



	Side:
<u>GRUNDBEGREBER</u>	
Ohms lov	1
Effektberegning	3
Spændings- og strømgenerator	5
Serie- og parallelforbundne modstande	7
Ledningsevne	9
Belastet spændingsdeler	11
Spændingspolaritet	13
Spændingsformer	15
Vektorberegning	21
Vekselstrømseffekt	23
Kapacitet, kondensator	29
Kondensator ved DC	30
Kondensator ved AC	34
Selvinduktion	37
Frekvensafhængige led	43
Faseforhold høj- og lavpasfiltre	47
Belastede høj- og lavpasfiltre	48
Nettransformator	49
Forstærkning og dB	51
Køling	53
Svingningskredse	57
Koblede kredse	68
Akustik	71
<u>KOMPONENTLÆRE</u>	
Modstande	77
HF egenskaber i faste modstande	81
Kondensatorer	83
Spoler	95
Højttaler	99
Mikrofon	105
Pick-up	110
Tonehoved	114
Krystal	116
Komponentkoder	117
Databogstermer	118
Halvlederdiodes	125
Zenerdiode	129
Kapacitetsdiodes	131
Transistorer	133
Field effect transistor	139
MOS field effect transistor	147
Vertikal FET	154
Operationsforstærker	155



	Side:
<u>KREDSLØBSBESKRIVELSER</u>	
Attenuator	165
Fysiologisk volumenkontrol	169
Passiv frekvenskorrektion LF-forstærker	171
Enkeltensretter	173
Dobbeltensretter	177
Passiv brumfiltrering	179
Stabiliseret spændingsforsyning	181
Diodebegrænsere	191
Clampingkredsløb	195
DC-forhold bipolar transistor	199
AC-forhold bipolar transistor	205
Frekvensforhold AC-forstærker	217
DC-forhold field effect transistor	219
AC-forhold field effect transistor	220
Modkobling	223
Boot-strap	233
Differentialforstærker	235
Forstærkere med IC	239
Integrationskobling	253
Komparator	256
Effektforstærker	261
RC oscillator	277
LC oscillator	281
Selektiv forstærker	285
Reguleringsteknik	287
<u>MÅLEINSTRUMENTER OG MÅLETEKNIK</u>	
Skilletransformator	295
Strømforsyning	296
Blødtjernsinstrument	297
Drejespoleinstrument, universalinstrument	299
Måleinstrumenter, mærkning og skalaaflysning	305
Universalinstrument, måleteknik	309
Elektronisk multimeter	311
AC forstærkervoltmeter	313
Klirmåler	314
Oscilloskop	315
Måling af fasevinkel med oscilloskop	324
Tonegenerator - TG 7	325
RLC-målebro	328
Kompensationsmåling	329
Måling på LF-forstærker	331
Måling af Z-u og Z-in	336
Fejlfinding	339
Fejlfinding på LF- og netdel	341
Fejlfinding på TV-modtager	345



	Side:
<u>SYSTEMBESKRIVELSER</u>	
LF-forst�rkersystem	347
Indspilning og afspilning af plader	353
B�ndoptagerens elektriske funktioner	355
Radiofoni	363
AM-radiofoni	367
FM-radiofoni	373
Stereoradiofoni	379
S/H TV-sender	383
S/H TV-modtagers signaldel	389
S/H TV-modtagers afb�jningsdel	393
<u>TABELLER, BESTEMMELSER M.V.</u>	
SI- enhederne	397
Det dekadiske system	399
Standardr�kker, farvekoden	401
Det gr�ske alfabet	402
El-teknik Diagramsymboler	403
Diagramtyper (st�rkstr�m)	409
Bogstavbetegnelser og signaturer for komponenter	411
Blokdiagram (st�rkstr�m)	415
N�gleskemaets opbygning	417
Montageskema/ledningsskema (st�rkstr�m)	419
Funktionsdiagram (st�rkstr�m)	421
Uddrag af st�rkstr�msreglementet	423
El-teknik formelsamling	431



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

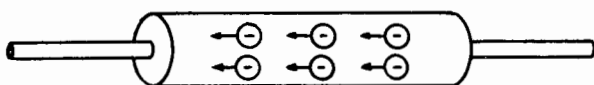
En leder indeholder mange frie elektroner, der kan flyttes fra et atom til et andet.

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_s 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 (Ω).

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.

$$U = I \cdot R$$



2.2 Effektberegning

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

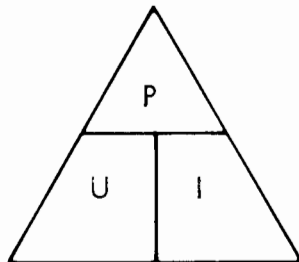
Jo større strøm, der løber gennem et kredsløb, som har en given spænding over sig, desto større effekt optager kredsløbet.

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.

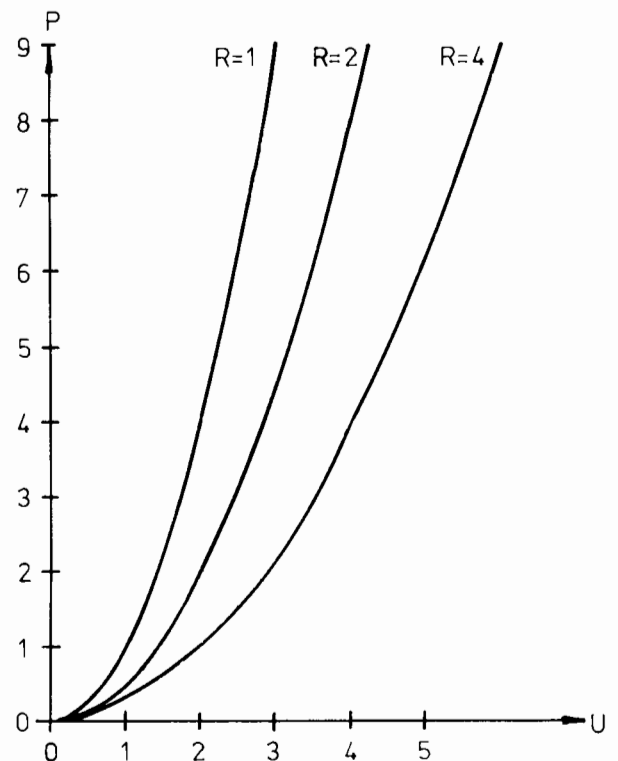
$$P = U \cdot I$$

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

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

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.

$$P = U \cdot I$$

heri indsættes $U = I \cdot R$

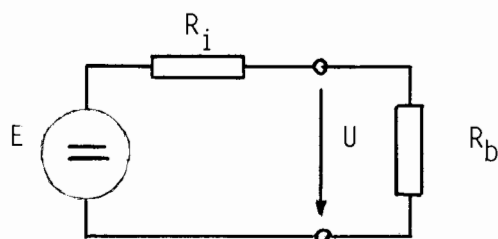
$$P = I \cdot I \cdot R = I^2 \cdot R$$

Effekten stiger med strømmen i anden potens.



Enhver elektrisk energikilde kan ækvivaleres enten som en spændingsgenerator eller en strømgenerator.

Spændingsgeneratorens ækvivalent:



E = elektromotorisk kraft eller tomgangsspænding

R_i = indre modstand

U = klemspænding

Energikilden betragtes som en ideel generator uden indre modstand med konstant spænding E i serie med en indre modstand R_i .

Når E , R_i og R_b er kendte, findes klemspændingen U nemt.

Eks: $E = 1,5 \text{ V}$, $R_i = 0,1 \text{ ohm}$
og $R_b = 0,4 \text{ ohm}$.

$$I = \frac{E}{R_i + R_b} = \frac{1,5}{0,1+0,4} = \underline{\underline{3 \text{ A.}}}$$

$$U = I \cdot R_b = 3 \cdot 0,4 = \underline{\underline{1,2 \text{ V.}}}$$

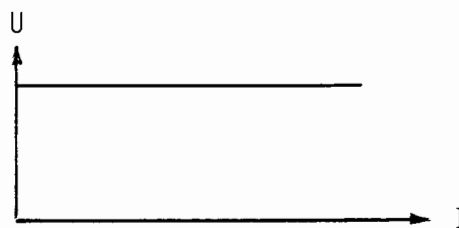
Over den indre modstand mister vi spændingen

$$U_{ri} = I_{ri} R_i = 3 \cdot 0,1 = \underline{\underline{0,3 \text{ V.}}}$$

Som det fremgår, falder klemspændingen ved belastning.

Denne spændingsændring skal

ofte være mindst mulig. Dette betyder, at den indre modstand R_i skal være så lille som mulig, eller sagt på anden måde størrelsen $\frac{R_b}{R_i}$ skal være så stor som mulig. man taler da om en ideel spændingsgenerator, en konstant-spændingsgenerator.



Ved matematiske udledninger eller ved praktisk målearbejde anvendes at:

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} \text{ eller } R_i = \frac{U_t}{I_k}$$

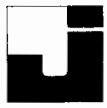
Hvor

U_t er tomgangsspændingen

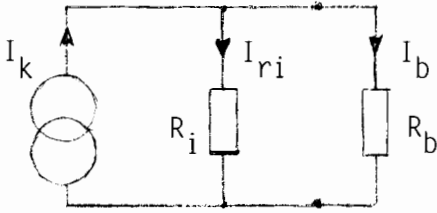
og

I_k er kortslutningsstrømmen.

Til slut skal bemærkes at praktiske generatorer, eksemplvis stabiliserede strømforsyninger, altid indeholder strømbegrænsere koblinger, så de arbejder som ideelle spændingsgeneratorer indenfor et specificeret strømområde, f. eks. 0 - 1 Amp.



Strømgeneratorens ækvivalent:

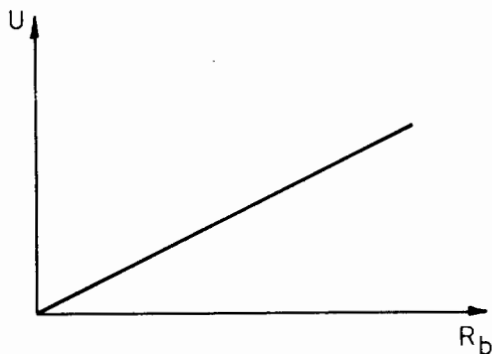


I_k = konstantstrøm

R_i = indre modstand

I_b = belastningsstrøm

Generatoren betragtes som en ideel strømkilde med uendelig stor indre modstand, der leverer samme strøm uanset belastningen, med en indre modstand parallelt med udgangsklemmerne.



Da polspændingen, som vist, vil variere med belastningen, vil strømmen I_{ri} også variere, således at

$I_b = I_k - I_{ri}$ varierer.

Man anvender normalt denne ækvivalent, når den indre modstand R_i er meget stor. Man søger at gøre forholdet $\frac{R_b}{R_i}$ så lille som muligt. Herved bliver I_{ri} og dennes variation med belastningen ubetydende i forhold til I_b .

man taler da om en ideel konstantstrømsgenerator.

I praksis kan en strømgenerator altid kun arbejde indenfor et specificeret spændingsområde.

Et beregningseksempel:

For en stabiliseret strømforsyning oplyses at $R_i = 600 \text{ Kohm}$ og $U_{o \text{ max}} = 30 \text{ V}$. Sættes $I_k = 10 \text{ mA}$ findes:

$$\Delta I_{ri} = \frac{\Delta U}{R_i} = \frac{30}{600\text{K}} = \underline{\underline{50\mu\text{A}}}$$

Ved kortslutning vil strømmen være 10mA, og ved $U_o = 30 \text{ V}$. vil den være:

$$I_{Rb} = I_k - I_{Ri} = 10\text{m} - 50\mu = \underline{\underline{9,95\text{mA}}}$$

Samtidig er

$$R_{B \text{ max}} = \frac{U_o}{I_{Rb}} = \frac{30}{9,95\text{m}} = \underline{\underline{3,02 \text{ Kohm.}}}$$

Til analyse- og målearbejde kan udledes at:

$$R_i = \frac{U_{o \text{ max}}}{I_k - I_B}$$

hvor

I_k bestemmes ved $U_o = 0$ og

I_B " " $U_o \text{ max}$

$U_{o \text{ max}}$ er den største spænding, generatoren er anvendelig ved.



DISPOSITION

1. Sammenkoblingsmuligheder
2. Serieforbindelse
3. Parallelforbindelse

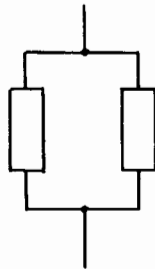
1. SAMMENKOBLINGS- MULIGHEDER

1.1 Sammenkobling

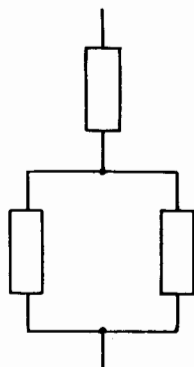
Komponenter kan sammenkobles enten i serie



i parallel



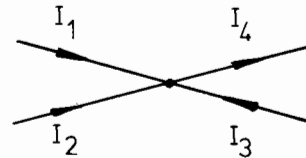
eller i en kombination af begge.



1.2 Kirchhoffs lov

Kirchhoffs 1. lov:

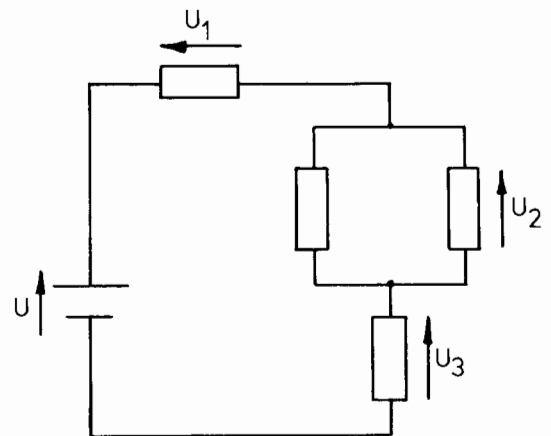
Summen af strømme til et knudepunkt er lig med summen af dem, der løber væk fra knudepunktet.



$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4$$

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

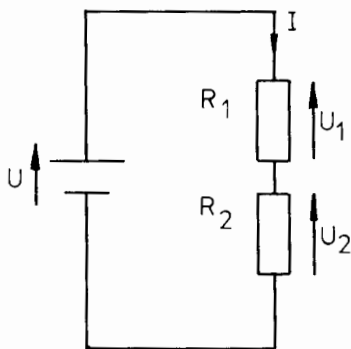
2.1 Afbrydelser

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:

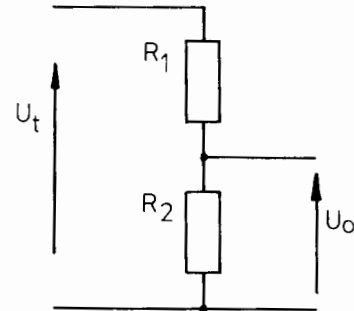
$$U_o = \frac{U_t \cdot R_2}{R_t},$$

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.



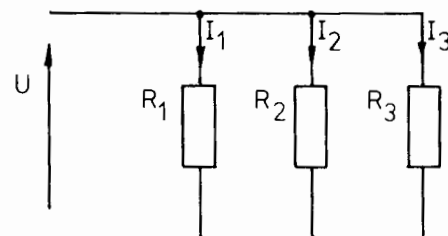
$$R_t = R_1 + R_2$$

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 reciproke værdi af modstandsværdi.

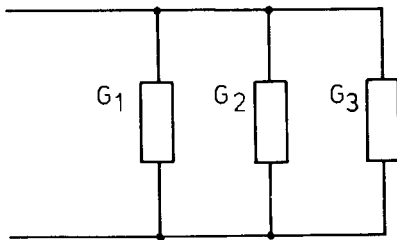
Ledningsevne måles i Siemens (S) eller mho (\oslash) og angives med bogstavet G.

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

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.



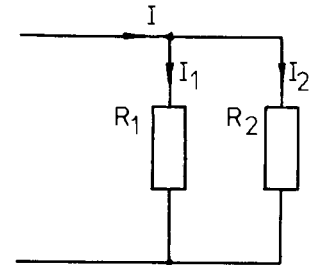
$$G_{\text{t}} = G_1 + G_2 + G_3$$

$$\frac{1}{R_{\text{t}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

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.

$$R_{\text{t}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



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.

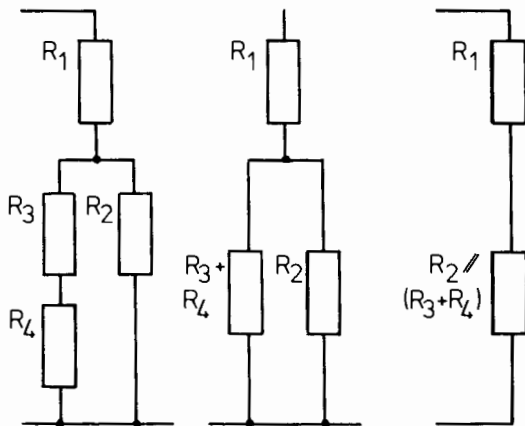
$$I_{R_1} = \frac{I_{\text{total}} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



4. SAMMENSATTE KREDSLØB

4.1 Kombineret kredsløb

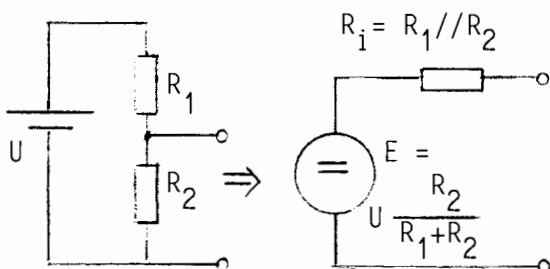
Et kredsløb bestående af både serie- og parallelforbindelse kan altid omtegnes til en ren serieforbindelse eller en ren parallelforbindelse.





Ækvivalering

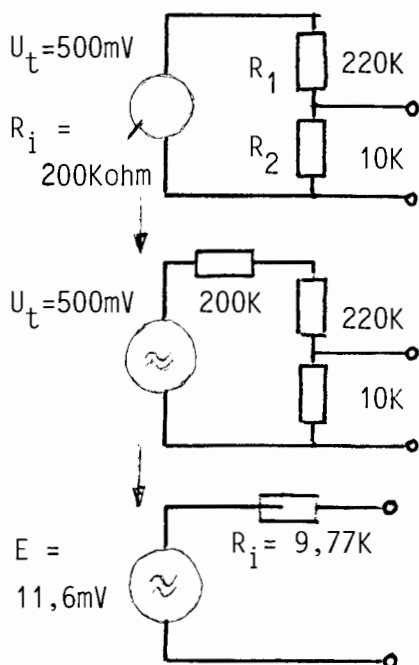
Når man skal regne på en belastet spændingsdeler, er det i visse situationer fordelagtigt at ækvivalere til et enklere kredsløb:



Bemærk at ækvivalentens EMK svarer til den ubelastede spændingsdeler's delspænding, og at den indre modstand bliver parallelforbindelsen af de to modstande R_1 og R_2 , hvor en eventuel generatormodstand ved spændingskilden U skal indregnes i R_1 .

1. Opgaveeksempel:

Bestem generatorækvivalenten for en transducer (keramisk pick-up) med en spændingsdeler:



Læg mærke til indregningen af transducerens indre modstand:

I 1. ækvivalent findes

$$R_1' = R_i + R_1 = 200K + 220K = 420K$$

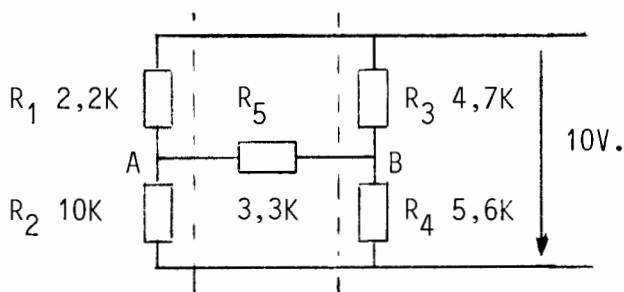
For den endelige generator er:

$$R_i = R_1' // R_2 = 420K // 10K = \underline{\underline{9,77Kohm}}$$

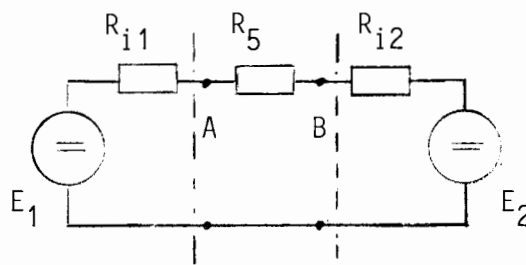
$$E = U_t \frac{R_2}{R_1' + R_2} = 500m \frac{10K}{430K} =$$

$$\underline{\underline{11,6mV.}}$$

2. Opgaveeksempel:



Ønskes U_{AB} og I bestemt foretages en ækvivalering af begge spændingsdelere:



Her er:

$$E_1 = \frac{U R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 10K}{2,2K + 10K} = \underline{\underline{8,2V.}}$$

$$E_2 = \frac{U R_3}{R_3 + R_4} = \frac{10 \cdot 5,6K}{4,7K + 5,6K} = \underline{\underline{5,44V}}$$

$$R_{i1} = R_1 // R_2 = 2,2K // 10K = \underline{\underline{1,8Kohm}}$$

$$R_{i2} = R_3 // R_4 = 4,7K // 5,6K = \underline{\underline{2,55Kohm}}$$



Nu kan strømmen I findes af:

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R_{i1} + R_5 + R_{i2}} = \frac{8,2 - 5,44}{1,8K + 3,3K + 2,55K} = \underline{\underline{0,36mA}}$$

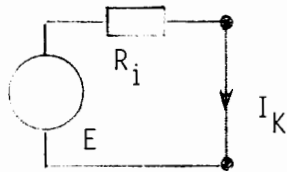
og:

$$U_{AB} = I \cdot R_5 = 0,36m \cdot 3,3K = \underline{\underline{1,19V}}$$

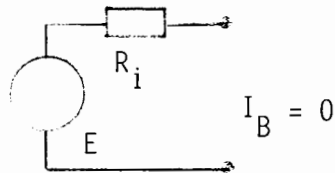
Udledning (Thevenins læresætning)

For spændingsgeneratoren ses umiddelbart at:

$$I_K = \frac{E}{R_i}$$



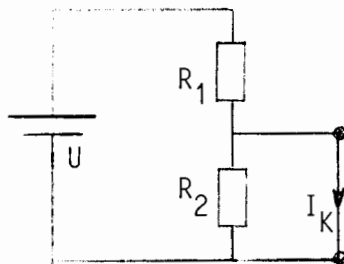
$$U_t = E$$



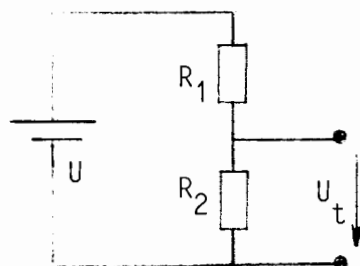
$$\text{og at: } R_i = \frac{E}{I_K} = \frac{U_t}{I_K}$$

Ved en spændingsdeler er:

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



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



Heraf:

$$R_i = \frac{U_t}{I_K} = \left(U \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \left(\frac{U}{R_1} \right)^{-1}$$

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

$$R_i = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$$

Det ses umiddelbart at:

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

Dette giver Thevenins læresætning: Ethvert lineært kredsløb, der har to afgangsklemmer, vil udadtil opføre sig overfor en ydre belastning på samme måde, som var alle kredsløbets indre spændingsgenerators og indre impedanser erstattet af en enkelt spændingsgenerator med spændingen E og den indre impedans R_i .

E er netværkets tomgangsspænding. R_i er den impedans, der kan måles mellem klemmerne med kortslettet generator.



Spændingers polaritet, afhænger af, hvilket referencepunkt man går ud fra.

Normalt anvendes chassis eller stel som referencepunkt.

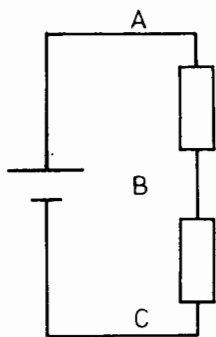


Fig. 1.

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.

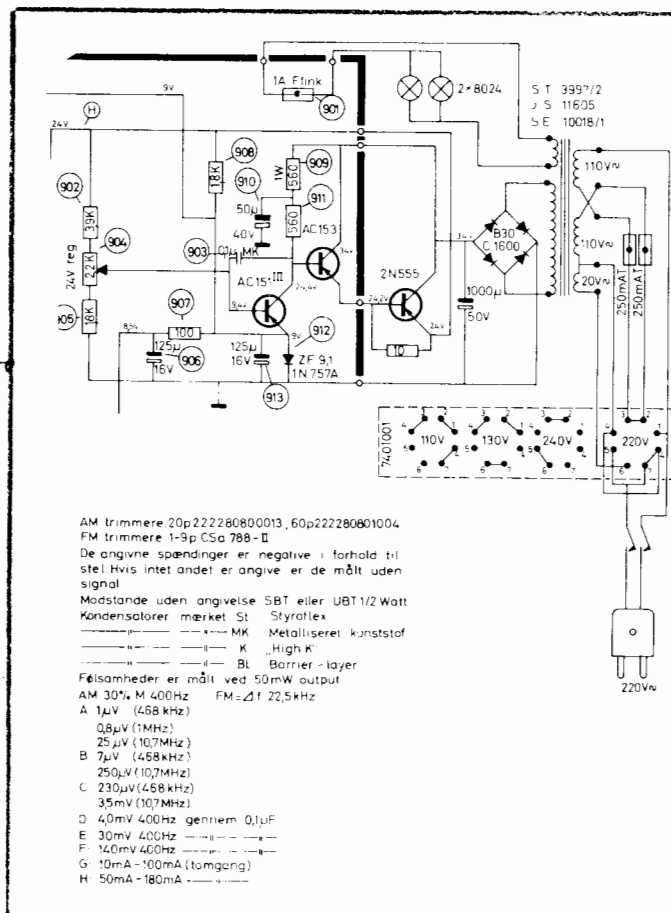
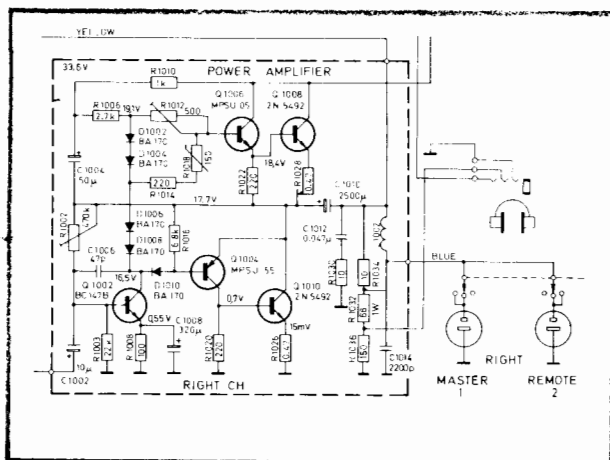
Negative spændinger mærkes med (-) eller ved en bemærkning i kanten af diagrammet.

Formen U_{AB} angiver at B er reference

I fig. 1 er U_{AB} derfor positiv medens U_{BA} er negativ.

Ved praktisk målearbejde:

- Monteres instrumentets referenceklemme først, der vælges polaritet med polaritetsomsk.
- For instrumenter uden polaritetsomskifter monteres tilledninger efter forventet polaritet.





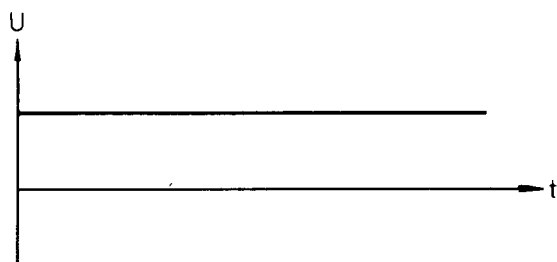
DISPOSITION

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.

Dette gælder rene jævnspændinger. Ved pulserende jævnspændinger varierer amplituden, medens polariteten altid er den samme.

I formler anvendes store bogstaver for jævnstrøm og -spænding.

Ved vekselstrøm og -spænding anvendes små bogstaver.

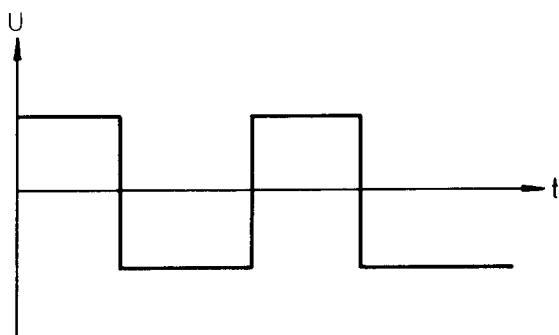
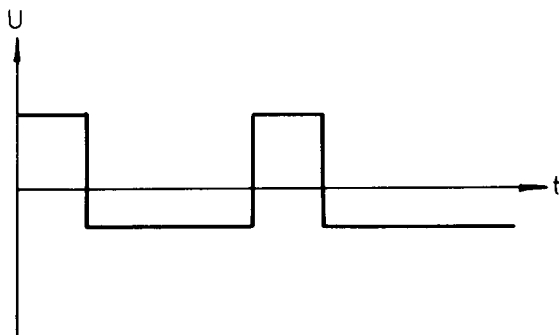
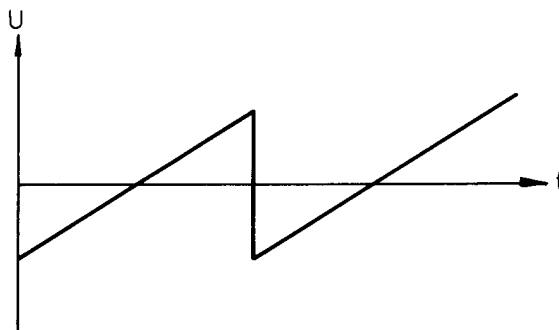
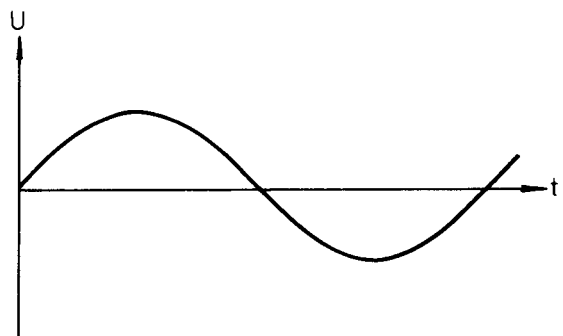
2. VEKSELSPÆNDING

2.1 Polaritet

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

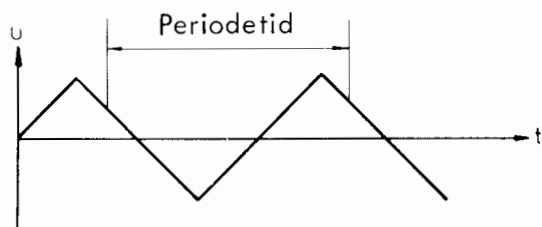
Middelværdien for en hel periode af en vekselspænding er nul.

Eksempler på vekselspændinger:

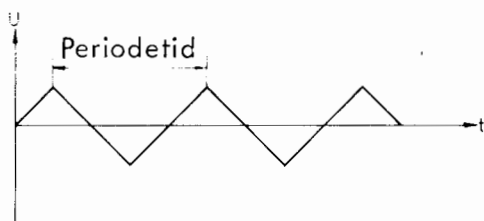


2.2 Periodetid og frekvens

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

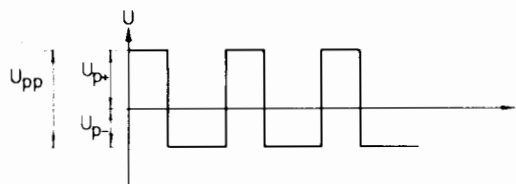
Spids til spidsværdi er summen af den maksimale positive og negative afvigelse fra nul.

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

Spidsværdi er den maksimale afvigelse fra nul.

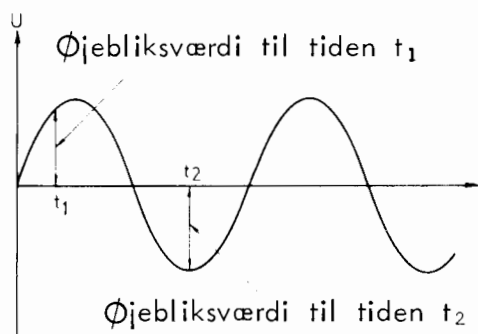
Spidsværdi kaldes også maksimalværdien.

Der kan være en positiv spidsværdi u_{p+} og en negativ spidsværdi u_{p-} at 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.

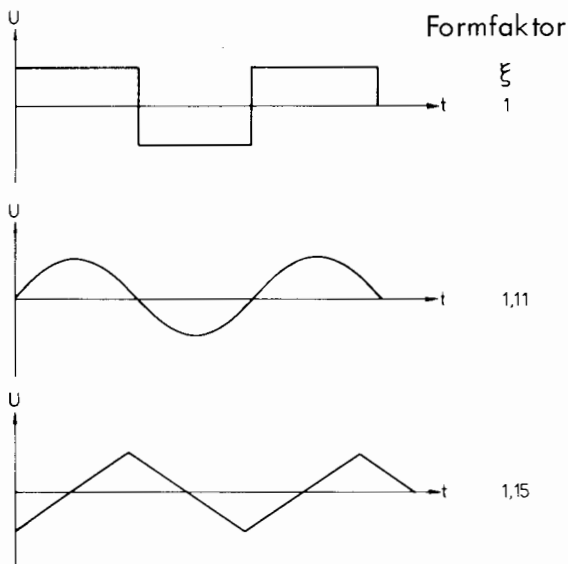
Middelværdien opgives som U , u_m eller u_{av} .

Ved ren vekselspænding er middelværdien af en hel periode nul. I visse beregninger findes middelværdien for en halvperiode.

2.7 Formfaktor

Forholdet mellem effektværdi og middelværdi kaldes formfaktoren, som angives med ξ 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.

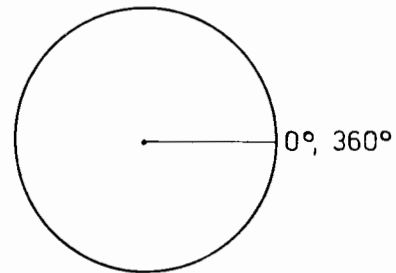


3. SINUSFORMET VEKSELSPÆNDING

3.1 Enhedscirklen

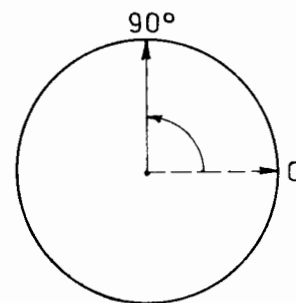
Ved enhedscirklen forstås en cirkel, hvor radius er 1.

Cirklen er inddelt i 360° , hvor 0° og 360° er samme retning ud fra centrum. 0° 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° fasedrejning.

Drejes vektoren mod uret, CCW, til den peger lige opad, er vektoren fasedrejet 90° i positiv retning.

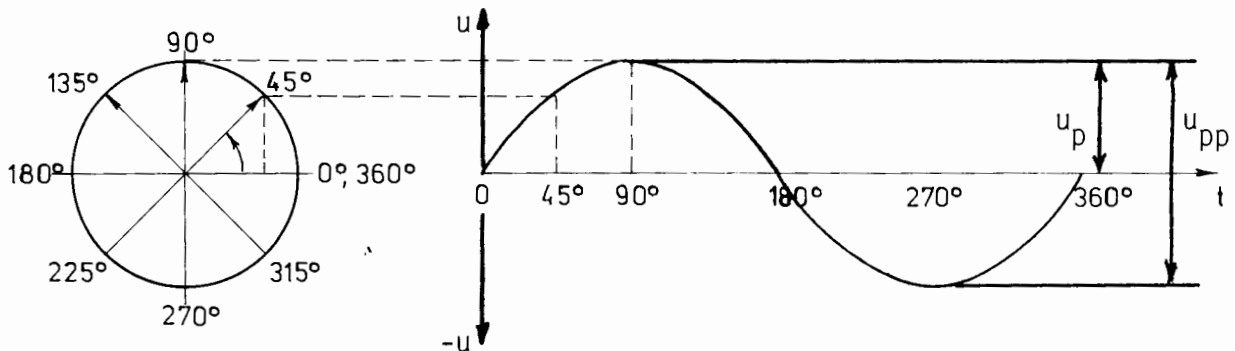


Drejes vektoren videre, så den ligger lige mod venstre fra centrum, er den i alt drejet 180° , og man siger, at vektoren har en retning på 180° .



3.2 Sinuskurven

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



Dersom kurven angiver en spænding, vil vektorens længde svare til spidsværdien u_p . Spændingens øjebliksværdi bestemmes af:

$u_t = u_p \sin \varphi$. φ er det gradantal, hvor øjebliksværdien ønskes beregnet.

For en sinusformet vekselspænding kan man udlede at $u_{\text{eff}} = \frac{u_p}{\sqrt{2}}$ og at middelværdien for en halvperiode er $u_m = \frac{2}{\pi} u_p$. Det ses umiddelbart at $u_{pp} = 2u_p$. Ved afledninger og sammenregning på konstanter findes:

$$u_m = \frac{1}{\pi} u_{pp} = \frac{2}{\pi} u_p = 0,9 u_{\text{eff}}$$

$$u_{\text{eff}} = \frac{u_{pp}}{2,82} = \frac{u_p}{\sqrt{2}} = 1,11 u_m$$

$$u_p = \frac{u_{pp}}{2} = \sqrt{2} u_{\text{eff}} = 1,57 u_m$$

$$u_{pp} = 2u_p = 2,82 u_{\text{eff}} = \pi u_m$$

u_m = middelværdi (halvperiode)

u_{eff} = effektivværdi

u_p = spidsværdi

u_{pp} = spids-spidsværdi

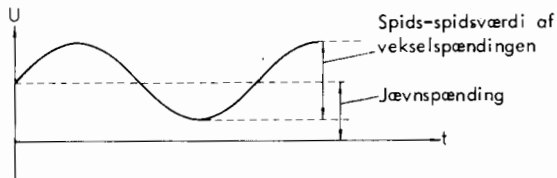
Tilsvarende gælder for strømme.



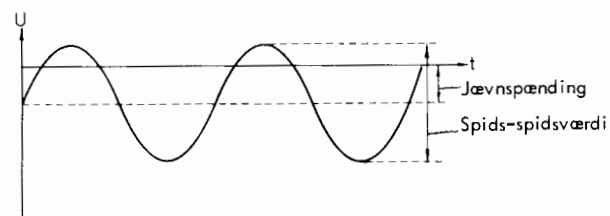
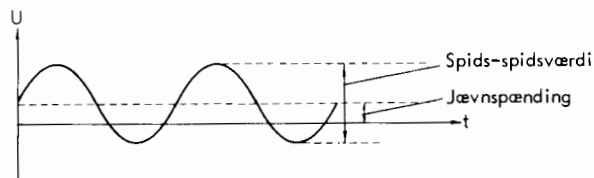
4. SAMMENSATTE SPÆNDINGER

4.1 Pulserende jævnspænding

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

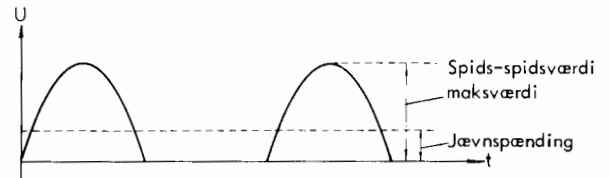


En sammensat spænding kan være sammensat af store og små veksel- og jævnspændinger med positiv eller negativ polaritet.



4.2 Halvbølge

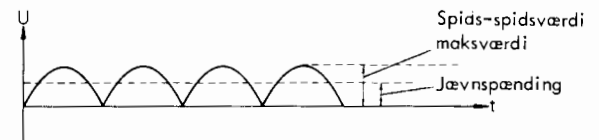
En halvbølge er en del af en sinuskurve og indeholder en jævnspænding og en vekselspænding.



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

4.3 Helbølge

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



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



DISPOSITION

1. Vektorer
2. Addition af vektor

1. VEKTORER

1.1 Spændingsvektor

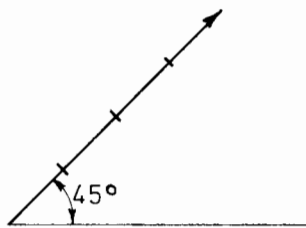
En vektor kan vise størrelse og fase på en spænding. Længden af vektoren angiver spændingens størrelse, og retningen af vektoren angiver spændingens fase. En spændingsfase er en relativ størrelse, idet man altid skal have at vide, hvad spændingen er fasedrejet i forhold til.

Referencefasen kan være fasen på en anden spænding, som man sætter til 0° .*

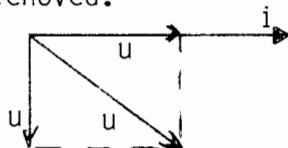
Dersom spændingen angives til $10 \text{ V} \angle 45^\circ$, vil det sige, at spændingens effektivværdi er 10 V, og den er drejet 45° i forhold til referencespændingen.

1.2 Afbildning af spændingsvektoren

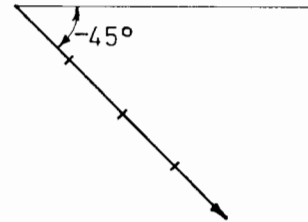
En spænding på $4 \text{ V} \angle 45^\circ$ vil blive afbildet således, hvor 1 cm svarer til 1 V.



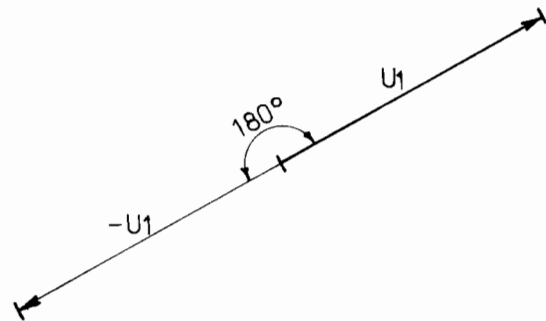
* Referencen er ofte en strømvektor, der tegnes med lukket pilehoved. Spændingsvektorer tegnes med åbent pilehoved:



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° eller 315° . Da 0° og 360° 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° i forhold til den anden spænding.

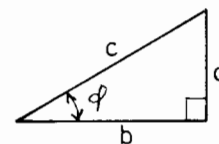


2. ADDITION AF VEKTOR

2.1 Pythagoras

Ved svagstrømstekniske kredsløb vil der ofte være tale om signaler eller impedanser, der er i modfase eller forskudt 90° 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° i forhold til hinanden, er lig med kvadratroden af vektorenes kvadratsum.

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

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

$$\angle \varphi = \arctg \frac{a}{b} = \arccos \frac{b}{c} = \arcsin \frac{a}{c}$$

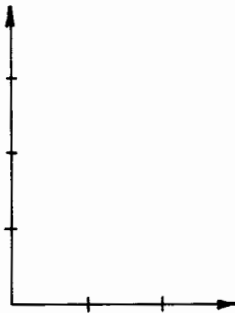
2.2 Addition med parallelogram

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

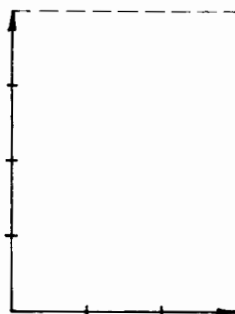
Vektorerne kan afbildes således, at de har samme startpunkt.

Eksempel :

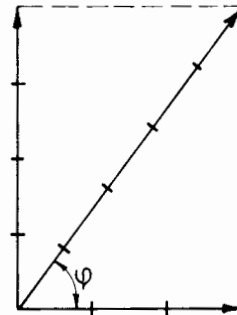
Summen af $3 \sqrt{0^\circ}$ og $4 \sqrt{90^\circ}$ findes ved at tegne de to vektorer i samme målestok og med korrekt faseforhold.



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 parallelforskudte vektorer rører hinanden.



Længden angiver amplituden, og vinklen φ angiver fasen af signalet.

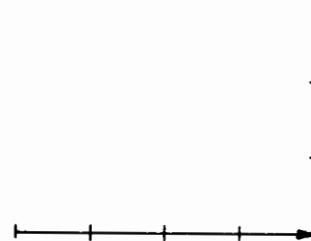
Resultat $5 \sqrt{53^\circ}$.

2.3 Addition uden parallelogram

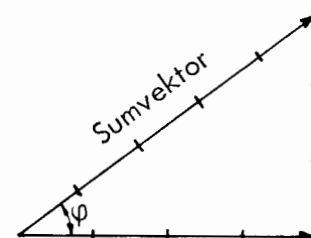
En anden metode til grafisk addition af vektorer er at tegne vektorerne i fortsættelse af hinanden.

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 φ angiver fasen.

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



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 φ 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 EN REN 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

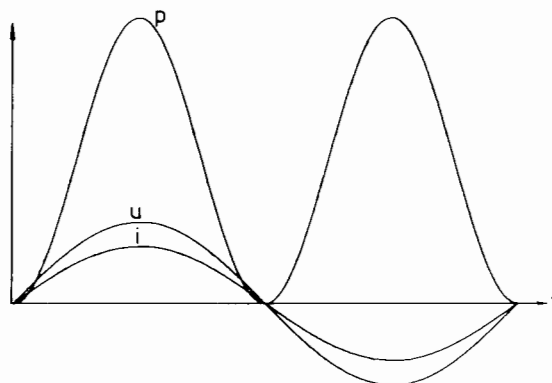
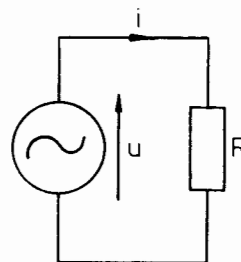
Ved beregning af effekten p ganges øjebliksværdierne for strøm og spænding.

I første halvperiode (0 til 180°) er strøm og spænding positiv, og effekten er derved positiv.

$$(+u) \cdot (+i) = +p$$

I anden halvperiode (180 til 360°) 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.

Midleffekten P er den værdi, man i daglige tale omtaler som effekten.

Midleffekten 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 midleffekten kan beregnes ved at multiplicere den effektive spænding med den effektive strøm.

3. VEKSELSTRØMSEFFEKT I

FORBINDELSE MED KONDENSATOR

3.1 Kondensator

Ved en ideel kondensator er fase drejningen 90° mellem strøm og spænding.

Strømmen er 90° 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

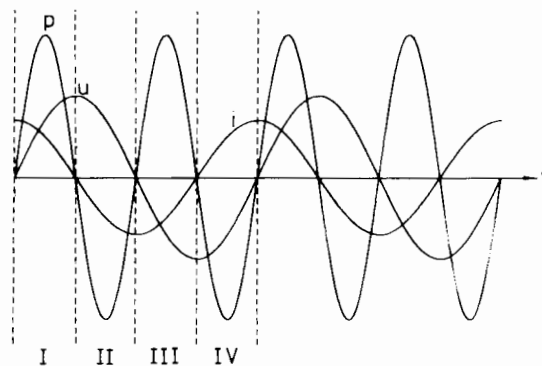
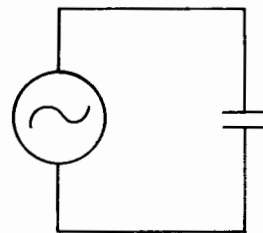
Øjeblikseffekten vil på grund af fasedrejningen mellem strøm og spænding antage positive og negative værdier.

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.

Midleffekten 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° 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:

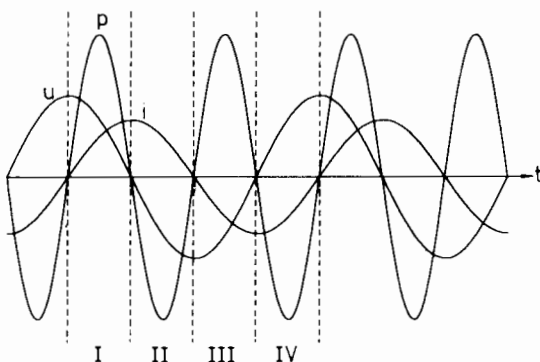
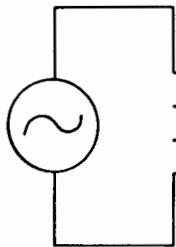
$$\text{Felt I} \quad (+u) \cdot (+i) = +p$$

$$\text{Felt II} \quad (-u) \cdot (+i) = -p$$

$$\text{Felt III} \quad (-u) \cdot (-i) = +p$$

$$\text{Felt IV} \quad (+u) \cdot (-i) = -p$$

Den rene induktive spole afgiver lige så meget energi, som den optager, dvs. middeleffekten forbliver nul.



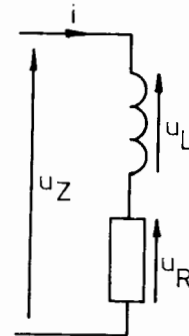
4.3 Spole med tab

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° og 90° .

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.



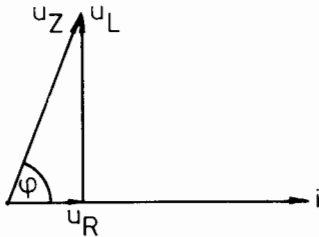
For at finde fasedrejningen mellem strømmen og spændingen kan et vektordiagram tegnes.

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° forud for strømmen, afsættes den opad.

Spændingen over serieforbindelsen er vektorsummen af spændingen over modstanden og spolen.



Fasedrejningen φ for spolen med tab er vinklen, der måles mellem u_Z og i .

4.4 Vekselstrømseffekt i spole med tab

I en spole med tab er fasedrejningen et sted mellem 0° og 90° .

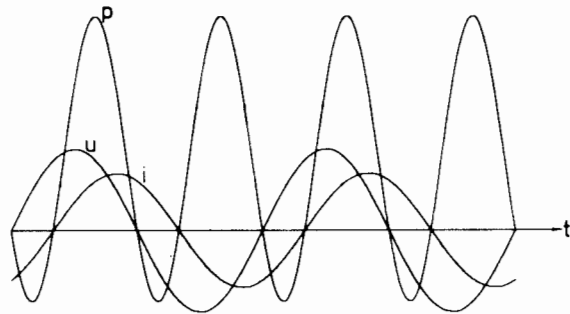
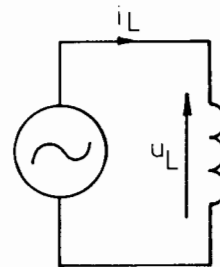
I dette eksempel er der valgt en spole og en frekvens, hvor fasedrejningen er 80° , dvs. spændingen over spolen er 80° før strømmen i spolen.

Beregnes øjebliksværdi af effekten, bliver den positive halvbløge større end den negative, dvs. spolen optager større effekt end den afgiver.

Effekten, som spolen optager, afsættes som varmetab i spolens ohmske modstande.

Midleffekten kan beregnes, når man kender strømmen og den ohmske modstand i spolen.

$$P = i_{\text{eff}}^2 \cdot R$$





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.



Ved et systems kapacitans C forstås det konstante forhold mellem tilført ladning Q og opnået potentialforskul U .

$$C = \frac{Q}{U}$$

SI-enheden kaldes F (farad), $1 \text{ F} = \frac{1 \text{ C}}{1 \text{ V}}$

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.

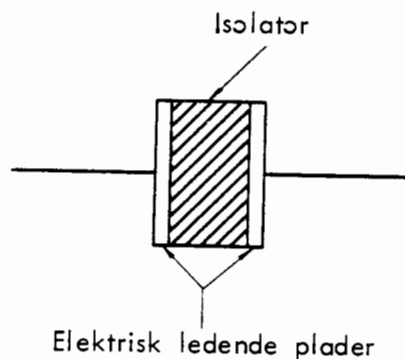
$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{U}$$

KONDENSATORENS

OPBYGNING

Opbygning

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



Kondensatorens størrelse

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

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

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} = \epsilon \frac{A}{d}$$

hvor $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ kaldes den *absolutte permittivitet* for dielektrikummet.

$$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$$

Plader

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

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 tæntal.

Tabel 5. Relativ permittivitet ϵ_r

Vacuum	1,000 00
Luft	1,000 59
Oxygen	1,000 52
Is	2-3
CCl_4 , C_6H_6 , C_6H_{12}	2,2-2,3
Paraffin	2-2,3
Papir	1,6-2,6
Ebonit	2,5-3,5
Nylon	3,5
Porcelæn	4-5
Kogsalt (NaCl)	5,62
Cellemembran (?) sandsynligvis	5-10
Glas	2-16
Ethanol	24
Glycerol	43
Vand, 100°C	55,3
50°C	69,9
20°C	80,4
0°C	88
Bariumtitanat	ca. 5000



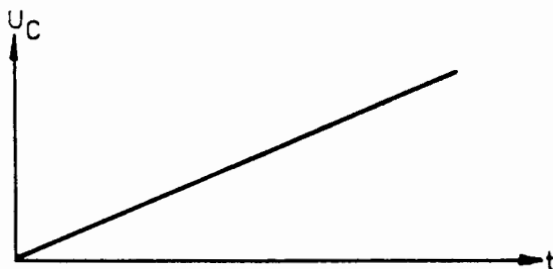
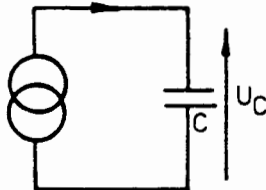
DISPOSITION

1. Opladning
2. Afladning
3. Standardopladningskurve

1. OPLADNING

1.1 Konstant strøm

Tilføres en kondensator en konstant strøm, vil spændingen over kondensatoren vokse lineært med tiden.



