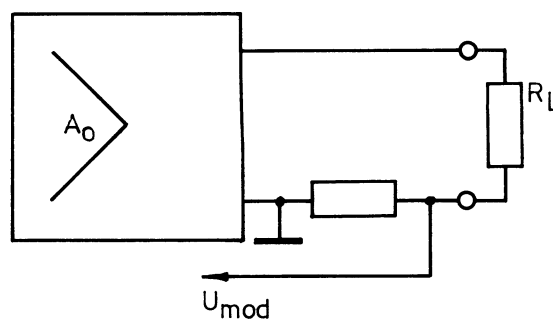
#### 2.1 Frembringelse af modkoblingssignal

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

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



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



Prøve:

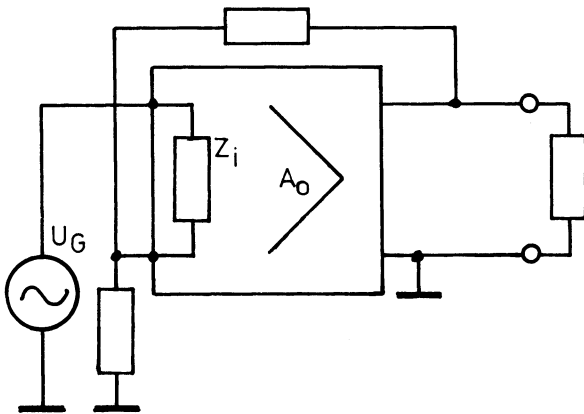
Ved en kortslutning af belastningen, vil spændingsmodkoblingen forsvinde, medens strømmodkoblingen vil forstærkes.



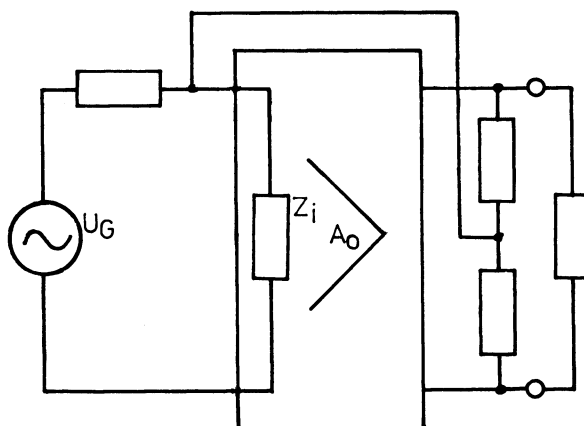
## 2.2 Indføring af modkoblingssignal

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

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



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



## 2.3 Kombinationer af modkobling

Frembringelse af modkoblingssignalet og indføring af modkoblingssignal giver fire kombinationsmuligheder:

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

## 3. FORSTÆRKNING I DEN

### MODKOBLEDE FORSTÆRKER

#### 3.1 Benævnelser

I forbindelse med modkobling anvendes følgende udtryk:

$A_O$  = forstærkning uden modkobling

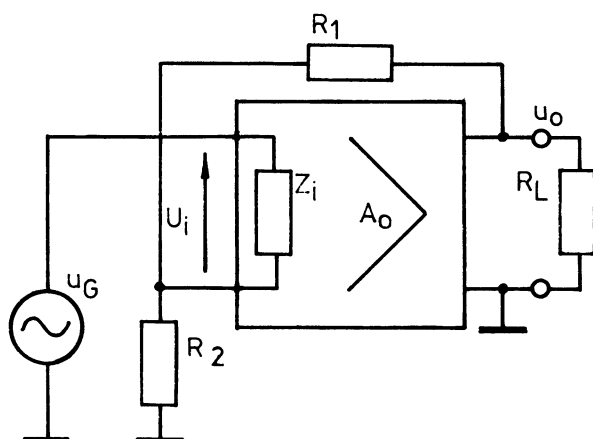
$A'$  (A mærke)  
= forstærkning med modkobling

$\beta$  = modkoblingsfaktoren, den del af udgangssignalet, der føres tilbage til indgangen.

$M$  = modkoblingsgraden fortæller, hvor mange gange mindre forstærkningen bliver med modkobling = sløjfeforstærkning,  $A_S$



## 3.2 Forstærkning og modkoblingsgrad



Udgangsspændingen spændingsdeles af  $R_1$  og  $R_2$ , modkoblingsspændingen fås over  $R_2$ .

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

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

$$a. u_o = u_i \cdot A_o$$

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

b indsat i a giver:

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

$$u_o = A_o u_G - A_o \beta u_o$$

$$u_o + A_o \beta u_o = A_o u_G$$

$$u_o (1 + \beta A_o) = A_o u_G$$

heraf fås:

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

Modkoblingsgraden M:

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

3.3 Stabilisering af  $A'$ 

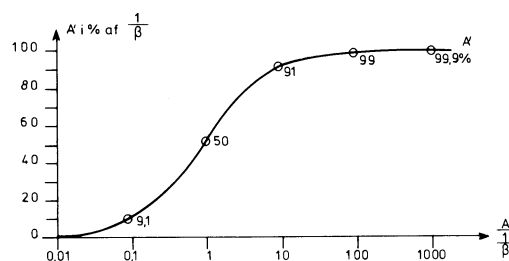
Ved betragtning af modkoblingsligningen

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

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

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

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



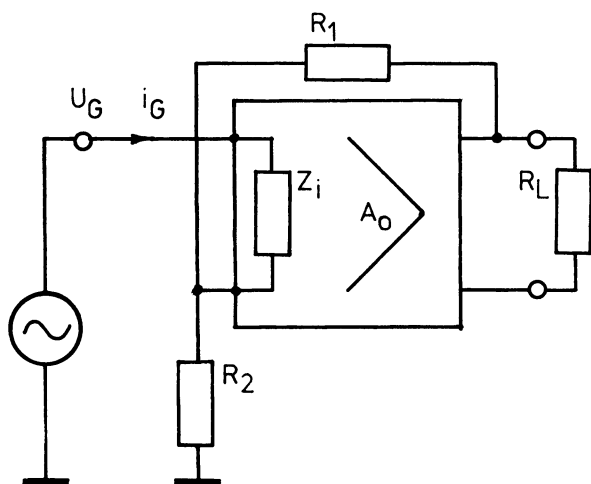


## 4. INDGANGSMODSTANDENS

PÅVIRKNING AF  
MODKOBLING

## 4.1 Seriemodkobling

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



Ved seriemodkobling bliver  $Z_i'$  større end indgangsimpedansen uden modkobling.

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

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

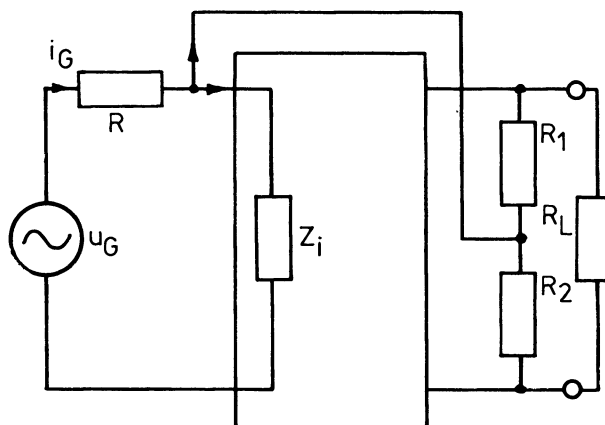
$$u_{Z_i} = u_G - u_o \cdot \beta$$

Regnes der videre på dette, fås:

$$Z_i' = Z_i (1 + \beta A_o) = Z_i \cdot M$$

## 4.2 Parallelmodykobling

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



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

På den ene side af R er spændingen  $u_G$ , på den anden side af R er spændingen  $\beta u_o$ , men i modfase.

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

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

Ved parallelmodykobling kan det beregnes, at

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

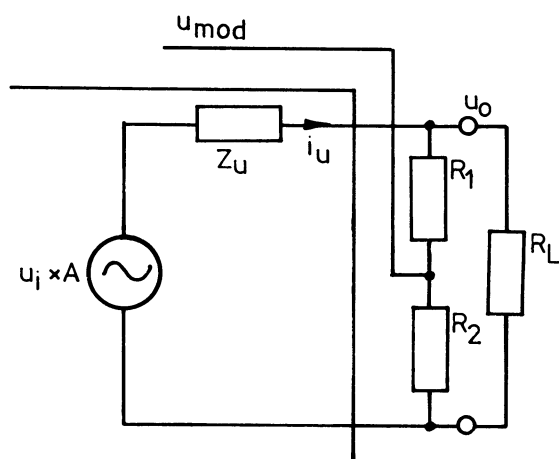


## 5. UDGANGSMODSTANDENS

PÅVIRKNING AF  
MODKOBLING

## 5.1 Spændingsmodkobling

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



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

Tomgangsspændingen er:

$$u_T = A' \cdot u_G$$

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

$$i_K = \frac{u_G \cdot A_o}{Z_u}$$

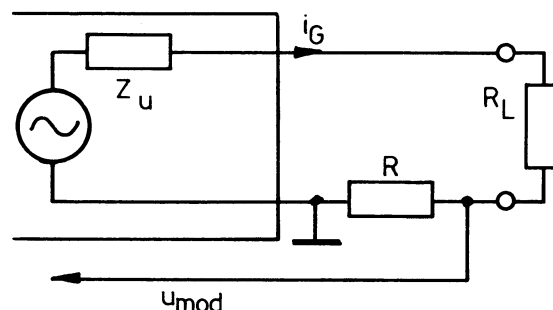
heraf findes:

$$Z_u' = \frac{u_T}{i_K} = Z_u \cdot \frac{A'}{A_o}$$

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

## 5.2 Strømmodkobling

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



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

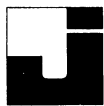
Tomgangsspændingen vil være stor,  $u_G \cdot A_o$ , idet der ingen modkobling er.

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

En stor tomgangsspænding og lav kortslutningsstrøm giver en stor  $Z_u'$ .

$Z_u'$  kan beregnes til:

$$Z_u' = Z_u (1 + \beta A_o) = Z_u \cdot M$$



## 6. FORVRÆNGNING VED

### MODKOBLING

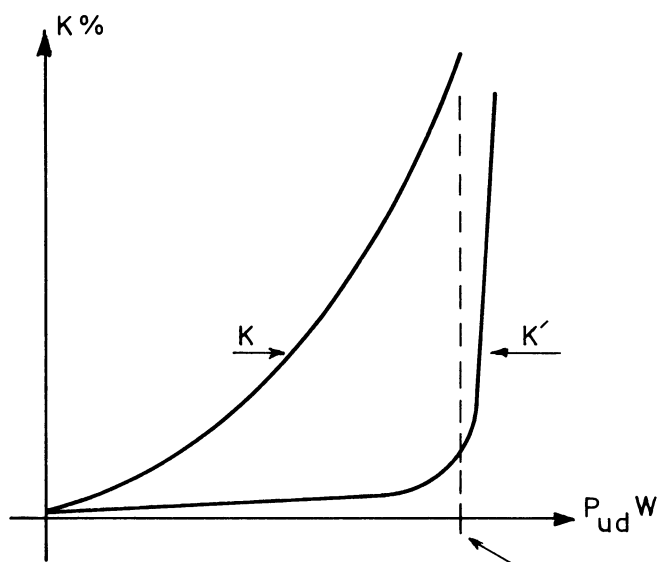
Når der modkobles, nedsættes forstærkerens forvrængning med  $M$ .

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

$K\%$  = forstærkerens THD procent uden modkobling

THD = total harmonisk forvrængning

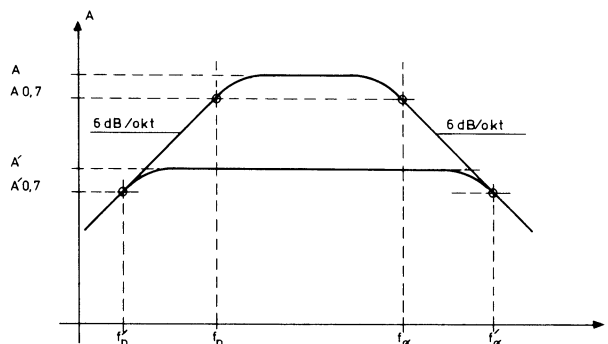
Dette gælder, så længe forstærkeren ikke er overstyret, hvilket ses af følgende skitse.



## 7. GRÆNSEFREKVENSER

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

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



Hvis forstærkeren modkobles  $M$  gange, falder  $A$  til

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

Samtidig rykker  $f_n$  og  $f_\phi$  ned henholdsvis op til  $f_n'$  og  $f_\phi'$ , der regnes som:

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

$$f_\phi' = f_\phi \cdot M$$

### 7.1 Forstærkning • 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.

$$A_0(f_\phi - f_n) = A'(f_\phi' - f_n')$$





## 8. USTABILITET

I alle forstærkere udsættes signalet for fasedrejning.

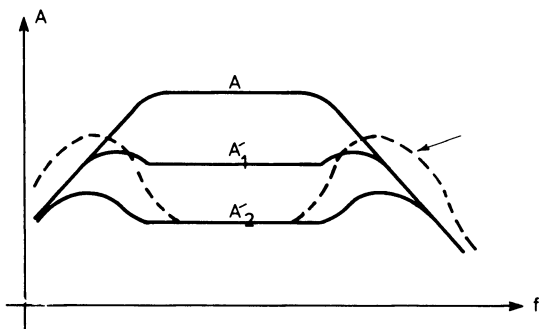
Fasedrejningen er normalt størst for de frekvenser, der dæmpes mest, altså omkring øvre og nedre grænsefrekvens.

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

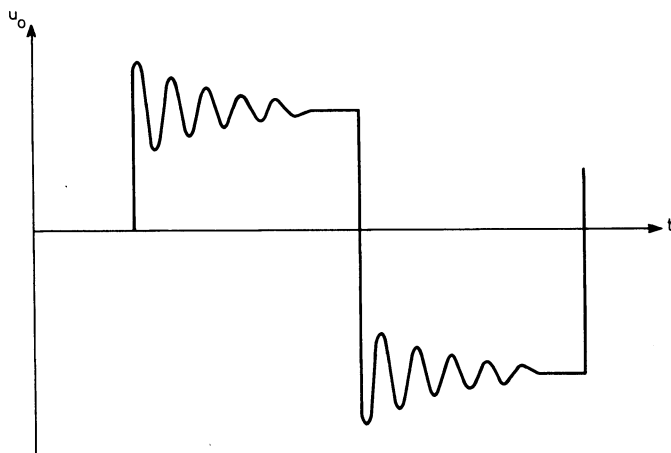
Det medkoblede signal giver anledning til ulinearitet på frekvensgangen.

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

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



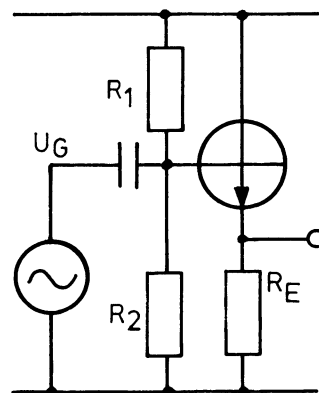
Påtrykkes en firkantspænding til en forstærker med en begyndende ustabilitet, vil udgangsspændingen have ringninger i toppen.



## 9. DIAGRAMEKSEMPLER

### 9.1 Emitterfølger

Emitterfølgeren har spændings-serie modkobling.

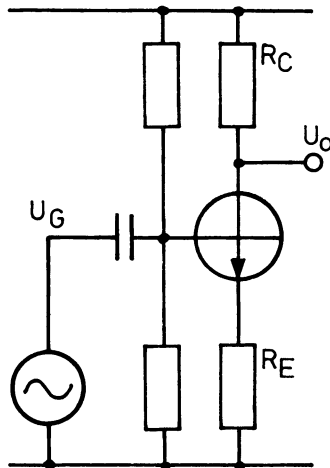


Der modkobles med hele udgangssignalet.

$$R_i' = ((R_E \cdot h_{fe}) + h_{ie}) // R_1 // R_2$$



## 9.2 Forstærker med uafkoblet emitter



Forstærkeren har strøm-serie modkobling

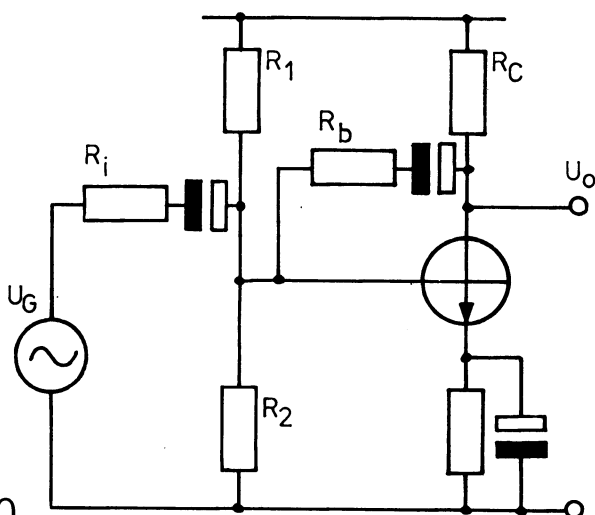
$$\beta = \frac{R_E}{R_C}$$

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

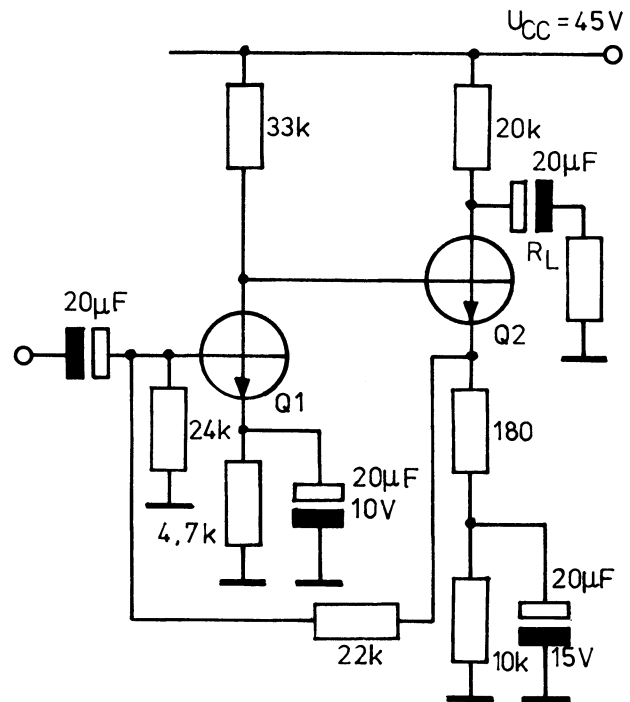
Hvis produktet  $\beta A$  er rimelig stort, dvs. større end 10, kan man se bort fra 1-tallet i formelen og får

$$A' = \frac{A_o}{\beta A_o} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_C}{R_E + h_{ib}} = \frac{R_C}{R_E + \frac{25 \text{ mV}}{I_E}}$$

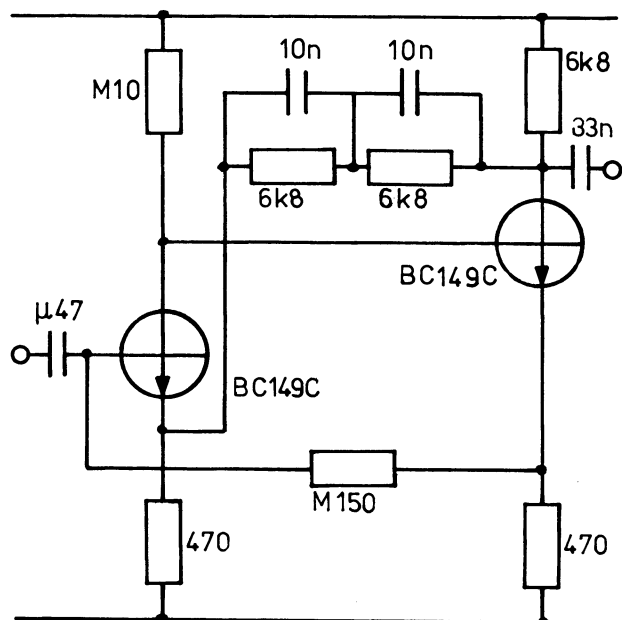
## 9.3 Forstærker med spændings-parallel modkobling



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



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

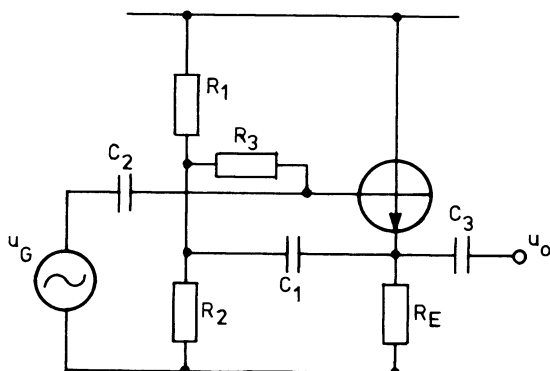




## DISPOSITION

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

### 1. PRINCIPDIAGRAM

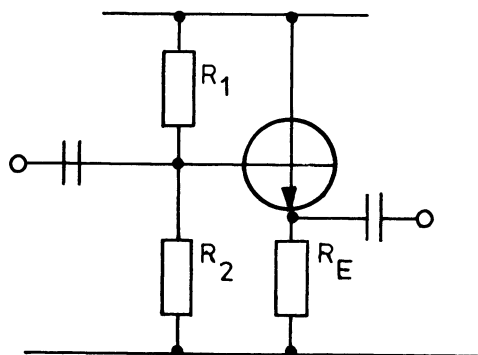


### 2. VIRKEMÅDE

#### 2.1 Indgangsimpedans

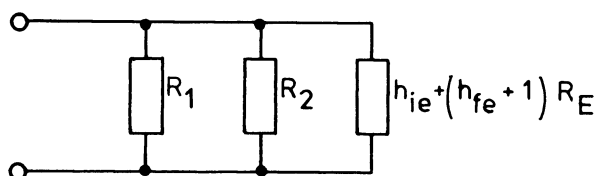
Fra emitterfølgeren er det kendt, at indgangsimpedansen for selve transistoren er  $h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E$ .

Parallelt med transistorens indgangsmodstand sidder de to basismodstande i parallel.



Den samlede indgangsimpedans er da:

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



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

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

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

Princippet ses i pkt. 1.

I kredsløbet er  $C_1$  en DC spærre-kondensator med en betydningsløs reaktans ved den laveste generatorfrekvens.

Udgangsspændingen tilføres derfor punktet mellem  $R_1$ ,  $R_2$  og  $R_3$ .

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

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

$$i_{R_3} = U_{R_3} / R_3$$

$$i_{R_3} = (U_g - U_o) / R_3$$

$R_3$  optræder set fra generatoren som en meget stor modstand,  $R_3'$

$$R_3' = \frac{U_g}{i_{R_3}}$$

$$R_3' = R_3 \cdot \frac{U_g}{U_g - U_o}$$

da  $U_o = U_g \cdot A$ , fås

$$R_3' = R_3 \cdot \frac{1}{1 - A}$$

Den samlede indgangsimpedans for trinnet bliver:

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

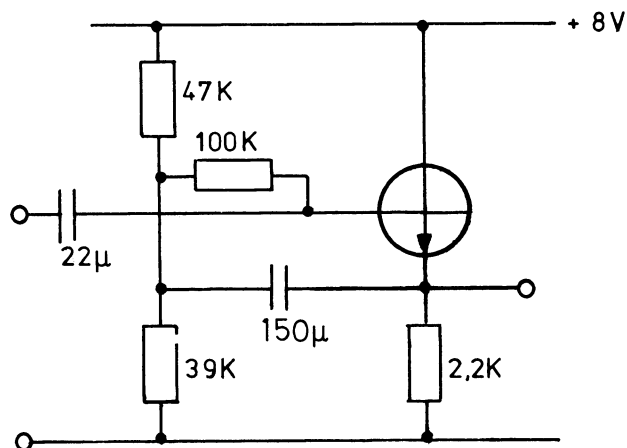
eller tilnærmet

$$Z_{in} \sim R_3' // R_E \cdot h_{fe}$$



## 2.2 Eksempel

For transistoren oplyses, at  $h_{fe} = 250$  og  $I_E = 1,4 \text{ mA}$ , find indgangsimpedansen.



For at finde  $R_{3'}$  skal spændingsforstærkningen først findes

$$A \approx \frac{R_E}{R_E + \frac{25 \text{ m}}{I_E}} =$$

$$\frac{2.200}{2.200 + \frac{25}{1,4}} = \frac{2.200}{2.218}$$

$$A \approx 0,992$$

$$R_{3'} = R_3 \cdot \frac{1}{1 - A} = \frac{100 \text{ k}}{1 - 0,992} =$$

$$R_{3'} = 12,5 \text{ M}\Omega$$

Indgangsimpedansen for transistoren

$$h_{fe} \cdot R_E = 250 \cdot 2,2 \text{ k} = 550 \text{ k}$$

$$Z_{in} \sim 12,5 \text{ M} // 550 \text{ k}$$

$$Z_{in} \sim 526 \text{ k}\Omega$$

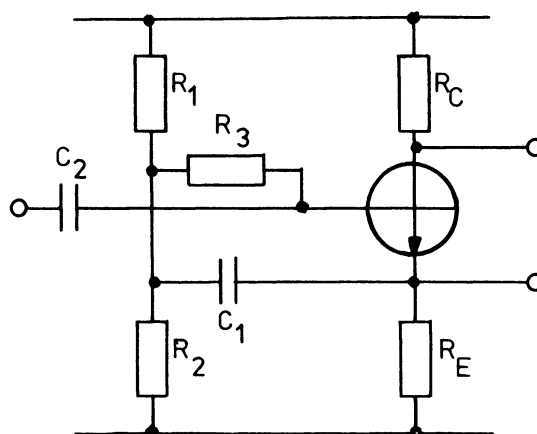
## 2.3 Tilbagekoblingen

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

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

Spændingen over  $R_2$  giver spændings-parallel medkobling og dermed højere  $Z_{in}$ .

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



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

Udgangsimpedansen fra kollektoren er lig med  $R_C$ .

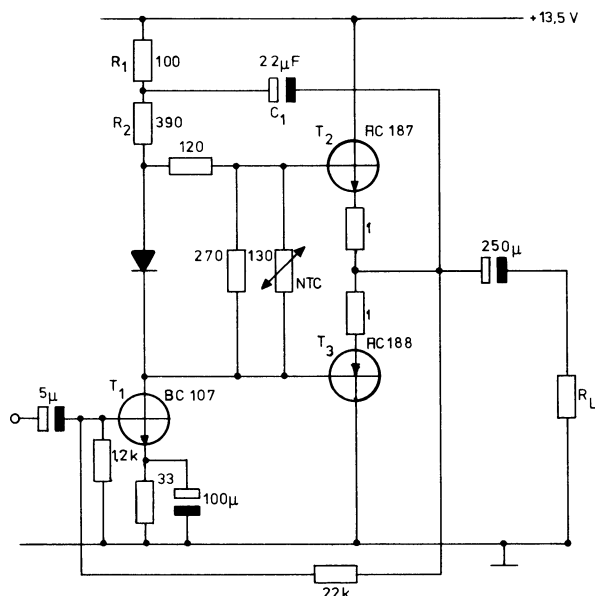
Udgangsimpedans fra emitteren, der er større end ved ren boot-strap følger, bestemmes af  $\beta$ .

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



### 3. BOOT-STRAP I EFFEKTFORSTÆRKER

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



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

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

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

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

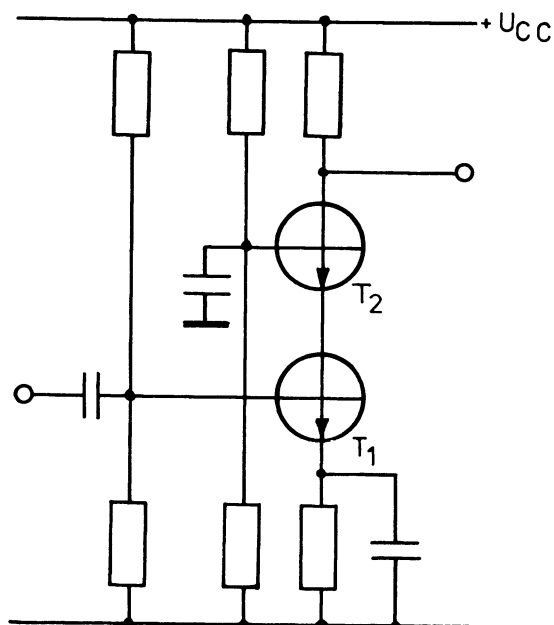
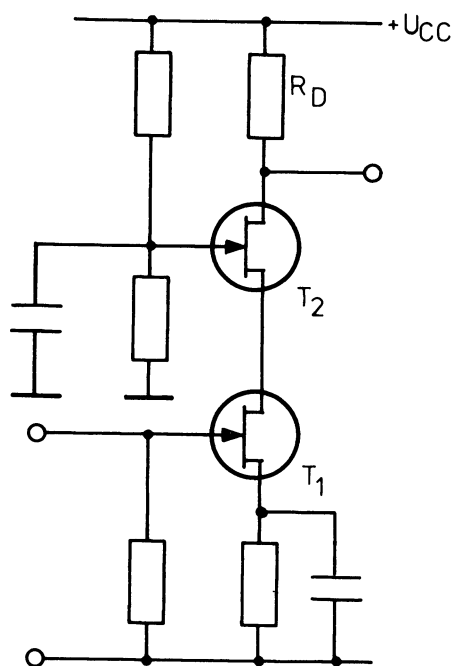
For at gøre  $R_1 + R_2$  "større", boot-strappes der fra udgangen.

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

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

DISPOSITION

1. Principdiagram
2. Virkemåde

1. PRINCIPDIAGRAM1.1 Transistorkobling1.2 FET-kobling2. VIRKEMÅDE2.1 Forstærkning

Kaskodekoblingen består af to identiske FET koblet i serie.

$T_1$  er koblet med jordet source,  $T_2$  med jordet gate.

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

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

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

2.2 Støj

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

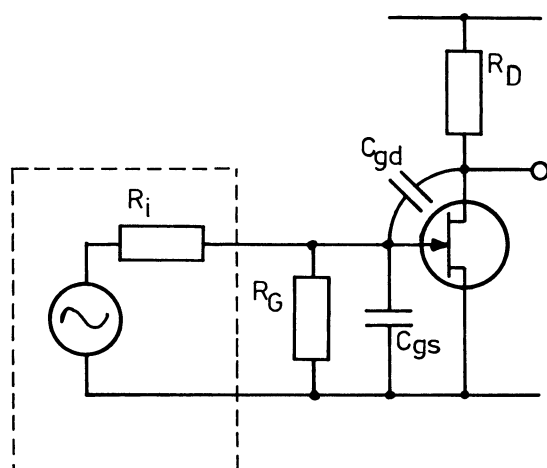
Den egenstøj, der opstår i  $T_2$ , bliver modkoblet meget kraftigt, idet  $T_1$ 's udgangsmotstand støj-mæssigt virker som en uafkoblet source-motstand for  $T_2$ .

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

### 2.3 Miller-effekt

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

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



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

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

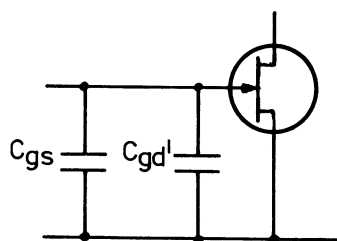
Antages det, at generatorspændingen er 0,1 V, og trinnets forstærkning  $A = 20$  gange, vil drainspændingen stige +2 V for en øjebliksværdi fra generatoren på -0,1 V.

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

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

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

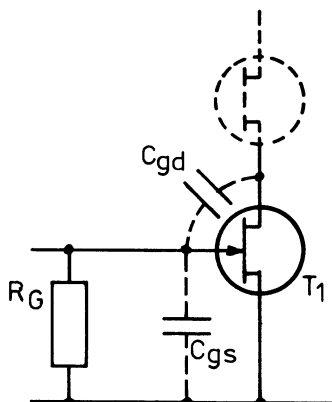
Dette fænomen kaldes Miller-effekt.





## 2.4 Indgangsimpedans og frekvensgang

Ved anvendelse af kaskodekoblingen bliver indgangskapaciteten meget lille.



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

Koblingen vil have en meget høj  $f_\phi$  på grund af den lave indgangskapacitet og den meget lave impedans imellem  $T_1$  og  $T_2$ .





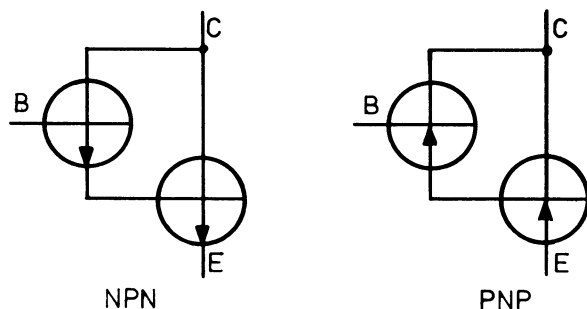
## DISPOSITION

1. Symbol og grundkobling
2. Virkemåde

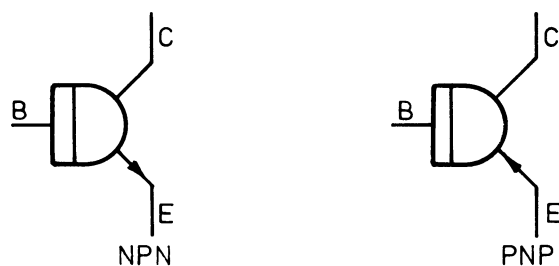
### 1. SYMBOL OG GRUNDKOBLING

Darlingtonkoblingen er opbygget af to transistorer.

Når koblingen er diskret opbygget, er grundkoblingen:

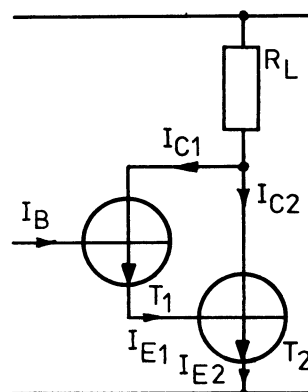


Når koblingen er integreret opbygget, tegnes symbolerne:



## 2. VIRKEMÅDE

### 2.1 Strømførstærkning

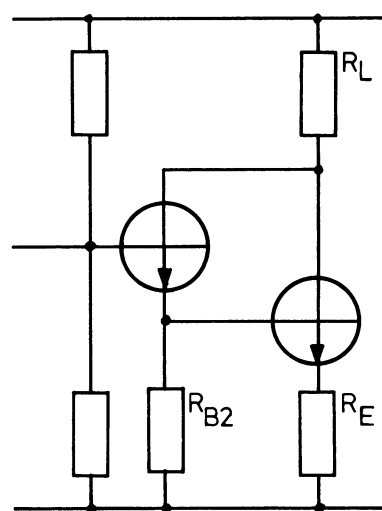


Koblingen har meget stor strømførstærkning.

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

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

### 2.2 Praktisk kobling



$R_{B2}$  og  $R_E$  skal virke til stabilisering af arbejdspunktet overfor temperaturændringer.

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

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



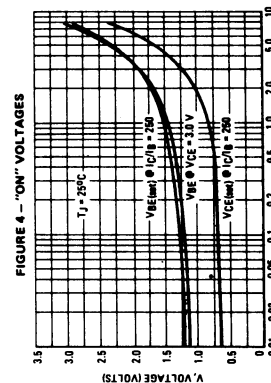
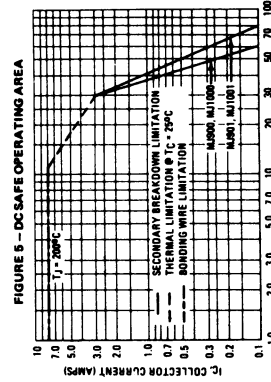
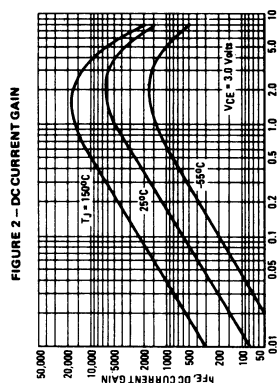
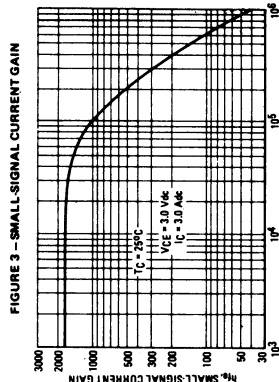
## 2.3 Eksempler på datablade over integrerede darlingtontransistorer:

### 1. MJ900, MJ1000

#### MJ900, MJ901, MJ1000, MJ1001 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T <sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)			
Characteristics	Symbol	Min	Max
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>			
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1)	V <sub>CE0</sub>	80	—
(I <sub>C</sub> = 100 mA; I <sub>B</sub> = 0)			V <sub>CE</sub>
Collector-Emitter Leakage Current	I <sub>CE</sub>	—	1.0
(V <sub>CE</sub> = 80 Vdc; I <sub>B</sub> = 10 μA)			mA
(V <sub>CE</sub> = 80 Vdc; I <sub>B</sub> = 1.0 μA)			1.0
(V <sub>CE</sub> = 80 Vdc; I <sub>B</sub> = 1.0 μA; T <sub>C</sub> = 150°C)			5.0
(V <sub>CE</sub> = 80 Vdc; I <sub>B</sub> = 1.0 μA; T <sub>C</sub> = 150°C)			5.0
Emitter-Collector Current	I <sub>EC0</sub>	—	2.0
(V <sub>BE</sub> = 5.0 Vdc; I <sub>C</sub> = 0)			mA
Collector-Emitter Leakage Current	I <sub>CEO</sub>	—	500
(V <sub>CE</sub> = 30 Vdc; I <sub>B</sub> = 0)			μA
(V <sub>CE</sub> = 40 Vdc; I <sub>B</sub> = 0)			500
<b>ON CHARACTERISTICS</b>			
DC Current Gain (1)	h <sub>FE</sub>	1000	—
(I <sub>C</sub> = 3.0 A; V <sub>CE</sub> = 3.0 Vdc)			—
(I <sub>C</sub> = 4.0 A; V <sub>CE</sub> = 3.0 Vdc)			750
Collector-Emitter Saturation Voltage (1)	V <sub>CE(sat)</sub>	—	2.0
(I <sub>C</sub> = 3.0 A; I <sub>B</sub> = 12 mA)			Vdc
(I <sub>C</sub> = 8.0 A; I <sub>B</sub> = 40 mA)			4.0
Base-Emitter Voltage (1)	V <sub>BE</sub>	—	2.5
(I <sub>C</sub> = 3.0 A; V <sub>CE</sub> = 3.0 Vdc)			Vdc

(1) Pulse Test: Pulse Width 5, 300 μs, Duty Cycle 5:2, 0.

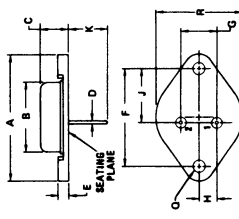
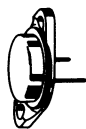


V<sub>CE</sub> COLLECTOR-EMITTER VOLTAGE (VOLTS)  
must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.  
At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by secondary breakdown. (See AN-418)

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and secondary breakdown. Safe operating area curves indicate I<sub>C</sub>-V<sub>CE</sub> limits of the transistor that must be observed for reliable operation. (e.g., the transistor

8.0 AMPERE  
DARLINGTON  
POWER TRANSISTOR  
COMPLEMENTARY SILICON

60-80 VOLTS  
90 WATTS



STYLE 1:  
PIN 1: BASE  
PIN 2: EMITTER  
CASE: COLLECTOR

DIM	INCH	MILLIMETERS
A	0.187	4.75
B	0.187	4.75
C	0.187	4.75
D	0.187	4.75
E	0.187	4.75
F	0.187	4.75
G	0.187	4.75
H	0.187	4.75
I	0.187	4.75
J	0.187	4.75
K	0.187	4.75
L	0.187	4.75
M	0.187	4.75
N	0.187	4.75
O	0.187	4.75
P	0.187	4.75
Q	0.187	4.75
R	0.187	4.75
S	0.187	4.75
T	0.187	4.75
U	0.187	4.75
V	0.187	4.75
W	0.187	4.75
X	0.187	4.75
Y	0.187	4.75
Z	0.187	4.75

CASE 11-08

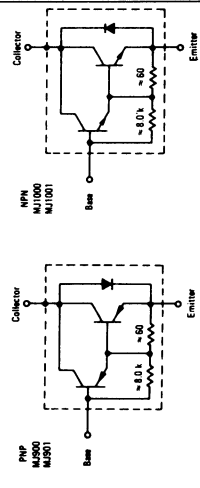
#### MEDIUM-POWER COMPLEMENTARY SILICON TRANSISTORS

- ... for use as output devices in complementary general purpose amplifier applications.
- High DC Current Gain - h<sub>FE</sub> = 6000 (Typ) @ I<sub>C</sub> = 3.0 A; V<sub>CE</sub> = 80 Vdc
- Monolithic Construction with Built-in Base-Emitter Shunt Resistors

MAXIMUM RATINGS				
Rating	Symbol	MJ900 MJ1000	MJ901 MJ1001	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE0</sub>	60	80	Vdc
Collector-Base Voltage	V <sub>CB</sub>	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB</sub>	5.0		Vdc
Collector Current	I <sub>C</sub>	8.0		Adc
Base Current	I <sub>B</sub>	0.1		Adc
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	90		Watts
Densities above 25°C		0.515		W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-55 to +200		°C

THERMAL CHARACTERISTICS			
Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ <sub>JC</sub>	1.94	°C/W

#### FIGURE 1 - DARLINGTON CIRCUIT SCHEMATIC





## 2. RCA8203

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

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS				LIMITS				UNITS
		VOLTAJE V <sub>dc</sub>	CURRENT A <sub>dc</sub>	I <sub>b</sub>	I <sub>c</sub>	RCA8203B MIN.	RCA8203B MAX.	RCA8203A MIN.	RCA8203A MAX.	
Collector-Cutoff Current: With base open	$I_{CBO}$	V <sub>CE</sub> V <sub>BE</sub>	0	0	0	-1	-	-1	-	mA
With base open and $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{CEO}$	-80 -60 -40	0	0	0	-10	-	-10	-	mA
With base reverse-biased	$I_{CEV}$	-80 +1.5 -60 +1.5 -40 +1.5	0	0	0	-0.3	-	-0.3	-	mA
With base reverse-biased and $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{CEV}$	-80 +1.5 -60 +1.5 -40 +1.5	0	0	0	-3	-	-3	-	mA
Emitter-Cutoff Current	$I_{EBO}$	+5	0	0	0	-10	-	-10	-	mA
Collector-to-Emitter Sustaining Voltage: With base open	$V_{CE0(sus)}$	-	-0.24	0	0	-80	-	-80	-	V
With external base-to- emitter resistance ( $R_{BE} = 100\ \Omega$ )	$V_{CE0(sus)}$	-	-0.24	0	0	-80	-	-80	-	V
With base-emitter junction reverse-biased	$V_{CEV(sus)}$	+1.5	-0.24	0	0	-80	-	-80	-	V
DC Forward Current Transfer Ratio	$h_{FE}$	-3 -3 -3	-3a -5a -8a	-	-	1000 20,000 100	-	1000 20,000 100	-	
Base-to-Emitter Voltage	$V_{BE}$	-3 -3 -3	-3a -5a -8a	-	-	-2.8 -2.8 -4.5	-	-2.8 -2.8 -4.5	-	V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	-3 -3 -3	-3a -5a -8a	-	-	-0.005a -0.01a -0.08a	-	-2 -2 -3	-	V
Parallel Diode Forward Voltage Drop	$V_F$	-	-8 -10	-	-	-4	-	-4	-	V
Common-Emitter, Small- Signal, Short-Circuit Forward Current Transfer Ratio: $f = 1\text{ kHz}$	$h_{fe}$	5	-1	-	-	1000	-	1000	-	
Magnitude of Common- Emitter, Small-Signal, Short-Circuit, Forward Current Transfer Ratio: $f = 1.0\text{ MHz}$	$ h_{fe} $	5	-1	-	-	20	-	20	-	
Second Breakdown Energy: With base reverse-biased and $L = 1\text{ mH}$ , $R_{BE} = 100\ \Omega$	$ES_d/b$	+1.5	-4.5	-	-	30	-	30	-	mJ
Forward-Bias Second Breakdown Collector Current: 1-s non-repetitive pulse	$I_{S/b}$	-20	-	-	-	-3	-	-3	-	A
Thermal Resistance: Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	-	-	-	-	-	-	-	-	$^\circ\text{C/W}$

a Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ ; duty factor = 1.8%.b  $ES_d$  is defined as the energy at which second breakdown occurs under specified reverse bias conditions  $ES_d = 1/2 I_{S/b}^2$  where  $L$  is a series load or inductive inductance, and  $I$  is the peak collector current.10-Ampere P-N-P Darlington  
Power Transistors

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

## Features:

- Operates from IC without predriver
- Low leakage at high temperature
- High reverse second-breakdown capability

## Applications:

- Power switching
- Hammer drivers
- Series and shunt regulators
- Audio amplifier

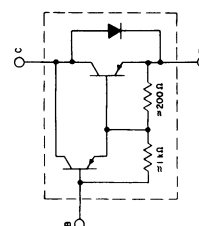
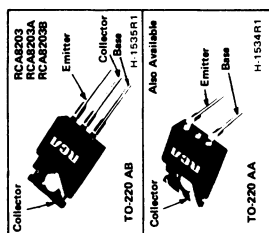


Fig. 1—Schematic diagram for all types.

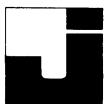
The RCA8203, RCA8203A and RCA8203B are monolithic p-n-p silicon Darlington transistors designed for low- and medium-frequency power applications. The high gain of these devices makes it possible for them to be driven directly from integrated circuits. They are complementary to the ZN6386, ZN6387, and ZN6388A.

These devices are supplied in the JEDEC TO-220AB straight-lead version of the VERSAWATT package. Optional lead configurations are available upon request. For information, contact your nearest RCA Sales Office.

©Formerly RCA Dev. Nos. TA8204, TA8487, and TA8203, respectively.  
\*Technical data for ZN6386-ZN6388 are given in RCA bulletin File No. 610.

## MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

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

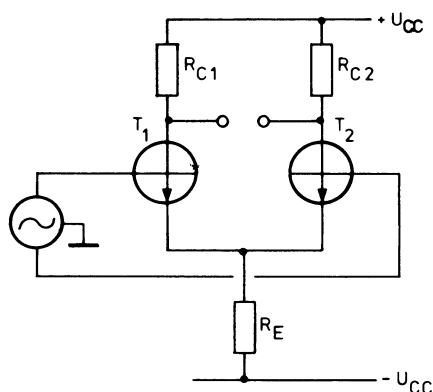


## DISPOSITION

### 1. Differentialforstærker

#### 1. DIFFERENTIALFORSTÆRKER

##### 1.1 Diagram



##### 1.2 Virkemåde

En differentialforstærker består af to transistorer med fælles emittermodstand. Signalet kan tilføres mellem de to baser og udtages enten mellem de to kollektorer eller mellem en kollektor og stel.

Ved balanceret udgang tages signalet ud mellem de to kollektorer.

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

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

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

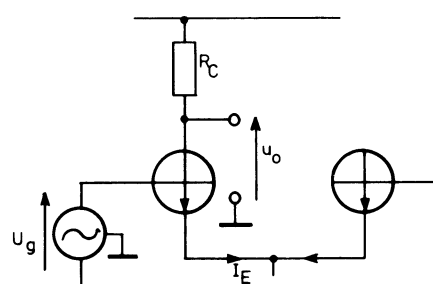
Tilsluttes et DM signal til indgangen, vil  $T_1$  trække større strøm, medens  $T_2$  trækker mindre strøm og omvendt.

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

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

##### 1.3 Forstærkningen $A_d$

Differensforstærkningen med en enkelt udgang kan beregnes således:



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

$$A_d = \frac{u_o}{u_g} = 0,5 \cdot 40 \cdot I_E \cdot R_C = 20 \cdot I_E \cdot R_C$$

Differensforstærkningen med balanceret udgang er den dobbelte af enkelt udgang.

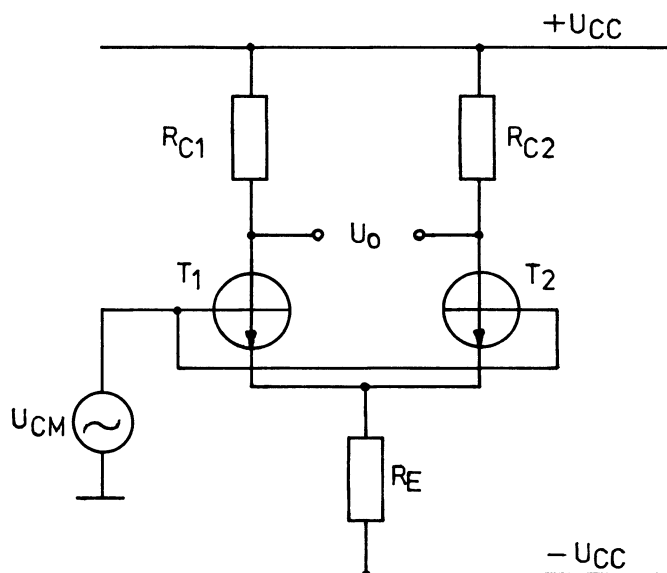
$$A_d = 40 \cdot I_E \cdot R_C$$

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



## 1.4 Forstærkning ACM

Tilføres der til baserne af  $T_1$  og  $T_2$  et signal af samme amplitude og fase, er der tale om et common mode signal.



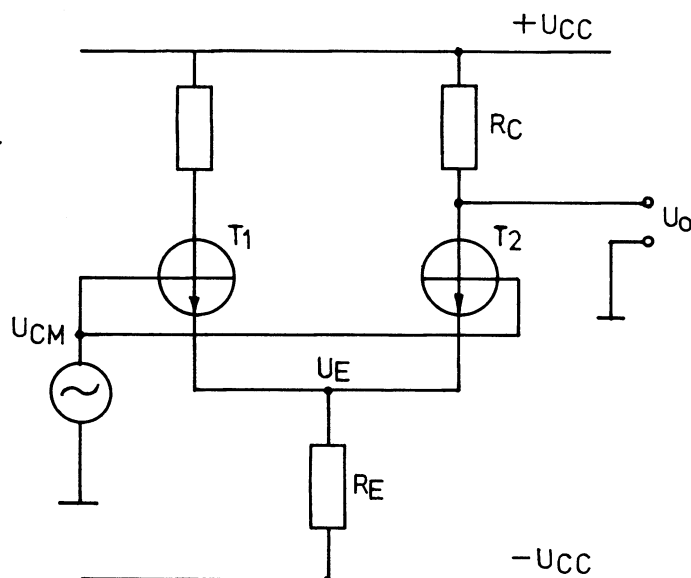
Dersom de to transistorer og de to kollektormodstande er nøjagtig ens, bliver forstærkningen af et common mode signal, der udtages mellem kollektorerne, lig med 0.

Tilføres samme signal til baserne, vil de to kollektorspændinger ændres lige meget og i samme retning, spændingsforskellen mellem kollektorerne er derfor 0.

$$A_{CM} = \frac{U_O}{U_{CM}} = \frac{0}{U_{CM}} = 0$$

I praksis vil dette aldrig kunne opnås, idet der altid vil være en lille forskel mellem komponenterne.

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



$$A_{CM} = \frac{U_O}{U_{CM}}$$

$$U_{CM} = U_E = i_E \cdot R_E =$$

$$2 \cdot i_C \cdot R_E$$

$$U_O = U_C = i_C \cdot R_C$$

$$A_{CM} = \frac{U_O}{U_{CM}} = \frac{i_C \cdot R_C}{2 \cdot i_C \cdot R_E}$$

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

## 1.6 CMRR

Common mode rejection ratio betegner forholdet mellem forstærkningen af et differens mode signal og et common mode signal.

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

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}}$$

CMRR kan udtrykkes i decibel.

$$CMRR [dB] = 20 \log \frac{A_d}{A_{CM}}$$

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



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

Ved enkelt udgang kan CMRR findes som

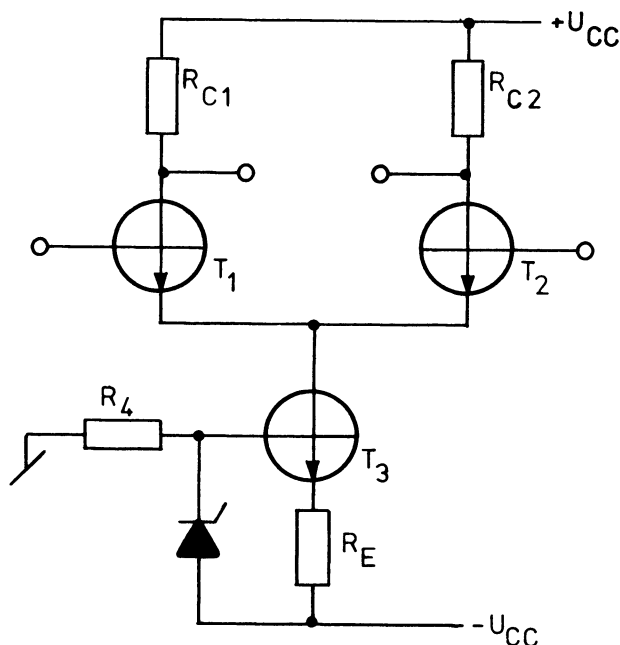
$$CMRR = \frac{A_d}{A_{CM}} = \frac{20 \cdot I_E \cdot R_C}{\frac{R_C}{2 R_E}}$$

$$CMRR = 40 \cdot I_E \cdot R_E$$

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 strømgenerator.



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

Strømmen i  $T_3$  bestemmes af spændingsfaldet over zenerdioden og  $R_E$ .

### 1.7 Indgangsimpedans DM

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

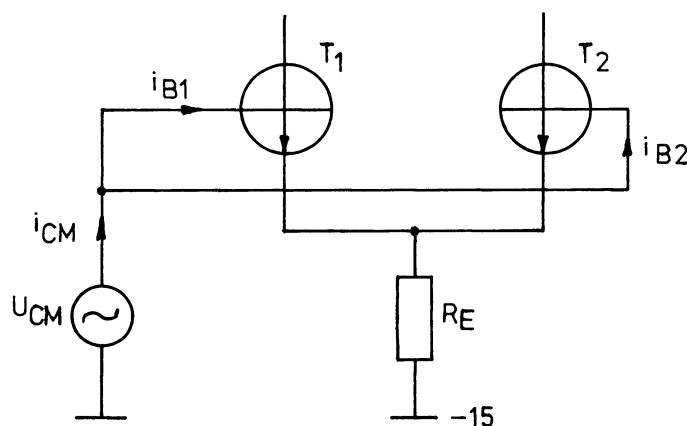
Strømmen fra generatoren passerer to basis-emitterstrækninger, det vil sige, at den modstand, der belaster generatoren, er  $h_{ie}$  i den ene transistor plus  $h_{ie}$  i den anden transistor.

Indgangsimpedansen fra et DM signal bliver:

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

### 1.8 Indgangsimpedans CM

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



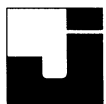
De to baser modtager et signal med samme amplitude og fase, basisstrømmen i de to transistorer bliver derfor ens.

Den impedans, der belaster generatoren, kan findes som:

$$Z_{in} = \frac{U_{CM}}{i_{CM}} = \frac{U_{CM}}{i_{B1} + i_{B2}} = \frac{U_{CM}}{2 i_B}$$

Basisstrømmen til en transistor er:

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



Generatorstrømmen bliver

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

Indgangsimpedansen bliver

$$Z_{in} = \frac{U_{CM}}{i_{CM}}$$

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

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

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

eller

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



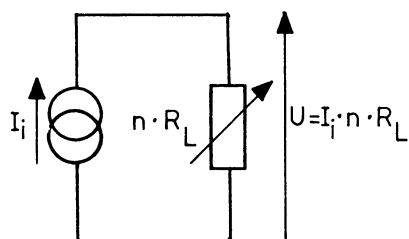
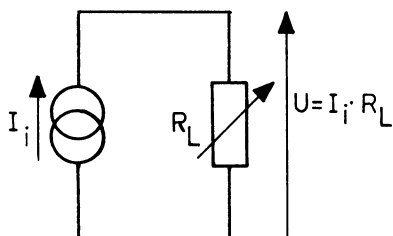
## DISPOSITION

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

### 1. IDEEL OG REEL STRØMGENERATOR

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

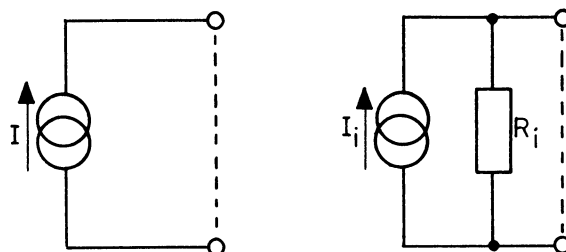
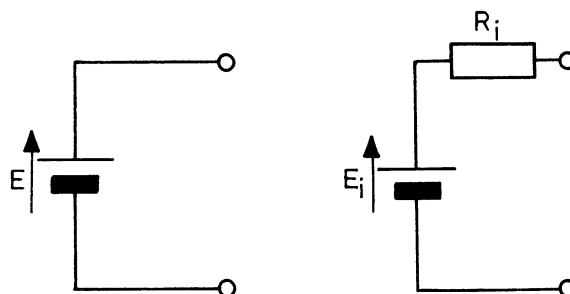
For den ideelle strømgenerator gælder de skitserede forhold.



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

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

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



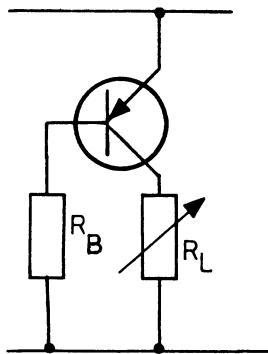
Endvidere kan man ud fra målinger på den reelle strømgenerator finde dennes indre modstand  $R_i$ , ligesom dette er muligt for den reelle spændingsgenerator.



## 2. TRANSISTORREGULERET STRØM- GENERATOR

### 2.1 Simpel strømgenerator med transistor

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



Dette ses af:

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

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

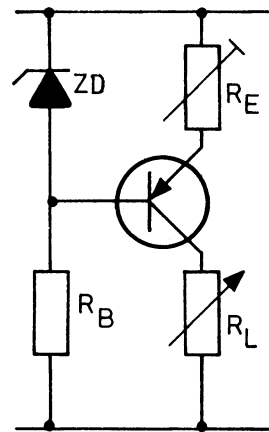
$$I_L = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \cdot h_{FE}$$

altså tilsyneladende ikke en funktion af  $R_L$ .

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

### 2.2 Zenerstabiliseret strømgenerator

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



Denne funktion kan udledes af:

$$I_C = I_E = \frac{U_{RE}}{R_E}$$

da

$$U_{RE} = U_Z - U_{EB} \text{ er}$$

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

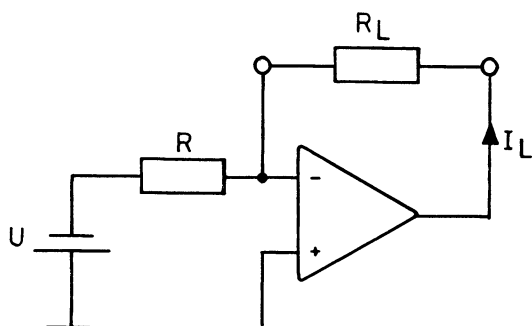
altså tilsyneladende ikke en funktion af  $R_L$ .

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



### 3. STRØMGENERATOR MED OPERATIONSFORSTÆRKER

#### 3.1 Simpel strømgenerator med operationsforstærker



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

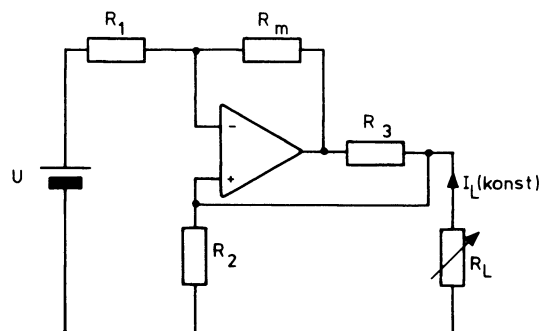
$$I_R = \frac{U}{R}.$$

Da  $I_R = I_L$  er

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

#### 3.2 Strømgenerator med stellet $R_L$

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



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

$$I_L =$$

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

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

Vælges imidlertid

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

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

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

Det ses, at  $I_L$  nu er uafhængig af  $R_L$ .



## DISPOSITION

### 1. Operationsforstærker

#### 1. OPERATIONSFORSTÆRKER

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

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

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

ANALOGUS: (græsk) svarer til.

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

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

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

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

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

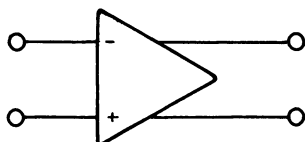
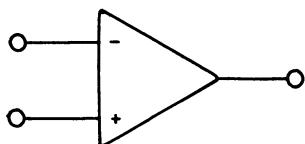
Det er derfor uundgåeligt, at der undertiden sker en vis overlapning mellem analog- og digitalteknikken.



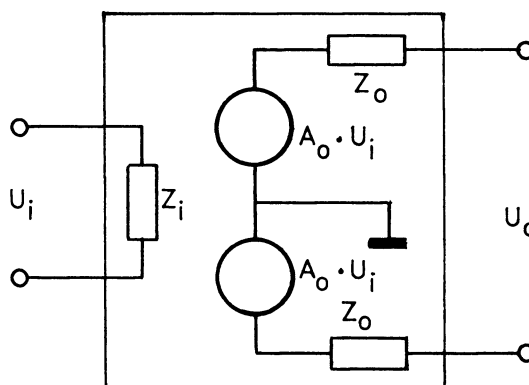
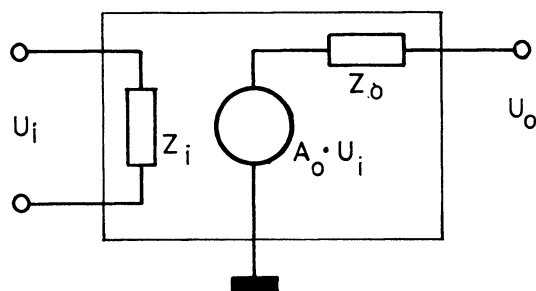
## 1.1 Symbol

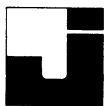
En operationsforstærker symboliseres med en triangel med begge indgangsterminaler til venstre og udgangsterminalen eller udgangsterminalerne til højre.

Symbol



Ækvivalentdiagram





## 1.2 Egenskaber

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

- 1) Høj råforstærkning,

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

- 2) Lav indgangsstrøm,

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

- 3) Høj indgangsimpedans,

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

- 4) Lav udgangsimpedans,

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

- 5) Stor båndbredde,

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

Endvidere tilstræbes en fasedrejning på  $0^\circ$  eller  $180^\circ$  (uafhængig af frekvensen) samt forsvindende drift (0).

## 1.3 Forsyningsspænding

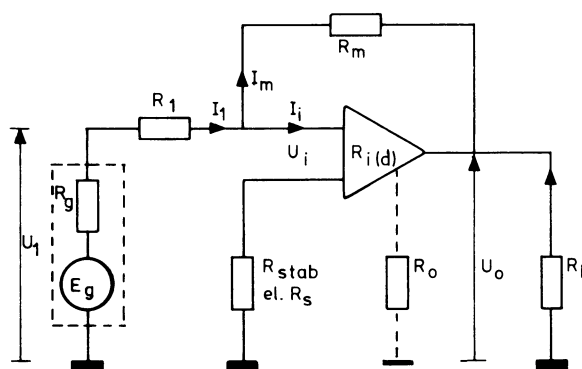
Moderne operationsforstærkere kræver spændingsforsyning med udtag for både positiv og negativ spænding samt stel med værdier:

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

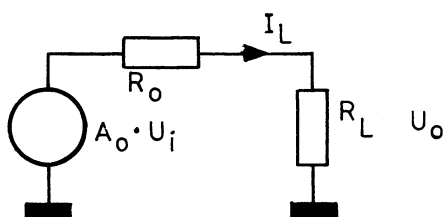
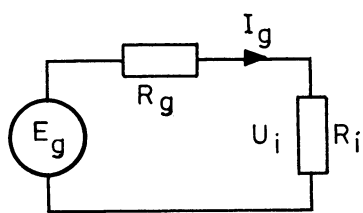
Visse operationsforstærkere behøver dog ingen stelforbindelse (arbejder med "svævende stel"). Som krav til strømforsyningen kan anføres, at spændingsdriften skal være tilstrækkelig lille for at undgå nulpunktsdrift på forstærkeren. Dette skulle dog ikke være noget stort problem, når man anvender en stabiliseret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

Problemer i forbindelse med en sådan spændingsdrift omtales senere.

## 1.4 Definitioner



$E_g$	signalspændingskilde
$U_i$	signalspænding
$U_i$	indgangsspænding
$U_o$	udgangsspænding
$I_1$	signalstrøm
$I_i$	indgangsstrøm
$I_m$	modkoblingsstrøm
$I_L$	belastningsstrøm
$R_{stab}$	stabiliseringsmodstand
$R_1$	indkoblingsmodstand
$R_{i(d)}$	indgangsmodstand
$R_m$	modkoblingsmodstand
$R_o$	udgangsmodstand
$R_L$	belastningsmodstand
$A_o$	råforstærkning
$A'$	den ydre/modkoblede forstærkning



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

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

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

dersom  $R_o \Rightarrow 0$ ,  
går  $U_o \Rightarrow A_o \cdot U_i$

dersom  $R_L \Rightarrow \infty$ ,  
går  $U_o \Rightarrow A_o \cdot U_i$



## 1.5 Termer

Termer anvendt i forbindelse med operationsforstærkere:

### "Input offset voltage"

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

### "Input offset current"

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

### "Input bias current"

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

### "Input resistance"

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

### "Input voltage range"

er det spændingsområde, der må tilføres en af terminaleme for, at forstærkeren overholder de opgivne data.

### "Common-mode rejection ratio (CMRR)"

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

### "Open loop voltage gain"

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

### "Open loop bandwidth"

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

### "Unity-gain bandwidth"

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

### "Output impedance"

er impedansen mellem udgangsterminalen og stel.

### "Maximum peak-to-peak output voltage swing"

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

### "Power supply sensitivity"

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

### "Slew rate"

er den maksimale udgangsspændingsgradient eller den maksimale spændingsændring på udgangen pr.  $\mu\text{S}$ .

### "Total power dissipation"

er den effekt, kredsløbet forbruger uden udgangsstrøm og spænding.

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

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







## b. 1009

Model 1009/100901/100902

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

\*At +25°C and  $\pm 15$  Vdc supply unless otherwise indicated.

① Doubles every 10°C

② Without instability

③ Derated operation to -55°C



c. LM101, 201, 301

# 101A/201A/301A

Operational Amplifiers  
Advanced Micro Devices  
Linear Integrated Circuits



**Description:** The 101A, 201A and 301A monolithic operational amplifiers are functionally, electrically and pin for pin equivalent to the National LM101A, LM201A and LM301A. They are available in the hermetic TO-99 metal can and Dual In-Line packages.

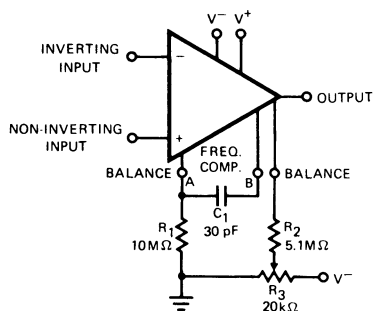
**Distinctive Characteristics:** 100% Reliability Assurance Testing including high temperature bake, temperature cycling, centrifuge and fine leak hermeticity testing in compliance with MIL STD 883 Class B.

Mixing privileges for obtaining price discounts.  
Refer to price list.

Electrically tested and optically inspected dice for the assemblers of hybrid products.

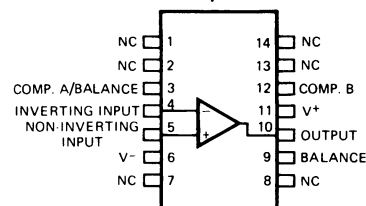
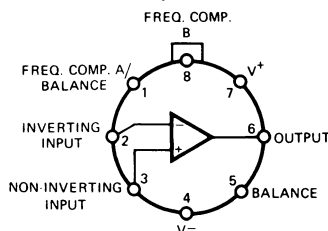
## FUNCTIONAL DESCRIPTION

The 101A/201A/301A are differential input, class AB output operational amplifiers. The inputs and outputs are protected against overload and the amplifiers may be frequency compensated with an external 30pF capacitor. The combination of low input currents, low offset voltage, low noise, and versatility of compensation classify the 101A/201A/301A amplifiers for low level and general purpose applications.



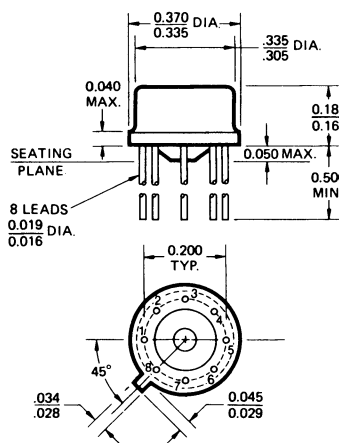
## CONNECTION DIAGRAMS

### Top Views



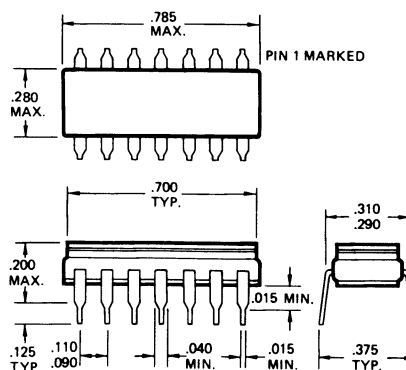
NOTES: (1) On Metal Can, pin 4 is connected to case.  
(2) On DIP, pin 6 is connected to case.  
(3) On DIP, pin 1 is marked for orientation.

## PHYSICAL DIMENSIONS (In Accordance with JEDEC TO-99)



NOTES: (1) All dimensions in inches.  
(2) Leads are gold-plated Kovar.

## PHYSICAL DIMENSIONS Dual In-Line



NOTES: (1) All dimensions in inches  
(2) Leads are intended for insertion in hole rows on .300 centers.

**MAXIMUM RATINGS**

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

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

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

**DEFINITION OF TERMS**

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

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

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

**INPUT BIAS CURRENT** The average of the two input currents.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**NOTES**

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

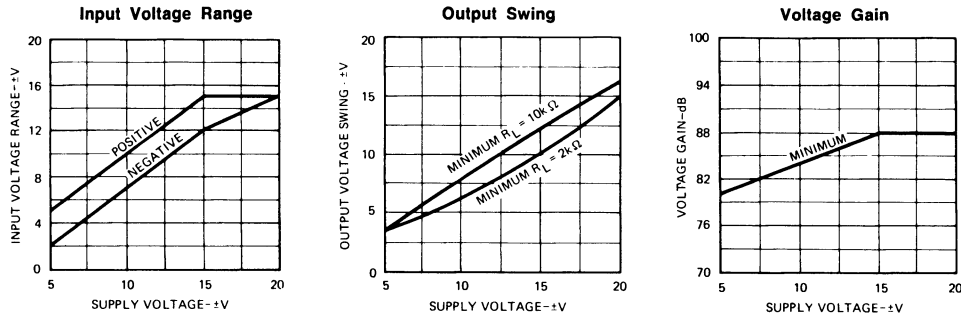
**Note 2:** For supply voltages less than  $\pm 15\text{V}$ , the maximum input voltage is equal to the supply voltage.

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

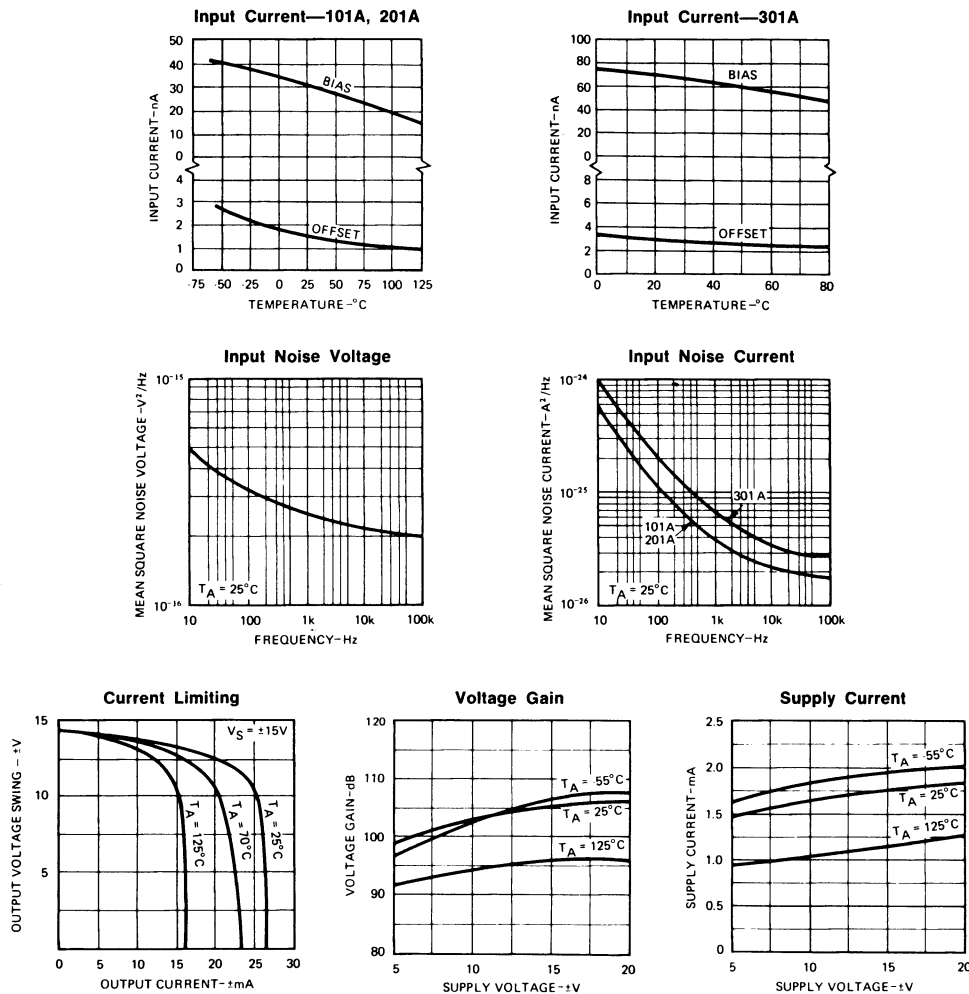


## GUARANTEED PERFORMANCE CURVES (Note 3)

(Curves apply over the Operating Temperature Ranges)

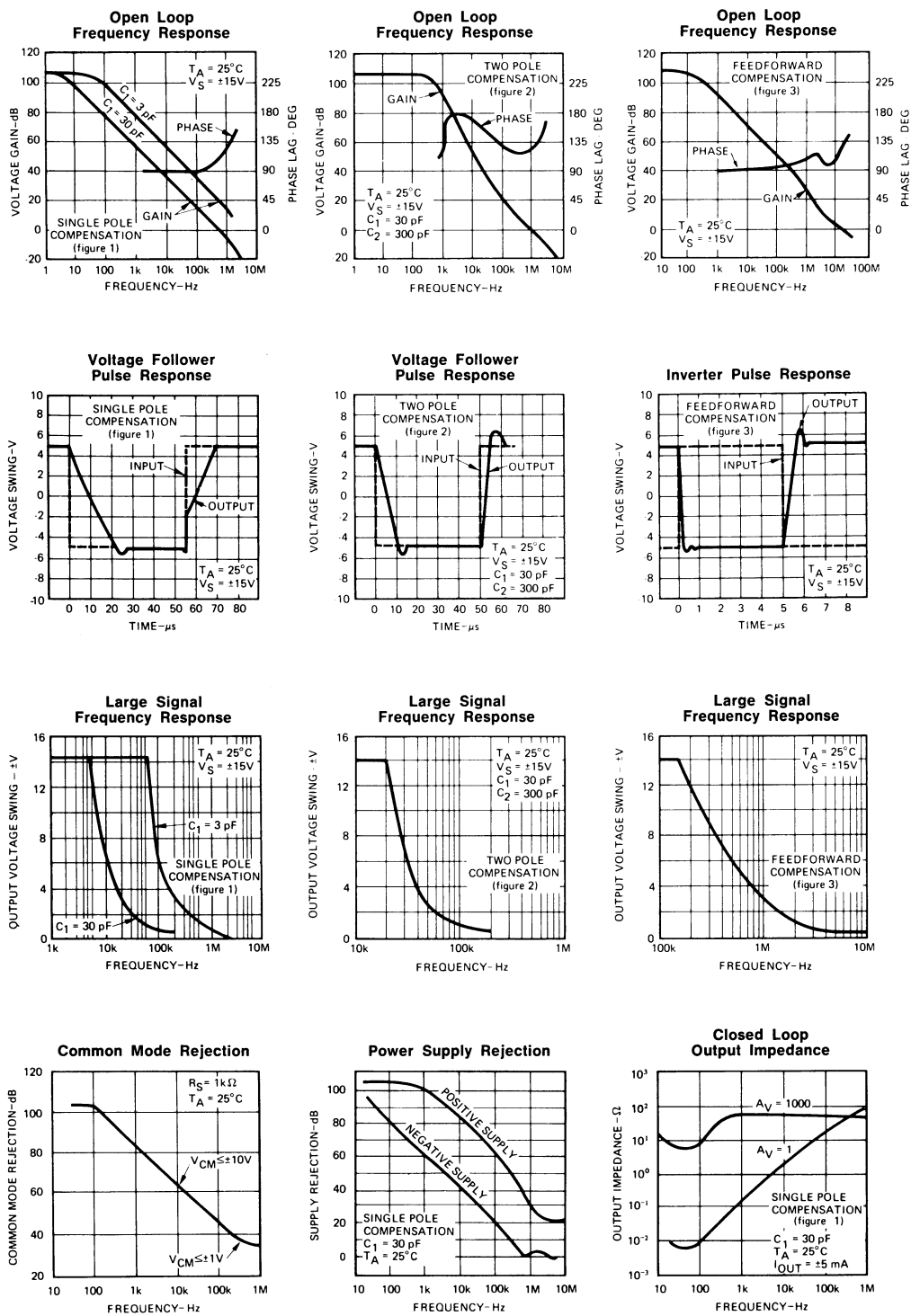


## PERFORMANCE CURVES (Note 3)





## PERFORMANCE CURVES (Note 3)





## FREQUENCY COMPENSATION CIRCUITS

Single Pole Compensation

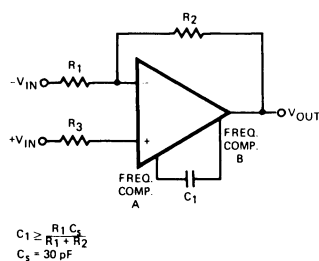


Figure 1

Two Pole Compensation

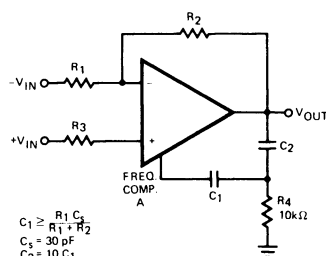


Figure 2

Feedforward Compensation

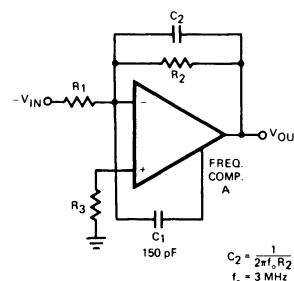


Figure 3

Power supplies should be bypassed to ground at one point, minimum, on each card. More bypass points should be considered for five or more amplifiers on a single card. For applications using feed-forward compensation, the power supply leads of each amplifier should be bypassed with low inductance capacitors.

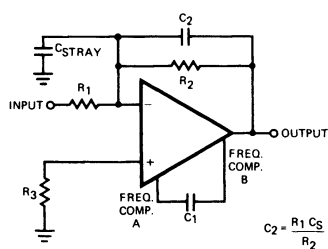
Compensating for  
Stray Input Capacitance/Large  
Feedback Resistance

Figure 4

Isolating Large Capacitive Loads

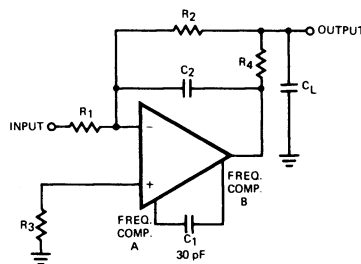


Figure 5

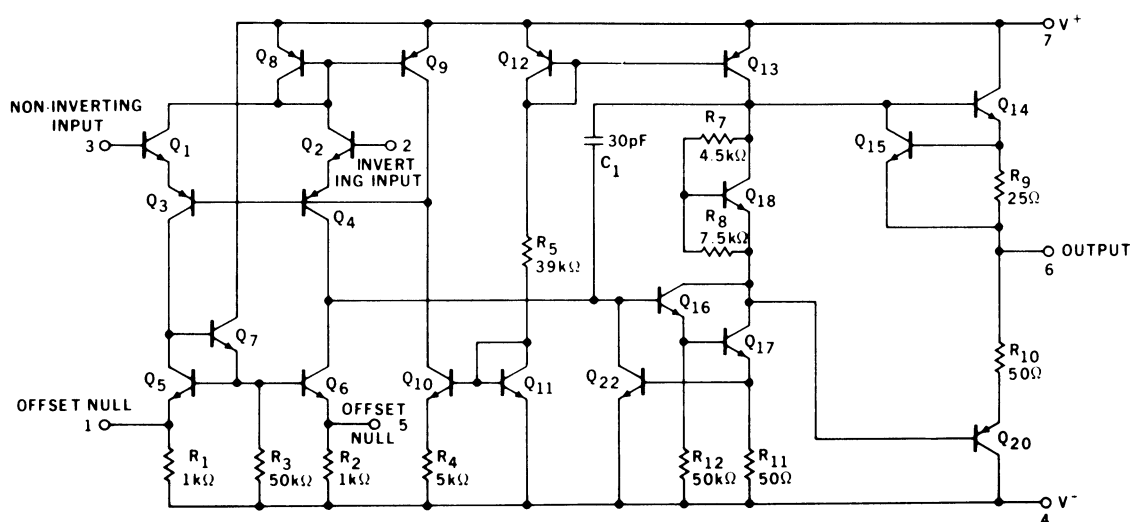
The values given for the frequency compensation capacitor guarantee stability only for source resistances less than 10kΩ, stray capacitances on the summing junction less than 5pF and capacitive loads smaller than 100pF. If any of these conditions is not met, it is necessary to use a larger compensation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



## 1.7 Sammenligningstabel

Series 72

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

1.8 Skematisk diagrameksempel af  
operationsforstærker CA3741.



## DISPOSITION

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

### 1. INVERTERENDE FORSTÆRKER

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

Da operationsforstærkeren maksimalt kan afgive en spænding på udgangen på  $U_0 = \text{maks. ca.}$

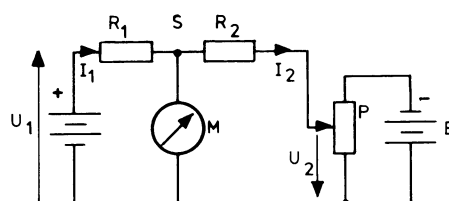
$\pm 10 \text{ V}$ , vil det betyde, at en spænding på mere end  $100 \mu\text{V}$  på indgangen - dersom man regner med en råforstærkning på  $100.000$  gange - ville styre udgangen i mætning.

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

### 1.1 Forstærkning

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

Gennemgangen sker ved hjælp af nedenstående brokobling.



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

Når der haves  $0 \text{ V}$  i punktet  $S$ , gælder følgende:

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

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

Men eftersom spændingen i punktet  $S$  er  $0 \text{ V}$ , vil der ingen strøm flyde i instrumentet.

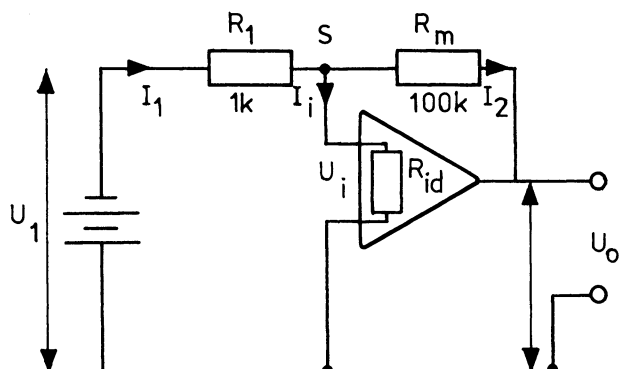
$$I_1 + I_2 = 0$$

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

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



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



Data:

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

$$A_o = 100.000 \text{ gange.}$$

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

$$U_o = -A_o \cdot U_i$$

$$U_i = -\frac{5 \text{ V}}{100.000} = -50 \mu\text{V}.$$

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

Punktet S benævnes derfor som  
"virtuel jord".

Virtuel =  
tilsyneladende, i realiteten.

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

Vi kan på denne baggrund bereg-  
ne

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

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

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

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

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

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

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

Forstærkningen  $A'$  er:

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

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

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

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

Vi vil i det følgende benytte for-  
kortelserne:

$A_o$  - forstærkning uden modkobling

$A'$  - forstærkning med modkobling

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

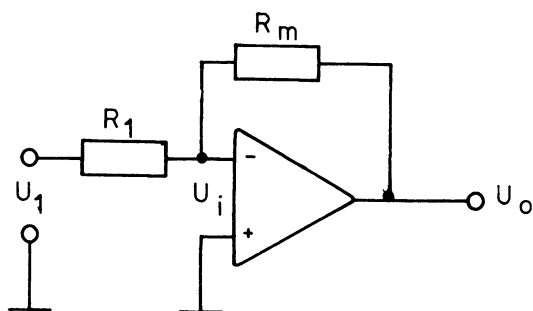
$$A_s = \frac{A_o}{A'} = \text{sløjfeforstærkningen}$$

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



## 1.2 Forstærkning

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



a.  $U_O = A_O \cdot U_i$

b.  $U_i = U_1 - \beta U_O$

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

Af a, b og c fås:

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

Hvis  $A_O$  er meget stor, er:

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

Modkoblingsfaktoren  $\beta$  er lig med:

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

Nedenstående skema viser sammenhængen mellem  $A_O$ ,  $\beta \cdot A_O$ ,  $A_s$  og  $A'$  ved et  $\beta$  på 0,01.

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

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

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

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

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

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

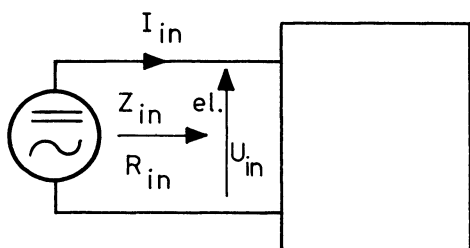
Da dette forhold er konstant - uafhængigt af  $U_1$ 's værdi inden for forstærkerens arbejdsområde - bliver forstærkningskarakteristikken  $U_O = f(U_1)$  fuldstændig lineær, nemlig:

$$U_O = - \frac{R_m}{R_1} \cdot U_1$$

### 1.3 Indgangsimpedans

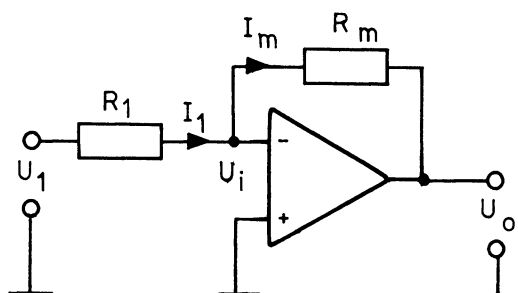
En kreds' indgangsimpedans er defineret som vist

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



Ved den inverterende forstærker fås:

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$$



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

$$Z_{in} = \frac{U_{R_1}}{I_1} = R_1$$

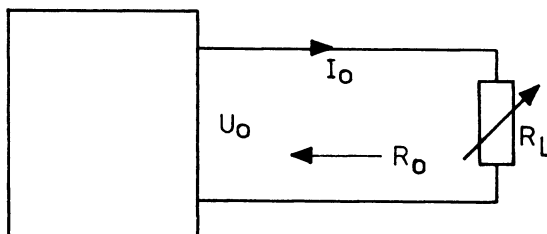
Altså afhænger indgangsimpedansen kun af indkoblingsmodstanden  $R_1$ 's størrelse.

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

### 1.4 Udgangsimpedans

En kreds' udgangsimpedans eller generatorimpedans er defineret som vist.

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



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

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

$$Z_o = \frac{\text{tomgangsspænding}}{\text{kortslutningsstrøm}}$$

Modkoblingen i den inverterende er en spændings-parallelmodkobling.

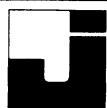
Udgangsimpedansen for den modkoblede forstærker er derfor:

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

Hvilket vil sige, at udgangsimpedansen bliver reduceret med sløjfeforstærkningen.

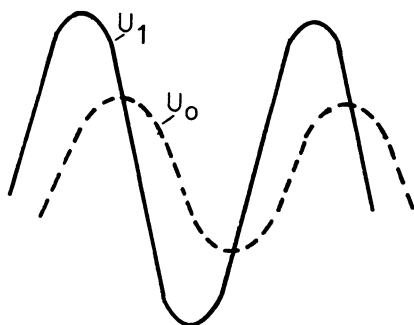
$$A_s = \frac{A_o}{A'}$$

Hvor  $A'$  var så godt som uafhængig af  $A_o$ , er  $A_s$  og dermed  $Z_o'$  afhængig af  $A_o$ 's absolutte størrelse.



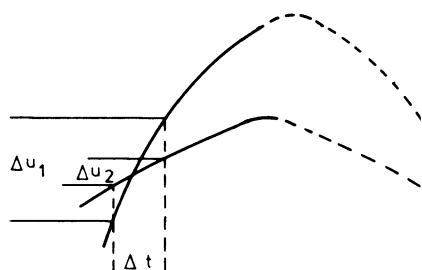
## 1.5 Slew rate - storsignalbåndbredde

I en forstærker, der behandler små signaler, begrænses båndbredden kun af forstærkning, modkobling og indre kapaciteter. Dette betyder, at når der sendes en sinusspænding med en frekvens større end  $f_0$  ind i forstærkeren, vil udgangsspændingen også være sinusformet, men fasedrejet forskelligt fra  $0^\circ$  eller  $180^\circ$ .



I en forstærker, der er sammensat af mange halvledere, og som skal give et stor spændingssving på udgangen, begrænses den anvendelige båndbredde af såvel amplituden af  $u_0$ , som af den pågældende frekvens.

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



Det sted på en sinusurve, hvor der sker den største spændingsændring pr. tidsenhed, er omkring  $0^\circ$  og  $180^\circ$ .

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

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

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

For en sinusspænding er spændingsændringen pr. tidsenhed i  $0^\circ$ :

$$u_0 \text{ maks.} \cdot 2 \pi f$$

eller

$$SR = u_0 \text{ maks.} \cdot 2 \pi f$$

Når SR er opgivet, kan den største frekvens, som forstærkeren kan behandle med en given  $u_0$  maks., findes:

$$f = \frac{SR}{u_0 \text{ maks.} \cdot 2 \pi}$$

Eksempel:

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

$$u_0 \text{ maks.} = 10 \text{ V}$$

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

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

$$u_0 \text{ maks.} = \frac{SR}{2 \pi \cdot f}$$

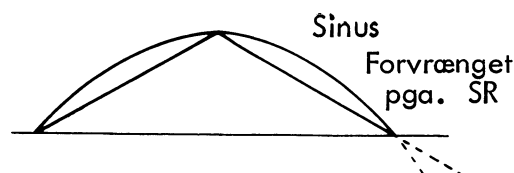
Eksempel:

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

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

$$u_0 \text{ maks.} = \frac{7 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 250 \cdot 10^3} = 4,45 \text{ V}$$

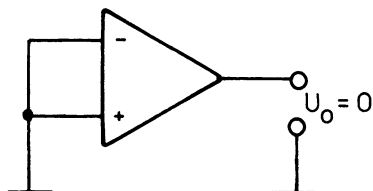
Hvis slew raten overskrides for en sinusspænding, forvrænges kurveformen og bliver trekantformet.



## 1.6 Offset

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

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



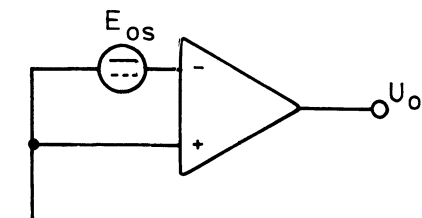
Hvis man på en forstærker måler en DC spænding på udgangen, med indgangen stillet, skyldes dette en offset-kilde.

Man beskæftiger sig med følgende former for offset:

Spændingsoffset

Strømoffset.

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



$E_{OS}$  = input offset voltage

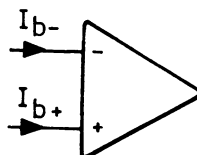
Offset-spændingen varierer meget for de forskellige typer operationsforstærkere.

Eksempel :

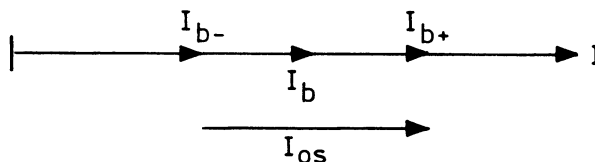
LM301 -  $E_{OS} = 2 \text{ mV}$

SN72741 -  $E_{OS} = 1 \text{ mV}$

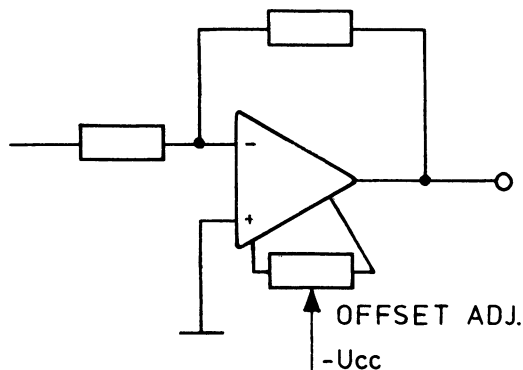
I en operationsforstærker løber der en meget lille strøm til indgangsterminalerne.

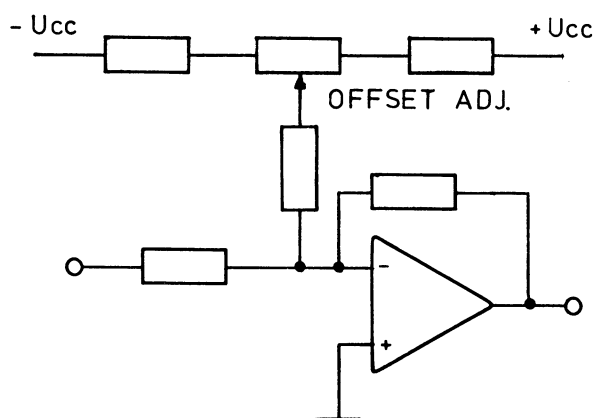


På disse strøme kan der være en lille forskel. Fabrikanten opgiver for operationsforstærkerne "Input bias current", der er midelværdien mellem  $I_{b-}$  og  $I_{b+}$ . Endvidere opgives "Input offset current", der er forskellen mellem  $I_{b-}$  og  $I_{b+}$ .

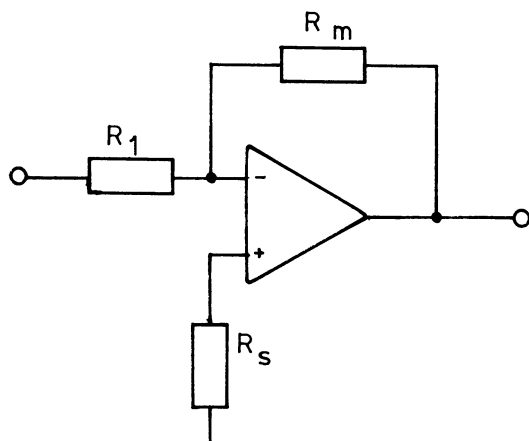


$E_{OS}$  og  $I_{OS}$  er man nødt til at justere væk, enten på selve operationsforstærkeren eller ved at indføre en spænding på en indgangsterminal.





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



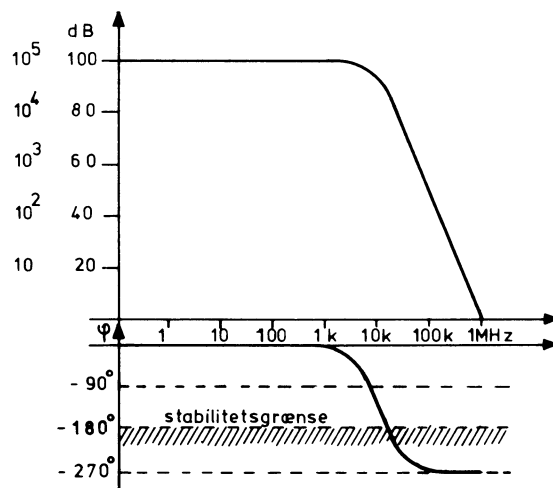
Den inverterende udgang "ser" ud i en parallellforbindelse af  $R_1$  og  $R_m$ .

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

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

## 1.7 Frekvenskarakteristik

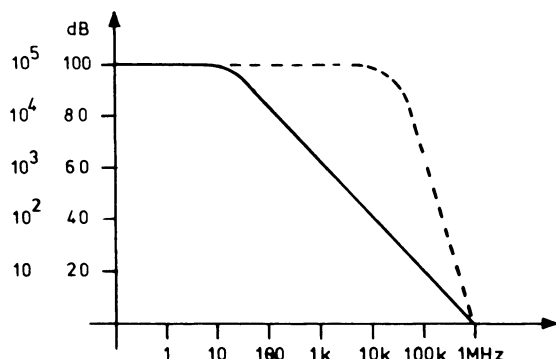
Tilføjer man en operationsforstærker et indgangssignal med forskellige frekvenser, vil man - dersom man ikke har foretaget noget "kunstgreb" - få en frekvenskarakteristik som vist.



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

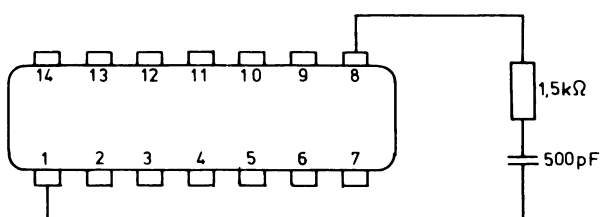
For at forbedre operationsforstærkerens stabilitetsforhold, tilføjer man et sted i koblingen et RC led med en ret lav grænsefrekvens. Dette RC led vil da virke "dominerende" på forstærkerens frekvenskarakteristik, og det vil virke, som om dette var det eneste i kredsen.