Med en lille strøm vokser spændingen langsomt.

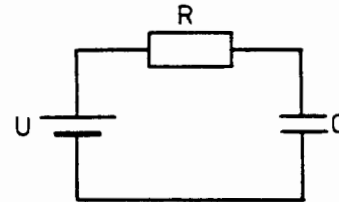
Er det en lille kondensator, vil spændingen vokse hurtigt.

Med konstant strøm beregnes spændingen over kondensatoren efter formlen:

$$U_C = \frac{I \cdot t}{C}$$

1.2 Opladning gennem modstand

Tilsluttes en kondensator og en modstand i serie med en konstant spænding, vil kondensatoren efterhånden blive opladet til den konstante spændings størrelse.



Strømmen i startøjeblikket vil kun være begrænset af modstandens størrelse og spændingen, idet spændingen over kondensatoren regnes til nul.

Startstrømmen vil ifølge ohm's lov blive:

$$I = \frac{U}{R}$$

Forestiller man sig, at startstrømmen vil løbe konstant til kondensatoren, kan den tid, det tager, for at kondensatoren bliver fuldt opladet, beregnes efter formlen:

$$U_C = \frac{I \cdot t}{C}$$

$$U_C = \frac{U \cdot t}{R \cdot C}$$

Når kondensatoren er opladet, er U_C og U lige store.

$$t = R \cdot C$$

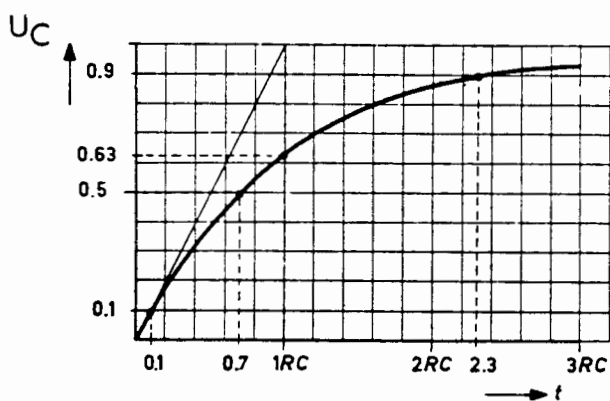
Denne tid angives som tidskonstanten τ .



1.3 Opladningens forløb

Straks efter, at der er begyndt at løbe strøm til kondensatoren, vokser spændingen over kondensatoren.

Når spændingen over kondensatoren stiger, falder strømmen til kondensatoren, og spændingsændringen pr. tidsenhed falder, jo nærmere kondensatoren er ved at være opladet.



Efter 1τ når kondensatoren op på 63,2% af U .

Spændingen over kondensatoren kan beregnes efter formelen:

$$U_C = U(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

Hvor U er den spænding, der er påtrykt RC leddet, RC er leddets tidskonstant, t er tiden fra U tilsluttes til det tidspunkt, man ønsker at kende spændingen over kondensatoren, e er den naturlige logaritmes grundtal, 2.7182.

Bemærk:

$$e^{-\frac{t}{RC}} = \exp(-\frac{t}{RC})$$

Tabellen viser, hvor mange procent spændingen når op på efter et antal τ .

$$0,5 \tau = 39,3\%$$

$$1 \tau = 63,2\%$$

$$2 \tau = 86,5\%$$

$$3 \tau = 95 \%$$

$$4 \tau = 98,2\%$$

$$5 \tau = 99,3\%$$

$$6 \tau = 99,8\%$$

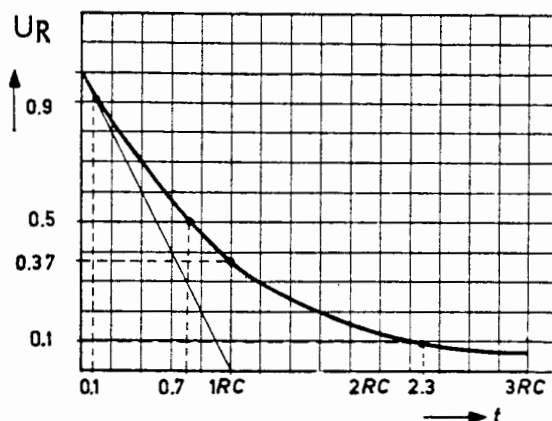
Efter $2,3\tau$ er $U_C = 90\%$, efter $4,6\tau$ er $U_C = 99\%$, efter $6,9\tau$ er $U_C = 99,9\%$.

Normalt betragtes kondensatoren som fuldt opladt efter 5τ , hvor kondensatoren er opladt til 99,3%.

I det øjeblik, hvor spændingen tilsluttes RC leddet, er kondensatorens ladning nul. Spændingen over kondensatoren er derfor også nul, det vil sige, af hele spændingen ligger over modstanden, efterhånden som spændingen over kondensatoren stiger, vil spændingen over modstanden falde.

$$U_R = U - U_C$$

Spændingen over modstanden får viste forløb.





Spændingen over modstanden kan findes ved:

$$U_R = U \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Strømmen gennem både modstand og kondensator kan findes ved hjælp af spændingen over modstanden.

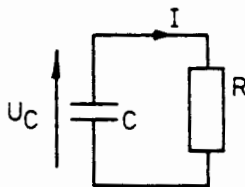
$$I = \frac{U_R}{R}$$

$$I = \frac{U}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

2. AFLADNING

2.1 Afladning gennem modstand

Parallelforbinderes en opladet kondensator med en modstand, aflades kondensatoren gennem modstanden.



2.2 Tidskonstant

Afladetidskonstanten beregnes på samme måde som ved opladning.

Startstrømmen ved afladning er:

$$I = \frac{U_C}{R}$$

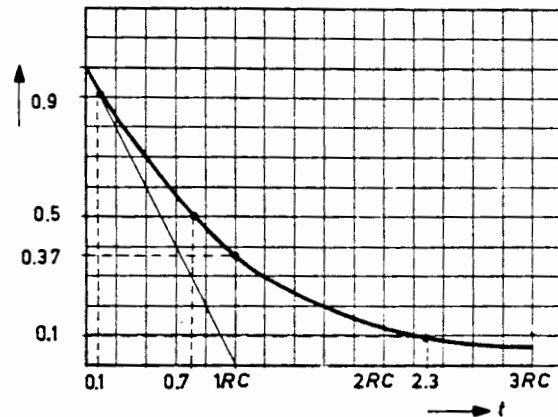
Dersom denne strøm var konstant, ville kondensatoren være afladet efter 1τ

$$\tau = R \cdot C$$

Ved afladning af en fuldt opladet kondensator har startstrømmen samme størrelse som ved opladning, når den går gennem den samme modstand som ved opladning.

Ved afladning falder spændingen over kondensatoren og dermed også afladestrømmen. Derfor vil kondensatoren ikke være afladet efter 1τ .

Strømmen i RC leddet og spændingen over kondensatoren har viste forløb



Tabellen viser, hvor stor en procentvis spænding der er til rest og angiver samtidig, hvor meget strømmen er faldet til

0,5 τ	=	60,7%
1 τ	=	36,8%
2 τ	=	13,5%
3 τ	=	5 %
4 τ	=	1,8%
5 τ	=	0,7%
6 τ	=	0,2%



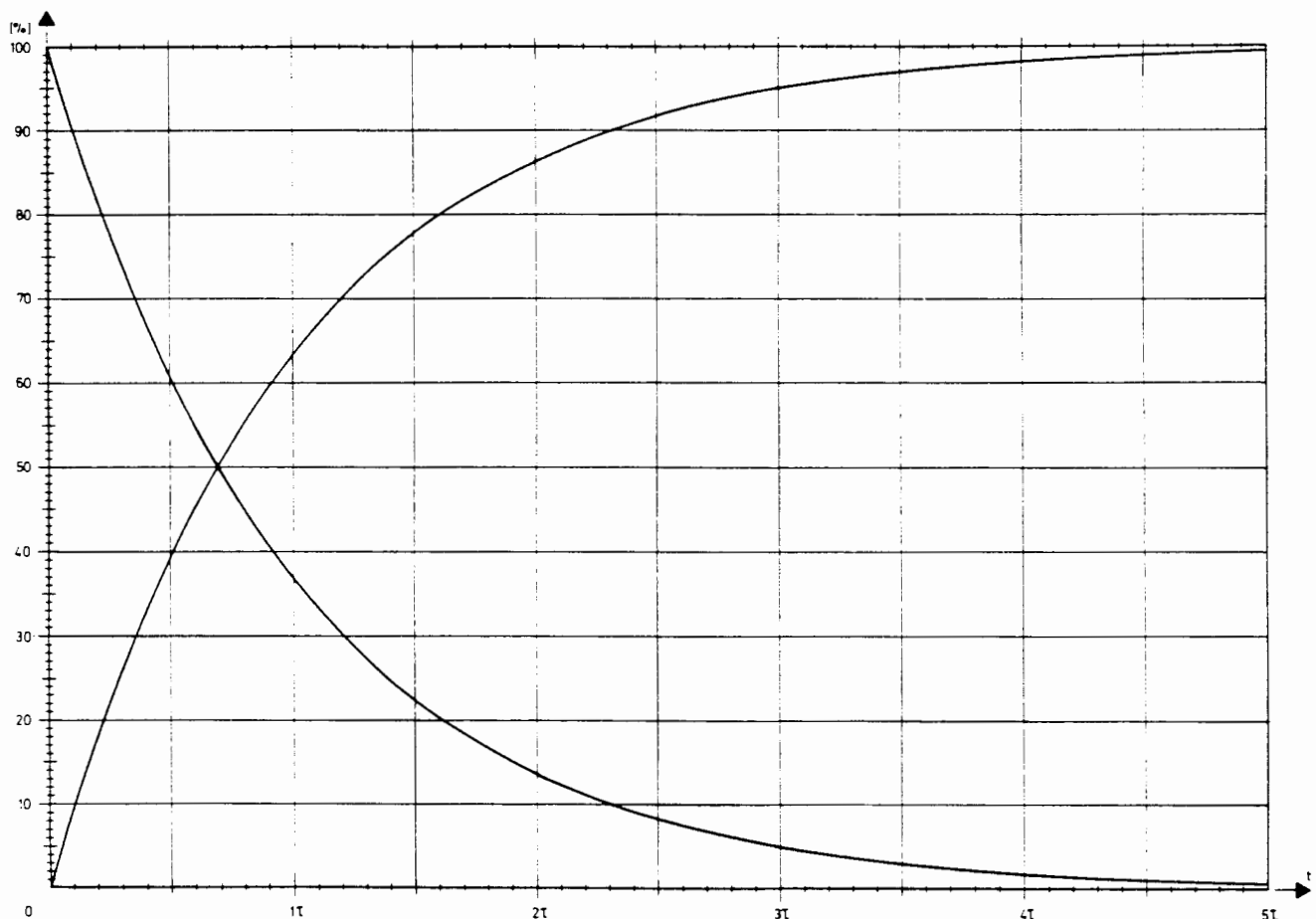
3. STANDARDOPPLADNINGSKURVE

I stedet for at beregne spændingen over kondensatoren eller modstanden i RC led, kan der med tilstrækkelig nøjagtighed til de fleste formål anvendes en standardopladningskurve.

X-aksen er inddelt i τ , dvs. produktet af R og C.

Y-aksen er inddelt i %, hvor 100% er lig med den samlede spænding, der påtrykkes RC ledet, kurvene angiver, hvor stor spændingen er over kondensatoren og modstanden under op- og afladning, endvidere angiver kurvene strømmen gennem RC leddet.

$$\text{Opladning: } U_C = U(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$



$$\text{Afladning: } U_C = U(e^{-\frac{t}{RC}})$$



FREKVENSafhængighed

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.

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.

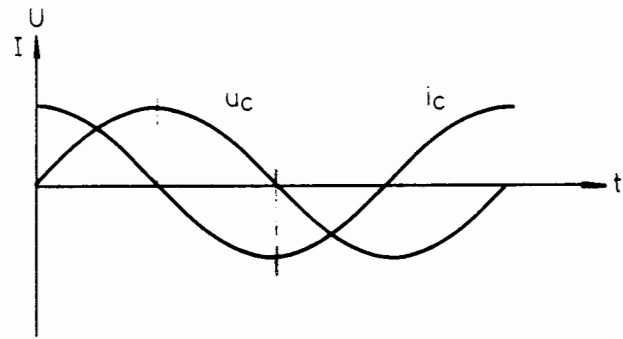
En hurtigere ladningstransport er ensbetydende med en større strøm.

Ved stigende frekvens virker kondensatoren som en mindre modstand.

Strøm og spænding

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

Ved spændingens maksimale værdi vil strømmen være nul.



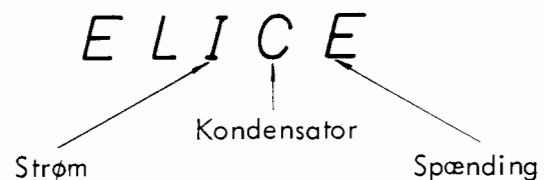
Faseforskydning

Strømmens fase vil være forskudt 90° forud for spændingen.

Huskeregul

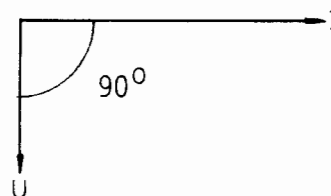
For at huske, om strøm eller spænding kommer først, kan pigenavnet ELICE anvendes.

For en kondensator C kommer strømmen I før spændingen E.



Vektordiagram

I et vektordiagram for en kondensator tegnes spændingen 90° efter strømmen.



Reaktans

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

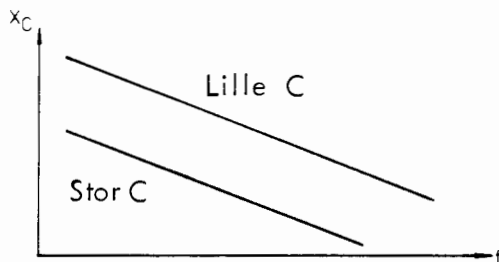
Reaktansen måles i Ω .

Frekvens og kapacitet

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

Ved stigende frekvens falder reaktansen.

Ved større kapacitet falder reaktansen.



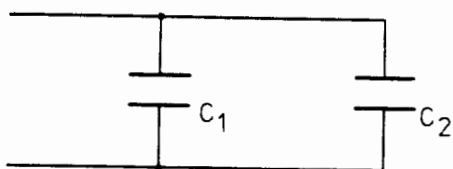
FORBINDELSESMETODER

Parallelforbindelse

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

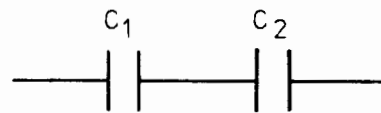
Den totale kapacitet bliver summen af de parallelforbundne kapaciteter.

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



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 formlen:

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

Ved serieforbindelse af flere kapaciteter anvendes formlen:

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

FORMLER

Reaktans

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

Frekvens

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

Kapacitet

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

Serieforbindelse

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

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

Parallelforbindelse

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

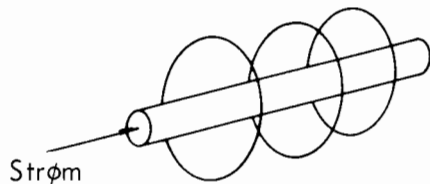
DISPOSITION

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.



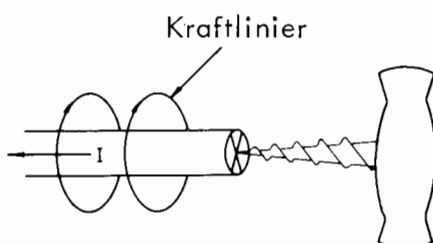
1.2 Magnetfeltets retning

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:

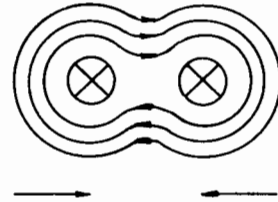
Tænkes en proptrækker drejet ind i lederen samme retning som strømmen, har magnetfeltet samme retning, som proptrækkeren drejer (højre om).



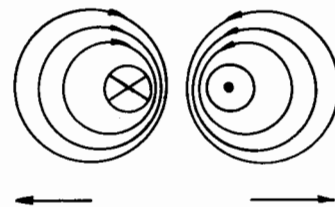
1.3 Parallelle ledere

Ledere påvirker gensidig hinanden.

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

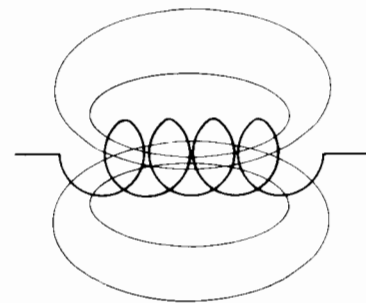


To parallelle ledere med strømmen i modsat retning vil frastøde hinanden.



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

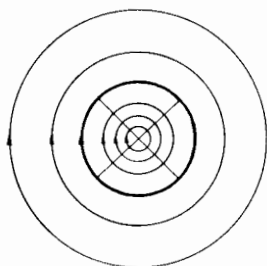
Tilsluttes en spole en jævnspænding, gennemløbes spolen af strømmen I , der frembringer et voksende magnetfelt i spolen.

Feltændringen inducerer en spænding U_E i spolens vindinger.

U_E er modsat rettet klemspændingen U .

2.2 Feltfordelingen

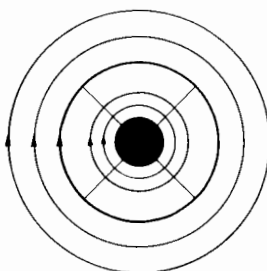
U_E induceres af lederens magnetfelt, der er kraftigst i lederens centrum.



2.3 Ledningsevnen

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

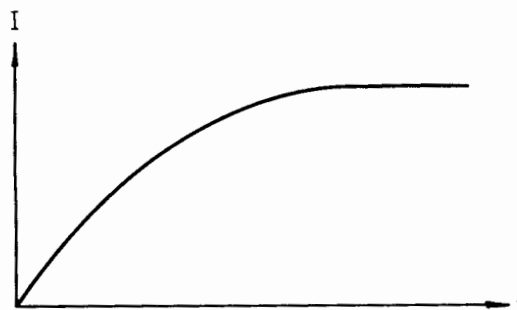
Lederens modstand forøges samtidig med, at magnetfeltet ændrer sig.



2.4 Strømmen I

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

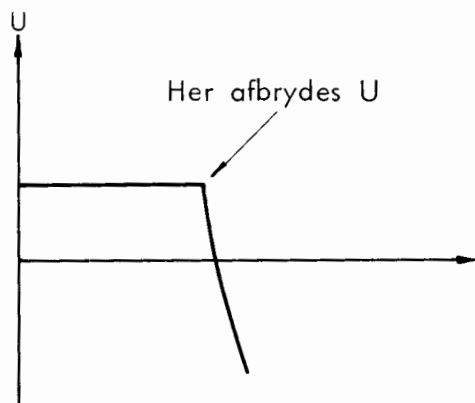
Den maksimale strøm fremkommer først et stykke tid efter, at spændingen er tilsluttet.



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.

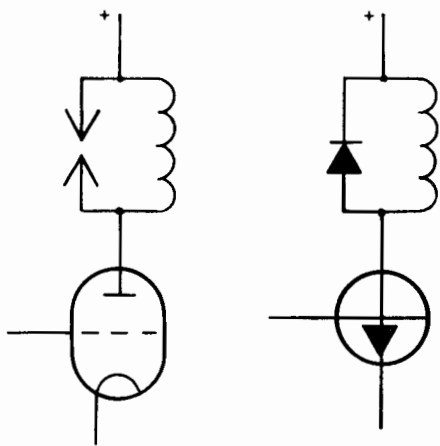




2.6 Afbrydelse af magnetfelter

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

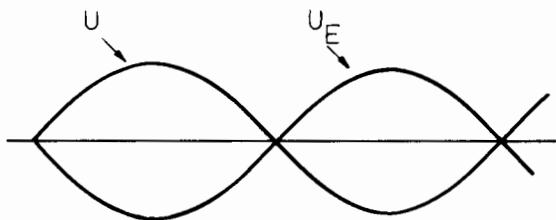
Den store spænding kan aflades ved hjælp af et gnistgab eller en diode.



3. SELVINDUKTION VED VEKSELSPÆNDING

3.1 Den inducerede spænding

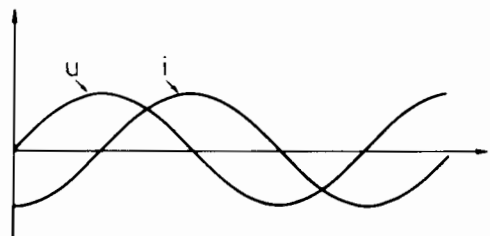
Tilsluttes en spole en sinusformet vekselspænding, vil den inducerede spænding have samme udseende, men være modsat rettet.



3.2 Strømmens udseende

Strømmen i spolen bliver sinusformet, men på grund af u_E tidsforskydes strømmen 90° efter den tilsluttede spænding.

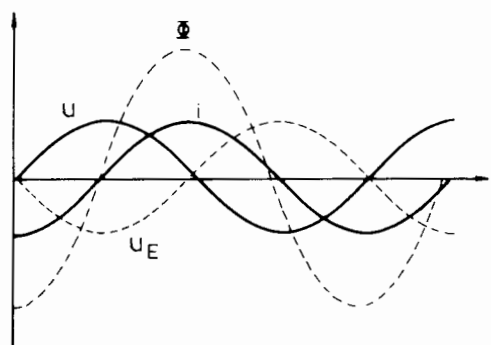
90° svarer til en kvart periode.



3.3 Magnetfeltets fase

Vekselfeltet Φ er i fase med strømmen.

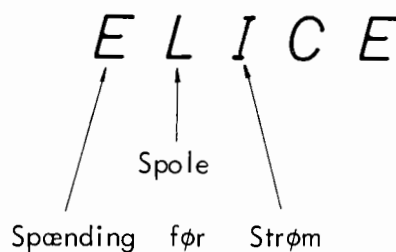
Feltet har den største ændring pr. tidsenhed, når den inducerede spænding er størst.



3.4 Huskeregel

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

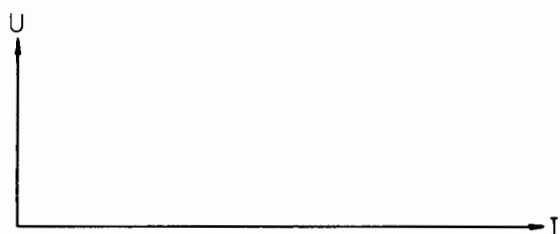
For en spole L kommer spændingen E før strømmen I .



3.5 Vektordiagram

For en spole er det ofte praktisk at referere til strømmen, dvs. strømmen sættes til 0° (vandret).

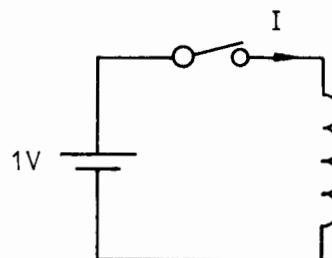
Spændingen er 90° forud for strømmen, hvorfor spændingen tegnes opad.



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

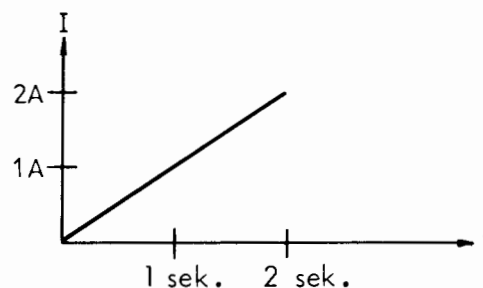
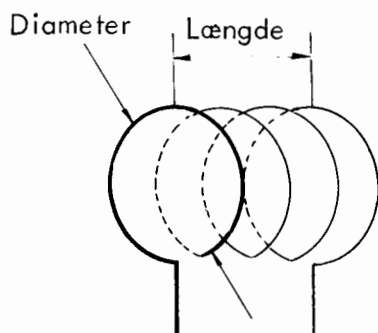
4.1 Selvinduktionens størrelse

Selvinduktionskoefficienten (L) er et udtryk for en spolens 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 veksselfeltet 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 0Ω .

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 tilledningerne til spolen.

Impedansen kan beregnes efter formlen:

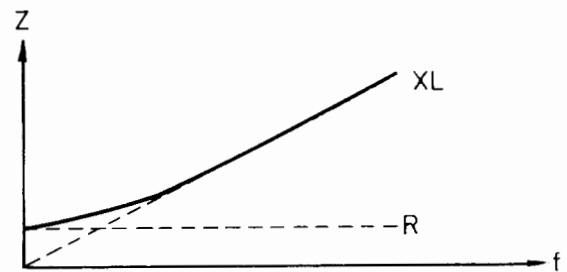
$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

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 BEREGNINGSEKSEMPLER

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 314Ω , 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 40Ω , og den
ohmske modstand er 30Ω .

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

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

Spole med afskærmning

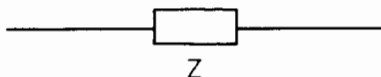


Variabel selvinduktion



7. SIGNATURER

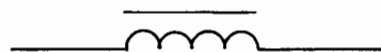
Impedans



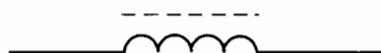
Spole

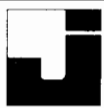


Spole med jernkerne



Spole med HF kerne





DISPOSITION

1. Opbygning
2. Faseforskydning ved spole og kondensator
3. Serieled
4. Paralleled

1. OPBYGNING

1.1 Reaktans og modstand

Et frekvensafhængigt led består af én eller flere reaktanser samt én eller flere modstande.

Leddets kan enten udføres som et serieled eller et paralleled og eventuelle kombinationer heraf.

1.2 Højpas- og lavpasled

Alt efter, hvad et frekvensafhængigt led skal anvendes til, kan det være opbygget som et højpasled, hvor frekvenser over en bestemt frekvens passerer eller som et lavpasled, hvor frekvenser under en bestemt frekvens passerer.

1.3 Grænsefrekvens og tidskonstant

Den frekvens, hvor et givet led dæmper 3 dB (0,707), kaldes leddets grænsefrekvens.

Ved et simpelt frekvensafhængigt led bestående af en reaktans og en modstand R vil grænsefrekvensen f_g være den frekvens, hvor $X = R$.

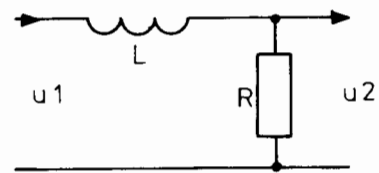
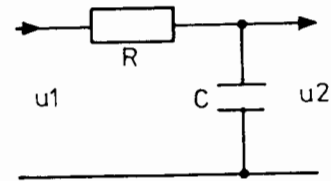
Er den reaktive komponent en kondensator, vil f_g være den frekvens, hvor $X_C = R$, uanset om det er et højpas- eller et lavpasled.

Kendes C og R i et sådant led, kan grænsefrekvensen bestemmes efter:

$$f_g = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} = \frac{1}{2 \times \pi \times \tau}, \text{ idet } \tau = R \times C$$

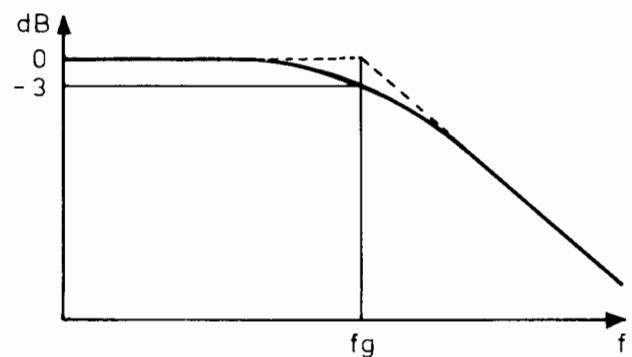
τ (tau) kaldes leddets tidskonstant.

1.4 Lavpasled



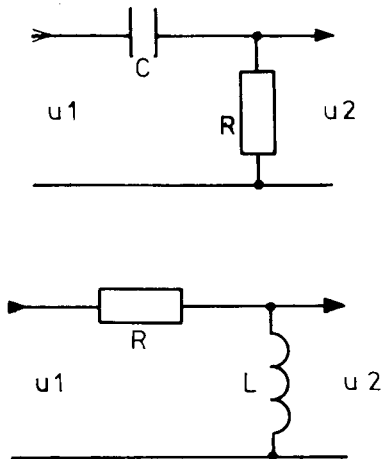
Spændingen u_2 falder 6 dB i forhold til u_1 for hver oktav over grænsefrekvensen.

Ved grænsefrekvensen f_g krummer kurven, så der er et fald på 3 dB.



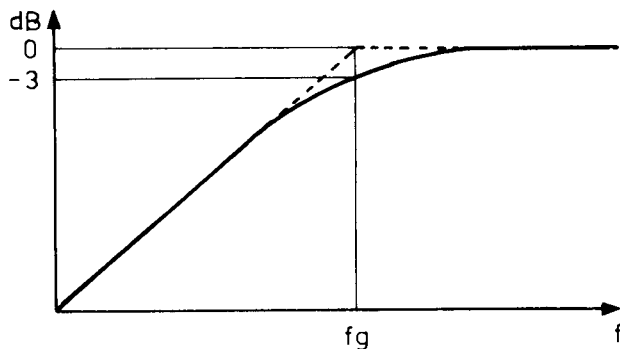


1.5 Højpasled



Spændingen u_2 falder 6 dB for hver oktav under grænsen.

Ved grænsefrekvensen f_g krummer kurven, så der er et fald på 3 dB.

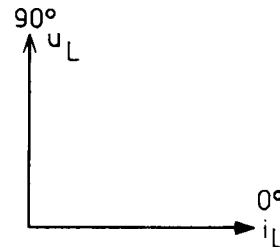


2. FASEFORSKYDNING VED SPOLE OG KONDENSATOR

2.1 Tabsfri spole

Ved en tabsfri spole er der en faseforskydning på nøjagtig 90° mellem spænding og strøm, hvor spændingen er $1/4$ periode forud for strømmen. Denne faseforskydning kan anskueliggøres ved anvendelse af vektorer eller visere.

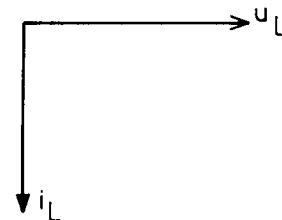
Et viserdiagram for en tabsfri spole består af en strømviser, som for overskuelighedens skyld tegnes udfyldt eller lukket og en spændingsviser, som tegnes åben.



Strømmen er vist vandret (fase 0°), og spændingen er vist lodret opad (90°).

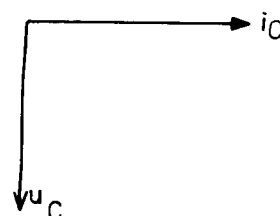
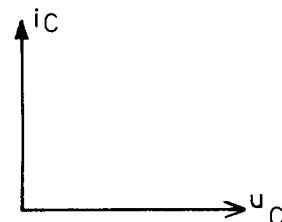
Tænkes hele systemet at dreje mod urviserens retning, vil u_L altid ligge 90° foran i_L .

Faseforholdet kan også anskueliggøres ved at placere u_L vandret, men så skal i_L tegnes lodret nedad, da i_L er 90° efter u_L .



2.2 Tabsfri kondensator

Ved en tabsfri kondensator er strømmen faseforskudt 90° foran spændingen som anskueliggjort med de to viserdiagrammer.



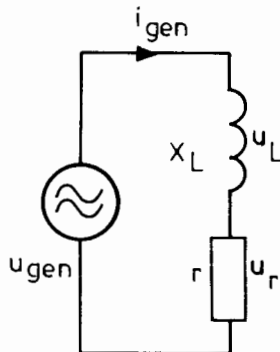


3. SERIELED

3.1 Spole og modstand i serie

Serieforbinderes en spole og en modstand bliver faseforskydningen mindre end 90° .

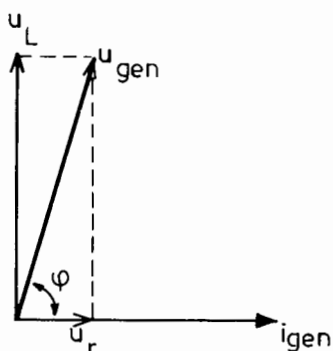
Faseforskydningens størrelse afhænger af forholdet mellem X_L og r .



Faseforskydningen kan anskueliggøres på følgende måde:

Ved et seriekredsløb er strømmen altid fælles for de enkelte komponenter; derfor afsættes i_{gen} vandret.

Spændingen over L er 90° foran i , altså afsættes u_L opad. Da der er 0° fasevinkel ved en ohmsk modstand, er u_r i fase med strømmen, og u_r afsættes derfor i fase 0.



Generatorspændingen u_{gen} kan herefter bestemmes ved hjælp af "kræfternes parallelgram".

Afsættes visernes længde i samme målforhold, for eksempel så $1V$ svarer til 5 mm , kan u_{gen} bestemmes ved en måling af viserslængden.

Leddets fasevinkel φ kan bestemmes ved måling af vinklen mellem u_{gen} og i_{gen} .

Hvis X_L og r er lige store, vil de to spændinger også være lige store, og fasevinklen vil da blive 45° .

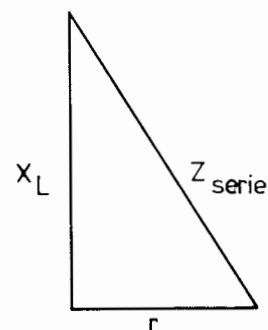
3.2 Impedansen af en spole og en modstand

Impedansen Z for en serieforbindelse af en spole og en modstand kan beregnes efter:

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

Z kan også bestemmes ved anvendelse af den retvinklede trekant:

Størrelsen af r afsættes vandret, for eksempel 5Ω , og X_L , for eksempel 8Ω , afsættes lodret opad i samme målforhold, 1Ω svarer for eksempel til 5 mm .

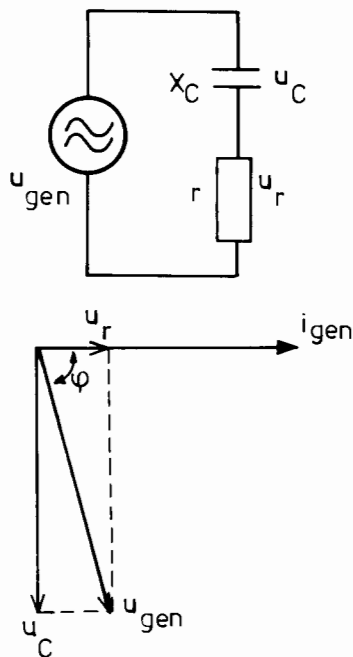


Z_{serie} kan nu bestemmes ved måling af hypotenusens længde ($9,4\Omega$).



3.3 Kondensator og modstand i serie

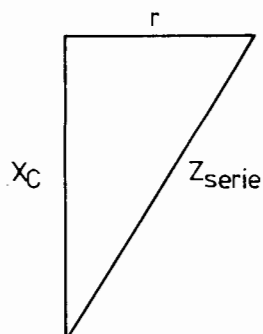
For serieforbindelsen af en kondensator og en modstand gælder nøjagtig de samme regler, som nævnt under serieforbindelse af spole og modstand, men da spændingen over C er bagefter strømmen, afsættes denne spændingsviser nedad.



Impedansen kan beregnes efter:

$$Z = \sqrt{X_C^2 + r^2}$$

Impedansen kan også bestemmes ved anvendelse af den retvinklede trekant, hvor X_C afsættes nedad.

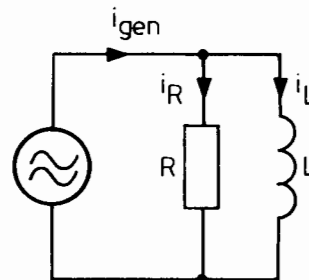


Principielt er det ligegyldigt, om X_C afsættes nedad eller opad, men da frekvensafhængige led kan bestå af såvel spoler som kondensatorer, er det en god regel altid at afsætte X_L opad og X_C nedad.

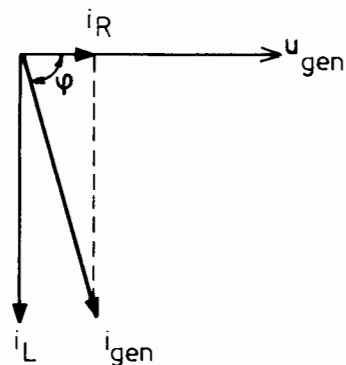
4. PARALLELLED

4.1 Spole og modstand i parallel

Ved parallelforbindelser er den tilførte generatorspænding fælles for hver enkelt komponent.



Derfor afsættes u_{gen} vandret. Der flyder nu en strøm gennem R, som er i fase med u_{gen} , medens der i spolen flyder en strøm, som er 90° efter u_{gen} .



Generatoren vil nu betragte kredsløbet som en impedans Z_p med en fasedrejning, der er mindre end 90° .

Z_p kan bestemmes af:

$$Z_p = \frac{u_{gen}}{i_{gen}}$$



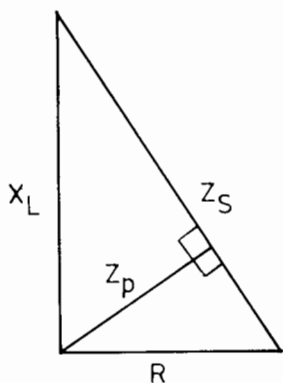
4.2 Impedansen af en spole og en modstand

Impedansen af en parallelforbindelse af en spole og en modstand kan beregnes efter:

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

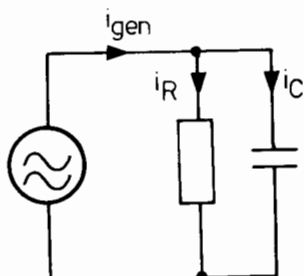
Det er dog ofte nemmere at finde størrelsen ved hjælp af den retvinklede trekant efter følgende retningslinier:

Størrelsen af R tegnes vandret, for eksempel $6 \text{ k}\Omega$, X_L tegnes lodret opad, for eksempel $9 \text{ k}\Omega$. Hypotenusen tegnes (Z_S ved serieforbindelse). Højden i den fremkomne retvinklede trekant angiver nu parallelforbindelsen, og impedans kan her måles til $5 \text{ k}\Omega$.

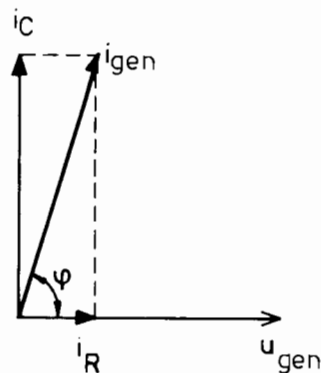


4.3 Kondensator og modstand i parallel

Denne kombination anvendes i stor udstrækning, for eksempel i tonekontroller.



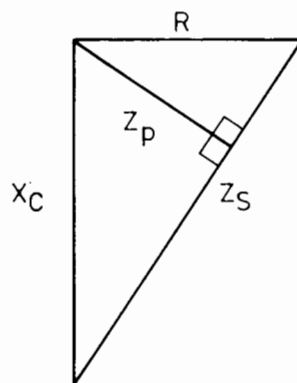
Leddets faseforskydning kan anskueliggøres på lignende måde som ved parallelforbindelsen af spole og modstand, blot bliver igen forskudt foran u_{gen} .



Parallelforbindelsens impedans kan beregnes efter:

$$Z = \frac{R \times X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

eller konstrueres som højden i den retvinklede trekant, hvor X_C af-sættes nedad og R vandret.



Appendix:

Indføres begrebet ledningsevne findes:

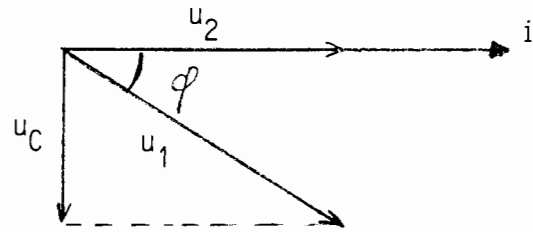
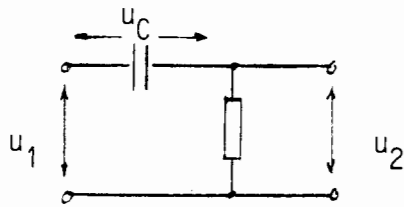
$$R = \frac{1}{G} \quad X = \frac{1}{B} \quad Z = \frac{1}{Y}$$

R = modstand G = ledningsevne

X = reaktans B = susceptans

Z = impedans Y = admittans



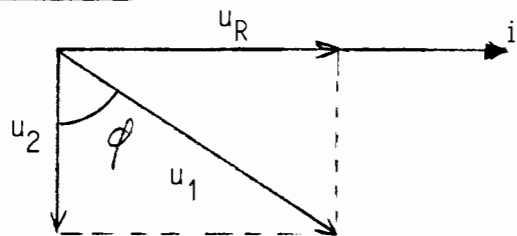
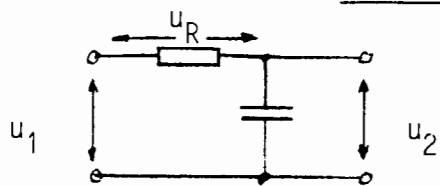


Vinkelen U_1/U_2 kan bestemmes af:

$$\sin \varphi = \frac{U_C}{U_1} = \frac{X_C}{Z} \quad \cos \varphi = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{Z}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \frac{U_C}{U_2} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{2\pi fRC} = \frac{f_0}{f} \quad \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{f_0}{f}$$

$$\text{idet } (2\pi RC)^{-1} = f_0$$



Vinkelen U_1/U_2 :

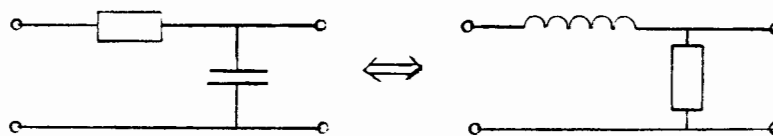
$$\sin \varphi = \frac{U_R}{U_1} = \frac{R}{Z} \quad \cos \varphi = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-X_C}{Z}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \frac{U_R}{U_2} = \frac{R}{-X_C} = -2\pi \cdot fRC = \frac{f}{f_0} \quad \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{f}{f_0}$$

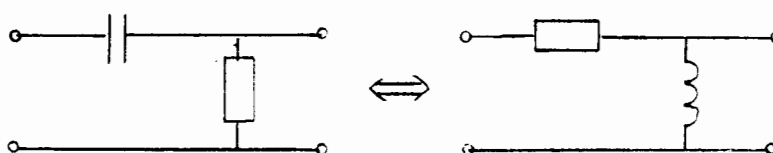
$$((2\pi \cdot RC)^{-1} = f_0)$$

Fasevinkelen regnes positiv når U_2 er forud for U_1 og negativ når U_2 er bagud for U_1 !

Sammenligning mellem RC- og RL- høj- og lavpasfiltre



LP-filter



HP-filter



Indregning af generatorimpedans og belastning.

Højpasfilter:

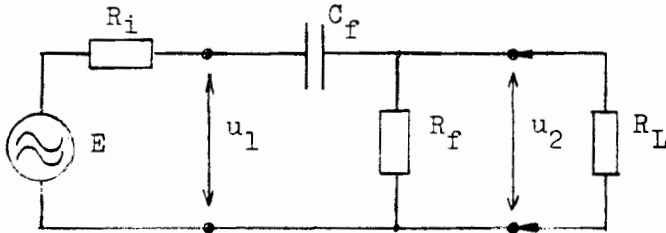


fig. 1

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Det ses uden videre at R_L indregnes ud fra

$$R_p = R_f \parallel R_L = \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

Man kan desuden se, at R_i skal indregnes, da u_1 varierer med filterets impedans $Z^2 = x_c^2 + R_p^2$

Fastholdes definitionen f_0 ved dæmpningen 3 dB

ses at:

$$\text{for } R_i + R_f \parallel R_L \gg x_c: i = \frac{E}{R_i + R_f \parallel R_L}$$

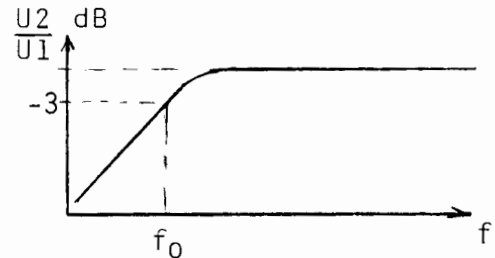
(gælder når $f \gg f_0$)

og at i og dermed U_2 er faldet 3 dB

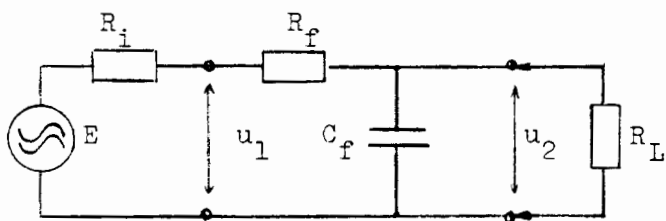
når $x_c = R_i + R_f \parallel R_L$ følgelig er:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R' C} \quad \text{med } R' = R_i + R_f \parallel R_L$$

$$U_1 = E$$



Lavpasfilter:



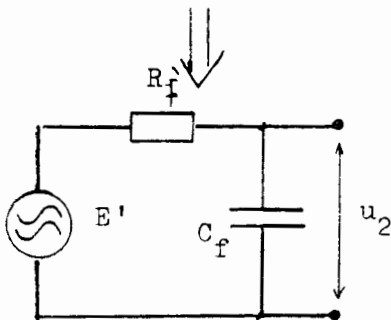
Anvendes Thevenins lærersætning findes:

$$E' = E \cdot \frac{R_L}{R_i + R_f + R_L}$$

$$R_f' = (R_i + R_f) \parallel R_L$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f' C}$$

for $f \ll f_0: U_2 = E'$





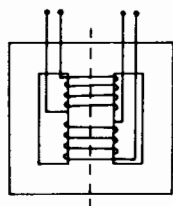
DISPOSITION

1. Mekanisk opbygning
2. Elektriske egenskaber

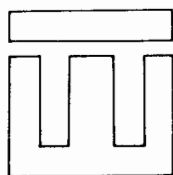
1. MEKANISK OPBYGNING

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.

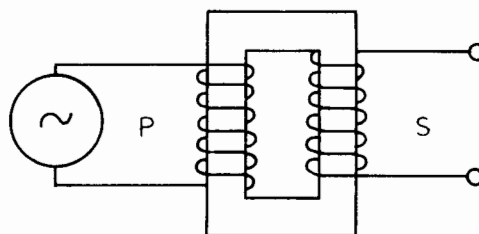


1.2 Viklinger

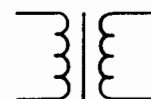
Viklingerne består af mange vindinger isoleret kobbertråd.

Den viking, man tilfører vekselspændingen, kaldes primærviklingen.

Den eller de viklinger, hvor man aftager spænding/strøm, kaldes sekundærviklinger.



1.3 Diagramsymbol

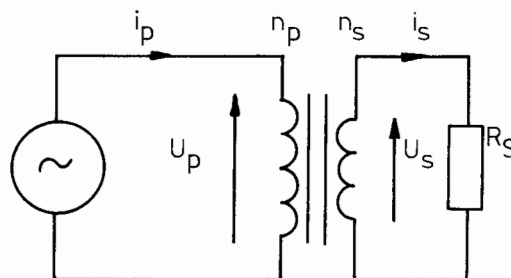


2. ELEKTRISKE EGENSKABER

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.

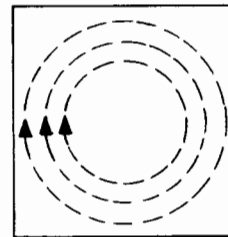
2.5 Lamellering

Lamelleringen nedsætter hvirvelstrømstabene.

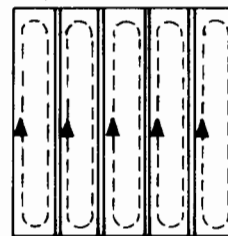
Man søger ligeledes at nedsætte ledningsevnen i jernet samtidig med, at jernets magnetiske egenskaber øges.

Hvirvelstrømme i jernkerner

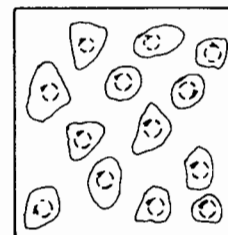
Massiv kerne



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. Forstærkning
2. Decibel
3. Dæmpning

1. FORSTÆRKNING

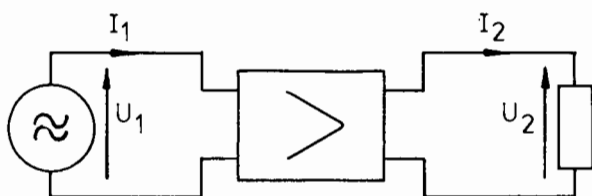
1.1 Definition

Ved forstærkning forstås forholdet mellem udgangssignal og indgangssignal.

Der skelnes mellem spændingsforstærkning, strømforstærkning og effektforstærkning.

$$P_1 = U_1 \cdot I_1$$

$$P_2 = U_2 \cdot I_2$$



1.2 Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkning (A_u) angiver, hvor mange gange udgangsspændingen er større end indgangsspændingen.

$$A_u = \frac{U_2}{U_1}$$

1.3 Strømforstærkning

Strømforstærkning angiver, hvor mange gange udgangsstrømmen er større end indgangsstrømmen.

$$A_i = \frac{I_2}{I_1}$$

1.4 Effektforstærkning

Effektforstærkning angiver, hvor mange gange udgangseffekten er større end indgangseffekten.

$$A_p = \frac{P_2}{P_1}$$

2. DECIBEL

2.1 Definition

I elektronikken sammenlignes forstærkning og dæmpning oftest ved angivelse af logaritmen til forstærknings- eller dæmningsforholdet.

I høj- og lavfrekvens anvendes Bel (B) baseret på 10-tals logaritmen, medens man i teleteknikken anvender Neper (N) baseret på den naturlige logaritme.

I praksis anvendes en 10 gg mindre enhed, decibel (dB).

2.2 Beregninger

Ved effektforhold beregnes dB således:

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Ved strømforhold beregnes dB således:

$$\text{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

for samme ind- og udgangsmodstand.

Ved spændingsforhold beregnes dB således:

$$\text{dB} = 20 \log \frac{U_2}{U_1}$$

for samme ind- og udgangsmodstand.



2.3 Omregning

Ved omregning fra dB til et forhold er det praktisk at kende nogle værdier for derved at kunne regne andre forhold ud.

Ved effekt er det praktisk at kunne huske følgende forhold:

dB	$\frac{P_2}{P_1}$
0	1
3	2
6	4
10	10
20	100

Ved strøm og spænding er det praktisk at huske følgende forhold:

dB	$\frac{U_2}{U_1}$ eller $\frac{I_2}{I_1}$
0	1
1	1,1
3	1,4
6	2
10	3,16
20	10

2.4 Eksempler

Et spændingsforhold på 14 gg skal omsættes til dB:

14 kan skrives som $1,4 \cdot 10$

1,4 svarer til 3 dB
10 svarer til 20 dB

14 gg svarer til 23 dB

Et strømforhold på 12 dB skal omsættes til antal gange:

12 dB svarer til $6 + 6$

6 dB svarer til 2 gg

12 dB svarer til 4 gg

Effektforhold på 8 gg skal omsættes til dB:

8 gg svarer til $2 \cdot 4$ gg

2 gg svarer til 3 dB

4 gg svarer til 6 dB

8 gg svarer til $(3 + 6) = 9$ dB

3. DÆMPNING

Ved forhold, der er mindre end 1 f.eks. 0,5 gg, angives dB som en negativ størrelse til den reciprokke værdi.

Eksempel:

0,5 gg spændingsforhold svarer til en dæmpning på

$$\frac{1}{0,5} = 2 \text{ gg}$$

2 gg svarer til 6 dB

0,5 gg svarer til -6 dB



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 effekten P 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.

$$T = K \cdot P \quad [^{\circ}\text{C}]$$

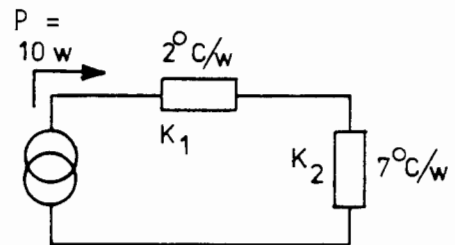
$$K = R_{th} = \frac{T}{P} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$$

$$P = \frac{T}{K} = \frac{T}{R_{th}} \quad [\text{W}]$$

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.

P = Varmestrøm.