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



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

Eksempel på en sådan frekvenskompensation:

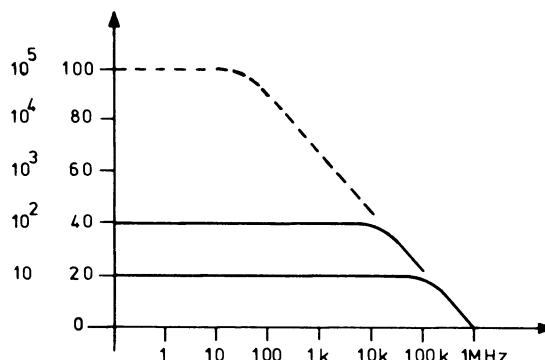


Det ses, at grænsefrekvensen ved "Open-loop" ( $A' = A_o = 10^5$ , 100 dB) som følge af frekvenskompensationen bliver meget lav.

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

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

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



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

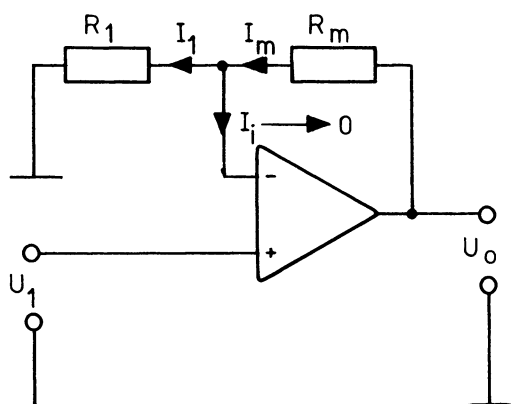
$$A' \cdot \text{båndbredde} = \text{Enhedsfrekvens.}$$

## 2. NON-INVERTERENDE FORSTÆRKER

### 2.1 Forstærkning

Hvis man ønsker en forstærkerkobling, der giver et udgangssignal med samme polaritet som indgangssignalet, dvs. ikke invertering, eller AC-mæssigt med  $0^\circ$  fasedrejning, kan man benytte den ikke inverterende forstærkerkobling.

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



Af opstillingen fås:

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

$$I_1 = I_m$$

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

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

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

$$U_o \cdot R_1 = U_1 \cdot R_m + U_1 \cdot R_1$$

$$U_o \cdot R_1 = U_1 (R_m + R_1)$$

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

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{R_m + R_1}{R_1}$$

Den ydre forstærkning findes af:

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

### 2.2 Spændingsfølger

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

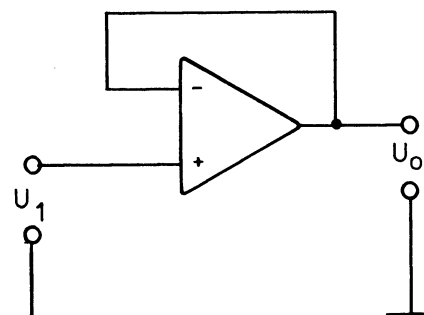
$$R_1 = \infty \text{ og } R_m = 0.$$

Indsat i ovenstående ligning giver disse værdier forstærkningen:

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

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

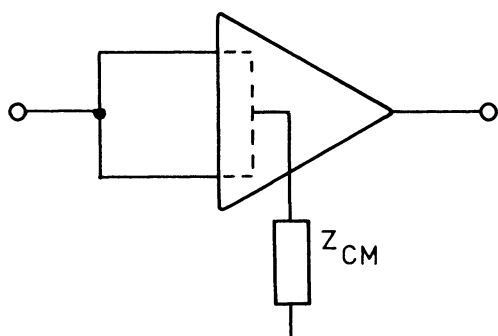
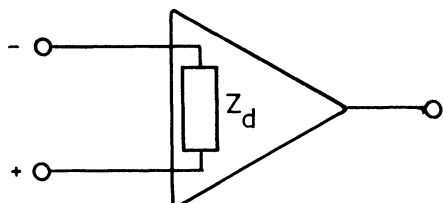
Da de to modstandsværdier  $0 \Omega$  og  $\infty \Omega$  blot er henholdsvis en direkte ledningsforbindelse og en afbrydelse, får koblingen et meget simpelt udseende.





### 2.3 Indgangsimpedans

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

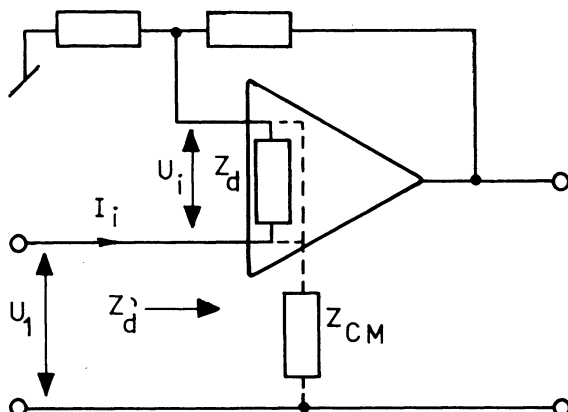


$Z_d$  og  $Z_{CM}$  opgives i databladet for operationsforstærkeren, se datablad.

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

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

$Z_d'$  kan findes ved:



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

$$Z_d' = Z_d \cdot \frac{U_i}{U_i}$$

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

$$\frac{U_i}{U_i})$$

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

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

$$Z_{in} = Z_d' = Z_d \cdot A_s$$

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

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

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

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

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

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

Eksempel

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

$$Z_{in} = \frac{30 \text{ G} \cdot 30 \text{ M}}{30 \text{ G} + 30 \text{ M}} \approx 30 \text{ M}\Omega$$

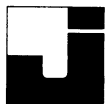
Altså ses det, at  $Z_{CM}$  i dette tilfælde alene bestemmer indgangsimpedansen. Kobles forstærkeren derimod til 100 ganges forstærkning, fås:

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

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

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

$$Z_{in} = \frac{300 \text{ M} \cdot 30 \text{ M}}{300 \text{ M} + 30 \text{ M}} = 27 \text{ M}\Omega$$



## 2.4 Udgangsimpedans

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

Udgangsimpedansen bliver formindsket med sløjfeforstærkningen

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

da  $A_s = \frac{A_o}{A'}$  kan  $Z_o'$  omskrives til:

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

Eksempel:

Udgangsimpedansen på en spændingsfølger indeholdende en operationsforstærker med følgende data:

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

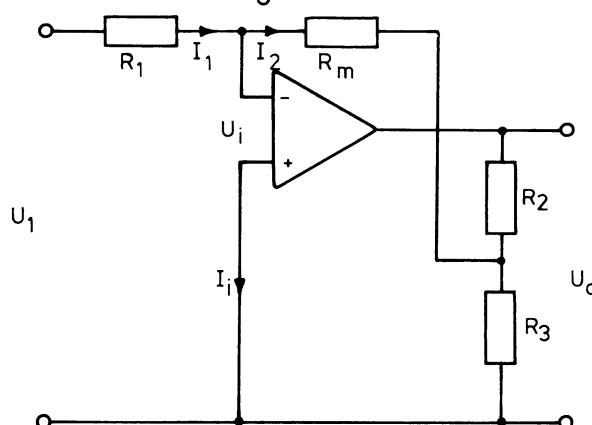
$$Z_o' = 5 \text{ k} \cdot \frac{1}{10^5} = 50 \text{ m}\Omega$$

### 3. INVERTERENDE FORSTÆRKER MED POTENTIOMETRISK MODKOBLING

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

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

## 3.1 Forstærkning



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

$$A' = -\frac{U_o}{U_1}$$

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

$I_2$  kan findes som spændingen over  $R_3$  divideret med  $R_m$ .

$U_o$  bliver spændingsdelt mellem  $R_2$  og  $R_3 // R_m$ .

$R_m$  ligger på virtuel stel på -terminalen.

$$I_2 = \frac{-U_o \cdot \left[ \frac{R_m // R_3}{R_2 + R_m // R_3} \right]}{R_m}$$

$$I_2 = \frac{-U_o \cdot R_m // R_3}{R_m (R_2 + R_m // R_3)}$$

da  $I_2 = I_1$  fås

$$-U_o \cdot \frac{R_m // R_3}{R_m (R_2 + R_m // R_3)} = \frac{U_1}{R_1}$$

$$-U_o = \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{R_m (R_2 + R_m // R_3)}{R_m // R_3}$$

$$-A' = \frac{U_o}{U_1} = \frac{R_m}{R_1} \cdot \frac{R_2 + R_m // R_3}{R_m // R_3}$$

$$A' = -\frac{R_m}{R_1} \cdot \left[ 1 + \frac{R_2}{R_m // R_3} \right]$$

## 3.2 Indgangsimpedans

Indgangsimpedansen er, som i den inverterende forstærker, lig med  $R_1$ .



## 3.3 Udgangsimpedans

Da der er spændingsmodkobling, er

$$Z_{O'} = \frac{Z_O}{A_s}$$

eller

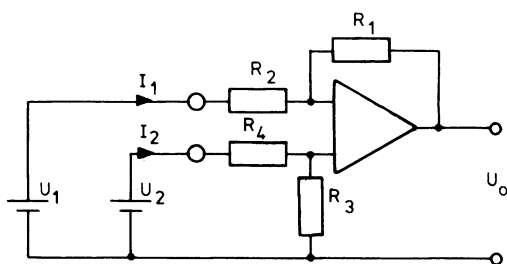
$$Z_{O'} = Z_O \cdot \frac{A'}{A_O}$$

4. DIFFERENTIALFORSTÆRKER -  
SUBTRAKTIONSKOBLING

## 4.1 Forstærkning

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

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



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

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

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

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

Ændres  $U_2$ , fås en ændring af  $U_O$  bestemt af

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

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

dvs.

$$A_2 = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} =$$

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

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

$$R_1 = R_3$$

og

$$R_2 = R_4$$

Herved fås:

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

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

eller

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

Heraf:

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

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

Offsetproblemet er samtidig løst, når:

$$R_1 = R_3$$

og

$$R_2 = R_4$$

## 4.2 Indgangsimpedans

Indgangsimpedansen mellem  $R_2$  og  $R_4$  er lig med:

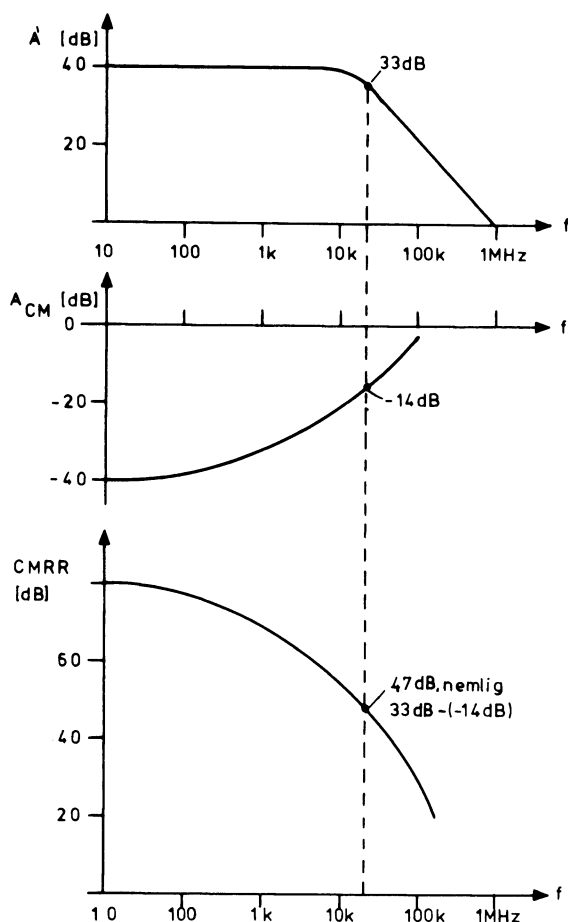
$$R_2 + R_4.$$



## 4.3 CMRR

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

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



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

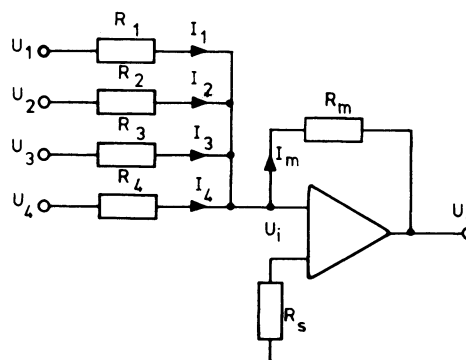
$$CMRR [dB] = 33 \text{ dB} - (-14 \text{ dB})$$

$$CMRR [dB] = 47 \text{ dB}$$

## 5. ADDITIONSFORSTÆRKER - SUMMATIONSKOBLING

## 5.1 Summation

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



For opstillingen kan skrives:

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

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

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

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

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

heraf

$$-U_o = I_m \cdot R_m$$

idet  $U_i \rightarrow 0$

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

Vælges:

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

fås:

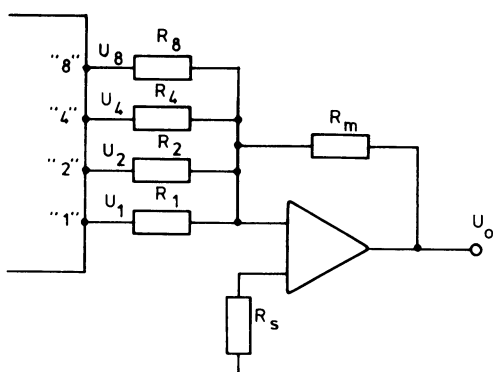
$$U_o = -(U_1 + U_2 + U_3 + U_4)$$



## 5.2 Digital - analog converter med summationskobling

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

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



Modstandene kan findes ved:

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

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

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

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

$R_m$  fastlægges til 1 k $\Omega$

Forstærkningen fra "1"

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

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

Forstærkningen fra "2"

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

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

Forstærkningen fra "4"

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

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

Forstærkningen fra "8"

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

$$R_8 = 625 \Omega$$

Eksempel:

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

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

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

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

$$U_o = -1k (1m + 8m) V$$

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

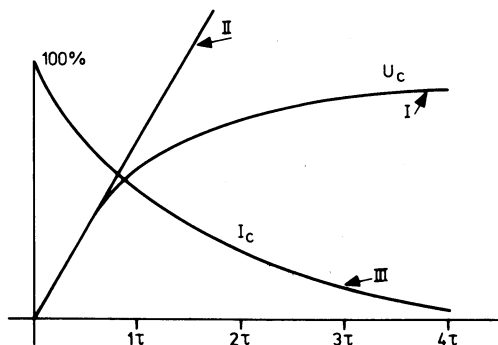
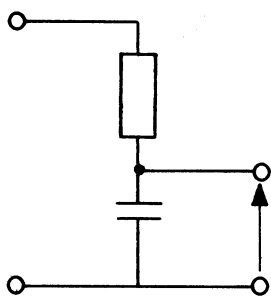
DISPOSITION

## 1. Integrationskobling

1. INTEGRATIONSKOBLING

## 1.1 RC led

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



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

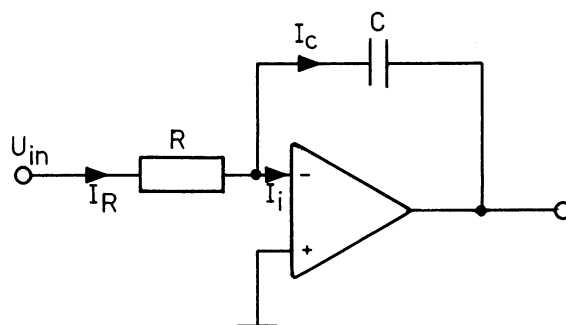
Af kurverne ses, at når ladestrømmen aftager pr. tidsenhed, bliver spændingens tilvækst over kondensatoren pr. tidsenhed mindre og mindre.

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

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

## 1.2 Integration med operationsfor-stærker

Ved hjælp af en operationsfor-stærker kan der opbygges en in-tegrator, der giver en konstant ladestrøm til kondensatoren.



Af figuren ses:

$$I_R = I_i + I_c$$

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

er strømmen gennem kondensatoren den samme som i modstanden

$$I_R = I_c$$

Strømmen i modstanden bestemmes kun af:

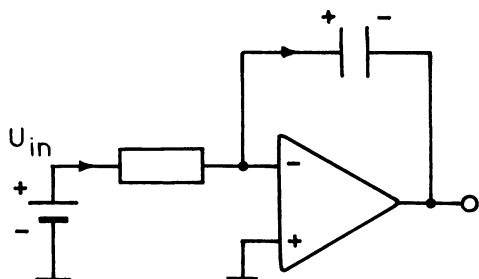
$$\frac{U_{in}}{R},$$

hvilket giver konstant strøm til kondensatoren.

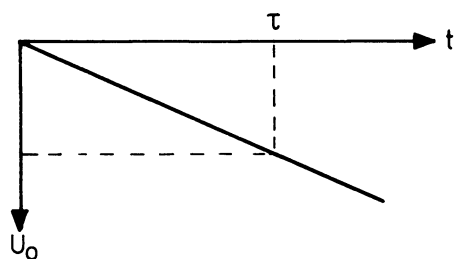
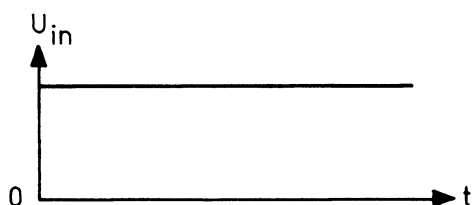
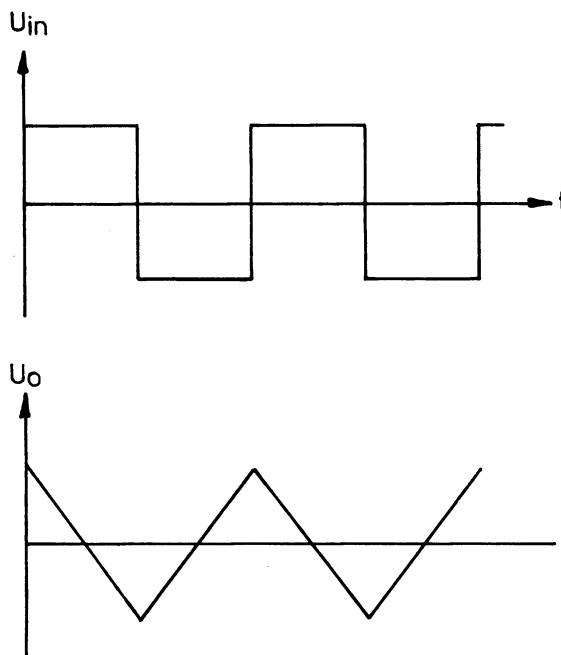


Tilføres en positiv DC spænding til kredsløbet, vil spændingen på udgangen stige lineært i negativ retning på udgangen.

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



Tilføres en firkantspænding til indgangen, er udgangsspændingen en trekantspænding.

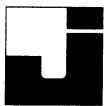


Spændingsændringen pr. tidskonstant  $\tau$  er lig  $U_{in}$

eller

$$\Delta U_o = -\frac{U_{in} \cdot \Delta t}{RC}$$

dette gælder, når  $U_{in}$  er konstant.



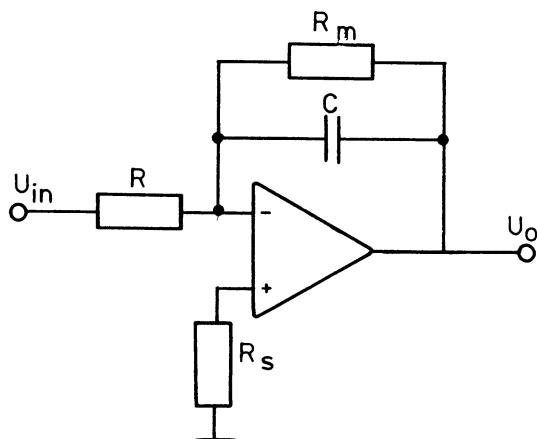
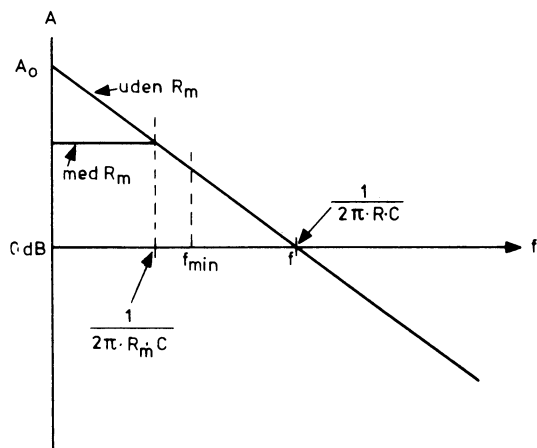
## 1.3 Forstærkningsbegrænsning

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

Frekvensgangen for integratoren ser således ud:

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

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



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

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

$R_m$  er normalt omkring 100 kΩ.

$R_m$  danner sammen med  $C$  en overgangsfrekvens bestemt af:

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





## DISPOSITION

1. Filtertyper
2. Kredsløbseksempler

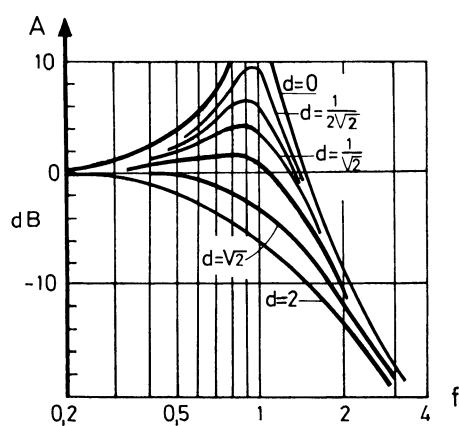
### 1. FILTERTYPER

#### 1.1 Aktivt filter

Fordelen ved aktive filtre er, at stor dæmpning pr. oktav kan realiseres uden anvendelse af spoler. Desuden kan filteret være dimensioneret således, at det har mindre dæmpning ved overgangsfrekvensen end et almindeligt RC filter, der kan endog være tale om forstærkning.

Hvor stor amplituden ved overgangsfrekvensen er i forhold til amplituden i gennemgangsområdet, afhænger af kredsløbets dæmpning.

Hvis dæmpningen er mindre end 1, vil signalamplituden ved overgangsfrekvensen være større end i gennemgangsområdet.



Er dæmpningen større end 1, vil signalamplituden ved overgangsfrekvensen være mindre end i gennemgangsområdet.

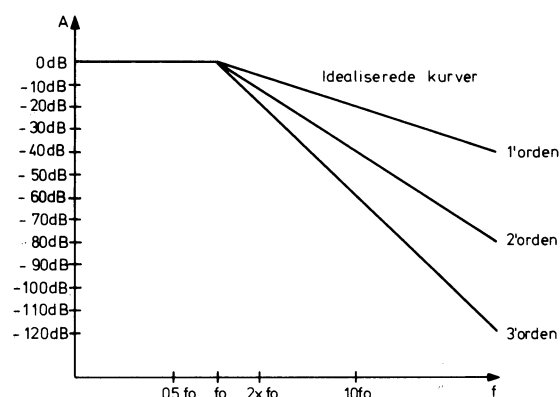
I forbindelse med filtre tales der ofte om, hvilken orden filteret har.

Et simpelt RC led med en modstand og en kondensator er et første ordens filter.

Hvilken orden filteret har, fortæller noget om, hvor stor en flankestejlhed filteret har uden for gennemgangsområdet.

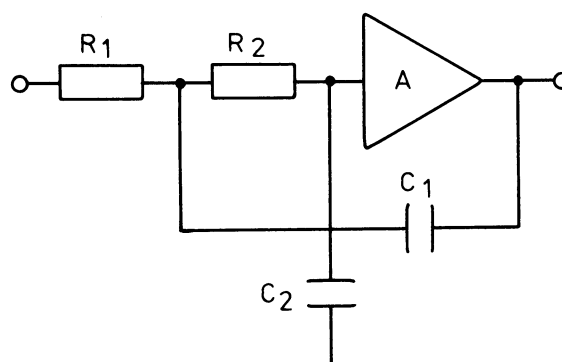
Et første ordens lavpasfilter vil maksimalt dæmpe med 6 dB/oktav hvis der er tale om frekvenser over overgangsfrekvensen.

Et andet ordens lavpasfilter vil maksimalt dæmpe med 12 dB/oktav.

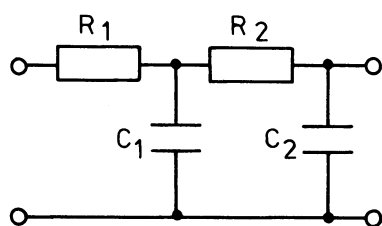


#### 1.2 Filter med positiv tilbagekobling

Et 2. ordens lavpasfilter med positiv tilbagekobling består af en forstærker samt to modstande og to kondensatorer.



I princippet består filteret af to RC led.



For et sådant filter gælder, at ved overgangsfrekvensen  $f_o$ :

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

er signalet faldet til mindre end det halve.

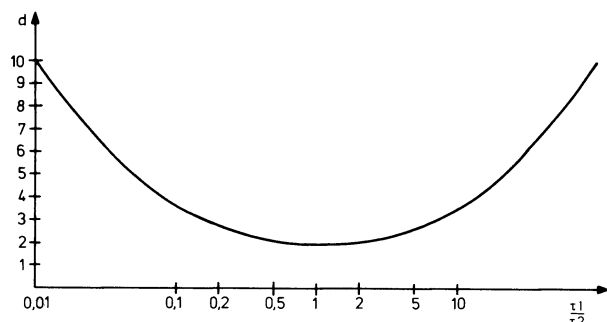
Dæmpningen afhænger af forholdet mellem  $\tau_1$  og  $\tau_2$

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

Har  $\tau_1$  og  $\tau_2$  samme størrelse, vil dæmpningen ved overgangsfrekvensen være 2, dvs. at spændingen ved denne frekvens er faldet 6 dB i forhold til gennemgangsområdet.

$$d = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}$$



I det aktive filter indføres udgangsspændingen i bunden af  $C_1$ , således at tabene delvis ophæves.

Dæmpningen i filteret afhænger nu ikke længere kun af  $\tau_1$  og  $\tau_2$ , men også af forstærkningen.

I det aktive filter kan opnås dæmpninger ned til ca. 0,2, uden at opstillingen begynder at oscillere.

Filterets dæmpning er:

$$d = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) + (1 - A) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}$$

Oftentimes er forstærkningen omkring 1, hvilket forenkler formelen for dæmpningen til

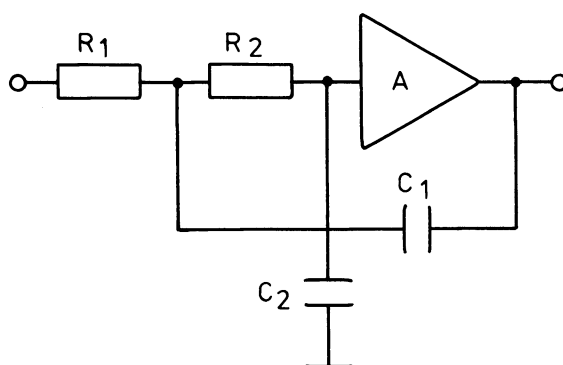
$$d = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \text{ for } A = 1.$$

Dersom  $R_1$  og  $R_2$  har samme størrelse, afhænger dæmpningen kun af forholdet mellem  $C_2$  og  $C_1$ .

Ændres  $C_2$  til den dobbelte størrelse og  $C_1$  halveres, stiger dæmpningen til det dobbelte, medens overgangsfrekvensen forbliver uændret.

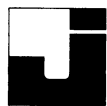
Ved at øge  $C_1$  og nedsætte  $C_2$  falder dæmpningen.

Filterets virkemåde kan beskrives således:



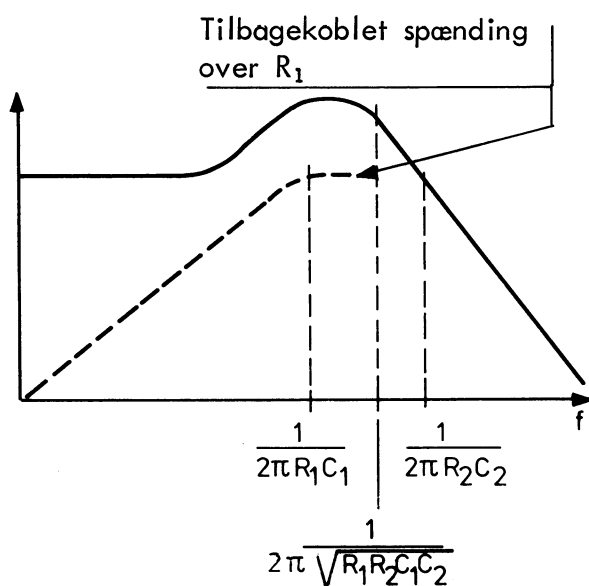
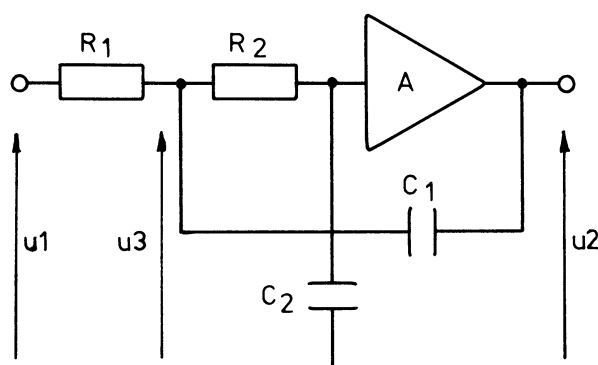
Ved en meget lav frekvens vil  $C_1$  og  $C_2$  være afbrudt, og forstærkningen er bestemt af A.

Fra udgangen og tilbage udgør  $C_1$  og  $R_1$  et højpasfilter, der ved lave frekvenser ikke lader noget signal passere.  $R_2$  og  $C_2$  udgør et lavpasfilter.



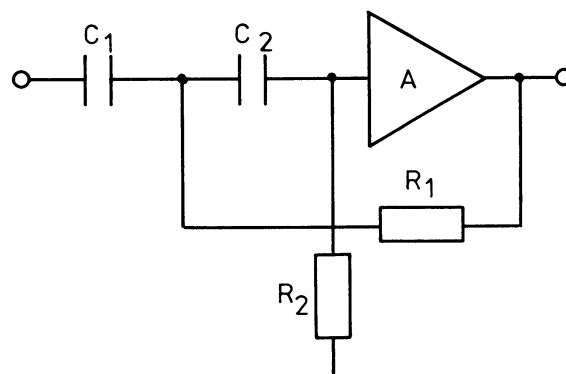
Stiger frekvensen, øges den positive tilbagekobling, og samtidig begynder spændingen over  $C_2$  at falde, hvorved udgangsspændingen falder.

Nedsættes overgangsfrekvensen for  $R_1$  og  $C_1$  i forhold til overgangsfrekvensen for  $R_2$ ,  $C_2$ , vil spændingen begynde at stige over  $C_2$ , inden  $R_2$   $C_2$  igen begynder at dæmpe spændingen. Dette sker, fordi spændingen over  $R_2$   $C_2$  stiger på grund af tilbagekoblingen, mere end  $R_2$   $C_2$  kan nå at dæmpe spændingen.



Filterets frekvenskarakteristik afhænger af forholdet mellem overgangsfrekvenserne for de to RC led.

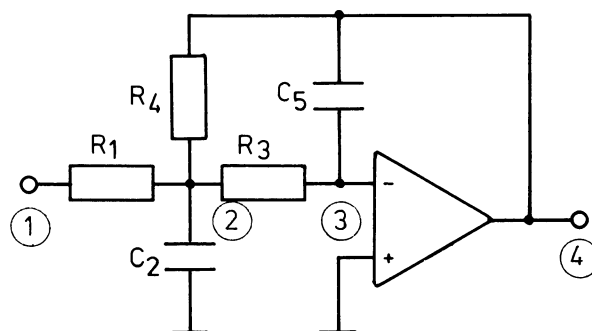
Filteret kan ændres til et højpasfilter ved at ombytte R og C.



### 1.3 Aktivt filter med negativ tilbagekobling

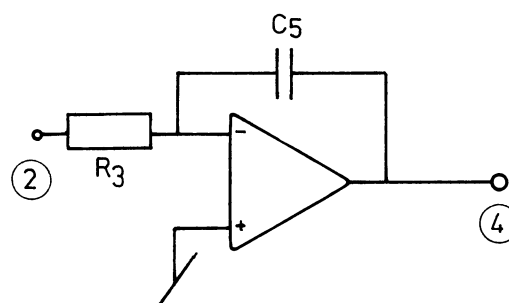
En anden ordens aktivt filter, hvor der ønskes relativ stor forstærkning i gennemgangsområdet, udføres som et aktivt filter med negativ tilbagekobling.

Et filter af denne type koblet som lavpasfilter ser således ud.



Kredsløbet kan betragtes som en forstærker med to tilbagekoblingsløjfer, den ene bestående af  $R_3$  og  $C_5$ , og den anden af  $R_4$  og  $C_2$ .

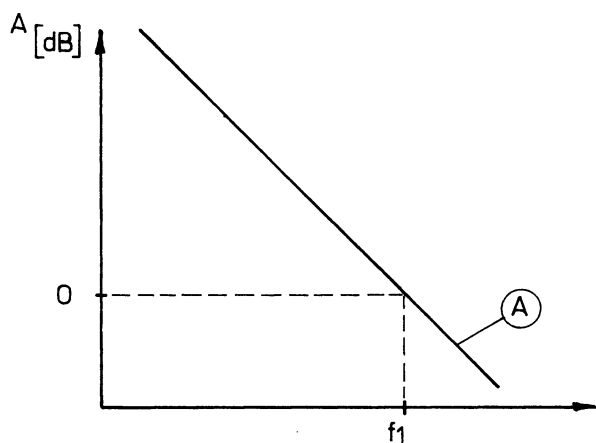
Ser man kredsløbet fra ② til ④, ser det således ud.



Forstærkningen i dette kredsløb er bestemt af forholdet mellem  $X_{C_5}$  og  $R_3$ .

Ved den frekvens, hvor  $X_{C_5}$  har samme værdi som  $R_3$ , er forstærkningen 1 gg. Forstærkningen vil ændre sig med 6 dB pr. oktav frekvensændring.

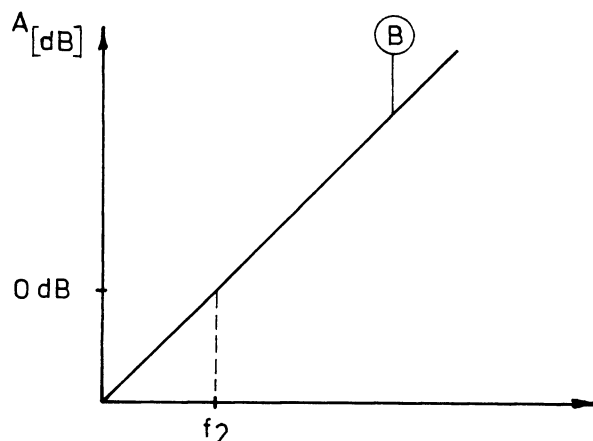
Frekvenskarakteristikken vil se således ud.



$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C_5}$$

$R_4$  og  $C_2$  udgør også et tilbageløbskredsløb, men da  $R$  og  $C$  er byttet om i forhold til  $R_3$  og  $C_5$ , så vil frekvenskarakteristikken hælde den modsatte vej, dvs. forstærkningen stiger med stigende frekvens.

Ved den frekvens, hvor  $X_{C_2}$  har samme værdi som  $R_4$ , er forstærkningen 1 gg.



$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_4 C_2}$$

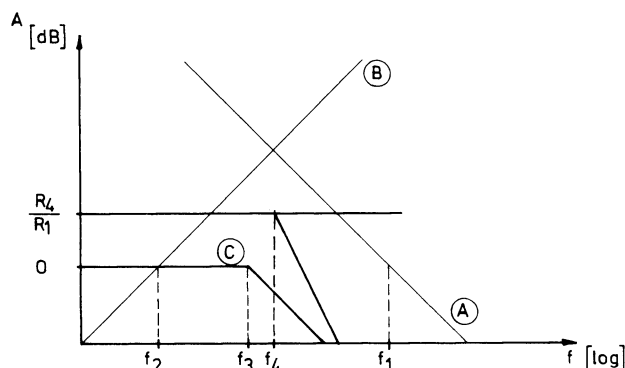
Ved lave frekvenser har  $C_2$  og  $C_5$  en stor  $X_C$  værdi. Forstærkningen er derfor bestemt af forholdet mellem  $R_4$  og  $R_1$ .

$$-A = \frac{R_4}{R_1}$$

$R_1$ ,  $R_4$  og  $C_2$  vil set fra (1) udgøre et lavpasfilter med en overgangsfrekvens, hvor  $X_{C_2}$  har samme værdi som parallellforbindelsen af  $R_1$  og  $R_4$ .

$R_1$  og  $R_4$  skal regnes som værende i parallel, fordi forstærkeren er lavimpedanset i udgangen.

Frekvenskarakteristikken for  $R_1$ ,  $R_4$  og  $C_2$  vil falde med 6 dB/oktav for frekvenser over overgangsfrekvensen  $f_3$ .



Den frekvens, hvor (A) og (B) skærer hinanden, er hele filterets overgangsfrekvens  $f_4$ .

Over denne frekvens vil filterets frekvenskarakteristik nærme sig en linie, der falder med 12 dB/oktav.

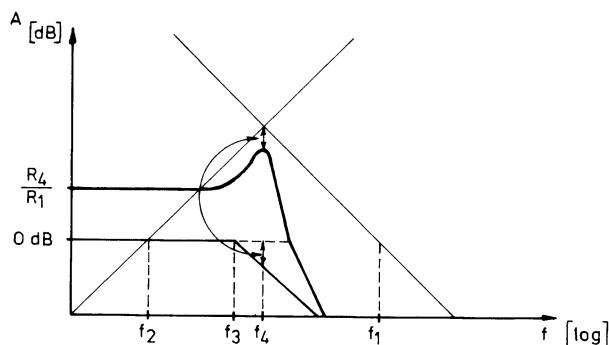
Dæmpningen i leddet  $R_1$ ,  $R_4$  og  $C_2$  vil være medbestemmende, om signalet ved overgangsfrekvens har fået et opsving eller en dæmpning i forhold til gennemgangsområdet.

Om der er dæmpning eller forstærkning ved  $f_4$ , kan findes ved at trække det stykke, som

(C) er faldet under 0 dB ved  $f_4$  fra punktet, hvor (A) og (B) krydser hinanden.



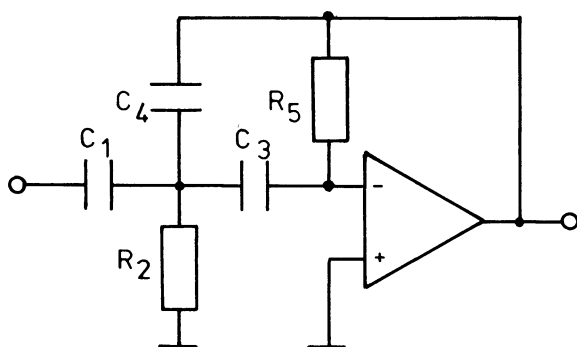
Den totale frekvenskarakteristik vil omtrent se således ud.



Overgangsfrekvensen for filteret kan beregnes således:

$$f_4 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}$$

Filteret kan ændres til et 2. ordens højpasfilter ved at udskifte modstandene med kondensatorer og omvendt.

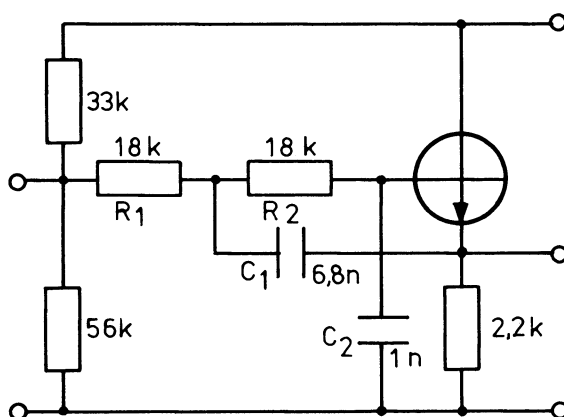


Forstærkningen i gennemgangsområdet er bestemt af  $C_4$  og  $C_1$ .

$$A = \frac{C_1}{C_4}$$

## 2. KREDSLØBSEKSEMPLER

### 2.1 Anden ordens lavpasfilter med positiv tilbagekobling



Forstærkningen i gennemgangsområdet er ca. 1.

Overgangsfrekvensen er:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{18k \cdot 18k \cdot 6,8n \cdot 1n}} = 3,4 \text{ kHz}$$

Dæmpningen ved overgangsfrekvensen er:

$$d = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \cdot \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right)$$

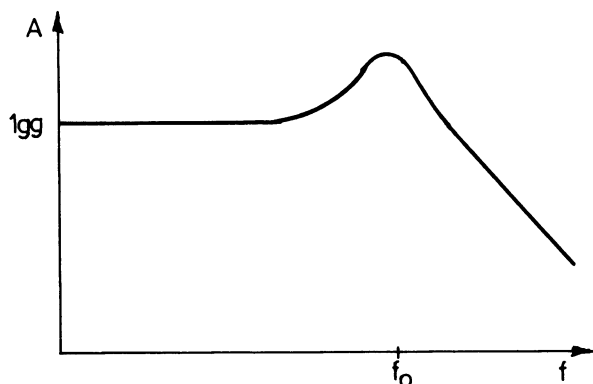
$$d = \sqrt{\frac{18k \cdot 1n}{18k \cdot 6,8n}} \cdot \left( \frac{18k}{18k} + 1 \right) = 0,77$$

Forstærkningen ved overgangsfrekvensen er steget med 1,3 gg ( $1/0,77$ ) i forhold til forstærkningen i gennemgangsområdet.

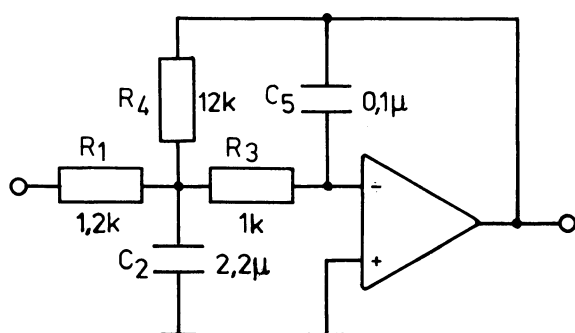


Over overgangsfrekvensen falder forstærkningen med en størrelse, der nærmer sig 12 dB/oktav.

En skitse af frekvenskarakteristikken vil se således ud:



## 2.2 Anden ordens lavpasfilter med negativ tilbagekobling



Forstærkningen i gennemgangsområdet er:

$$A = \frac{R_4}{R_1} = - \frac{12k}{1,2k} = -10 \text{ gange}$$

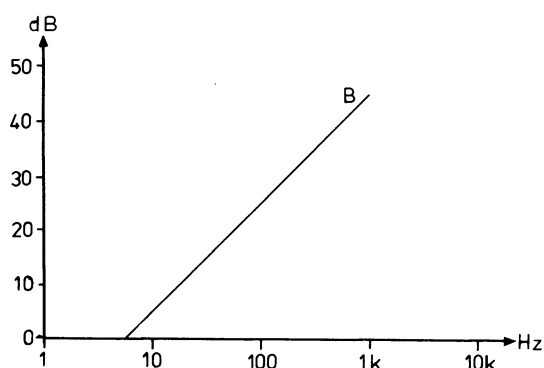
hvor minus blot angiver en faseforskel på  $180^\circ$  mellem indgang og udgang.

Frekvenskarakteristikken kan findes således,  $f_1$  beregnes:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 12k \cdot 2,2\mu} =$$

6,0 Hz

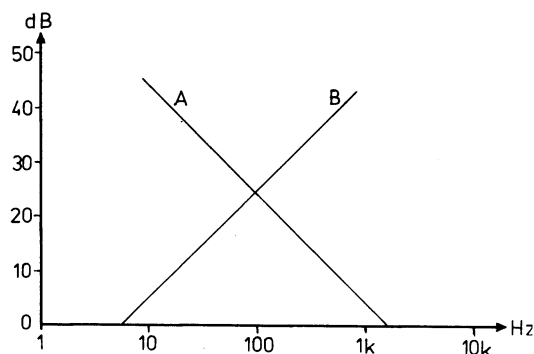
I et kurveblad indtegnes en linie, der stiger med 20 dB/dekade og går igennem 0 dB ved 6 Hz.



$f_2$  beregnes:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 0,1\mu} = 1,6 \text{ kHz}$$

I kurvebladet indtegnes nu en linie, der går gennem 0 dB ved 1,6 kHz og falder med 20 dB pr. dekade.



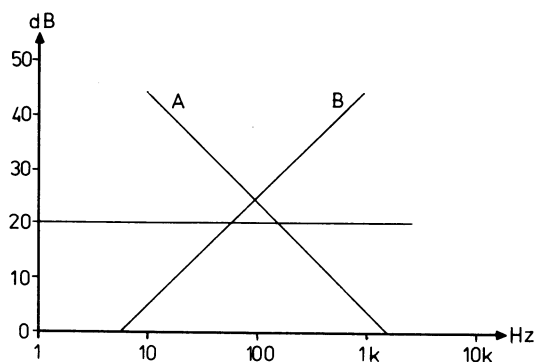
Forstærkningen i trinnet er bestemt af forholdet mellem  $R_4$  og  $R_1$ .

$$A = \frac{R_4}{R_1} = \frac{12k}{1,2k} = -10 \text{ gg}$$

-10 gg betyder, at der er 20 dB's forstærkning, og fasedrejningen er  $180^\circ$ .



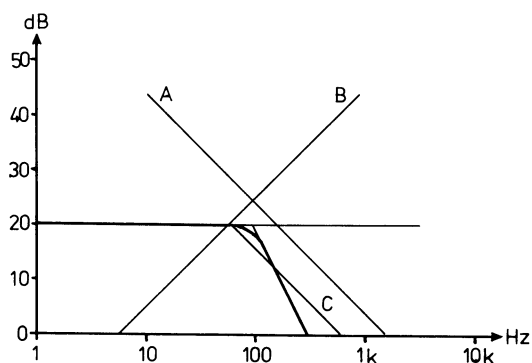
I kurvebladet indtegnes en linie,  
der går igennem 20 dB.



$f_3$  beregnes:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 // R_4 \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi (1,2 \text{ k} // 12 \text{ k}) \cdot 2,2 \mu} = 66 \text{ Hz}$$

I kurvebladet indtegnes en linie,  
der falder med 20 dB pr. dekade  
og starter ved 20 dB 66 Hz.



Filterets overgangsfrekvens findes,  
hvor A og B krydser hinanden.

Afskæringen er -12 dB/oktav.

Dette filter giver ikke opsving  
ved overgangsfrekvensen.



## DISPOSITION

1. Anvendelse
2. Opbygning og virkemåde

### 1. ANVENDELSE

#### 1.1 Svagstrømsrelæ

- relæet, der er et mindre relæ, anvendes ofte som hjælperelæ f.eks. som et mellemed, når et føleorgan giver for lille effekt til at trække en kontaktor
- relæet kan anvendes som:  
Kontaktor  
Elektromagnetisk timer  
Reed-relæ  
Skridt- og kiprelæ  
Faldklaprelæ
- findes som jævnstrøms- eller vekselstrømsrelæ

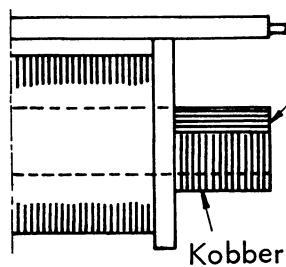
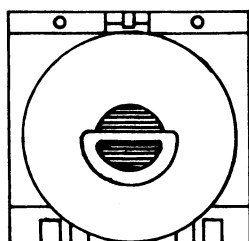
#### 1.2 Tilslutning af relæ

- ved tilslutning af et relæ skal man altid sikre sig, at relæet passer til den spænding, der er til rådighed
- jævn- eller vekselspænding
- positiv eller negativ spænding
- spændingens og strømmens værdi
- fase og 0 eller 2 faser

### 2. OPBYGNING OG VIRKEMÅDE

#### 2.1 Kerne

- relækernen er af blødt stål og er monteret på et åg
- i vekselstrømsrelæer er kernen lamelleret for at nedsætte opvarmningen af kernen, og magnetfladerne er forsynet med en eller flere kortslutningsringe af kobber for at undgå, at spolen brummer

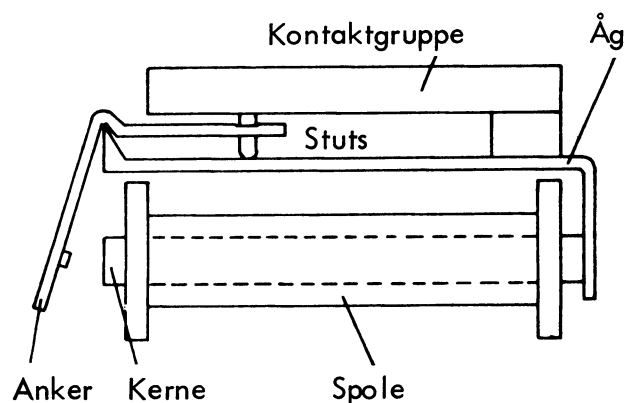


#### 2.2 Spole

- relæspolen, som magnetiserer kernen, kan være konstrueret for jævn- eller vekselspænding

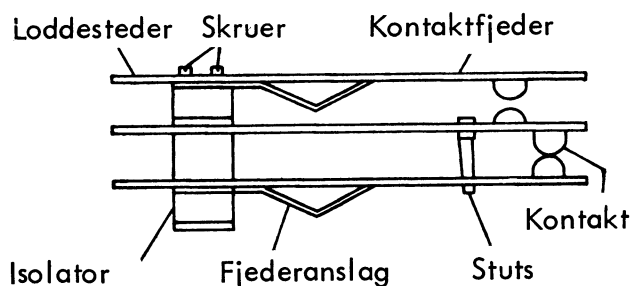
#### 2.3 Anker og isolationsstuds

- ankeret, der er ophængt bevægeligt, tiltrækkes af kernens frie polende, og stutsen påvirker da kontaktgruppen



#### 2.4 Kontaktgruppe

- kan bestå af en eller flere slutte-brydekontakter samt have justeringsmuligheder
- over kontaktfjedrene afbrydes eller slutes de strømkredse, som passerer kontakterne
- når spolestrømmen afbrydes, vil ankeret gå tilbage til hvilestilling, og kontaktfjedrene vil også gå tilbage til hvilestilling







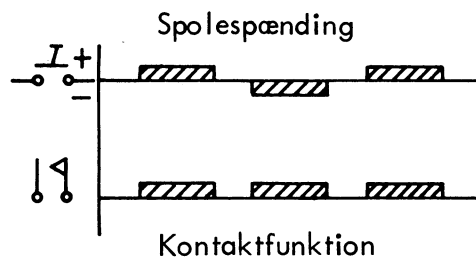
## 2.5 Kontaktkombinationer

- svagstrømsrelæer fås med et stort antal kontaktkombinationer

	Hvilestilling	Aktivering
Slutte		
Bryde		
Bryde før slutte		
Slutte før bryde		
Slutte før slutte		
Bryde før bryde		
Slutte før slutte før bryde		
Slutte før bryde før slutte		
Bryde før bryde før slutte		
Bryde før slutte før bryde		
Bryde før slutte før slutte		
Skiftekontakt		

## 2.6 Upolariseret relæ

- de almindelige relætyper er upolariserede
- uanset spolespændingens retning vil relæankret altid blive tiltrukket, og der opnås altid den samme kontaktfunktion





## DISPOSITION

1. Relæspoler og -kontakter
2. Typer
3. Anvendelse

## 1. RELÆSPOLER OG -KONTAKTER

### 1.1 Relæspoler

Relæspoler fås med spolespændinger fra 2 til 220 V.

Trådtykkelsen er 0,05 til 0,35 mm.

Spolemodstanden er mellem 1.500 til 50.000  $\Omega$ .

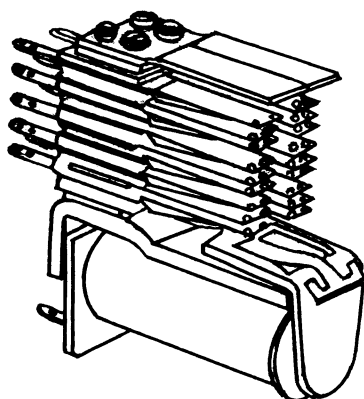
Slutteeffekten er 50 til 1000 mW.

### 1.2 Relækontakter

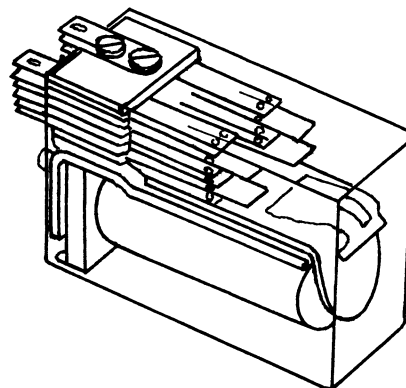
Kontakterne tåler almindeligvis en strøm på ca. 1 amp., men kan fås med speciel kontaktmateriale til strømme på ca. 10 amp.

## 2. TYPER

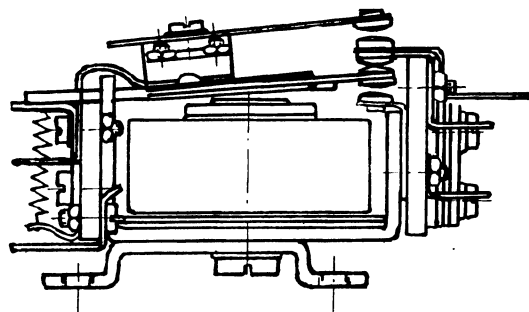
### 2.1 Relæ med et stort antal kontakt-kombinationer



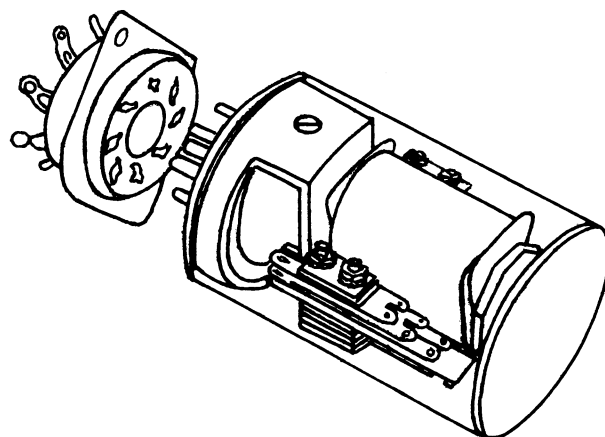
### 2.2 Indkapslet relæ i støvtæt udførelse



### 2.3 Relæ med midterkerne

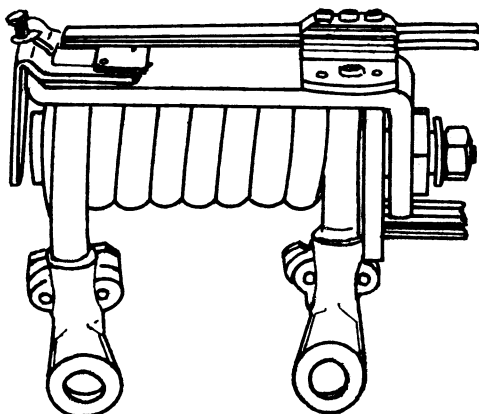


### 2.4 Relæ beregnet til montering i rørsokkel





## 2.5 Relæ med strømspole



## 3.3 Forstærkerudgang

I automatiske anlæg anvendes ofte svagstrømsrelæer som udgangsdelen for forstærkere i de logiske kredse.

## 3. ANVENDELSE

### 3.1 Svagstrømsrelæ

Anvendes ofte som et hjælperelæ ved stærkstrøm.

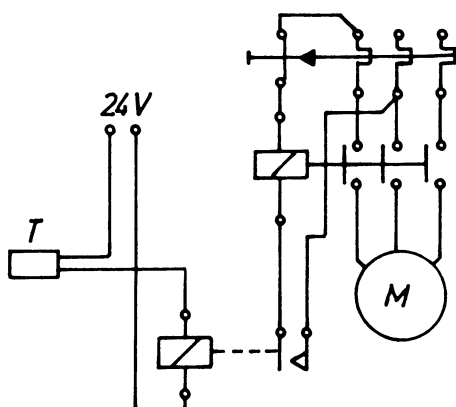
Relæet kan indskydes mellem føleorgan og kontaktor og er her at betragte som en forstærker af det svage signal for føleorganet.

### 3.2 Motorstyring

En motor styres af et signal fra et termoelement eller lign.

Termoelementet påvirker hjælperelæet.

Hjælperelæet styrer kontaktoren.





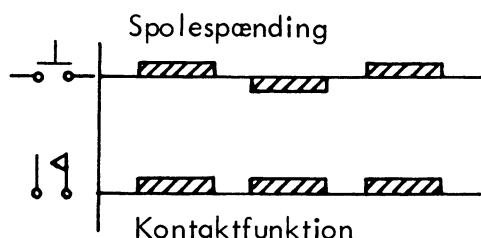
## DISPOSITION

1. Upolariseret relæ
2. Polariseret relæ
3. Reed-relæ
4. Balanceret relæ
5. Kiprelæ

### 1. UPOLARISERET RELÆ

De almindelige relætyper er upolariserede, dvs. at relæet trækker i samme retning, uanset spolespændingens retning.

Eksempel:

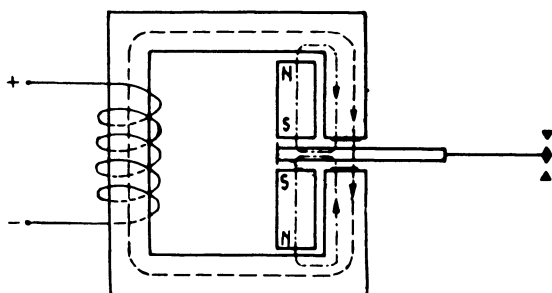


### 2. POLARISERET RELÆ

#### 2.1 Opbygning

Relæet består af en elektromagnetisk kreds og en permanent magnetisk kreds.

Ankeret er ophængt i luftgabet mellem de to magnetkredse.



#### 2.2 Virkemåde

Relæets anker har bevægelsesretninger, der bestemmes af spole-spændingens retning.

En kort impuls kan aktivere relæet.

Med den viste strømrøtning ad- deres magnetfelterne i den øver- ste magnetpol.

Magnetfelterne ophæver hinanden i den nederste pol, og ankeret til- trækkes af den øverste pol.

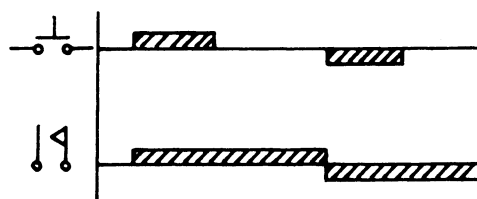
Vendes strømrøtningen i spolen, tiltrækkes ankeret af den neder- ste pol.

#### 2.3 Relætyper

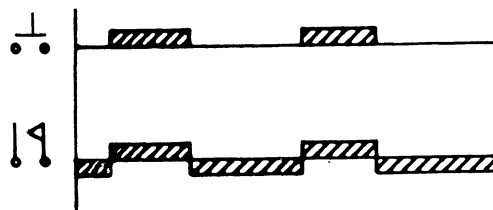
Det polariserede relæ kan udfor- mes til flere forskellige funk- tioner.

Ved ændring af polariteten kan funktionen være som følger:

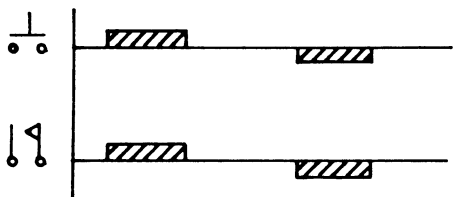
Ankeret bliver stående i den side, der påvirkes til.



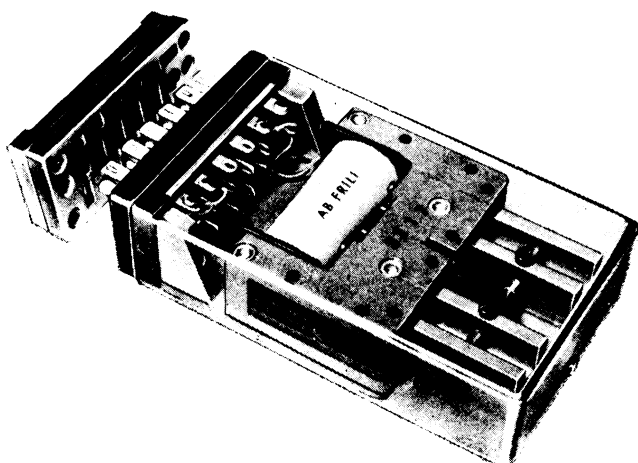
Ankeret går tilbage til en be- stemt side.



Ankeret går tilbage til midterstilling.



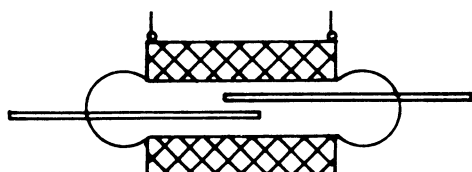
Eksempel på polariseret relæ beregnet til montering i sokkel.



### 3. REED-RELÆ

#### 3.1 Opbygning

Reed-relæet består af et gasfyldt glasrør med indsmeltede kontaktfjedre og en jævnstrømsmagnetiseret spole, som omslutter glasrøret.



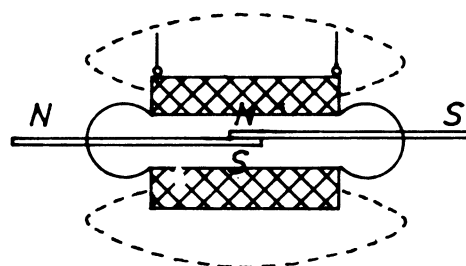
#### 3.2 Virkemåde

Tilsluttes spolen en spænding, dannes et magnetfelt.

Kontaktfjedrene bliver magnetiske med de viste polretninger.

Kontaktpunkterne tiltrækker hinanden og slutter forbindelsen.

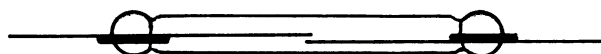
Gasfyldningen undertrykker gnistdannelsen.



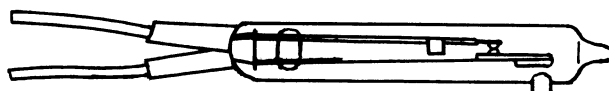
#### 3.3 Relætyper

Ved hjælp af permanente hjælpemagneter fremstilles reed-relæet til forskellige funktioner, som følger:

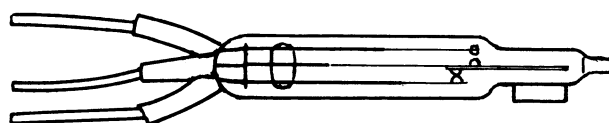
Sluttefunktion



Brydefunktion



Omskifterfunktion



Aktivering af relæet kan også foretages med en permanent magnet.

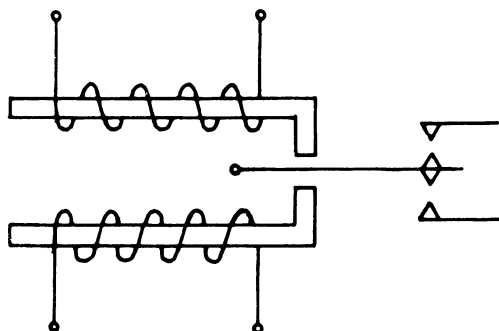


#### 4. BALANCERET RELÆ

##### 4.1 Opbygning

Det balancerede relæ består af to relæspoler, der er monteret på to adskilte jernkerner.

I luftgabene er placeret et anker, som fungerer som fælleskontakt.



##### 4.2 Virkemåde

Tilsluttes en af spolerne en spænding, trækkes ankeret til denne spoles side.

Har begge spoler spænding, trækkes ankeret til den side, hvor spolen med den største spænding er placeret.

##### 4.3 Anvendelse

Relæet anvendes i servostyrede automatiske anlæg.

Principielt eksempel:

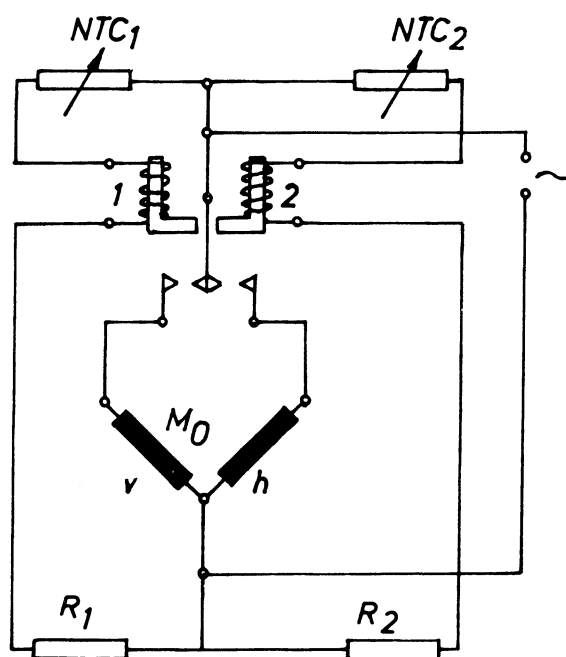
En 1-faset motors omløbsretning styres af en N.T.C. bro.

Relæet styres af de temperaturafhængige N.T.C. modstande.

Hvis N.T.C. 1 er opvarmet i forhold til N.T.C. 2, har N.T.C. 1 en lille modstand.

Relæspole 1 gennemløbes af den største strøm, ankeret trækkes mod 1, og motoren starter f.eks. venstre om.

En ændring i temperaturforholdet kan stoppe motoren, henholdsvis starte den højre om.





## 5. KIPRELÆ

### 5.1 Impulsrelæ

Relæet slutter eller bryder hver gang, spolen får en spændingsimpuls.

Spændingsimpulsen kan være forholdsvis kort.

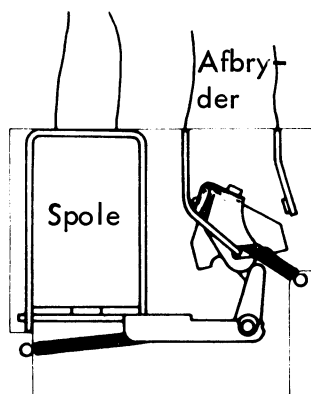
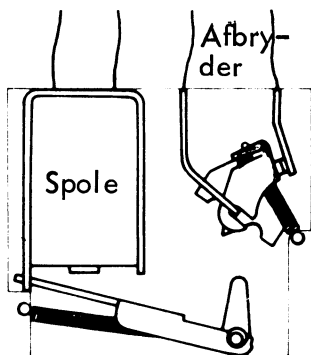
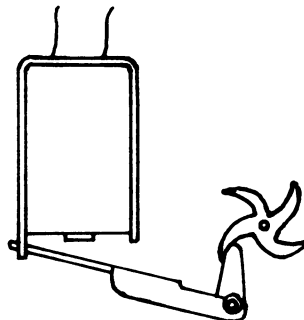
### 5.2 Opbygning og skiftefunktion

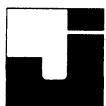
Kiprelæet består af en magnet-spole med kerne og anker.

Ankeret påvirker skiftemekanisme eller tæller.

Skiftefunktionen opnås med en kipmekanisme, som fastholdes i den påvirkede stilling.

I tællerelæet påvirker ankeret ved hver impuls et tandhjul, som drejer tællemekanismen.





## DISPOSITION

### 1. Anvendelse af diagrammer

#### 1. ANVENDELSE AF DIAGRAMMER

Diagrammer viser på en overskuelig måde strømkredsene i elektriske anlæg.

Diagramtype vælges efter behov.

##### 1.1 Signaturer

Signaturerne for de anvendte komponenter forenkler diagrammernes udformning og gør dem overskuelige og lette at læse.

##### 1.2 Viklediagram

Diagrammet er et forbindelsesdiagram, der anvendes for anker- og statorvikling.

Diagrammet, der letter koblingen af selv meget komplicerede viklinger, giver oplysninger om f.eks. poltal og koblingsmetode, og giver en god forståelse af en viklings virkemåde.

##### 1.3 Forbindelsesdiagram

Diagram for en motors forbindelse med igangsætter, måleinstrumenter o.l., sikrer en korrekt forbindelse, før motoren tilsluttes.

Et forbindelsesdiagram letter fejlfinding på bestående anlæg.

##### 1.4 Blokdiagram

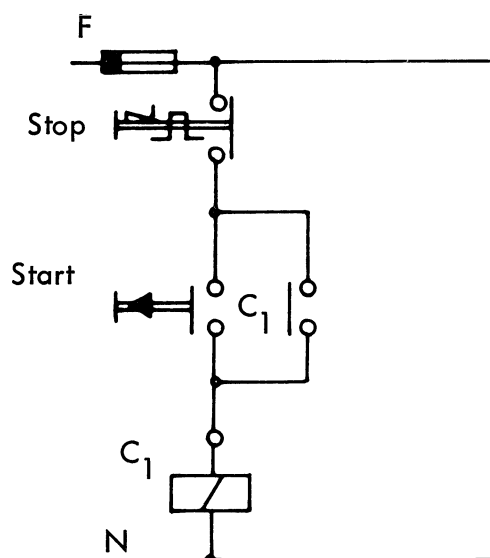
Et blokdiagram viser på en simpel måde forløbet af en styring o.l., uden dog at redegøre for detaljer.

### 1.5 Nøgleskema

Et nøgleskema er en forenklet tegning over et anlægs styrekreds.

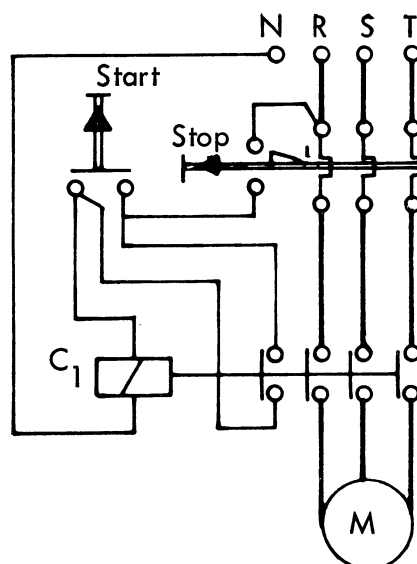
Nøgleskema over en svagstrømskreds er et funktionsdiagram, idet anlæggets funktion kan aflæses.

Skemaet letter montering og fejlfinding.

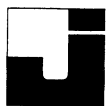


### 1.6 Montagediagram / ledningsdiagram

Diagrammet er et udførligt forbindelsesdiagram, der viser alle anlæggets ledningsforbindelser.





DISPOSITION

1. Bogstavsbetegnelser
2. Signaturer

1. BOGSTAVSBETEGNELSER

- 1.1 Afbrydere - a
  - alle former for afbrydere, ledningsadskillere, håndbetjente motorværn, kontaktvalser, max. afbrydere o.l., som anvendes i hovedstrømskredse
- 1.2 Hjelpeafbrydere - b
  - kommandoafbrydere, styretryk-kontakter, styreomskiftere, installationsafbrydere o.l. afbrydermateriel, der anvendes i styrekredsene
- 1.3 Motorværn - c
  - kontaktorer for laststrøm, også hvis disse har permanent påbyggede bimetalrelæer (motorværn)
- 1.4 Hjælperelæer - d
  - herunder alle former for kontaktorer, tidsrelæer o.l., der anvendes som hjælperelæer
- 1.5 Sikringskomponenter - e
  - sikringer og andre målende udløseenheder som f.eks. bimetalrelæer, beskyttelsesrelæer, buchholzrelæer, svømmeafbrydere og overspændingsafledere
- 1.6 Måleværdiomformere - f
  - alle måleværdiomformere som strømtransformere, spændingstransformere samt termofølere, modstandstermometre o.s.v.
- 1.7 Måleudstyr - g
  - herunder amperemetre, voltmetre, watt- og voltampere-metre o.s.v. samt alle former for målere (også for omdrejningstal, frekvens o.l.)
- 1.8 Signalgivere - h
  - herunder markeringslamper, klokker, sirener og andre former for optiske eller akustiske signalgivere
- 1.9 Kondensatorer og reaktanser - k
  - alle former for kondensatorer, drosselspoler, udglatningsspoler m.v.
- 1.10 Maskiner og transformere - m
  - herunder alle motorer, generatorer, omformere, krafttransformere o.s.v.
- 1.11 Ensrettere og batterier - n
  - ensrettere, vekselrettere, akkumulatorer og galvaniske elementer
- 1.12 Rør og forstærkere - p
  - vacuumrør, gasfyldte rør, rørforstærkere, magnetiske forstærkere o.l.
- 1.13 Modstande og hastighedsregulatorer - r
  - herunder formodstande, beskyttelsesmodstande, startmodstande, feltmodstande, bremsemodstande samt alle start- og hastighedsregulerende komponenter, der arbejder på modstandsbasis
- 1.14 Diverse mekanisk udstyr med elektrisk betjening - s
  - magnet- og motordrevne ventiler, magnetkoblinger, løftemagneter, bremseløftere o.l.
- 1.15 Diverse i sig selv afsluttede enheder - u
  - relækombinationer, ladeanlæg o.l. samt mere specielle komponenter, der ikke naturligt hører under ovenstående eksempler



## 2. SIGNATURER

### 2.1 DS-signaturer for nøgleskemaer

- er ikke færdigudarbejdet
- her er vist eksempler fra DS 5005.1-.9-.10-.11-.12-.14-.15

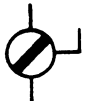
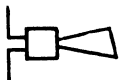









	Jævnstrøm
	Vekselstrøm
	Nullleder
	Positiv polaritet
	Negativ polaritet
	Leder
	Ekstern leder (anvendes om fornødent)
	Terminal
	Terminal for ude fra kommende leder (an- vendes om fornødent)
	Afgrening
	Afgrening










	Krydsning af ledere uden elektrisk for- bindelse
	Jordforbindelse
	Sluttekontakt
	Tidlig sluttekontakt
	Sen sluttekontakt
	Brydekontakt
	Tidlig brydekontakt
	Sen brydekontakt
	Omskifter
	Omskifter med flere stillinger
	Omskifter med nul-stilling
	Omskifter, slutte før bryde



	Laske, lukket hhv. åben
	Generator (evt. med tilføjelse af strøm- art)
	Motor
	Transformer med adskilte viklinger
	Strømtransformer
	Autotransformer
	Tørelement eller akkumulator (den lange linie repræ- senterer + pol)
	Mekanisk forbindelse
	Håndbetjening
	Håndbetjening med fjedervirkning i pilens retning
	Spærring med hånd- betjent udløsning

	Mekanisk forbindelse fra skifterrelæ, kip- relæ eller lign.
	Mekanisk forbindelse fra termisk relæ
	Mekanisk forbindelse med forsinkelse i pilens retning
	Mekanisk forbindelse fra Hygrost Niveauføler Pressostat Strømnings- indikator
	Kamskive
	Mekanisk forbindelse fra motor
	Sikring
	Sikring. Forsyningsside indikeret med tyk streg
	Sikring med meldekontakt
	Indikeringslampe
	Indikator

	Stillingsviser
	Horn
	Klokke
	Sirene
	Brummer
	Elektrisk montage- eller brugsgenstand
	Måleinstrument
	Registrerende instrument
	Integrerende instrument
	Måleværdiomformer
	Varmeelement

	Kontinuert variabelt potentiometer
	Ensretter
	Relæspole med en vikling
	Relæspole med to viklinger, ens virkende
	Relæspole med to viklinger, modsat virkende
	Relæspole, forsinket frafald
	Relæspole, forsinket tiltræk
	Polariseret relæ
	Kip-, skifte- eller skridtrelæ



## DISPOSITION

1. Anvendelse og opbygning
2. Eksempler

### 1. ANVENDELSE OG OPBYGNING

#### 1.1 Anvendelse

Formålet med et blokdigram er på en simpel måde at vise procesforløbet af en styring eller lignende, uden dog at redegøre for detaljer.

#### 1.2 Opbygning

De anvendte komponenter tegnes i blokdigrammet som benævnte blokke.

Hovedkredsen er almindeligvis tegnet med en tyk streg.

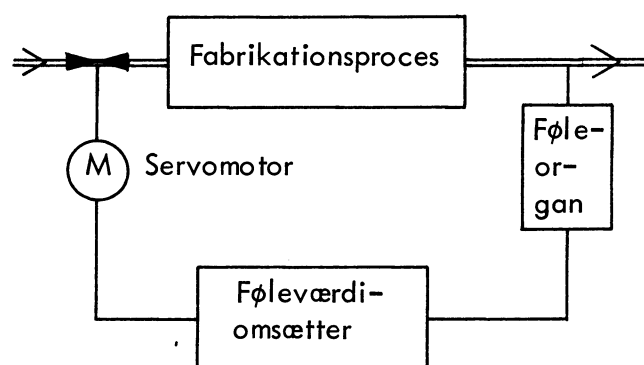
Procesforløbet er i pilenes retning.

## 2. EKSEMPLER

### 2.1 Fabrikationsproces

Processen kontrolleres af et føleorgan f.eks. termostat, flowmeter eller lignende.

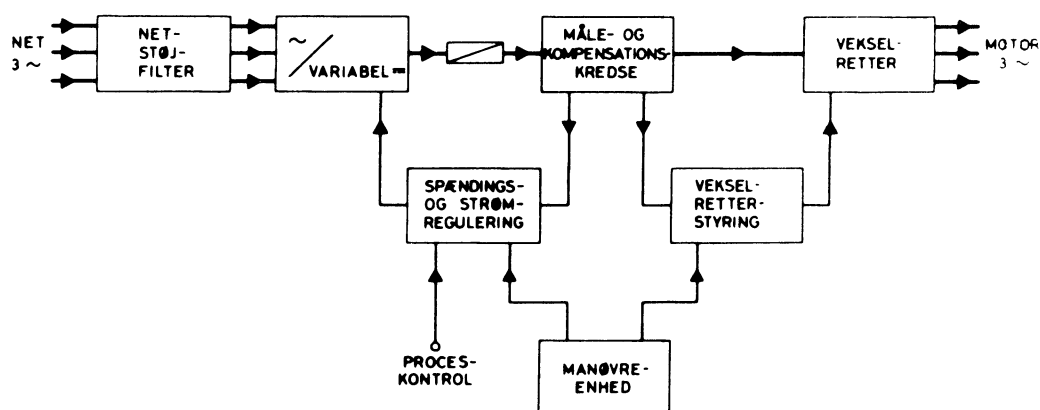
Måleresultatet omsættes til en værdi, som kan påvirke servomotoren, der åbner og lukker for en ventil.



### 2.2 Statisk frekvensomformer

3-faset vekselstrøm omformes til variabel jævnspænding.

Gennem proceskontrol og reguleringskredsløb omdannes jævnspændingen til 3-faset vekselspænding med variabel frekvens.





## DISPOSITION

1. Grundprincipper
2. Opbygning
3. Grundkoblinger

### 1. GRUNDPRINCIPPER

#### 1.1 Opbygning

- nøgleskemaer er tegnet med parallelforbundne strømveje
- skemaet viser styrestrøm- og meldekredsløb i elektrisk anlæg
- skemaet viser anlæggets virkemåde og de anvendte komponenters art og antal, samt hvordan de indgår i kredsløbet

#### 1.2 Styrespænding

- er almindeligvis 220 V, fase og nul
- spændingen kan være 380 V mellem 2 faser eller nedsat spænding f.eks. 24 V
- bemærk relæspoles mærkning

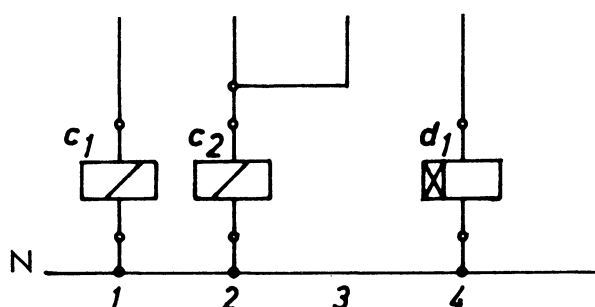
#### 1.3 Aflæsning

- nøgleskemaer læses fra venstre mod højre og fra oven og ned efter

## 2. OPBYGNING

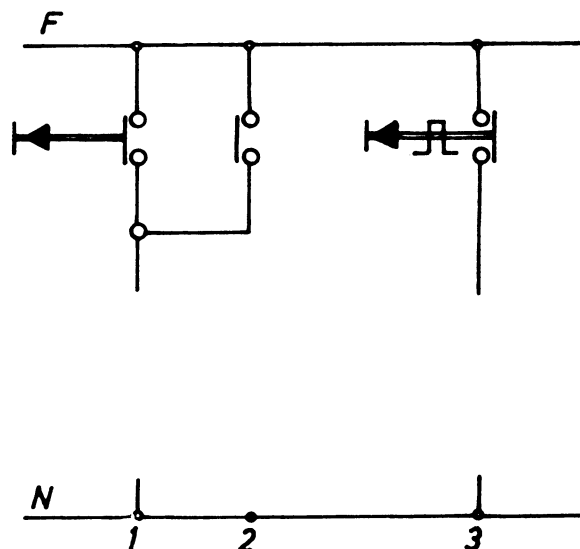
#### 2.1 Styrestrømsforbrugere

- relæspoler, lamper og lignende
- tegnes og forbindes i skemaets nederste del nærmest nullelederen, da det nedsætter risikoen for start i utide ved afledning
- strømvejene nummereres fortløbende



#### 2.2 Kontakter

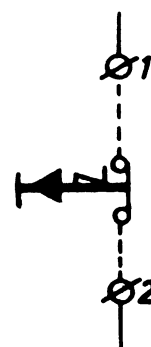
- placeres i den strømvej, hvor de har deres funktion
- tegnes uaktiverede
- bevæger sig ved aktivering fra venstre mod højre
- tegnes i skemaets øverste del nærmest fasen



#### 2.3 Interne ledninger placeret i selve tavleanlægget tegnes fuldt optrukne

#### 2.4 Eksterne ledninger placeret geografisk uden for anlægget

- tegnes i skemaet med kortstreglinie
- forbindelsespunkterne (terminalerne) nummereres

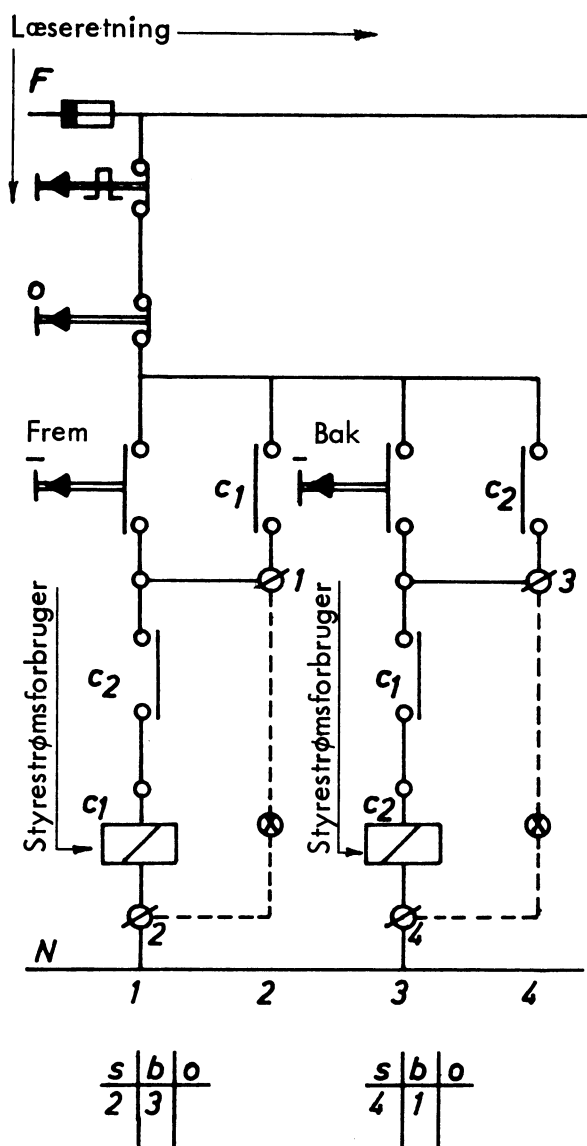


## 2.5 Slutte-brydetabel

- tegnes ofte under den strømvej, hvor den aktiverede komponent (relæspole e.l.) befinder sig
- angiver, i hvilken strømvej den pågældende komponent har slutte-(s), bryde-(b) eller skiftefunktion (o)
- letter oversigten over anlæggets arbejdsgang

## 2.6 Eksempel på nøgleskema

- kontaktor  $c_1$  har sluttefunktion i strømvej 2 og brydefunktion i strømvej 3
- kontaktor  $c_2$  har sluttefunktion i strømvej 4 og brydefunktion i strømvej 1
- ingen af kontaktorerne har skiftefunktion





## DISPOSITION

### 1. Anvendelse og opbygning

## 1. ANVENDELSE OG OPBYGNING

### 1.1 Montering

Montering af anlæg kan foretages efter et nøgleskema, men ved større anlæg anvendes ofte et monteringskema, et såkaldt ledningsskema eller -diagram.

### 1.2 Opbygning

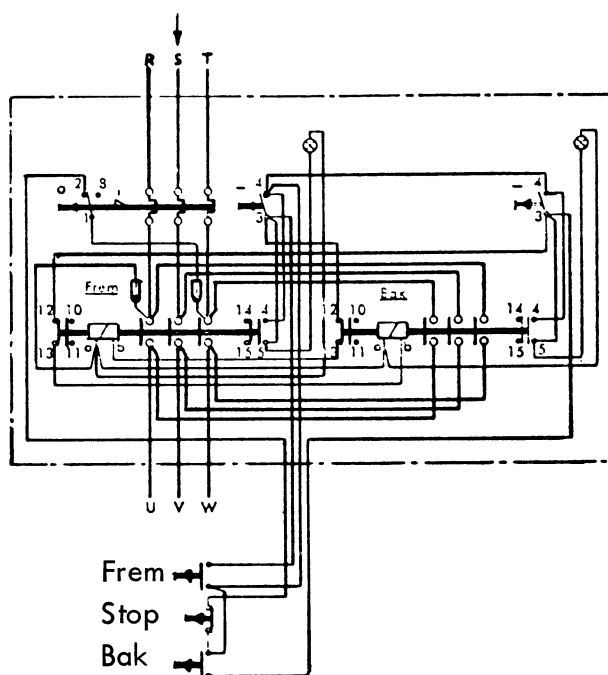
Monteringskemaer, der ikke er standardiserede, indeholder alle ledningsforbindelser i et anlæg og har ofte nummererede terminaler.

Styrestrømskredsen er tegnet med en tynd streg.

Hovedstrømskredsen er tegnet med en tyk streg.

Eksempel på standardskema for motorværn med omstyring.

Eksterne forbindelser som f.eks. start-stoptryk, markeringslamper, føleorganer o.l. forbindes ofte til anlægget via klemrækken. Terminalerne i klemrækken er nummererede.









## DISPOSITION

### 1. Anvendelse og opbygning

#### 1. ANVENDELSE OG OPBYGNING

##### 1.1 Anvendelse

Et anlægs funktioner kan aflæses i et nøgleskema, hvilket dog kræver nogen erfaring.

Ved større automatiske anlæg anvendes et funktionsdiagram.

Funktionsdiagrammet beskriver kun anlæggets funktion og processens forløb.

##### 1.2 Opbygning

Diagrammet er opbygget således, at man kan aflæse tidsintervallerne for ind- og udkobling af anlæggets komponenter.

Opbygningen er f.eks. et system af vandrette parallelle streger, hvor hver streg angiver en funktion.

En indkobling er markeret med en skraveret blok.

Blokkens længde svarer til indkoblingstiden.

Funktionernes indbyrdes påvirkning er markeret med en kortstregslinie eventuel med en pil.

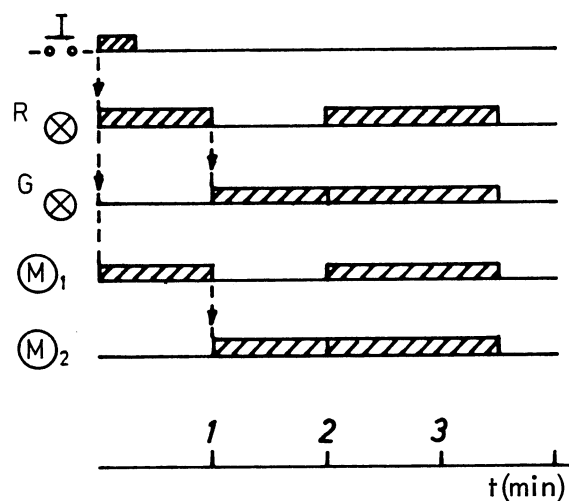
### 1.3 Funktionsbeskrivelse

Ved kort tryk på startknap starter motor 1, og rød lampe lyser.

Efter 1 min. stopper motor, og rød lampe slukker. Samtidig starter motor 2, og grøn lampe tænder.

Efter yderligere 1 min. kører begge motorer, og begge lamper lyser.

$1\frac{1}{2}$  min. senere stopper processen.





## DISPOSITION

1. Akustiske svingninger
2. Høresans

### 1. AKUSTISKE SVINGNINGER

#### 1.1 Lyd

Ved lyd forstås mekaniske svingninger, der forplanter sig gennem et medium, luft-, væskeformigt eller fast stof.

Mediets partikler udfører herunder kun små frem- og tilbagegående bevægelser.

#### 1.2 Frekvens

Ved lydens frekvens forstås antallet af udførte svingninger pr. sekund i mediet.

Måleenheden for frekvens er Hertz (Hz).

Eksempel: 1.000 svingninger pr. sekund = 1.000 Hz.

Ligger frekvensen mellem 20 og 20.000 Hz, kan lyden høres af mennesker. Disse grænser svinger dog meget. For nogle mennesker vil den øvre grænse således ikke være 20.000 Hz, men kun 15.000 Hz.

#### 1.3 Lydhastighed

Den hastighed, lyden forplanter sig gennem mediet med, afhænger af dets egenskaber.

Hastigheden måles i meter pr. sekund (m/sek.).

Lydhastigheder gennem forskellige materialer:

Luft (0°C) .....	331 m/sek.
Luft (20°C) ....	344 m/sek.
Jern .....	5200 m/sek.
Beton .....	3100 m/sek.

#### 1.4 Bølgelængde

Lydens bølgelængde er afstanden mellem to på hinanden følgende svingninger.

Bølgelængden kan måles som afstanden fra den ene svingnings trykmaksimum til den næste svingnings trykmaksimum.

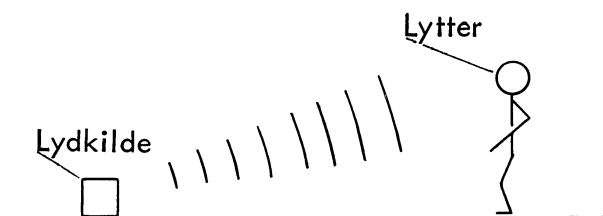
Bølgelængden måles i meter.

Der er følgende relation mellem lydets hastighed, frekvens og bølgelængde:

Hastighed = frekvens · bølgelængde.

#### 1.5 Lydstyrke

Den lydstyrke, en person (lytteren) opfatter, afhænger af lydbølgernes effektindhold. Jo kraftigere effekt, des kraftigere lyd.



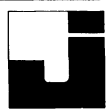
Den forbindelse, der er mellem lydeffekt og lydstyrke, er dog ikke helt enkel.

Er den udsendte lydeffekt f.eks. 150 mW, og denne forøges med 100 mW, vil lytteren opfatte, at lyden er blevet kraftigere.

Er lydeffekten 600 mW, og denne igen forøges med 100 mW, vil lytteren næppe kunne registrere nogen ændring af lydets styrke.

Dette skyldes, at øret opfatter lydets styrke efter en logaritmisk målestok.

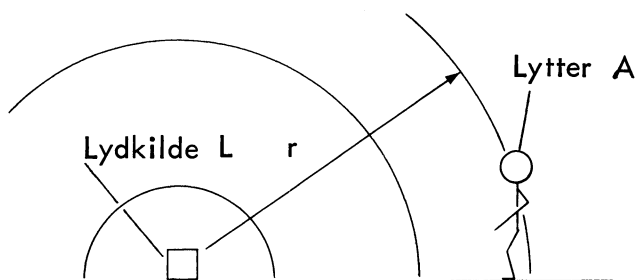
Lydens styrke afhænger endvidere af afstanden mellem lyd giveren og lytteren.



## 2. HØRESANS

### 2.1 Lydintensitet

Lydkilden udsender lyd med effekten  $N$ , der passerer den tænkte halvkugle, som lytteren befinder sig på. Halvkuglen har centrum i lydkilden.



Den effekt pr. arealenhed, der passerer halvkuglen, udtrykkes gennem intensiteten  $I$ .

Enheden for  $I$  er watt pr.  $m^2$

$$\left(\frac{W}{m^2}\right).$$

Lydintensiteten ved  $A$  er da:

$$I_A = \frac{N}{2 \cdot \pi \cdot r^2}$$

idet halvkuglens overfladeareal er  $2 \cdot \pi \cdot r^2$ .

Lydintensiteten bruges til angivelse af lydens styrke.

Denne angives på følgende måde:

$$L_i = 10 \cdot \log \left( \frac{I}{I_0} \right) \text{ dB.}$$

$L_i$  = Lydintensitetsniveau

$I$  = Intensitet ved målepunkt

$I_0$  = Referenceværdi

Ved at indføre  $\log \frac{I}{I_0}$  og ikke

blot  $\frac{I}{I_0}$  har man taget hensyn til, at lydens styrke opfattes logaritmisk.

Lydintensitetsniveauet  $L_i$  måles i decibel (dB).

$I_0$  er en referenceværdi med værdien  $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$ .

En lyd med  $I = 10^{-12} \text{ W/m}^2$  og frekvensen 1.000 Hz er den svageste lyd, man kan høre.

### 2.2 Lydtryk

I stedet for at angive lydstyrken ved hjælp af lydintensiteten, kan man bruge lydtrykket.

Der er følgende sammenhæng mellem intensiteten  $I$  og trykket  $p$ :

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c}$$

$\rho$  = Massefylde for det medie, som lyden forplanter sig i.

$c$  = Lydens hastighed i mediet.

Enheden for trykket er Pascal (Pa).

Erstattes  $I$  med  $p$  i ligningen

$$L_i = 10 \cdot \log \left( \frac{I}{I_0} \right) \text{ fås:}$$

$$L_p = 10 \cdot \log \left( \frac{p^2}{p_0^2} \right), \text{ idet}$$

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c} \text{ og}$$

$$I_0 = \frac{p_0^2}{\rho \cdot c}$$



Dette giver:

$$L_p = 20 \cdot \log \left( \frac{p}{p_0} \right) \text{ dB}$$

$$L_p = \text{Lydtrykniveau}$$

$$p = \text{Lydtryk ved målepunkt}$$

$$p_0 = \text{Referenceværdi}$$

$$p_0 \text{ er sat til } 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa.}$$

Er lydtrykket  $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ , kan lyden lige netop høres ved frekvensen 1.000 Hz.

Ved måling af lydstyrken er det en fordel at lade denne være baseret på en måling af lydtrykket og ikke lydintensiteten.

Ved en ren stående bølge er intensiteten således nul, fordi effektransporten gennem en arealenhed i den ene retning er lige så stor som effektransporten gennem arealenheden i den modsatte retning. Alligevel kan man høre lyden i den stående bølge, hvilket skyldes, at øret reagerer på lydtryk og ikke på lydintensitet.

### 2.3 Høretærskel og smertegrænse

De fleste mikrofoner reagerer også på lydtryk.

Det laveste lydtryk, øret kan opfatte, er  $2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$ .

Lydtrykniveauet er her:

$$L_p = 20 \cdot \log \left( \frac{2 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 10^{-5}} \right) =$$

$$20 \cdot \log(1).$$

$$L_p = 0 \text{ dB.}$$

Et lydtryk på 20 Pa giver stærke smerter i øret.

Lydtrykniveauet er her:

$$L_p = 20 \cdot \log \left( \frac{20}{2 \cdot 10^{-5}} \right) =$$

$$20 \cdot \log(10^6).$$

$$L_p = 120 \text{ dB.}$$

Disse to værdier kaldes for henholdsvis høretærskelen og smertegrænsen.

Høretærskel: 0 dB.

Smertegrænse: 120 dB.

### 2.4 Hverdagens lydniveauer

De lydtryk, man normalt udsættes for i hverdagen, giver nogle lydniveauer mellem 0 dB og 120 dB.

Følgende niveauer er almindeligt forekommende:

Maskinværksted	80 til 100 dB
Trafikeret gade	70 til 80 dB
Typisk kontor	50 til 60 dB
Dagligstue	40 til 50 dB
Bibliotek	30 til 40 dB.

### 2.5 Subjektiv lydstyrke

Det er allerede vist, at det menneskelige øres opfattelse af en lyds styrke afhænger af lydtrykket.

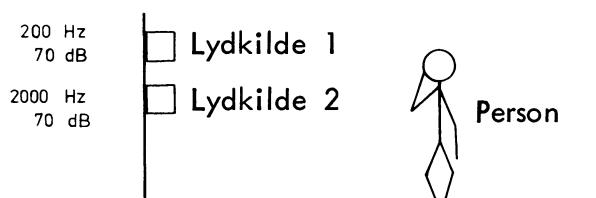
Der er dog endnu en faktor, der spiller ind ved bedømmelse af lydes styrke.

En person hører på to lydkilder med forskellig frekvens 1 og 2.

Lydtrykniveauet fra de to kilder er det samme  $L_p = 70 \text{ dB}$ .

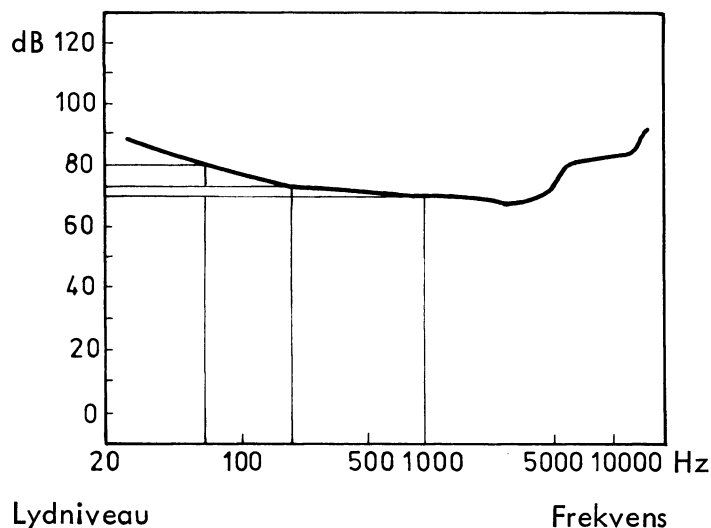
Alligevel påstår personen, at kilderne ikke er lige kraftige.