Temperaturen i kuglens centrum vil være:

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

Temperaturen på overfladen vil være:

$$T_o = K_2 \cdot P = 7 \cdot 10 = 70^{\circ}\text{C}.$$

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

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

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

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



Det er nødvendigt for konstruktøren at kunne kontrollere "varmetransporten" bort fra transistorens junction - kort sagt: Han skal kunne beregne de nødvendige data for en køleprofil (køleplade) og herefter vælge en passende type med tilhørende transistoropsvindings-tilbehør.

Utilstrækkelig køling af transistorerne giver anledning til en forøgelse af junctiontemperaturen udover den tilladte værdi med en varig ødelæggelse af transistorerne til følge.

Denne uheldige tilstand skal naturligvis forhindres allerede på beregningsstadiet.

Beregningsværktøjet, som er til rådighed hertil, er den såkaldte termiske ækvivalent, der er vist i fig. 1 med en typisk opspænding af en effekttransistor i TO-3 metalhus.

I fig. 1 er anvendt de engelske index-forkortelser, da det normalt er disse, man vil finde i databladene.

Transistoren er opspændt elektrisk isoleret fra køleprofilet ved hjælp af en standard glimmerskive (Mica) med tilhørende isolationsbøsninger. Den elektriske isolering er nødvendig, da effekttransistorers collector normalt har direkte forbindelse til transistorhuset.

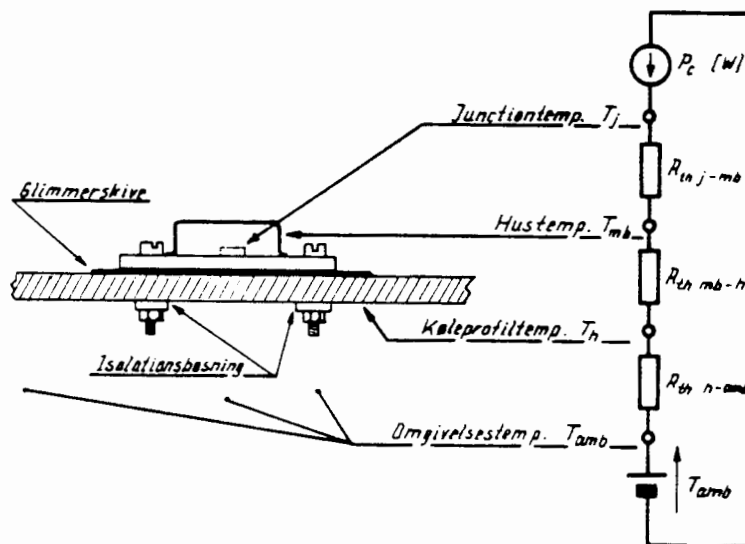


fig. 1

Køleopstillingens termiske egenskaber (varmetransportmæssige egenskaber) er anskueliggjort i det termiske ækvivalentkredsløb, om hvilket følgende kan konstateres:

T = temperaturforskell målt i $^{\circ}\text{C}$ er ækvivalent med spændingsforskell målt i V .

P = afsat effekt målt i W er ækvivalent med strøm målt i A .

R_{th} = termisk modstand målt i $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ er ækvivalent med ohmsk modstand målt i V/A .



De termiske modstande i ækvivalenten har følgende betydning.

$R_{th\ j-mb}$ = termisk modstand fra transistorens junction til transistorhusets ydre monteringsflade. (mb mounting base). Den er en sikker databladsstørrelse og vil for de fleste hustyper normalt være i størrelsesordenen $1 - 10\ ^\circ\text{C/W}$.

$R_{th\ mb-h}$ = termisk modstand i overgangen fra transistorhus til køleprofil inclusive den termiske modstand i en eventuel glimmer isolationsskive. Afhængig af hustype og isolationstype er den i størrelsesordenen $0,3 - 10\ ^\circ\text{C/W}$. Den vil normalt være at finde i halvlederdatblade.

$R_{th\ h-amb}$ = termisk modstand fra køleprofil til omgivende luft (amb ambient). Denne er i virkeligheden den eneste størrelse i ækvivalenten, som konstruktøren har mulighed for at ændre på, når først transistor-type og opspændingsform er valg.

Før endeligt valg af køleprofiler kan foretages, må man kende værdien for den maksimalt tilladelige termiske modstand. Denne kan findes udfra den sløjfeligning, som gælder for ækvivalenten i fig. 1. Denne lyder

$$P_C = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{th\ j-amb}} \quad (1)$$

hvor

$$R_{th\ j-amb} = R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-amb}$$

Løses (1) med hensyn til køleprofilets termiske modstand $R_{th\ h-amb}$, får vi

$$R_{th\ h-amb} = \frac{T_{j\ max} - T_{amb\ max}}{P_C\ max} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h})$$

(2)

Som eksempel på et sæt typiske termiske data er nedenfor angivet data for NPN-transistoren 2N3055, som er indkapslet i TO-3 hus (Transistor Outline nr. 3).

2N 3055:

$R_{th\ j-mb}$	1,5 $^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ mb-h}$	direkte på køleprofil, uden Compound 0,6 $^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ mb-h}$	direkte på køleprofil, med Compound 0,1 $^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ mb-h}$	med 0,05 mm Glimmer og Compound 0,3 $^\circ\text{C/W}$
$T_j\ max$	200 $^\circ\text{C}$



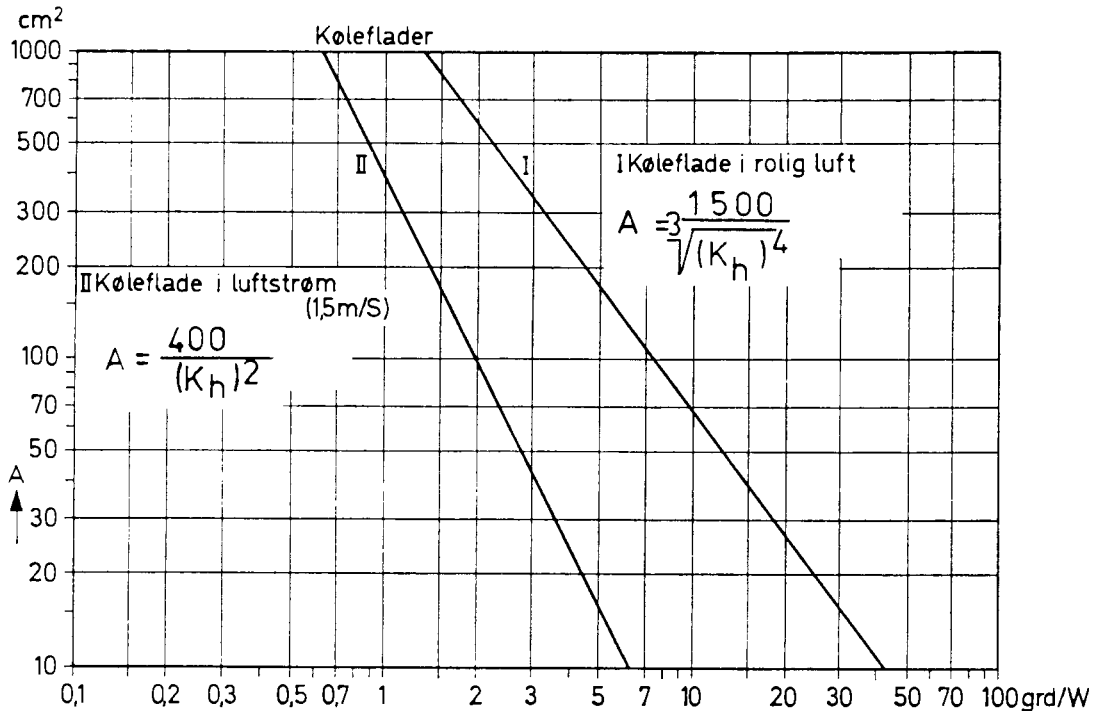
Da WA 101-13 har en termisk modstand på $2,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$, og kravet var $2,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$, indbygger vi en sikkerhedsmargin, idet $T_{j \text{ max}}$ nu bliver $\leq 200 \text{ }^\circ\text{C}$.

Den aktuelle værdi beregnes udfra (1), som løses m.h.t. $T_{j \text{ max}}$.

$$\begin{aligned} T_{j \text{ max}} &= T_{\text{amb max}} + P_{C \text{ max}} \cdot \sum R_{\text{th}} \\ &= 70 + 30(2,2 + 0,3 + 1,5) = 190 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Generelt vil det, som i eksemplet, være fornuftigt af hensyn til transistorernes levetid at holde $T_{j \text{ max}}$ et stykke under den i databladene opgivne værdi.

I det viste kurveblad kan sammenhængen mellem pladeareal og termisk modstand aflæses. R_{th} betegnes her K_h .



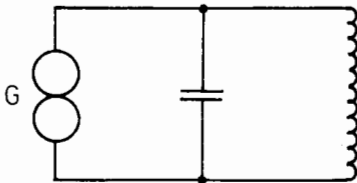


DISPOSITION

1. Opbygning og anvendelse
2. Resonans
3. Parallelkreds, ideel
4. Parallelkreds med tab
5. Seriekreds
6. Belastning af parallelkreds

1. OPBYGNING OG ANVENDELSE

1.1 Parallelkredsen

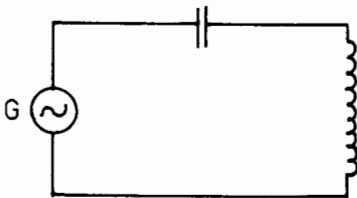


Parallelkredsen, der består af en spole og en kondensator i parallel, anvendes i HF kredsløb som for eksempel indgangs-, oscillator- og MF kredse.

Til afstemningsformål er den udført med en justerbar kapacitet eller selvinduktion.

Parallelkredsen har en meget stor impedans overfor en bestemt frekvens, resonansfrekvensen.

1.2 Seriekredsen



Seriekredsen, som består af en spole og en kondensator i serie, har den egenskab, at den er i stand til at kortslutte en ganske bestemt frekvens, resonansfrekvensen.

Seriekredsen anvendes i HF kredsløb som f.eks. i oscillatorer og filtre.

2. RESONANS

2.1 Den tabsfri svingningskreds

Dersom man kunne fremstille en tabsfri svingningskreds, ville den kun bestå af en ideel kondensator og en ideel spole, uden nogen form for ohmsk modstand, hvori der kan forbruges effekt.

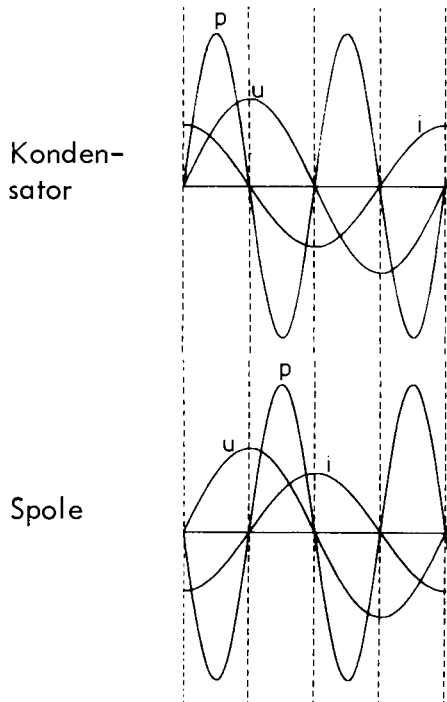
Det må erindres, at ideelle spoler og kondensatorer ikke forbruger effekt.

Hvis man tilføjer en tabsfri svingningskreds lidt energi fra en generator, vil denne energi i det uendelige vandre frem og tilbage imellem kondensatoren og spolen. Man kan altså afbryde for generatoren og måle en spænding over svingningskredsen.

Dette kan forklares ved, at den energi, der er tilført kredsen, skiftevis er opladet i kondensatoren og spolen. Da disse ikke forbruger effekt, vil den engang optagne energi svinges frem og tilbage imellem L og C efter et sinusforløb, hvis frekvens er bestemt af spolens selvinduktion og kondensatorens kapacitet.



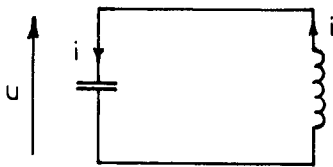
På nedenstående illustration ses kurverne for strøm, spænding og energi i en tabsfri svingningskreds.



u er spændingen over kredsen.

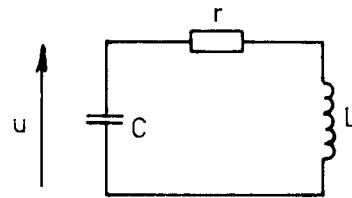
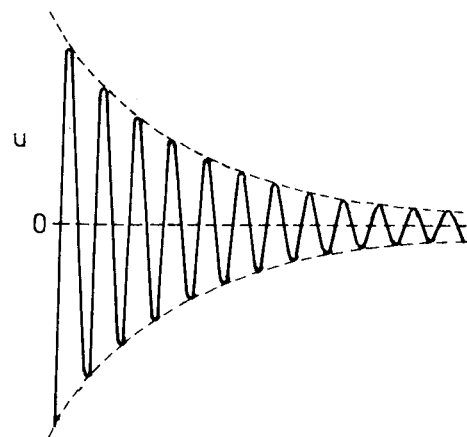
i er strømmen i komponenten.

p er energien, komponenten optager eller afgiver energi.



2.2 Dæmpede svingninger

Tilfører man energi til en svingningskreds, der indeholder en ohmsk modstand og derefter afbryder for generatoren, vil svingningen dø ud.

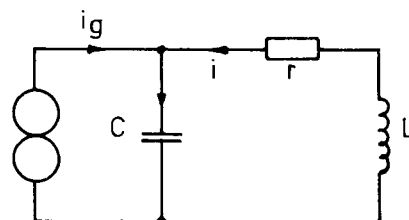


Hver gang energien vandrer fra kondensator til spole eller modsat, vil der afsættes effekt i modstanden.

Den energi, der findes i kredsløbet, bliver altså mindre og mindre.

For at vedligeholde en svingning med konstant amplitude over kredsen skal man fra en generator tilføje lige så meget effekt, som der afsættes i modstanden.

$$P_g = i^2 \cdot r$$





3. PARALLELKREDS, IDEEL

3.1 Resonansfrekvens på en tabsfri svingningskreds

Den frekvens, som kredsen svinger på, kaldes resonansfrekvensen f_{res} og er den frekvens, hvor spolens og kondensatorens reaktanser er lige store, dvs.:

$$X_L = X_C$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega = 2\pi f$$

Resonansfrekvensen kan findes ved omskrivning:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Eksempel:

Hvilken resonansfrekvens har en svingningskreds med en kapacitet på 75 pF og en selvinduktion på 100 μ H?

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\frac{160\text{m}}{\sqrt{100\mu \cdot 75\text{p}}} =$$

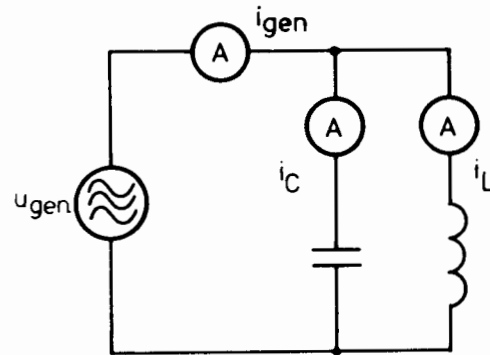
$$\frac{160\text{m}}{\sqrt{75 \cdot 10^{-16}}} =$$

$$\frac{160\text{m}}{8,6 \cdot 10^{-8}} =$$

$$\frac{160 \cdot 10^5}{8,6} = \underline{1,8 \text{ MHz.}}$$

3.2 Faseforhold og impedans

Ved en parallelkreds er u_{gen} fælles for kondensatoren og spolen, og der vil flyde en strøm gennem kondensatoren i_C og en strøm gennem spolen i_L .



Da i_C er forskudt 90° foran u_{gen} , medens i_L er forskudt 90° bagefter u_{gen} , er de to strømme i modfase.

Den strøm, som generatoren belastes med, bliver derfor:

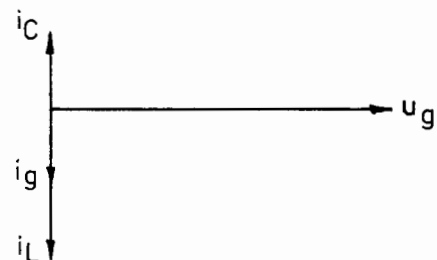
$$i_{gen} = i_C - i_L \text{ eller}$$

$$i_{gen} = i_L - i_C \text{ afhængig af,}$$

hvilken strøm der er størst.

Strømmene og generatorspændingen kan vises med vektorer. Som reference vælges det, der er fælles for komponenterne, i dette tilfælde generatorspændingen.

Ved frekvenser lavere end resonansfrekvensen ser vektordiagrammet således ud:





i_L er større end i_C , forskellen mellem de to strømme er lig med generatorstrømmen.

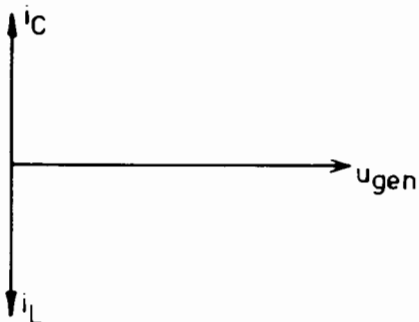
Da generatorstrømmen er 90° bagud for generatorspændingen, optræder parallelkredsen som en induktiv belastning til generatoren. Den samlede impedans kan findes ved

$$Z = \frac{u_g}{i_g} = \frac{u_g}{i_L - i_C}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{i_L - i_C}{u_g} = \frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}$$

$$Z = \frac{X_L \cdot X_C}{X_C - X_L}$$

Ved resonans, hvor $X_L = X_C$, vil strømmen i spole og kondensator være lige store. Da de to strømme er i modfase, vil i_{gen} være nul, medens der vil gå ret store strømme inde i kredsen.

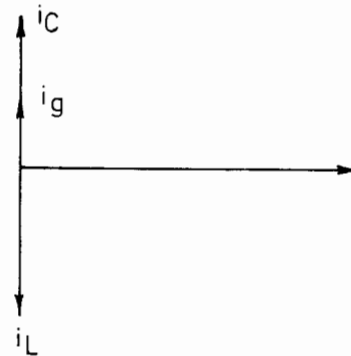


Generatoren vil opfatte kredsen som en uendelig stor modstand, idet:

$$Z_{res} = \frac{u_{gen}}{i_{gen}} = \frac{u_{gen}}{0} = \infty$$

Det gælder dog kun, hvis kredsen er ideel dvs. uden tab. På grund af tab er Z_{res} ikke uendelig stor, men dog en meget stormodstand, hvis størrelse bl.a. afhænger af tabene i kredsen.

Ved frekvenser, der er højere end resonansfrekvensen, er strømmen i kondensatoren større end strømmen i spolen.



Da generatorstrømmen er i fase med i_C , optræder parallelkredsen som en kapacitiv belastning til generatoren.

Den samlede impedans kan findes ved

$$Z = \frac{u_g}{i_g} = \frac{u_g}{i_C - i_L}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{i_C - i_L}{u_g} = \frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}$$

$$Z = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}$$

3.3 Reaktans ved resonans

Ved resonans er $X_L = X_C$, størrelsen på disse kan findes ved at indsætte L eller C i formlerne for reaktansen.

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

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

da X_C og X_L er lige store fås

$$X_C \cdot X_L = \frac{1}{\omega C} \cdot \omega L$$

$$X^2 = \frac{\omega L}{\omega C} = \frac{L}{C}$$

$$X = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

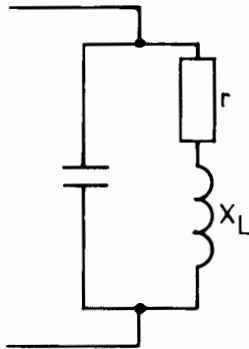
Reaktansen i spolen eller kondensatoren kan altså findes som kvadratroden af forholdet mellem L og C .

4. PARALLELKREDS MED TAB

4.1 Kredsgodhed

Ved en almindelig svingningskreds, hvor kondensatorens tab er lille, kan kredsens tab ses som tabet i den benyttede spole.

En spole med tab kan betragtes som en tabsfri spole i serie med en tabsmodstand r .



Forholdet mellem spolens reaktans X_L og tabsmodstanden r kaldes spolens godhed og betegnes ved Q . Dersom spolens godhed betragtes som kredsens godhed, kan kredsgodheden ved resonans bestemmes efter:

$$Q = \frac{X_L}{r} \text{ eller } \frac{X_C}{r}, \text{ idet}$$

$$X_L = X_C \text{ ved resonans.}$$

$$\text{Da } X_L = X_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ fås også:}$$

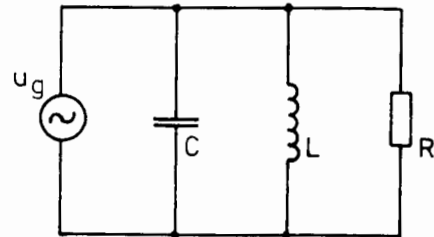
$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

4.2 Resonansimpedans, Z_{res}

I en parallelsvingningskreds med tab udgør parallelsvingningskredsen en ohmsk belastning af generatoren ved resonans.

Størrelsen af den ohmske belastning afhænger af kredsgodheden Q og af serietabsmodstanden r .

Svingningskredsen optræder som en ideel svingningskreds med en ohmsk parallelmodstand R .



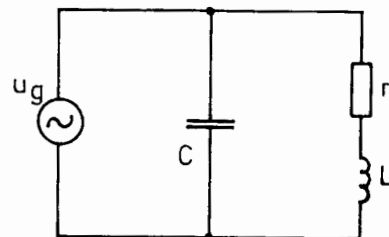
R er lig med resonansimpedansen, Z_{res} .

Størrelsen af R kan findes ved:

Ved resonans afsættes der effekt i modstanden R .

$$P_R = \frac{u_g^2}{R}$$

Denne effekt er den samme, der afsætter serietabsmodstanden til spolen.



$$P_r = i_r^2 \cdot r$$



Heraf fås:

$$i_r^2 \cdot r = \frac{u_g^2}{R}$$

i_r kan findes til:

$$i_r = \frac{u_g}{\sqrt{r^2 + X_L^2}}$$

Heraf:

$$r \cdot \left(\frac{u_g}{\sqrt{r^2 + X_L^2}} \right)^2 = \frac{u_g^2}{R}$$

$$r \cdot \frac{u_g^2}{r^2 + X_L^2} = \frac{u_g^2}{R}$$

$$\frac{r}{r^2 + X_L^2} = \frac{1}{R}$$

$$R = \frac{r^2 + X_L^2}{r}$$

$$\frac{R}{r} = \frac{r^2 + X_L^2}{r^2}$$

$$\frac{R}{r} = \frac{r^2}{r^2} + \frac{X_L^2}{r^2}$$

da $Q = \frac{X_L}{r}$ fås

$$\frac{R}{r} = 1 + Q^2$$

$$R = r(1 + Q^2) = Z_{res}$$

Hvis Q er større end 10, kan formlen simplificeres til

$$R \sim r \cdot Q^2 = Z_{res}$$

Resonansimpedansen kan også findes ved hjælp af X_L og Q , idet

$$Z_{res} = R = r + Q \cdot X_L$$

dersom $Q > 10$ fås:

$$Z_{res} = Q \cdot X_L$$

4.3 Resonansfrekvens

Resonansfrekvensen i en parallel-svingningskreds afhænger foruden af L og C også af tabsmodstanden i spolen, resonansfrekvensen kan beregnes efter formlen

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}}$$

eller

$$f_{res} = \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}}{2\pi \sqrt{LC}}$$

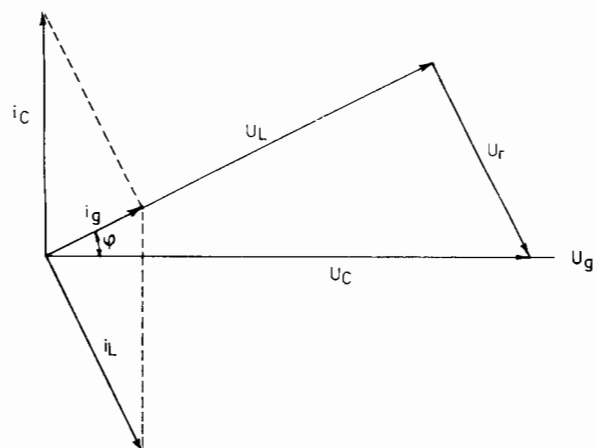
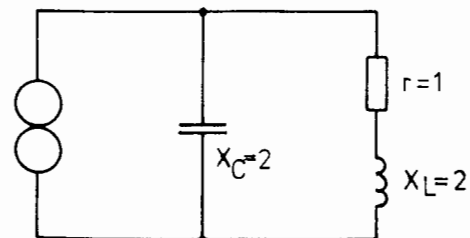
Hvis Q 'et i kredsen er større end 10, kan formlen for den ideelle kreds anvendes, da fejlen bliver mindre end 1% ved $Q > 10$.

$$f_{res} \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

4.4 Vektordiagrammet ved $Q < 10$

Ved små værdier for Q er strømmen i spolen og kondensatoren forskellig ved den frekvens, hvor $X_L = X_C$.

I viste eksempel er $Q = 2$.





Den vektorielle sum af u_L og u_r er lig med u_C .

i_L er mindre end i_C , og den vektorielle sum af i_L og i_C er lig med i_g .

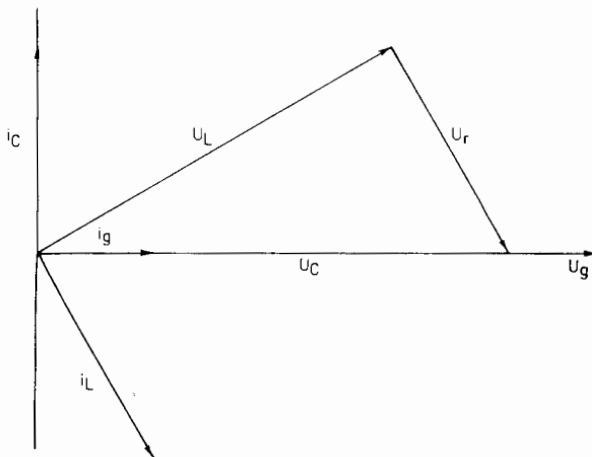
Fasevinklen mellem generatorspænding er $-26,5^\circ$. Da strømmen kommer før spændingen, optræder parallelkredsen kapacitivt.

Hvis generatorens frekvens gøres mindre, falder strømmen i i_C , og strømmen i i_L stiger.

I det viste eksempel, med et $Q = 2$, er generatorfrekvensen formindsket med faktoren

$$\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}, \text{ heraf}$$

$$f = \frac{0,866}{2\pi\sqrt{LC}}$$

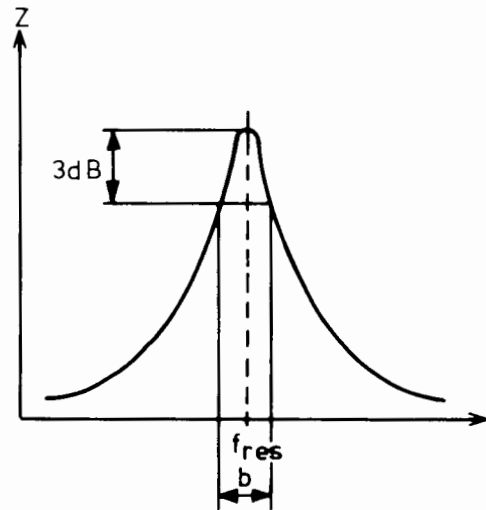


Ved denne frekvens er i_g i fase med u_g , parallelkredsen optræder som en ren ohmsk modstand.

4.5 Båndbredde

Parallelkredsens impedans er størst ved resonansfrekvensen. Over eller under resonansfrekvensen vil kreds impedansen falde.

Afstanden mellem de to frekvenser beliggende på hver side af f_{res} , hvor impedansen er faldet 3 dB i forhold til resonansimpedansen, kaldes kredsens båndbredde b . Ved disse to frekvenser er der en faseforskydning på 45° mellem strømmen til kredsen og spændingen over kredsen.

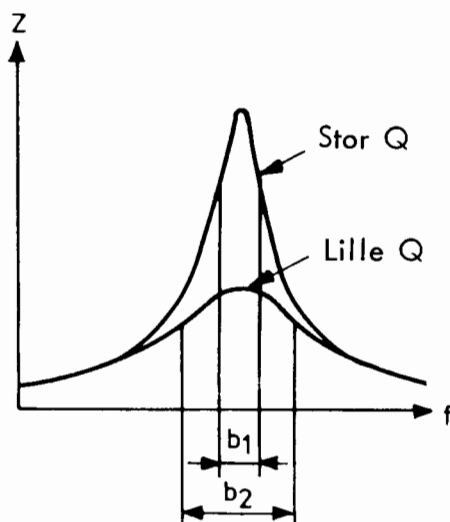




4.6 Båndbreddens afhængighed af kredsgodheden

Ved en parallelkreds med højt Q , dvs. små tab, er resonanskurven høj og spids. Der skal kun en ganske lille frekvensændring til, før impedansen falder. Kredsen har stor skilleevne eller selektivitet og lille båndbredde b_1 .

Ved en kreds med samme resonansfrekvens, men med lavere Q , er impedansen mindre end ved kredsen med det høje Q . Denne kreds med det mindre Q har større båndbredde b_2 og mindre selektivitet.



En kreds' båndbredde afhænger altså af kredsens Q . Jo højere Q des mindre båndbredde.

Båndbredden kan beregnes efter:

$$b = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

5. SERIEKREDS

5.1 Resonansfrekvens

Seriekredsen har resonans ved den frekvens, hvor $X_L = X_C$.

Denne frekvens kan findes til

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

5.2 Faseforhold

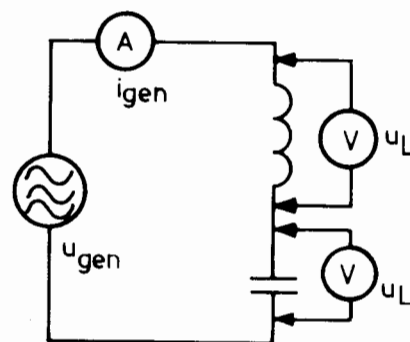
Ved en seriekreds bestående af en spole og en kondensator gennemløbes begge komponenter af strømmen fra generatoren.

Over L vil der være en spænding:

$$u_L = i_{\text{gen}} \cdot X_L$$

og over C vil der være en spænding:

$$u_C = i_{\text{gen}} \cdot X_C$$

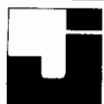


Da spændingen over spolen er 90° foran strømmen, medens spændingen over kondensatoren er 90° efter strømmen, vil de to spændinger være i modfase. Spændingen over seriekredsen vil nu være:

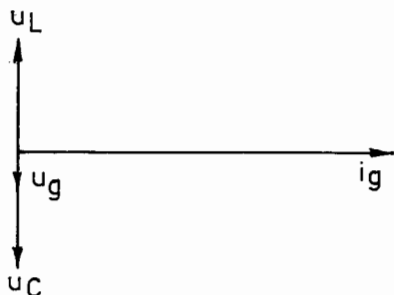
$$u_{\text{gen}} = u_L - u_C \text{ eller}$$

$$u_{\text{gen}} = u_C - u_L$$

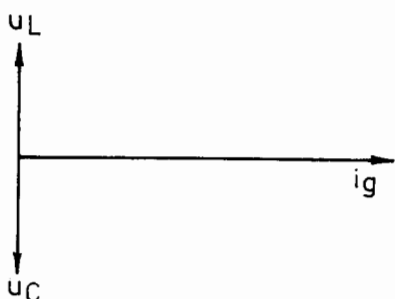
afhængig af, hvilken spænding der er størst.



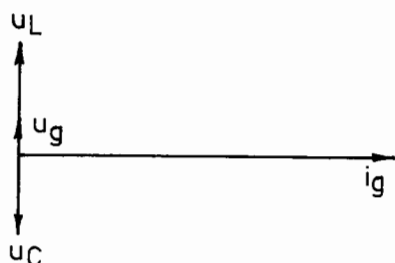
Ved frekvenser mindre end resonansfrekvensen er u_C størst, og seriekredsen optræder kapacitivt.



Ved frekvensen lig med resonansfrekvensen er $u_C = u_L$, og seriekredsen optræder som en kortslutning, da $u_g = u_C - u_L = 0$.



Ved frekvenser større end resonansfrekvensen er u_L størst, og seriekredsen optræder induktivt.



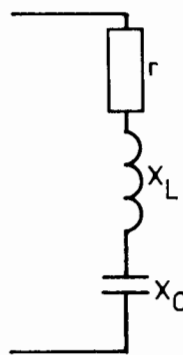
5.3 Resonansimpedans

Ved resonans, hvor $X_L = X_C$, vil spændingerne over L og C være lige store, men i modfase; spændingen over kredsen vil da være 0 V . Resonansimpedansen eller -modstanden vil da blive:

$$Z_{\text{res}} = \frac{u_{\text{gen}}}{i_{\text{gen}}} = \frac{0}{i_{\text{gen}}} = 0\ \Omega$$

Den ideelle seriekreds optræder altså ved resonans som en kortslutning af generatoren.

Da der altid er tab i kredsen, vil resonansimpedansen ikke blive $0\ \Omega$ men en værdi, som er lig med serieabsmodstanden r .



$$\text{Altså: } Z_{\text{res}} = r$$

$$\text{eller: } Z_{\text{res}} = \frac{X_L}{Q} = \frac{X_C}{Q}$$

Ved resonans vil der over henholdsvis spole og kondensator være en spænding, som er Q gange større end den tilsluttede generatorspænding.

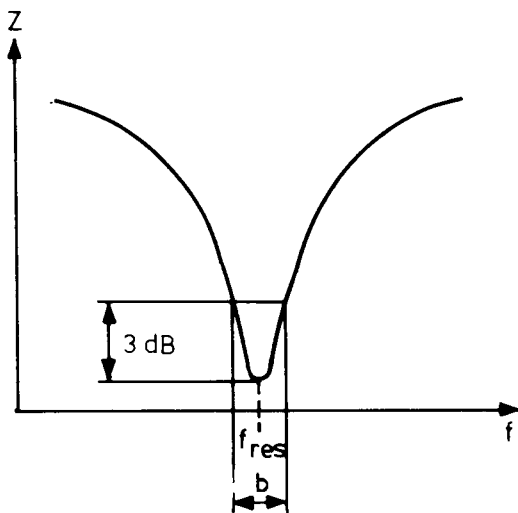


5.4 Resonanskurve

Undersøges en seriekreds ved forskellige frekvenser, vil strømmen i kredsen under resonans være bestemt af kondensatorens reaktans, medens den over resonans vil være bestemt af spolens reaktans. Seriekrede's impedans er kapacitiv under resonans, induktiv over resonans og ohmsk på resonansfrekvensen.

5.5 Båndbredde

Seriekrede's båndbredde er, som ved parallelkredsen, afstanden mellem de to frekvenser, hvor kreds impedansen er ændret 3 dB i forhold til resonans impedansen.



Båndbredden afhænger også her af kredse's Q og kan beregnes efter:

$$b = \frac{f_{res}}{Q}$$

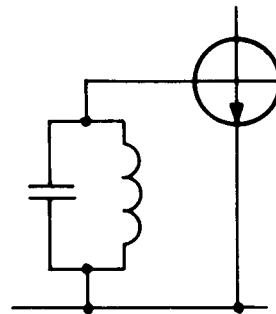
6. BELASTNING AF PARALLELKREDS

Når der anbringes en belastning over en parallelkreds, ændres kredse's godhed og dermed selektivitet og båndbredde.

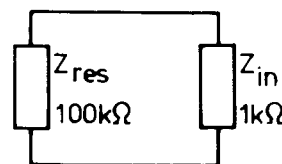
For at få et tilstrækkeligt Q, når parallelkredsen belastes, kan parallelkredsen opbygges med en lav resonans impedans, eller der kan anvendes impedans transformering.

6.1 Resonans impedanse's indflydelse

Tilsluttes en parallelkreds til indgangen på en transistor, belaster transistorens indgangs impedans på ca. 1 kΩ kredsen.



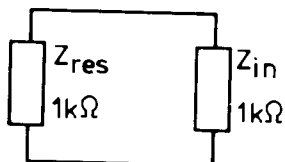
Har den pågældende svingningskreds en resonans impedans på for eksempel 100 kΩ, vil kredsen dæmpes voldsomt, Q'et falder, båndbredden stiger, og kredse's resonansegenskaber ødelægges.





Vælges en kreds med en lille resonansimpedans, vil transistorens belastning få mindre indflydelse.

Har den ubelastede kreds for eksempel en resonansimpedans på $1\text{ k}\Omega$, vil Q 'et kun falde til det halve, når kredsen tilkobles transistoren.



Båndbredden stiger til det dobbelte, og resonansimpedansen falder til det halve.

En sådan lavimpedanset kreds kendetegnes ved, at der anvendes en ret lille selvinduktion og en ret stor kapacitet.

Resonansimpedans er lig med:

$$Z_{\text{res}} = Q \cdot X_L$$

X_L er ved resonans:

$$X_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

En lille spole og en stor kapacitet giver en lav resonansimpedans.

En stor spole og en lille kapacitet giver en høj resonansimpedans.

BÅNDFILTER

Ønsker man med en forstærker at overføre eller forstærke et frekvensbånd, fremfor kun en frekvens, anvendes mere komplicerede filtre end en resonanskreds.

Disse filtre er opbygget af flere afstemte kredse, der hver for sig er afstemt til samme frekvens og koblet sammen induktivt eller kapacitivt.

Disse koblede kredse udgør et båndfilter.

KOBLINGSGRAD

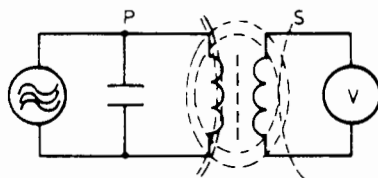
Resonanskredse, hvis magnetiske eller elektriske kraftlinier er mere eller mindre fælles, er sammenkoblede.

Jo større del af de samlede felter, der er fælles, des mere fast eller kritisk er koblingen.

Kritisk kobling

Ved afstemte kredse bliver den største spænding overført, når koblingsgraden K er lig $1 : Q$, hvor de afstemte kredse har samme Q .

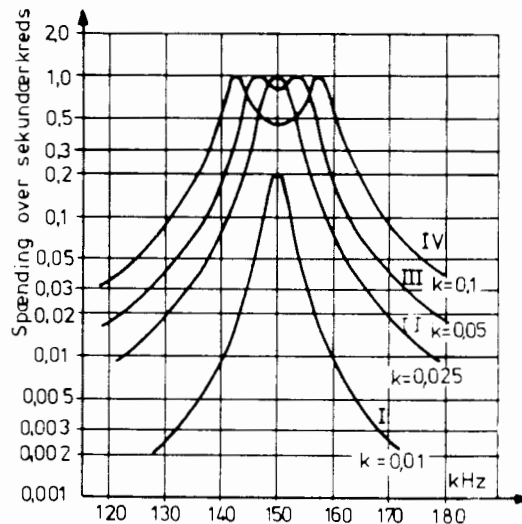
I det viste båndfilter er begge kredse afstemt til 150 kHz, og begge har et Q på 40.



Afstanden mellem primær og sekundær er netop således, at en Q 'ne-del af primærspændingen overføres til sekundæren, hvor den overførte spænding får et op-sving på Q gange.

I det viste tilfælde med $Q = 40$, bliver koblingsgraden $K = 0,025$.

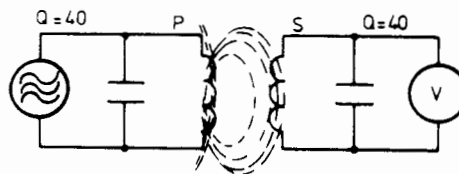
Overføringskurven ses på nedenstående illustration som kurve II.



Ved kritisk kobling er flankestejlheden og dermed båndfilterets selektivitet større end for hver enkelt svingningskreds, samtidig er båndbredden også større end for den enkelte kreds.

Løs kobling

Fjernes primær og sekundær fra hinanden således, at mindre end en Q 'ne-del af primærspændingen overføres, har båndfilteret en løs kobling.

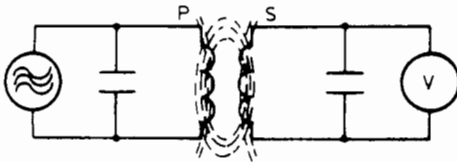


Sammenlignes overføringskurverne for kritisk kobling ($K = 0,025$, kurve II) og løs kobling ($K = 0,01$, kurve I) ses det, at spændingen over sekundærkredsen er mindre end ved kritisk kobling, samt at båndbredden er mindre end ved kritisk kobling.

Sammenlignes båndfilteret med løs kobling med hver enkelt kreds, har båndfilteret større selektivitet og båndbredde end hver enkelt kreds for sig.

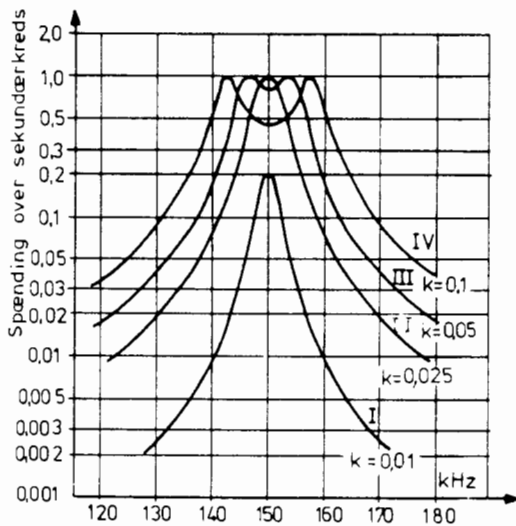
Fast kobling

Kobles primær og sekundær tættere sammen end ved kritisk kobling, fås en fast eller overkritisk kobling.



Ved fast kobling vil overføringskurven få saddelform dvs. et dyk på resonansfrekvensen på grund af belastning indbyrdes mellem de to kredse.

På illustrationen ses, at spændingen ved resonansfrekvensen er faldet til 0,8 på kurven $K = 0,05$ (III). Den fulde sekundær spænding forekommer nu på de to frekvenser 147 kHz og 153 kHz.



Af kurve III ses, at båndbredden på den overkritiske kobling er blevet væsentlig forøget i forhold til den kritiske kobling, og at selektiviteten er bevaret i forhold til den kritiske kobling.

Kurve IV viser en kobling med $K=0,1$ dvs. fire gange kritisk kobling. På denne kobling er saddelformen endnu mere udtalt.

Normalt bruges en koblingsgrad mellem den kritiske og det dobbelte af kritisk, dvs. mellem kurve II og III.

Overføringskurven, der ligger mellem kurve II og III, vil have flad top eller kun dykke ca. 1 dB ved resonansfrekvensen.

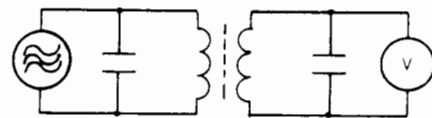
Flankestejlhed og båndbredde bliver stor.

På grund af den store flankestejlhed, der opnås ved koblede kredse, anføres filterets båndbredde som afstanden mellem de to frekvenser, hvor spændingen er faldet til det halve (-6 dB) af den maksimale spænding over sekundærkredsen. For at undgå misforståelser betegnes denne 6 dB-båndbredde som b_6 .

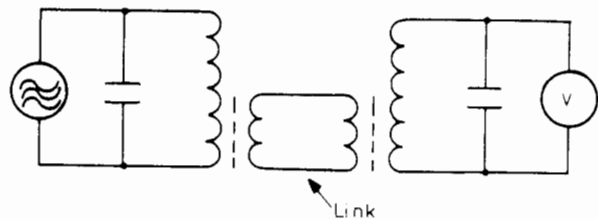
KOBLINGSFORMER

Indirekte induktiv kobling

Indirekte induktiv kobling kan udføres ved kobling med gensidig induktion mellem en primærkreds og en sekundærkreds.



Koblingen kan også udføres ved hjælp af en linkkobling.



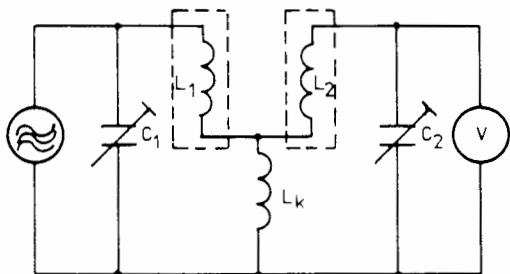
Koblingen med link er lavimpedanset kobling, hvor spredningskapaciteter ingen indflydelse får, hvis der skal kobles mellem en primær- og en sekundærkreds, der mekanisk er placeret forskellige steder.



Koblingsgraden ved indirekte induktiv kobling ændres ved mekanisk at flytte primær- og sekundærkredse i forhold til hinanden.

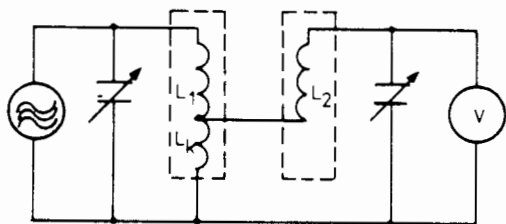
Direkte induktiv kobling

Direkte induktiv kobling kan udføres ved kobling over fælles selvinduktion L_K .



De to spoler L_1 og L_2 er begge afskærmet og har derfor ingen gensidig induktion til hinanden eller til L_K .

Direkte induktiv kobling kan også ske ved fælles selvinduktion og gensidig induktion.

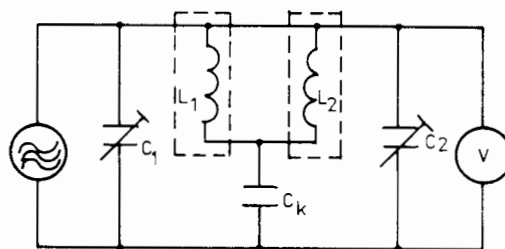


Denne kobling er lavimpedanset og kan anvendes, hvor sekundærkreds og primærkreds er placeret forskellige steder.

Koblingen sker dels ved den gensidige induktion mellem L_1 og L_K , samt ved koblingen over L_K , der er fælles selvinduktion.

Direkte kapacitiv kobling

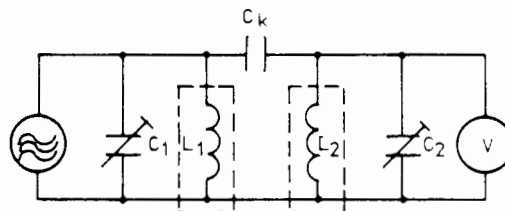
Ved direkte kapacitiv kobling er koblingskondensatoren C_K fælles for de to kredse.



Denne koblingsform kaldes: "Kapacitiv bundkobling".

Indirekte kapacitiv kobling

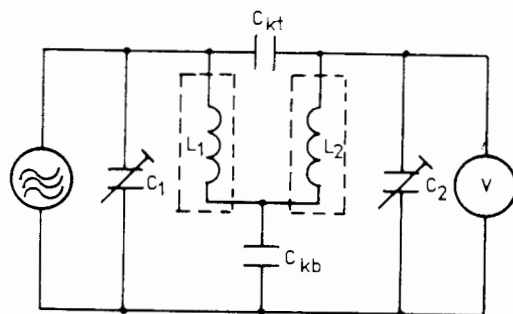
Ved indirekte kapacitiv kobling er kredsenes ene side forbundet med koblingskondensatoren C_K , medens den anden side har fælles stelforbindelse.



Denne koblingsform kaldes: "Kapacitiv topkobling".

Blandet kapacitiv kobling

Den blandede kapacitive kobling er en kombination af direkte kapacitiv kobling og indirekte kapacitiv kobling.



Koblingen sker over såvel top- som bundkapacitet.

Forstemmes primær- og sekundærkredsenes, ændres koblingsgraden ikke, idet C_{Kt} overfører mere og C_{Kb} mindre ved stigende frekvens.



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 lydets 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.

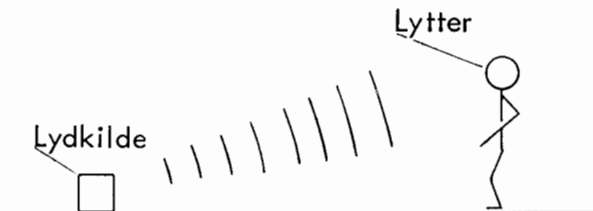
Bølgelængden måles i meter.

Der er følgende relation mellem lydets hastighed, frekvens og bølgelængde:

Hastighed = frekvens · bølgelængde.

1.5 Lydstyrke

Den lydstyrke, en person (lytteren) opfatter, afhænger af lyd-bølgernes 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.

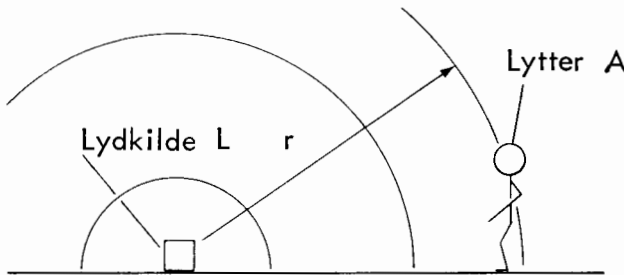
Lydens styrke afhænger endvidere af afstanden mellem lyd giveren og lytteren.



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
 ($\frac{W}{m^2}$).

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 lydets 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 lydets 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 :

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c}$$

ρ = 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 = Lydtrykniveau

p = Lydtryk ved målepunkt

p_0 = Referenceværdi

p_0 er sat til $2 \cdot 10^{-5}$ Pa.

Er lydtrykket $2 \cdot 10^{-5}$ 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 $2 \cdot 10^{-5}$ 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 lyd niveauer

De lydtryk, man normalt udsættes for i hverdagen, giver nogle lyd-niveauer 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.

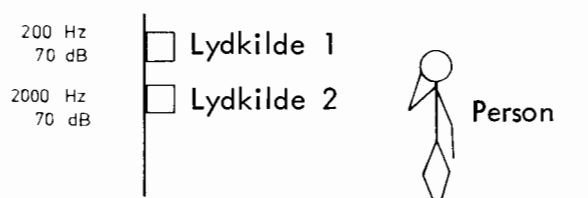
Der er dog endnu en faktor, der spiller ind ved bedømmelse af lydes styrke.

En person hører på to lydkilder med forskellig frekvens 1 og 2.

Lydtrykniveauet fra de to kilder er det samme $L_p = 70$ dB.

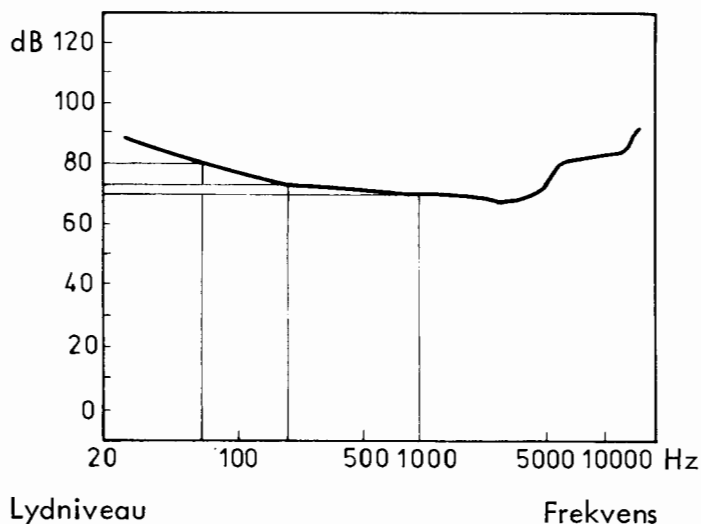
Alligevel påstår personen, at kilderne ikke er lige kraftige.

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 lydets 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:

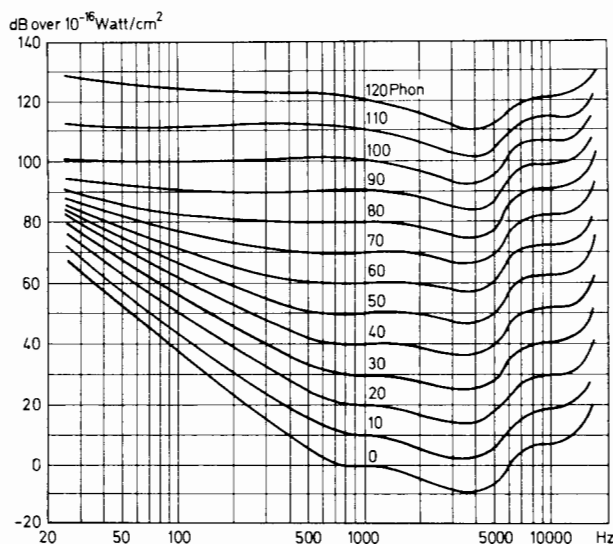
En lyd med frekvensen 70 Hz og lydtrykniveauet 80 dB opfattes som værende lige så kraftig som en lyd med frekvensen 200 Hz og lydtrykniveauet 75 dB.