Lydkilde 1 er ikke nær så kraftig som lydkilde 2.



Dette skyldes, at det menneskelige øres opfattelse af en lyds styrke ikke blot er afhængig af lydtrykket, men også af lydens frekvens.

Den afhængighed, der er mellem frekvens og lydtrykniveau ved en konstant subjektiv lydstyrke, er vist i diagrammet.



Kurven viser, hvor stort lydtrykniveauet skal være ved en valgt frekvens, når den subjektive lydstyrke skal være konstant.

Af diagrammet kan aflæses:

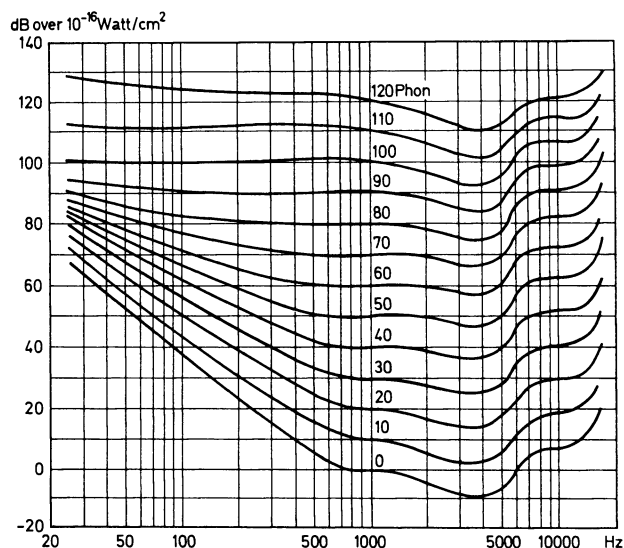
En lyd med frekvensen 70 Hz og lydtrykniveauet 80 dB opfattes som værende lige så kraftig som en lyd med frekvensen 200 Hz og lydtrykniveauet 75 dB.

Begge disse lyde opfattes igen som værende lige så kraftige som en lyd med frekvensen 1.000 Hz og lydtrykniveauet 70 dB.

Kurven gælder kun for én bestemt subjektiv lydstyrke.

## 2.6 Phon

Til hver kurve i diagrammet hører en bestemt subjektiv lydstyrke, der er udtrykt i enheden phon.



Ved frekvensen 1.000 Hz har lydtrykniveauet i dB og den subjektive lydstyrke i phon samme talværdi.

Det ses, at øret har sværere ved at opfatte lyde med lav frekvens end lyde med høj frekvens.

## 2.7 Ændringer i lydtrykniveau

Øret kan lige netop opfatte en niveauændring på ca. 3 dB.

En ændring på 8 til 10 dB opfattes som en fordobling eller halvering af lydniveauet.



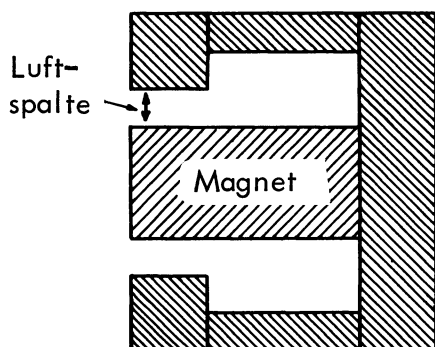
## DISPOSITION

1. Dynamisk mikrofon
2. Kondensatormikrofon
3. Krystalmikrofon
4. Retningskarakteristik

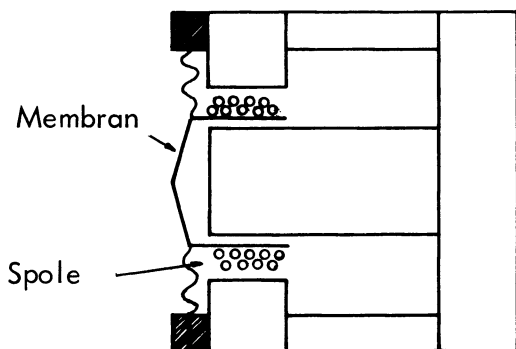
### 1. DYNAMISK MIKROFON

#### 1.1 Opbygning

Den dynamiske mikrofon består af en cylindrisk magnet, der sammen med to jernskiver og en jernring danner et magnetsystem med en ringformet luftspalte.



I luftspalten, hvor der koncentrerer et kraftigt magnetfelt, er der anbragt en spole af kobber- eller aluminiumtråd, som bæres af en tynd skive af papir, plastik eller aluminium, den såkaldte membran.



#### 1.2 Virkemåde

Når lydbølger rammer mikrofonens membran, sættes den i svingninger ligesom ørets trommehinde.

Spolen bevæges herved frem og tilbage i magnetfeltet, hvilket bevirker, at der opstår en vekselspænding mellem spolens ender.

Vekselspændingen svarer nøje til lydbølgerne i både frekvens og styrke.

#### 1.3 Følsomhed og impedans

En mikrofonens følsomhed udtrykkes ofte i  $\text{mV}/\mu\text{Bar}$ , hvilket vil sige det antal millivolt den afgiver ved en trykvariation på  $1 \mu\text{Bar}$ , svarende til 74 dB ved 1 kHz.

En dynamisk mikrofon har en følsomhed omkring  $20 \text{ mV}/\mu\text{Bar}$ .

Den dynamiske mikrofon har en impedans mellem 50 og  $200 \Omega$ .

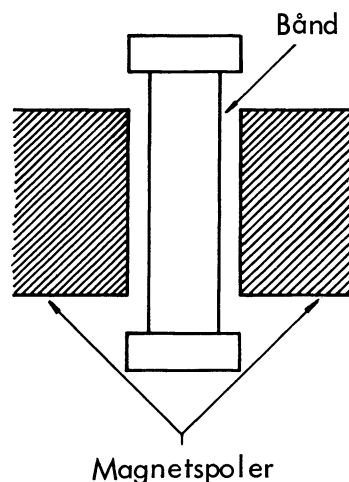
#### 1.4 Båndmikrofon

Båndmikrofonen virker ligesom den dynamiske mikrofon ved, at en elektrisk leder sættes i bevægelse i et magnetfelt.

I båndmikrofonen er lederne selve membranen og ikke kun en spole.

Som vist på tegningen består membranen af et tyndt bånd af aluminium, der er 3 til 5 mm bredt og 3 til 5 cm langt.

Båndet hænger slapt mellem polerne i et meget kraftigt magnetsystem.



Når lydbølger rammer båndet og får det til at svinge frem og tilbage, opstår der en ganske lille vekselspænding mellem båndets ender.

Ved normal tale i en halv meters afstand er denne spænding kun på ca. 0,003 millivolt og båndets modstand er kun ca. 0,1  $\Omega$ .

Disse små værdier for spænding og modstand kan ikke udnyttes direkte, og derfor bliver båndmikrofonen altid forsynet med en indbygget transformator.

Mikrofontransformatoren sætter spændingen op til ca. 0,2 millivolt og modstanden op til ca. 300  $\Omega$ .

Båndmikrofonen har bedre frekvenssegenskaber end en almindelig dynamisk mikrofon.

## 2. KONDENSATORMIKROFON

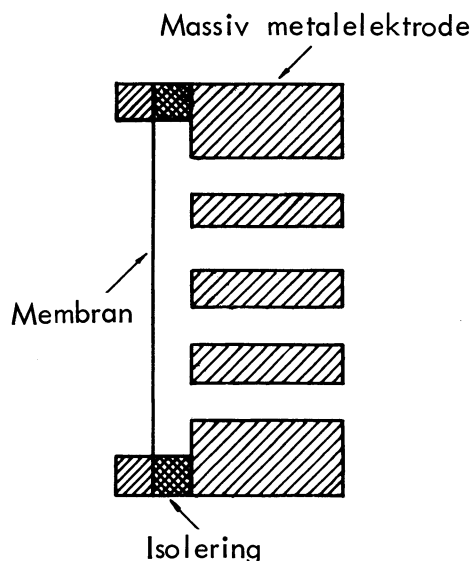
### 2.1 Opbygning

Kondensatormikrofonen er en luftkondensator.

Membranen virker som den ene kondensatorplade, og den anden plade er en massiv metalelektrode.

Afstanden mellem membranen og den faste elektrode er fra 0,01 til 0,03 mm.

Membranen kan være en forgyldt glimmerskive.

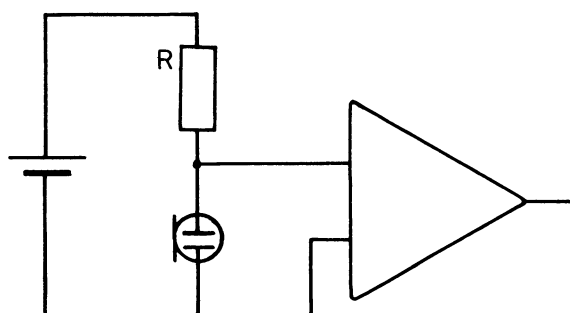


### 2.2 Virkemåde

Mikrofonen har en fast forspænding på ca. 100 V jævnspænding gennem en modstand på 5 til 50 M $\Omega$ .

Når lydbølger sætter membranen i svingninger, varierer kondensatorens kapacitet.

Herved opstår der variationer i spændingen over kondensatoren, idet kondensatorens elektriske ladning ikke kan ændre sig momentant på grund af den store modstand.







### 2.3 Impedans og følsomhed

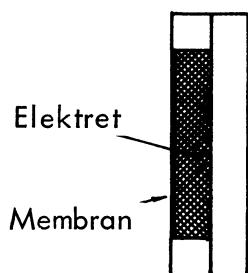
Kondensatormikrofonens kapacitet er omkring 100pF.

Følsomhed er ca. 5 mV/ $\mu$ Bar.

Mikrofonen har et meget stort dynamikområde.

### 2.4 Elektretmikrofon

Denne mikrofon er opbygget efter samme princip som kondensatormikrofonen, dog er der anbragt et elektret mellem de to plader.



Elektretet er et permanent polariseret dielektrikum.

Mikrofonen skal ikke tilføres nogen ladning.

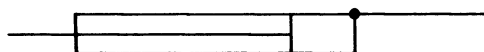
## 3. KRYSTALMIKROFON

### 3.1 Krystalelement

I krystalmikrofonen udnyttes den piezo-elektriske effekt i rochelle-salt (kalium-natrium-tartrat).

Krystalelementet består af to tynde krystalskiver af rochelle-salt, der er klæbet sammen med tre elektroder af metalfolie.

Når krystalelementet bliver bøjet, afgiver det en elektrisk spænding mellem den midterste elektrode og de to sammenkoblede yderelektroder.



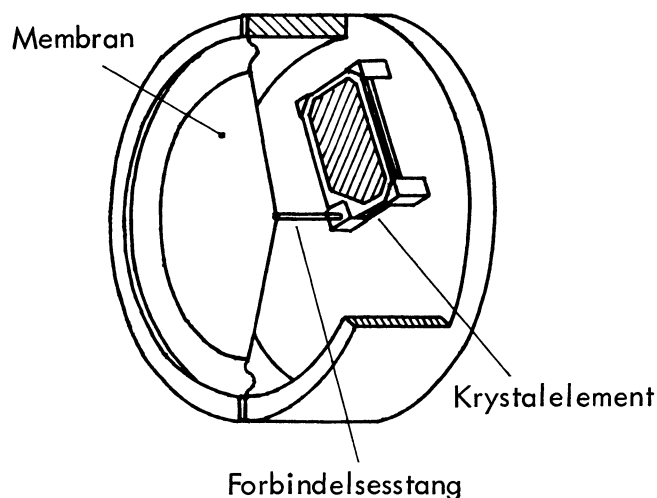
Når lydbølgerne rammer mikrofonens krystalelementer, bøjer de frem og tilbage.

### 3.2 Membran-krystalmikrofon

Denne mikrofon har en tynd, kegleformet aluminiummembran, der sættes i svingninger af lydbølgerne.

Membranen er forbundet til krystalelementets ene hjørne med en forbindelsesstang.

Krystalelementets tre andre hjørner er fastspændt til mikrofonhusets bagvæg.



Membranens svingninger vrider via forbindelsesstangen krystalelementet frem og tilbage.

Mellem krystalelementets elektroder opstår der herved en vekselspænding, som svarer til lydsvingningerne.

Mikrofonen er især egnet til talegengivelse.

Udgangsspænding kan nå helt op på 20 til 30 mV.

Krystalmikrofonen har den ulempe, at deres indre modstand er meget stor, fordi krystallet ikke er elektrisk ledende, hvilket kan medføre væsentlige brumproblemer.



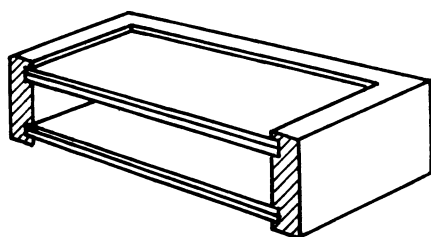
### 3.3 Klangcelle-krystalmikrofon

Denne mikrofon har op til 48 krystalelementer.

Krystalelementerne, der alle påvirkes direkte af lydbølgerne, er monteret parvis med lufttætte rum imellem klangcellerne.

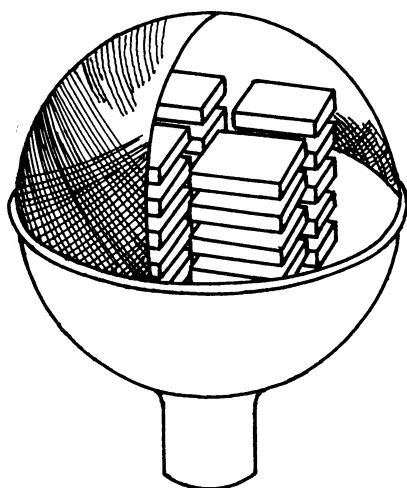
Lydbølgernes over- og undertryk bøjer krystalelementerne skiftevis mod og fra hinanden.

Gennemskåret klangcelle med krystalelementer.



Klangcellerne er monteret over og ved siden af hinanden i et stativ.

Ledningerne fra de enkelte krystalelementer er forbundet i serie- og parallelforbindelse.



Klangcelle-mikrofonen er en meget fin mikrofon, der giver en udgangsspænding på 1 til 2 millivolt.

Mikrofonen anvendes ofte til lydmålinger.

### 3.4 Krystalmikrofonens svagheder

Krystalmikrofoner, der arbejder bedst ved temperaturer fra 15 til 40°C, tåler ikke for stor fugtighed, for stærk varme eller frost.

Ved for stor fugtighed er der risiko for, at krystalelementerne går i opløsning på trods af lak- og voksimpregnering.

Ved for stærk varme, over 50°C, nedbrydes krystallerne.

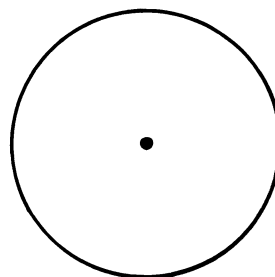
## 4. RETNINGSKARAKTERISTIK

Retningskarakteristik er en grafisk beskrivelse af sammenhængen mellem retningen, hvorfra en lyd med konstant styrke rammer en mikrofon og størrelsen af den vekselspænding, der derved kan aftages fra mikrofonen.

Den grafiske afbildning af retningskarakteristikken viser, i hvilken retning en mikrofon virker bedst, virker godt eller slet ikke virker.

### 4.1 Kuglekarakteristik

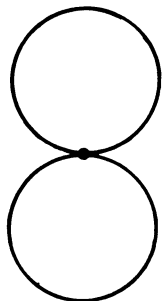
Denne karakteristisk er typisk for mikrofoner, hvor lydbølgerne kun rammer den ene side af membranen, medens den anden side vender ind mod et snævert, lukket rum.





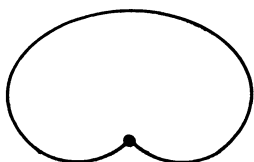
#### 4.2 Ottetals-karakteristik

Kan membranen påvirkes af lyd-bølger på begge sider, får mikrofonen en ottetals-karakteristik.

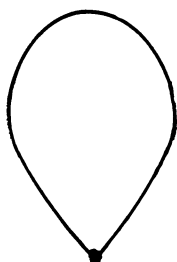


#### 4.3 Cardoid-karakteristik

Ved sammenkobling af en kugle- og en ottetals-karakteristik opnår man en cardoid-karakteristik, der kun er følsom i én retning.



Ved at anbringe mikrofonen inde i et rør, får man en kølle-karakteristik, der finder anvendelse til optagelse i støjfyldte rum.





## DISPOSITION

1. Opbygning, virkemåde og impedanser
2. Kabinet
3. Højttalerenheder og delefiltre
4. Opstilling og fasning

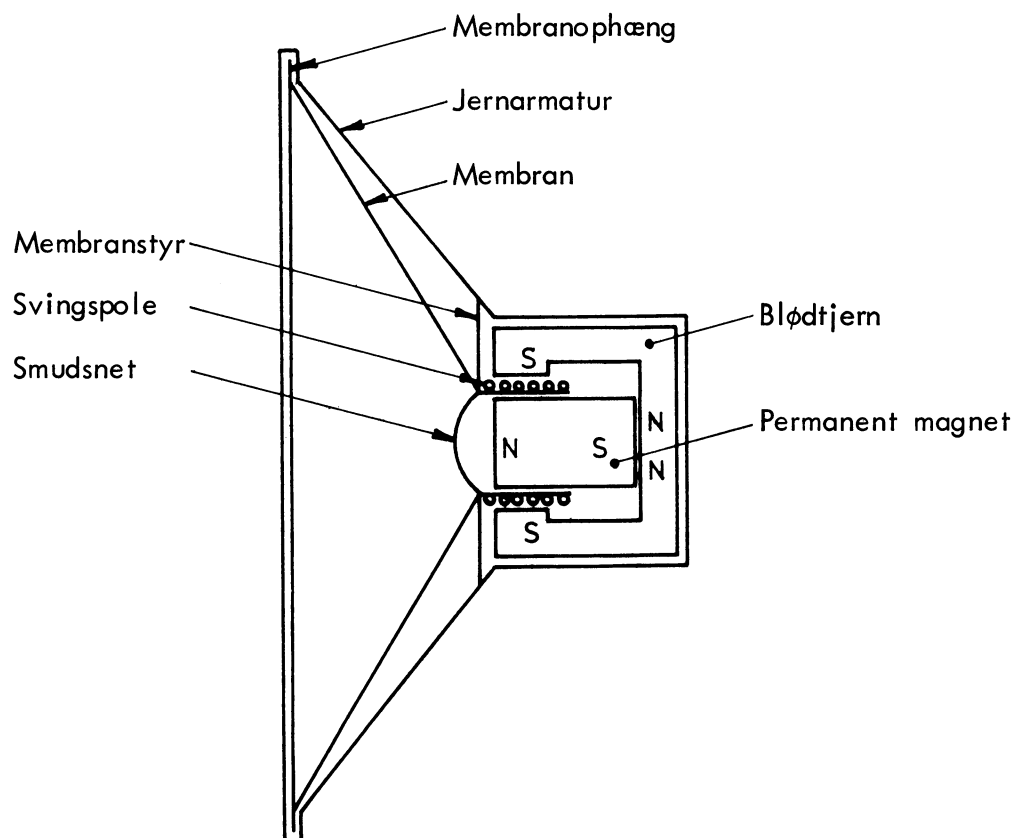
### 1. OPBYGNING, VIRKEMÅDE

#### OG IMPEDANSER

Formålet med højttaleren er at omdanne elektriske svingninger til hørbare akustiske svingninger.

#### 1.1 Princip

De fleste højttalere, der anvendes i dag, er opbygget efter det dynamiske princip.





## 1.2 Opbygning

I en ringformet luftspalte, hvori der befinder sig et kraftigt magnetfelt, som dannes af en permanent magnet og en blødtjernskappe, er der anbragt en spole med ganske få vindinger (vægtspørgsmål). Spolen skal holdes meget nøjagtigt centreret, så den ikke skraber mod kanterne af magneten.

Spolen er fastgjort direkte på en membran af papirmasse og centreret ved hjælp af en speciel holder, ofte af tyndt hårdt papir.

Membranen er fastgjort til det ydre jernarmatur med et særligt blødt og bøjeligt membranophæng.

Membranen er som regel udformet således, at den dækker det lille mellemrum mellem spole (spoleform) og magneterne for støv og fremmedlegemer.

Kommer der blot et lille fremmedlegeme ind mellem spole og magnet, vil højttaleren skratte i gengivelsen, og den vil næppe kunne repareres.

Tilledningerne til spolen er bløde og bevægeligt fastgjorte på armaturet.

## 1.3 Virkemåde

Når en strøm sendes gennem en leder, som er anbragt i et magnetfelt, vil lederen (svingspolen) bevæge sig. Vendes strømretningen i lederen, vil denne bevæge sig i modsat retning.

Membranen bevæger sig i takt med svingspolen, hvorved luften sættes i bevægelse.

Lydsvingninger opstår som følge af strømændringer i svingspolen.

## 1.4 Impedanser

Den dynamiske højttaler har en ganske lav impedans mellem 3 og 16  $\Omega$ , enkelte på 800  $\Omega$ .

Impedansen er næsten ren ohmsk i det meste af toneområdet, men ved højere frekvenser gør selvinduktionen i svingspolen sig gældende, og impedansen stiger derfor ret voldsomt.

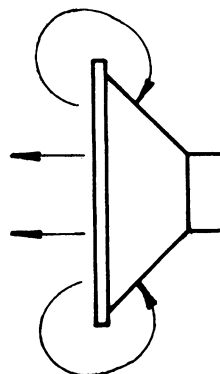
Den angivne impedans er som regel angivet for ca. 400 Hz, men er i øvrigt ikke meget anderledes end jævnstrømsmodstanden.

## 2. KABINET

### 2.1 Akustisk kortslutning

Formålet med højttalerkabinettet er at forbedre højttalerens egenskaber med hensyn til bedre basgengivelse og mindre forvrængning.

En højttaler, der er anbragt frit i rummet, vil ikke kunne gengive lavere frekvenser særligt godt. Årsagen hertil er, at lydbølgen, der startes under membranens fremløb, udbreder sig rundt om højttaleren og møder keglens bagside, som samtidig danner undertryk. Herved opstår akustisk kortslutning.



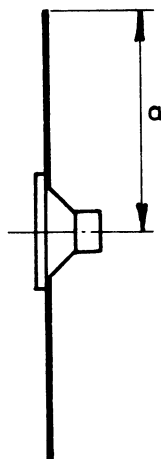
For højere frekvenser optræder der ikke akustisk kortslutning, hvorfor en frit monteret højttaler vil være en udpræget diskant-højttaler.



## 2.2 Åben og plan skærm

For at hindre akustisk kortslutning anbringes højttaleren på en plade.

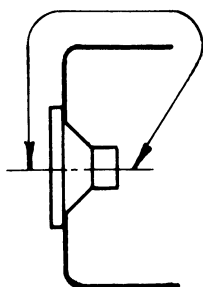
Afstanden  $a$  skal være så stor som mulig, idet alle frekvenser med bølgelængde lig med eller større end vejlængden  $2a$  bliver dæmpet.



For  $a = 1$  m vil grænsefrekvensen være ca. 160 Hz.

## 2.3 Bagud åbent kabinet

Pladen er foldet sammen til et bagud åbent kabinet, der tidligere blev meget anvendt i modtagere med indbygget højttaler.

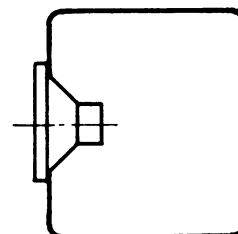


## 2.4 Lydtæt lukket kabinet

I et helt lukket kabinet vil den indespærrede luft blive sammenpresset eller udvidet og derved dæmpe membranens bevægelse.

Denne dæmpning er lineær, hvorfor forvrængning modvirkes.

Kabinetvolumen 80 til 120 liter.

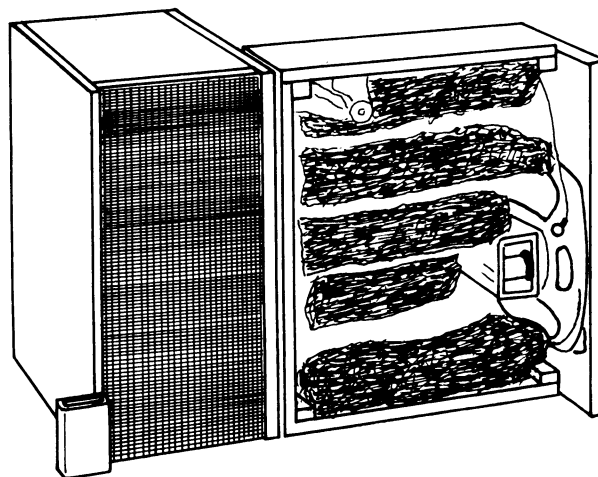


## 2.5 Trykkammerkabinet

For at nedsætte kabinettets størrelse kan det laves som et "trykkammerkabinet".

Trykkammerkabinettet er fyldt op med dæmningsmateriale.

Ved anvendelse af en speciel trykkammerhøjttaler - lang og blød membranbevægelse - kan der opnås en tilpas lav nedre grænsefrekvens med et lille kabinet.

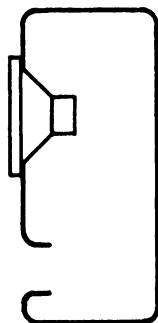




## 2.6 Basreflekskabinnet

Selve kabinettet har resonansvirkning, som kan udnyttes til forbedring af basgængelsen.

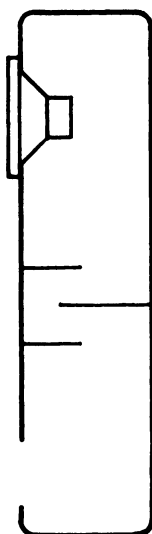
Åbningen i kabinettet "sluser" mere eller mindre af bassen ud.



## 2.7 Labyrintkabinnet

Er kabinettet ret langt og med åbning, vil bagsidebølgerne komme ud ad åbningen i fase med forsidebølgerne.

Der anbringes ofte en labyrint indeni kabinettet.



## 2.8 Hornhøjttaler

Ved hornhøjttaler anvendes et akustisk princip kendt fra orgelpiber.

Det er meget svært at bygge et hornkabinet til helt lave frekvenser (20 Hz), fordi det beregningsmæssigt skal være 16 meter langt og have en mundingsdiameter på 4 meter.

## 3. HØJTTALERENHEDER OG

### DELEFILTRE

### 3.1 Højttalerenheder, bas, diskant og mellemtone

For at kunne gengive lave frekvenser (bas), er det nødvendigt, at højttaleren har en stor membran, hvorimod en lille tynd membran af hårdt materiale er bedst til høje frekvenser (diskant).

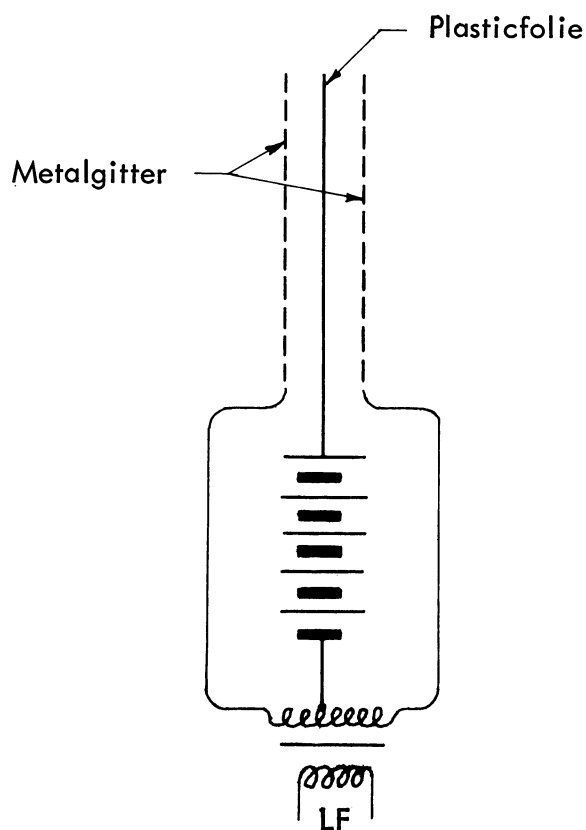
For at kunne gengive mellemtoneområdet, er membranen udformet som en mellemtung mellem en bas- og diskant-højttaler.



## 3.2 Elektrostatisk højttaler

En højttalertype, der afviger fra den elektrodynamiske højttaler, er den elektrostatiske højttaler.

Højttaleren består af to metalgitter, der omslutter et metalbelagt plasticfolie.



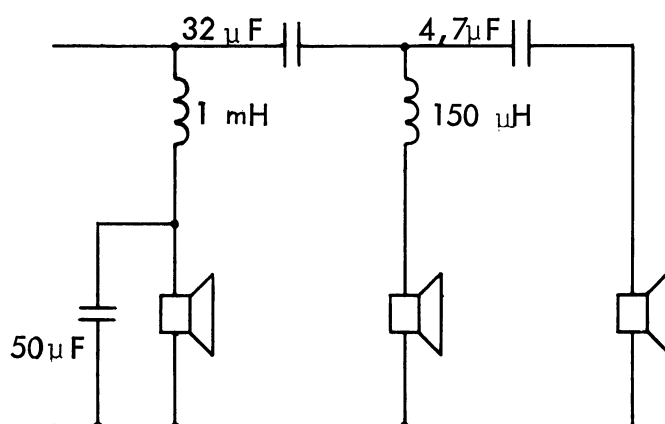
Mellem gitter og metalbelagt plasticfolie påtrykkes en stor jævnspænding, der vil bevirke, at plasticfoliet placerer sig midt mellem de to gitter. Ved at overlægge jævnspændingen til gitterne med LF-spændingen med samme amplitude, men med modsat fase, så vil plasticmembranen bevæge sig i takt med LF-signalet.

Højttaleren er velegnet til mellemtone- og diskantområde.

## 3.3 Delefiltere

Et komplet højttalersystem skal kunne gengive fra 20 Hz til 20 kHz, hvorfor der må benyttes flere højttalere.

Da alle frekvenser ikke gives med samme kraft af samme højttaler, skal der benyttes et delefilter, der sender basstønerne til bashøjttaleren, mellemtonerne til mellemtonehøjttaleren og de høje toner til diskant-højttaleren - 3-vejs delefilter.



Med to højttalere kan også opnås en rimelig klang, idet funktionen næsten er den samme som ved 3-vejs delefilteret, men med to højttalere behandler bashøjttaleren også mellemtonerne.



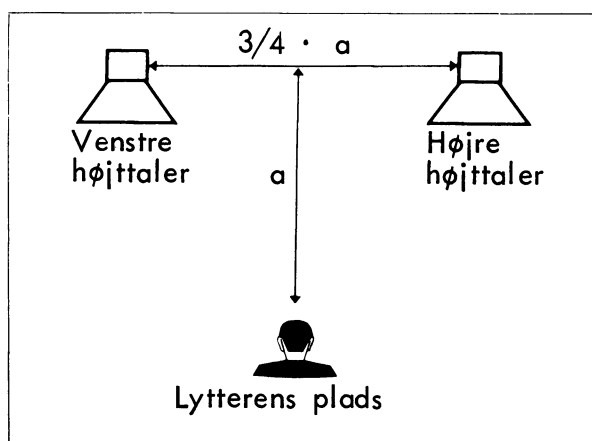


## 4. OPSTILLING OG FASNING

### 4.1 Opstilling

En højttaler skal anbringes på den bedst mulige måde, dvs. ikke for stor lytteafstand og ikke anbragt for højt oppe, normalt i ørehøjde.

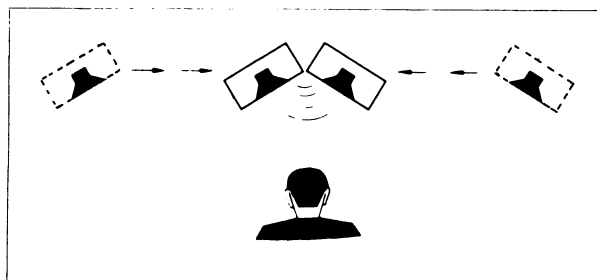
For at få god stereogengivelse er det nødvendigt, at højttalerne er rigtigt placeret. Erfaringen har vist, at afstanden mellem højttalerne bør være omkring tre fjerdedele af afstanden til den lytters foretrukne plads.



### 4.2 Kontrol af fasning

Vil man kontrollere, om to højttalere arbejder i korrekt fase, kan det let gøres ved at flytte kabinetterne tæt sammen midtfor lytteren.

Basregistret må ikke svækkes, når højttalerne kommer nærmere til hinanden.





## DISPOSITION

### 1. Katodestrålerørret

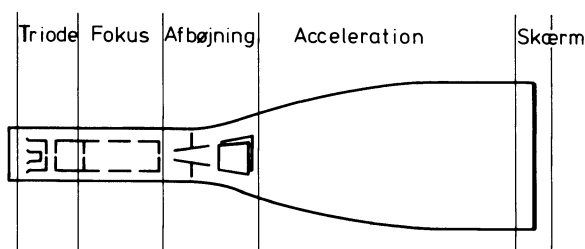
#### 1. KATODESTRÅLERØRET

Katodestrålerørret er output eller display-sektionen i et oscilloskop. I manuals anvendes forkortelsen CRT for katodestrålerørret (CRT = cathode-ray tube).

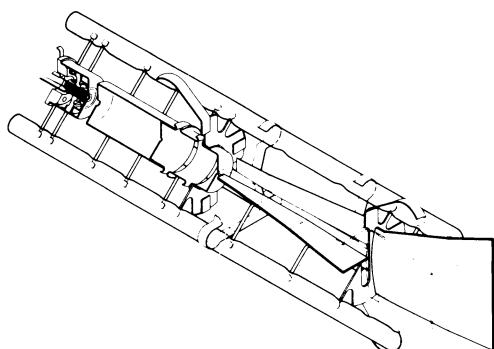
Når et oscilloskop skal fejlfindes, er det af betydning at kende katodestrålerørrets virkemåde, idet dette vil hjælpe med til at isolere fejllens placering i oscilloskopet.

Katodestrålerørret, der anvendes i et oscilloskop, kan opdeles i fem sektioner, hvor trioden afgiver en kontrollerbar elektronstrøm, der formes til en stråle af fokusafdelingen.

Afbøjningsdelen afbøjer elektronstråler vertikalt eller horisontalt, derefter accelereres elektronerne af accelerationsdelen og rammer den fosforbelagte skærm, hvorved der udstråles synligt lys.



De første tre dele udgør tilsammen katodestrålerørrets elektronkanon.



### 1.1 Elektronoptik

Fra briller, mikroskoper og lignende er det kendt, at lysstråler kan afbøjes med linser. Lyset kan påvirkes af f.eks. samle- eller spredelinser.

På samme måde kan elektroner i CRT'et påvirkes af elektriske eller magnetiske kraftlinier, der danner samle- eller spredelinser.

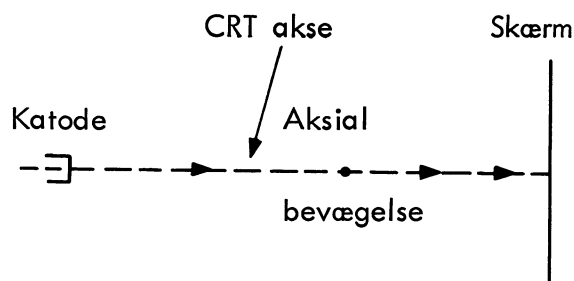
I katodestrålerør til oscilloskoper anvendes kun elektrostatisk afbøjning, dvs. elektriske kraftlinier, hvorimod katodestrålerør med magnetisk afbøjning anvendes i fjernsyn.

Når en elektron bevæger sig mellem katoden og skærmen, kan bevægelsen opdeles i to komponenter:

En aksial komponent.

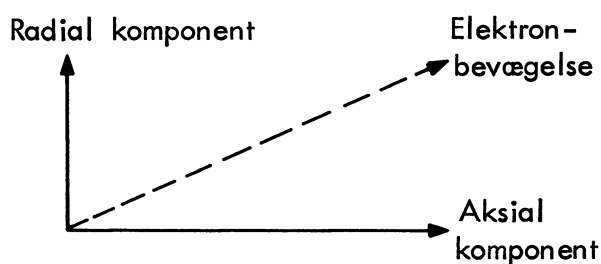
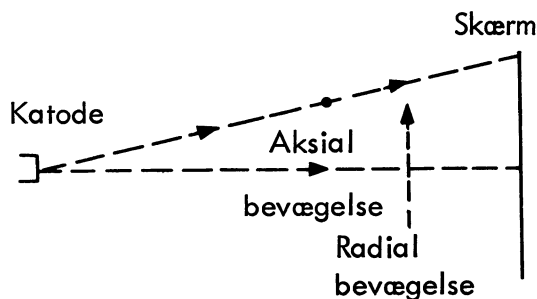
En radial komponent.

Den aksiale komponent er den hastighed, hvormed elektronen bevæger sig parallelt med katodestrålerørrets midterakse.

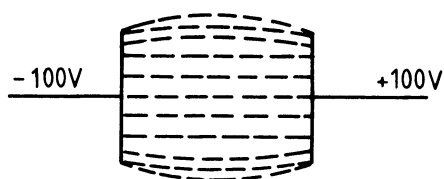




Hvis elektronen ikke bevæger sig parallelt med midteraksen i CRT'et, har den også en radial hastighedskomponent.

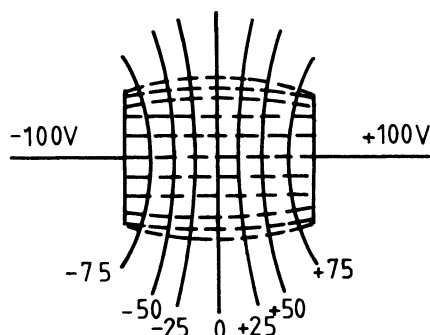


Imellem to elektroder med forskelligt elektrisk potentiale vil der befinde sig elektriske kraftlinier.

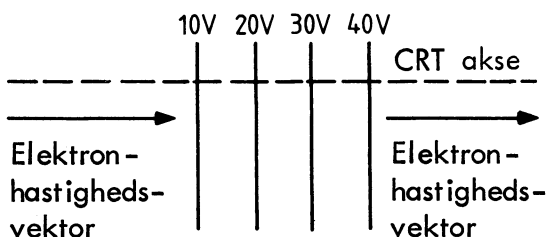


I hver kraftlinie vil potentialet skifte mellem den mest negative og mest positive elektrode.

Hvis punkterne i kraftlinierne med samme potentiale forbindes, fås de såkaldte "ækvipotentiaallinier".



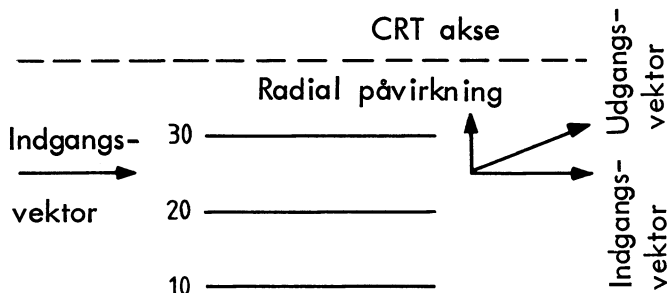
Hvis en elektron bevæges vinkelret på ækvipotentiaallinierne mod et stigende positivt potentiale, stiger elektronens hastighed.



Dette er f.eks. tilfældet mellem katode og skærm i et katodestrålerør, hvor der er mindst 2.000 V mellem katode og skærm.

Hvis elektronen bevæges vinkelret på ækvipotentiaallinierne mod et faldende positivt potentiale, falder elektronens hastighed.

Hvis en elektron bevæges parallelt med ækvipotentiaallinier, tilføres elektronen en radial hastighed.



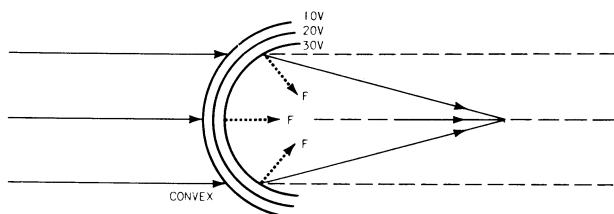
I et oscilloskop vil ækvipotentiaallinierne mellem afbøjningspladerne være parallelle med CRT akse.

Hvis afbøjningspladerne er forskelligt ladede, tilføres elektronen en radial hastighedskomponent. Den afbøjes mod den mest positive plade.

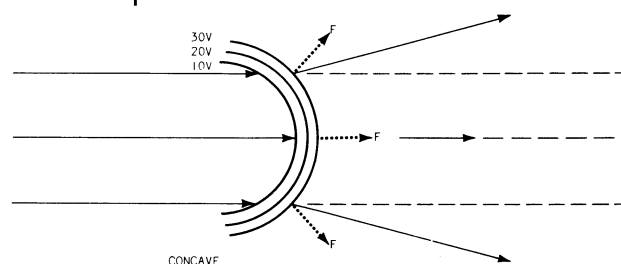


Ikke alle ækvipotentiaallinier er rette. Hvis de krummer, kan de danne samle- eller spredelinser for elektronstrålen i katodestrålerøret.

### Samlelinse

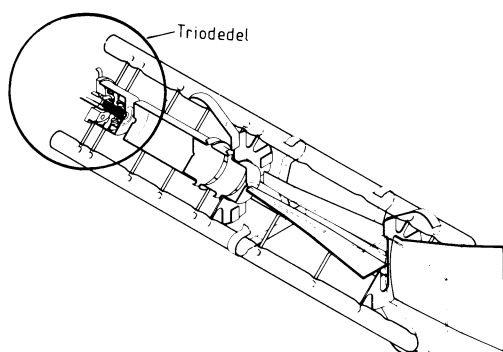


### Spredelinse

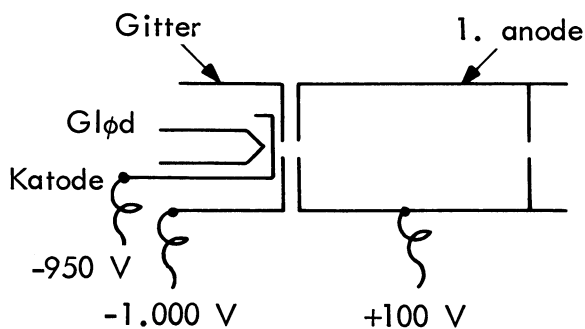


## 1.2 Triodedel

Triodedelen er en del af elektronkanonen.



Den består af glødetråd, katode, gitter og 1. anode.



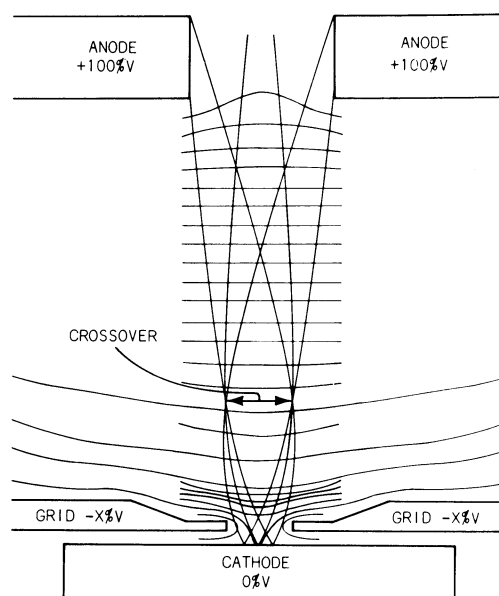
Glød og katode er normalt forbundet til samme DC-spænding for at undgå overslag imellem disse.

Gitteret er svagt negativt i forhold til katoden, hvorved elektronstrøm kan kontrolleres, jo mere negativ gitteret er i forhold til katoden, des mindre elektronstrøm i røret og mindre lysplet på skærmen.

Anoden er meget positiv i forhold til gitteret. Imellem gitter og anode vil elektroner fra katoden derfor blive accelereret i hastighed.

Ækvipotentiaallinieme mellem katode, gitter og 1. anode danner tilsammen tre linser.

Med gitterspændingen kan udformningen af linserne ændres.

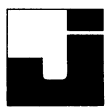


Elektroner, der forlader katoden på forskellige punkter, men i samme vinkel, vil krydse hinanden på et sted i elektronstrålen, der kaldes "Crossover".

Dette sted af elektronstrålen har den mindste diameter.

Den fokuserede plet, der ses på skærmen, er "spejlet" af crossover-punktet.

Diameteren af crossover-punktet bestemmer diameteren af den mindste plet, der kan fås på CRT skærmen.



### 1.3 Unblanking

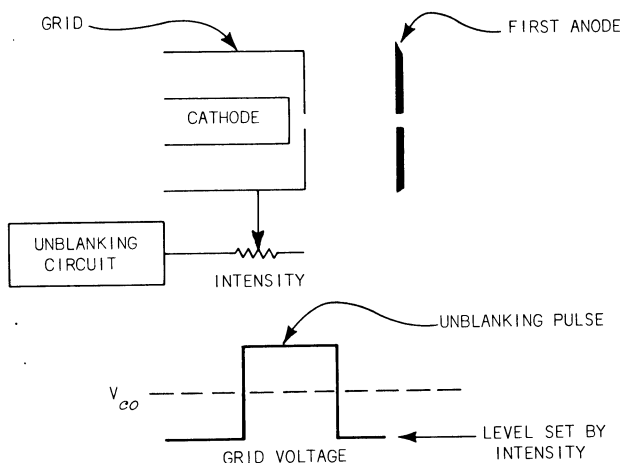
Normalt ønsker man, at elektronstrålen kun skal være tændt, når der er sweep-spænding på X-pladerne. Under sweep'ets tilbageløb fra højre kant af CRT skærmen til venstre kant skal strålen være slukket.

Gitter-katodetrækningen i katodestrålerøret kan anvendes til at kontrollere elektronstrålen med.

Hvis gitteret gøres meget negativt i forhold til katoden, kan røret bringes i cut-off, dvs. at elektronstrålen standses.

Tilføres der en positiv impuls til gitteret samtidig med sweep'ets fremløb, tændes elektronstrålen.

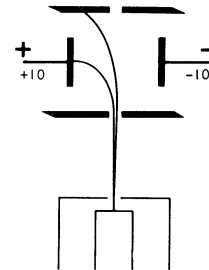
Dette kaldes for gitter-unblanking.



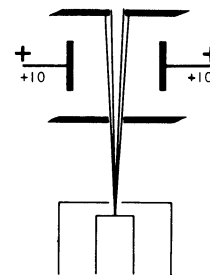
Der anvendes også en anden metode til unblanking, nemlig deflection unblanking.

Denne metode kræver, at der umiddelbart efter 1. anode anbringes et sæt unblanking-plader.

Uden sweep på Y-pladerne er den venstre plade positiv i forhold til den højre, dvs. at elektronstrålen afbøjes mod den venstre plade og standses.



Samtidig med, at der tilføres sweep-spænding til Y-pladerne, tilføres der en positiv impuls til den højre unblanking-plade, således at de to unblanking-plader har samme elektriske potentiale.



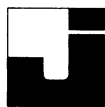
Elektronstrålen vil nu frit kunne passere til CRT skærmen.

Katodestrålerørets levetid er blandt andre ting afhængig af sliddet på katoden, der igen afhænger af strålestrømmen og tiden, i hvilken der løber strålestrøm.

I et CRT med deflection unblanking trækkes der strøm hele tiden i modsætning til CRT med gitter-unblanking.

I et CRT med gitter-unblanking kan man ved at dreje på "Intensity" få en lysplet på skærmen uden unblanking-impuls.

Gitterspændingen hæves med "Intensity" over cut-off-spændingen, og der løber strålestrøm i CRT'et.



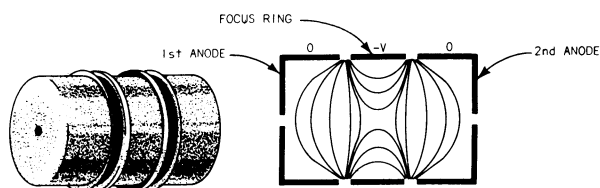
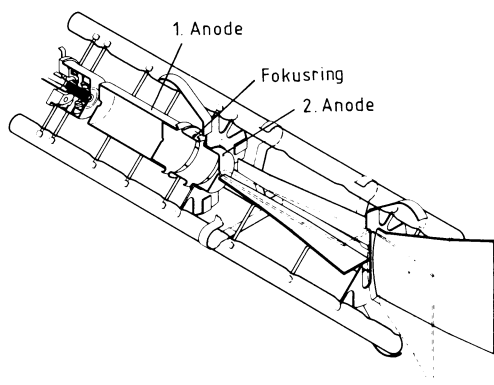
Hvis der under disse forhold tilføres en positiv unblanking-impuls til gitteret, forøges strålestrømmen kraftigt med fare for at brænde hul i skærmens fosforbelægning.

#### 1.4 Fokus og astigmatismelinser

Når elektronstrålen passerer første anodes udgang, spredes strålen ganske let.

Fokuseringens opgave er at samle disse elektroner.

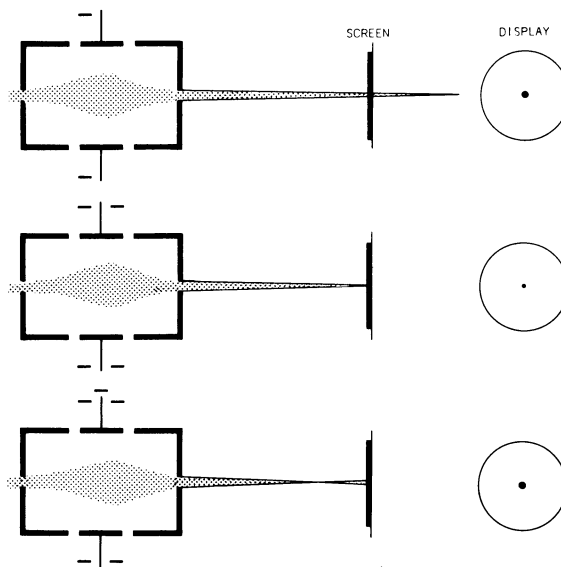
Fokuslinsen består af 1. anode, fokusringen og 2. anode.



Størrelsen og udseendet af lyspletten på CRT skærmen kan kontrolleres fra oscilloskopets forplade med "Fokus" og "Astigmatisme".

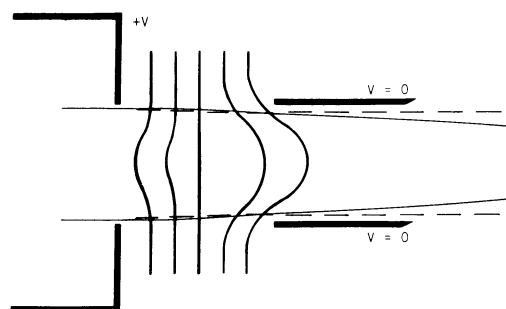
Med disse kontroller kan spændingerne på fokusringen og 2. anode ændres. Spændingen på fokusringen er negativ i forhold til spændingen på 1. og 2. anode.

Herunder vises fokuskontrollens indflydelse på lyspletten.



Imellem 2. anode og afbøjningspladerne dannes en linse af ækvipotentiaallinier.

Denne linse kan kontrolleres med "Astigmatisme".



Set på CRT skærmen skal lyspletten justeres, til den er mest cirkulær.



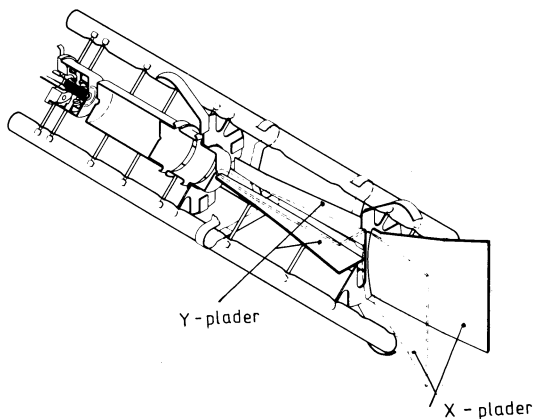
### 1.5 Afbøjningssystemet

Formålet med CRT afbøjningssystemet er at afbøje elektronstrålen vertikalt eller horisontalt bort fra CRT akse, dette med mindst afbøjningsspænding og forvrængning.

Afbøjningen af elektronstrålen er direkte proportional med afbøjningsspændingen, længden af afbøjningspladerne og afstanden mellem afbøjningspladerne og CRT skærmen.

Afbøjningen er omvendt proportional med afstanden mellem afbøjningspladerne.

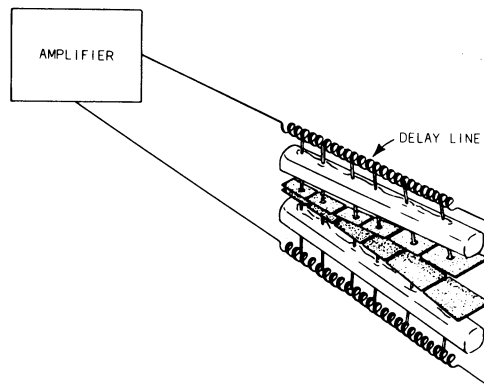
Umiddelbart efter fokuslinsen afbøjer pladerne elektronstrålen i vertikal retning. De efterfølgende plader afbøjer strålen i horisontal retning.



Afbøjningspladerne, der sidder overfor hinanden, udgør en kondensator på typisk 12 til 15 pF.

Denne kondensator belaster forstærkeren, der er forbundet med pladerne med det resultat, at øvre grænsefrekvens falder.

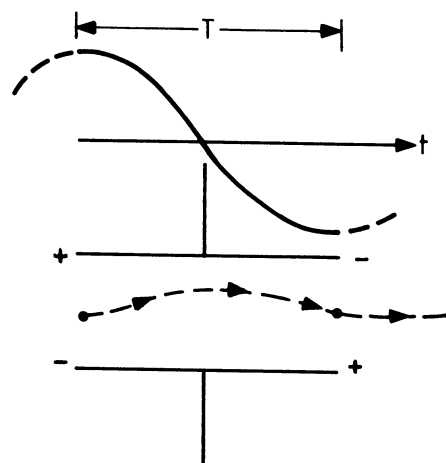
I katodestrålerør, der anvendes til frekvenser på 100 MHz og derover, er afbøjningspladerne sektionsdelt og forbundet med små sektioner af en delay line.



Forstærkeren belastes nu af delay'ets karakteristiske impedans,  $Z_0$ , og ikke af en kondensator, hvis reaktans falder med frekvensen.

Denne udformning har yderligere en fordel, idet der kan tages hensyn til, at det tager tid for elektronerne at bevæge sig fra indgangen af pladerne til udgangen.

Tænker man sig, at et sæt almindelige plader påtrykkes en frekvens med samme periodetid, som den tid, det tager elektronerne at bevæge sig imellem pladerne, opstår følgende situation.



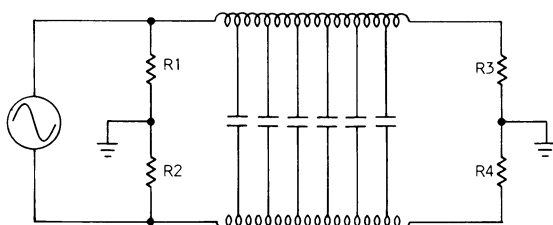
Når elektronen ankommer til pladerne, er den øverste + og den nederste -.



I det tidsrum, det tager elektronen at bevæge sig til udgangen, er polariteten på pladerne skiftet. Den øverste er - og den nederste +.

Påvirkningen af elektronen fra indgang til udgang vil forvrænge den kurveform, der tegnes af elektronstrålen på CRT skærmen.

I et CRT med sektionsdelte afbøjningsplader og delay mellem pladerne påvirkes den enkelte elektron i strålen af samme punkt på afbøjningsspændingen, idet afbøjningsspændingen udbredes med samme hastighed i delay'et som elektronen i strålen.



### 1.6 Acceleration af elektronstrålen

Det er allerede nævnt, at elektronstrålens afbøjningshastighed kan blive stor. Ved en sweep-hastighed på  $0,1 \mu\text{sek./cm}$  og en sweep-bredde på 10 cm, hvilket er almindeligt i et moderne oscilloskop, er elektronstrålens skrivehastighed ikke mindre end 100 km/sek.

Hvis elektronerne ved anslaget mod billedskærmen skal kunne frigive tilstrækkeligt med lys, til at forløbet let kan iagttages, må de accelereres mod skærmen med en meget høj hastighed. For at opnå dette er det nødvendigt med betydelige accelerationsspændinger; for moderne rør ligger disse ofte mellem 2 og 20 kV.

Hvis man vil iagttage meget hurtige forløb, og specielt hvis man ønsker at fotografere dem, er det altså nødvendigt, at man vælger et oscilloskop med høj accelerationsspænding på billedrøret.

I nyere oscilloskoper anvendes udelukkende "Helix PDA" katodestrålerør. Disse er udstyret med en spiralskåret modstandsbelægning på indersiden af glaskolben imellem CRT skærmen og afbøjningspladerne.

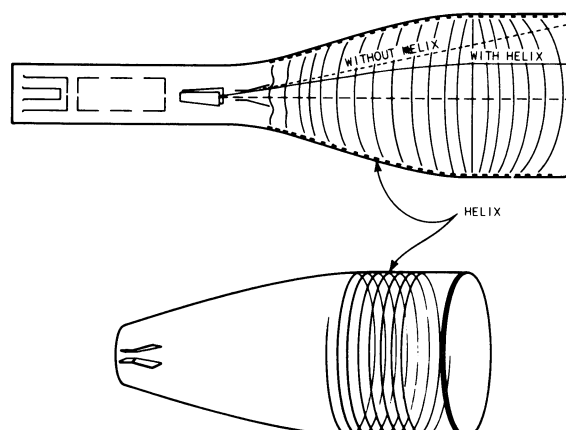
"Helix" kommer fra det engelske ord "helical", der betyder "spiral".

"PDA" er en forkortelse af "post deflection acceleration", altså på dansk "acceleration efter afbøjning".

"Helix PDA" systemet tillader elektronkanonen og afbøjningssektionen at arbejde ved lavere spændinger end i ældre CRT'er, hvor belægningen mellem CRT skærm og afbøjningssystemer ikke var spiralskåret.

De mindre arbejdsspændinger reducerer elektronstrålens hastighed i afbøjningssystemet og giver dermed en bedre afbøjningsfølsomhed på X- og Y-plader.

Den bedre følsomhed på X- og Y-pladerne opvejes imidlertid af den kompression, der opstår som følge af accelerationen.







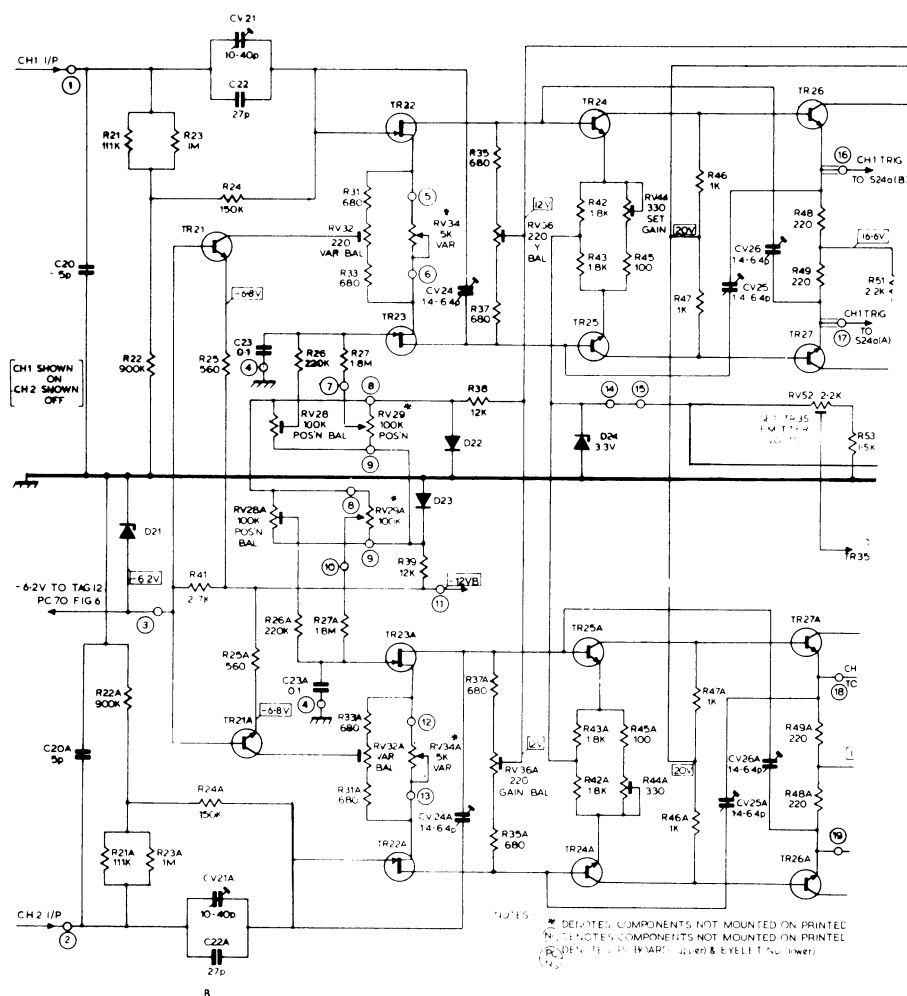


Den ustabiliserede højspænding kompenseres i Y-forstærkeren ved at ændre forstærkningen i indgangsforstærkeren.

Den første forstærker i Y-delen udgøres i CH1 og CH2 af differentialforstærkerne TR22 - TR23 og TR22A - TR23A.

De to differentialforstærkere fødes fra hver sin strømgenerator, TR21 og TR21A.

Hvis strømmen fra de to strømgeneratorer øges, stiger forstærkningen i de to differentialforstærkere, formindskes strømmen fra strømgeneratorerne, falder forstærkningen.



Af diagrammet ses:

De to strømgeneratorer, TR21 og TR21A, har basen forbundet til en stabiliseret spænding på -6,2 V.

Emitteren er via emittermodstanden forbundet til en ustabiliseret spænding på -12 V.

Hvis netspændingen stiger, ændres de -12 V til en større negativ spænding, herved stiger strømmen i de to strømgeneratorer, og forstærkningen i Y-delen stiger.

Denne stigning i forstærkning udkompenserer den mindre afbøjning som følge af stigning i den ustabiliserede accelerationsspænding.

Hvis netspændingen falder, stiger afbøjningen som følge af mindre accelerationsspænding, dette udkompenseres af mindre forstærkning i Y-forstærkeren, idet de -12 V til strømgeneratorerne falder og dermed strømmen til de to differentialforstærkere.

## 1.7 CRT skærmen

Skærmen på CRT'et er belagt med fosfor. Den lysstyrke, eller luminans, lyspletten på skærmen udsender, afhænger af fosfortypen, og hvor meget elektronerne er accelereret.

Det afhænger endvidere af fosfortypen, hvilken farve lyspletten har, og hvor lang efterglødestiden er, når lyspletten fjernes.

Det kan aflæses af koden på et CRT, hvilken type fosfor det er belagt med.

Eksempel:

D13 - 27GH

Det første bogstav "D" angiver typen på røret.

- A - Television display tube for domestic application
- D - Oscilloscope tube - single trace
- E - Oscilloscope tube - multiple trace
- F - Radar display tube - direct view
- L - Display storage tube
- M - T.V. display tube for professional application - direct view
- P - Display tube for professional application - projection
- Q - Flying spot scanner

"13" angiver diameteren eller diagonalen på skærmen.

"27" er et serienummer.



"GH" er en fosfortype i en standardiseret række.

### SCREEN TYPES

new system	old system	fluorescent colour	phosphorescent colour	persistence	equivalent Jedec designation
BA	C	purplish-blue	-	very short	-
BE	B	blue	blue	medium short	P11
BF	U	purplish-blue	-	medium short	-
GE	K	green	green	short	P24
GH	H	green	green	medium short	P31
GJ	G	yellowish-green	yellowish-green	medium	P1
GK	G <sup>1)</sup>	yellowish-green	yellowish-green	medium	-
GL	N	yellowish-green	yellowish-green	medium short	P2
GM	P	purplish-blue	yellowish-green	long	P7
GP	-	bluish-green	green	medium short	P2
GR	-	green	green	long	P39
GU	-	white	white	very short	-
LA	D	orange	orange	medium	-
LB	E	orange	orange	long	-
LC	F	orange	orange	very long	-
LD	L	orange	orange	very long	P33
W	W	white	-	-	P4
WA	-	white	-	-	-
X	X	tri-colour screen	-	-	-
YA	Y	yellowish-orange	yellowish-orange	medium	-

Altså:

D13 - 27GH er et katodestrålerør bestemt for oscilloskoper, diameteren på skærmen er 13 cm, fosforbelægningen udsender grønt lys, og eftergløden er middell-kort.

Eftergløden på et D13 - 27GH angives i datablad til:

600  $\mu$ sek. ved 10% af luminansen.

8 msek. ved 1% af luminansen.

90 msek. ved 0,1% af luminansen.

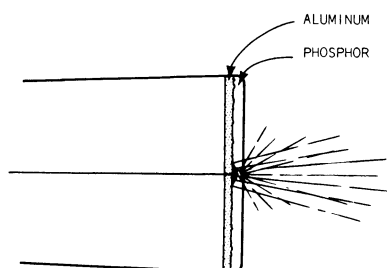
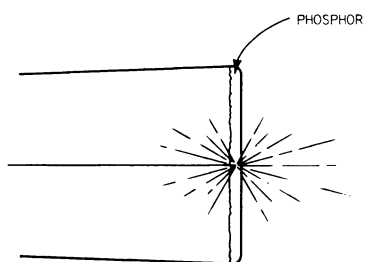
Når en elektronstråle rammer, udsendes der lys i alle retninger, det er derfor kun en del af det udsendte lys, der ses fra forsidenden af CRT'et.

En del af lyset mistes, fordi det stråler ind i den lufttomme glas-kolbe.

Dette kan der rådes bod på ved at belægge fosforlaget med et meget tyndt aluminiumslag.



Den del af lyset, der stråler ind i røret, vil da blive reflekteret af aluminiumsbelægningen.



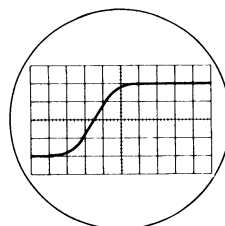
Der skal anvendes accelerations-spændinger, der er 1 til 3 kV højere på rør med aluminiums-belægning end på rør uden.

Den højere accelerationsspænding anvendes til at udligne den opbremsning, der sker af elektronerne ved gennemtrængen af det tynde aluminiumslag.

Aluminiumsbelægningen giver en yderligere fordel, idet belægningen bortleder den varmeenergi, der opstår, når elektronerne rammer fosforlaget. Dette nedsætter faren for at brænde hul i fosforlaget ved stærkt lysende pletter på skærmen.

På alle oscilloskopskræmme findes der en inddeling.

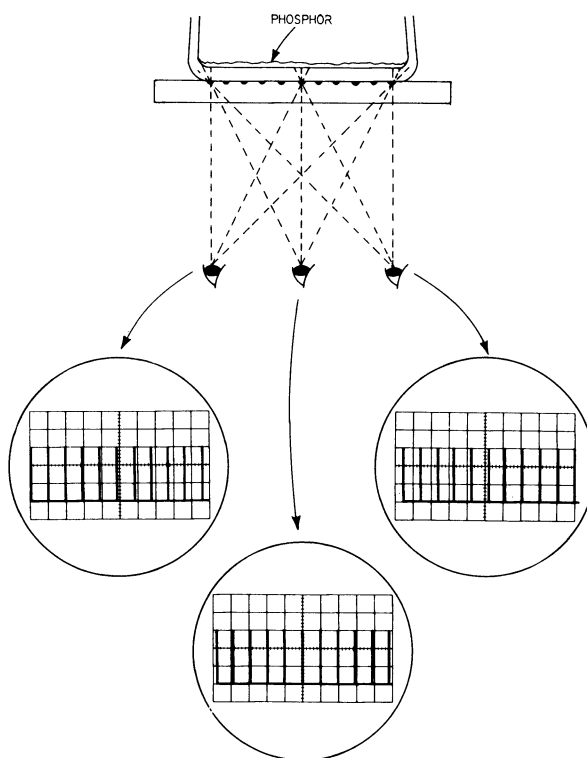
Denne inddeling eller "graticule" gør det muligt at måle tider og amplituder.



Graticulen kan enten indgrave-res på et stykke plexiglas, der er anbragt foran skærmen eller indgraveres på indersiden af CRT skærmen.

Den billigste og mest anvendte graticule er den udvendige, der er indgraveret i et stykke plexiglas.

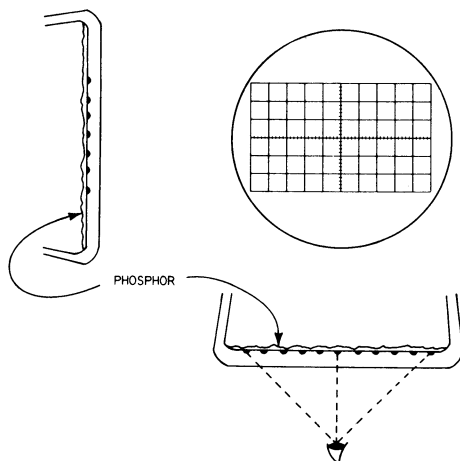
Denne metode har imidlertid en ulempe, idet der kan opstå paral-lakse fejl, hvis brugeren af oscilloskopet ikke er opmærksom på problemet.



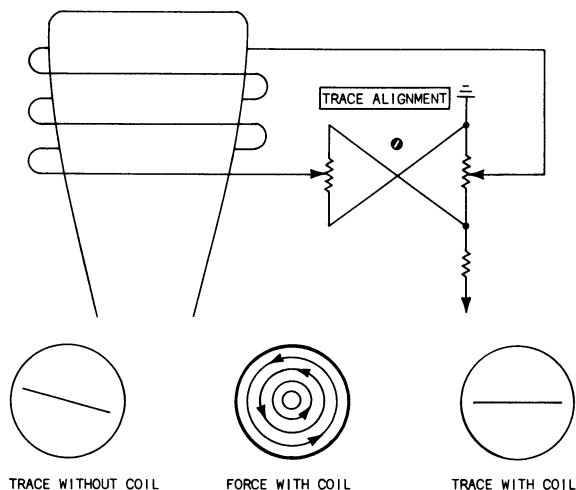
Aflæsning skal ske  $90^\circ$  på skærmen, dvs. at hovedet skal flyt-tes ved aflæsning af f.eks. en periodetid.



Den dyrere, men indvendige graticule, har ikke denne ulempe.



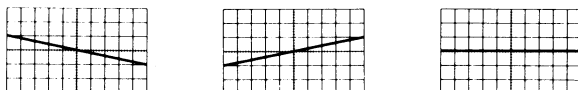
Magnetfeltets retning bestemmes af strømretningen i spolen.



### 1.8 Trace-rotation

X-afbøjningen alene skal på skærmen tegne en streg, der er parallel med graticulen.

Hvis dette ikke er tilfældet, skal oscilloskopet justeres.



På et rundt CRT med udvendig graticule sker dette ved at løsne CRT'et i dets holder og dreje røret, indtil lysstrålen falder sammen med graticule.

På et rektangulært CRT eller et CRT med indvendig graticule kan dette ikke lade sig gøre.

På disse typer CRT drejes afbøjningerne med et magnetfelt.

Omkring røret er der anbragt en spole, hvorigennem der løber en DC-strøm.

Magnetfeltets størrelse bestemmes af DC-strømmens størrelse.



## DISPOSITION

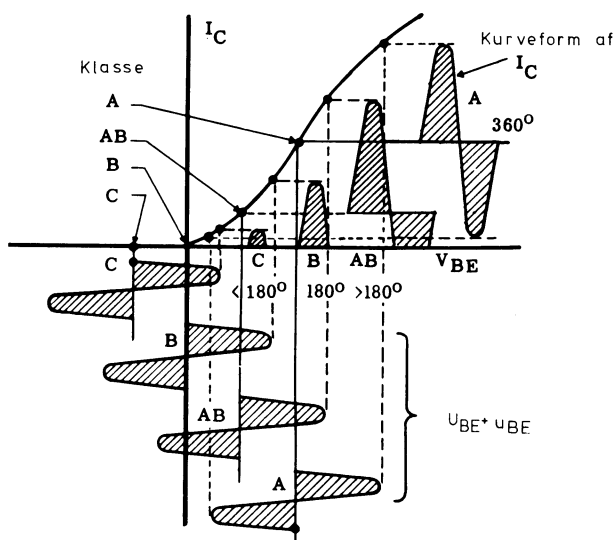
1. Transistorens arbejds punkt
2. Klasse A effektforstærker
3. Klasse AB effektforstærker, R 101
4. Virkningsgrad og udgangseffekt
5. Komplementær effektforstærker

### 1. TRANSISTORENS ARBEJDSPUNKT

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

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

#### 1.1 Arbejds punktets placering



#### 1.2 Klasse A

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

Uden inputsignal afsættes der effekt i transistoren.

#### 1.3 Klasse AB

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

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

#### 1.4 Klasse B

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

Uden inputsignal afsættes der ikke effekt i transistoren.

#### 1.5 Klasse C

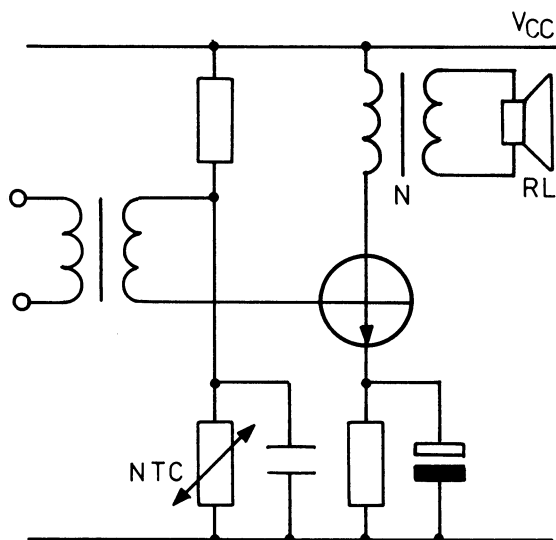
Ved et arbejds punkt i klasse C forstås, at transistoren leder i mindre end 180° af et inputsignal.

Uden inputsignal afsættes der ikke effekt i transistoren.

## 2. KLASSE A EFFEKTFORSTÆRKER

### 2.1 Transformator koblet klasse A transistorforstærker

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



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

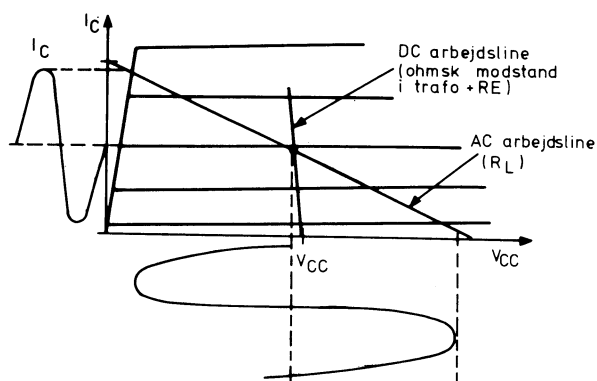
$$R_L' = N^2 \cdot R_L$$

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

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

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

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



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

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

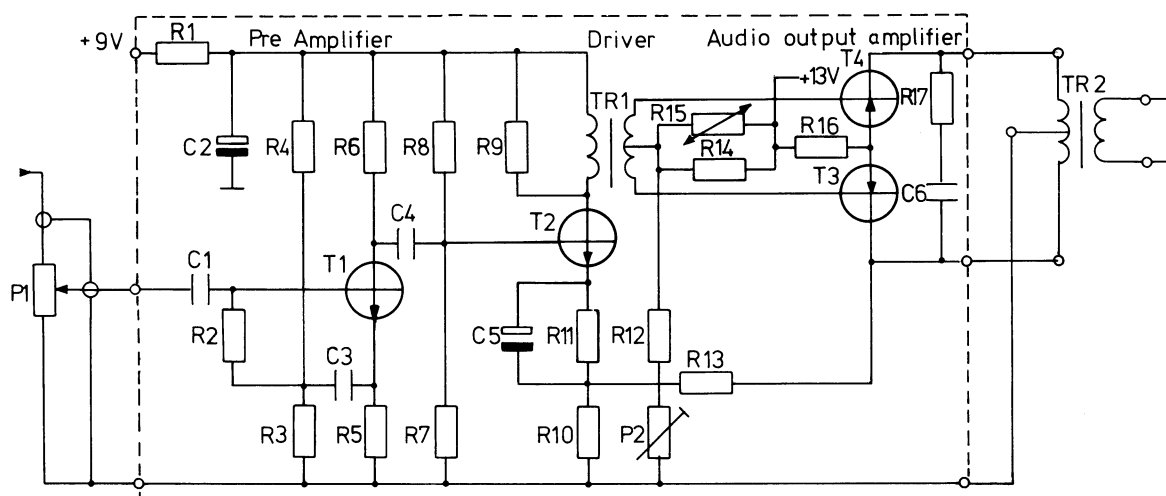




### 3. KLASSE AB EFFEKTFORSTÆRKER

#### R 101

#### 3.1 Kredsløb



#### 3.2 Kredsløbsbeskrivelse, preamplifier og driver

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

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

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

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



### 3.3 Push-pull kobling

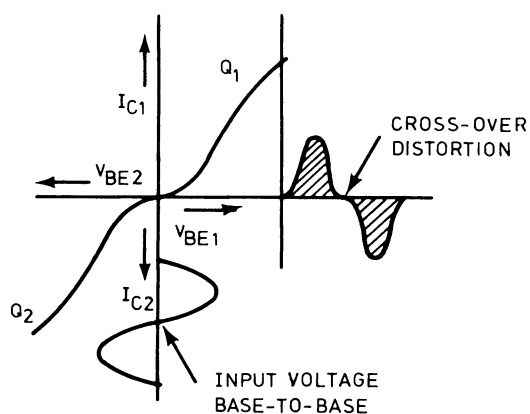
Opstillingen, som udgangstransistorerne sidder i, kaldes en push-pull kobling. Koblingen er en balanceret forstærker i lighed med en differentialforstærker.

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

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

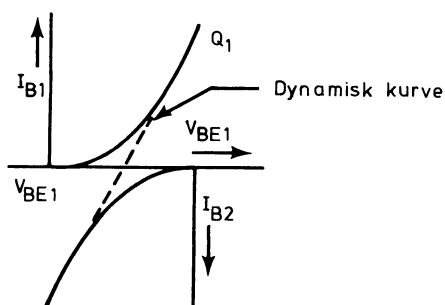
Koblingen kan anvendes i både klasse A og klasse AB.

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

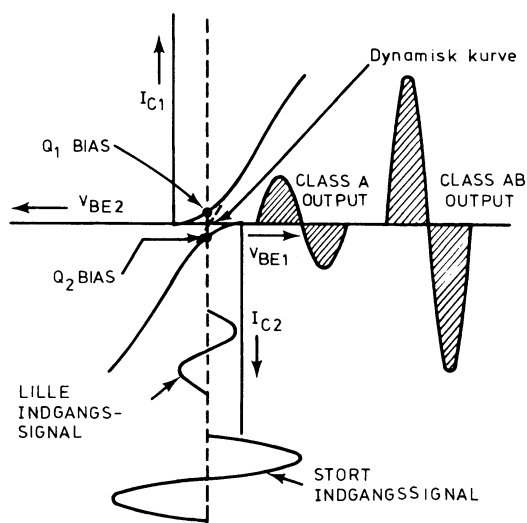


For at undgå denne forvrængning, forspændes begge base-emitterstrækninger, således at der går en hvilestrøm i transistorerne.

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



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

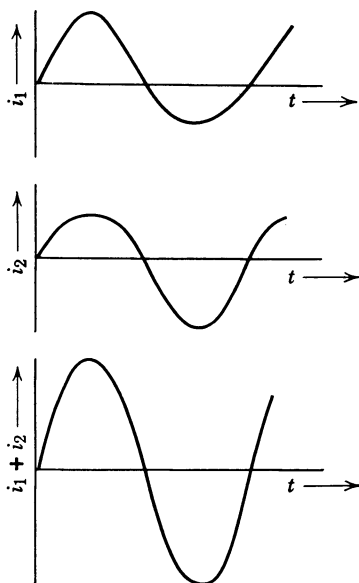


Forspændingen til kredsløbet i pkt. 3.1 dannes af modstandene R14//R15 i serie med R2 og P2. P2 kan justeres til korrekt arbejds punkt. R15 er en NTC modstand og tjener til at fastholde arbejds punktet overfor temperaturstigninger.

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



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

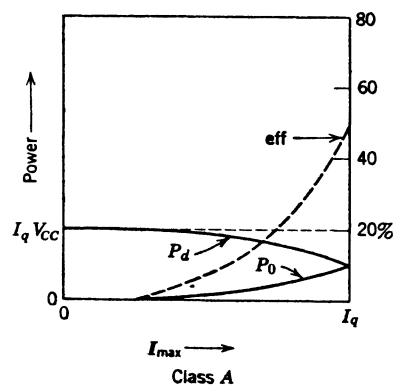
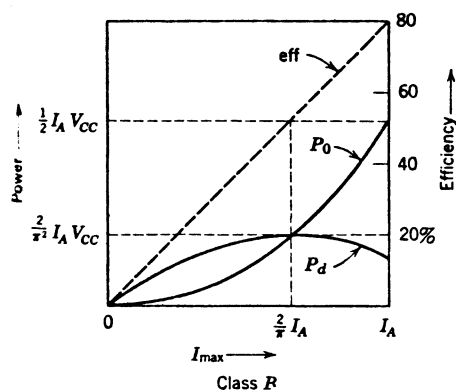


Lige harmonisk forvrængning opstår, når transistorer udstyres kraftigt på grund af transistorens krumme karakteristisk.

#### 4. VIRKNINGSGRAD OG UDGANGSEFFEKT

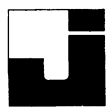
##### 4.1 Virkningsgrad i klasse A og klasse B

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



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

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

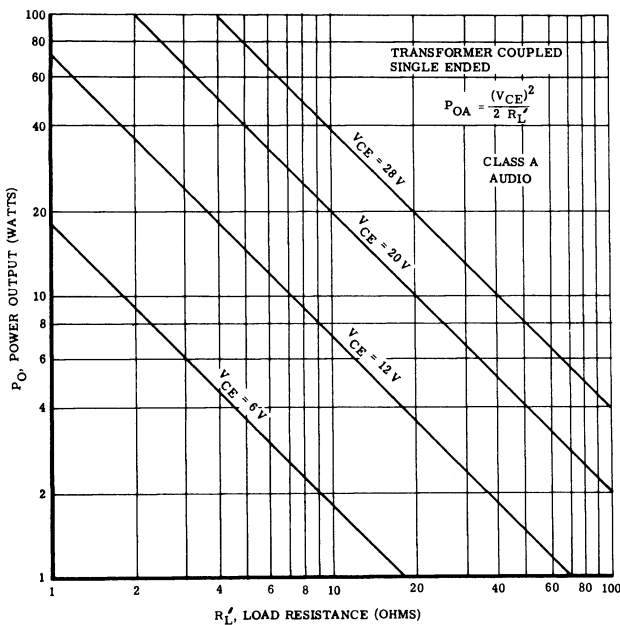


#### 4.2 Udgangseffekt i klasse A og klasse B

Nomogrammerne viser udgangseffekt som funktion af belastningsmodstanden ved forskellige forsyningsspændinger.

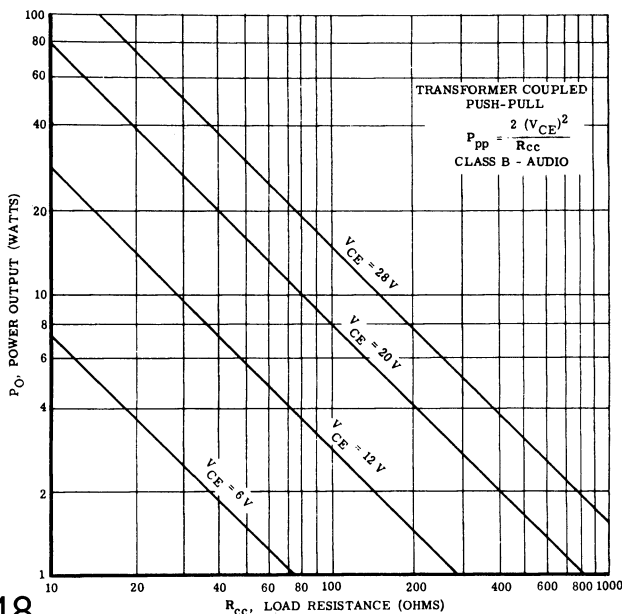
Klasse A:

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



Klasse B:

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

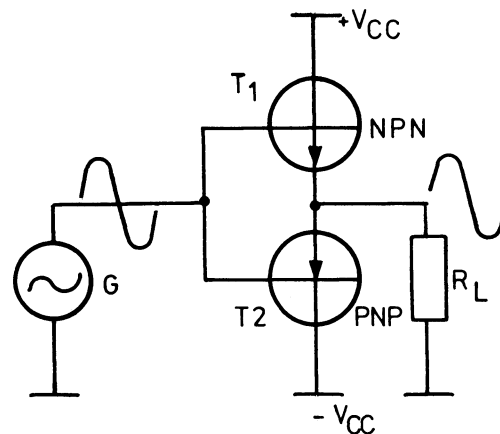


#### 5. KOMPLEMENTÆR EFFEKTFORSTÆRKER

##### 5.1 Princip

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

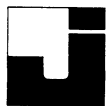
At to transistorer er komplementære vil sige, at den ene er en PNP og den anden en NPN transistor, og at de har samme data, med undtagelse af polariteten af forsyningsspændingen.



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

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

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



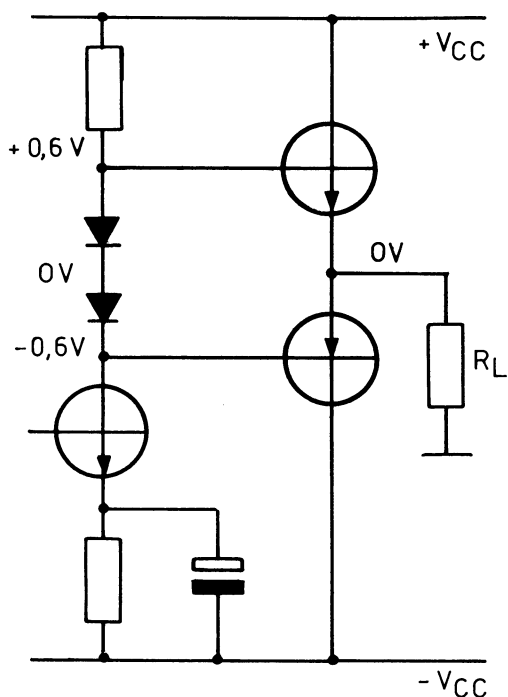
## 5.2 Arbejdspunkt for udgangstransistorer

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

Dette kan løses på forskellige måder:

1. Mellem baserne anbringes to dioder.

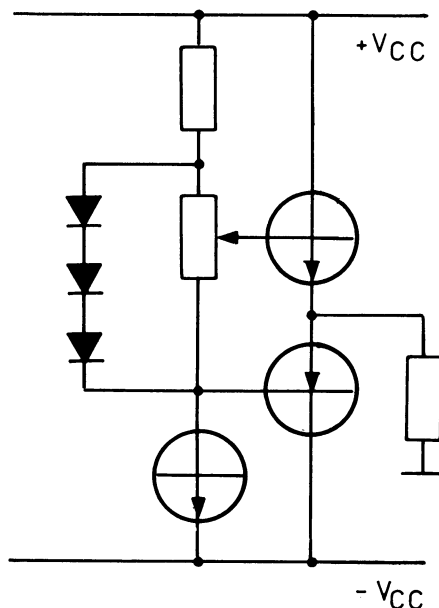
Den konstante spænding over disse dioder bringer udgangstransistorerne i arbejdspunktet.



Hvis temperaturen ved dioderne stiger, falder spændingen over dioderne.

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

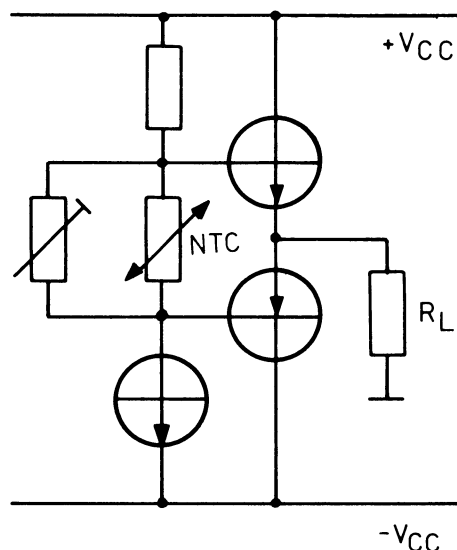
Hvis tomgangsstrømmen, dvs. strømmen i udgangstransistorerne uden signal skal kunne justeres, kan koblingen ændres til:



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

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

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





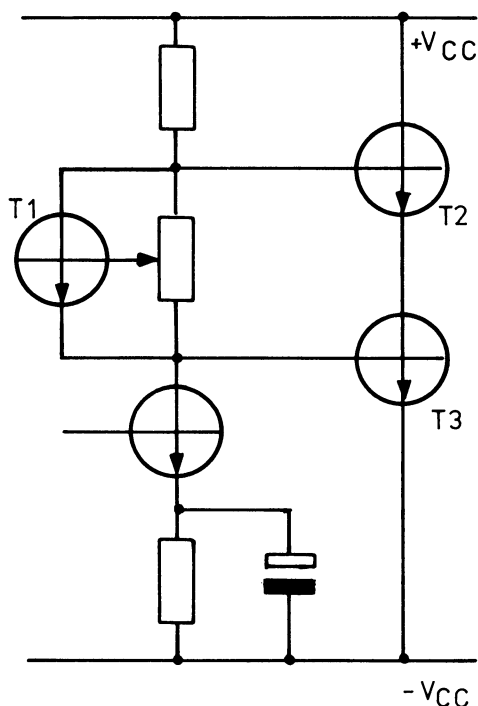
3. Mellem baserne anbringes en transistor parallelt med et trimmepotentiometer.

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

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

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

Herved kan arbejds punktet for  $T_2$  og  $T_3$  justeres.



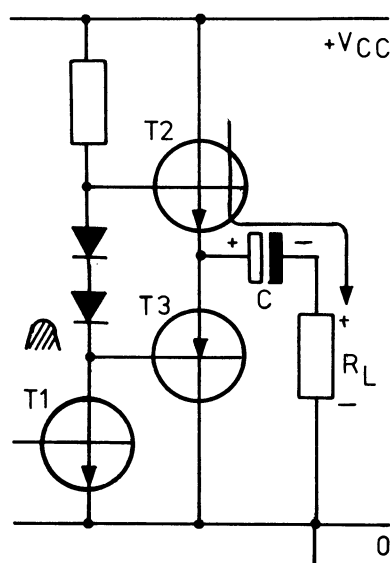
Hvis temperaturen ved  $T_1$  stiger, leder  $T_1$  ved en lavere basis-emitterspænding. Herved falder spændingen mellem kollektor og emitter, indtil basis-emitterspændingen har en værdi, der passer til temperaturen.

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

### 5.3 Komplementært udgangstrin med enkelt spændingsforsyning

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

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

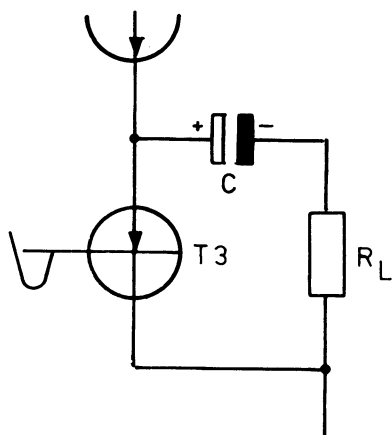


Tilføres en positiv halvperiode til baserne af  $T_2$  og  $T_3$ , åbner  $T_2$ , hvorimod  $T_3$  lukker.

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

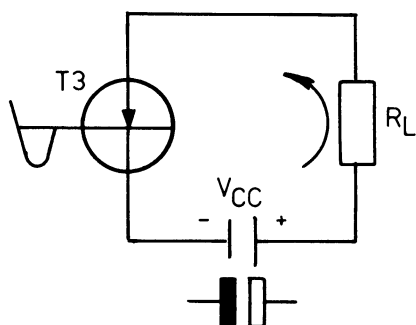


Tilføres der en negativ halvperiode til baserne af  $T_2$  og  $T_3$ , åbner  $T_3$ , hvorimod  $T_2$  lukker.



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

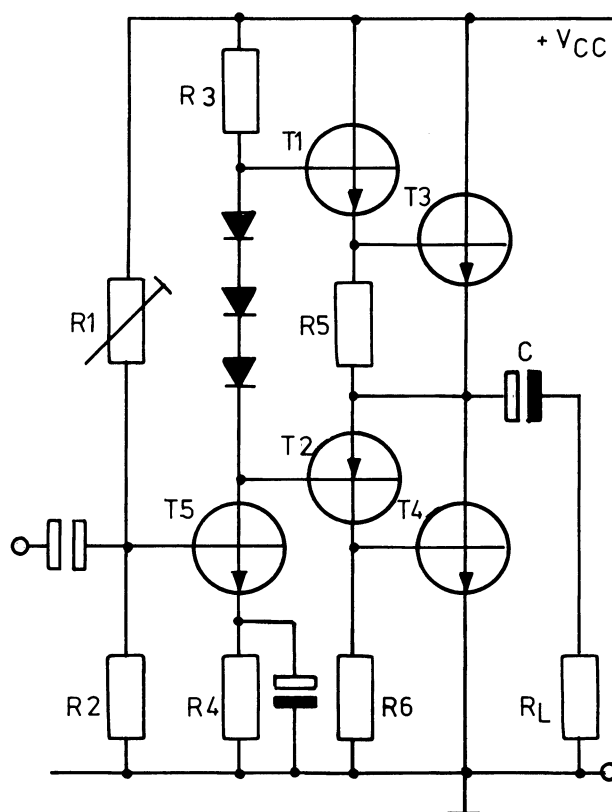
Da det er ligegyldigt, hvor spændingskilden sidder i et kredsløb, kan ovenstående diagram omtegnes til:



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

#### 5.4 Quasi-komplementært udgangstrin

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



$T_1$  og  $T_3$  udgør tilsammen en darlingtonforbindelse.

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

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

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

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

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

og

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

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

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

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

og

indgangsimpedansen på  $T_2$ :

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

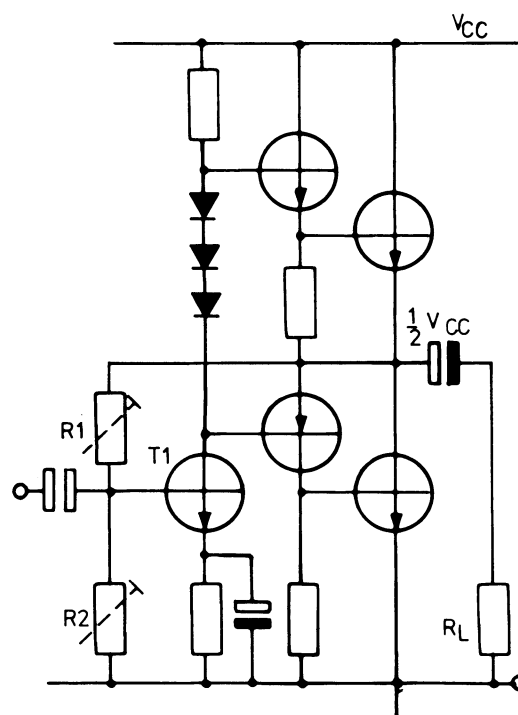
Det kan heraf ses, at indgangsimpedansen til de to transistorer er næsten ens.

På grund af den totale modkobling bliver udgangsimpedansen også ens.

## 5.5 Midtpunktsjustering

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

Oftentimes er der på udgangsforstærkere en justering af denne midtpunktspænding.



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

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

Hvis midtpunktspændingen bliver mindre, falder basis spændingen på  $T_1$ , hvorved kollektorspændingen stiger på  $T_1$ , og samtidig stiger midtpunktspændingen.

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

## 5.6 Udgangsmodstand

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

Dette opnås oftest med spændingsmodkobling.

Forholdet mellem højttalerimpedansen og udgangsimpedansen kaldes dæmningsfaktoren.





### 5.7 Boot-strap i udgangsførstærker

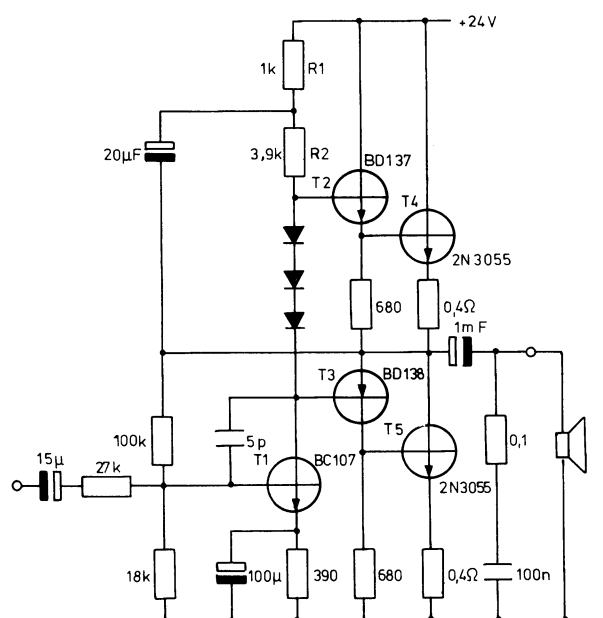
For at hæve kollektorimpedansen på drivertrinnet foretages der ofte boot-strapping fra udgangen af effektforstærkeren tilbage til driverens kollektormodstand.

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

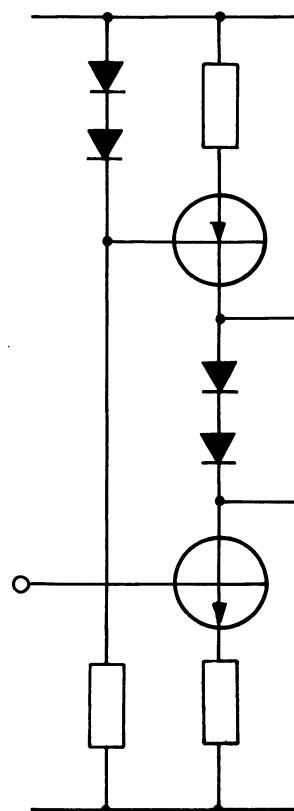
Det er kun nødvendigt at boot-strappe kollektormodstanden, idet udgangsmodstanden i driveren i forvejen er stor.