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.



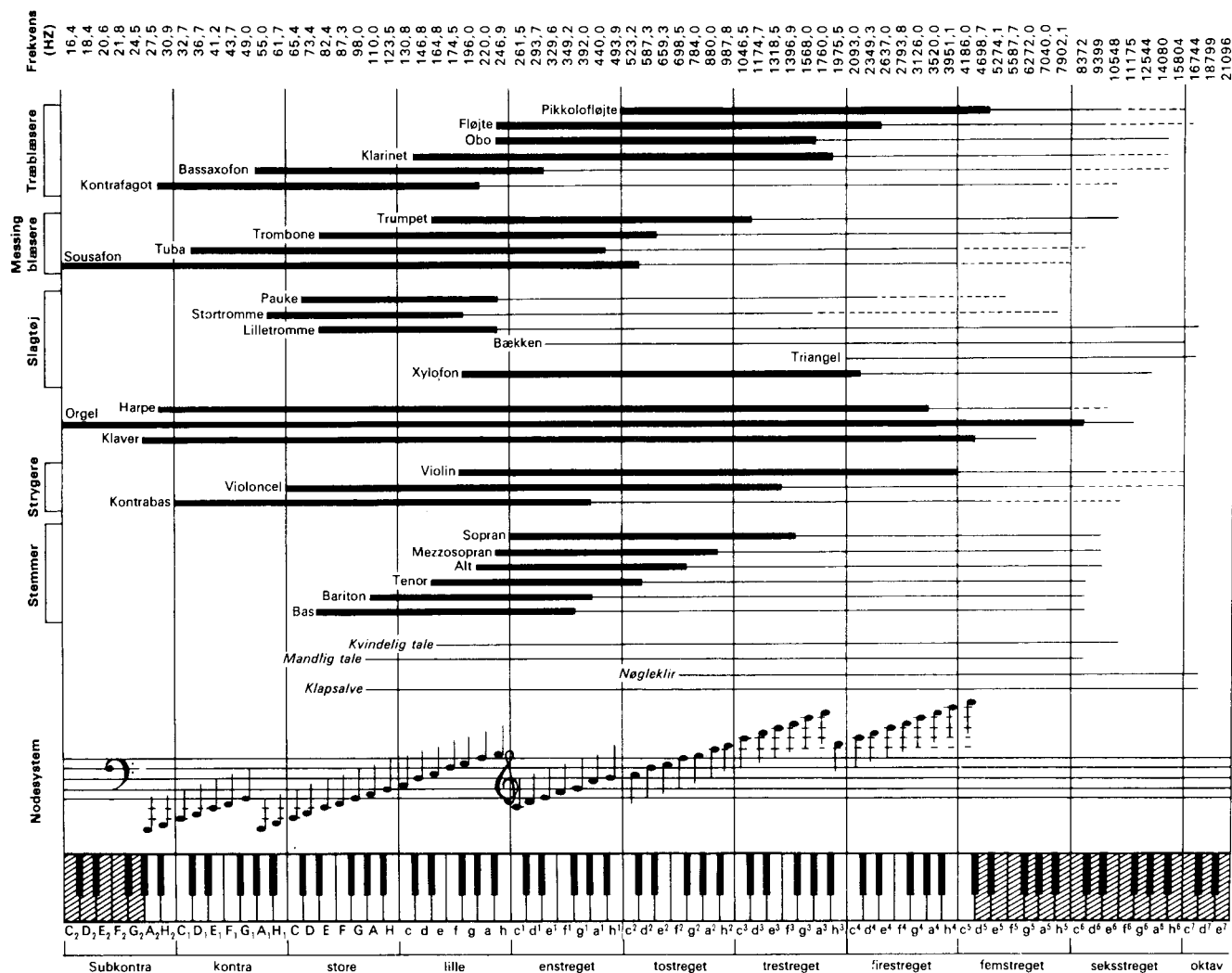
Grundsvingninger og overtoner

Til en grundsvingning (-tone) hører en ganske bestemt frekvens.

Kammertonen (440 Hz) lyder forskelligt, når den bliver frembragt af et klaver, en violin, et orgel eller en obo.

Forklaringen på dette fænomen er, at vi ikke kun hører selve grundtonen, men også en række svagere toner, der klinger med de såkaldte overtoner eller harmoniske.

Grundtoner og overtoner for forskellige musikinstrumenter





Forvrængning

Forvrængning kan opstå i overføringsystemet, f.eks. LF-forstærker.

Der skelnes mellem to typer forvrængning:

1. Lineær forvrængning
2. Ulineær forvrængning

Lineær forvrængning opstår, når overføringsystemets frekvensgang ikke er tilfredsstillende retliniet, hvorved visse toner eller dele af toneområdet bliver gengivet for kraftigt eller for svagt.

Ulineær forvrængning, også benævnt harmonisk forvrængning, kan føres tilbage til en anden fejlårsag i overføringsystemet. Forvrængningen er kendetegnet ved, at der opstår uønskede overtoner i gengivelsen.



DISPOSITION

1. Kulmodstande
2. Metalmodstande
3. Trådviklede modstande
4. Variable modstande
5. Temperaturkoefficient
6. Støj i modstande
7. Spændingskoefficient
8. Ulineære modstande

1.3 Lagmodstande

Fremstilles ved at pådampe et tyndt kullag på et cylindrisk keramikemne.

1.4 Data

Arbejdstemperatur	40 til 70°C
Tolerance	1 til 5%
Arbejdsspænding	100 til 750 V
Effekt	0,1 til 2 W

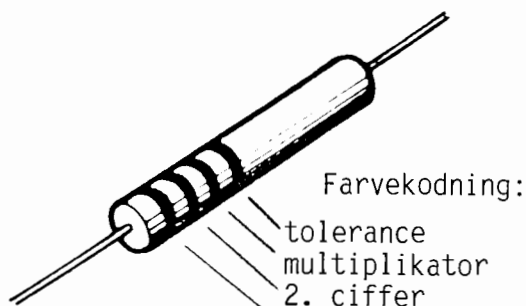
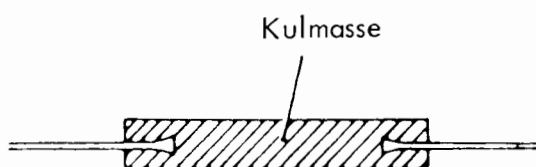
1. KULMODSTANDE

1.1 Massemodstande

Består af grafit og bindemiddel, der er presset til små stænger med en loddeterminal i hver ende.

1.2 Data

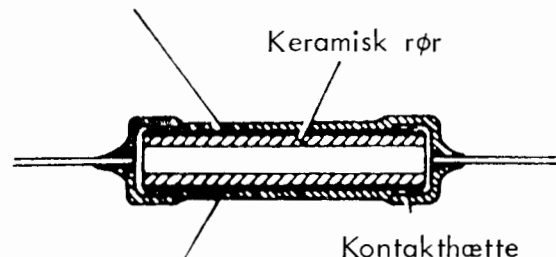
Arbejdstemperatur	40 til 70°C
Tolerance	5 til 20%
Arbejdsspænding	100 til 750 V
Effekt	0,1 til 2 W



Eks: rød/rød/orange/guld = $22 \cdot 10^3$ 5%
 ↓
 22Kohm 5%

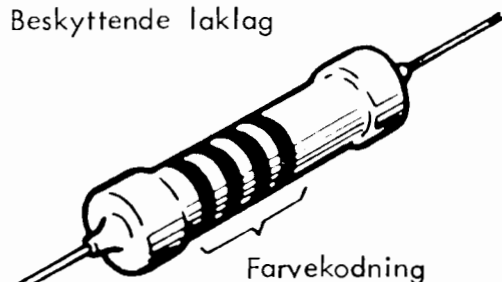
Modstandslag

Keramisk rør



Beskyttende laklag

Kontaktthætte



2. METALMODSTANDE

2.1 Metalfilmmodstande

Fremstilles ved at pådampe et keramikemne et tyndt metallag.

Kan leveres med temperaturkoefficienter ned til $\pm 0,000015/^\circ\text{C}$.

2.2 Data

Arbejdstemperatur	70 til 125°C
Tolerance	0,1 til 5%
Arbejdsspænding	100 til 750 V
Effekt	0,1 til 2 W



2.3 Metaloxymodstande

Består af et keramikemne, hvor der ved en varmebehandling er lagt et lag metaloxyd, ofte tin-oxyd.

2.4 Data

Arbejdstemperatur	100 til 150 °C
Tolerance	1 til 10%
Arbejdsspænding	250 til 700 V
Effekt	0,1 til 100 W

3. TRÅDVIKLEDE MODSTANDE

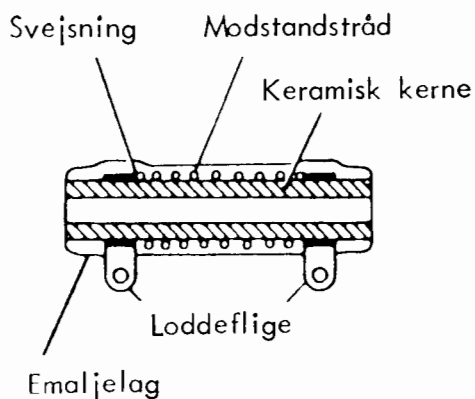
3.1 Opbygning

Består af et keramikrør beklivet med modstandstråd.

Tråden er forsynet med loddeterminaler i begge ender og dækket med et lag lak, cement eller emalje.

3.2 Data

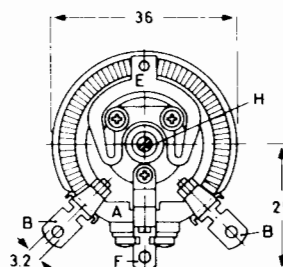
Arbejdstemperatur:	
1. Lakbeskyttet	180 °C
2. Cementbeskyttet	275 °C
3. Emaljebeskyttet	450 °C
Tolerance	0,25 til 10%
Effekt	0,4 til 250 W



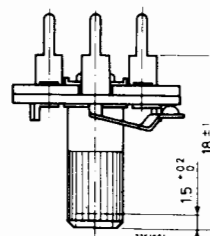
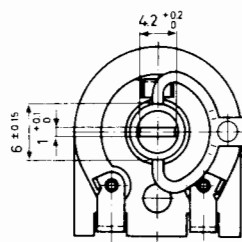
4. VARIABLE MODSTANDE

4.1 Trimmepotentiometer

Modstandsbanen består af, enten en modstandstråd



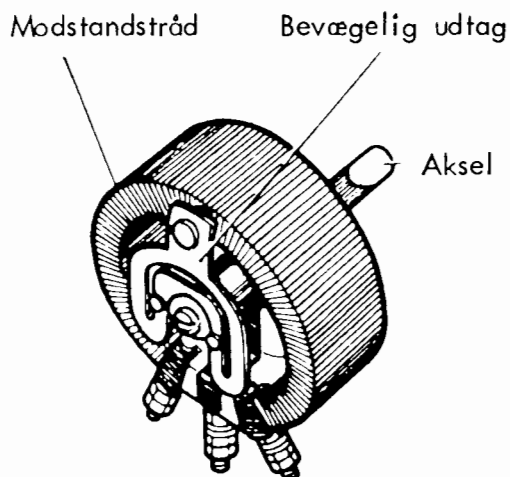
eller en kulbane.



Justeres ved hjælp af værktøj.

4.2 Potentiometre

Samme opbygning som trimmepotentiometre, men er forsynet med en aksel, så de kan reguleres uden brug af værktøj.





Modstandsvariationen som funktion af drejningsvinkelen varierer med formålet. Her vises en lineær kurve til f. eks. indstilling af en strømforsynings udgangsspænding, og en logaritmisk kurve til f. eks. styrkeregulering i en LF-forstærker, så styrkereguleringen mekanisk følger ørets logaritmiske lydopfattelse.

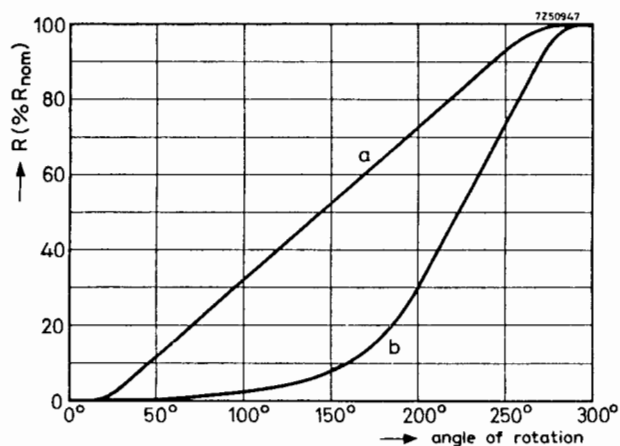
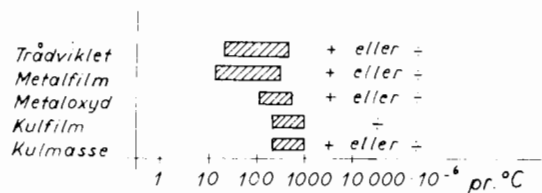


Fig. 3. Resistance variation with the angle of rotation

5. TEMPERATURKOEFFICIENT

Angiver modstandsændringen pr. grad celsius ændring af temperaturen.



6. STØJ I MODSTANDE

6.1 Johnson noise

Frembringes ved elektronernes termiske bevægelse.

Johnson noise er afhængig af modstandens størrelse, temperaturen og den absolutte båndbredde.

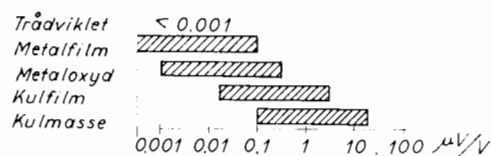
Johnson noise benævnes også termisk støj og hvid støj.

6.2 Bernamont noise

Viser sig som hurtige modstandsændringer.

Bernamont noise er afhængig af strømmen, modstandens konstruktion og frekvensen.

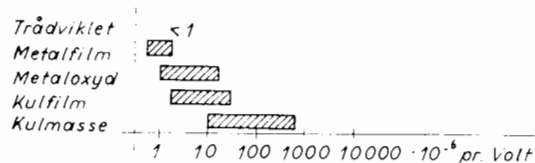
Bernamont noise benævnes også strømstøj.



7. SPÆNDINGSKOEFFICIENT

I en del modstande er der ulineær sammenhæng mellem strøm og spænding.

Dette forhold angives med en spændingskoefficient.



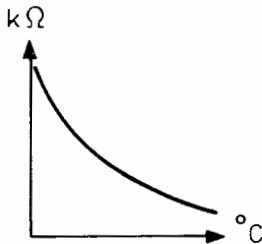


8 ULINEÆRE MODSTANDE

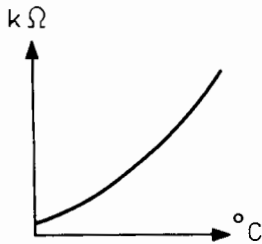
Modstandene ændrer sig, når de udsættes for en af deres konstruktion bestemt, ydre påvirkning, f.eks. temperatur, spænding, lys og lign.

8.1 Temperaturafhængige modstande

NTC - Negativ Temperatur Coefficient. Modstandsværdien bliver mindre med stigende temperatur.



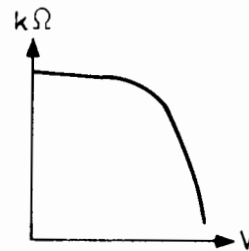
PTC - Positiv Temperatur Coefficient. Modstandsværdien bliver større med stigende temperatur.



8.3 Spændingsafhængige modstande

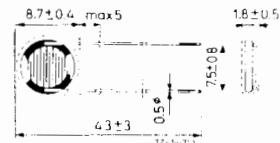
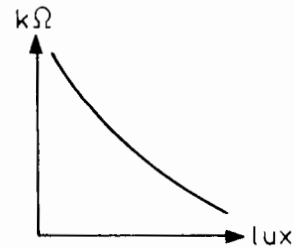
VDR - Voltage Dependent Resistor.

VDR'en har en stor modstand, op til en af modstandens konstruktion bestemt spænding. Ved denne spænding falder modstandsværdien.



8.4 Lysafhængige modstande

LDR - Light Dependent Resistor. Modstandsværdien ændrer sig, afhængig af den belysning modstanden udsættes for.





DISPOSITION

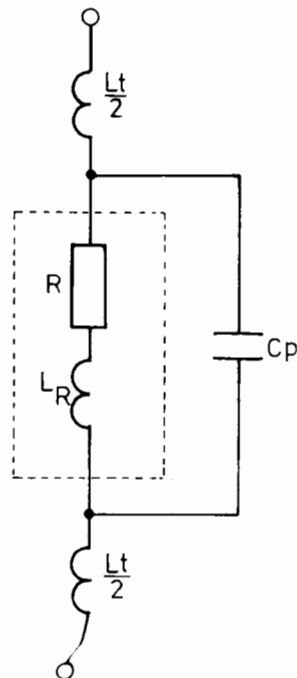
1. Kulmodstande
2. Metalfilmmodstande
3. Trådviklede modstande

1. KULMODSTANDE

1.1 Frekvensafhængighed

Ved modstandsværdier omkring $100\ \Omega$ er frekvenskarakteristikken næsten lineær op til 100 MHz.

Ækvivalentdiagrammet for modstande ser således ud:



$\frac{L_t}{2}$ er terminalernes selvinduktion.

L_R selvinduktionen i modstandslegemet.

Kapaciteten C_p andrager ca. $0,16\ \text{pF}$ for $\frac{1}{2}\ \text{W}$ modstande og ca. $0,17\ \text{pF}$ for $1\ \text{W}$.

Frekvenskarakteristik



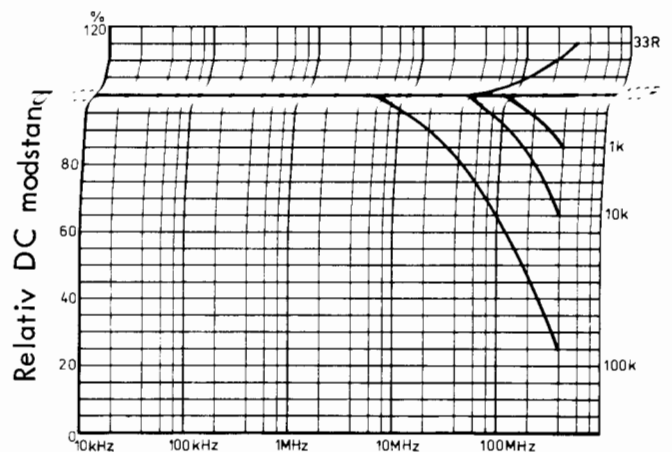
Frekvens

2. METALFILMMODSTANDE

2.1 Frekvensafhængighed

Frekvensmæssigt har metalfilmmodstande samme egenskaber som kulmodstande.

Frekvenskarakteristik





Ved små modstandsværdier begynder modstandens selvinduktion at få indflydelse på modstandens impedans. Ved modstande over 100Ω begynder C_p at få indflydelse på modstandens impedans.

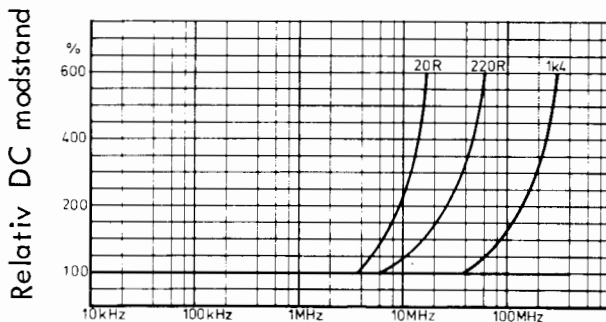
3. TRÅDVIKLEDE MODSTANDE

3.1 Frekvensafhængighed

Denne type modstand kan ikke anvendes som modstand ved frekvenser over nogle MHz.

Selvinduktionen i modstanden ligger mellem $0,1 \mu\text{H}$ og $300 \mu\text{H}$, alt afhængig af type og størrelse.

Frekvenskarakteristik





DISPOSITION

1. Kondensatorer
2. Faste kondensatorer
3. Kodning
4. Kondensatortyper og anvendelsesområder
5. Variable kondensatorer

1. KONDENSATORER

1.1 Opbygning

En kondensator består principielt af to parallelle metalplader med et isolerende dielektrikum imellem.

De kondensatortyper, som anvendes inden for elektronikken, kan deles op i faste og variable kondensatorer.

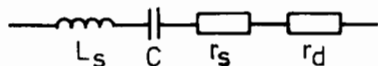
1.2 Tabsfaktor

Som et mål for en kondensators kvalitet anvendes den såkaldte tabsfaktor.

Ved lave frekvenser er tabene bestemt af kondensatorens isolationsmodstand, og det gælder om, at isolationsmodstanden er stor, så lækstrømmen bliver minimal.

Ved høje frekvenser forøges tabene på grund af tab i elektroder, tilledninger, dielektrikum og kondensatorens egenselvinduktion.

Ækvivalent diagram af kondensatorer.



L_s = Selvinduktionen i tilledningerne.

r_s = Den ohmske modstand i tilledningerne.

r_d = Tabsmodstand i dielektrikum.

Forholdet mellem $r_s + r_d$ og kondensatorens reaktans kaldes kondensatorens tabsfaktor og betegnes med det græske bogstav delta, δ .

$$\delta = \frac{r_s + r_d}{X_C}$$

Ved lave og middelhøje frekvenser kan der ses bort fra r_s .

Kondensatorens godhed kan også angives med en Q værdi som et mål for kondensatorens kvalitet. ($Q = \text{Quality}$)

Q værdien er lig med $1/\delta$.

$$Q = \frac{X_C}{r_s + r_d}$$

Selvinduktionen i tilledningerne får først indvirkning ved høje frekvenser, hvor den sammen med kondensatoren kan danne en serie-resonanskreds. Over denne frekvens kommer kondensatoren til at fungere som en spole.

1.3 Temperaturkoefficient

Temperaturen har i større eller mindre grad indflydelse på kondensatorens kapacitet.

Temperaturkoefficienten angiver kapacitetsændringen i ppm/°C (parts pr. million/pr. grad C).

Er temperaturkoefficienten f.eks. +150, angiver det, at kapaciteten stiger med $150 \cdot 10^{-6}$ gange kondensatorens angivne værdi pr. grad temperaturstigning.

Dersom temperaturkoefficienten er negativ, vil kapaciteten falde ved stigende temperatur.



2. FASTE KONDENSATORER

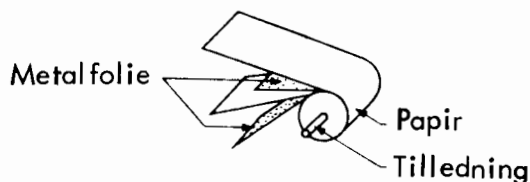
2.1 Isolationsmaterialer

De mest anvendte isolationsmaterialer til faste kondensatorer er papir, plast, glimmer, keramik, oxyder og luft.

Kondensatorerne inddeles efter isolationsmaterialet i papir-, plast-, glimmer-, keramik-, elektrolyt- og luftkondensatorer.

2.2 Papirkondensatorer

Papirkondensatorer er fremstillet enten ved at rulle imprægneret papir mellem to metalfolier eller ved at sammenrulle to papirstrimler, som hver har et påsprøjt eller pådampet metallag på den ene side.



Nogle udgaver har efter formen fået navnet "rulleblokkondensator".

Rullen støbes til sidst ind i voks eller plast.

Elektroderne er normalt fremstillet af aluminium, tin eller kobber.

Imprægnerede papirkondensatorer fremstilles af papir, som er tørret i vakuum og derefter imprægneret med olie, paraffinvoks eller petroleum.

Papirfibrene er imprægnerede for at reducere papirets evne til at opsuge fugt. Papiret får derved større isolationsmodstand og tåler større spændinger, og samtidig stiger dielektricitetskonstanten ved imprægneringen.

Som mellemlag mellem folierne benyttes mindst to papirlag, men ellers er det afhængig af kondensatorens arbejds-spænding, om der benyttes flere eller færre papirlag.

Kondensatorer af metalliseret papir har fået navnet metalliseret papirkondensatorer, forkortet til MP kondensatorer.

MP kondensatorer kan fremstilles mindre end imprægnerede kondensatorer, da den påførte metalbelægning er tyndere end metalfolien.

MP kondensatorens vigtigste egenskaber er, udover dens forholdsvis beskedne størrelser, at den er selvhelende efter gennemslag. I gennemslagsstedet vil der ske en fordampning af den tynde metalbelægning, og samtidig vil varmeudviklingen danne et isolerende oxydlag i og omkring gennemslagsstedet.

Papirkondensatorer har relative store tab ved højfrekvens og på grund af sin opbygning en stor egeninduktans. Papirkondensatorer anvendes derfor ved lavfrekvens og i måleinstrumenter.

2.3 Plastkondensatorer

Plastkondensatorer fremstilles om trent som papirkondensatorer, både "normale" og metalliserede, men med et plastmateriale som dielektrikum, sædvanligvis polystyren.

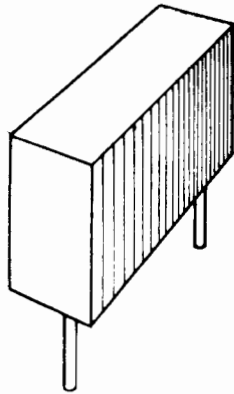
De anvendte plastmaterialer har høj isolationsmodstand og små tab og giver plastkondensatoren gode egenskaber.

Da der anvendes tynde metalliserede plastfolier til fremstillingen, fylder de relativt lidt i forhold til kapacitetsstørrelsen.



Billedet viser et eksempel på en metalliseret plastkondensator, som er fremstillet til små kredsløb med standardiseret afstand mellem tilledningerne.

Afstanden mellem tilledningerne er udført med rasterafstande på 10, 15 eller 22,5 mm.



Plastkondensatorer har en ret stor egeninduktans på grund af sin opbygning.

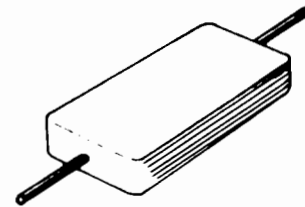
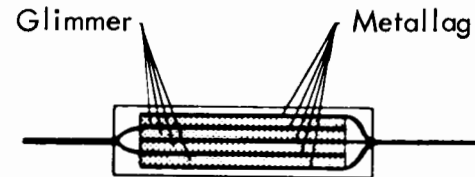
Plastkondensatorer anvendes som afstemnings-, afkoblings- og overføringskondensator ved LF og HF.

2.4 Glimmerkondensatorer

Glimmerkondensatorer er fremstillet med glimmerskiver som dielektrikum mellem elektrodegrupper af messing, tin, kobber eller ved en forsølvning af glimmerskiverne.

Glimmerskiveme er omhyggeligt testet og skåret i rigtige størrelser.

Elektrodegrupperne er koblet til hver sin tilledning som vist, og det hele er indstøbt i bakelit, voks, plast eller keramik.



Glimmerkondensatoren har en lille egenselvinduktion, tåler forholdsvis store spændinger, og temperaturkoefficienten er tilnærmest konstant fra -40 til $+100^{\circ}\text{C}$.

Glimmerkondensatoren har ingen øvre grænsefrekvens, men tilledningernes længde, tab i dækmaterialet og lign. giver alligevel en begrænsning af de frekvenser, ved hvilke den kan benyttes.

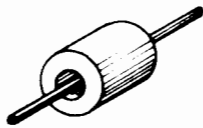


2.5 Keramiske kondensatorer

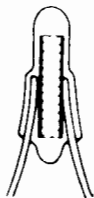
Kondensatorer med keramisk materiale som dielektrikum fremstilles i mange forskellige typer.

Følgende fire typer er de almindeligste:

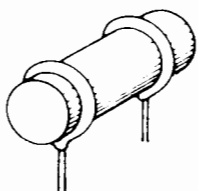
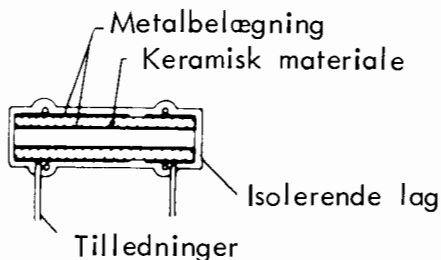
A.



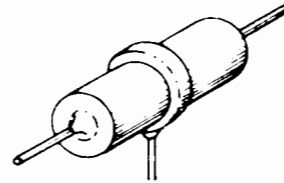
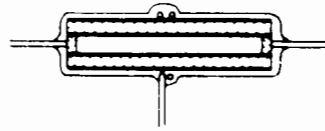
B.



C.



D.



Metalbelægningen er påført ved stryging eller dykning i et sølvbad. Til sidst bliver de støbt ind i en isolationsmasse af voks, plast eller keramisk materiale.

Dielektricitetskonstanten er for de forskellige keramiske materialer fra 1 til ca. 1.000. Kondensatorerne kan efter dielektricitetskonstantens størrelse inddeles i grupperne: Lav-, middel- og højdielektricitetstyper.

De første er normalt fremstillet af steatit med dielektricitetskonstant mellem 6 og 15. De har små tab og arbejder bedst ved frekvenser over 50 kHz.

Keramiske kondensatorer anvendes normalt i HF og UHF området.

Arbejdsspændingerne kan være op til 500 V, afhængig af størrelsen. Temperaturområdet er fra $+150^{\circ}\text{C}$ til lave temperaturer.

Den anden gruppe, med middel dielektricitetskonstant omkring 90, er normalt gode som negativ temperaturkompenseringskondensatorer.

Typerne med høj dielektricitetskonstant kan fremstilles meget kompakt, men er meget temperaturfølsomme og tåler ikke særlig høje spændinger.



2.6 Elektrolytkondensatorer

Elektrolytkondensatorerne kan efter opbygningen i første omgang inddeles i følgende to hovedgrupper:

Folieelektrolytkondensatorer
Tantalkondensatorer

Tantal benyttes også som foliemetal i første gruppe, men da der er specielle typer, som er fremstillet af tantal, har de fået navnet tantalkondensatorer.

Elektrolytkondensatorerne er først og fremmest kendetegnet ved deres store kapacitet pr. volumenenhed.

Med undtagelse af tantalkondensatorerne har de en forholdsvis stor lækstrøm, som er afhængig af temperatur, kapacitet og til en vis grad af den påtrykte spænding.

En almindelig elektrolytkondensator tåler kun DC spænding i en bestemt retning og er derfor mærket med + og -.

Plusspændingen tilkobles det såkaldte anodefolie, som er mærket med + eller en rød farve.

Er kondensatoren dobbelt eller tredobbelt, kan andre farver og mærkesystemer forekomme.

Sort benyttes for katodefoliet (-), og såfremt kondensatorerne er indbygget i en aluminiumbeholder, er katoden sædvanligvis forbundet til denne, men dette må ikke benyttes som almengyldig regel, da nogle kondensatortyper har anodefoliet forbundet til beholderen.

En undtagelse fra reglen om polarisering danner den bipolare elektrolytkondensator, der anvendes ved AC.

2.7 Folieelektrolytkondensator

Folieelektrolytkondensatorer fremstilles som våde eller tørre elektrolytkondensatorer.

Våde elektrolytkondensatorer består i princippet af et metalfolie belagt med et tyndt oxydlag, omgivet af en godt ledende elektrolytisk væske i en aluminiumbeholder.

Oxydlaget er påført metallet ved en elektrolyseproces.

Metallet, som anvendes til folier, er oftest aluminium, men tantal, vanadium, magnesium, vismut og antimon benyttes også.

Oxydlaget har en høj dielektricitetskonstant, som sammen med dets mikroskopiske tykkelse ($0,1\mu$) giver en meget stor kapacitet. Dersom metalfoliet ætzes, øges overfladen betydeligt, hvilket giver en tilsvarende større kapacitet.

I praksis er de våde elektrolytkondensatorer opbygget af metalfolier og papir.

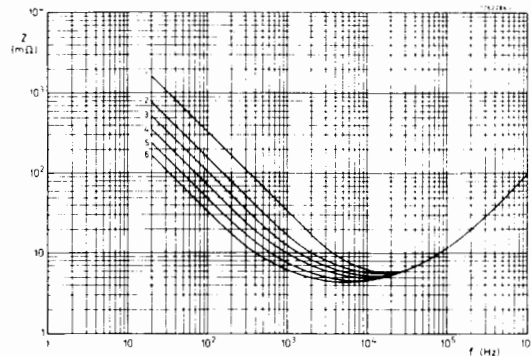
Et oxyderet metalfolie (anode), "vådt" elektrolytimprægneret papir og et katodefolie er udformet som tynde strimler, som rulles sammen og placeres i en forsejlet aluminiumbeholder, der igen kan være isoleret med plast.



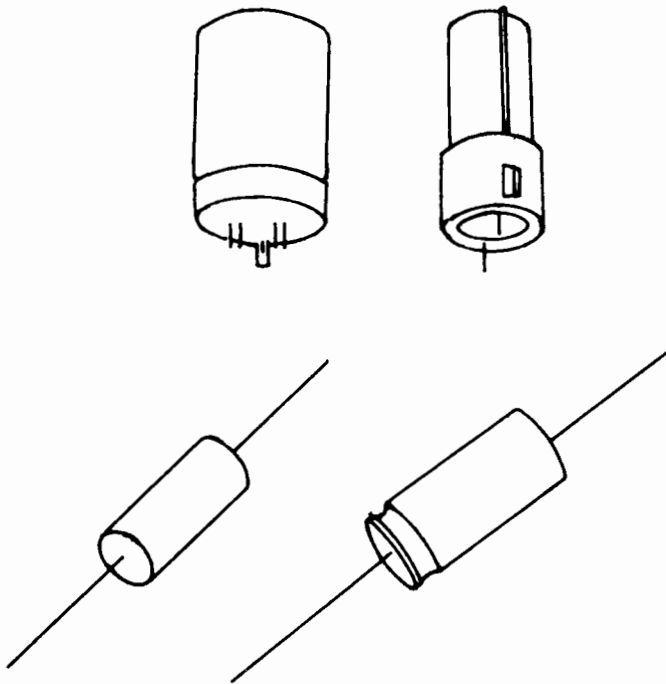
Tørre elektrolytkondensatorer har ætsede metalfolier som anode og katode, adskilt af et fast dielektrisk oxyd på glasfiber.

Den mekaniske opbygning svarer til den våde elektrolytkondensator. Tørre elektrolytkondensatorer er meget stabile og kan anvendes i temperaturområdet -50 til $+85^{\circ}\text{C}$ og har små tab i hele området.

Eksempler på almindelige elektrolytkondensatorer.



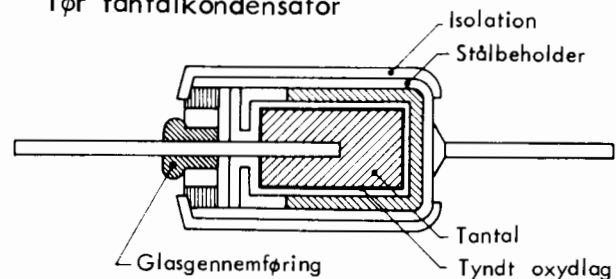
curve 1 =	4700 μF ,	63 V
2 =	10 000 μF ,	40 V
3 =	15 000 μF ,	25 V
4 =	22 000 μF ,	16 V
5 =	33 000 μF ,	10 V
6 =	47 000 μF ,	6,3 V



Elektrolytkondensatoren har en meget stor egeninduktans, hvilket bevirker, at den optræder som en spole ved frekvenser, der er større end 10 til 15 kHz.

2.8 Tantalkondensatorer

Tør tantalkondensator



Anoden består af en presset og sintret tantalpulverkerne, dækket med et tyndt oxydlag, som danner dielektrikum.

Dielektrikumet er igen belagt med et ledende lag dioxyd, beskyttet af et grafitlag, hvorefter det hele er for sølv eller belagt med messing.

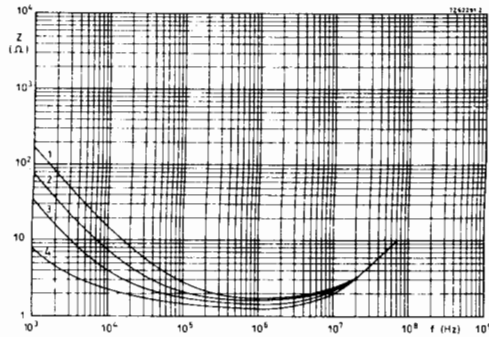
Kondensatoren er anbragt i en hermetisk lukket stålbeholder.

Våde tantalkondensatorer fremstilles af presset og sintret tantalpulver, som dækkes med et tyndt oxydlag, der omgives af en elektrolytisk væske, som danner den negative elektrode.



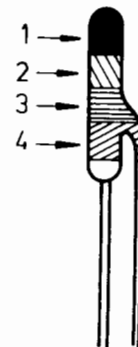
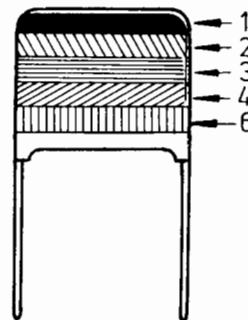
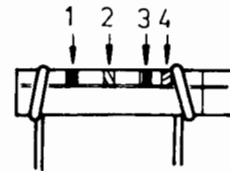
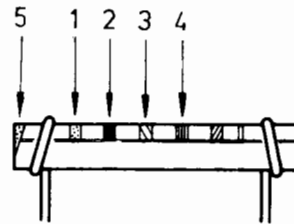
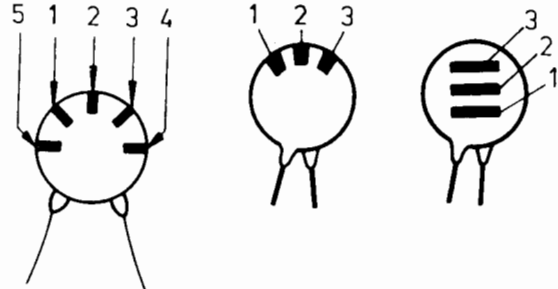
Opbygningen er som ved de tørre typer.

Tantalkondensatorer kan anvendes som afkoblings- og overføringskondensator ved frekvenser op til 100 kHz \rightarrow 1 MHz.



curve 1 = 1 μ F
 2 = 2.2 μ F,
 3 = 4.7 μ F,
 4 = 22 μ F,

Tegningerne viser mærkesystemer for farvekodning af keramiske kondensatorer.



3. KODNING

Kapacitet, tolerance, spænding og temperaturkoefficient angives med tal og bogstaver og/eller farvekode.

3.1 Keramiske kondensatorer

Farvekoden er angivet med ringe, bånd eller punkter.

Farvekoden for temperaturkoefficienten udelades i visse tilfælde.

Farvernes værdiangivelse er angivet i Philips farvekode, og fremgangsmåden ved aflæsningen er den samme som for modstande.

1. Første ciffer
2. Andet ciffer
3. Multiplikator
4. Tolerance
5. Temperaturkoefficient
6. Spænding

3.2 Glimmerkondensatorer

Der henvises til firmakataloger angående de aktuelle mærkesystemer for farvekodning af glimmerkondensatorer.

Aflæsningen foretages som for modstande og keramiske kondensatorer.

Kondensatorer

JERNINDUSTRIENS FORLAG

4. KONDENSATORTYPER OG ANVENDELSESMRÅDER

Egenskaber	Papir-kondensatorer		Plast-kondensatorer		Keramiske kondensatorer		Glimmer-kondensatorer	Elektrolyt-kondensatorer
	Impregneret	Metaliseret	Normal	Metaliseret	Lav dielekt. - konstant	Middel dielekt. - konstant		
Kapaciteter	100 pF - 10 μF	100 pF - 10 μF	1 nF - 0,2 μF	0,1 nF - 100 μF	0,5 pF - 2.000 pF	0,5 pF - 2.000 pF	10 nF - 0,1 μF	1 μF - 10.000 F
Arbejdsspændinger	250 - 1.000 V	150 - 600 V	50 - 700 V	30 - 125 V	500 - 1.000 V	500 - 1.000 V	200 - 2.000 V	2,5 - 500 V
Anvendelsesområder	Afkoblingskondensator og overføringskondensator for LF		Koblings- og afkoblingskondensator for LF		Koblings- og afkoblingskondensator for HF, VHF og UHF	Afkoblingskondensator for HF	Koblings- og afkoblingskondensator for HF	Koblings- og afkoblingskondensator for LF
Tabsfaktor δ	100 · 10 ⁻⁴ → 200 · 10 ⁻⁴		5 · 10 ⁻⁴ → 60 · 10 ⁻⁴	60 · 10 ⁻⁴ → 150 · 10 ⁻⁴	5 · 10 ⁻⁴ → 15 · 10 ⁻⁴		2 · 10 ⁻⁴ → 20 · 10 ⁻⁴	0,1 → 0,2
Temperaturkoefficient	-0,01 → +0,3		± 0,05		-0,08 (titanoxid) → +0,014 (magnesiumsilikat)		+0,003	+0,05 → +0,15

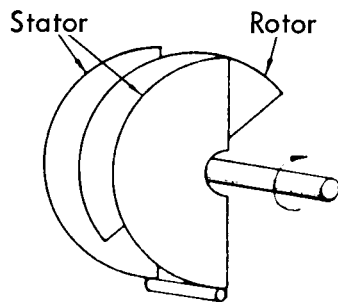


5. VARIABLE KONDENSATORER

De variable kondensatorer anvendes til HF afstemning og inddeles i dreje- og trimmekondensatorer.

5.1 Drejekondensatorer

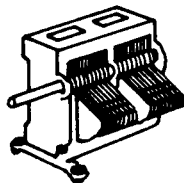
Den almindelige drejekondensator består af to pladesæt, hvor det ene sæt kan drejes ind i det andet ved hjælp af en aksel.



Pladesættet, som sidder fast i en ramme, kaldes stator og det bevægelige rotor.

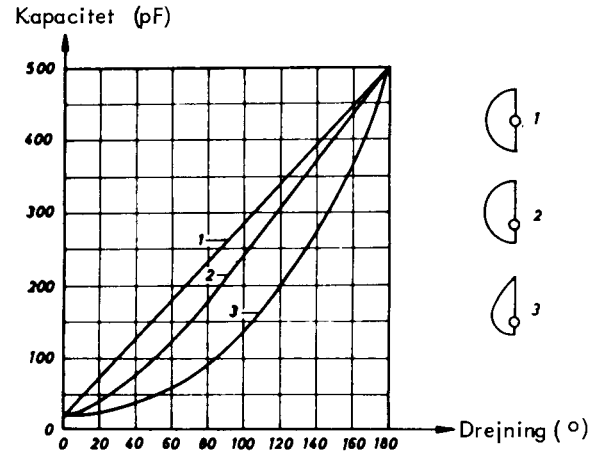
Kapaciteten bestemmes af det effektive pladeareal, dvs. hvor langt rotoren er drejet ind i statoren.

Er der monteret flere drejekondensatorer sammen i en ramme, og alle kan drejes med samme aksel, siger man, at kondensatoren er "ganget"; deraf navnet fleregangskondensator.



Ved at give rotorpladerne forskellig form kan man opnå, at kapaciteten ændres efter forskellige kurver, når man drejer på kondensatoren.

Kurver for forskellige udformninger af rotorpladerne.



1. Lineær kapacitetsændring
2. Lineær bølgelængdeændring
3. Lineær frekvensændring

I reglen benyttes luft som isolationsmateriale mellem pladerne, men i miniatureudgaver forekommer glimmer eller plastmateriale som dielektrikum.

Der findes mange forskellige typer fleregangskondensatorer, hvor nogle har op til seks separate drejekondensatorer. De enkelte drejekondensatorer kan være lige store eller have forskellige kapaciteter.

Kapacitetsværdien kan f.eks. varieres i områderne 20 til 500 pF, 15 til 300 pF, 10 til 100 pF osv.



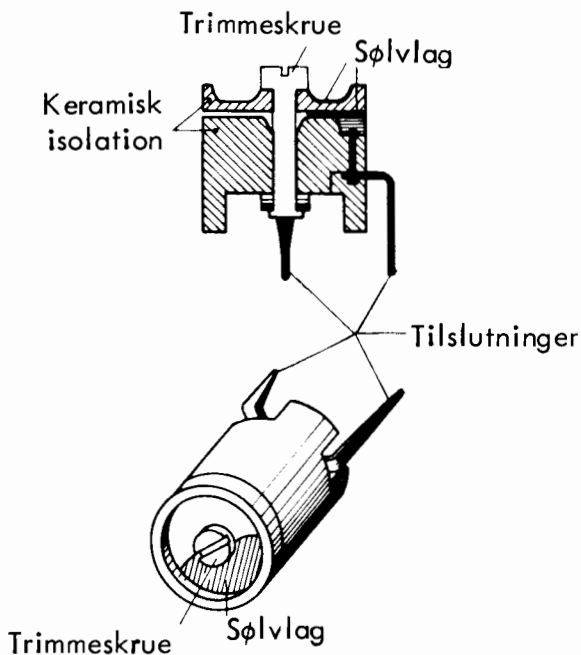
5.2 Trimmekondensatorer

Trimmekondensatorer fremstilles med luft, keramik, glimmer eller plast som dielektrikum.

Kondensatorerne kaldes henholdsvis keramisk cylinder- og rørtrimmer og lufttrimmekondensator.

Keramisk cylindertrimmekondensator

Kondensatoren har keramisk materiale som dielektrikum.

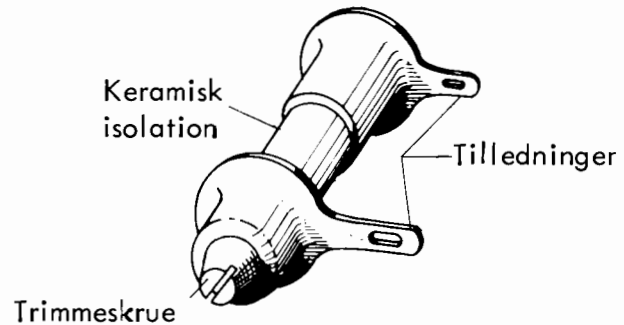
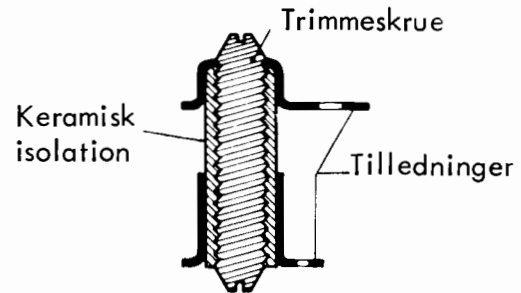


Kapacitetsændringen fremkommer ved, at sølvlaget på oversiden af skiven drejer mere eller mindre over sølvlaget, som ligger i cylinderen.

Ligger lagene lige over hinanden, har kondensatoren maksimal kapacitet.

De mindste af denne type har kapacitetsvariationer fra 2 til 7 pF og de største fra 20 til 120 pF.

Keramisk rørtrimmekondensator



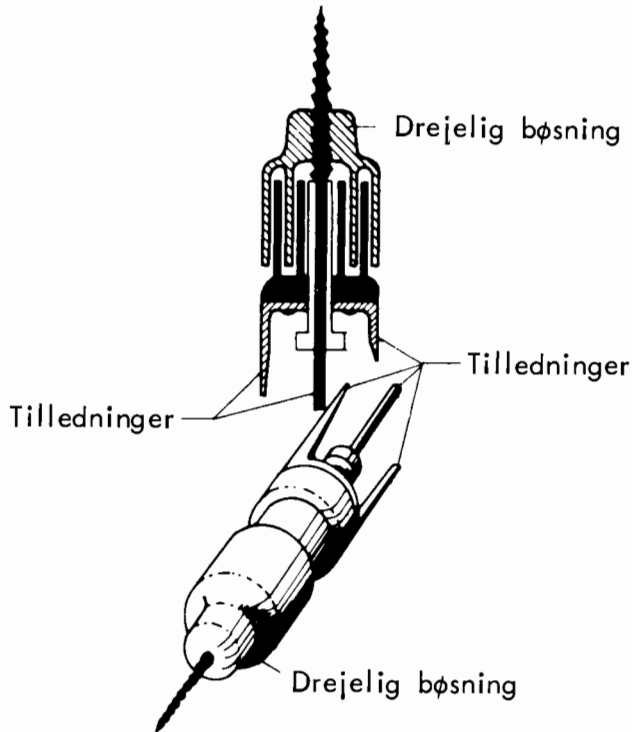
Rørtrimmerens trimmeskrue, der er af metal, står i forbindelse med den ene tilledningskontakt, hvis bøsning af fæstnet til et keramisk rør, som danner dielektrikum.

Når trimmeskruen drejes ind i røret, opnås et større pladeareal, og kapaciteten øges.

Rørtrimmeren har kapacitetsområde fra 0,8 til 6 pF og fra 1 til 12 pF.

Lufttrimmekondensator

Kondensatoren har luft som dielektrikum.



I denne kondensator er det en stift med gevind i forbindelse med bøsningen, som danner det ene pladesæt.

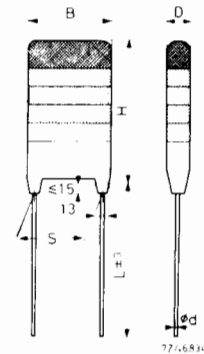
Skrues bøsningen ind, øges det effektive pladeareal, og kapaciteten stiger.

Lufttrimmeren har kapacitetsområde fra 2 til 8 pF og fra 3 til 60 pF.

1. EKSEMPLER PÅ DATA- OPGIVELSER

1.1 Metalliseret polyester kondensator

a. Type: Flat film



For B, D and H see Table

Table I

df	B	d	S	L
12,5	12,5	0,6	10,2 ± 0,5	22 ± 4
17,5	17,5	0,8	15,3 ± 0,3	32 ± 4
22,5	22,5	0,8	20,3 ± 0,3	30 ± 4
30	30	0,8	27,9 ± 0,3	28 ± 4

Table II

cap. (μF)	cap. code	max. dimensions (mm)											
		100 V versions			250 V versions			400 V versions			630 V versions		
		D	B	H	D	B	H	D	B	H	D	B	H
0.010	103				4	12.5	9	4	12.5	9	4	12.5	9
0.015	153				4	12.5	9	4	12.5	9	5	12.5	10
0.022	223				4	12.5	9	4	12.5	9	6	12.5	11
0.033	333				4	12.5	9	5	12.5	10	6	17.5	11
0.047	473				4	12.5	9	6	12.5	11	7	17.5	12
0.068	683				5	12.5	10	6	17.5	11	6.5	22.5	11.5
0.10	104	4	12.5	9	6	12.5	11	7	17.5	12	7.5	22.5	12.5
0.15	154	4.5	12.5	9.5	6	17.5	11	6.5	22.5	11.5	9.5	22.5	14.5
0.22	224	5.5	12.5	10.5	7	17.5	12	7.5	22.5	12.5	9.5	30	14.5
0.33	334	5.5	17.5	10.5	6.5	22.5	11.5	9.5	22.5	14.5	10	30	18
0.47	474	6.5	17.5	11.5	7.5	22.5	12.5	9.5	30	14.5	12	30	20
0.68	684	6	22.5	11	9.5	22.5	14.5	10	30	18			
1.0	105	7	22.5	12	9.5	30	14.5	12	30	20			
1.5	155	8.5	22.5	13.5	10	30	18						
2.2	225	8.5	30	13.5	12.5	30	20.5						
3.3	335	9	30	17									
4.7	475	11.5	30	19.5									
6.8	685	14	30	22									

Intermediate values according to the E12 range are available on request. The dimensions are identical to those of the next higher value in the standard E6 range. The capacitance tolerance is either ±10% or ±20%. The preferred tolerance is ±20% for ≤ 0.22 μF, and ±10% for > 0.22 μF.

TECHNICAL PERFORMANCE

Unless otherwise specified all electrical characteristics apply to an ambient temperature of 20 ± 5 °C, an atmospheric pressure of 930-1060 mbar and a relative humidity of 45-75 %.

Working temperature range -40/+100 °C

Maximum d.c. working voltage up to 85 °C

nominal voltage (V_{nom})

1.25% per deg C above 85 °C

Maximum overvoltage for

100 V and 250 V versions: 40%

1 minute per hour.

400 V and 630 V versions: 25%

Maximum a.c. voltage, 50-60 Hz

100 V versions: 63 V

(never to be exceeded at other

250 V versions: 160 V

frequencies)

400 V versions: 200 V

630 V versions: 220 V

Calculation of the dissipation

with the aid of Fig. 1

Maximum dissipation

Fig. 2

Pulse loads, maximum steepness

see Table III



1.4 Elektrolyt kondensator

a. Type: Miniature

b. Type: Small

Dimensions in mm

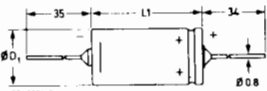


Fig.1. Insulated version with axial leads.