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

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



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



### 5.8 Udgangseffekt

Udgangseffekten fra en komplementær effektforstærker kan anslås til:

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

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

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

$$P_O = \frac{(1/4 U_{CC}^2)}{2 R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8 R_L}$$

### 5.9 Virkningsgrad

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

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



## DISPOSITION

### 1. Køling af transistorer og dioder

#### 1. KØLING AF TRANSISTORER OG DIODER

##### 1.1 Varmestrøm

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

Denne transport af varme kaldes varmemestrøm.

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

Man kan derfor anvende watt som måleenhed for varmemestrøm.

##### 1.2 Varmespænding

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

##### 1.3 Varmemodstand

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

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

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

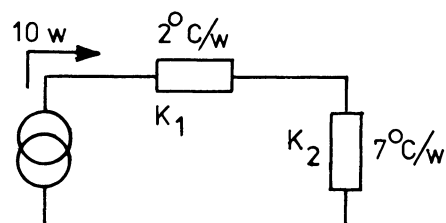
Man kan anvende Ohms lov på varmemestrøm, -spænding og -modstand.

$$T = K \cdot W$$

### 1.4 Termisk kredsløb

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

Kuglens termiske kredsløb.



$K_1$  = Varmemodstand fra kuglens centrum til overflade.

$K_2$  = Varmemodstand fra overfladen til den omgivende luft.

$W$  = Varmestrøm.

Temperaturen i kuglens centrum vil være:

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

Temperaturen på overfladen vil være:

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

Dette gælder dog kun, hvis den omgivende lufttemperatur er  $0^{\circ}\text{C}$ , men er den forskellige fra 0, skal denne temperaturforskel adderes til.

For kuglen får man således med en omgivelsestemperatur  $T_{amb}$  på  $20^{\circ}\text{C}$ :

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

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

### 1.5 Transistoren varmekredsløb

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

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

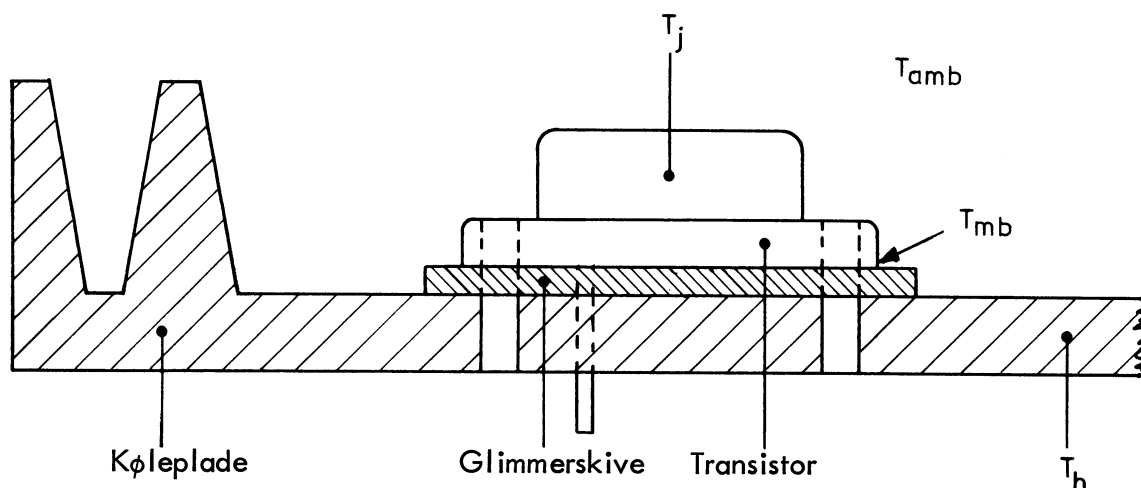
Denne temperatur er for germanium ca. 75 til 100°C og for silicium 150 til 220°C.

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

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

Denne glimmerskive har også en varmemodstand.

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



$T_i$  = Krystaltemperatur

$T_{mb}$  = Transistorhusets temperatur

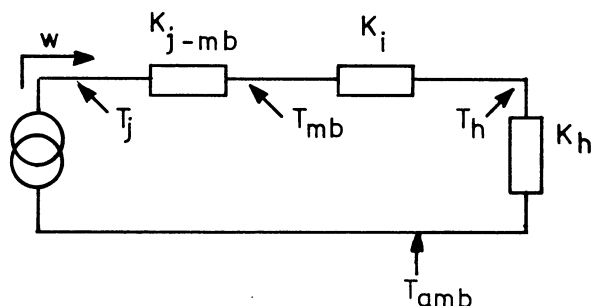
$T_h$  = Kølepladens temperatur

$T_{amb}$  = Omgivelsestemperatur

$K_{j-mb}$  = Varmemodstand krystal til monteringsflade

$K_i$  = Glimmerskivens termiske modstand

$K_h$  = Kølepladens termiske modstand

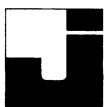


Af figuren ses:

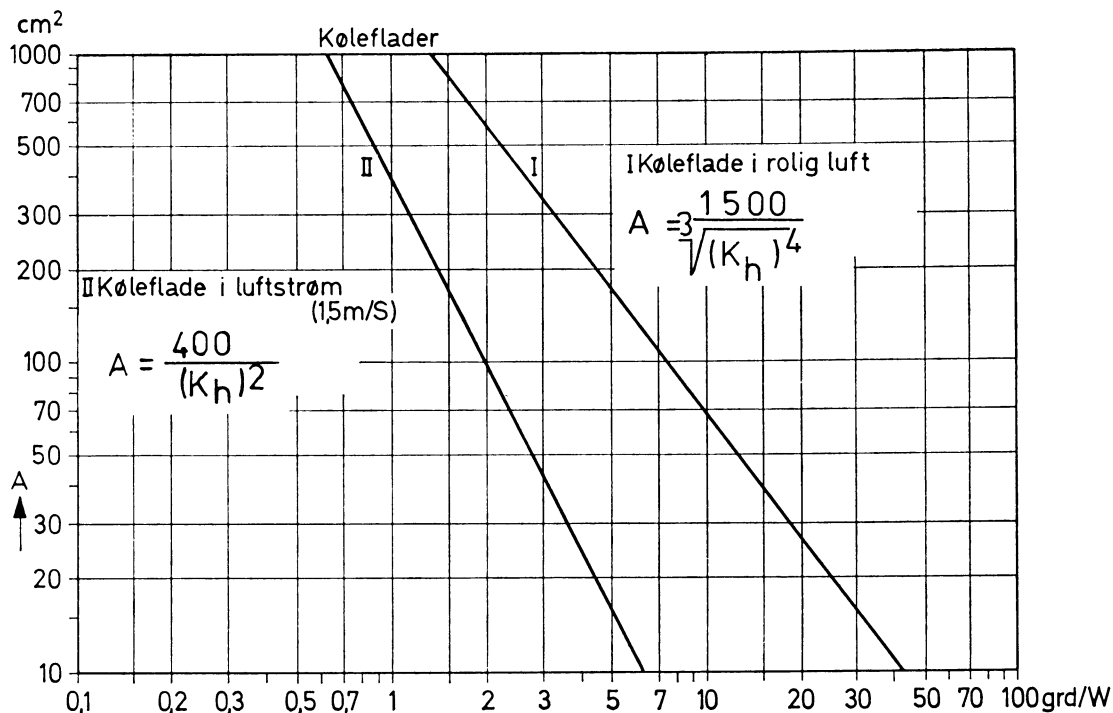
$$T_i = T_{amb} + (K_{j-mb} + K_i + K_h)W$$

Man kan altså bestemme  $K_h$  til:

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



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



### 1.6 Eksempel

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

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

Beregn  $K_h$ .

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

Hvor stor er  $T_h$  og  $T_{\text{mb}}$ ?

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

Aflæs arealet af kølepladen på kurven.

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



## DISPOSITION

### 1. Linieforstærkeren

#### 1. LINEFORSTÆRKEREN

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

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

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

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

#### 1.1 Impedanstilpasning

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

Man benytter altså impedanstilpasning.

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

#### 1.2 Frekvensområde

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

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

#### 1.3 dBm

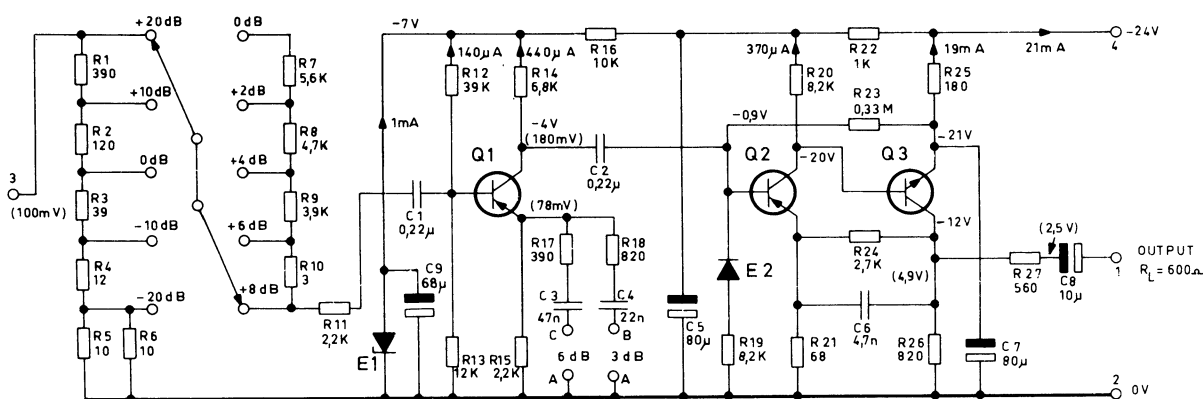
I telefonteknik arbejder man som regel med spændingsniveauer, som har reference i 0 dBm.

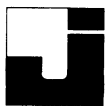
Man har spænding svarende til 0 dBm, når spændingen afsætter en effekt på 1 mW i en belastning på  $600 \Omega$ .

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

Spændingen svarende til 0 dBm er 0,775 volt.

#### 1.4 Eksempel på linieforstærker





## DISPOSITION

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

### 1. KORREKTION FOR DYNAMISK/ MAGNETISK PICK-UP

I lavfrekvensteknikken benyttes ofte korrektionsnetværk.

Man skelner mellem to typer korrektionsnetværk, passive og aktive.

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

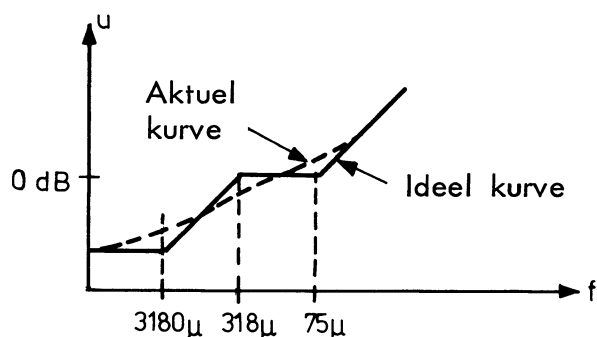
Korrektionskurver opgives normalt med rette linier og overgangsfrekvenser.

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

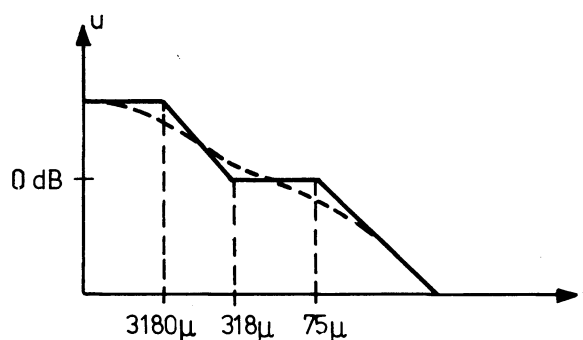
Ved korrektionsnetværk taler man om hævnung og dæmpning af visse frekvenser i forhold til en referenceforstærkning, 0 dB, der normalt er forstærkningen ved 1 kHz.

## 1.1 RIAA-IEC korrektion

Under indspilning af en grammo-fonplade foretages en forbedning, hvorved bassen sænkes, og diskanten hæves.



For at få en retlinet frekvensgang indføres der en efterbetoning i forforstærkeren, hvorved bassen hæves, og diskanten sænkes.



I de internationale normer opgives overgangsfrekvensen som tidskonstanten på det RC led, der giver den pågældende tidskonstant.

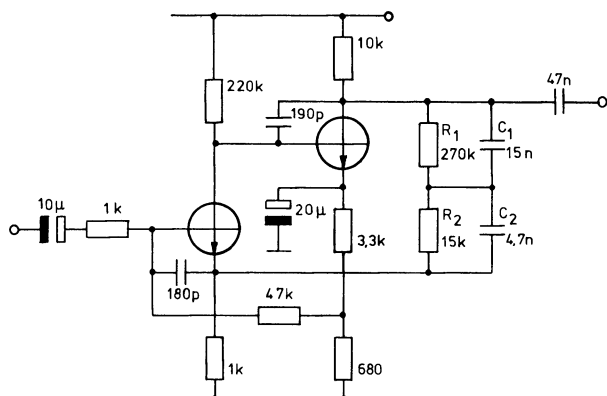
Eksempel:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 3180 \mu} = 50 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 318 \mu} = 500 \text{ Hz}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot 75 \mu} = 2120 \text{ Hz.}$$

## 1.2 Kredsløbseksempel



$C_1$  og  $R_1$  har overgangsfrekvensen ved ca. 50 Hz og giver forstærkningsbegrænsning ved frekvenser under 50 Hz.

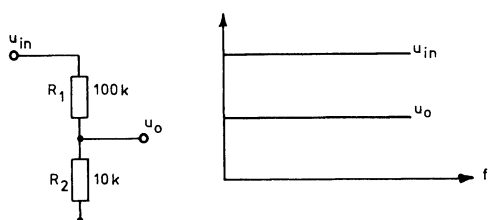
Ved frekvenser over 50 Hz begynder  $C_1$  at kortslutte  $R_1$ , hvorved forstærkningen falder.

$C_1$ ,  $C_2$  og  $R_2$  har overgangsfrekvens ved ca. 500 Hz og giver en lille udfaldning af kurven mellem 500 Hz og 2 kHz.

$C_2$  og  $R_2$  har overgangsfrekvens ved ca. 2 kHz og giver faldende forstærkning ved frekvenser over ca. 2 kHz.

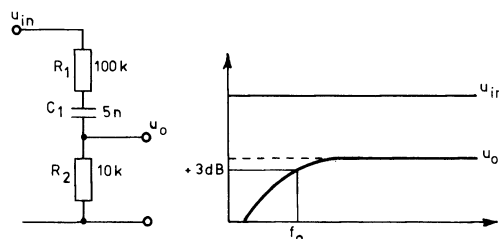
## 2. BASKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensuafhængigt.



Ved at indføre en kondensator i serie med  $R_1$  eller  $R_2$ , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i basområdet.

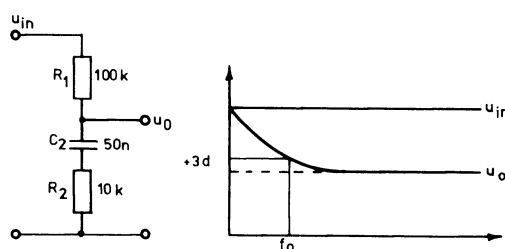
## 2.1 Bassækning



$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} =$$

$$f_o = \frac{159\text{m}}{100\text{k} \cdot 5\text{n}} = 320 \text{ Hz}$$

## 2.2 Bashævning

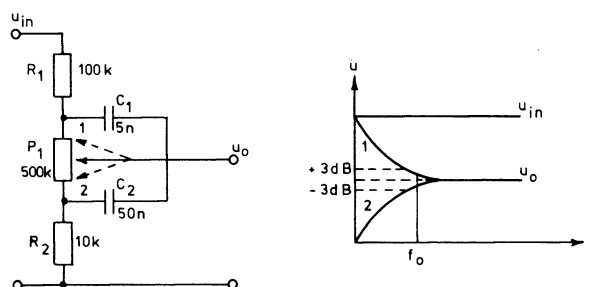


$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} =$$

$$\frac{159\text{m}}{10\text{k} \cdot 50\text{m}} = 320 \text{ Hz}$$

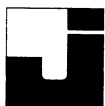
## 2.3 Variabel baskontrol

Med potentiometret  $P_1$  kan  $C_1$  eller  $C_2$  indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel bashævning og bassækning.



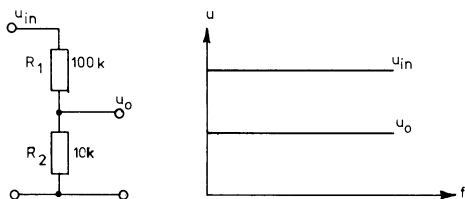
Indgangen på baskontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

Baskontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.



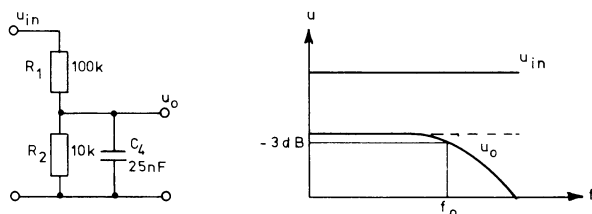
### 3. DISKANTKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensuafhængigt.



Ved at indføre en kondensator parallelt med  $R_1$  eller  $R_2$ , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i diskantområdet.

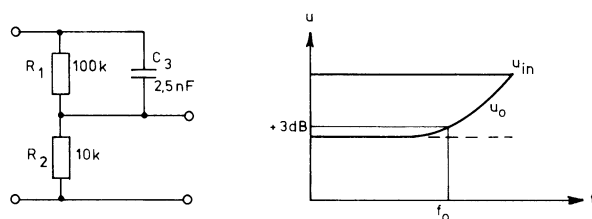
#### 3.1 Diskantsænkning



$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot R_2 \cdot C_4}$$

$$f_o = \frac{159\text{m}}{10\text{k} \cdot 25\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

#### 3.2 Diskanthævelse

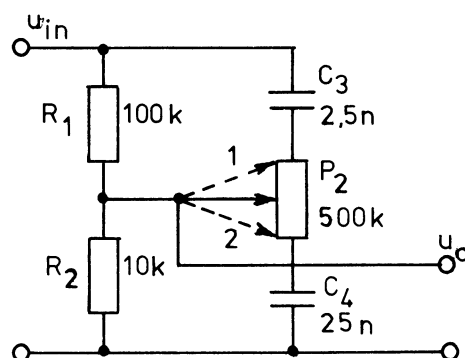
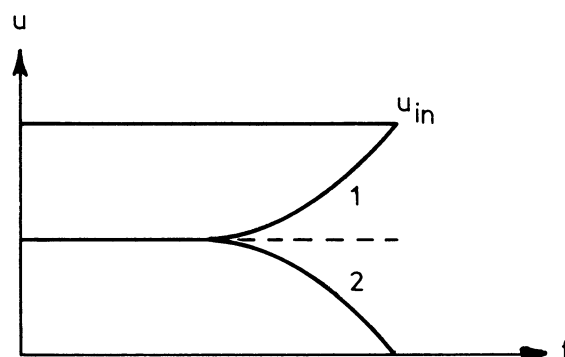


$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot R_1 \cdot C_3} =$$

$$\frac{159\text{m}}{100\text{k} \cdot 2,5\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

#### 3.3 Variabel diskantkontrol

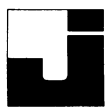
Med potentiometret  $P_2$  kan  $C_3$  eller  $C_4$  indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel diskant hævelse og -sænkning.



Indgangen på diskantkontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

Diskantkontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.





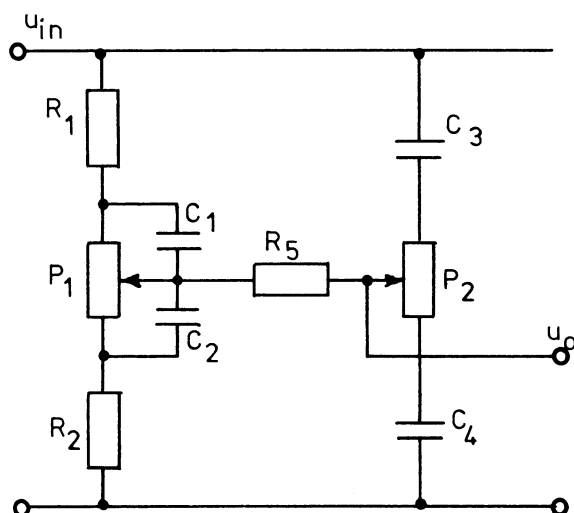
#### 4. SAMMENBYGGET BAS- OG

##### DISKANTKONTROL

Når bas- og diskantkontrollen sammenbygges, anvendes en fælles ohmsk spændingsdeler,  $R_1$  og  $R_2$ , for både bas- og diskantkontrollen.

Med  $P_1$  og  $P_2$  kan  $C_1$ - $C_2$  og  $C_3$ - $C_4$  indkobles mere eller mindre.

Modstanden  $R_5$  hindrer gensidig påvirkning af de to potentiometre.



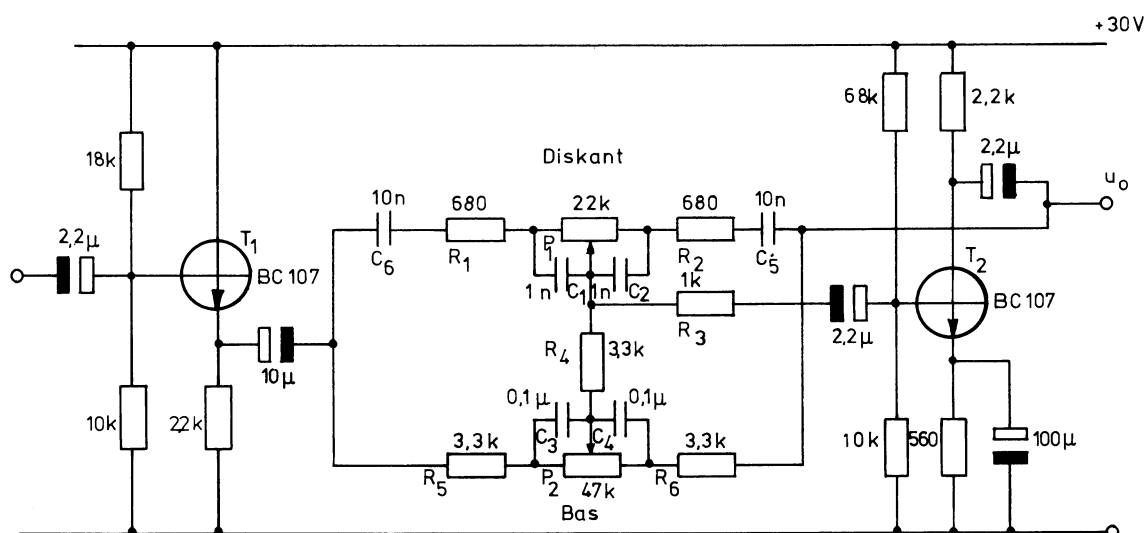
Den maksimale bashævning og -sænkning, samt diskantshævning og -sænkning angives normalt i dB.



## 5. AKTIV TONEKONTROL

$T_1$  virker som en lavimpedanset spændingsgenerator, der føder den aktive tonekontrol.

$T_2$  virker som spændingsforstærker i forbindelse med tonekorrektionen, der indskydes i signalvejen til basis på  $T_2$  samt i modkoblingskredsløbet fra kollektor til basis.



### 5.1 Bashævning

Når armen på  $P_2$  drejes helt til venstre (maksimal bas), kortsluttes  $C_3$ .

Signalet føres frekvensuafhængigt gennem  $R_5$  til potentiometerarmen på  $P_2$ .

Gennem  $R_6$  og  $C_4$  etableres en frekvensafhængig modkobling.

Under overgangsfrekvensen for  $R_6$  og  $C_4$  falder modkoblingsspændingen med frekvensen, hvorved forstærkningen i basområdet stiger.

### 5.2 Bassækning

Når armen på  $P_2$  drejes helt til højre (min. bas), kortsluttes  $C_4$ .

Herved etableres en frekvensafhængig modkobling gennem  $R_6$  til potentiometerarmen på  $P_2$ .

Gennem  $R_5$  og  $C_3$  etableres en frekvensafhængig signalføring til potentiometerarmen på  $P_2$ . Jo lavere frekvens des mindre signal overføres. Herved falder forstærkningen i basområdet.



## 5.3 Diskanthævning

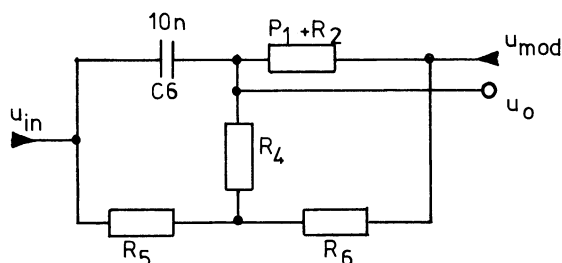
Når armen på  $P_1$  drejes helt til venstre (maksimal diskant), kortslettes  $C_1$ .

Modkoblingen etableres igennem  $R_6$  og  $R_4$  til potentiometerarmen af  $P_1$ , denne modkobling er frekvensuafhængig.

Signalet føres til potentiometerarmen gennem  $R_4$  og  $R_5$ , parallelt med  $C_6$ .

$R_1$  og  $C_3$  er uden betydning.

Herved overføres der mere signal til potentiometerarmen ved stigende frekvens, og forstærkningen i diskantområdet stiger.

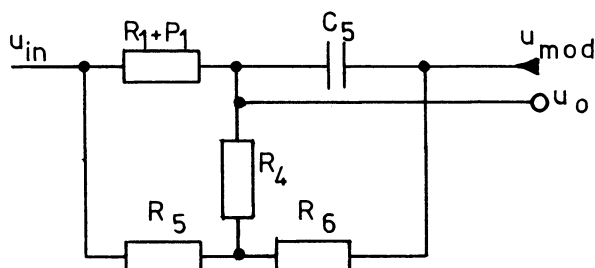


For at begrænse forstærkningen uden for det hørbare område, er  $R_1$  indsat i serie med  $C_6$ .

## 5.4 Diskantsænkning

Når armen på  $P_1$  drejes helt til højre (minimal diskant), kortslettes  $C_2$ .

Signalet føres frekvensuafhængigt til potentiometerarmen af  $P_1$  gennem  $R_5$  og  $R_4$ .

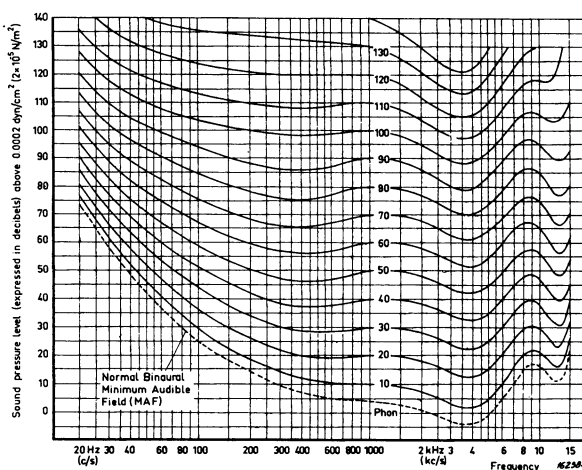


Modkoblingen føres til potentiometerarmen gennem  $R_6$  og  $R_4$  parallelt med  $C_5$ .

Herved stiger modkoblingen med stigende frekvens, og hermed falder forstærkningen i diskantområdet.

## 6. FYSIOLOGISK STYRKEKONTROL

Denne fysiologisk betingede korrektion foretages for at kompensere for ørets begrænsede evne til at opfange bas og diskant korrekt i forhold til mellemtoner ved lave lydstyrker.

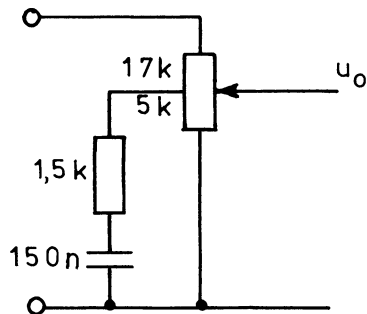




## 6.1 Kompensering ved lave frekvenser

Lydstyrkepotentiometret forsynes med et udtag på modstandsbanen nær stel.

Ved bashævning forbindes udtaget til stel gennem en modstand og kondensator.

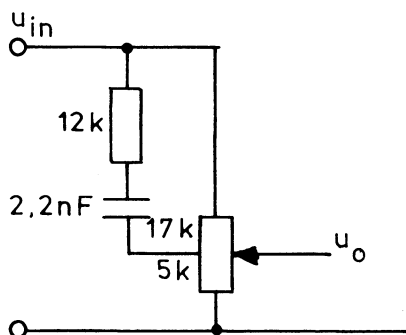


Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, sænkes indholdet af diskant og mellemtone i  $u_o$ , idet bundmodstanden i potentiometret på  $5\text{ k}\Omega$  parallelforbindes med  $1,5\text{ k}\Omega + 150\text{ nF}$ .

Herved kompenseres der for, at øret opfanger lavere frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

## 6.2 Kompensering ved høje frekvenser

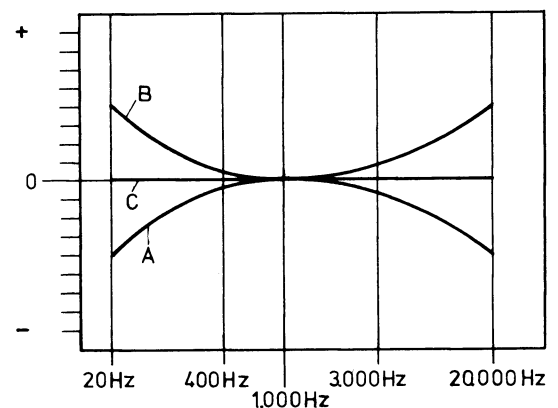
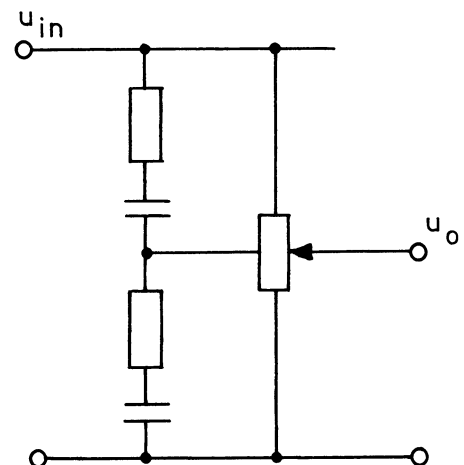
Udtaget på potentiometret forbindes gennem en modstand og en kondensator til potentiometrets "varme" ende.



Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, hæves indholdet af diskant i  $u_o$ , idet potentiometrets "top"-modstand parallelforbindes med  $12\text{ k} + 2,2\text{ nF}$ .

Herved kompenseres der for, at øret opfanger høje frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

## 6.3 Sammenbygget bas- og diskant-hævning



- A = Skitseret kurve for ørets frekvensafhængighed ved lavere lydstyrkeniveau.
- B = Skitseret frekvenskarakteristik for forstærker indstillet til forholdsvis lavere lydstyrkeniveau - og med tilkoblet fysiologisk lydstyrkeregulering.
- C = Som resultat fås dette lydindtryk, dvs. man får en jævn klangbalance.



## DISPOSITION

1. Støjklender i komponenter
2. Angivelse af støj

### 1. STØJKILDER I KOMPONENTER

Støj kan opdeles i følgende tre typer: Termisk støj, strømstøj og  $\frac{1}{f}$ -støj.

Denne støj har intet at gøre med brum, harmonisk forvrængning eller intermodulation at gøre.

#### 1.1 Termisk støj

Termisk støj, der også benævnes Johnson støj, resulterer af tilfældig bevægelse af ladningsbærere i en leder.

Disse tilfældige ladninger producerer en lille egen strøm, der hele tiden skifter retning.

Undersøger man frekvenserne i denne strøm, er der fra meget lave frekvenser op til mikrobølgeområdet.

Tilsluttes et termisk støjsignal til en støjfri forstærker, vil støjefekten på udgangen være proportional med båndbredden på forstærkeren.

Den ækvivalente støjspænding, der opstår over en modstand, er fundet ved forsøg.

$$\overline{e}_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R},$$

hvor  $k$  er Boltzman's konstant,  $k = 1,379 \cdot 10^{-23} \text{Ws/}^\circ\text{C}$ , der angiver forholdet mellem energi og temperatur.

$T$  er temperaturen i grader Kelvin.

$$0^\circ\text{K} = -273^\circ\text{C}$$

$$290^\circ\text{K} = 17^\circ\text{C}.$$

Ved  $0^\circ\text{K}$  forekommer der ingen termisk støj, da elektriske ladninger ved denne temperatur står stille.

Termisk støj opstår, uden der påtrykkes nogen udvendig spænding.

#### 1.2 Strømstøj

Gennemløbes en diodestrækning af en jævnstrøm, opstår der desuden en tilfældig ladningsbevægelse, som er ligefrem proportional med en elektrons ladning, middelstrømmen samt frekvensområdet.

$$\overline{i}_n = \sqrt{2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f},$$

hvor  $q$  er en elektrons ladning  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Coulomb, og  $I$  er middelstrømmen.

Strømstøj benævnes også diodestøj eller shot noise.

Termisk støj og strømstøj indeholder frekvenser fra få hertz til mikrobølgeområdet og benævnes derfor under fællesbetegnelsen hvid støj.

#### 1.3 $\frac{1}{f}$ -støj

Denne type støj er kun af betydning i frekvensområdet under 1 kHz.

Støjen er omvendt proportional med frekvensen; derfor navnet  $\frac{1}{f}$ -støj.

Støjen kan ikke beregnes teoretisk, og der er stor forskel på støjens styrke selv ved samme type komponenter.

En bedre overfladebehandling af halvledermaterialet har reduceret transistorernes  $\frac{1}{f}$ -støj meget i sammenligning med gamle transistorer.



## 2. ANGIVELSE AF STØJ

### 2.1 Mindste krav

Den mindste spænding, en forstærker kan behandle, afhænger af, hvor meget støj forstærkeren selv producerer.

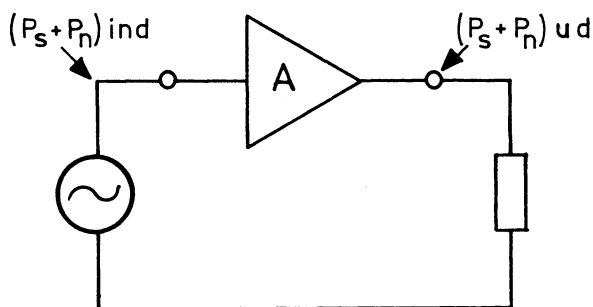
Ved tale vil et signalstøjforhold, der er bedre end 10 dB, være tilstrækkeligt, for at talen er forståelig.

Ved musik skal der være et signalstøjforhold, der er bedre end 40 dB, for at det er behageligt at lytte til musikken.

### 2.2 Støjtal

Støjfaktoren  $F$  angiver forholdet mellem signal/støj på indgangen og signal/støj på udgangen.

$$F = \frac{\frac{P_s}{P_{n \text{ ind}}}}{\frac{P_s}{P_{n \text{ ud}}}},$$



hvor  $P_s$  er signaleffekten og  $P_n$  støjeffekten.

Støjfaktoren er altid større end 1.

Støjtal er støjfaktoren udtrykt i dB

$$NF = 10 \log F.$$

### 2.3 Signal-støj forhold

I LF forstærkere fortæller signalstøj forholdet, hvor stort forhold der er mellem signal og støj målt på udgangen ved en fastlagt udgangsspænding eller effekt.

### 2.4 Støj i forstærkere

Støjen i en forstærker opstår overalt i forstærkeren.

Støjen forstærkes, hvorfor der vil være grænser for, hvor meget forstærkning der kan anvendes.

Er forstærkningen for stor, vil støjen alene overstyre udgangen.

Den støj, der forstærkes mest, er støjen, der opstår i indgangstrinnet.

Indgangstrinnets støj sætter grænsen for, hvor lille en indgangsspænding der kan anvendes.

Ved udskiftning af komponenter i indgangstrin skal man være opmærksom på, at der anvendes komponenter med samme lave støjegenskaber som de originale komponenter.

Ved halvlederkomponenter kan det endog være nødvendigt at udmåle komponenten for minimal støj, idet der, selv for samme type, kan være stor forskel på støjegenskaberne.

DISPOSITION

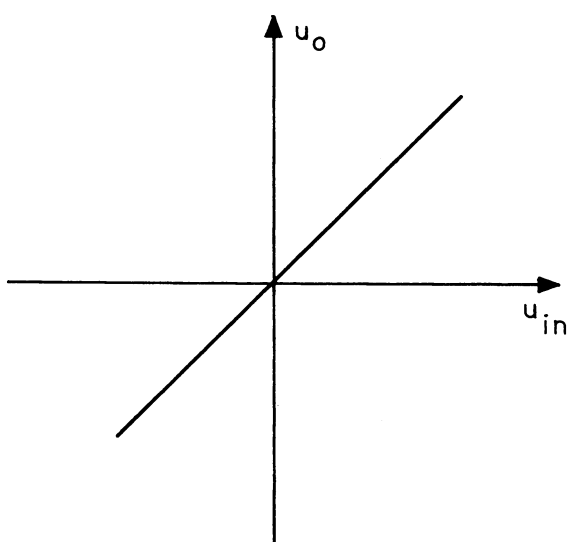
1. Forvrængningstyper
2. Måling af forvrængning

1. FORVRÆNGNINGSTYPER

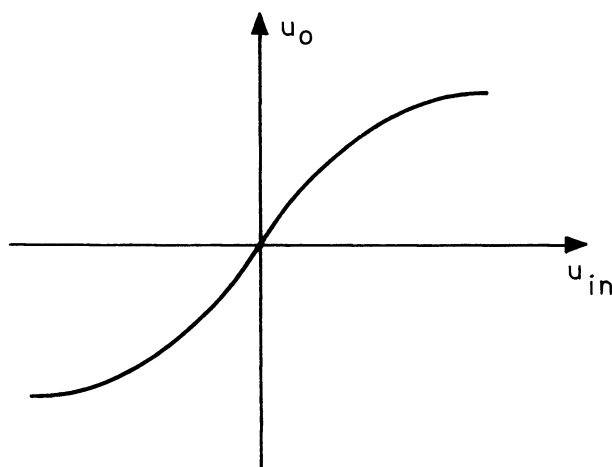
## 1.1 Harmonisk forvrængning

Ulinearitet medfører ændringer i udgangssignalets kurveform.

Lineær overføringskarakteristik



Ulinear karakteristisk



Påtrykkes indgangen på en forstærker en enkelt frekvens, opstår der harmoniske svingninger, dvs. at der på udgangen findes flere frekvenser end den, der er påtrykt indgangen.

Harmonisk forvrængning kan opdeles i to typer: Symmetrisk forvrængning og asymmetrisk forvrængning.

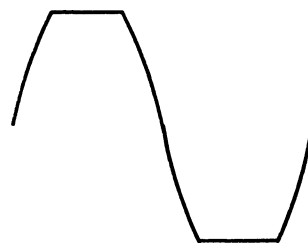
## 1.2 Symmetrisk forvrængning

Ved symmetrisk forvrængning ændres sinuskurvens udseende lige meget i den positive og den negative halvbølge.

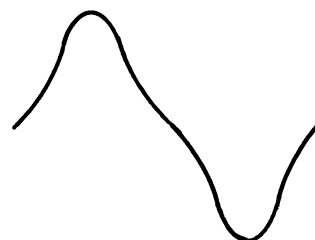
Symmetrisk forvrængning kaldes også ulige harmonisk forvrængning, da det forvrængede signal kun indeholder de ulige harmoniske, tredje, femte, syvende osv.

Forvrængningen opstår ofte ved overstyring af forstærkere eller ved push-pull forstærkere med meget lille udstyring (cross-over).

Overstyring



Cross-over





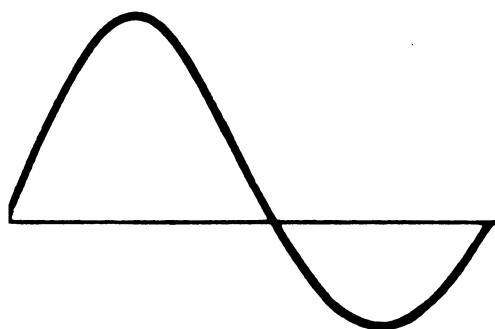
### 1.3 Asymmetrisk forvrængning

Ved asymmetrisk forvrængning forstås en deformation af sinuskurven, så den positive og den negative halvbølge ikke længere er ens.

Asymmetrisk forvrængning kaldes også lige harmonisk forvrængning, idet det forvrængede signal, foruden grundfrekvensen, indeholder anden, fjerde osv.

Forvrængning opstår i diodestrukturer, for eksempel ved indgangen i transistoren.

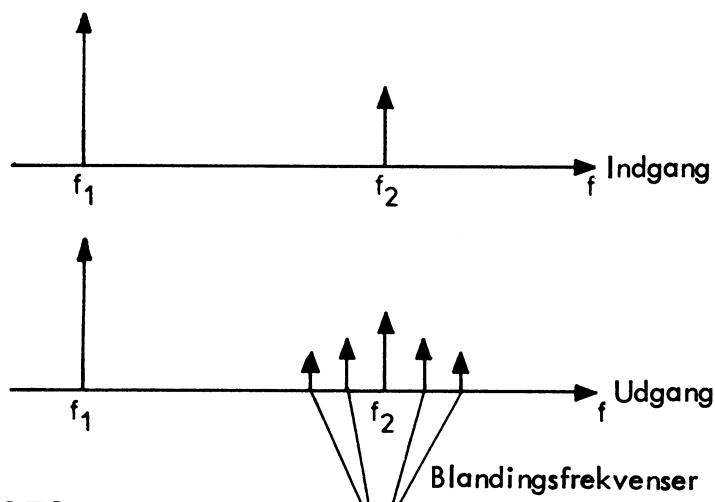
Asymmetrisk forvrænget sinus



### 1.4 Intermodulation

Påtrykkes en ulineær forstærker to eller flere frekvenser på indgangen samtidig, vil der opstå intermodulation.

Intermodulation betyder, at to eller flere frekvenser modulerer hinanden, så der opstår blandingsprodukter.



## 2. MÅLING AF FORVRÆNGING

### 2.1 Klirmåling

Klirfaktoren er forholdet mellem overtonernes effektivværdi og hele signalets effektivværdi, når forstærkeren påtrykkes en sinus-spænding.

Klirfaktoren udtrykkes ofte i %

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{\sqrt{(u_1)^2 + (u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}} \cdot 100$$

hvor  $u_1$  er effektivværdien af grundfrekvensen,  $u_2$  er effektivværdien af 2. harmonisk, osv.

Ved klir under 10% kan udtrykket tilnærmet se således ud:

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{u} \cdot 100$$

Ved måling tilsluttes en sinus-spænding til indgangen af forstærkeren, og hele udgangssignalets effektivværdi måles. Derefter indskydes et filter på udgangen af forstærkeren til fjernelse af grundfrekvensen, og effektivværdien af resten måles. Klirfaktoren kan herefter beregnes:

$$k = \frac{\text{overtonernes effektivværdi}}{\text{hele signalets effektivværdi}} \cdot 100$$





## 2.2 Intermodulationsgrad

Intermodulationsgrad måles ved, at forstærkeren styres med summen af to sinussignaler, der er forskellige i frekvens og amplitude.

En lav frekvens ( $f_1$ ) med stor amplitude, og en høj frekvens ( $f_2$ ) med lille amplitude.

Der anvendes ofte et amplitudeforhold på 4:1.

Intermodulationsgraden er:

$$m = \frac{\sqrt{[u_{f_2-f_1} + u_{f_2+f_1}]^2 + [u_{f_2-2f_1} + u_{f_2+2f_1}]^2}}{u_{f_2}}$$

hvilket angiver forholdet mellem blandingsprodukternes effektivværdi og effektivværdien af  $f_2$ .

$f_1$  filtreres fra på udgangen, og resten af signalet detekteres.

Signalets jævnspændingsindhold  $U$  og den overlejlrede vekselspændings effektivværdi  $u$  måles.

Intermodulationsgraden kan derefter beregnes:

$$m = \frac{u}{U} \cdot \sqrt{2}$$



## DISPOSITION

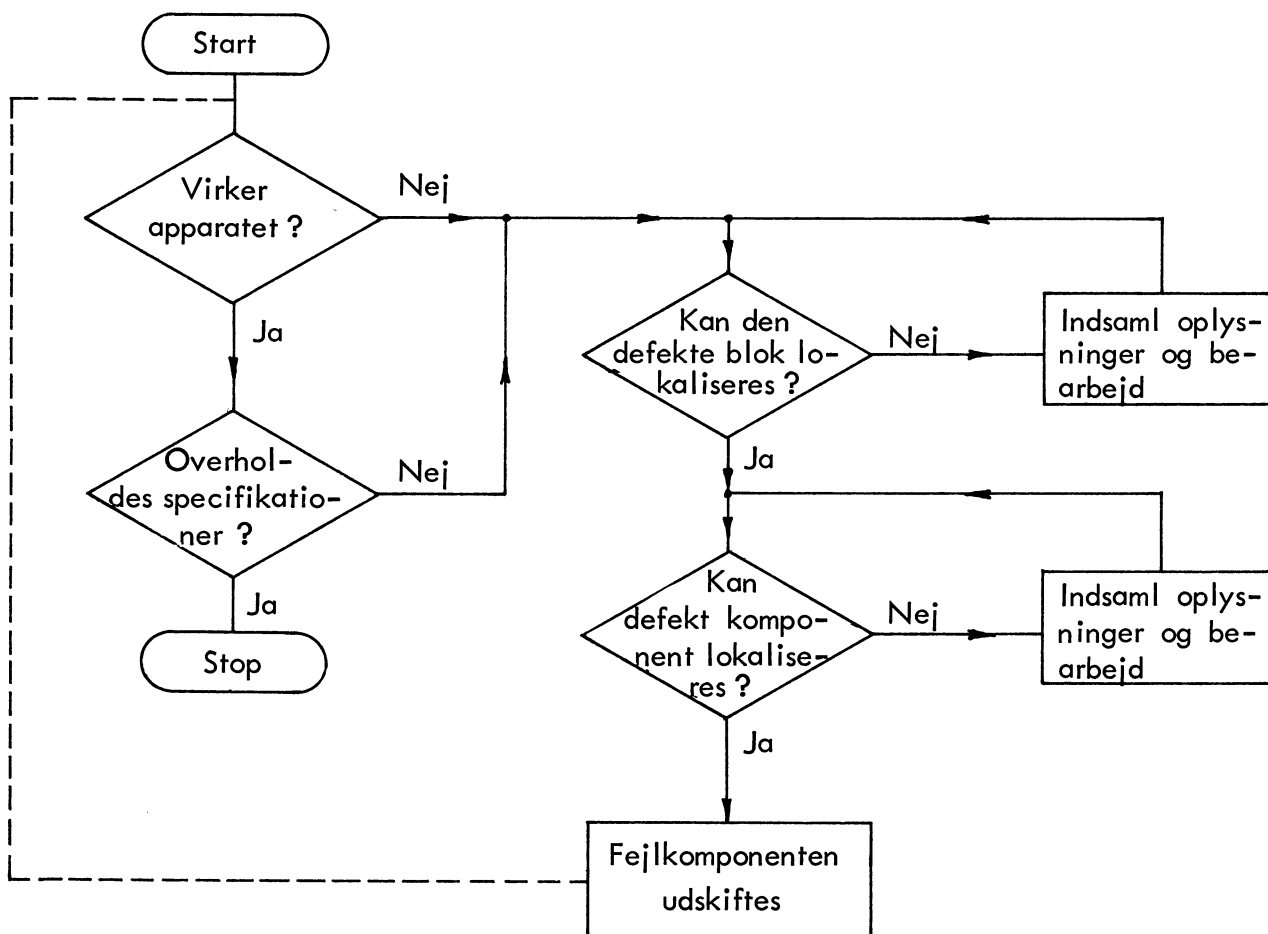
### 1. Fejlfindings flow-chart

#### 1. FEJLFINDINGS FLOW CHART

##### 1.1 Generelt

Fejlfinding begynder med, at den der modtager et apparat til reparation, får oplysninger om fejlsymptomer eller selv skaffer sig oplysning om disse.

En systematisk fejlfinding forløber som vist i nedenstående flow-chart.





## 1.2 Apparatets funktion

Den første afgørelse, der skal træffes, når et apparat skal repareres, er, om det virker.

I denne fase anvendes betjeningsvejledningen til apparatet.

Samtlige ydre kontroller, input og output kontrolleres.

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 viser sig ved en langtidsafprøvning eller ved at udsætte apparatet for en mekanisk påvirkning eller en varme/kuldepåvirkning.

Hvis apparatet ikke indeholder en periodisk fejl, afprøves apparatet for at konstatere, om det overholder specifikationerne.

Hvis apparatet overholder specifikationerne, er det i orden.

Hvis specifikationerne ikke er overholdt, er apparatet behæftet med en fejl, der skal findes.

## 1.3 Blokfejlfinding

Efter en afprøvning af et fejlbehæftet apparat vil man normalt være i besiddelse af så mange oplysninger, at man kan afgøre, i hvilken del af apparatet fejlen findes.