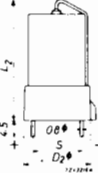


Fig.2. Printed-wiring version.

can size	insulated version with axial leads		printed-wiring version		
	D ₁ max (mm)	L ₁ (mm)	D ₂ max (mm)	L ₂ (mm)	S (mm)
4	6.7	18.5	8.7	25	7.62
6	10.3	18.5	12.9	25	10.16

Tolerance on capacitance: -10/+50 %
 Temperature range: -40/+70 °C
 Max. temperature for 12 hours per 24 hours: 85 °C
 Peak voltage for 1 minute per hour:
 at +70 °C: 1.125 x working voltage +0.5 V
 at ≤ +40 °C: 1.25 x working voltage +0.5 V
 Climatic robustness: category 40/070/56 (IEC68)

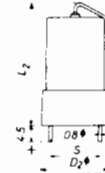
can size	working voltage (V)	capacitance (µF)	leakage current 1) (µA)	ripple current 2) (mA)	dissipation factor 3) (%)	impedance 4) (Ω)
4	4	8	4.1	16	0.15	5
4	4	125	30	40	0.30	6
6	6	400	73	125	0.30	1.8
4	6.4	32	15	16	0.15	6
4	4	100	37	40	0.30	6
6	6	320	85	125	0.30	1.8
4	10	64	37	40	0.25	6
6	6	200	85	125	0.25	1.8
4	16	2.5	4.1	16	0.10	5
4	4	16	18	16	0.20	6
4	4	40	37	40	0.20	6
6	6	125	85	125	0.20	1.8
4	25	1.6	4.1	16	0.10	6
4	4	10	18	16	0.15	6
4	4	25	37	40	0.15	6
6	6	80	85	125	0.15	1.8
4	40	1	4.1	16	0.10	10
4	4	6.4	18	16	0.10	6
4	4	16	37	40	0.10	6
6	6	50	85	125	0.10	1.8
4	64	0.32	2	16	0.10	18
4	4	0.64	4.1	16	0.10	12
4	4	4	18	16	0.10	6
4	4	10	37	40	0.10	6
6	6	32	85	125	0.10	1.8

1) Maximum leakage current at 20 °C after 5 minutes.
 2) Maximum permissible ripple current at 100 Hz and 70 °C.
 3) Maximum dissipation factor (tan δ) at 20 °C and 50 Hz.
 4) Maximum impedance at 20 °C and 100 kHz.
 5) For axial version; for printed-wiring version see 'Composition of the catalog number'.

Dimensions in mm



Axial version



Printed-wiring version

can size	axial version (insulated)		printed-wiring version		
	D (mm)	L (mm)	D ₂ (mm)	L ₂ (mm)	S (mm)
00	10.4	30.5	12.8	39.3	10.16
01	12.9	30.5	15.2	39.3	10.16
02	15.4	30.5	17.8	39.3	12.70
03	18.5	30.5	20.8	39.3	15.24

Tolerance on capacitance: -10/+50 %
 Temperature range: -40/+70 °C
 Maximum temperature for 12 hours per 24 hours: 85 °C
 Peak voltage for 1 minute per hour:
 at +85 °C: 1.125 x working voltage +0.5 V
 at ≤ +40 °C: 1.25 x working voltage +0.5 V
 Climatic robustness: category 40/070/56 (IEC 68)

can size	working voltage (V)	capacitance (µF)	leakage current 1) (µA)	ripple current 2) (mA)	dissipation factor 3) (%)	impedance 4) (Ω)
00	2.5	1000	100	180	0.35	1.0
01	01	1600	145	260	0.35	0.8
02	02	2500	215	360	0.35	0.8
03	03	4000	325	500	0.35	0.8
00	4	800	120	180	0.30	1.0
01	01	1250	175	260	0.30	0.8
02	02	2000	265	360	0.30	0.8
03	03	3200	400	500	0.30	0.8
00	6.4	640	145	180	0.25	1.0
01	01	1000	215	260	0.25	0.8
02	02	1600	325	360	0.25	0.8
03	03	2500	500	500	0.25	0.8
00	10	400	145	180	0.20	1.0
01	01	640	215	260	0.20	0.8
02	02	1000	325	350	0.20	0.8
03	03	1600	500	500	0.20	0.8
00	16	250	145	180	0.15	1.0
01	01	400	215	260	0.15	0.8
02	02	640	325	360	0.15	0.8
03	03	1000	500	450	0.15	0.8
00	25	160	145	110	0.15	1.0
01	01	250	215	160	0.15	0.8
02	02	400	325	220	0.15	0.8
03	03	640	500	310	0.15	0.8
00	40	100	145	110	0.1	1.2
01	01	160	215	160	0.1	1.2
02	02	250	325	220	0.1	0.8
03	03	400	500	310	0.1	0.8
00	64	64	145	110	0.1	1.2
01	01	100	215	160	0.1	1.2
02	02	160	325	220	0.1	0.8
03	03	250	500	310	0.1	0.8

STANDARD PACKAGING

200 pieces per box

1) Maximum leakage current at 20 °C after 5 minutes
 2) Maximum permissible ripple current at 50 Hz and 70 °C.
 3) Maximum dissipation factor (tan δ) at 20 °C and 50 Hz
 4) Maximum impedance at 20 °C and 100 kHz
 5) For printed-wiring version see 'Composition of the catalog number'.



DISPOSITION

1. Spoler
2. LF spoler
3. HF spoler
4. Håndtering

1. SPOLER

1.1 Generelt

En spole består i princippet af en leder, der er viklet op i en spiral med et antal vindinger.

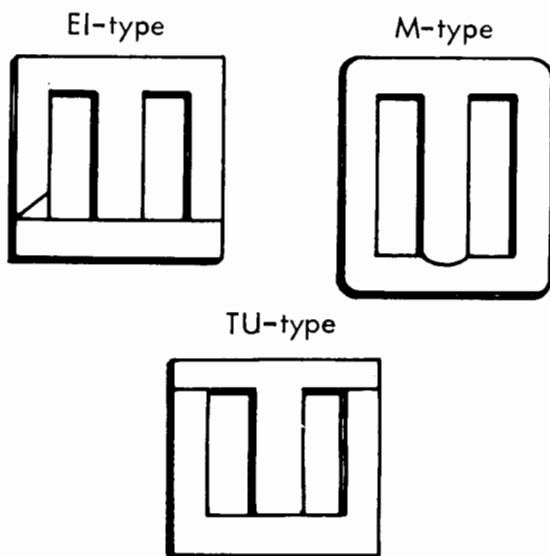
Alt efter om spolerne er anvendt inden for LF området eller højere frekvenser, er der her foretaget en grovinddeling i lavfrekvensspoler (LF spoler) og højfrekvensspoler (HF spoler).

1.2 Kernemateriale

Spoler er ofte forsynet med kerner af blødt magnetisk materiale, der er anbragt i eller omkring spolerne.

Afhængig af frekvensen består kernematerialet af metallegering, pulvermateriale eller ferritmateriale.

Kerner findes i mange forskellige udformninger. Nogle kerner har fået bogstavsbetegnelser efter ligheden med alfabetets bogstaver.



Spolerne kan også være forsynet med metalkerner af lamelleret jern eller permalloy, der nedsætter effekttabet i kernen, der går under navnet transformatorblik.

Pladetykkelsen er mellem 0,35 og 0,5 mm, og for de mindste helt ned til 0,05 mm. Jo højere frekvens des tyndere plader.

Pladerne skal rent elektrisk være isoleret fra hinanden.

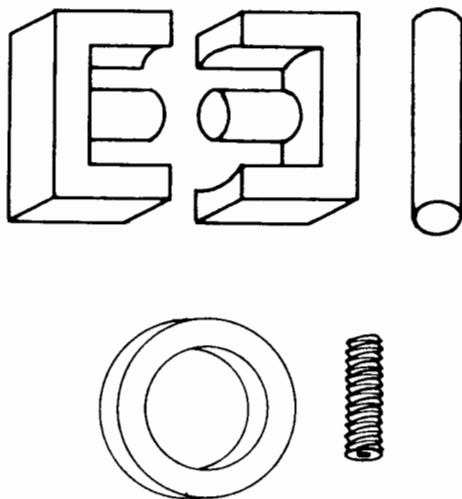
En kerne bygges op af mange lag lameller, normalt med indstikning i spolen vekselvis fra to sider.

Hvis en spole gennemløbes af en stor DC strøm, vil kernen let blive magnetisk mættet.

Dette kan modvirkes ved at øge kernens magnetiske modstand.

Dette kan gøres med en luftspalte i kernen. Ved EI-kerner indstikkes alle E blikkene i spolen fra samme side og derefter lægges et stykke papir mellem E- og I blikkene.

Er kernen af pulver- eller ferritmateriale, kan udformningen være som følgende kernetyper:



Kernerne er massive og kan udformes som E type, en rund stang (ferritantenne), en ring for toroidspoler eller med gevind for indskruling i en spoleform.

2. LF SPOLER

2.1 Opbygning

Spoler for frekvenser mellem 20 Hz og 20 kHz har selvinduktioner fra få mH til mange H. De udføres oftest med lamelleret kerne, men for frekvenser fra 1 kHz og opefter anvendes også ferritmaterialer.

Toroidspoler viser sig anvendelige til disse frekvenser.

LF spoler inddeles i LF filterspoler og LF drosler.

2.2 LF filterspoler

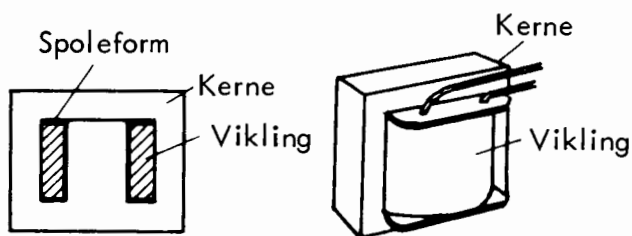
LF filterspoler anvendes til filtrering af ensrettet vekselspænding. DC strømmen er normalt så stor, at de oftest udføres med luftspalte.

2.3 LF drosler

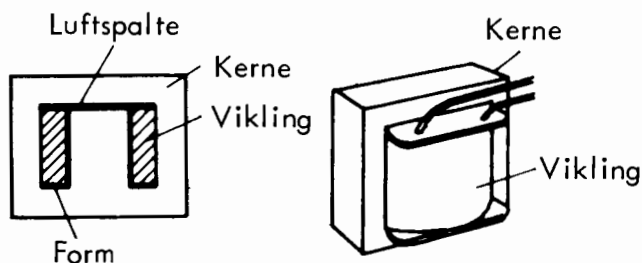
LF drosler anvendes til afskæring og fremhævning af bestemte frekvenser.

Kernerne kan være udført med variabel luftspalte, da det kan være ønskeligt med en justering af selvinduktionen.

LF spole med lamelleret kerne



LF spole med lamelleret kerne og luftspalte



3. HF SPOLER

3.1 Opbygning

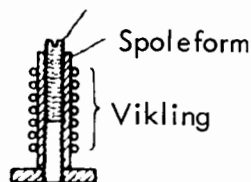
Spoler for højfrekvens (radiofrekvens) har selvinduktioner fra få pH til ca. 1 mH, og de kan inddeles i spoler med kerne og i luftspoler.

Eksempler på spole med kerne:

Trimmekerne



Trimmekerne



Spolerne er viklet på en form af et isolerende materiale.

Kernerne laves af pulver- eller ferritmaterialer og kan udføres med kær for "trimning".

Når en spole trimmes, betyder det kun, at kernens placering i spolen ændres, hvorved spolens selvinduktion, og dermed afstemningskredsens resonansfrekvens ændres.

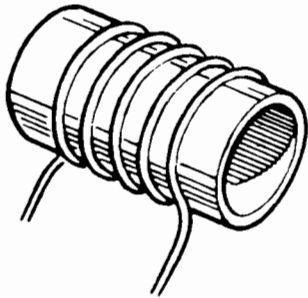
For at forhindre fremmedfeltindflydelse er HF spoler ofte indkapslet i et "hus" af et magnetisk materiale.

Nogle ferritkerner er udført, så de foruden at danne en kerne inden i spolen også omslutter spolen, hvorved behovet for afskærmning bliver mindre.



3.2 Luftspoler

Luftspolerne anvendes ved høje frekvenser.



Spoler, som skal have en god temperaturkoefficient, er ofte udført ved, at en sølvtråd er brændt ind i en keramikform.

3.3 Krydsvikling

For at reducere egenkapaciteten, kan spolen vikles i flere sektioner.

Billedet viser en spole (HF drossel), som er viklet i tre sektioner med hver sektion krydsviklet.



Med krydsvikling menes, at trådene i hver sektion indbyrdes krydser hinanden i et bestemt mønster.

3.4 HF strøm i ledere

HF strømmene har den egenskab, at de trænger ud mod lederens overflade. Tråde i HF spoler skal derfor have en stor overflade, selv om de skal lede forholdsvis små strømme.

For lille trådtværsnit vil give for stor modstand i det effektive ledeareal og dermed et ringe Q i spolen.

Skal en spole have mange vindinger, vil den ved anvendelse af ledere med stort tværsnit få for store dimensioner. Ledetværsnittet må derfor gøres mindre, men samtidig skal den største mulige overflade bibeholdes.

Til vikling af sådanne spoler anvendes derfor litzetråd.

Litzetråden består af mange indbyrdes isolerede kordeller, der er sammensnoede og derefter omviklet med silke. Tråden får derved en stor lederoverflade i forhold til tværsnitsarealet.

3.5 HF drossel

HF drosslen er en lille spole, som spærrer for HF, men leder for DC.



Ved UHF anvendes en lille ferritperle omkring ledningen. På grund af ferritperlens store permeabilitet optræder den sammen med ledningen som en selvinduktion med små tab.

KRYSTAL

Som svingningskreds i for eksempel en oscillator kan, i stedet for en LC kreds, anvendes et kvartskrystal.

Kvartskrystallets evne til at optræde som svingningskreds beror på den såkaldte piezoelektriske effekt.

Herved menes det fænomen, at der over endefladerne af en krystalblok fremkommer elektriske ladninger, når krystallet sammenpresses, og at der fremkommer sammentrækninger eller udvidelser af krystallet, når en elektrisk vekselspænding påtrykkes endefladerne.

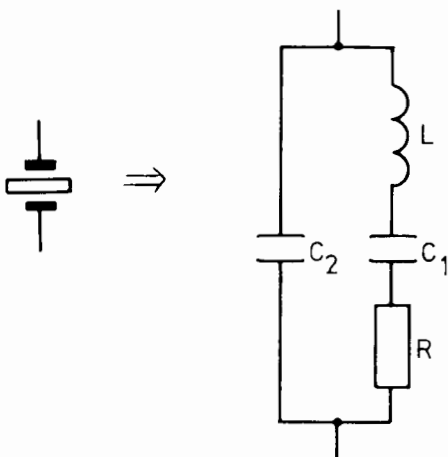
Heraf følger, at krystallet vil svinge rent mekanisk i takt med frekvensen af en påtrykt vekselspænding.

Ved krystallets anvendelse som svingningskreds er det udskåret i en skive, hvis dimensioner er bestemmende for krystallets egenfrekvens.

Elektriske egenskaber

Det svingende krystal er i reglen ophængt mellem to metalplader, som antydtes på diagramsymbolet.

Krystallets ækvivalentdiagram kan tegnes som:



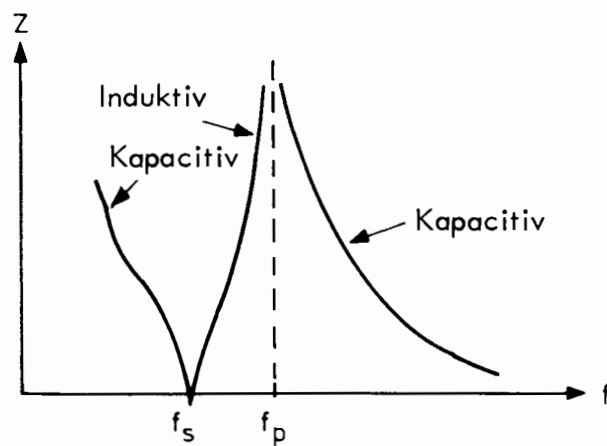
L repræsenterer krystallets svingende masse.

C_1 repræsenterer krystallets elasticitet.

R repræsenterer friktionsdæmpningen.

C_2 er kapaciteten i krystalholderens plader.

Krystallet har såvel en serie- som en parallelresonansfrekvens.



Under serieresonansfrekvensen f_s optræder krystallet kapacitivt.

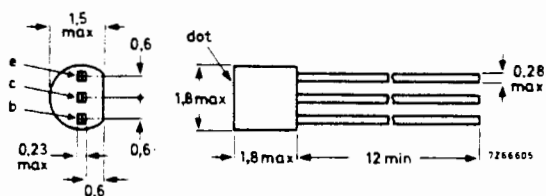
På frekvensen f_s optræder krystallet som en lille s modstand.

Mellem serieresonansfrekvensen f_s og parallelresonansfrekvensen f_p optræder krystallet induktivt.

På frekvensen f_p optræder krystallet som en meget stor ohmsk modstand.

På frekvenser over f_p optræder krystallet kapacitivt.

Krystallet kan anvendes som svingningskreds både på serie- og parallelresonansfrekvensen, og det kan endvidere anvendes som en induktans med et meget højt Q.



1. KODNING

Halvledere er ved deres kodning opdelt i to grupper.

1.1 Gruppe 1

Halvledere hovedsagelig beregnet til radio- og fjernsynsmodtagere, pladespillere, båndoptagere og lavfrekvensforstærkere, smalfilmgengivere, høreapparater og lignende udstyr.

For disse halvledere udgøres typebetegnelsen af to bogstaver og tre tal.

1.2 Gruppe 2

Halvledere hovedsagelig beregnet til andre anvendelser end de under gruppe 1 nævnte.

Typebetegnelserne består for disse vedkommende af tre bogstaver og to tal.

1.3 Første bogstav

Angiver halvledermaterialet som følger:

- | | |
|---|------------|
| A | Germanium. |
| B | Silicium. |

1.4 Andet bogstav

Angiver halvledertypen som følger:

- | | |
|---|---|
| A | Dioder inklusive spændingsafhængige kapaciteter. |
| C | Transistorer til lavfrekvensformål. |
| D | Krafttransistorer til lavfrekvensformål. |
| E | Tunneldioder. |
| F | Transistorer til højfrekvensformål. |
| L | Krafttransistorer til højfrekvensformål. |
| P | Fotohalvledere. |
| S | Transistorer til regnemaskineformål. |
| T | Styrede ensrettere, pnpn transistorer, shockley dioder. |
| U | Krafttransistorer til regnemaskineformål. |
| Y | Kraftdioder. |
| Z | Reference- og zenerdioder. |

1.5 Tredje bogstav og tal

Disse skal opfattes som serienumre.

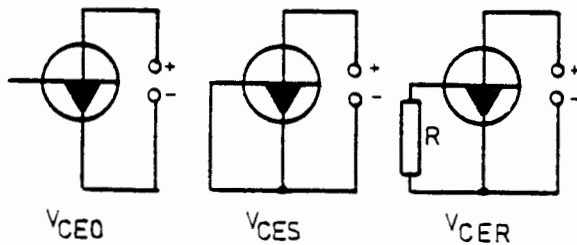
Typerne i gruppe 1 har numre mellem 100 og 999, der angiver den tidsmæssige rækkefølge for typeregistreringen.

For typerne i gruppe 1 og 2 bruges bogstaverne og numrene fra Y 10-Y 99 til A 10-A 99 begyndende ved Y 10 og opad gennem alfabetet til angivelse af den tidsmæssige rækkefølge for typeregistreringen (tidligere anvendtes Z som tredje bogstav).



For at kunne anvende og arbejde med transistorer, er det nødvendigt, at kunne læse og forstå de data, som udgives af transistorfabrikanterne for de forskellige transistorer.

For at hindre ødelæggelse af transistoren, må de maximale spændinger ikke overskrides.



V_{CEO} skal læses som: spændingen på colleetoren i forhold til emitteren med basen åben. Denne størrelse af colleetor-emitterspændingen vil normalt være den mindste, transistoren kan holde til.

V_{CES} skal læses som: spændingen på colleetoren i forhold til emitteren med basen kortsluttet til emitteren. Denne værdi er normalt den største spænding, transistoren må påtrykkes.

V_{CER} er, som ovenstående skitse viser, den spænding der må ligge over transistoren, hvis basen er afledet til emitteren med en modstand af nærmere angivet værdi, den opgivne spænding vil ligge et sted mellem V_{CEO} og V_{CES} .

V_{CEX} kan angive den tilladelige colleetor-emitter-hvis basis-emitter forspændes, med en nærmere angivet spænding i spæreretningen. Den værdi vil ligge tæt på V_{CES} .

Som man vil se, bestemmes den spænding, transistoren kan holde til, i nogen grad af det kredsløb, transistoren indgår i, hvilket man må gøre sig klart ved valg af erstatningstyper.

Transistorens
jvænstrømsdata

Spændinger

Colleetor-
emitter

V_{CEO}

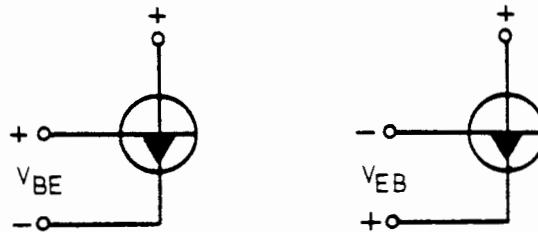
V_{CES}

V_{CER}

V_{CEX}



Medens et gennemslag i transistoren fra collektoren Basis-emitter til base eller emitter ofte vil medføre ødelæggelse, er dette ikke nødvendigvis tilfældet ved gennemslag i basis-emitterdioden.



V_{BE} angiver basisspændingen i forhold til emitteren V_{BE} og da den viste transistor er af NPN-typen og V_{BE} er positiv, vil det sige, at basis-emitterdioden er forspændt i lederetningen.

Denne spændings størrelse er primært bestemt af, af hvilket grundmateriale transistoren er fremstillet, og i nogen grad af basisstrømmens størrelse.

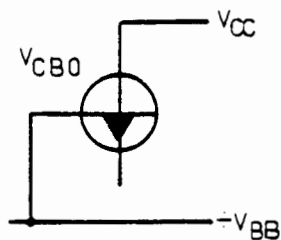
De typiske størrelser er:

Silicium: 0,7V

Germanium: 0,2V

V_{EB} er den spænding, der må påtrykkes basis-emitter i spærretetningen. Hvis denne spænding overskrides, vil basis-emitterdioden opføre sig som en zenerdiode. Det vil sige, at transistoren ikke nødvendigvis ødelægges, blot strømmen, og dermed opvarmningen af transistoren, begrænses.

Collektor-
basis



Hvis der anvendes en særlig spænding til at forspænde basis-emitter i spærretningen, kan V_{CB0} være større end V_{CE} . Hvor stor en spænding transistoren kan holde til, angives med V_{CB0} .

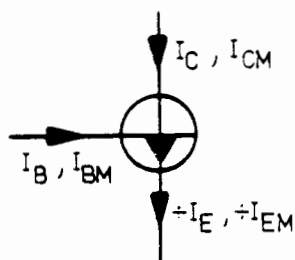
V_{CB0}

Alle de viste eksempler er på NPN-transistorer. Ved PNP-transistorer vil der blot være et minus foran benævnelserne.

NPN/PNP

Som for store spændinger, vil også for store strømme virke ødelæggende på transistoren.

Strømme



For strømmene i transistoren skelner man mellem den konstante DC-strøm der må flyde, og den spidsværdi strømmen kortvarigt må antage.

I_C, I_{CM}

I_C angiver den konstante DC-strøm.
 I_{CM} er den tilladte spidsstrøm.

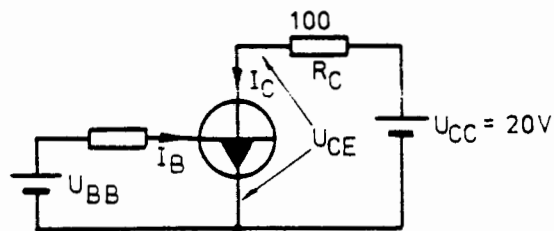
Som man vil se, er emitterstrømmen angivet negativ. Dette beror på, at alle strømme, der løber ind i transistoren, definitionsmessigt er positive, og da emitterstrømmen løber ud af transistoren, er den negativ.



Den sidste væsentlige data, der skal overholdes, for at sikre transistoren et langt og lykkeligt liv, er den maximale effekt, der må afsættes i den.

Hovedparten af den effekt der afsættes i transistoren, kommer af collettortabet.

Ligesom en modstand opvarmes når den gennemløbes af en strøm, opvarmes også en transistor når den trækker collektorstrøm.



Antag at I_C er 100mA.

Spændingsfaldet over collettormodstanden er da:

$$U_{RC} = 0,1 \cdot 100 = 10V,$$

U_{CE} er da:

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

$$U_{CE} = 20 - 10 = 10V$$

Collettortabet kan nu bestemmes ved at multiplicere collektor-emitterspændingen med collektorstrømmen

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C,$$

$$P_C = 10 \cdot 0,1 = 1W.$$

Dette tal må ikke overskride det maximale collettortab for transistoren.

Effekt

P_C

Eksempel på
beregning af

P_C

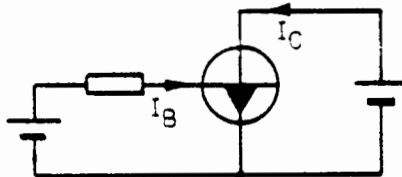


I transistorens datablad vil der være opgivet en totaleffekt der må afsættes i transistoren under bestemte ydre forhold som temperatur og køling.

For BC107 angives for eksempel $P_{\text{tot}} = 300\text{mW}$, ved en omgivelsestemperatur på 25° .

Se iøvrigt senere om køling af transistorer.

Den primære egenskab ved en transistor er dens evne til at forstærke en strøm.



Når basen tilføres en strøm, vil der gå en strømforstærkning gange større collectorstrøm.

Det vil sige, at forholdet mellem I_C og I_B er transistorens DC-strømforstærkning.

$$\text{DC-strømforstærkning} = \frac{I_C}{I_B}$$

I databladet vil DC-strømforstærkningen være benævnt med h_{FE} . Vær opmærksom på, at h_{FE} er noget afhængig af collectorstrømmens størrelse.

En med h_{FE} nært beslægtet størrelse er h_{fe} , der angiver AC-strømforstærkningen.

h_{fe} vil normalt være ca 20% større end h_{FE} , hvorfor man i en snæver vending kan anvende h_{fe} , hvis h_{FE} ikke er opgivet eller omvendt.

 P_{tot}

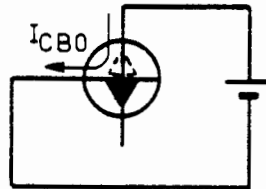
Strømforstærkning

 h_{FE}



Hvis transistoren var ideel, ville collektorstrømmen være nul, når basisstrømmen er nul.

At dette i praksis ikke er tilfældet, skyldes transistorens lækstrøm.



Den lækstrøm, der løber fra collektor til basis, når emitteren svæver, benævnes I_{CBO} . Som man vil se, løber den i collektor-basisdiodes spærretretning.

I_{CBO} opstår på grund af thermisk frembragte ladningsbærere i collektordiaden.

For en typisk germanium småsignal transistor er I_{CBO} $10\mu A$ ved $25^\circ C$, medens den for en siliciumtransistor, under samme betingelser, er ca. 1000 gange mindre, altså $10nA$.

Der er to forhold der bevirker at der skal tages hensyn til I_{CBO} .

For det første fordobles I_{CBO} for hver ca. $10^\circ C$ transistorens krystaltemperatur stiger.

Det vil sige, at ved transistorens maximale arbejdstemperatur kan I_{CBO} være temmelig stor.

$$I_{CBO/t_2} = I_{CBO/t_1} \cdot 2^{\frac{t_2-t_1}{10}}$$

$$\text{Ge: } I_{CBO/90^\circ C} = 10\mu \cdot 2^{\frac{90-25}{10}} = 900\mu A$$

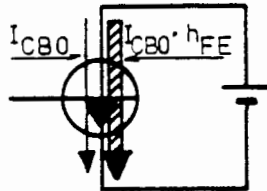
Lækstrømme

 I_{CBO}

Eksempel



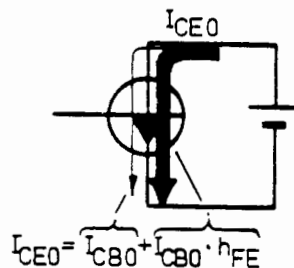
For det andet vil transistoren forstærke I_{CB0} på grund af strømforstærkningen.



Antag at transistoren kobles som vist, med åben base.

I_{CB0} kan nu ikke længere flyde ud af basen, men må fortsætte ned gennem basis-emitterstrækningen. Transistoren vil derfor føle I_{CB0} som en normal basisstrøm, og følgelig forstærke denne h_{FE} gange. Det vil sige, at I_{CB0} har frembragt en kollektorstrøm, der er h_{FE} gange større end den oprindelige lækstrøm. Kollektor-emitter-lækstrømmen benævnes I_{CEO} , altså målt med åben base.

Eksempel



$$I_{CEO} = 10\mu + 10\mu \cdot 100 = 1010\mu \approx 1\text{mA}$$

Det vil sige, at transistoren kan trække en betragtelig kollektorstrøm, blot ved at opvarme den, hvis der ikke tages forholdsregler mod dette.



DISPOSITION

1. Halvledere
2. Halvlederkomponenter
3. Halvlederdiodes

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.

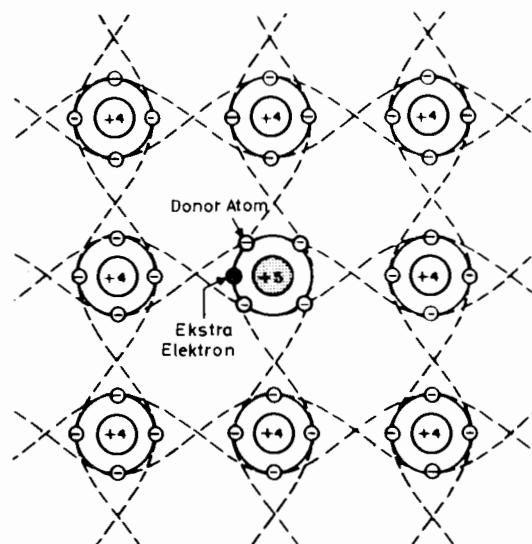
Det er de såkaldte halvledere, og især grundstofferne silicium og germanium, der har fået en stadigt voksende betydning for elektronikken.

1.2 N-type

Anvendelsen af halvledere til diodes 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.

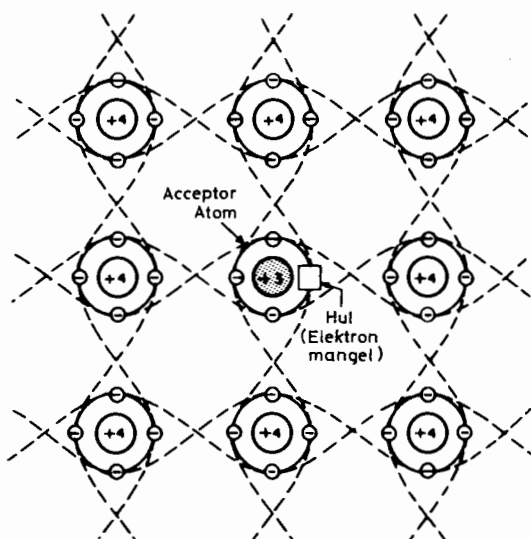
Antimonatomet erstatter et siliciumatom i gitteret, men da antimon har én elektron mere end nødvendigt til at binde atomerne sammen, vil denne overskuds-elektron optræde som en fri elektron. Dette silicium kaldes for N-type, fordi der er overskud af frie negative elektroner.



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 forurene 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 halvlederdiode 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. PNPN.

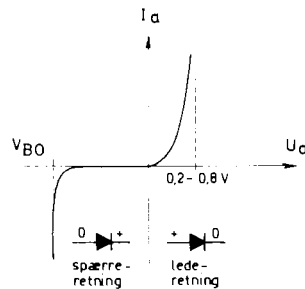
De nyere transistortyper, FET's og MOSFET's, består også af N- og P-type materialer, men her sat sammen på en lidt anden måde end svarende til en egentlig PN-overgang.

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.

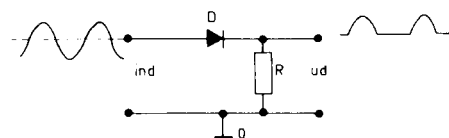
Zenerdioder fremstilles med zenerspændinger fra et par volt til omkring 200 volt, og til tilladelige effekttab fra ca. 200 mW til 50 W.

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



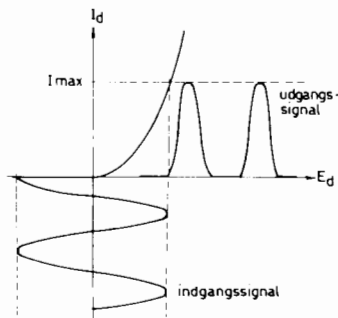
I figuren lægges en sinussvingning med amplitude mindre end breakdown-spændingen ind på indgangen.

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. Zenerdiode

1. ZENERDIODE

1.1 Zenerspænding

Zenerdioden fremstilles til spændinger mellem 3 og 100 V.

Dioder til spændinger under 6 V har en negativ temperaturkoefficient.

Ved zenerspændinger over 7 V har dioden en positiv temperaturkoefficient.

1.2 Dynamisk modstand

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

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

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

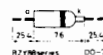
1.3 Afsat effekt

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

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

1.4 Eksempel på datablad

Type and applications	Outlines (mm)											
BZY88-	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_{dZ} (Ω)	83.5	76	76	70	62	46	22	7.0	3.0	3.0	3.5	4.75
BZY88-	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_{dZ} (Ω)	5.0	7.0	8.0	10	15	20	25	30	35	40	50	60
Ratings	$I_{ZRM} = 250$ mA; $I_{ZSM} = 250$ mA; $P_{DM} = 0.4$ W; $P_{ZSM} = 15$ W; $T_J = 175^\circ\text{C}$; $T_{MB} = +175^\circ\text{C}$											
Characteristics	$R_{th(j-c)} = 310^\circ\text{C/W}$; $V_Z < 0.9$ V at $I_Z = 10$ mA; tolerance of V_Z : 5%											



1.5 Symbol



1.6 Tilslutning

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

DISPOSITION

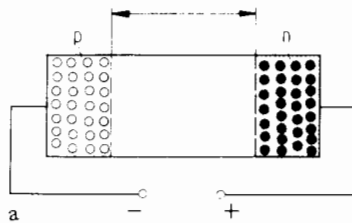
1. Kapacitetsdioder

1. KAPACITETSDIODER

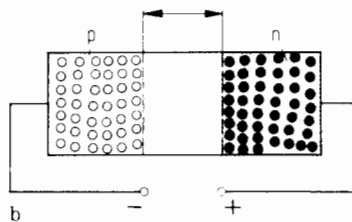
1.1 Virkemåde

Når en halvlederdiode udsættes for en spænding i spærreretningen trænges de to sæt ladningsbærere ud i hver sin ende af dioden, jo højere spændingen er, desto længere trænges de ud mod enderne, og man kan således betragte dem som belægninger i en kondensator, hvor det ikke ledende grænselag danner dielektikum.

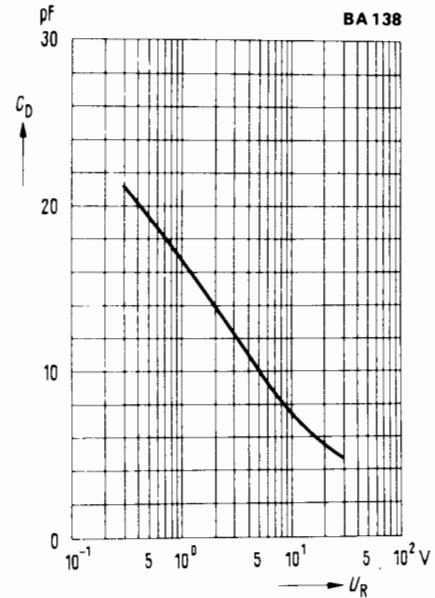
Stor spærrespænding giver stor afstand mellem ladningsbærere og lille kapacitet



Lille spærrespænding giver lille afstand mellem ladningsbærere og stor kapacitet

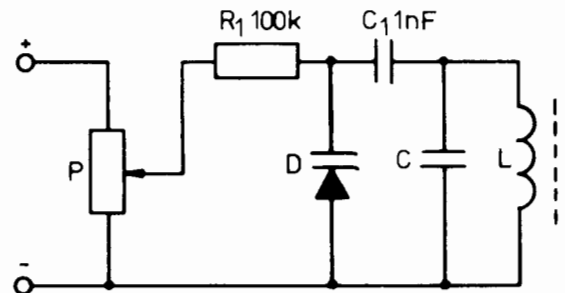


Da spærrelagets tykkelse varierer med spændingen, har man en variabel kapacitet, hvor man i stedet for en mekanisk indstilling blot skal ændre den spærrespænding, der lægges over dioden.



Mellem dioden og spændingskilden skal der indskydes en drosselspole eller en stor modstand R for at forhindre, at den højfrekvens, som kapacitetsdioden skal behandle, kortsluttes gennem spændingskilden.

Kondensatoren C_1 spærre for DC spændingen, så den ikke kortsluttes af spolen L i svingningskredsen.





1.2 Anvendelse

"Enkelt" kapacitetsdioden anvendes i forbindelse med HF og oscillatorafstemning (AFC) i FM, VHF og UHF tuner.

ΔC ca. 5 til 20 pF

ΔUR ca. 0 til 30 V

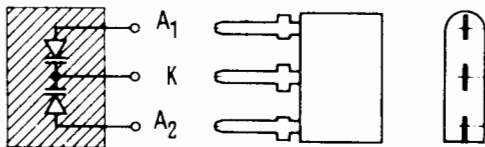


"Dobbelte" kapacitetsdioder anvendes i FM tunere til afstemning af to adskilte kredse eller i modtaktskobling i kvalitetstunere.

ΔC ca. 15 til 60 pF

ΔUR ca. 0 til 30 V

BB 104

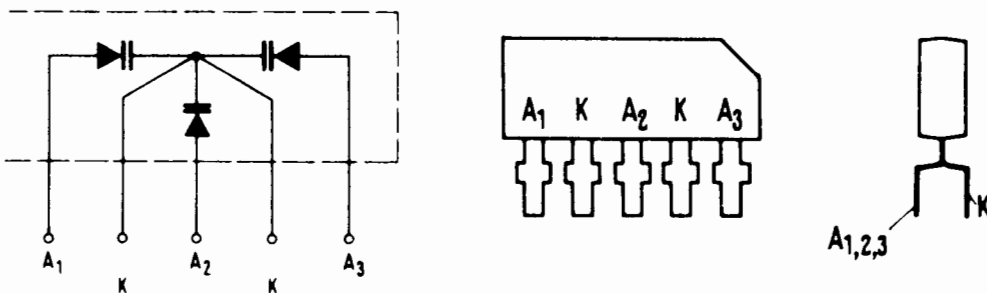


"Tregangs" kapacitetsdioder anvendes i AM tunere til HF og oscillatorafstemning.

ΔC ca. 10 til 300 pF

ΔUR ca. 0 til 30 V

B 113



DISPOSITION

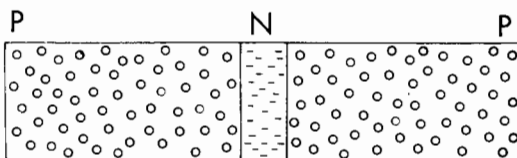
1. Transistor

1. TRANSISTOR

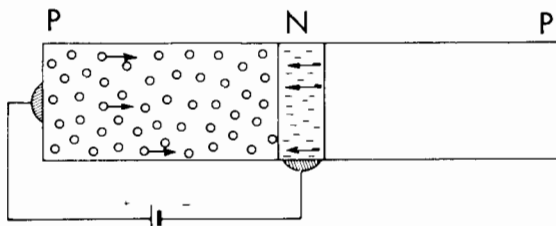
1.1 Transistorens virkemåde

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.

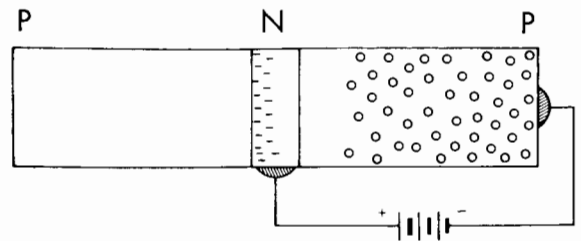


Sættes der spænding på emitterbasestrækningen i lederetningen, vil der gå strøm i denne PN-overgang. Gennem PN-overgangen vil der trænge positive ladningsbærere over i N-materialet, hvor de foreløbig vil udligne sig med de negative ladningsbærere.

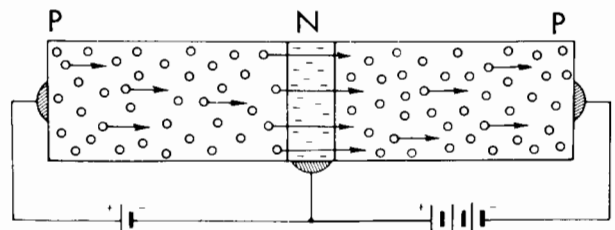


På kollektorbasestrækningen tilføres en spænding i spærreretningen, altså en negativ spænding på kollektoren og tilsvarende positiv spænding på basen.

Hvis der ingen strøm går i emitterbasestrækningen, optræder kollektorbasestrækningen som en spærret strækning, hvor der kun går den ganske lave spærrestrøm ved almindelig stuetemperatur.



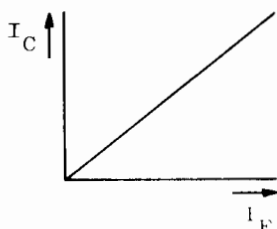
Hvis der samtidig med spænding på kollektorbasestrækningen i spærreretningen tilføres emitterbasestrækningen en spænding i lederetningen, vil hullerne passere PN-overgangen og komme ind i N-materialet.



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.



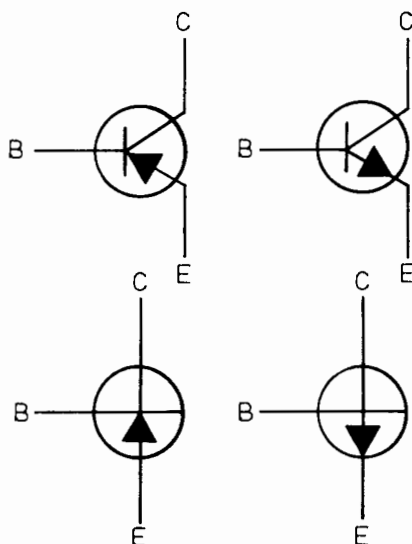
Jo større strøm, der trækkes i emitterstrækningen, des større strøm vil der komme til at gå i kollektorstrækningen.

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

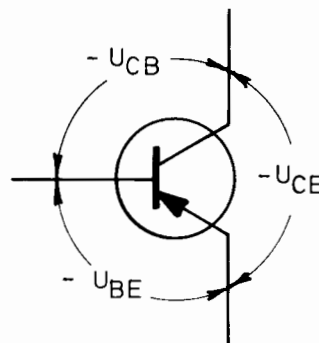
1.3 Transistorens spændinger og strømme

Transistorens spændinger og strømme benævnes som vist.

U_{CE} : Kollektor-emitterspænding

U_{BE} : Basis-emitterspænding

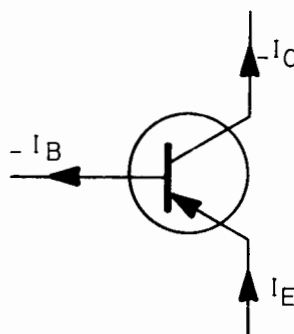
U_{CB} : Kollektor-basispænding



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 strømme kan komme op i en størrelsesorden af flere ampere.

Bemærk at emitterpilen viser den vedtagne strømretning. Strømmen "ind i" halvlederen regnes for positiv.



For alle transistorer gælder, at summen af base- og kollektorstrøm er lig med emitterstrømmen,

$$I_E = I_B + I_C$$

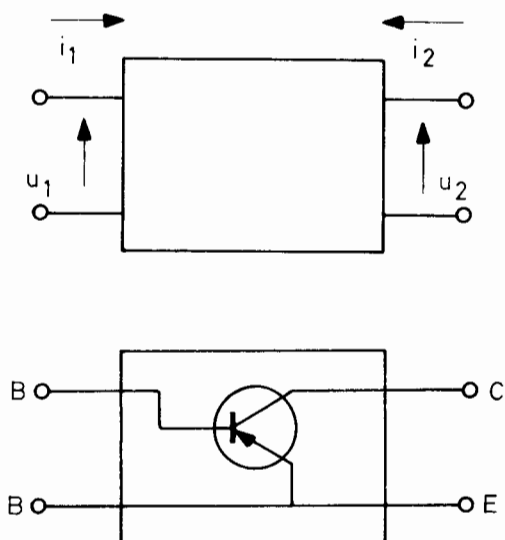
På en germaniumtransistor, der anvendes som forstærker, skal base-emitterspændingen være mellem 0,1 og 0,3 V. På en siliciumtransistor skal base-emitterspændingen være mellem 0,5 og 0,7 V.

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.

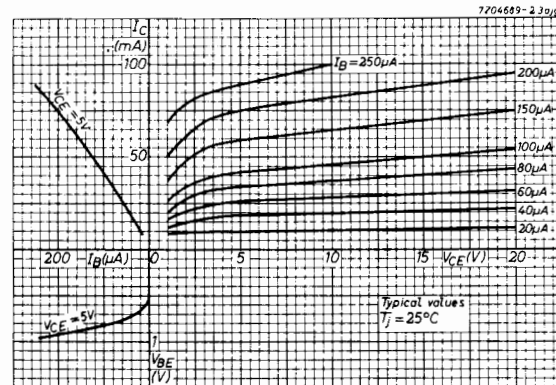
h_{fe} vil normalt være ca. 10 til 40% større end h_{FE} , hvorfor man om nødvendigt kan anvende h_{FE} , hvis h_{fe} ikke er opgivet eller omvendt.

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.



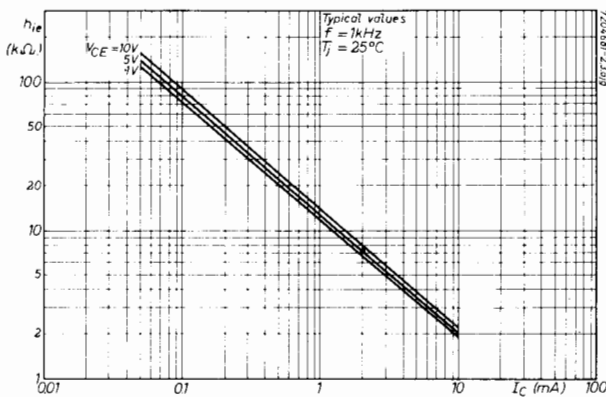
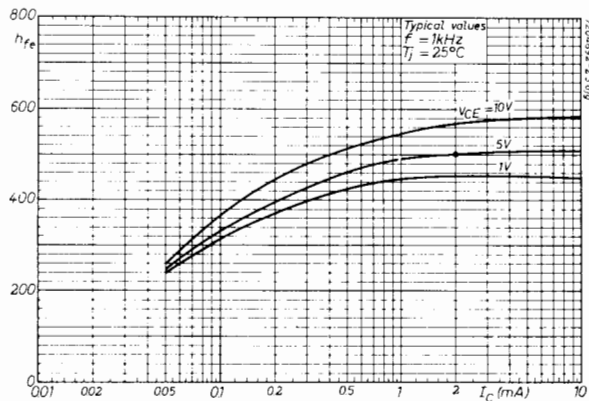
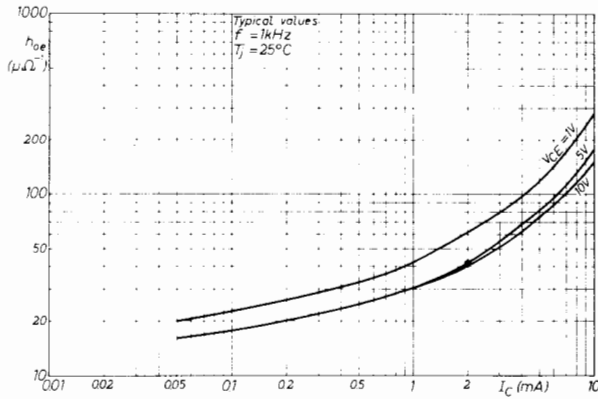
De fire karakteristikker er:

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 karakteristikk anvendes sjældent.



Karakteristikkerne viser ikke de absolutte værdier for udgangsimpedans.

Disse kan imidlertid findes i databladet for den givne transistor og vises som funktion af kollektorstrømmen.





DISPOSITION

1. FET - Field Effect Transistor
2. Karakteristiske data
3. Dynamiske karakteristikker

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.

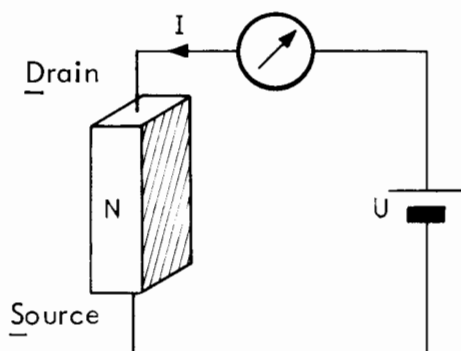
Komponenten kan arbejde både på høje forsyningspændinger ($> 100 \text{ V}$) eller lave som transistorerne.

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-kryстал.



Strømmen I gennem krystallet vil være lig med batterispændingen divideret med den temperaturafhængige krystalmodstand R_k .

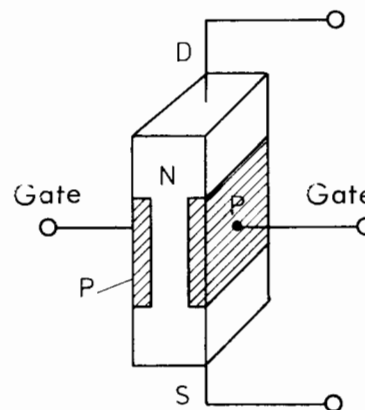
$$I = \frac{U}{R_k}$$

Krystalledningerne benævnes source og drain, og ladningsbærerne, i dette eksempel elektronerne, vil bevæge sig fra source mod drain.

1.2 Gateelektrode

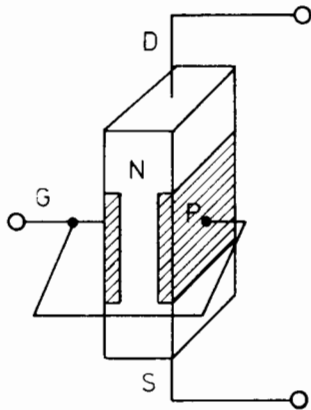
For at skabe en aktiv komponent må man være i stand til at styre strømmen gennem krystallet.

Dette opnås ved at lægge et P-materiale ind i N-krystallet på en sådan måde, at der dannes en kanal i krystallet.

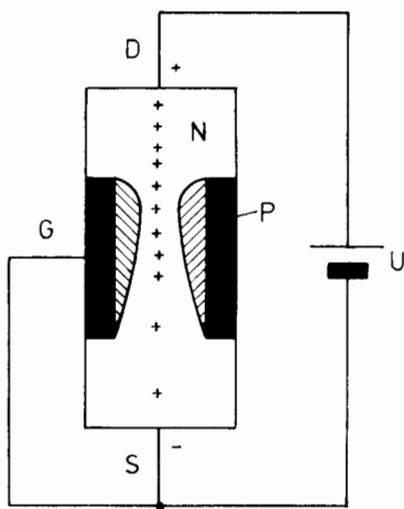


Gatematerialet vil herved danne en PN-overgang med krystallet, og der opstår de samme fysiske forhold som i diodens PN-overgang.

Som regel forbindes de to gate-terminaler med hinanden, eller gaten omslutter helt krystallet, således at der kun findes én gatetilslutning.



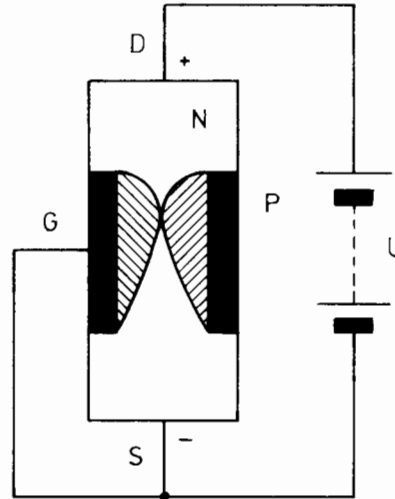
Forbindes gaten til source, vil gatedioden være forbundet i spærretningen; der går altså ingen strøm i gaten.



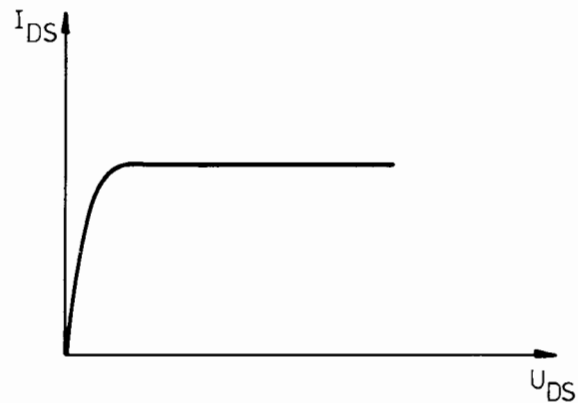
1.3 Spærrezone

Forbindes en diode i spærretningen, vil der i PN-overgangen opstå en zone (depletion area), som er tømt 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 tømt 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 spærretretningen, hvorfor kanalen er smalles nærmest ved drain.

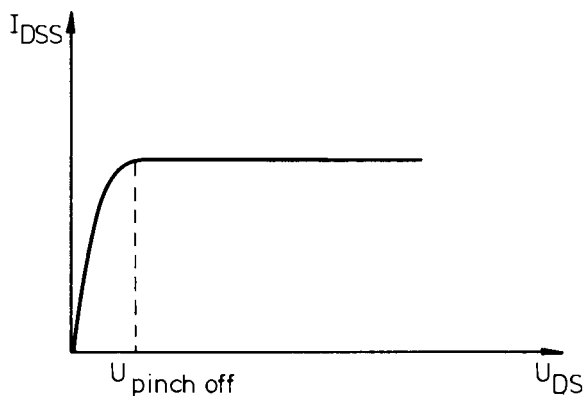
Forhøjes drain-source spændingen, vil kanalen blive tyndere og modstanden stige.

Denne modstandstigning 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 .

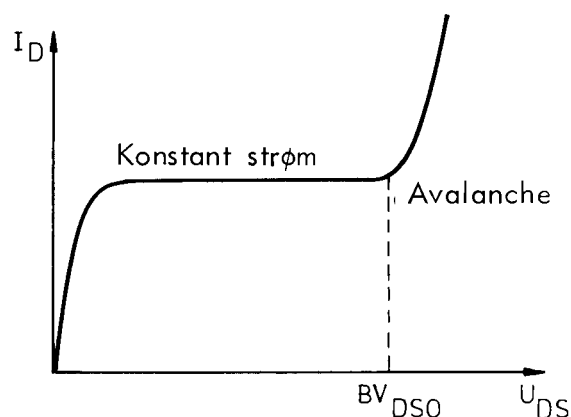
Pinch-off spændingen er en karakteristisk værdi for komponenten og angives i databladene.



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.

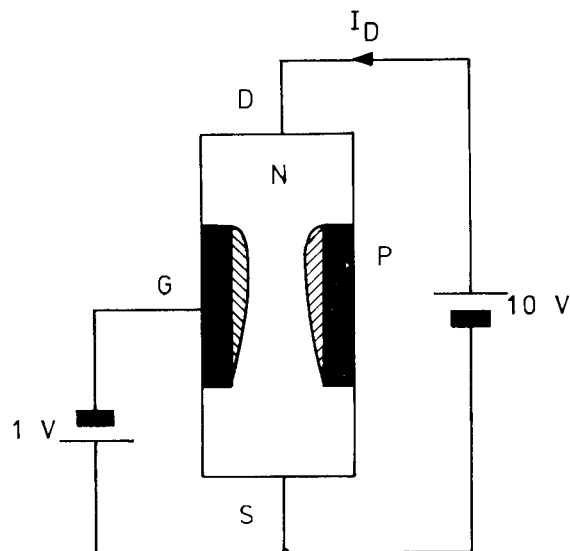


1.6 Gatespændingens indflydelse

Kanalens modstand afhænger både af drainspændingen og af gatespændingen.

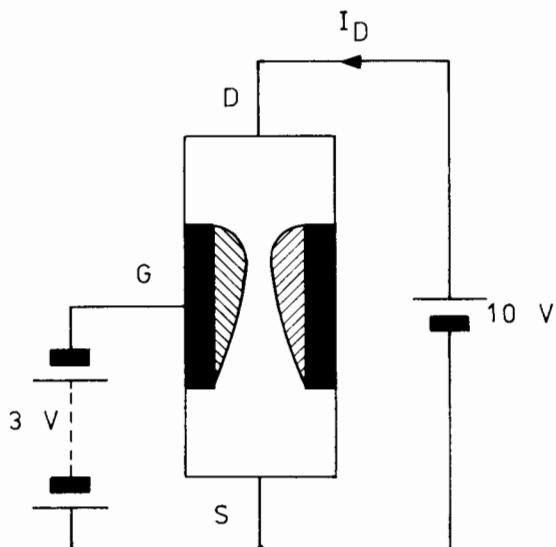
Gatens indflydelse på kanalen kan variere ved at forspænde gate-source strækningen med en større eller mindre spænding i gatediodens spærretretning.

Styres FET'en med en "lav" gatespænding, fås en bred kanal, og strømmen I_D vil være stor.

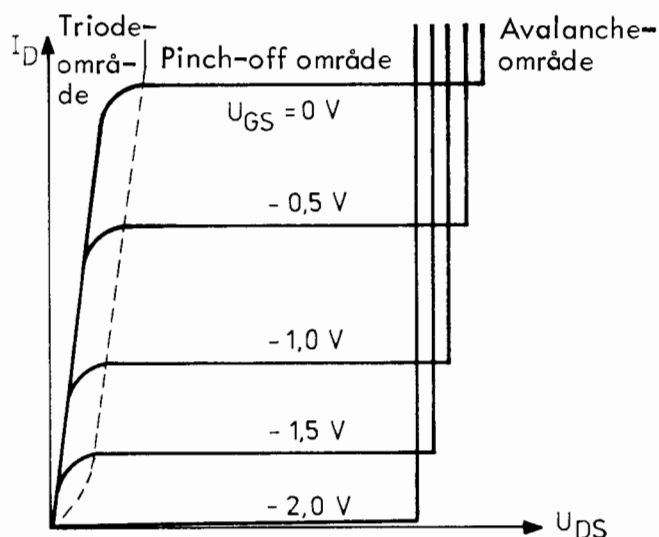




Styres med en "høj" negativ styrespænding, er kanalen smal og strømmen I_D lille.



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:

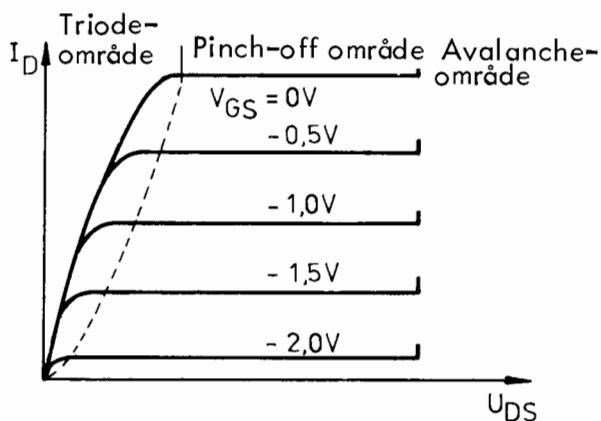
I pinch-off området er I_D tilnærmelsesvis uafhængig af U_{DS} , hvorfor udgangsmodstanden bliver meget høj.

$$\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \rightarrow \infty, \text{ og}$$

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

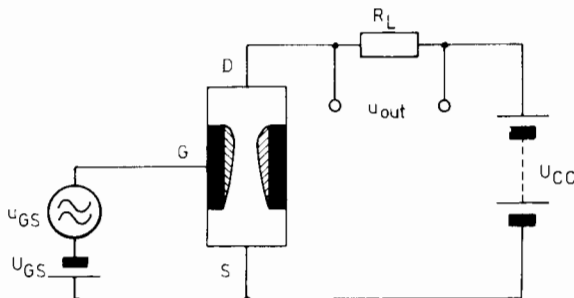
Så længe gaten er forspændt i spærreretningen, er gatestrømmen meget ringe, nærmere betegnet lig med diodelækstrømmen. Dermed bliver indgangsmodstanden meget høj, lig med

$$\frac{-U_d}{I_{D Rev}} \sim 10^8 - 10^{10} \Omega$$

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.

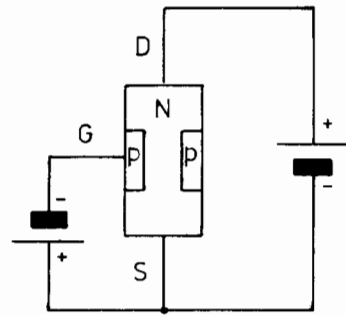


1.10 Typer og symbol

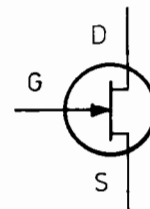
Field effect transistorer fremstilles i to varierende typer.

Ligesom transistorer leveres i NPN- og PNP-typer, findes FET'en som N-kanal og P-kanal typer.

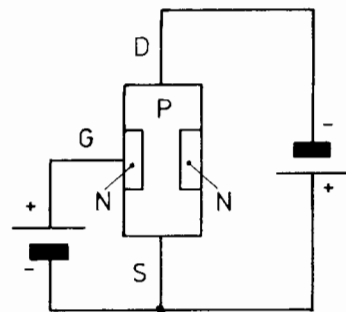
N-kanal skal have negativ spænding på gaten og positiv på drainen.



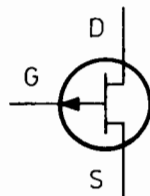
Diagramsymbol for N-kanal FET.



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 spærretretningen.

I_G er den største strøm, der må løbe i gatetil- ledningen, når gate-source dioden forspændes i lederretningen.

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.

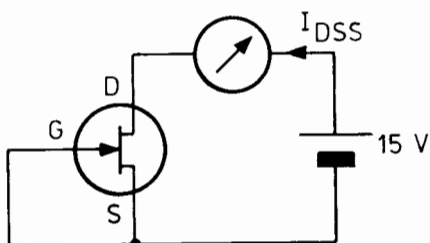
T_{stg} er det temperaturområde, hvor FET'en kan lagres, uden den er elektrisk tilsluttet.

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} :

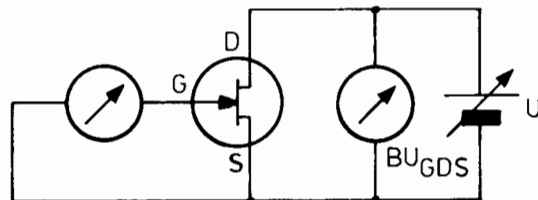
Gate-source break-down spændingen lig med maks. styrespænding, der må påtrykkes komponenten.

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. arbejds-spænding, defineret som den værdi, hvor I_G har nået en specificeret værdi, f.eks. $1 \mu A$.

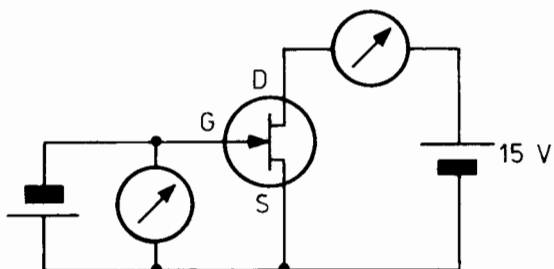


V_{GS} :

Er den påkrævede styrespænding på gaten, der skal til for at opnå angivne strømværdier ved en specificeret DS-spænding, f.eks.

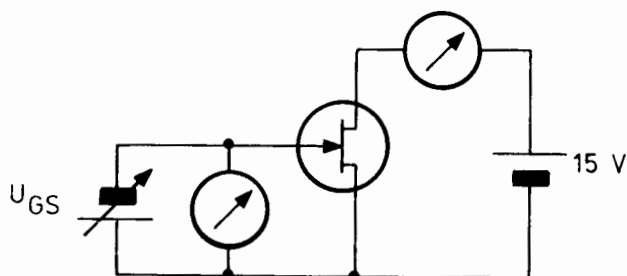
$$V_{GS} = 2,5 \text{ V for } I_D = 200 \mu A$$

$$\text{og } U_{DS} = 15 \text{ V}$$



 V_p :

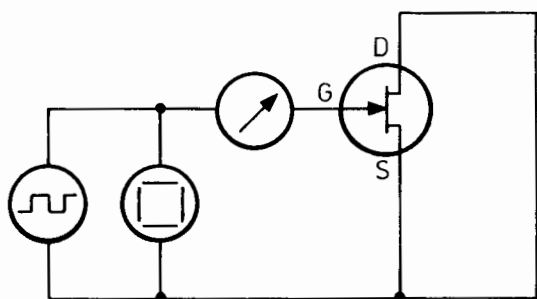
Gate-source pinch-off spænding, dvs. den gatespændingsværdi, hvor I_D er reduceret til en angivet mindste værdi, f.eks. U_{GS} ved $I_D = 10 \mu A$ og $U_{DS} = 15 V$.

 I_{GSS} :

Gate reverse strøm, dvs. gate-spærrestrømmen 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

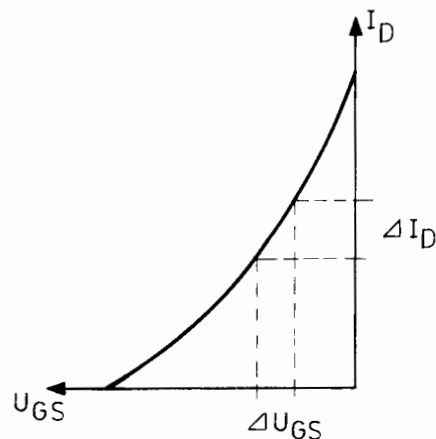
$$\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

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} .

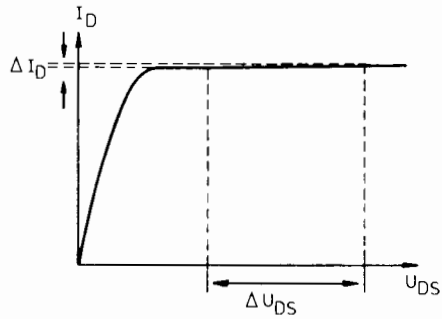
Den viste karakteristik er tilnærmelsesvis uafhængig af den valgte drainspænding.

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

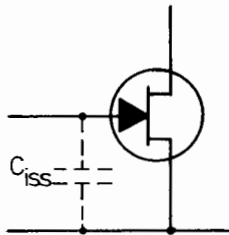
Udgangsledningsevnen beregnes som forholdet mellem strømændringen ΔI_D og den tilhørende spændingsændring ΔU_{DS} .



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

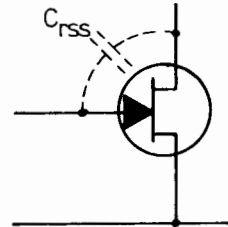
3.3 Indgangskapacitet

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.



DISPOSITION

1. MOS-FET
2. Enhancement MOS-FET
3. Depletion MOS-FET
4. Karakteristikker
5. Dual gate MOS-FET

1. MOS-FET

MOS er en forkortelse af Metal Oxide Semiconductor.

Til forskel fra junction FET'en er MOS-FET'ens gateelektrode elektrisk isoleret fra halvlederkrystallet med en tynd oxydfilm. Dette giver en ohmsk indgangsmodstand på 10^{13} til 10^{14} ohm.

Der skelnes mellem to typer af MOS-FET's :

1. Enhancement (selvspærende)
2. Depletion (selvledende)

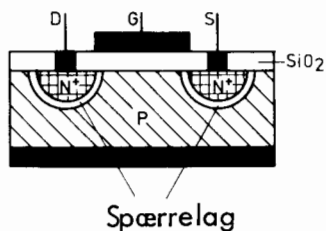
2. ENHANCEMENT MOS-FET

2.1 Opbygning

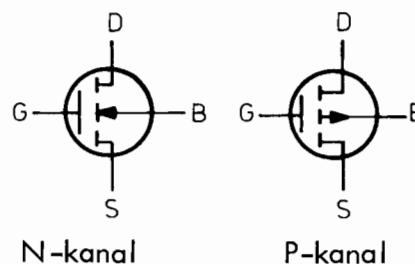
To stærkt dopede områder, benævnt "Source" og "Drain", er diffunderet ind i P-type materialet.

Metalelektroden gate danner en kondensator med det underliggende P-type materiale og oxydlaget (SiO_2) som dielektrikum.

Drain Gate Source

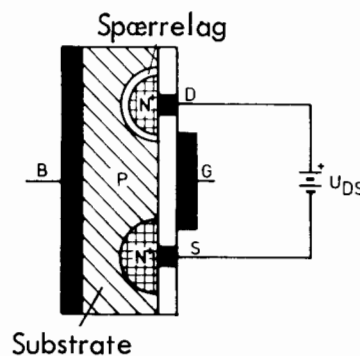


2.2 Symbol



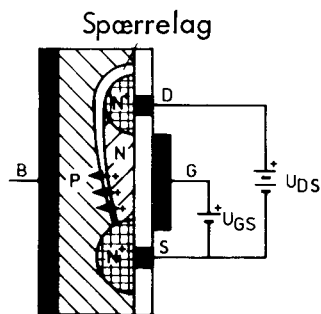
2.3 Virkemåde

Indføres en spænding U_{DS} mellem source og drain som vist, øges spærrelaget mellem drain og P-type materialet og hindrer, at der går strøm mellem drain og source.



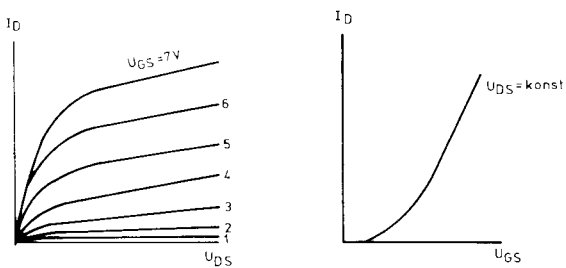


Gøres gateelektroden imidlertid positiv i forhold til source, vil en del af "hullerne" i P-materialet nærmest gateelektroden frastødes, således at kanalen nærmest denne elektrode bliver fuld af elektroner, og der skabes en N-ledende kanal mellem drain og source og dermed en strøm mellem disse.



Vi ser heraf, at denne type MOS-FET kræver en positiv gatespænding for at gøre strømkanalen ledende.

2.4 Karakteristikfelter

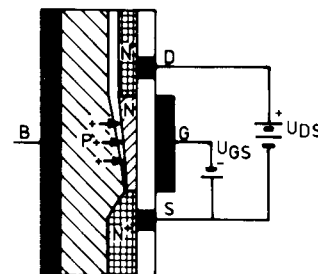
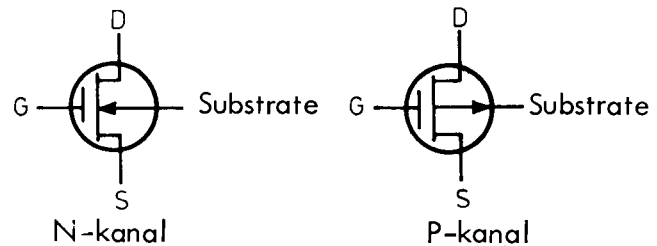
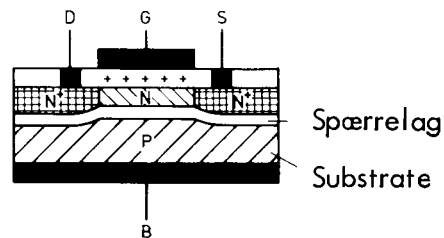


Denne type MOS-FET anvendes i integrerede kredse, men kun sjældent som enkelttransistor.

3. DEPLETION MOS-FET

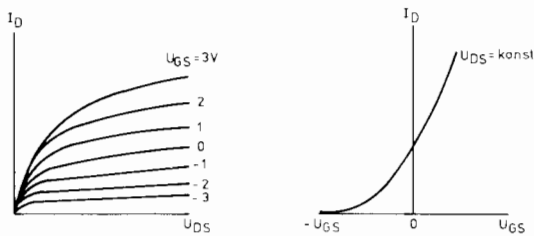
3.1 Opbygning og virkemåde

Denne transistor er opbygget på samme måde som ENHANCEMENT-type, men har til forskel fra denne fået indført en positiv ladning i SiO_2 -laget, hvorved de positive ladningsbærere i området nærmest gateelektroden frastødes, så der dannes et N-ledende område og dermed en ledende kanal mellem drain og source, og denne kanal er til stede, selv om der ikke er tilført nogen positiv gatespænding (selvledende).





Tilføres gateelektroden en negativ forspænding, vil der ske en udtynding af elektroner i N-kanalen og dermed en formindskelse af strømmen mellem drain og source. Ved en positiv gatefor-spænding føres ekstra elektroner ind i N-kanalen, og strømmen mellem drain og source øges.



Denne MOS-FET har gode høj-frekvensegenskaber. Tilbagekoblingskapaciteten $C_{DG} < 0,1 \text{ pF}$.

Indgangsmodstanden er meget høj - op til 10^{15} ohm .

3.2 Substrate som styreelektrode

Drainstrømmen kan også kontrolleres via substratetilslutningen "B", når denne er ført ud. Dermed får transistoren to styreelektroder, "Gate" og "Substrate", og dette kan f.eks. udnyttes til frekvensblanding.

Det skal dog bemærkes, at inputimpedansen mellem substrate og source vil være lavere end mellem gate og source, idet indgangsmodstanden fra substratet vil være af samme størrelse som fra gaten på en junction FET.

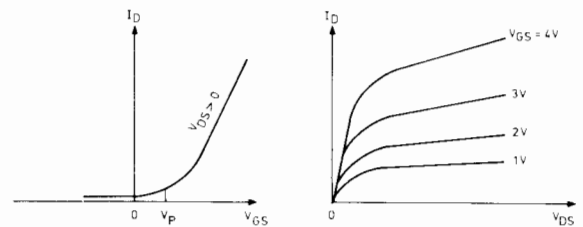
3.3 Statistiske ladninger

Statistiske ladninger på gateelektroden kan skabe så kraftige elektriske felter i den uendelig tynde oxydehinde, at denne gennembrydes og dermed ødelægger transistoren. Selv en berøring af gateelektroden kan forårsage en opladning, som beskadiger transistoren.

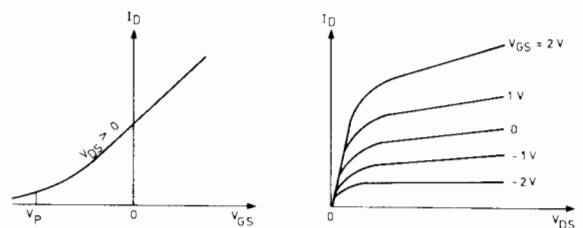
For at modvirke disse farer er transistorens tilledninger forbundet indbyrdes med en ledende ring, som først fjernes, når transistoren er indloddet i kredsløbet.

4. KARAKTERISTIKKER

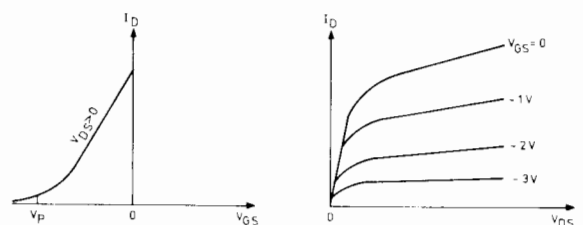
Enhancement-type (MOS-FET)



Depletion-type (MOS-FET)



Junction FET





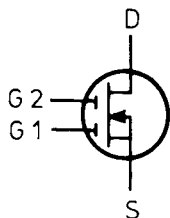
5. DUAL GATE MOS-FET

Dobbelt gate MOS-FET'en er en forholdsvis ny transistor, men den har allerede vundet stor udbredelse i HF teknikken, hvor den bl.a. anvendes til HF forstærkere, blandertrin og demodulatorer.

Nogle af årsagerne til dens succes er dens "Store forstærkning, lave HF støjværdi, lave kryds- og intermodulationsværdi og dens fine AGC karakteristik".

Endvidere er den velegnet i VHF og UHF kredse på grund af dens meget lille tilbagekoblingskapacitet ($< 0,02$ pF).

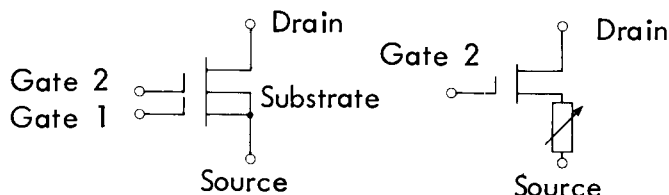
Symbol:



Som vist med stiplede linier på tegningen, er der to strømkanaler, og disse kanalers lednings- evne styres af henholdsvis gate 1 og gate 2.

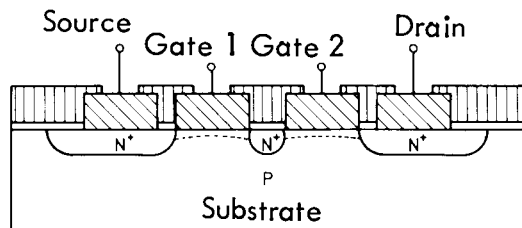
Teoretisk kan enten gate 1 eller gate 2 bruges som signalindgang, men på grund af konstruktionsmåden opnås den største forstærkning, når gate 1 benyttes.




Tilføres et signal til gate 2, virker kanalen, der kontrolleres af gate 1, som en uafkoblet emittermodstand, herved nedsættes forstærkningen.



5.1 Opbygning og virkemåde

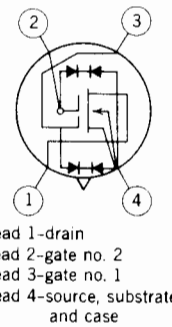
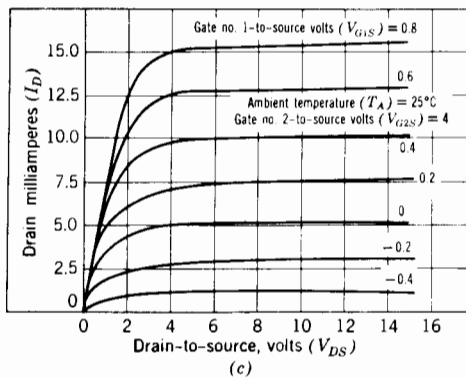
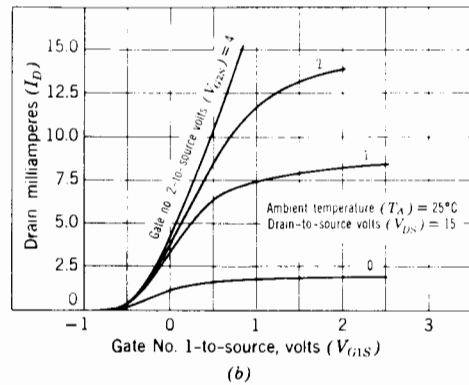
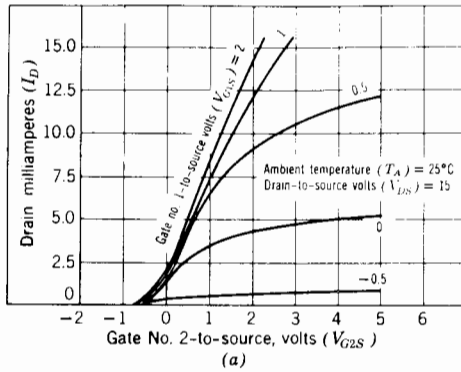
Hovedforskellen mellem dual gate MOS-FET'en og enkelt gate MOS-FET'en er tilføjelsen af gate 2.



-  Silican nitride
-  Aluminium
-  Passivation oxide



5.2 Eksempel på data RCA3N200



Lead 1-drain
Lead 2-gate no. 2
Lead 3-gate no. 1
Lead 4-source, substrate and case

(d)

Electrical characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified	Symbols	Test conditions	Limits			Units	
			Min.	Typ.	Max.		
Gate no. 1-to-source cutoff voltage	$V_{G1S(off)}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$, $I_D = 50\ \mu\text{A}$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	-0.1	-1	-3	V	
Gate no. 2-to-source cutoff voltage	$V_{G2S(off)}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$, $I_D = 50\ \mu\text{A}$ $V_{G1S} = 0$	-0.1	-1	-3	V	
Gate no. 1-terminal forward current	I_{G1SSF}	$V_{G1S} = +1\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{G2S} = V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	50 5	nA μA	
Gate no. 1-terminal reverse current	I_{G1SSR}	$V_{G1S} = -6\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{G2S} = V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	50 5	nA μA	
Gate no. 2-terminal forward current	I_{G2SSF}	$V_{G2S} = +6\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{G1S} = V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	50 5	nA μA	
Gate no. 2-terminal reverse current	I_{G2SSR}	$V_{G2S} = -6\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{G1S} = V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$	—	—	50 5	nA μA	
Zero-bias drain current	I_{DS}	$V_{DS} = +15\text{ V}$, $V_{G1S} = 0$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	0.5	5.0	12	mA	
Forward transconductance (gate no. 1-to-drain)	g_{fs}	$f = 1\text{ kHz}$	10,000	15,000	20,000	μmho	
Small-signal, short-circuit input capacitance	C_{iss}		4.0	6.0	8.5	pF	
Small-signal, short-circuit, reverse transfer capacitance (drain-to-gate-no. 1)	C_{rss}	$V_{DS} = +15\text{ V}$ $I_D = 10\text{ mA}$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	0.005	0.02	0.03	pF
Small-signal, short-circuit output capacitance	C_{oss}		—	2.0	—	pF	



5.3 Dual gate MOS-FET forstærker med AGC

De fleste radiomodtagere er indrettes, så forstærkningen i HF og MF del kan ændres for at kunne modtage såvel svage som kraftige stationer.

Med en N-kanal dual gate MOS-FET kan forstærkningen nedsættes ved:

- Forward AGC på gate 1, U_{G1S} reguleres i positiv retning.
- Reverse AGC på gate 1, U_{G1S} reguleres i negativ retning.
- Forward AGC på gate 2, U_{G2S} reguleres i positiv retning.
- Reverse AGC på gate 2, U_{G2S} reguleres i negativ retning

Af de fire metoder er reverse AGC på gate 2 den bedste, idet denne metode giver mindst distortion og krydsmodulation samt mulighed for den største nedsættelse af forstærkningen.

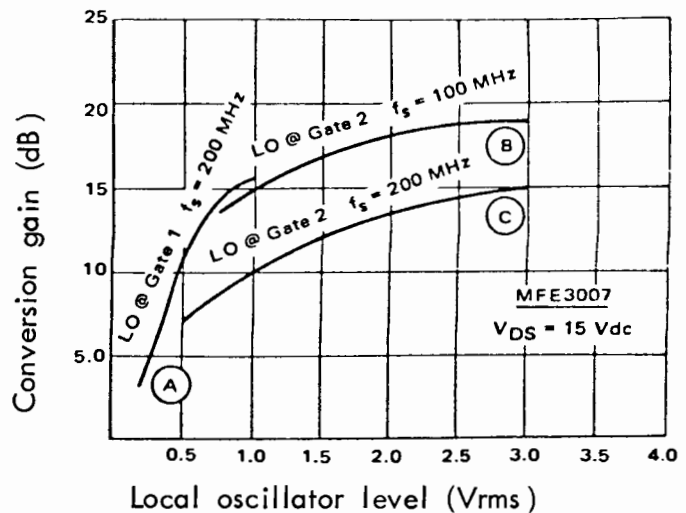
5.4 Dual gate MOS-FET som blander

To basismetoder kan benyttes. Den ene bruger gate 1 til både lokaloscillatorsignal og indgangssignal. Den anden bruger gate 1 til indgangssignal og gate 2 til lokaloscillatorsignal.

En tredje mulighed er at tilføre begge signaler til source, men det vil i princippet virke som den først nævnte metode.

Metoden med lokaloscillatorsignalet indført på gate 2 kræver størst oscillatorsignal, men da denne metode er den bedste til at isolere lokaloscillatoren fra både ind- og udgangskredsløb, er det den oftest benyttede.

Eksempler på "Conversion Gain" kontra "Oscillatorinput" er vist i illustrationen.





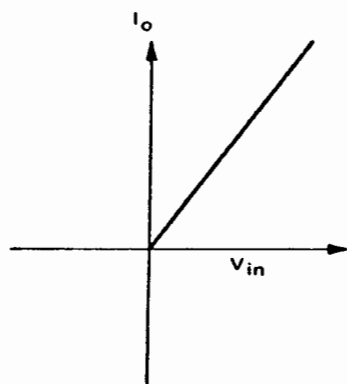
5.5 Forvrængning

En af FET'ens mest værdsatte egenskaber ved HF teknikken er dens lave forvrængningsgrad.

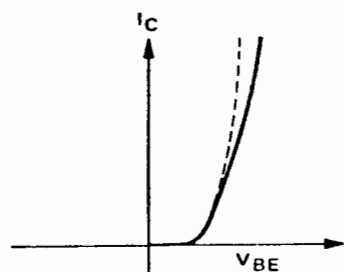
I en ideel forstærker med lineær overføringskarakteristik produceres der ingen harmoniske.

Den bipolare transistor har en eksponentiel overføringskarakteristik, der giver et meget højere indhold af tredje og højere harmoniske end FET'ens kvadratiske overføringskarakteristik.

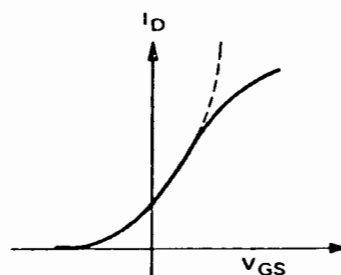
Af denne grund anvendes FET ofte i indgangstrin i modtagere.



Ideal amplifier



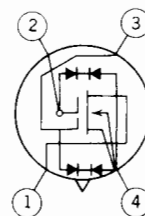
— Bipolar karakteristisk
- - - Exponential karakteristisk



— Dual gate FET
- - - Kvadratisk karakteristisk

5.6 Gate beskyttelse

For at beskytte FET'en mod ødelæggelse af "Statiske ladninger" kan der være indbygget zenerdioder i transistoren som vist.



1. Drain
2. Gate 2
3. Gate 1
4. Source, substrate og hus



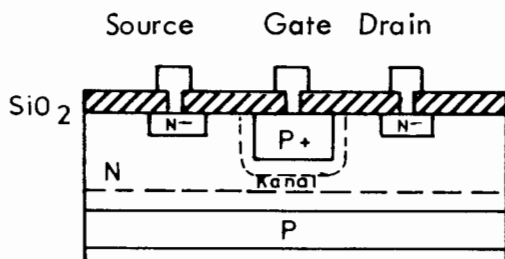
DISPOSITION

1. Vertikal FET

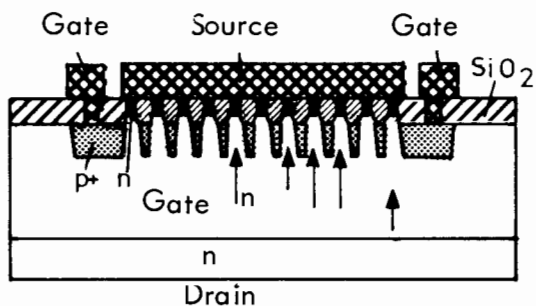
1. VERTIKAL FET

1.1 Generelt

I den tidligere omtalte FET løber strømmen horisontalt fra source til drain, styret af gatesignalet.



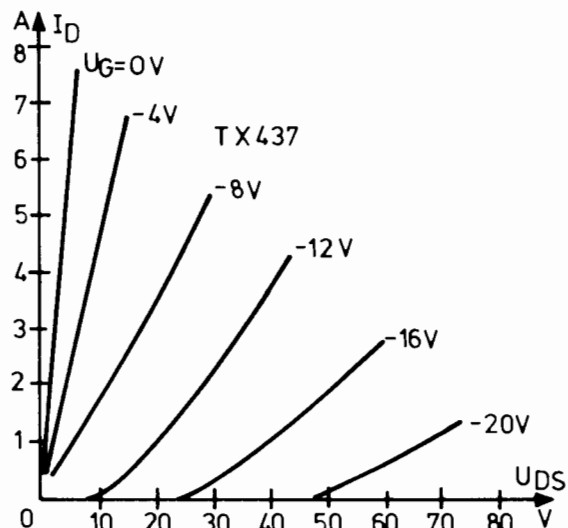
I den vertikale FET - V-FET - løber strømmen vertikalt, hvilket betyder, at den vertikale FET kan behandle meget større strøm end den normale FET, hvorfor den er velegnet i udgangsforstærkere.



1.2 Fordele ved V-FET

1. Triodelignende egenskaber - se karakteristikfelt
2. Optimal linearitet
3. Lav forvrængning
4. Lav udgangsimpedans - HT kan tilsluttes direkte
5. Negativ temperaturkoefficient, dvs. temperaturafhængig modkobling er overflødig, hvilket gælder for alle FET
6. Lav indgangskapacitet
7. Høj grænsefrekvens

I_D/U_{DS} -karakteristikfelt for en N-kanal V-FET.



V-FET'en fås både som N-kanal og P-kanal til opbygning af et komplementært push-pull udgangstrin.



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.

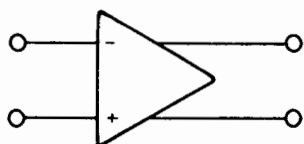
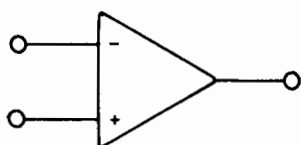
Operationsforstærkerens universelle egenskaber gør dem samtidig velegnet til også at indgå som det aktive element i ikke decideret analoge kredse - måske snarere digitalt prægede kredsløb som for eksempel multivibrator-, og computerkoblinger og lignende.

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

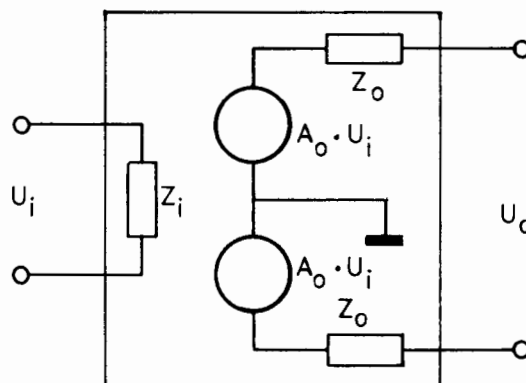
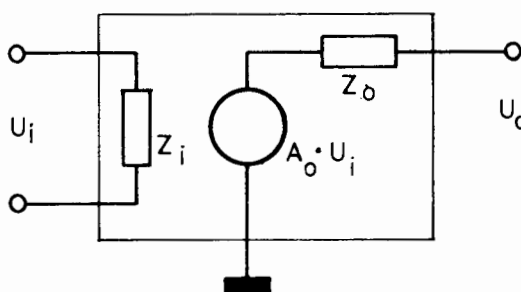
1.1 Symbol

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

Symbol



Ækvivalentdiagram





1.2 Egenskaber

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

1) Høj råforstærkning,

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

2) Lav indgangsstrøm,

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

3) Høj indgangsimpedans,

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

4) Lav udgangsimpedans,

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

5) Stor båndbredde,

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

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

1.3 Forsyningspænding

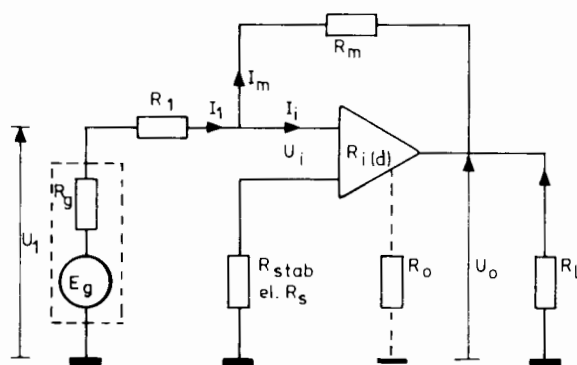
Moderne operationsforstærkere kræver spændingsforsyning med udtag for både positiv og negativ spænding samt stel med værdier:

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

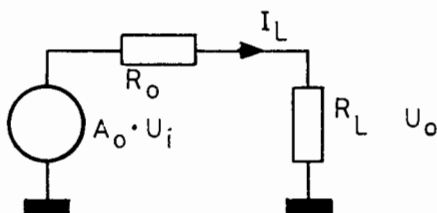
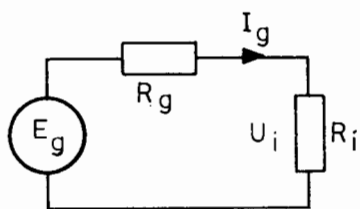
Visse operationsforstærkere behøver dog ingen stelforbindelse (arbejder med "svævende stel"). Som krav til strømforsyningen kan anføres, at spændingsdriften skal være tilstrækkelig lille for at undgå nulpunktsdrift på forstærkeren. Dette skulle dog ikke være noget stort problem, når man anvender en stabiliseret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

Problemer i forbindelse med en sådan spændingsdrift omtales senere.

1.4 Definitioner



E_g	signalspændingskilde
U_1	signalspænding
U_i	indgangsspænding
U_o	udgangsspænding
I_1	signalstrøm
I_i	indgangsstrøm
I_m	modkoblingsstrøm
I_L	belastningsstrøm
R_{stab}	stabiliseringsmodstand
R_1	indkoblingsmodstand
$R_{i(d)}$	indgangsimpedans
R_m	modkoblingsmodstand
R_o	udgangsimpedans
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 tilføres 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 jordat.

"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. μS .

"Total power dissipation"

er den effekt, kredsløbet forbruger uden udgangsstrøm og spænding.

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

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



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.

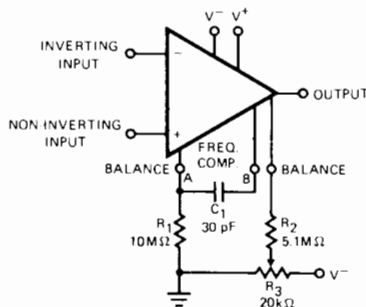
Distinctive Characteristics: 100% Reliability Assurance Testing including high temperature bake, temperature cycling, centrifuge and fine leak hermeticity testing in compliance with MIL STD 883 Class B.

Mixing privileges for obtaining price discounts. Refer to price list.

Electrically tested and optically inspected dice for the assemblers of hybrid products.

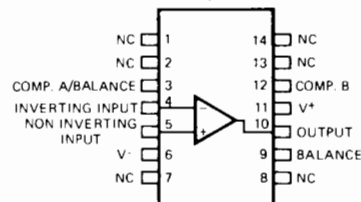
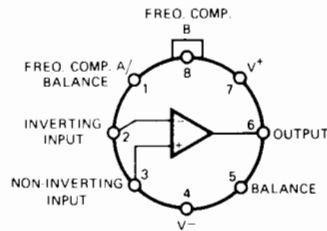
FUNCTIONAL DESCRIPTION

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.



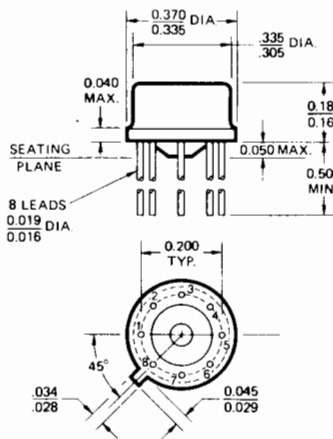
CONNECTION DIAGRAMS

Top Views



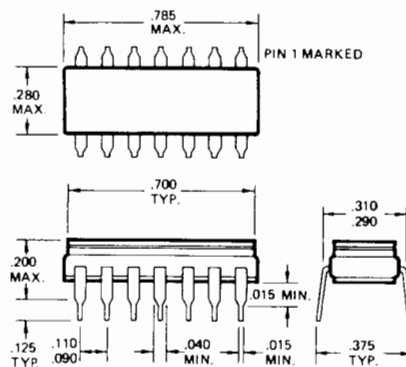
- NOTES: (1) On Metal Can, pin 4 is connected to case.
- (2) On DIP, pin 6 is connected to case.
- (3) On DIP, pin 1 is marked for orientation.

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

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

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

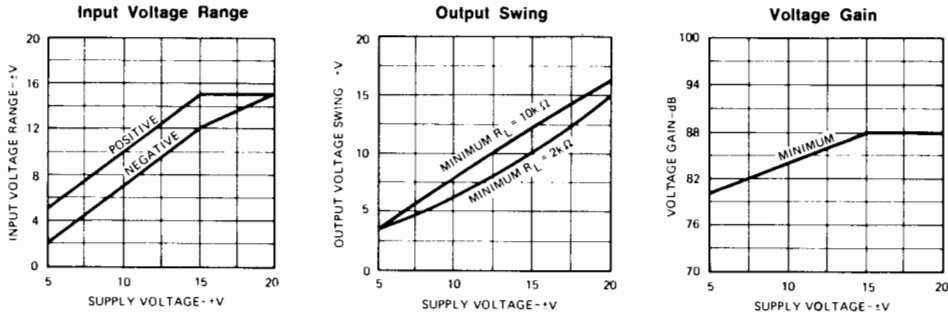
Note 2: For supply voltages less than ±15V, the maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for supply voltages from ±5V to ±20V for the 101A and 201A, and from ±5V to ±15V for the 301A.

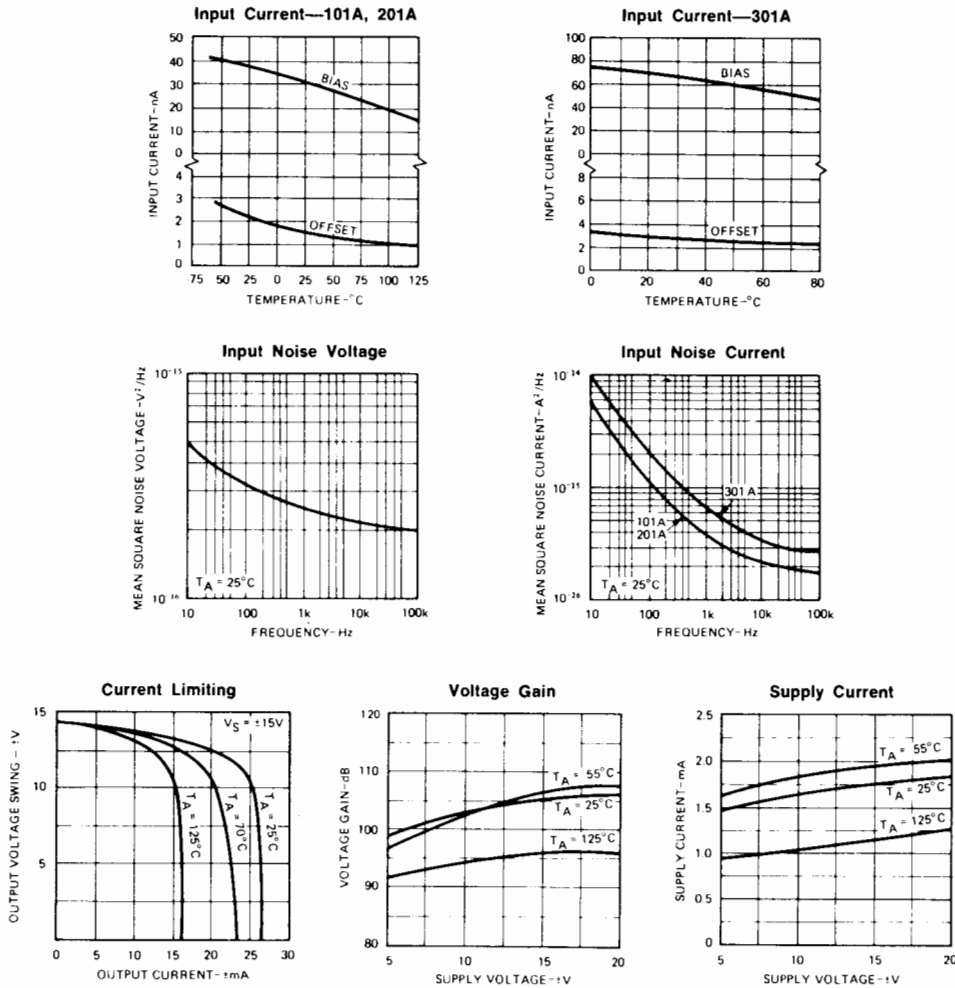


GUARANTEED PERFORMANCE CURVES (Note 3)

(Curves apply over the Operating Temperature Ranges)

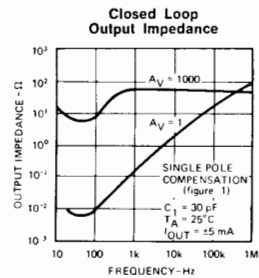
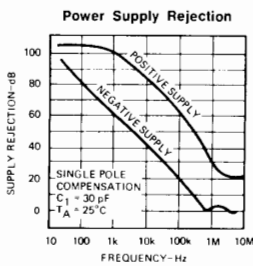
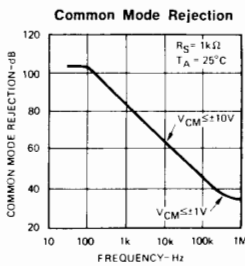
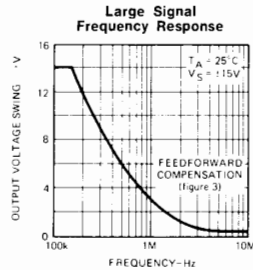
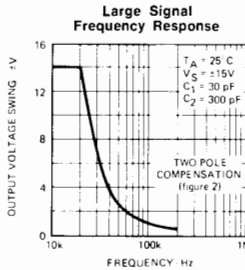
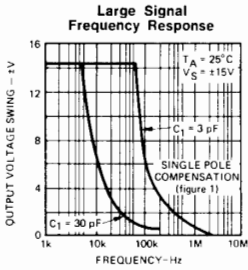
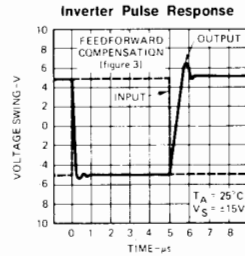
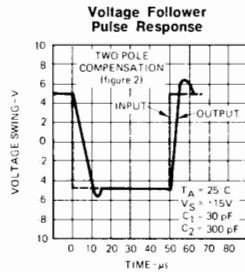
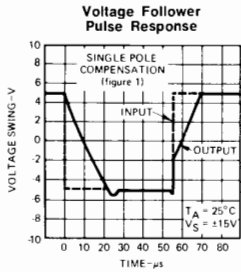
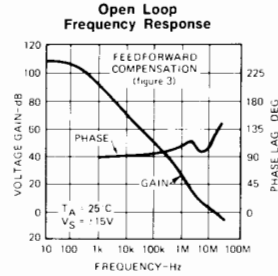
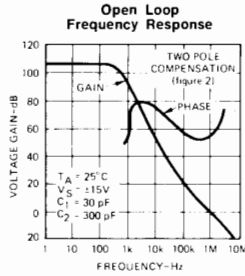
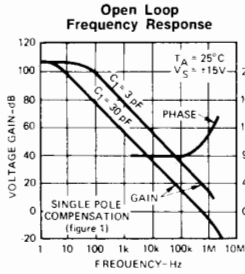


PERFORMANCE CURVES (Note 3)





PERFORMANCE CURVES (Note 3)



FREQUENCY COMPENSATION CIRCUITS

Single Pole Compensation

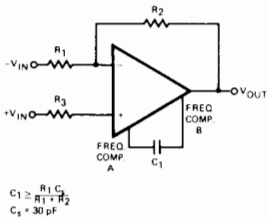


Figure 1

Two Pole Compensation

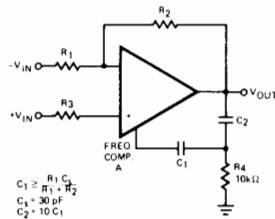


Figure 2

Feedforward Compensation

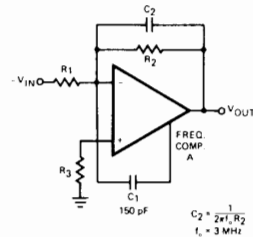


Figure 3

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

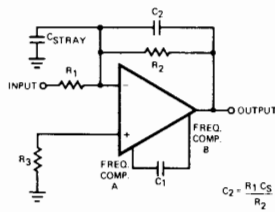


Figure 4

Isolating Large Capacitive Loads

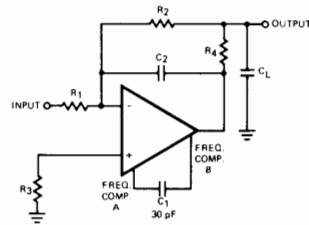


Figure 5

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.