Ved lokaliseringen af den defekte blok anvendes signalfejlfinding, dvs. at enten indføres et signal til input af kredsløbet, det følges i de enkelte blokke. I den blok, der er behæftet med en fejl, vil signalet blive behandlet på en anden måde end normalt.

I stedet for at indføre signalet på input kan det tilføres et vilkårligt sted i apparatet.

Normalt indføres det først midt i apparatet, og man afgør, om fejlen ligger før eller efter det punkt, man indfører signalet i. Derefter indføres signalet i et nyt punkt i den halvdel af apparatet, hvor fejlen findes.

Dette fortsætter, indtil den defekte blok er fundet.

Hvis man under fejlfindingen kommer i tvivl om, hvordan signalet skal være i et givet punkt af apparatet, må man samle oplysninger fra apparatmanualen eller ved hjælp af sin viden, om tilsvarende kredsløb afgør, om signalet er godt nok eller ej.

En ting, man skal være meget opmærksom på, er, at de tilsluttede måleinstrumenter kan belaste kredsløbene eller ved forkert tilslutning indføre nye fejl.

## 1.4 Komponentfejlfinding

Når den defekte blok er fundet, indkredsdes den/de defekte komponenter ved hjælp af DC måling og eventuel ohmmåling.

Oplysninger om de enkelte kredsløb kan normalt findes i apparatmanualen, ellers må man ud fra sit kendskab til de enkelte grundkredsløb analysere sig frem til de enkelte kredsløbs virkemåde.

Når den defekte komponent er fundet, udskiftes den, og apparatet afprøves igen.

Et apparat kan godt indeholde flere fejl, end brugeren har klaget over.

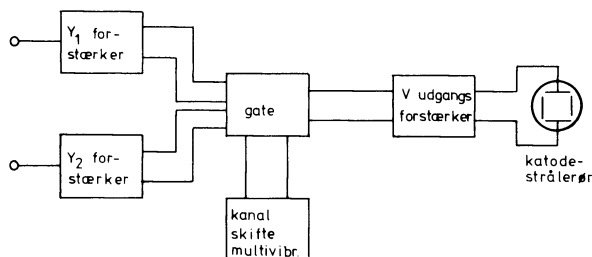


## DISPOSITION

1. Blokbeskrivelse
2. Kredsløbsbeskrivelse

### 1. BLOKBESKRIVELSE

#### 1.1 Blokdiagram



#### 1.2 Forforstærker

Kanal 1 forforstærker består af følgende transistorer: TR21, 22, 23, 24, 25, 26 og TR27.

Kanal 2 forforstærker er identisk med kanal 1 forforstærker og består af følgende transistorer: TR21A, 22A, 23A, 24A, 25A, 26A og TR27A.

Forforstærkeren modtager signalet fra attenuatoren og har en konstant indgangsmodstand og indgangskapacitet.

Forforstærkeren afleverer det forstærkede signal til gaten.

#### 1.3 Gate

Gate 1 består af dioderne D25, 26, 27 og D28.

Gate 2 består af dioderne D25A, 26A, 27A og D28A.

Gaten leder enten signal fra kanal 1 til udgangsforstærkeren, fra kanal 2 til udgangsforstærkeren eller intet signal til udgangsforstærkeren.

Gatens funktion afhænger af kanalskiftemultivibratorens stilling.

#### 1.4 Udgangsforstærker

Y udgangsforstærkeren er fælles for kanal 1 og kanal 2.

Forstærkeren består af transistorerne TR28, 29, 31 og TR32.

Forstærkeren leverer spænding til Y pladerne i katodestrålerøret.

#### 1.5 Katodestrålerør

Afbøjningen i et katodestrålerør til et oscilloskop er elektrostatisk, dvs. den foregår ved et elektrisk felt, der påvirker elektronstrålen inde i katodestrålerøret.

Det elektriske felt opstår mellem to plader, der påtrykkes spænding.

Er spændingen på de to plader ens i forhold til katoden, vil elektronstrålen ikke afbøjes.

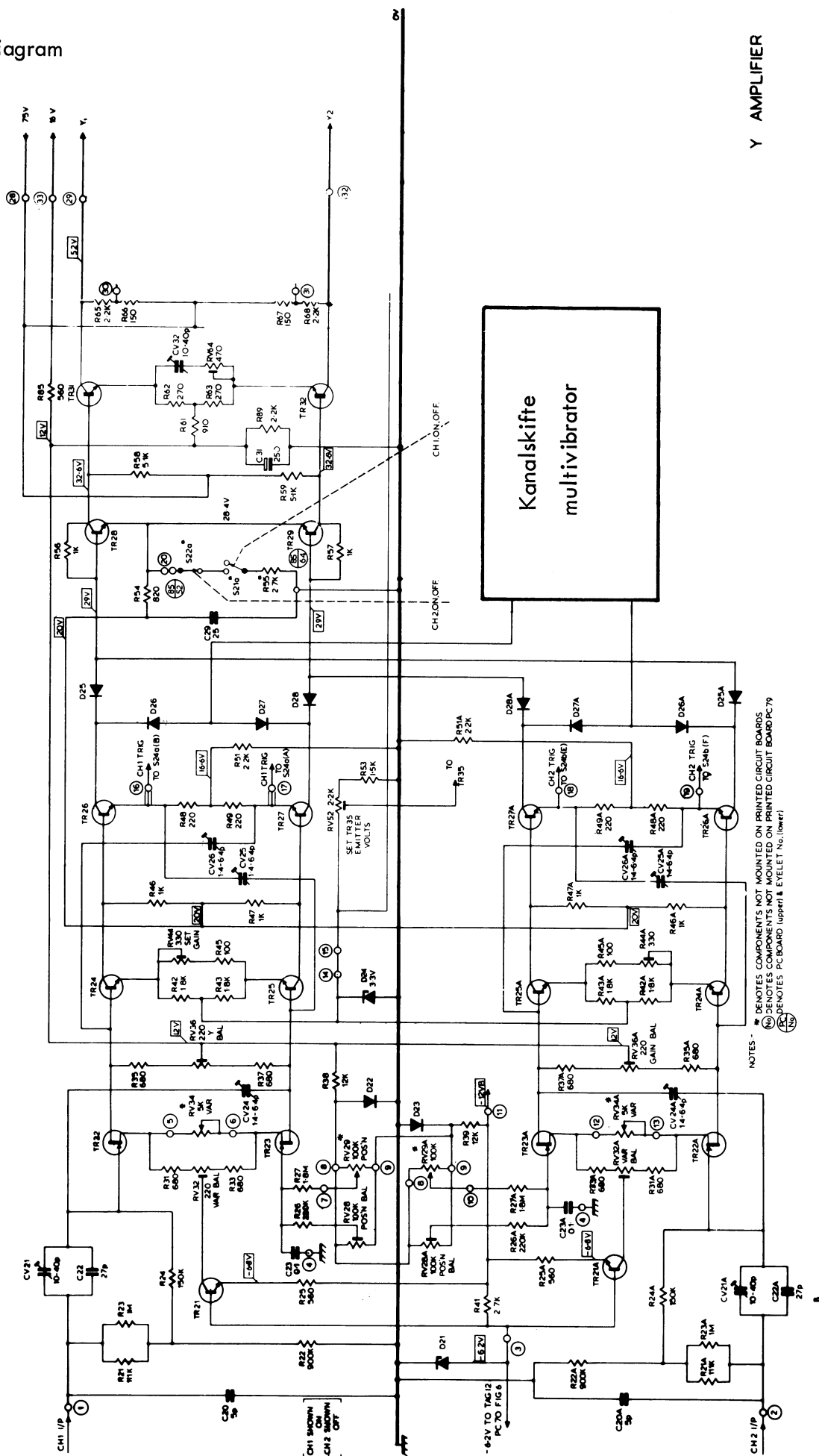
Er den ene plade mere positiv end den anden, vil elektronstrålen blive afbøjet. Strålen afbøjes til siden med den største positive spænding.

Ændres katodestrålerørets anodespænding, vil afbøjningspladernes følsomhed også ændre sig.

Ved større anodespænding vil følsomheden falde.

Ved mindre anodespænding stiger afbøjningsfølsomheden.

### 1.6 Diagram



## Y AMPLIFIER

# Kanalskifte multivibrator

NOTES -

\* DENOTES COMPONENTS NOT MOUNTED ON PRINTED CIRCUIT BOARDS  
No DENOTES COMPONENTS NOT MOUNTED ON PRINTED CIRCUIT BOARD PC-79  
(PC DENOTES PC BOARD (upper) & EYELET No. (lower))





Basespændingen holdes fast på  $-6,2$  V med D21.

Forsyningsspændingen til emitteren er ikke stabiliseret.

Ved netspændingsændring ændres katodestrålerørets følsomhed.

Bliver spændingen mindre, bliver rørets følsomhed større.

Ved mindre forsyningsspænding til TR21 falder strømmen i TR21 og dermed også i TR22, 23, hvorved forstærkningen falder og kompenserer dermed for rørets større følsomhed.

CV24 kompenserer for ændringer i indgangskapaciteten af TR22 på grund af forstærkningsændringer. CV24 er en parallel indført med kobling, der giver en mindre indgangskapacitet.

RV36 justeres, til forstærkningen i TR22 og TR23 er ens.

TR24, 25 og TR26, 27 er differentialforstærkere, der styres med balanceret signal fra TR22, 23.

Med RV44 justeres forstærkningen i Y forstærkeren, så følsomheden er  $10$  mV/cm på oscilloskopskærmen.

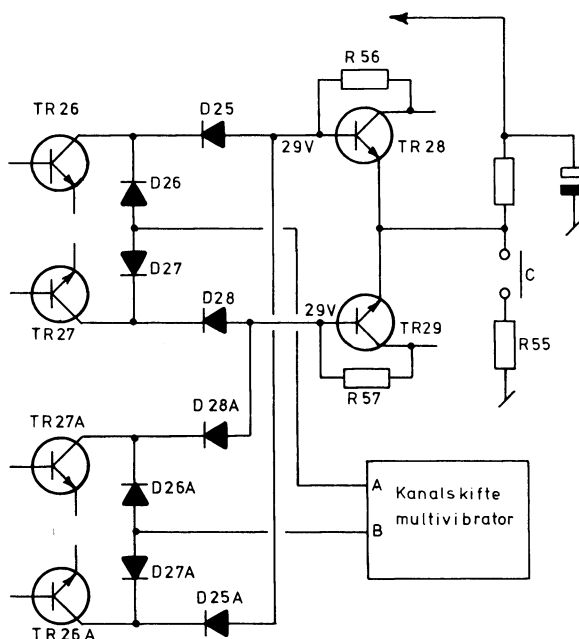
D24 forsøger at holde et konstant forhold mellem anode 3 og Y pladernes spænding, hvorved skærmen ikke defocuseres ved ændringer.

Spændingen over D24 anvendes også andre steder i oscilloskopet.

CV25 og 26 giver positiv tilbagelkobling, og nedsætter derved indgangskapaciteten og dermed stige-tiden.

Fra emitterne af TR26 og 27 føres signal til triggerkredsløbet.

## 2.2 Gate



Kanalskiftemultivibratoren har tre stillinger.

	udg. A	udg. B
Stilling 1	24 V	34 V
Stilling 2	34 V	24 V
Stilling 3	34 V	34 V

I stilling 1 er der  $34$  V på anoderne af D26A og D27A, der herved leder.

Kollektorspændingen på TR27A og TR26A stiger, hvorved D25A og D28A spærres, så signalet fra TR27A og 26A spærres.

På anoderne af D26 og 27 er der  $24$  V, hvorved de er spærret.

Strømmen til TR26 og 27 trækkes nu igennem D25 og 26, der leder signalet til TR28 og 29.

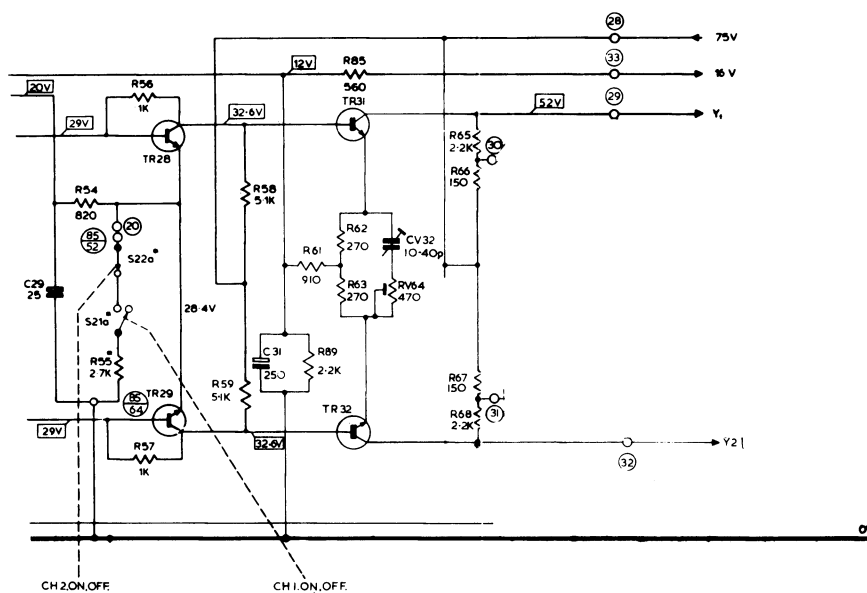
I stilling 2 leder dioderne D25A, D26, D27 og D28A, hvorved signalet fra TR26A og 27A føres til TR28 og 29.



I stilling 3 spærre dioderne D25, D25A, D28 og D28A, hvorved ingen af signalerne føres til TR28 og 29.

For ikke at basespændingen på TR28 og 29 skal stige for meget, indskydes R55 i emitteren.

### 2.3 Udgangsforstærker



Fra emitteren af TR28 og 29 er der common mode modkobling til basen af TR26 og 27.

Fra emitteren af TR31 og 32 modkobles til baserne af TR24 og 25.

Det forstærkede signal på kollektoren af TR31 og 32 styrer Y pladerne, der yder en kapacitiv belastning af forstærkeren. Dette kompenseres der for i emitteren af TR31 og 32 med RV64 og CV32.



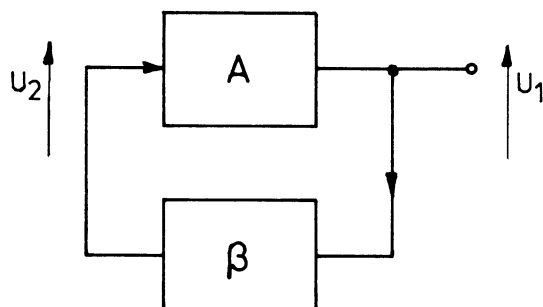


## DISPOSITION

1. Generelt om oscillator
2. Wienbro oscillator
3. Faseskift oscillator

## 1. GENERELT OM OSCILLATOR

### 1.1 Blokdigram af en oscillator



### 1.2 Blokfunktion

En oscillator er sammenkoblet af en forstærker og et tilbagekoblingsled.

Dersom 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.

Oscillationsbetingelsen for kredsløbet må være

$$u_2 = \beta \cdot u_1$$

$$u_1 = A \cdot u_2$$

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

eller

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

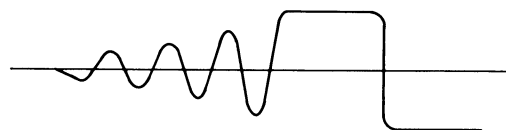
Altså forstærkningen ganget med dæmpningen i  $\beta$ -leddet skal være 1, og fasedrejningen i kredsløbet skal være  $0^\circ$ .

Er  $\beta A$  mindre end 1, vil oscillatorsvingningen uddø eller slet ikke begynde at oscillere.



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

Udgangssignalet vil ikke være sinusformet.



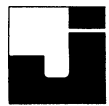
Alle oscillatorer har en eller anden form for amplituderegulering, således at sløjfeforstærkningen er større end 1 i startfasen, ellers vil sløjfen ikke opbygge en svingning.

Ved stigende amplitude i startfasen og ved amplitudeændringen under driftfasen holder amplitudereguleringen under driftfasen sløjfeforstærkningen på 1.

For at opnå en veldefineret frekvens anvendes frekvensbestemmede komponenter i  $\beta$ -leddet, her RC led, i øvrigt anvendes også LC led eller mekanisk-elektriske resonatorer som kvartskrystaller.

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

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

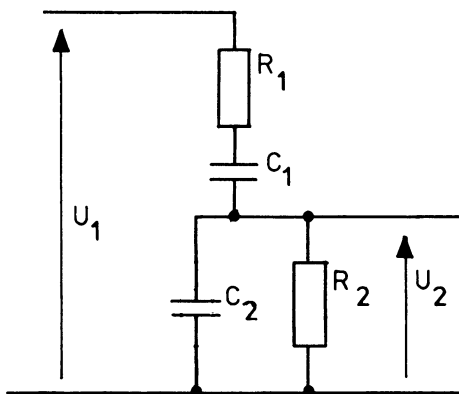


Denne betragtning må ikke give det indtryk, at en oscillator ved en ændring på de frekvensbestemende led går i stå, den ændrer blot frekvens.

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

## 2. WIENBRO OSCILLATOR

### 2.1 Wienbro



I en Wienbro oscillator udgør viste led,  $\beta$ -leddet og det frekvensbestemende led.

Dersom  $R_1 = R_2$  og  $C_1 = C_2$  fås, at udgangsspændingen er lille ved lave frekvenser, idet  $X_{C_1} \gg R_2$ . Endvidere fås, at udgangsspændingen ved høje frekvenser også er lav, idet  $R_1 \gg X_{C_2}$ .

Dersom frekvensen på  $U_1$  ændres, vil den største udgangsspænding  $U_2$  fremkomme, hvor  $X_{C_1} = R_1 = X_{C_2} = R_2$ .

Ved denne frekvens er forholdet mellem  $U_2$  og  $U_1$ .

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

hvor  $R_1 + X_{C_1} = Z_1$

og

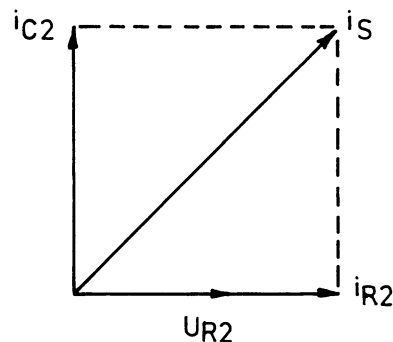
$$R_2 // X_{C_2} = Z_2$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{R \sqrt{2} + \frac{R}{\sqrt{2}}}$$

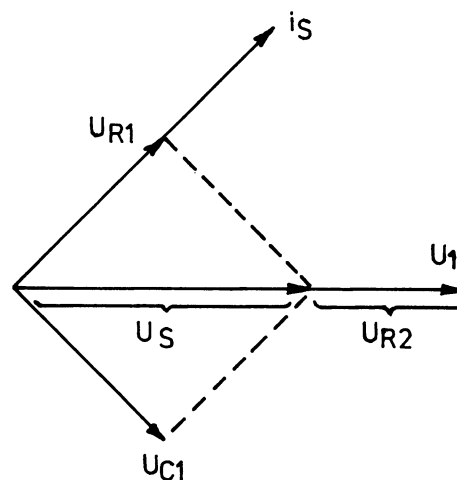
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{\frac{2R + R}{\sqrt{2}}} = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

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

Ved frekvensen, hvor  $R_2 = X_{C_2}$ , kan den samlede strøm  $i_S$ , og spændingen over  $R_2$  findes.



Sumstrømmen,  $i_S$ , er den samme, som gennemløber  $R_1$  og  $C_1$ , spændingen over  $R_1$  er i fase med  $i_S$ , spændingen over  $C_1$  er  $90^\circ$  bagefter  $i_S$ , sumspændingen  $U_S$  af  $U_{R1}$  og  $U_{C1}$  er i fase med  $U_{R2}$ .

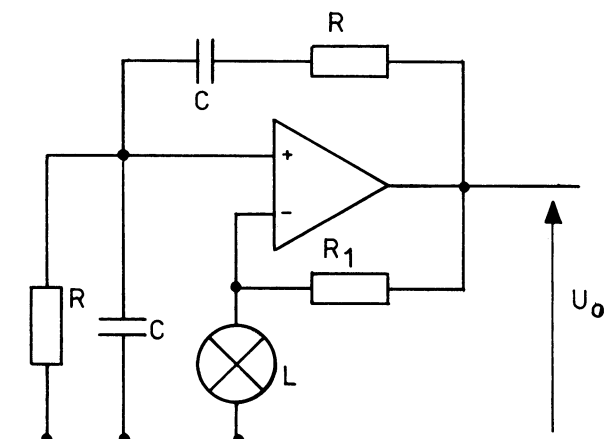


Da  $U_2 = U_{R2}$ , ses det, at indgangssignal og udgangssignal er i fase.



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

## 2.2 Diagram



$R_1$  og  $L$  modkobler.

Ved stigende udgangsspænding stiger strømmen gennem  $R_1$  og  $L$ .

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

På grund af  $L$  vil udgangsspændingen finde en konstant amplitude.

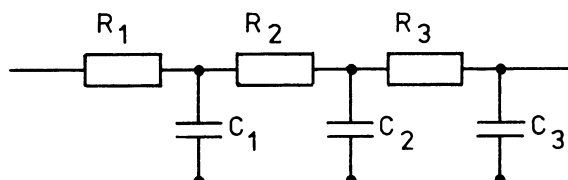
## 3. FASESKIFT OSCILLATOR

### 3.1 Faseskift netværk

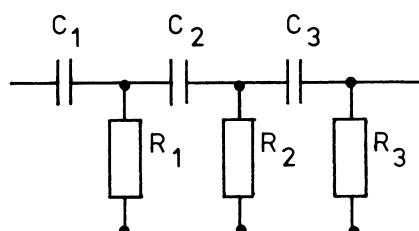
Et faseskift netværk kan være udformet på forskellig måde.

De almindeligst anvendte er:

3 leds RC filter



eller CR filter

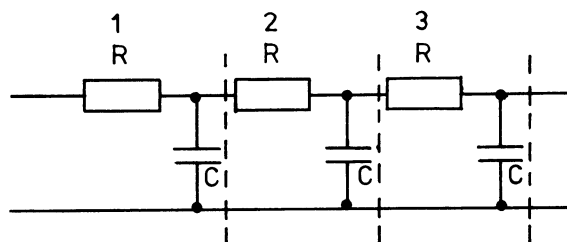


Netværket har til opgave at dreje fasen  $180^\circ$ .

Belaster de tre led ikke hinanden, skal fasedrejningen i hvert led være  $60^\circ$ .

Frekvensen, hvor fasedrejningen er  $60^\circ$ , er  $\sqrt{3}$  gange højere end  $f_0$  ved RC led og  $\sqrt{3}$  gange lavere ved CR led.

### 3.2 RC led



Belaster RC leddene hinanden, er der ikke samme fasedrejning i hvert led.



Er modstandene af samme størrelse og kondensatorerne af samme størrelse, bliver fasedrejningen  $180^\circ$  ved frekvensen, der er  $\sqrt{6}$  gange  $f_0$  for ét RC led.

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

### 3.3 CR led

Ved CR leddet er frekvensen  $\sqrt{6}$  gange mindre end  $f_0$  for ét RC led.

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

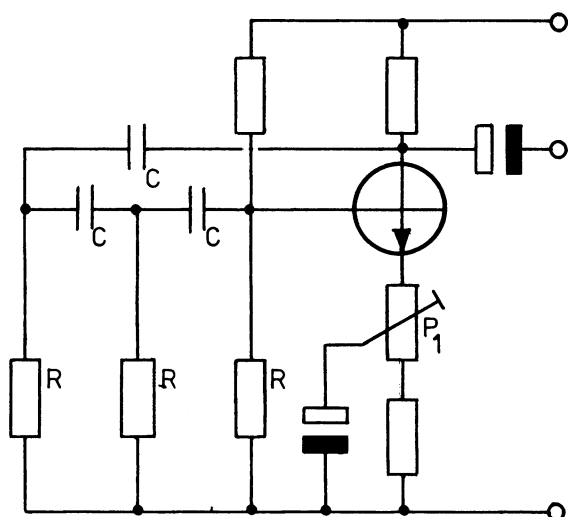
### 3.4 Forstærkning

Forstærkeren skal ophæve netværkets dæmpning og dreje fasen  $180^\circ$ .

Dæmpningen i et faseskiftenetværk er 29,1 gange, hvor fasen er drejet  $180^\circ$ .

Forstærkningen skal være 29,1 gange eller 29,3 dB.

### 3.5 Diagram



Med  $P_1$  justeres afkoblingen på emitteren og dermed forstærkningen i transistoren.



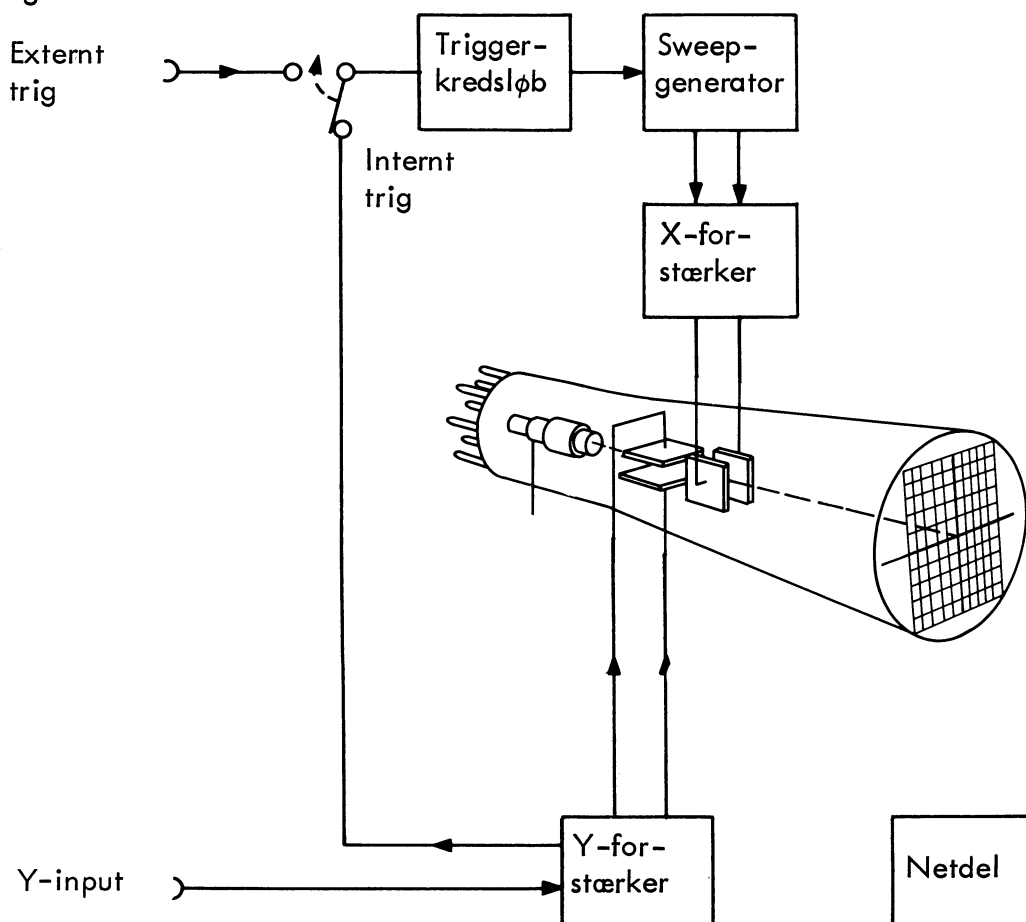
## DISPOSITION

### 1. Enkeltstråleoscilloskopets blokdiagram

#### 1. ENKELTSTRÅLEOSCILLOSKOPETS BLOKDIAGRAM

Et moderne oscilloskop består groft opdelt af et katodestrålerør, en vertikalforstærker (Y-forstærker), en horisontalforstærker (X-forstærker) og en sweep-enhed, som giver tidssweepet, dvs. afbøjningsspænding til elektronstrålens afbøjning i horisontal retning. Sweep-generatoren bliver styret af et trigger-kredsløb, der modtager signal enten fra Y-forstærkeren eller fra Externt-trig. Desuden indgår der i oscilloskopet en netdel, der leverer såvel den nødvendige højspænding til billedrøret som forsyningspænding til forstærkere og sweep-generator.

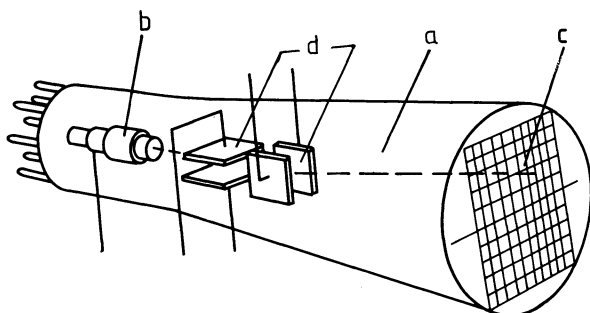
##### 1.1 Blokdiagram





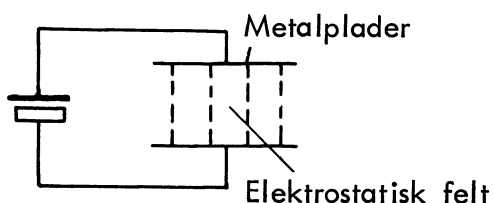
## 1.2 Katodestrålerør

Tegningen viser katodestrålerørets opbygning rent skematisk.

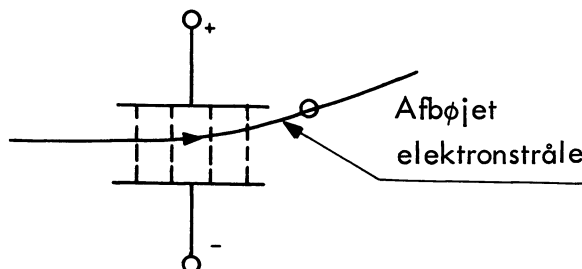


- a. Er en lufttom glaskolbe.
- b. Er et elektrodesystem, som udsender en tynd elektronstråle.
- c. I punkt c rammer elektronstrålen glaskolbens frontglas, som lyser op på grund af en fluorescerende, fosforescerende belægning.
- d. Er to sæt afbøjningsplader, hvis opgave det er at bevæge elektronstrålen i vandret og lodret retning.

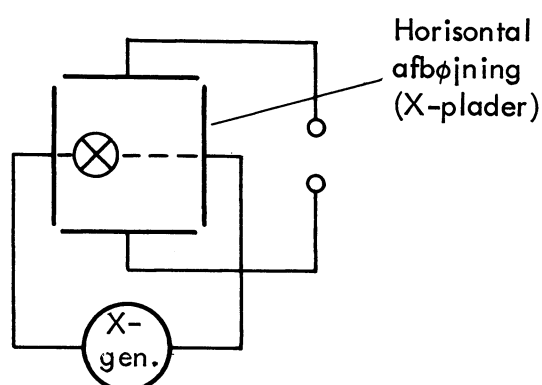
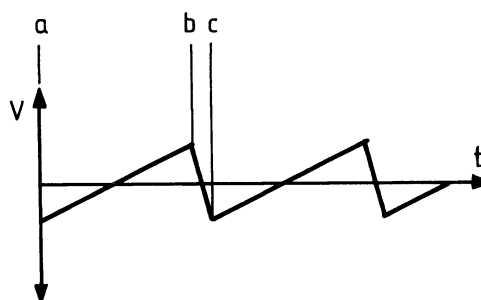
Påtrykkes to metalplader, som befinder sig i en vis afstand fra hinanden, en spændingsforskel, vil der mellem pladerne optræde et elektrostatisk felt, hvis styrke er proportional med spændingens størrelse.



Sendes en elektronstråle ind mellem pladerne, vil elektronerne, da de repræsenterer negative ladninger, tiltrækkes af den positive pol og frastødes af den negative. Vi får strålen afbøjet med en styrke, som afhænger af størrelsen af det elektriske felt og elektronstrålens hastighed.



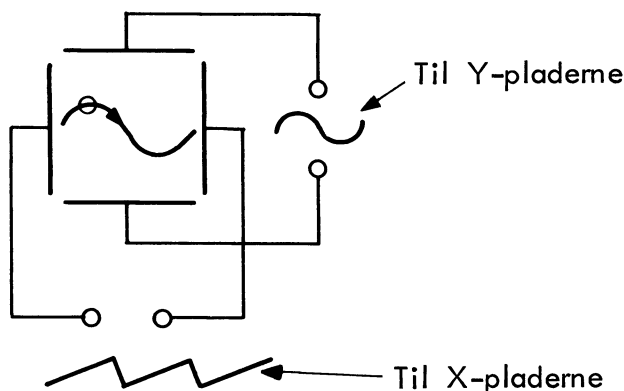
Påtrykkes X-pladerne en savtandspænding, dvs. en spænding, der stiger jævnt i tiden  $a \rightarrow b$  og hurtigt falder tilbage i tiden  $b \rightarrow c$ , vil elektronstrålen med jævn hastighed flyttes fra venstre mod højre.



Kredsløbet, der frembringer savtandspændingen, benævnes X-generator, sweep-generator eller timebase.



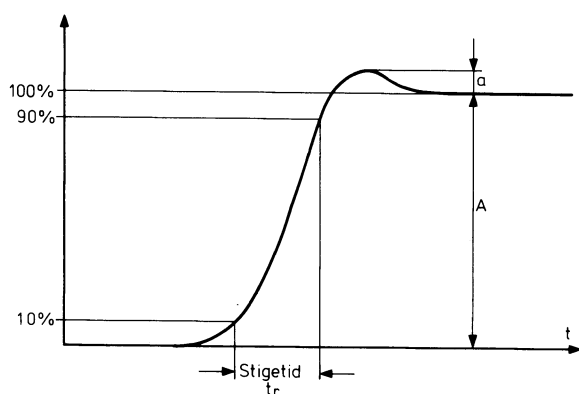
Påtrykker vi Y-pladerne en sinusformet spænding, som vil få elektronstrålen til at foretage en op- og nedadgående bevægelse samtidig med bevægelsen i X-retningen, får vi tegnet en sinuskurve.



### 1.3 Y-forstærkerens funktion

For vertikalforstærkeren, Y-forstærkeren, i et oscilloskop angiver fabrikanten bl.a. båndbredde, stigetid og følsomhed.

Båndbredden angives i almindelighed som et frekvensspektrum mellem en nedre og en øvre grænsefrekvens, ved hvilke frekvenser Y-forstærkerens forstærkning er 3 dB lavere end ved 1000 Hz. Stigetiden defineres som vist.



Den såkaldte oversvingning ( $a$ ), som opstår på spændingens eller impulsens forkant må ikke opnå større værdi end nogle procent af totalamplituden ( $A$ ). Under forudsætning af, at dette krav er opfyldt, kan man ved en stigetid  $t_r$  beregne forstærkerens øvre grænsefrekvens ud fra følgende tommelfingerregel:

$$f_\phi = \frac{0,35}{t_r}$$

hvor  $t_r$  er stigetiden, og  $f_\phi$  er den grænsefrekvens, ved hvilken forstærkningen er faldet 3 dB i forhold til forstærkningen ved 1000 Hz. Er f.eks. stigetiden 35 ns, er  $f_\phi$  omkring 10 MHz.

Under elektronstrålens tilbageløb fra højre kant af katodestrålerøret til venstre kant, hvor et ny sweep skal påbegyndes, skal elektronstrålen slukkes, dette kan gøres ved at afbryde elektronstrålen mellem katode og anode i katodestrålerøret under tilbageløbet.

Ved valg af oscilloskop må man overveje, hvilken båndbredde man behøver.

Inden for den moderne elektronik arbejder man i stor udstrækning med impulser af forskellig form, f.eks. firkantimpuls. En firkantimpuls kan opløses i en sinusformet grundtone og et uendelig stort antal overtoner til denne.

For at et oscilloskop skal kunne gengive en firkantimpuls uden forvrængning, må det kunne gengive selv meget høje overtoner med rigtig amplitude og rigtig fase. Tilnærmet gælder det, at vertikalforstærkeren bør have en øvre grænsefrekvens, som er mindst 10 gange så høj som den forelagte firkantimpuls' grundfrekvens.



De fleste moderne oscilloskoper har en følsomhed på mindst 5 mV/cm, dersom de indeholder forstærkere for såvel jævn- som vekselspændingsforstærkning.

DC-Y-forstærkere har en nedre grænsefrekvens på 0 Hz og tillader altså målinger af jævnspændingsniveauer. Oscilloskoper med DC-kobling er velegnede til servicearbejder, hvor et sådant oscilloskop erstatter et rørvoltmeter. Med et sådant oscilloskop kan man desuden direkte konstatere, om der forekommer en jævnspænding med overlejret vekselspænding, hvilket ikke uden videre er muligt med et rørvoltmeter.

#### 1.4 Sweep-generatorens funktion

Sweep-generatorens frekvens, dvs. hastigheden, hvormed savtandspændingen vokser op, skal kunne indstilles til samme hastighed som den, hvormed Y-signalet bevæger sig.

Da et oscilloskopbillede består af en uafbrudt række af billeder, et billede hver gang strålen bevæger sig ad X-aksen, skal alle disse billeder være ens og tegnes nøjagtigt oven i hinanden for at få en rolig og tydelig tegning frem.

Dette kræver, at hastigheden af X-afbøjningen er overordentlig stabil i forhold til Y-signalets variationer.

Oscilloskoper i enklere udførelser indeholder en savtandsgenerator af fritsvingende type. Ved hjælp af en omskifter kan savtandsspændingens frekvens grovreguleres, idet finreguleringer i reglen sker med et potentiometer. Med denne metode får man ingen nævneværdig nøjagtighed i indstillingen, hvorfor sådanne oscilloskoper ikke egner sig særlig godt til måling af et forløbs varighed eller til at bestemme frekvenser for et signal.

I oscilloskoper af bedre udførelse kalibreres sweep-generatoren, således at et vist interval i X-retningen svarer til et vist tidsrum. Stiller man f.eks. elektronstrålens afbøjningshastighed på 1  $\mu\text{sek./cm}$ , betyder dette, at en horisontal inddeling på billedskærmen svarer til et tidsrum på 1  $\mu\text{sek.}$

Hvis et forløb eksempelvis strækker sig over 2 cm i horisontal retning på skærmen, har forløbet haft en varighed af 2  $\mu\text{sek.}$

I mange oscilloskoper har man mulighed for at øge sweep-hastigheden ved at anvende den såkaldte sweep-ekspansion. Denne bevirker, at horisontalforstærkerens forstærkning øges et vist antal gange, hvorved sweep-hastigheden øges i tilsvarende grad.

I et oscilloskop med sweep-hastigheden 1  $\mu\text{sek./cm}$  bliver sweep-hastigheden ved en sweep-ekspansion af 10 gange øget til 0,1  $\mu\text{sek./cm}$ . Har oscilloskopet således en 10 cm lang horisontal tidsskala, vil en periode for en sinussvingning med frekvensen 1 MHz med fuld sweep-ekspansion strække sig over 10 cm på skærmen.





### 1.5 Synkronisering og trigning

I oscilloskoper af simple type er som nævnt sweep-generatoren af fritsvingende type. For at man i et sådant tilfælde kan få et stillestående billede af en signalspænding med en vis frekvens, må savtandsgeneratoren svinge med en frekvens, som er lig med signalspændingens frekvens eller et multiplum af denne frekvens. Dette fænomen kaldes synkronisering og gennemføres i praksis således, at en del af signalspændingen tilføres sweep-generatoren og synkroniserer denne. Denne metode begrænser oscilloskopets anvendelse til forløb, der stadig gentages, f.eks. en vekselspænding, som ikke varierer nævneværdigt i amplitude og frekvens. Forløb, som består af delforløb med lange ophold, kan i almindelighed ikke synkronisere en fritsvingende sweep-generator.

Efterhånden udføres de fleste oscilloskoper med trigning (trigger (eng.): aftrækker), hvilket medfører, at sweep'et starter, så snart det tilførte signal når et vist niveau, uafhængigt af dets kurveform eller frekvens. På denne måde er det muligt at opnå stillestående billeder selv af signaler, som varierer i frekvens og amplitude eller af engangsforløb.

Desværre er det dog svært at udføre trigning af signaler med meget høj frekvens, hvorfor der på mange moderne oscilloskoper af laboratorietype findes en speciel "HF-synkronisering". Dette indebærer, at sweep-generatoren, som her er fritsvingende, synkroniseres.

For at starte sweep'et i et givet punkt findes der altid en trigger-niveauekontrol ("LEVEL"), med hvilken man kan vælge det signalspændingsniveau, som signalet skal passere, inden sweep'et starter. Ved at dreje på trigger-niveauekontrollen kan man flytte billedet af en vekselspænding, f.eks. en sinussvingning, i horisontal retning på skærmen.

Trigger-følsomheden defineres i reglen som den mindste afbøjning i vertikal retning, et signal skal give på billedskærmen, for at trigger-kredsen kan arbejde. Som regel drejer dette sig om 2 til 5 mm.

Trigning behøver ikke nødvendigvis at ske fra målesignalet, tids-sweep'et kan også udløses af en anden signalspænding. For trigger-signaler tilført ude fra angives i almindelighed en minimal trigger-spænding i volt.



## DISPOSITION

1. Kontrol før tilslutning
2. Kontrol efter tilslutning

## UDSTYR

1 stk. oscilloskop D 65

### 1. KONTROL FØR TILSLUTNING

#### 1.1 Kontroller netspænding

- kontroller, om spændingsvælgeren på oscilloskopets bagside står i den rigtige stilling, dvs. den stilling der svarer til værdien nærmest den lokale netspænding
- kontroller, om sikringen er 500 mA ved spændinger på 100 til 125 V og 250 mA ved spændinger på 200 til 250 V

#### 1.2 Kontroller CRT kontrollernes stilling

- BRILLIANCE, venstre yderstilling
- FOCUS, midterstilling
- ASTIG, midterstilling
- TRACE ROTATION, ændres ikke
- SCALE ILLUM, venstre yderstilling, POWER OFF

#### 1.3 Kontroller horisontalkontrollernes stilling

- POSITION, midterstilling
- FINE, midterstilling, indtrykt
- STABILITY, højre yderstilling
- TIME/DIV., 5 ms
- VARIABLE, højre yderstilling
- LEVEL, ændres ikke
- TRIG MODE, alle trykknapper ude
- SWEEP, REP

#### 1.4 Kontroller vertikalkontrollernes stilling, CH1 og CH2

- OFF-ON, ON
- INT TRIG, 1
- CHOP-ALT-SUM, CHOP
- POSITION, midterstilling
- INVERT-NORMAL, NORMAL
- VOLTS/DIV., 0,2 V
- VARIABLE, højre yderstilling
- DC-GND-AC, GND

### 2. KONTROL EFTER TILSLUTNING

#### 2.1 Tilslut oscilloskop

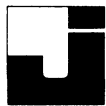
- til stikkontakt
- tænd oscilloskop og lad det varme op i nogle minutter

#### 2.2 Afprøv oscilloskop

- drej BRILLIANCE mod højre til passende lys på skærmen
- drej POSITION, til der er to stråler på skærmen
- juster TRACE ROTATION, til strålerne er vandrette
- juster FOCUS og ASTIG til bedste fokus over hele skærmen
- forbind CAL 500 mVpp til CH1 og CH2 IMPUT
- indstil DC-GND-AC i stilling DC
- drej STABILITY mod venstre, indtil billedet står stille

#### 2.3 Kontroller oscilloskop

- ved 50 Hz netfrekvens skal der være to tern mellem de lodrette linier
- amplituden skal være 2,5 tern



## DISPOSITION

1. Klargøring
2. Måling

## UDSTYR

- 1 stk. oscilloskop D 65
- 1 stk. kredsløb

## 1. KLARGØRING

- 1.1 Tænd oscilloskop
  - drej SCALE ILLUM mod højre, CW
  - vent nogle minutter, til oscilloskopet er varmet op
- 1.2 Juster oscilloskop
  - korrekt lysstyrke
  - fokus
- 1.3 Tilslut oscilloskop
  - INPUT 1 forbindes mellem den ene udgang på kredsløbet og stel
  - INPUT 2 forbindes mellem den anden udgang og stel
- 1.4 Indstil VOLT/DIV. for CH1 og CH2
  - til samme stilling
- 1.5 Juster timebase

## 2. MÅLING

- 2.1 Udløs CHOP-ALT-SUM trykknapperne
  - CH1 POSITION er grov position justering
  - CH2 POSITION er fin justering
- 2.2 Aflæs oscilloskop
  - oscilloskop viser summen af INPUT 1 og INPUT 2
- 2.3 Tryk INV CH2
  - oscilloskopet viser differencen mellem INPUT 1 og INPUT 2

DISPOSITION

1. Tilslutning
2. Beregning

UDSTYR

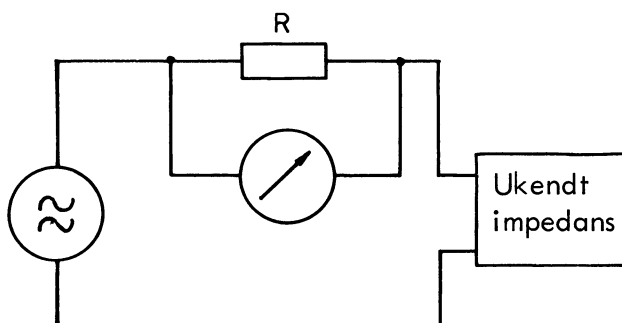
- 1 stk. tonegenerator
- 1 stk. forstærkervoltmeter

MATERIALE

- 2 stk. modstand
- 1 stk. impedans

1. TILSLUTNING

- 1.1 Opbyg det viste kredsløb



- 1.2 Indstil tonegenerator

- indstil til den frekvens, hvor impedansens størrelse skal findes

- 1.3 Indstil tonegeneratorens  $U_G$

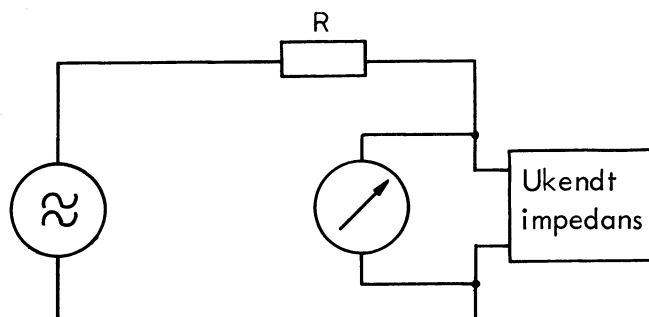
- indstil til spændingen over modstanden kan måles
- dersom spændingen ikke kan reguleres højt nok op, udskift da modstanden R til en større værdi og indstil på ny spændingen

- 1.4 Aflæs spændingen

- over modstanden  $U_R$

- 1.5 Flyt meteret

- så det måler spændingen over impedansen



- 1.6 Aflæs spændingen  $U_Z$

2. BEREGNING

- 2.1 Beregn Z efter formelen:

$$Z = \frac{U_Z}{U_R} \cdot R$$

DISPOSITION

## 1. Fasemåling

UDSTYR

1 stk. dobbeltstråleoscilloskop

1. FASEMÅLING

## 1.1 Læg de to kurver ind på skærmen

- symmetrisk omkring en valgt nullinie, f.eks. skærmens midterste vandrette linie

## 1.2 Øg forstærkningen på y-attenuatorerne med et eller to trin

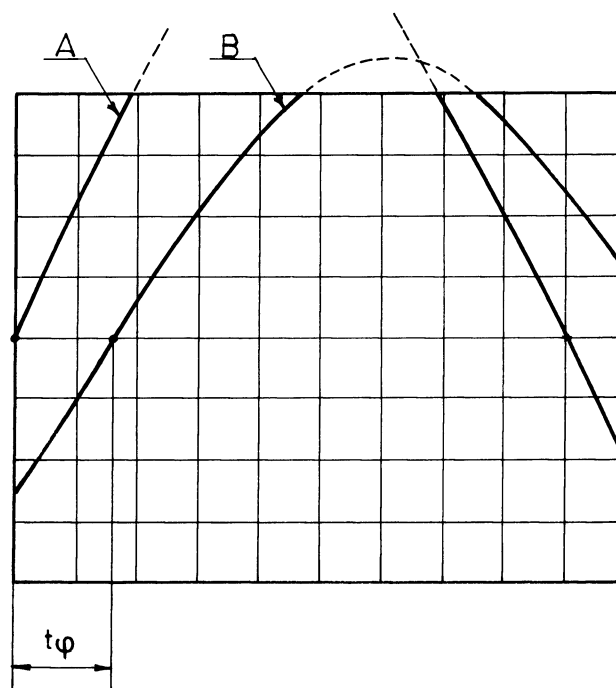
- på begge kurver skal opnås en stejl og veldefineret nulgenngang, herved falder maksimumpunkterne måske uden for skærmen
- kontroller, at de to kurver stadig ligger symmetrisk omkring nullinien ved at sætte "AC-0-DC"-knappen i nulstilling

## 1.3 Drej x-var ud af kalibrering

- midterknappen på x-attenuatoren
- drej indtil den første kurve (A) (længst til venstre) har sin positive halvperiode lagt ud over ni inddelinger
- man har da:

9 inddelinger  $\sim 180^\circ$ , heraf1 inddeling  $\sim 20^\circ$ 

## 1.4 Mål antallet af inddelinger mellem de to kurvers nulgenngang



- beregn fasevinklen af

$$\varphi = \text{antal inddelinger} \cdot 20^\circ$$

## 1.5 Bestem fortegn

- dersom kurve B ligger til højre for A, er fasedrejningen negativ