DISPOSITION

1. Enkelt attenuator

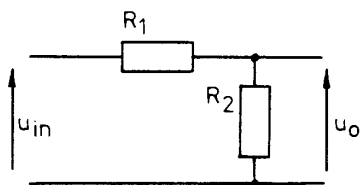
1. ENKELT ATTENUATOR

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 R₂ er meget mindre, end den modstand attenuatoren bliver belastet af, bliver spændingsdelingen

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Indgangsassenuator B&K 2425:
(blokform)

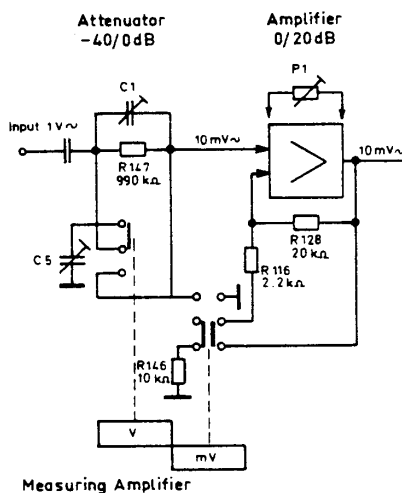
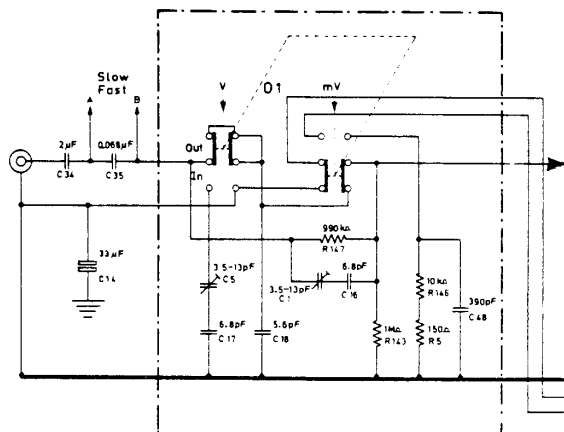
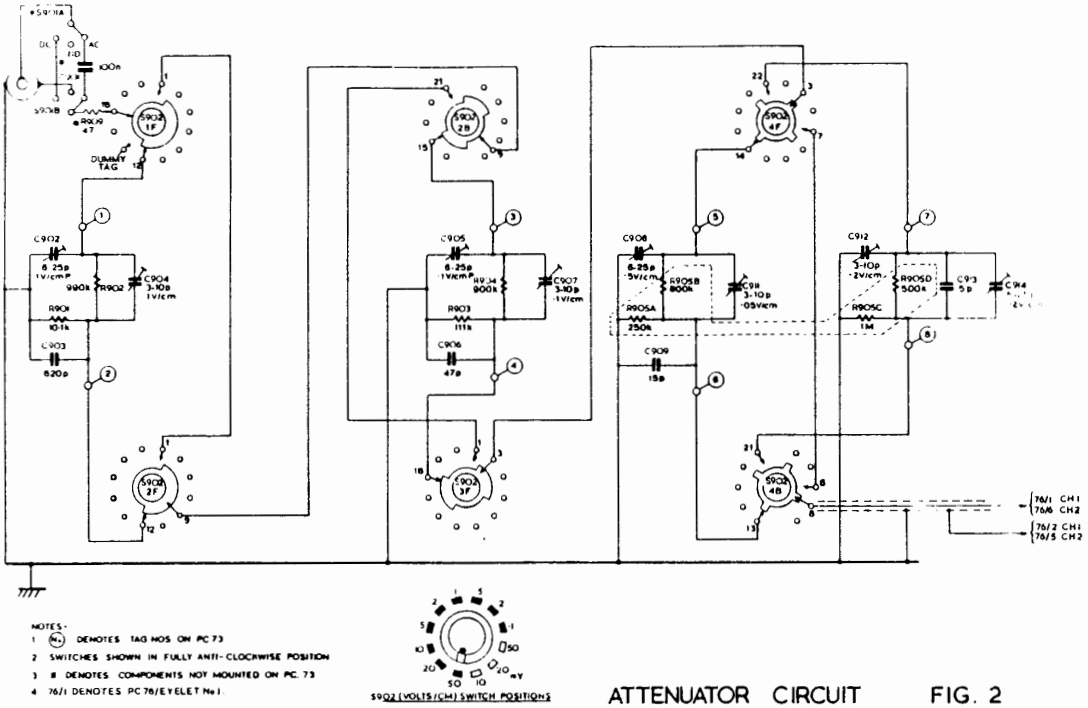


Diagram eksempel

0/40dB attenuator

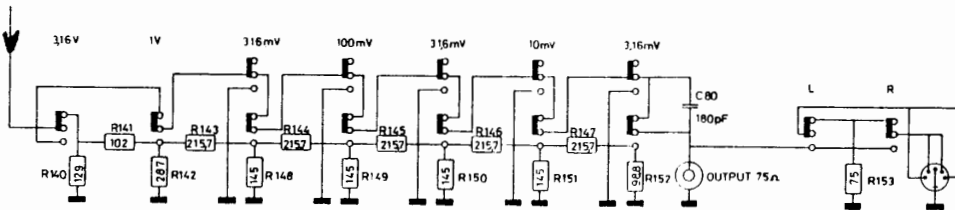
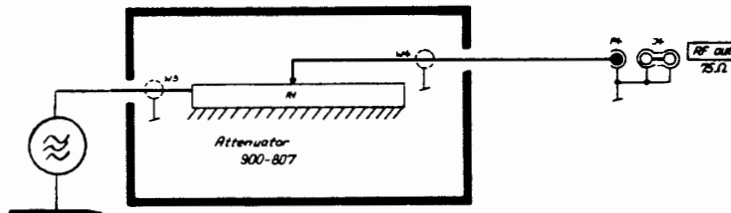
B&K 2425:





Diagrameksempel flertrinsattenuator.

Udgangsatenuatorer skal helst give en attenuering med konstant udgangsimpedans. Figuren viser et specialpotentiometer, hvor impedansen til stel er konstant 75Ω:



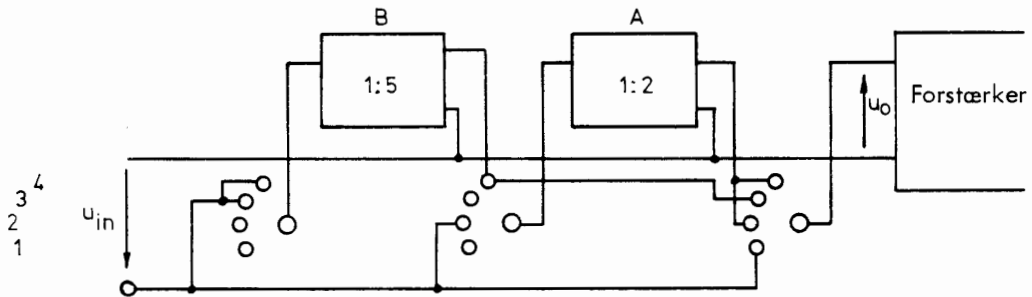
udgangsatenuator med 75 ohm udgangsimpedans v. hj.
a. modstandskombinationer.



2. ATTENUATOR MED FLERE TRIN

2.1 Kompensering

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



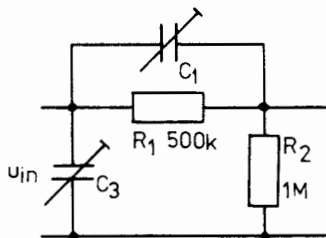
I stilling 2 anvendes kun attenuator A.

I stilling 3 anvendes kun attenuator B.

I stilling 4 anvendes begge attenuatorer.

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

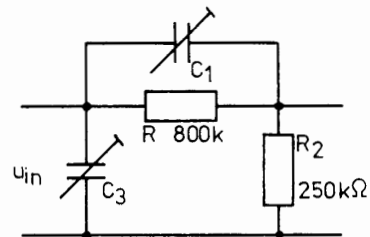
Er forstærkerens indgangsmodstand $1\text{ M}\Omega$ og kapaciteten 15 pF , vil attenuator A se sådan ud:



C_1 har til opgave at kompensere for forstærkerens indgangskapacitet.

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

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



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

2.2 Justering

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

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

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

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

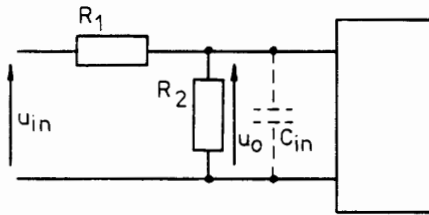


1.2 Kompensering

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

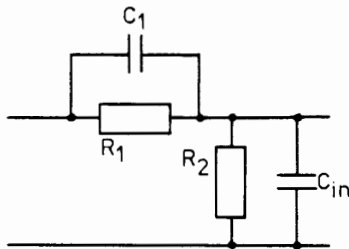
Modstandsstørrelse på 1 til 10 M Ω er ikke usædvanlig.

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



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

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



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

For at få en lineær dæmpning skal

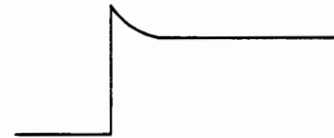
$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_{in}$$

Den letteste måde at kontrollere, om attenuatoren er korrekt kompensert, 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 :

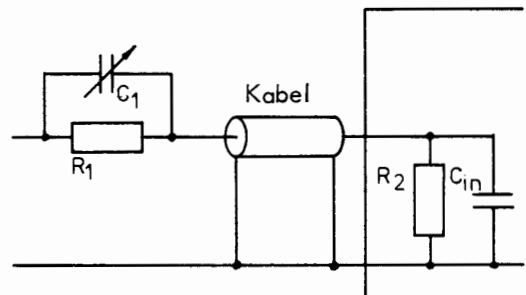


1.3 Probe

10:1 proben til et oscilloskop er også en kompensert spændingsdeleler.

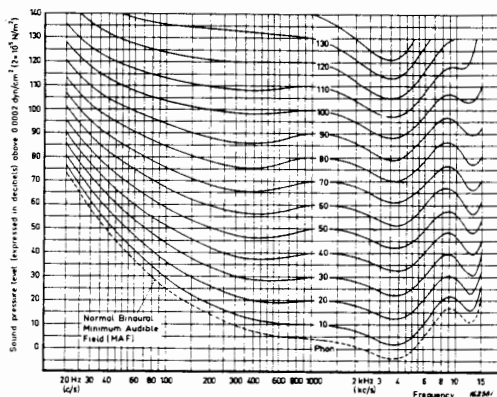
R_1 og C_1 er monteret i selve proben, R_2 er scopets indgangsmodstand, medens C_{in} er parallelforbindelsen af scopets indgangskapacitet og kablets kapacitet.

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





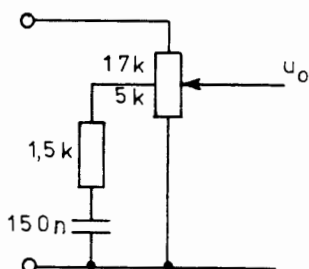
Denne fysiologisk betingede korrektion foretages for at kompensere for ørets begrænsede evne til at opfange bas og diskant korrekt i forhold til mellemtoner ved lave lydstyrker.



1 Kompensering ved lave frekvenser

Lydstyrkepotentiometret forsynes med et udtag på modstandsbanen nær stel.

Ved bashedvning forbindes udtaget til stel gennem en modstand og kondensator.

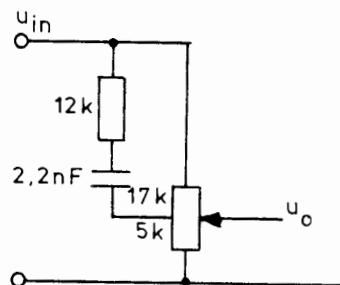


Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, sænkes indholdet af diskant og mellemtone i u_o , idet bundmodstanden i potentiometret på $5\text{ k}\Omega$ parallellforbindes med $1,5\text{ k}\Omega + 150\text{ nF}$.

Herved kompenseres der for, at øret opfanger lavere frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

2 Kompensering ved høje frekvenser

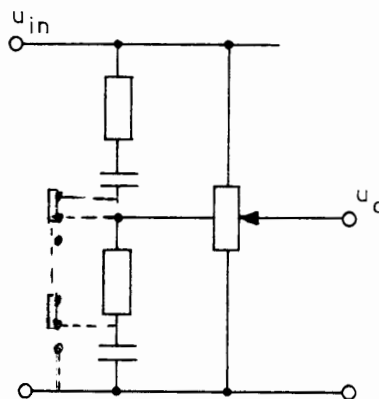
Udtaget på potentiometret forbindes gennem en modstand og en kondensator til potentiometrets "varme" ende.



Når potentiometerarmen drejes ned i nærheden af udtaget på modstandsbanen, hæves indholdet af diskant i u_o , idet potentiometrets "top"-modstand parallellforbindes med $12\text{ k} + 2,2\text{ nF}$.

Herved kompenseres der for, at øret opfanger høje frekvenser dårligt ved lave lydstyrker.

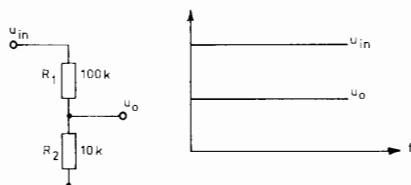
3 Sammenbygget bas- og diskant-hævning



Oftentimes kan fysiologien frakobles som skitseret. Omskifterfunktionen betegnes LOUDNESS.

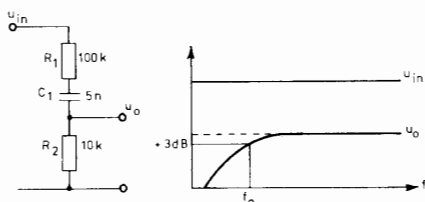
BASKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensafhængigt.



Ved at indføre en kondensator i serie med R_1 eller R_2 , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i basområdet.

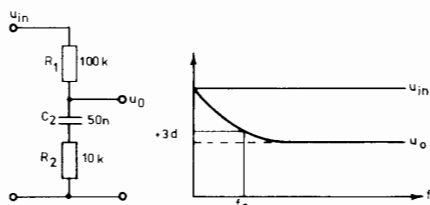
Bassænking



$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} =$$

$$f_o = \frac{159\text{m}}{100\text{k} \cdot 5\text{n}} = 320 \text{ Hz}$$

Bashævning

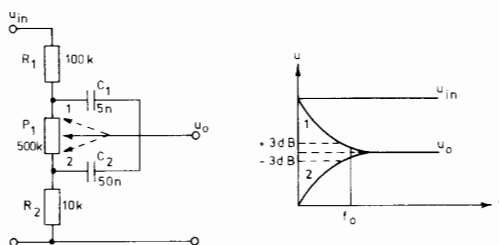


$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} =$$

$$\frac{159\text{m}}{10\text{k} \cdot 50\text{m}} = 320 \text{ Hz}$$

Variabel baskontrol

Med potentiometret P_1 kan C_1 eller C_2 indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel bashævning og bassænking.

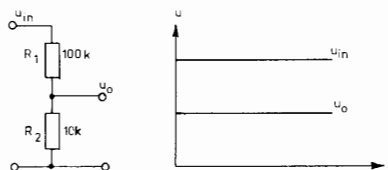


Indgangen på baskontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

Baskontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.

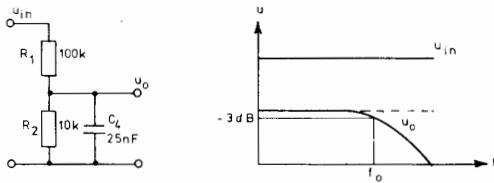
DISKANTKONTROL

En ohmsk spændingsdeler deler indgangsspændingen frekvensafhængigt.



Ved at indføre en kondensator parallelt med R_1 eller R_2 , bliver udgangsspændingen frekvensafhængig i diskantområdet.

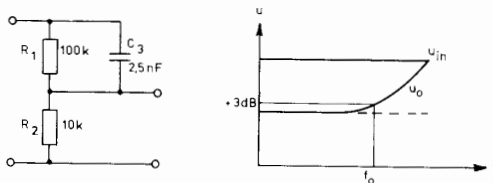
Diskantsænkning



$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot R_2 \cdot C_4}$$

$$f_o = \frac{159\text{m}}{10\text{k} \cdot 25\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

Diskanthævning

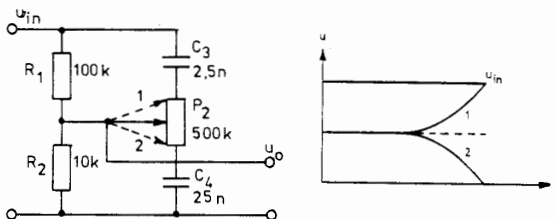


$$f_o = \frac{1}{2 \pi \cdot R_1 \cdot C_3} =$$

$$\frac{159\text{m}}{100\text{k} \cdot 2,5\text{n}} = 640 \text{ Hz}$$

Variabel diskantkontrol

Med potentiometret P₂ kan C₃ eller C₄ indkobles mere eller mindre, hvorved man får en variabel diskant-hævning og -sænkning.



Indgangen på diskantkontrollen skal tilsluttes et kredsløb med lav udgangsimpedans.

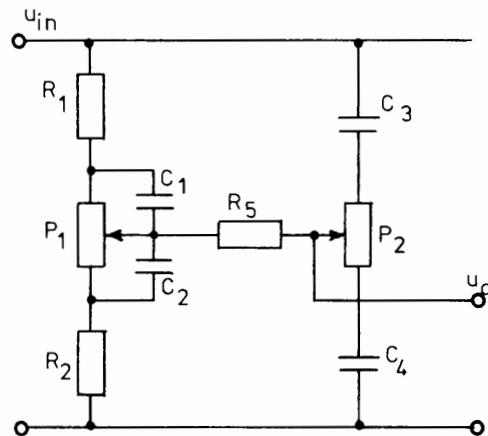
Diskantkontrollen må ikke belastes, og den tilsluttes derfor et kredsløb med høj indgangsimpedans.

SAMMENBYGGET BAS- OG DISKANTKONTROL

Når bas- og diskantkontrollen sammenbygges, anvendes en fælles ohmsk spændingsdeler, R₁ og R₂, for både bas- og diskantkontrollen.

Med P₁ og P₂ kan C₁-C₂ og C₃-C₄ indkobles mere eller mindre.

Modstanden R₅ hindrer gensidig påvirkning af de to potentiometre.

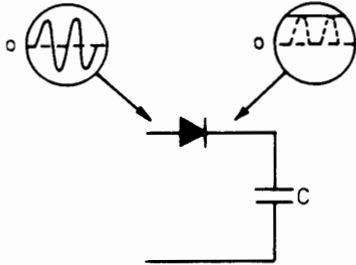


Den maksimale bashævning og -sænkning, samt diskant-hævning og -sænkning angives normalt i dB.



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:

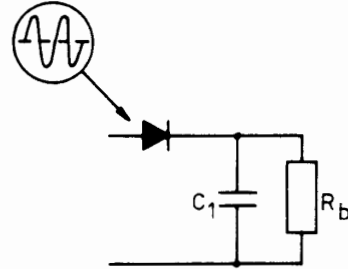
$$U_{DC} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2},$$

idet kondensatoren oplades til vekselspændingens maksimalværdi.

3. BELASTNING AF ENKELTENSRETTER

3.1 Brum- eller ripplespænding

Spændingen over C_1 er en helt ren DC-spænding, hvis ensretteren ikke belastes.

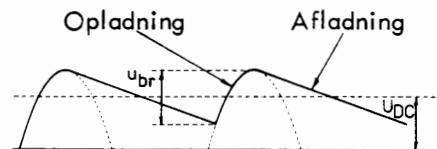


Belastes denne med f.eks. en modstand R_b , trækkes der en strøm fra kondensatoren, hvorved denne aflades lidt, og spændingen falder.

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 afladepærioden.

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 kapacitetstørrelsen, vil brummet blive mindre, idet spændingen derved falder mindre under afladeforløbet.

3.4 Beregning af brumspænding

$$u_{\text{brum}} = \frac{I_{DC} \cdot \Delta t}{C_L} \approx 17m \frac{I_{DC}}{C_L} \quad [u_{pp}]$$

Hvor Δt er afladetiden, hvor strømmen regnes for konstant.

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.

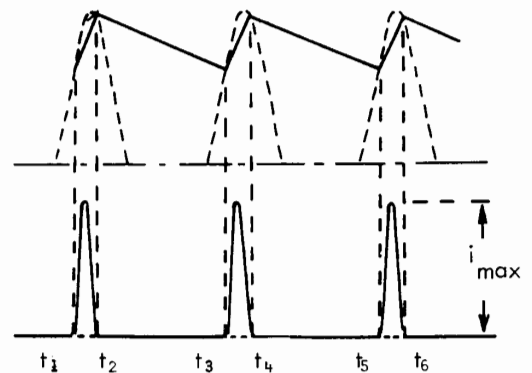
Ofte dimensioneres ensretterkredsløbet således, at den afgivne DC-spænding har samme størrelse som vekselspændingens effektivværdi.

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. 7 gange større end den aftagne jævnstrøm for at opretholde ladingen på kondensatoren.





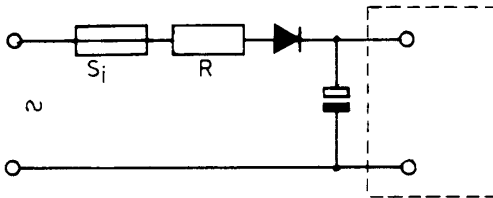
4. BESKYTTELSESMODSTAND OG SIKRING

4.1 Beskyttelsesmodstand

Ved anvendelse af en meget stor ladecondensator 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 100Ω .



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. 7 gange den aftagne jævnstrøm, bliver effektivværdien af denne pulsformede strøm ca. $2,2 \cdot I_{DC}$. Denne strøm skal sikringen kunne bære.

4.3 Udskiftning af sikring

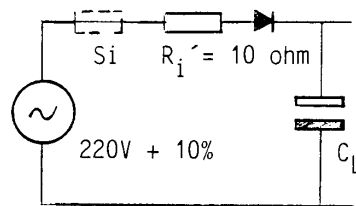
Ved udskiftning af sikring skal der altid anvendes samme sikringsstørrelse og type (flink-træg), som angivet af fabrikanten.

Der må kun benyttes godkendte sikringer.

4.4 Startfase

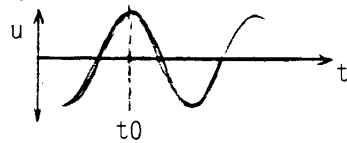
Når ensretteren startes, vil startstrømmen kunne antage store værdier, da samtlige kondensatorer, her specielt ladecondensatoren, skal oplades.

Worst-case eksempel universalensretter:



R_i' er kredsløbets samlede DC-modstand = nettets r_i + sikrings-, diode- og begrænsermodstand.

Sluttes kredsløbet ved positiv max er:



$$i_{t0} = \frac{u_p + 10\%}{R_i'} = \frac{(220 \cdot \sqrt{2}) + 10\%}{10} =$$

$$\frac{342}{10} = \underline{\underline{34,2 \text{ A}}}$$

Samtlige komponenter i sløjfen skal naturligvis kunne klare denne kortvarige spidsstrøm. Der anvendes normalt træge sikringer ved store startstrømme.



DISPOSITION

1. Fordel ved anvendelse af dobbeltensretter
2. Modtakensretter
3. Brokoblet ensretter

1. FORDEL VED ANVENDELSE AF DOBBELTSRETTER

1.1 Begge halvperioder

Dobbeltensretteren ensretter begge halvperioder i modsætning til enkeltensretteren, som kun ensretter den ene halvperiode.

1.2 Brumspænding

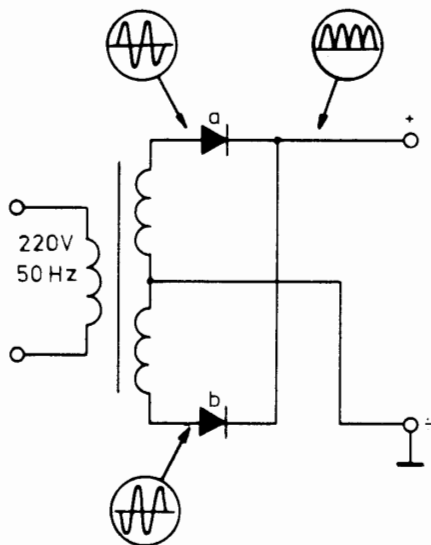
Da dobbeltensretteren benytter begge halvperioder, vil brumspændingen blive ca. halvt så stor som ved enkeltensretteren.

Brumspændingens frekvens bliver dobbelt så høj som den tilførte vekselspændings frekvens.

2. MODTAKTENSRETTER

2.1 Opbygning

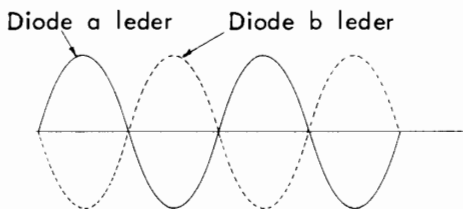
Modtakensretteren er opbygget af en transformator med midtpunktsudtag og to dioder a og b.



2.2 Virkemåde

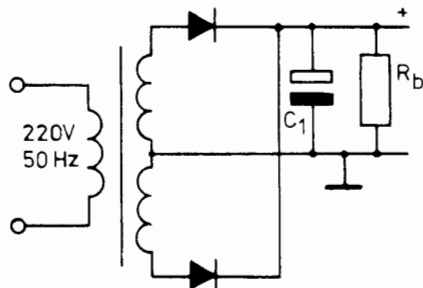
Da transformatorens midtpunkt er stelforbundet, vil spændingerne på de to dioders anoder være faseforskudt 180° , altså i modfase.

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



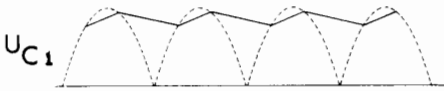
Forsynes ensretteren med en ladekondensator, vil denne uden belastning oplades til diodespændingernes maksimalværdi.

Belastes ensretteren, vil kondensatoren aflades lidt, indtil næste strømstød kommer og genoplader kondensatoren.



Da ladekondensatoren ved dobbeltensretter får dobbelt så mange impulser som ved enkeltensretter, er brumspændingen halveret.

$$u_{\text{brum}} = \frac{I \cdot \Delta t}{C_L} = \frac{I \cdot 8,5 \text{ m}}{C_L}$$



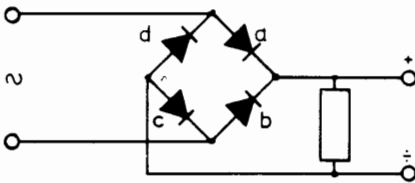
DC-spændingen vil heller ikke falde så meget som ved enkeltensretter.

Uden ladekondensator vil dobbeltensretter give en DC-spænding, som er lig med vekselspændingens middelværdi.

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.

3.2 Virkemåde

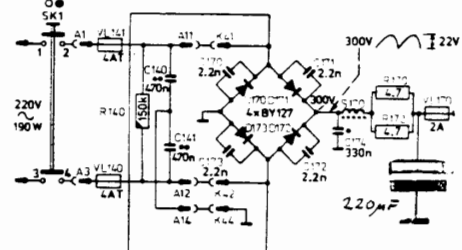
Tænkes den tilførte vekselspænding at være positiv foroven og negativ forneden på tilledningerne, vil dioderne a og c være ledende, medens dioderne b og d er spærrede.

Når vekselspændingen skifter, så der er en negativ halvperiode foroven og en positiv forneden, vil dioderne b og d lede, medens a og c er spærret.

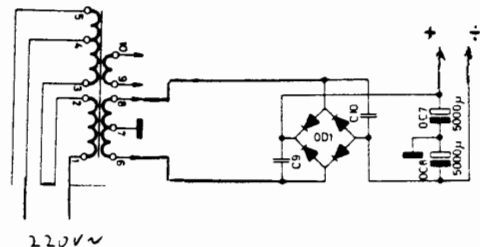
Da begge halvperioder benyttes, er det en dobbeltensretter.

De fire dioder er sammenbygget i en lille enhed, som kun optager ringe plads i apparatet.

Dobbeltensretning af netspændingen i farve-tvapparat:



Til apparater der kræver symmetrisk + - spænding (split supply) anvendes viste kobling:



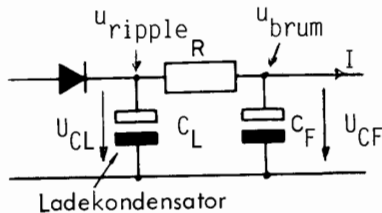
FORMÅL MED BRUMFILTER

Brum i forsyningsspændingen vil altid virke forstyrrende på de kredsløb, som forsynes af den pågældende netdel, hvorfor brummet skal dæmpes så meget som muligt.

RC-BRUMFILTER

Opbygning

RC-brumfilteret, også kaldet et lavpasfilter, består af en filtermodstand R og en filterkondensator C.



figur 1.

Fald i DC-spænding

Trækkes der strøm fra ensretteren, opstår der et DC-spændingsfald over filtermodstanden.

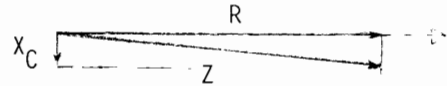
$$U_{CF} = U_{CL} - I \cdot R$$

Da udgangsspændingen efter filteret derved bliver mindre end DC-spændingen over ladekondensatoren, anvendes RC-filteret oftest i netdele, hvor strømforbruget er ringe.

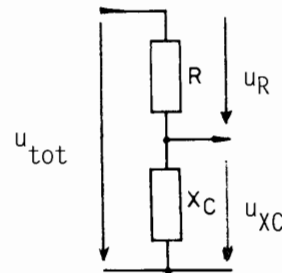
Filtervirkning

Filterkondensatoren har en vekslestrømsmodstand, hvis størrelse afhænger af såvel kapaciteten som den tilførte frekvens. Hvis kapaciteten er stor, vil vekslestrømsmodstanden være lille. Jævnstrømsmodstanden er derimod meget stor.

Filteret kan derfor brummæssigt betragtes som en spændingsdeler, hvor filtervirkningen er afhængig af såvel R som X_C .



figur 2.



figur 3.

Af figur 2 og 3 findes at:

$$\frac{u_{XC}}{u_{tot}} = \frac{X_C}{Z} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Betinget af at $R \geq 10X_C$ kan man uden nævneværdig fejl erstatte Z med R, ref. figur 2. Heraf:

$$\frac{u_{XC}}{u_{tot}} = \frac{X_C}{R} \quad u_{XC} = u_{tot} \frac{X_C}{R}$$

Fra figur 1: $u_{tot} = u_{ripple}$

$$u_{XC} = u_{brum}$$

og med $X_C = (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)^{-1}$ er

$$u_{brum} = \frac{u_{ripple}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot RC}$$

ved enkeltensretning er $f = 50\text{Hz}$:

$$u_{brum-e} = \frac{u_{ripple}}{314 \cdot RC}$$

ved dobbeltensretning er $f = 100\text{Hz}$:

$$u_{brum-d} = \frac{u_{ripple}}{628 \cdot RC}$$

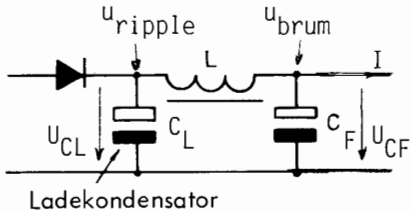


LC-BRUMFILTER

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.



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.

$$U_{CF} = U_{CL} - I \cdot r_{cu}$$

r_{cu} = spolens DC-modstand.

Almindeligvis er r_{cu} 10 til 100 ohm.

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.

Betinget af at $X_L \gg X_C$ er

$$\frac{u_{brum}}{u_{ripple}} = \frac{X_C}{X_L}$$

Når $X_C = (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)^{-1}$ og $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$

er:

$$u_{brum} = \frac{u_{ripple}}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot LC}$$

Ved enkeltensretning ($f = 50$ Hz) er $(2 \pi f)^2 = 98600$ heraf:

$$u_{brum-e} = \frac{u_{ripple}}{98600 \cdot LC}$$

ved dobbeltensretning ($f = 100$ Hz) er $(2 \pi f)^2 = 395000$ heraf:

$$u_{brum-d} = \frac{u_{ripple}}{395000 \cdot LC}$$

Da filterspoler er dyre at fremstille, anvendes i dag oftest RC-filtrering eller aktiv brumfiltrering i forbindelse med spændingsstabilisering.

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.

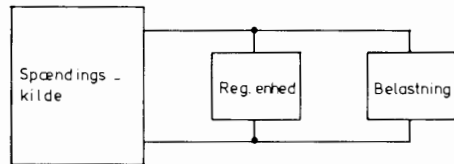
Ved anvendelse af en stabiliseret netdel opnås en meget nær konstant forsyningsspænding uafhængig af forbruget og desuden en meget fin brumfiltrering.

2. STABILISERINGSPRINCIPPER

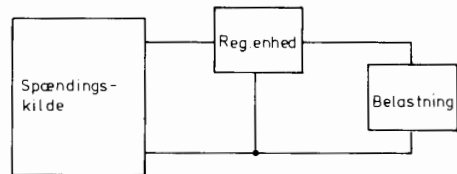
Spændingsregulatorer kan opdeles i to hovedtyper, nemlig:

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

Ved parallelstabilisering er kontrolorganet koblet parallelt med belastningen.



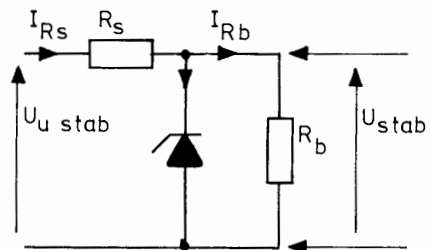
Medens det for seriestabiliseringsprincippet er koblet i serie med belastningen.



2.1 Parallelstabilisering

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

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





Den strøm, der løber igennem R_S , er altid lig med summen af I_Z og I_{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 spærres, og den stabiliserede virkning ophører.

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

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_{R_S} stige.

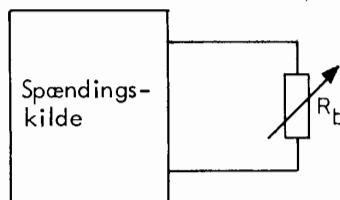
Da $I_{R_S} = I_Z + I_{R_b}$, vil strømmen gennem zenerdioden også stige, medens spændingen over zenerdioden næsten holdes konstant (stiger kun ganske lidt).

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

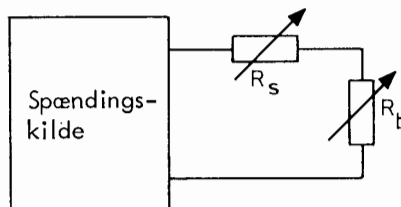
Seriestabilisering anvendes, hvor der ønskes en stabil spænding ved meget varierende strømforbrug.



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 serieregulator, som lukker lidt mere op for strømmen, hvis udgangsspændingen falder og lukker lidt ned for strømmen, hvis spændingen stiger. Herved holdes udgangsspændingen konstant.

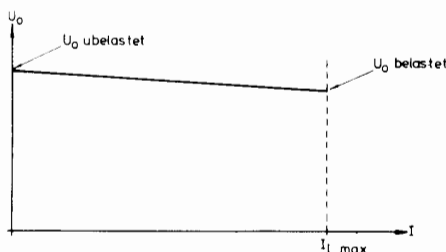


2.3 Stabilitetsprocent

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 =

$$\frac{U_O \text{ ubelastet} - U_O \text{ belastet}}{U_O \text{ ubelastet}} \cdot 100$$

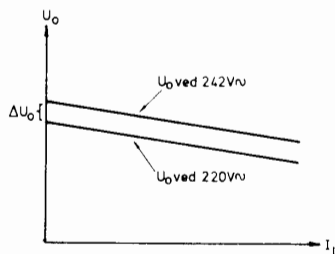
Stabilitetsprocenten er som regel under 1%.

2.4 Stabilitet overfor ændring af forsyningsspændingen

En ændring af forsyningsspændingen, 220 V~, må ikke ændre udgangsspændingen i en stabiliseret spændingsforsyning.

Spændingsforsyningens stabilitet overfor ændringer i netspændingen udtrykkes som en procentvis ændring af udgangsspændingen ved en ændring af netspændingen på 10%.

Forsyningsspændingsstabilitet =



$$\frac{\Delta U_O}{U_O (220 \text{ V}\sim)} \cdot 100\%$$

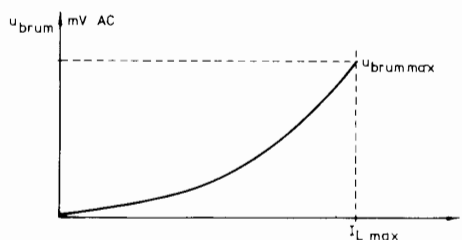
2.5 Brumprocent

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 =

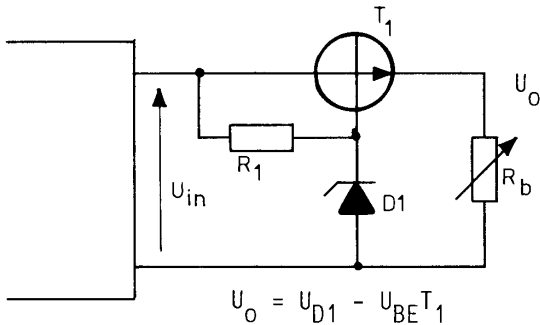
$$\frac{U_{\text{brum maks.}}}{U_O \text{ belastet}} \cdot 100$$

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 reducereing 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.

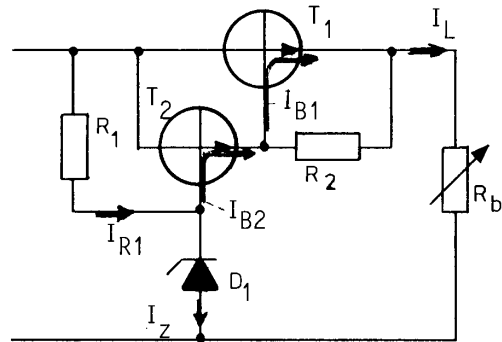
Dette kan dog afhjælpes ved at montere en fast modstand på udgangen.

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.



$$U_o = U_{D1} - (U_{BE T_1} + U_{BE T_2})$$

$$I_{B1} = \frac{I_L}{h_{FE T_1}}$$

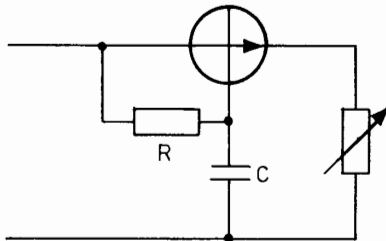
$$I_{B2} = \frac{I_{B1} + I_{R2}}{h_{FE T_2}}$$

$$I_Z = I_{R1} - I_{B2}$$



3.4 Aktivt filter

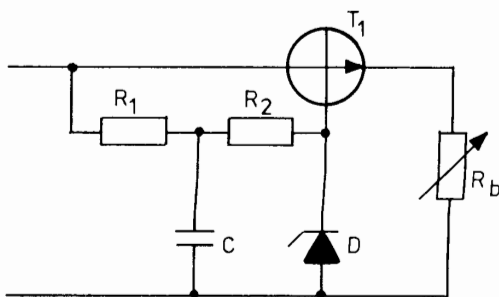
Udskiftes zenerdioden med en kondensator, får man et aktivt filter, der kan nedsætte brummet fra ensretteren.



Brumspændingen på emitteren har samme størrelse som på basen.

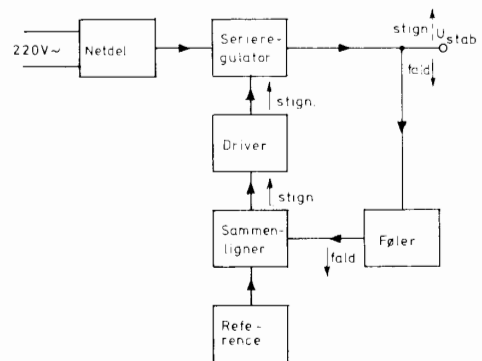
Jævnstrømmen gennem R er $h_{FE} + 1$ gange mindre end strømmen, der løber i belastningen. Derved kan R blive større end i et traditionelt RC filter og dermed også en større filtrering af brumspændingen.

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



4. STABILISERET REGULERET SPÆNDINGSFORSYNING

4.1 Blokdiaagram



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.

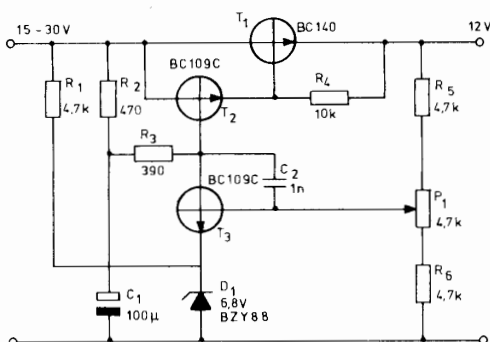
Falder U_{ud} , se pileretningen, på grund af større belastning, vil dette fald føles af følerkredsløbet.

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.

Der er her anvendt proportionalregulering. Ref. afsnittet om reguleringsteknik.

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.

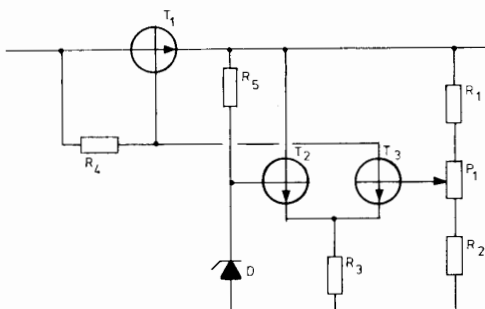
Falder U_{ud} , vil T_3 's basisspænding også falde.

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

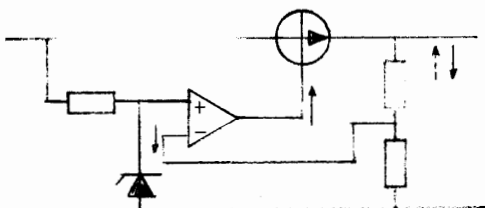


T_2 og T_3 udgør en differentialforstærker, der virker som sammenligner- og forstærkerenhed i ét.

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.

4.6 Eksempel med operationsforstærker



Pilene viser reguleringen ved øget belastningsstrøm. På grund af operationsforstærkerens store DC-forstærkning opnåes en meget lav indre modstand.

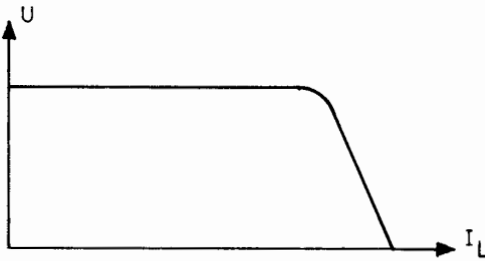


5. STRØMBEGRÆNSER

5.1 Typer

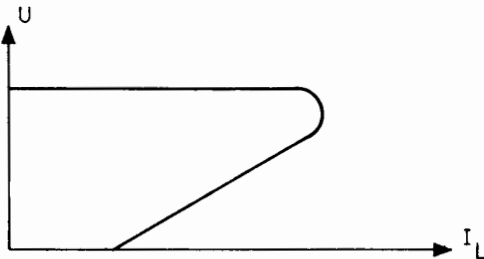
Et problem ved transistor-spændingsforsyninger er, at almindelige sikringer ofte ikke er hurtige nok til at beskytte halvlederne enten i spændingsforsyningen eller belastningen.

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

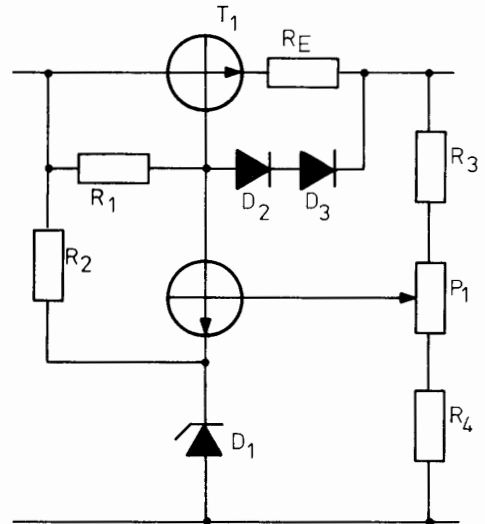


En anden metode til at beskytte halvlederne er at afbryde spændingsforsyningen, når strømmen overstiger en given værdi.

Spændingsforsyningen genindkobles efter, at netspændingen har været afbrudt.



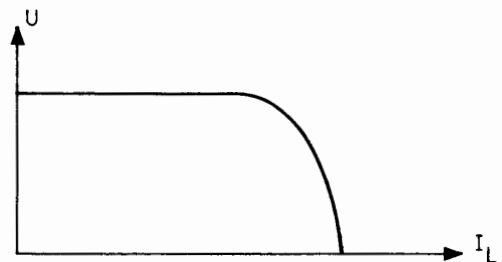
5.2 Begrænser med dioder



Ved stigende belastning stiger spændingsfaldet over R_E .

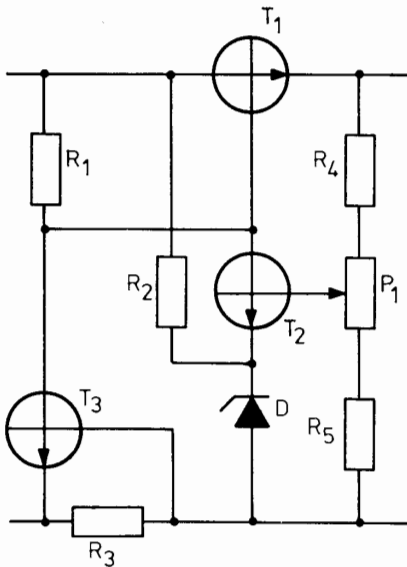
Når spændingsfaldet over R_E overstiger 0,5 V, begynder D_2 og D_3 at lede.

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.

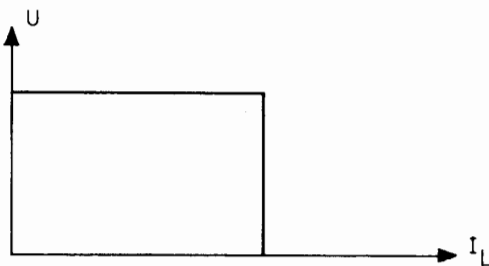
5.3 Begrænser med transistor



T_3 og R_3 virker som strømbegrænser.

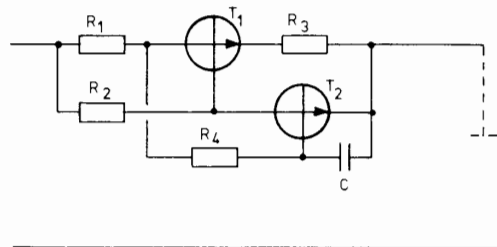
Ved maksimal udgangsstrøm stiger spændingsfaldet over R_3 , så T_3 begynder at lede, hvorved den kortslutter reguleringsspændingen fra T_2 .

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 strøm-begrænser 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".

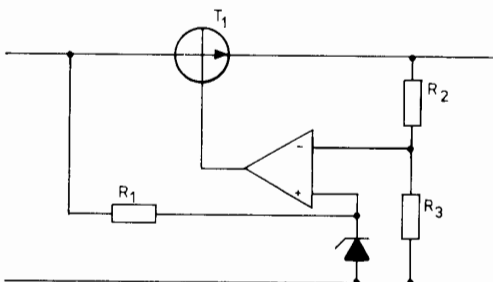
Den strøm, som kredsløbet nu kan aflevere, er bestemt af R_2 og R_4 . Da disse modstande er meget større end R_1 og R_3 , kan kredsløbet ikke levere ret meget strøm i OFF stilling.

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.

6. STABILISERET SPÆNDINGSFOR- SYNING MED IC

6.1 Spændingsforsyning med operations- forstærker



Operationsforstærkeren virker som sammenligner og driver for T_1 , der er serieregulator.

Spændingen mellem R_2 og R_3 sammenlignes med spændingen over zenerdioden.

Dersom de to spændinger er forskellige, vil operationsforstærkerens udgangsspænding ændre sig, indtil $U_z = U_R$.

Udgangsspændingen vil være:

$$U_o = U_z \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}$$

Udgangsspændingen vil ændre sig lidt med temperaturen, idet zenerdiodespændingen ændrer sig med temperaturen.

Belastningsstrømmen kan ikke være større end den maksimale strøm fra operationsforstærkeren ganget med h_{FE} i transistoren.

6.2 Spændingsforsyning med 723

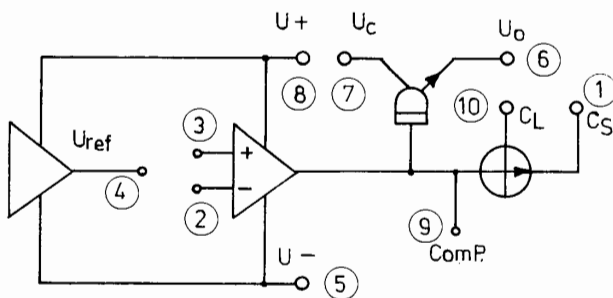
Integrerede spændingsforsyninger kan opdeles i to typer:

- Faste spændingsforsyninger
- Regulerbare spændingsforsyninger

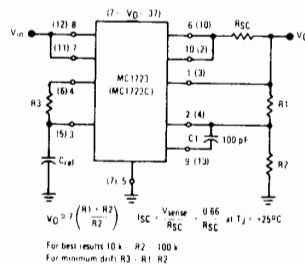
Den integrerede spændingsforsyning 723 er af den regulerbare type. Den fremstilles af mange fabrikanter under navne som: MC1723, CA723, LM723, SN72723 og $\mu A723$.

Den integrerede spændingsforsyning kan anvendes i området fra 2 VDC til 37 VDC.

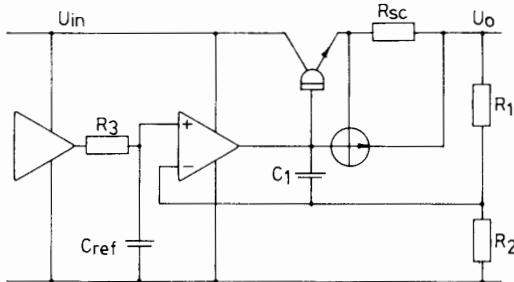
Den indeholder en temperaturkompenseret referencespænding på 7V, en operationsforstærker, en driver og en føler til strømbegrænsning.



Til spændinger mellem 7 V og 37 V kobles 723 som vist.



Hvis de tilsluttede komponenter påføres principdiagrammet, ser kredsløbet således ud:



$$U_o = 7 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_3 = R_1 // R_2$$

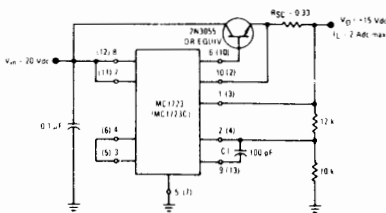
$$10 \text{ k} < R_3 < 100 \text{ k}\Omega$$

Strømbegrænsning indtræder ved

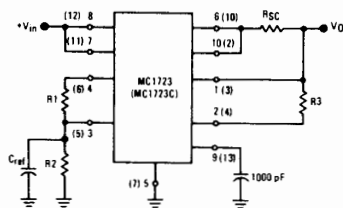
$$I_{SC} = \frac{0,66}{R_{SC}}$$

$$I_{SC} \text{ maks.} = 150 \text{ mA}$$

Kredsløbet kan udvides med en effekttransistor således, at belastningsstrømme større end 150 mA kan opnås.



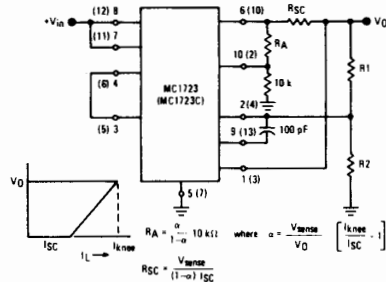
Til udgangsspændinger mellem 2 V og 7 V kobles 723 således:



$$V_o = 7 \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad I_{SC} = \frac{V_{ref}}{R_{SC}} = \frac{0,66}{R_{SC}} \text{ at } T_J = +25^\circ\text{C}$$

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, $\mu\text{A}7800$, 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.

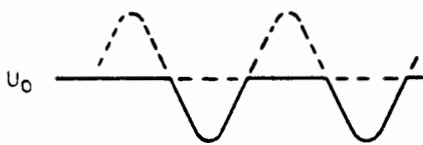
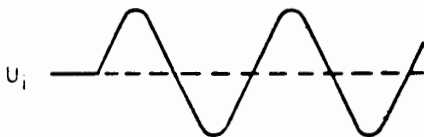
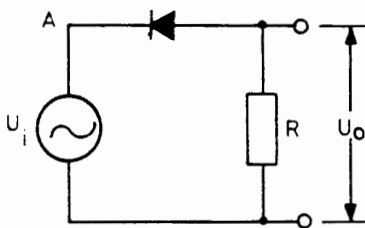
Til negative spændinger findes en tilsvarende serie af integrerede spændingsforsyninger med samme data som 7800-serien, denne serie hedder 7900.

Begrænserkredsløb er i stand til at fjerne enten den positive eller den negative halvperiode eller en del af disse fra en vekselspænding.

Kredsløbene er på mange måder anvendelige, hvor man ønsker, at et givet signal skal have flad top eller bund.

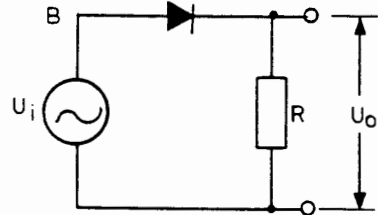
Man kan ved hjælp af begrænsere omdanne en sinusspænding til en firkantspænding.

1 Seriediodebegrænsere



Når den negative halvperiode påtrykkes, bliver katoden negativ i forhold til anoden, og da de nødvendige betingelser er opfyldt, vil dioden lede.

Vendes dioden, som vist i diagram B, fjerner dioden den negative halvperiode, da anoden i denne halvperiode er negativ i forhold til katoden.

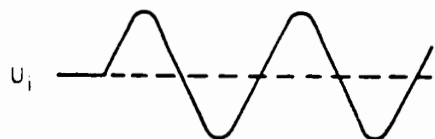
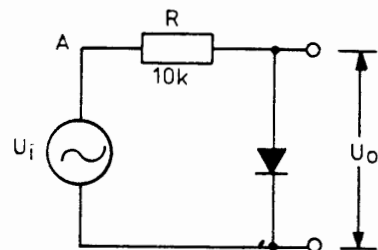


Under den positive halvperiode kan dioden lede, da anoden her er positiv i forhold til katoden.

2 Paralleldiodebegrænsere

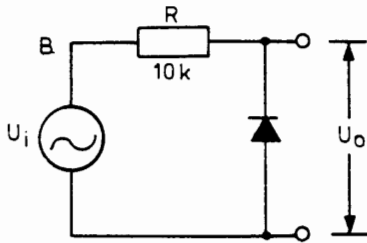
Dioden kan benyttes som begrænser på anden måde, idet den kan anbringes parallelt med belastningen.

I diagram A er dioden forbundet således, at den begrænser den positive halvperiode af signalet.





Vendes dioden, som vist i diagram B, leder det, når indgangssignalet er negativt, dvs. næsten hele den påtrykte spænding lægger sig som spændingsfald over modstanden og kun en meget lille del over dioden.



3 Paralleldiodebegrænsere med forspænding

Udgangsspændingen kan begrænses til andre værdier end 0 volt, hvis man giver dioden i paralleldiodebegrænseren en forspænding ved hjælp af et batteri eller spændingsfaldet over en modstand i en spændingsdeler.

Illustrationerne A og B viser to sådanne begrænsende kredsløb, der begge anvender et batteri som forspændingskilde.

Den ene kreds begrænser den positive, den anden den negative halvperiode.

Kreds A er beregnet til at fjerne den del af den positive halvperiode, der overstiger +5 volt.

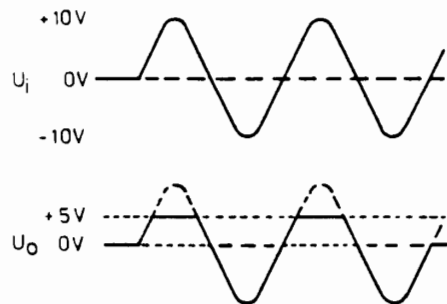
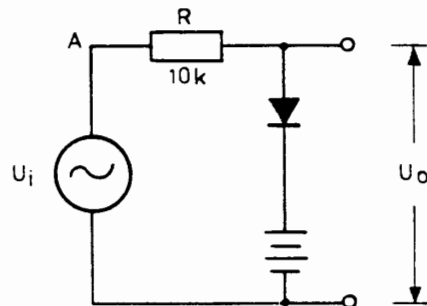
Indgangsspændingen har en peak-to-peak værdi på 20 volt.

Batteriet, der er indsat mellem katode og stel, giver katoden en positiv forspænding på 5 volt.

Så længe indgangsspændingen er mindre end +5 volt, vil dioden ikke lede, men så snart den når over denne værdi, bliver anoden positiv i forhold til katoden, og der vil gå en strøm i kredsløbet.

Diodens ledemodstand er da meget lille i forhold til modstanden i det øvrige kredsløb, så den øverste udgangsterminal bliver forbundet til forspændingsbatteriets positive pol.

Derfor vil udgangsspændingen, i den del af den positive halvperiode, hvor indgangsspændingen overstiger +5 volt, være +5 volt, nemlig batterispændingen.

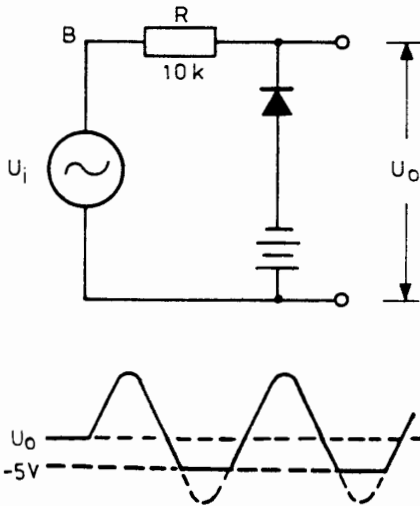


Forskellen mellem indgangsspændingens positive amplitude og batterispændingen vil i dette tidsrum ligge over modstanden på 10 k Ω .



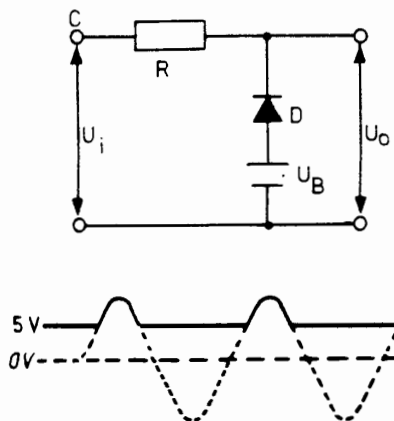
I diagram B er batteriet forbundet således, at anoden bliver 5 volt negativ i forhold til katoden.

Derfor bliver den negative halvperiode af udgangsspændingen begrænset til -5 volt.

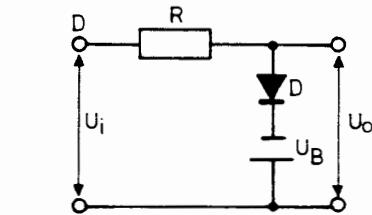


I kredsløb C leder dioden i hele den del af indgangssignalet, der er lavere end forspændingsbatteriets positive spænding.

Udgangsspændingen varierer i dette tilfælde mellem batteriets positive spænding og indgangsspændingens positive spidser.

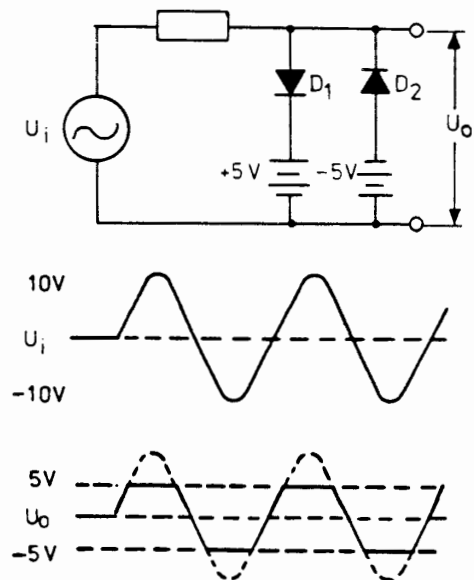


I kredsløb D leder dioden, når indgangsspændingen er over forspændingsbatteriets negative spænding.



5 Dobbelt diodebegrænsning

Når to dioder med forspænding forbindes som vist, vil både de negative og de positive halvperioder af udgangsspændingen være begrænset, og man får som resultat en kurveform, der næsten er en firkantspænding.



DISPOSITION

1. Clampingkredsløb

1. CLAMPINGKREDSLØB

Et clampingkredsløb er i stand til at ændre referencelinien for en vekselspænding på en sådan måde, at vekselspændingen kommer til at arbejde enten kun i positiv retning eller kun i negativ retning fra denne referencelinie.

1.1 Diodeclamper

I illustrationen vises et simpelt clampingkredsløb, som i det følgende vil blive beskrevet i enkeltheder.

Den påtrykte spænding er en fir-kantspænding med frekvensen 50 kHz og med en amplitude, der varierer fra +5 volt til -5 volt, altså en peak-to-peak værdi på 10 volt.

I løbet af en periode er der to forskellige tidskonstanter i kredsløbet, en kort i den ene og en lang i den anden halvperiode.

I startøjeblikket er kondensatoren afladet.

Når man påtrykker den første positive halvperiode, vil kondensatoren oplades mod den påtrykte spænding på +5 volt i 10 μ s.

Den positive påtrykte spænding vil bevirke, at dioden leder.

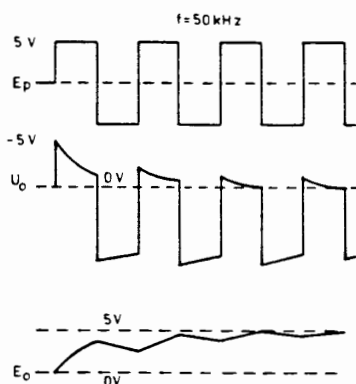
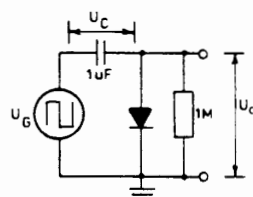
Når dioden leder, har den en indre modstand på ca. 10 ohm.

Tidskonstanten for opladningen af kondensatoren bliver da ca. 10 μ s. dvs. lig med tiden for en halvperiode.

Derfor vil kondensatoren i løbet af den første positive halvperiode blive opladet til 63,2% af den påtrykte spænding på +5 volt, hvilket giver omtrent 3,1 volt.

I den påfølgende negative halvperiode påtrykkes kredsen -5 volt.

Både kondensatorspændingen på 3,1 volt og den påtrykte spænding vil sende en strøm gennem modstanden på 1 Mohm.



I denne halvperiode er den påtrykte spænding for dioden negativ, hvorfor dioden ikke vil lede.

Kredsløbets tidskonstant bliver da 1 sekund.

Kondensatorspændingen og den påtrykte spænding har begge samme polaritet i forhold til modstanden, hvorfor de sammenlagt giver spændingen over modstanden.

Resultatet bliver, at der i den første negative halvperiode ligger en spænding på -8,1 volt over modstanden og dermed over udgangsklemmerne.

Tidskonstanten er nu 100.000 gange så lang som tiden for en halvperiode, og kondensatorspændingen vil holde sig næsten konstant.



Ved begyndelsen af den næste halvperiode, som er positiv, har kondensatoren en spænding på næsten 3,1 volt, der i kredsløbet virker i modsat retning af den påtrykte spænding på 5 volt og bevirker, at der kun bliver 5 til 3,1 V eller 1,9 volt til at sende en strøm rundt i kredsløbet.

Da tidskonstanten på grund af den positive spænding på dioden er kort, vil kondensatoren oplades 63,2% af 1,9 volt eller ca. 1,2 volt.

Disse 1,2 volt adderes til den allerede eksisterende kondensatorspænding på 3,1 volt, og man ser, at kondensatoren ved begyndelsen af den næste halvperiode, som er negativ, har en spænding på 3,1 volt plus 1,2 volt = 4,3 volt.

Under den negative halvperiode er afladningen af kondensatoren kun ringe, og kondensatorspændingen bevirker sammen med den påtrykte spænding, at spændingen over modstanden er lig med 5,0 + 4,3 volt = 9,3 volt.

Kondensatoren vedbliver i de positive halvperioder at oplades imod den påtrykte spænding på +5 volt, indtil den efter 5 tidskonstanter opladning er praktisk talt opladet.

Når man har nået den fulde ladning for kondensatoren, vil hver positiv halvperiode give 0 volt over udgangen, medens de negative halvperioder giver kondensatorspændingen plus den påtrykte spænding = -10 volt.

Kredsløbet har altså bragt firkantspændingen med hele dens peak-to-peak værdi til at arbejde fra nul volt i negativ retning til -10 volt, hvorfor kredsløbet kaldes et negativt clampingkredsløb eller blot en negativ clamber.

Når først indsvingningsforløbet er færdigt, vil dioden kun lede netop så længe i de positive halvperioder, at strømmen kan genopbygge den fulde ladning på kondensatoren, idet afladningen i de negative halvperioder på grund af den meget lange tidskonstant er meget ringe.

Det clampingkredsløb, der lige er omtalt, er et negativt clampingkredsløb, da det flytter kurven i negativ retning.

Det er let at ændre kredsløbet, så det clamber positivt.

Man skal blot vende dioden, så den leder og derved giver kort tidskonstant i de negative halvperioder.

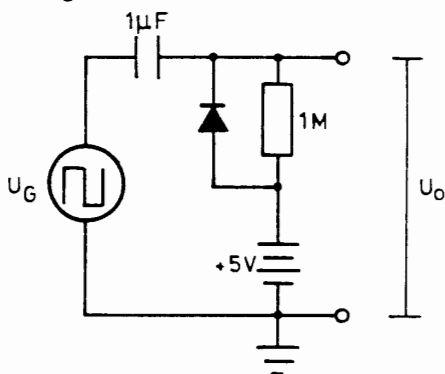
1.2 Clampere med forspænding

En clamper med forspænding giver en referencelinie for udgangsspændingen, forskellig fra nul volt.

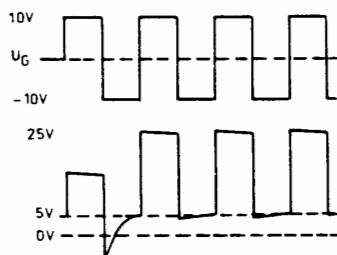
Dette opnås ved at give dioden i clamperen en forspænding, en jævnspænding, der har amplitude og polaritet som den ønskede referencelinie.

Det eneste, der adskiller en sådan clamper fra de tidligere omtalte, er den DC spænding, der indføres i kredsen i serie med dioden.

Diagram A



$$f = 50 \text{ kHz}$$



I diagram A er tegnet en positiv clamper med en forspænding på +5 volt.

Denne forspænding bevirker, at hele firkantspændingskurven forskydes 5 volt i positiv retning.

Uden forspændingen ville udgangsspændingen arbejde fra nul i positiv retning til +20 volt, men med forspændingen ændres referencespændingen til +5 volt, og udgangsspændingen arbejder ud fra denne værdi til +25 volt.

Uden indgangsspænding vil man kunne udtage en spænding på +5 volt over udgangsklemmerne.

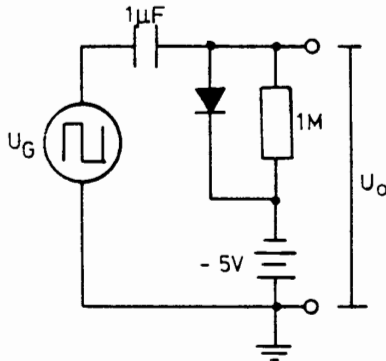
Når indgangssignalet påtrykkes, vil der over modstanden på 1 Mohm ligge en firkantspænding, der varierer mellem 0 volt og +20 volt på grund af kredsløbets virkemåde som positiv clamper.

Da forspændingsbatteriet sidder i serie med modstanden på 1 Mohm, bliver udgangsspændingen lig med spændingen over modstanden plus batterispændingen.

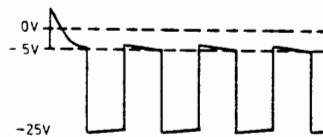
I dette tilfælde bliver udgangsspændingen altså en firkantspænding, der arbejder fra batterispændingens +5 volt og 20 volt i positiv retning til +25 volt og tilbage til referencespændingen igen.

I diagram B er tegnet en negativ clamper, der clamper udgangsspændingen til at arbejde fra -5 volt og i negativ retning.

Diagram B



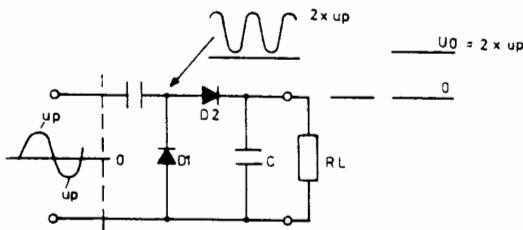
$f = 50 \text{ kHz}$



1.3 Spændingsdobler

Clamperen indgår i en speciel ensretterkobling, hvor DC udgangsspændingen er dobbelt så stor som ved en traditionel ensretter.

Ensretterkredsløbet med clamperen kaldes derfor en "spændingsdobler".



Den positive clamper forsyner ensretteren med en sinus, der er clamped til 0 volt og har amplitude, der er lig med indgangssignalets U_{pp} .

Den clamped spænding bliver ensrettet af D_2 , ladekondensatoren C oplades til en DC spænding, der er lig med indgangssignalets U_{pp} .

Kredsløbet kan ikke tåle store belastninger, da udgangsspændingen herved falder.

Spændingsdoblere anvendes ofte i DC prober eller i højspændingsforsyningen til oscilloskoper og fjernsyn.

DC-forspændt doblerkobling.

Uden HF er $U_{AGC} = 17 \cdot \frac{3K3}{18K3} =$
3 volt.

Når HF-spændingen bliver så kraftig, at dioderne kan ensrette, falder U_{AGC} .

ARBEJDSPUNKT

Arbejdslinie

Skal transistoren anvendes som forstærker, bruges følgende fremgangsmåde:

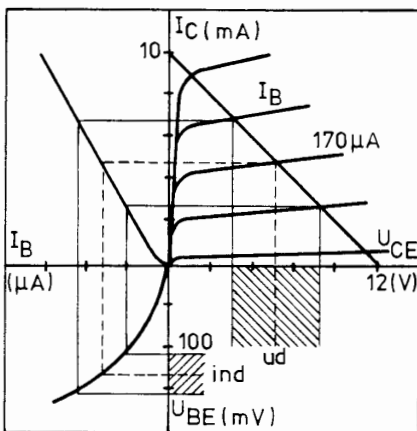
I karakteristikfeltet for den anvendte transistortype indlægges i $U_{CE} - I_C$ karakteristikken en arbejdslinie for en belastningsmodstand (kollektormodstand) beregnet ud fra maksimal kollektorstrøm $I_{Cmaks.}$ og forsyningsspændingen U_{CC} .

Eksempel

$$U_{CC} = 12 \text{ V}, I_{Cmaks.} = 10 \text{ mA.}$$

$$R_C = \frac{U_{CC}}{I_{Cmaks.}} = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

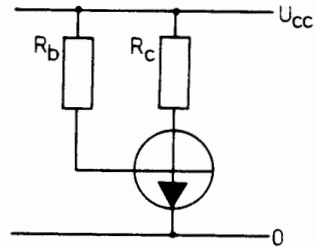
Man kan nu tegne arbejdslinien og indlægge arbejds punktet på dennes midte, hvilket sikrer symmetrisk udstyingsområde, som vist skravet.



Af karakteristikken aflæses en kollektorhvilestrøm I_C på 5 mA, en U_{CE} på 6 V og en basisstrøm på 170 μA ved en U_{BE} på 130 mV.

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 arbejds punkt.

Ændres basestrømmen, flytter arbejds punktet sig.

ARBEJDSPUNKTSTABILISERING

Det viser sig imidlertid, at den kobling angivet i det forrige har den kedelige egenskab, at arbejds punktet meget let forskydes under termisk påvirkning, og det derfor er nødvendigt at foretage en arbejds punktstabilisering.

Temperaturafhængighed

Den termiske påvirkning skyldes hovedsageligt følgende faktorer:

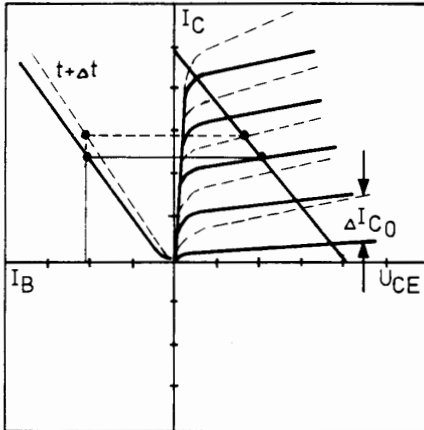
Kollektorstrømmen I_C (I_{CO}) vil stige ved stigende temperaturer (samme fænomen som diodens lækstrøm).

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/°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 arbejds-
punktet flytte, og udgangsspændingen
bliver forvrænget.



Ændring af I_{CO}

Ændringen af lækstrømmen I_{CO}
sker efter ligningen:

$$I_{CO_t} = I_{CO_{t_0}} \cdot 2,71^{k(t - t_0)}$$

hvor

$I_{CO_{t_0}}$ = Lækstrømmens værdi ved
referencetemperatur
 t_0 .

t_0 = Referencetemperatur.

t = Aktuelle temperatur i
 $^{\circ}C$.

k = Materialekonstant for
Ge = $0,075/^{\circ}C$
Si = $0,13/^{\circ}C$.

Dette giver en fordobling af læk-
strømmen for en Ge-transistor for
hver $10^{\circ}C$, og for en Si-transistor
for hver $6^{\circ}C$.

Generelt

For at fastholde arbejds-
punktet indføres generelt proportional-
regulering (se under regulerings-
teknik). Reguleringen betegnes
her også DC-modkobling.

I enkelttrin anvendes principper-
ne:

- Kollektorbasismodstand
- Fixed bias med basisspændings-
deler og emittermodstand
- NTC- eller diodestabilisering

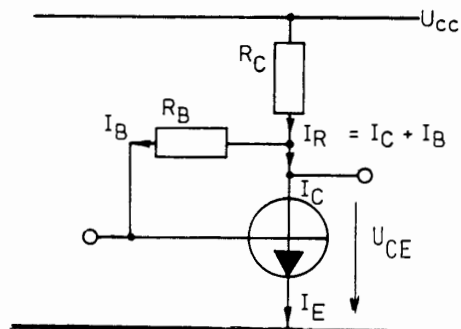
I flertrinskoblinger lægges en
reguleringsløjfe fra udgang til
indgang.

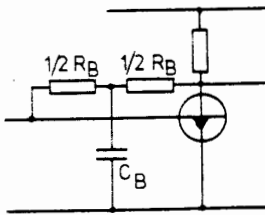
Ved anvendelse af blandet PNP- og
NPN-teknik sammen med positiv og/
eller negativ forsyningsspænding
fremkommer et væld af diagram-
variationer.

Kollektorbasismodstand

Transistoren fastholder med rime-
lighed sit arbejds-
punkt, fordi U_{RB}
og hermed I_B falder ved stigende
kollektorstrøm, hvor U_{CE} falder
ved øget spændingsfald over R_C .

$$R_B = \frac{U_{CC} - (I_C \cdot (R_C + R_E) + U_{BE})}{I_B}$$





For at undgå den AC-modkobling der via R_B føres fra kollektoren tilbage til basen, deles R_B ofte op i to halvdele, hvorefter deres midtpunkt afkobles.

Den modkobling R_B indfører, vil ellers bevirke en sænkning af forstærkningen.

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 sluttes, 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 forstærkertrinet, betyder dette, at jo mindre R_2 vælges, desto mindre bliver forstærkerens indgangsimpedans med større fare for, at denne vil belaste signalkilden.

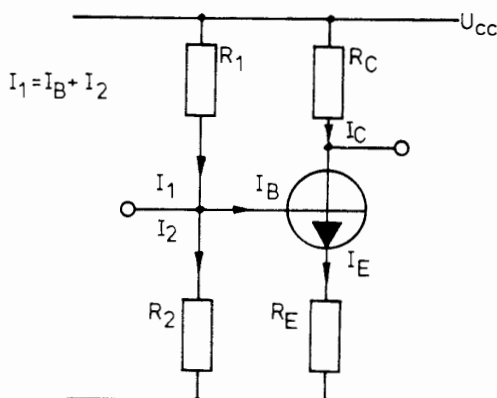
Ud fra denne betragtning bør R_2 og dermed også R_1 være så stor som mulig.

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.



Eksempel på dimensionering af AC-forstærkeren:

Givet:

$$U_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$I_{C\text{maks.}} = 5 \text{ mA,}$$

$$U_{RE} = 1 \text{ V}$$

$$I_B = 8 \text{ }\mu\text{A,}$$

$$I_C = 2,1 \text{ mA,}$$

$$U_{BE} = 150 \text{ mV}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_C} = \frac{1}{2,1 \text{ m}} = 476 \text{ }\Omega.$$

Nærmeste standardværdi 470 Ω .

$$R_2 = 10 \cdot R_E = 10 \cdot 470 = 4,7 \text{ k}\Omega.$$

$$U_B = U_{BE} + U_E = 150 \text{ m} + 1 = 1,15 \text{ V.}$$

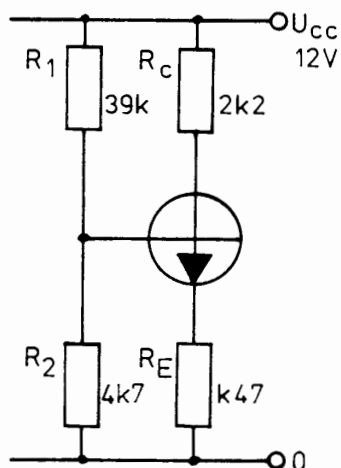
$$U_{R1} = U_{CC} - U_B = 12 - 1,15 = 10,85 \text{ V.}$$

$$R = \frac{U_{R1} \cdot R_2}{U_{R2}} = \frac{10,85 \cdot 4,7 \text{ k}}{1,15} =$$

44,3 k.

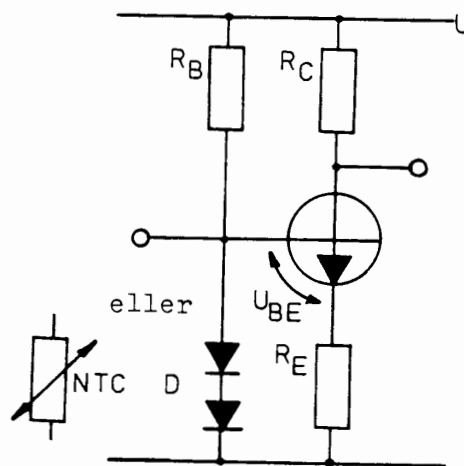
Som standardværdi vælges 39 k Ω .

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{RE}}{I_{C\text{maks.}}} = \frac{12 - 1}{5 \text{ m}} =$$

2,2 k Ω .NTC- eller diodestabilisering.

Ved at erstatte R_2 i basisspændingsdeleren med en komponent med negativ temperaturkoefficient kan stabiliseringen øges.

Ved øget temperatur falder U_B så arbejds punktet fastholdes.

Arbejds punktsstabilisering via flertrins DC-modkobling.

I moderne udstyr, såvel diskret som integreret, er flere transistorer direkte sammenkoblet, og der anvendes DC-modkobling til arbejds punktsstabilisering.

Ved gennemgang af omstående diagram eksempeler, vil man overalt erfare, at en given ændring af strømmen i en af transistorerne via en reguleringssløjfe modvirkes ved modsvarende ændring af U_{BE} .

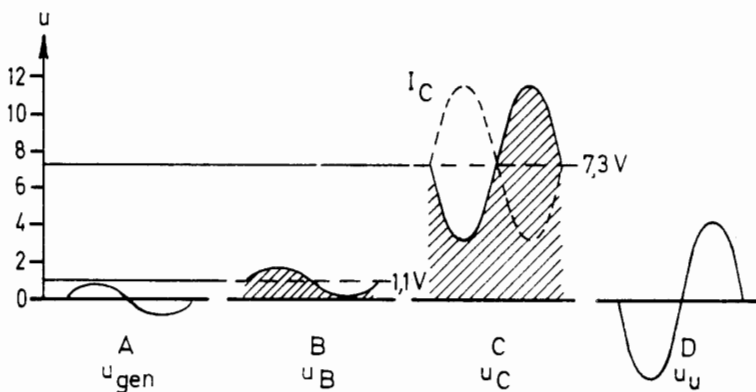
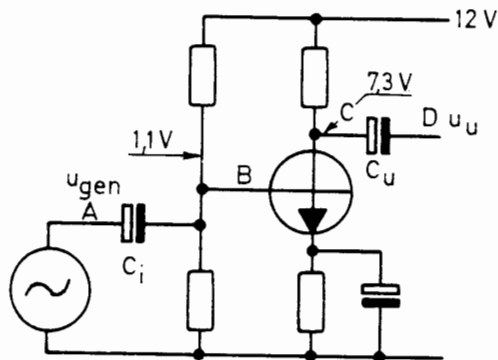
JORDET EMITTERKOBLING, JE

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 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.

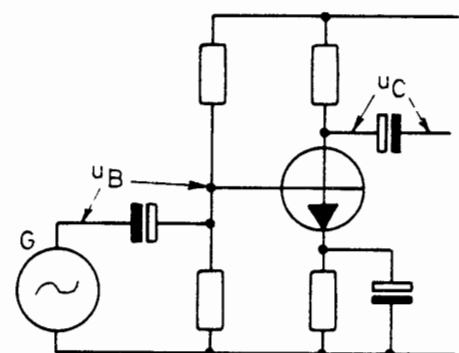
Bemærk, at når kollektorstrømmen er størst, er kollektorspændingen lavest.

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° fra indgang til udgang.

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.



$$A_U = \frac{u_U}{u_G} = \frac{u_C}{u_B}$$



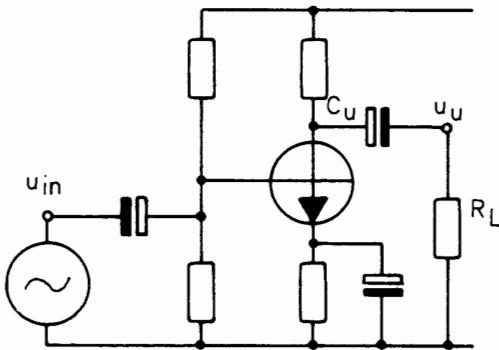
Spændingsforstærkningen kan beregnes, hvis man kender indgangsmodstanden og strømforstærkningen på transistoren samt modstandens størrelse.

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 forsyningspændingen 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 $2 k\Omega$

Strømforstærkningen, 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°K , fås:

$$r_e = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6019 \cdot 10^{-19} \cdot I_E}$$

$$r_e \sim \frac{1}{40 \cdot I_E}$$

Modstanden fra emitter til base er $h_{fe} + 1$ gang mindre end h_{ie}

$$h_{ie} = r_e \cdot (h_{fe} + 1)$$

eller

$$r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

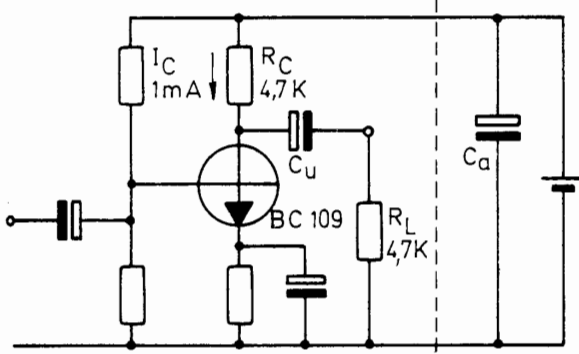
Indsættes denne størrelse i formelen for spændingsforstærkning fås:

$$A_U = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$A_U \approx \frac{1}{r_e} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$A_U \approx 40 \cdot I_E \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

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.

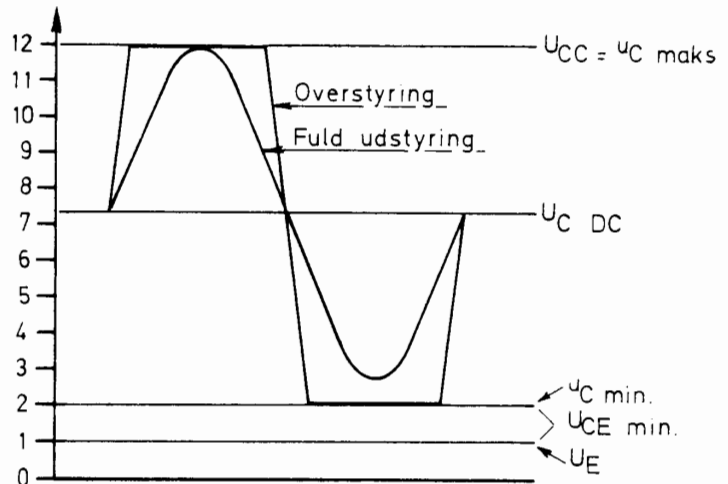
Hvis h_{oe} tages med i beregningen, bliver $A_U = 87,75$ gange. Fejlen er mindre end 10% og acceptabel i langt de fleste tilfælde, hvor der ikke tages hensyn til komponentspredning.

Maksimalt spændingssving

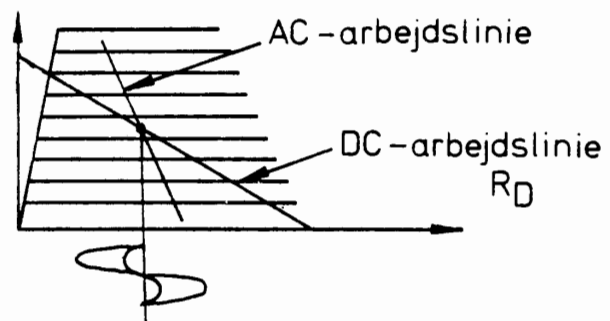
Når trinnet udstyres, svinger kollektorspændingen, som vist i pkt. 5.1, op og ned i takt med signalet.

Når transistoren ingen strøm trækker, vil kollektorspændingen stige op til forsyningspændingen, 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.



Med belastning findes:

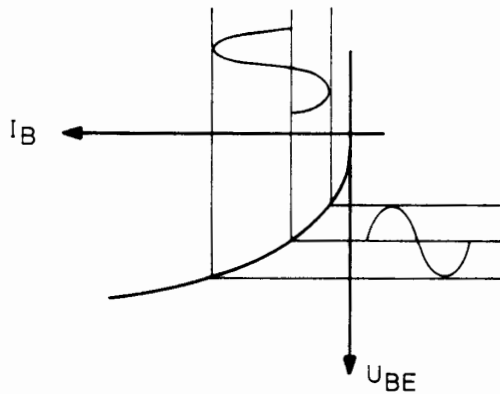
$$u_p = i_p \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

hvor $i_p = I_C$ når der kan ses bort fra lækstrøm.



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 halvperiode 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.

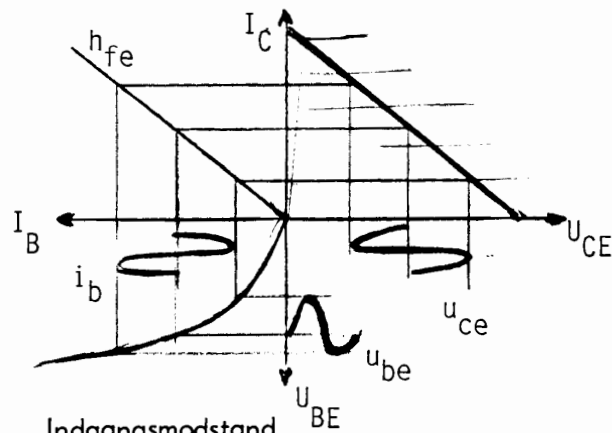
For at holde forvrængningen lav er det vigtigt ikke at udstyre trinnet for hårdt.

Desuden kan forvrængningen mindskes ved strømstyring. Her sikrer man sig, at basisstrømmen følger signalet. Det vil ved sinusformet signal sige, at strømmen er sinusformet.

Dette opnåes ved at udstyre med en generatorimpedans, der er stor

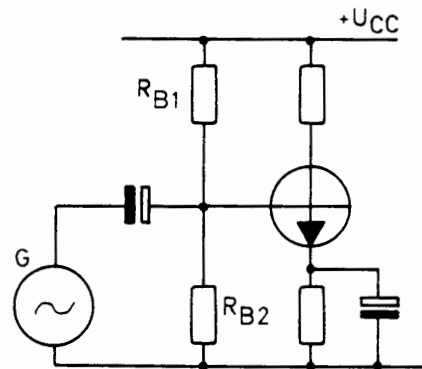
i forhold til transistorens indgangsmodstand h_{ie} .

Som det fremgår vil der på basis kunne måles et forvrænget signal, når transistoren udstyres kraftigt. Dette skal man huske ved fejlfinding!

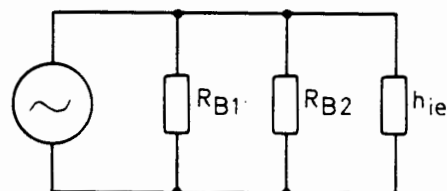


Indgangsmodstand

Ud over indgangsmodstanden i transistoren belaster basespændingsdelen også en tilkøbet generator.



Da forsyningspænding og stel AC-mæssigt er samme punkt, er basemodstandene og h_{ie} i transistoren parallelle modstande.

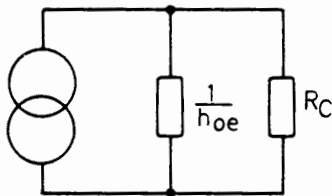
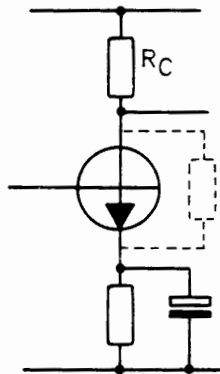


Modstanden R , der belaster generatoren, kan beregnes ved:

$$R = \left(\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{h_{ie}} \right)^{-1}$$

Udgangsmodstand

Udgangsmodstanden for et emitterjordet trin er set fra kollektoren, en parallelforbindelse 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 (Ω^{-1} eller S).

Ledeevne er reciprokverdi 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 Ω .

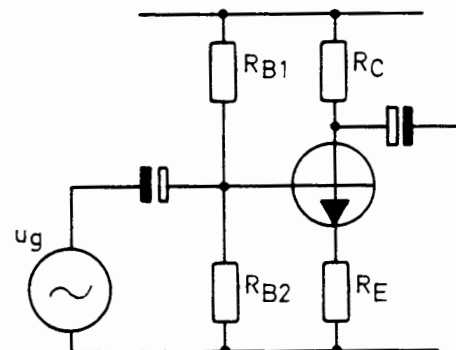
Normalt er kollektormodstanden meget mindre end transistorens modstand mellem kollektor-emitter. Derfor regnes hele trinnets udgangsmodstand ofte at være lig med kollektormodstanden, R_C .

Ved høje frekvenser skal der tages hensyn til den kapacitet, der findes mellem kollektor og emitter.

Udgangsimpedansen bliver da mindre, jo højere frekvensen bliver.

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 generatorspændingen 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.



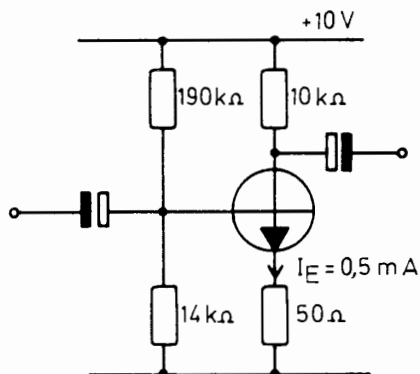
Da $u_g = u_b$ fås:

$$A = \frac{u_{Rc}}{u_g} = \frac{i_c \cdot R_c}{i_E \cdot (R_E + r_e)} \sim \frac{R_c}{R_E + r_e}$$

$$r_e = \frac{1}{40 \cdot I_E} = \frac{25 \text{ m}}{I_E}$$

$$A_U = \frac{R_c}{R_E + \frac{25 \text{ m}}{I_E}}$$

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

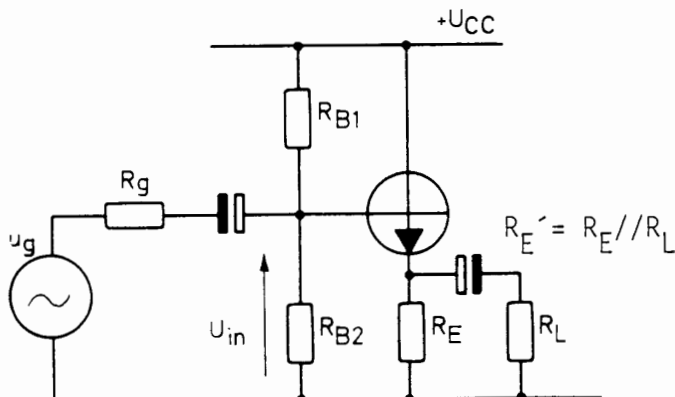
$$R_{in} = (h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E) // (R_{B1} // R_{B2})$$

JORDET KOLLEKTORKOBLING,

JC

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° fasedrejning fra base til emitter.

I stedet for navnet "jordet kollektorkobling" anvendes i almindelighed navnet "emitter-følger" for denne grundkobling.

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 spændingene 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:

$$A_U \approx \frac{R_E'}{R_E' + r_e}$$

$$A_U \approx \frac{R_E'}{R_E' + \frac{25 \text{ mV}}{I_E}}$$

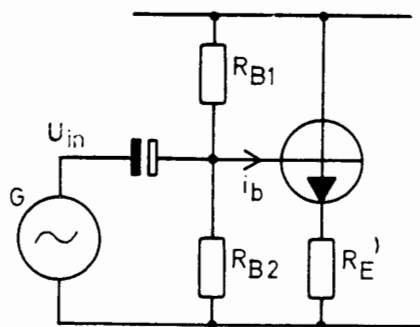
Af udtrykket ses, at brøken altid vil have en værdi, der er mindre end 1, men samtidig må denne værdi ligge meget tæt på 1, fordi $h_{fe} \cdot R_E' \gg h_{ie}$.

Spændingsforstærkningen i en emitterfølger sættes derfor tilnærmeth til 1.

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:

$$R_{in}' \approx h_{fe} \cdot R_E'$$

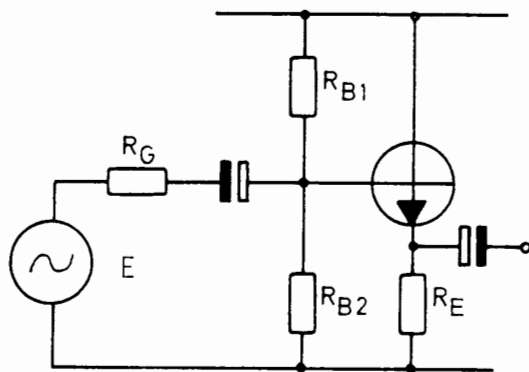
Imidlertid ligger R_{B1} og R_{B2} parallelt med R_{in}' , således at indgangsmodstanden for hele trinnet bliver:

$$R_{in} \approx h_{fe} \cdot R_E' // R_{B1} // R_{B2}$$

Udgangsmodstand

Udgangsmodstanden er en parallelforbindelse af emittermodstanden parallelt med modstanden målt fra emitter igennem transistor og generator.

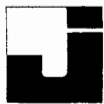
I første omgang ses der bort fra emittermodstanden og R_{B1} og R_{B2} , de sidste ligger parallelt med generatormodstanden.



$$R_U' = \frac{u_t}{i_k} \text{ hvor } u_t = E \text{ og } i_k = i_E \text{ m. } u_E = 0.$$

$$\text{her er } i_E = i_B (h_{fe} + 1) = \frac{E}{R_G + h_{ie}} (h_{fe} + 1)$$

$$R_U' = \frac{u_t}{i_k} = E \cdot \left(\frac{E}{R_G + h_{ie}} (h_{fe} + 1) \right)^{-1} = \frac{R_G + h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$



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.

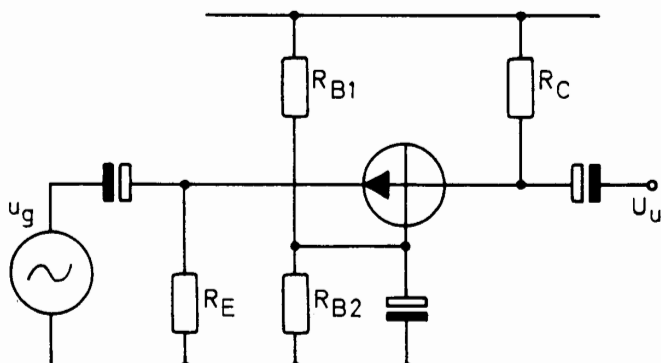
På en aktuel opstilling kan udgangsmodstanden være mindre end 10Ω og indgangsmodstanden større end $10 \text{ k}\Omega$.

Emitterfølgeren anvendes kun i tilfælde, hvor man har brug for trinnets specielle impedansforhold. Emitterfølgeren betragtes som en tabsfri impedansomsætter.

JORDET BASEKOBLING, JB

Diagram og virkemåde

I en jordnet basekobling tilføres signalet til emitteren og udtages på kollektoren. Basen er lagt AC-mæssigt til stel.



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.

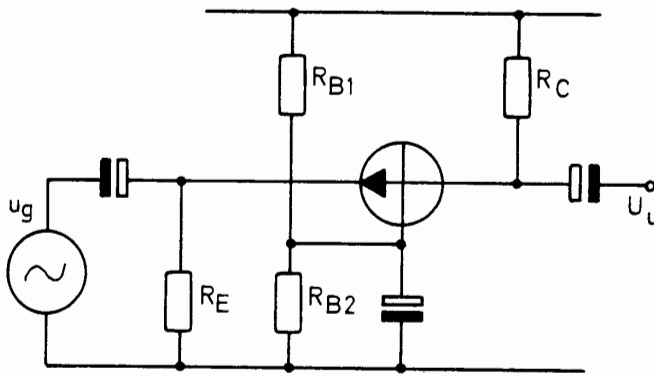
Hvis man tilfører en positiv halvperiode, stiger kollektorspændingen. Hvis der tilføres en negativ halvperiode, bliver kollektorspændingen mindre.

Heraf ses, at fasen mellem emitter og kollektor er 0° .



Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkningen er forholdet mellem AC-spændingen over kollektormodstanden og generatorspændingen.



$$A = \frac{u_U}{u_g} = \frac{u_U}{u_{BE}}$$

$$A = \frac{i_c \cdot R_c}{i_b \cdot h_{ie}}$$

$$A = \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_c}{i_b \cdot h_{ie}}$$

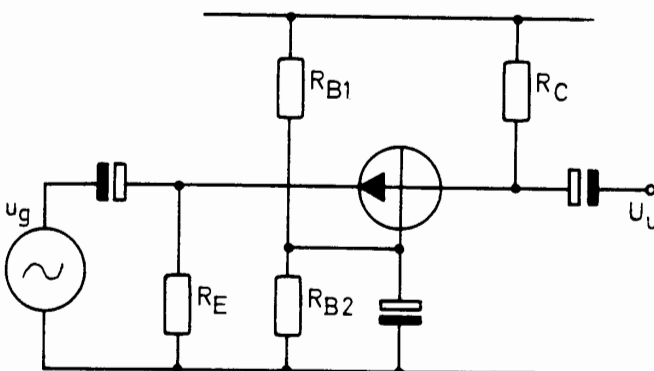
$$A = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} = \frac{R_c}{r_e} = 40 \cdot I_E \cdot R_c$$

Af udtrykket for spændingsforstærkningen ses, at en jordet basekobling har samme forstærkning som en jordet emitterkobling.

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

$$R_{in} = \frac{25 \text{ m}}{I_E} // R_E$$

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.

Strømførstærkning

I modsætning til de foregående grundkoblinger, hvor strømførstærkningen er lig med h_{fe} , har jordet basekoblingen en lav strømførstærkning.

$$A_i = \frac{i_c}{i_e} = \frac{i_c}{i_c + i_b}$$

$$A_i = \frac{i_b \cdot h_{fe}}{i_b (h_{fe} + 1)}$$

$$A_i = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$$

Af udtrykket ses, at strømførstærkningen ligger meget tæt på 1, idet $h_{fe} \gg 10$.

SAMMENLIGNING MELLEM JE, JC OG JB

Transistorenes 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 = Strømførstærkning
- 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} = Strømførstærkning i en transistor med jordet emitter.

Sammenligning af parametre for JE, JC og JB

En typisk småsignaltransistor har følgende parametre i JE-kobling, med $U_{CE} = 5 \text{ V}$ og $I_C = 2 \text{ mA}$.

$$h_{ie} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$h_{fe} = 330$$

$$h_{oe} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

I samme arbejds punkt er parametrene i JC- og JB-kobling:

$$h_{ic} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

$$-h_{fc} = 331$$

$$h_{oc} = 30 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

$$h_{ib} = 13,6 \Omega$$

$$h_{fb} = 0,9969$$

$$h_{ob} = 0,09 \cdot 10^{-6} \text{ mho}$$

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.

Omsætningstabel mellem JE-, JC- og JB- parametre

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

$$h_{fb} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$$

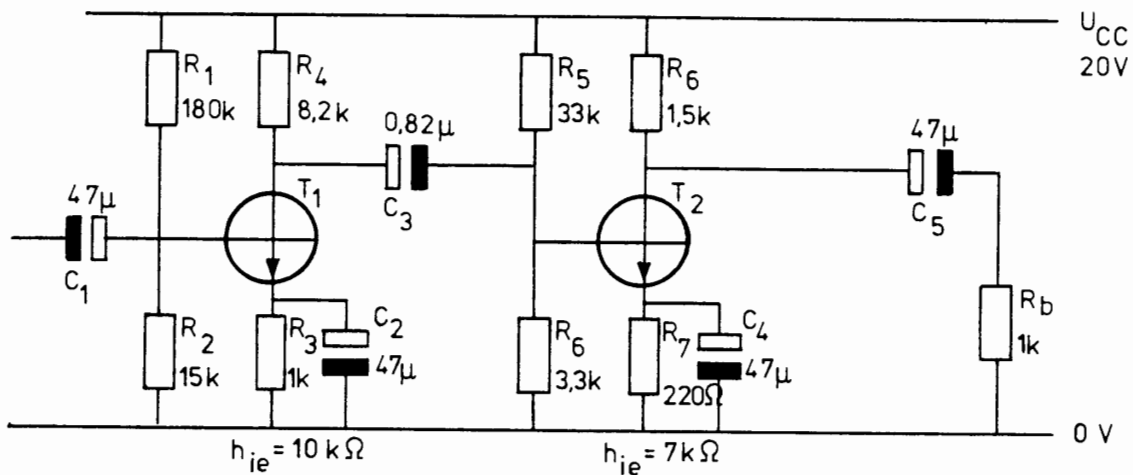
$$h_{ic} = h_{ie}$$

$$h_{fc} = -(1 + h_{fe})$$

$$h_{oc} = h_{oe}$$

EKSEMPEL

Diagram



DC beregning

Basisspændingen på T_1 beregnes:

$$U_{B1} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$20 \frac{15k}{180k + 15k} = \underline{1,5 V}$$

Emitterspændingen er ca. 0,6 V lavere for en siliciumtransistor og 0,2 V lavere for en germaniumtransistor:

$$U_{E1} = U_B - 0,6 =$$

$$1,5 - 0,6 = \underline{0,9 V}$$

Emitterstrømmen og dermed også kollektorstrømmen beregnes:

$$I_{E1} = \frac{U_E}{R_3} = \frac{0,9}{1k} = \underline{0,9 mA}$$

Kollektorspændingen beregnes:

$$U_C = U_{CC} - (I_E \cdot R_C) =$$

$$20 - (0,9m \cdot 8,2k) = \underline{12,6 V}$$

DC spændingerne på T_2 beregnes efter samme metode:

$$U_{B2} = U_{CC} \frac{R_6}{R_5 + R_6} =$$

$$20 \frac{3,3k}{33k + 3,3k} = \underline{1,8 V}$$

$$U_{E2} = U_{B2} - 0,6 = 1,8 - 0,6 =$$

$$\underline{1,2 V}$$

$$I_{E2} = \frac{U_{E2}}{R_7} = \frac{1,2}{220} = \underline{5,5 mA}$$

$$U_C = U_{CC} - (I_E \cdot R_C) =$$

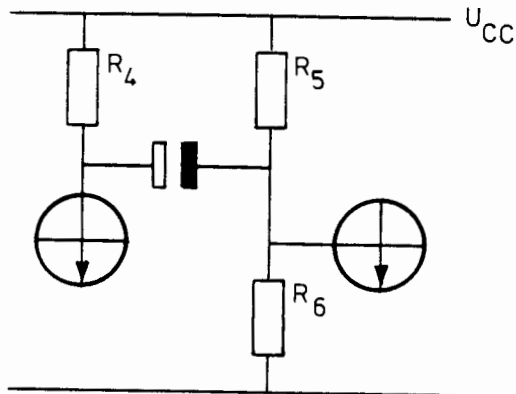
$$20 - (5,5m \cdot 1,5k) = \underline{11,8 V}$$



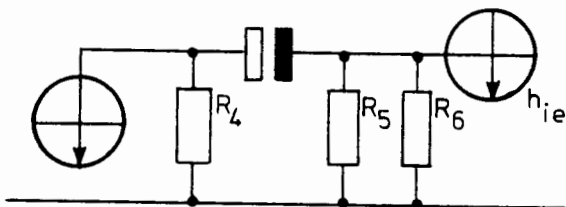
AC beregning

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.

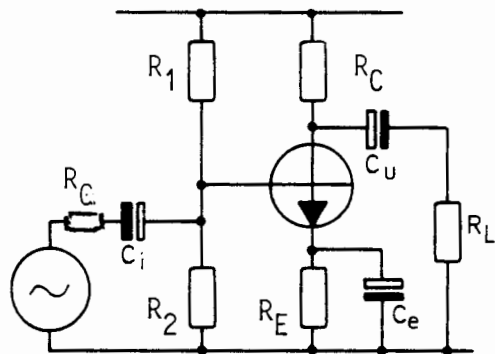
For at forstærkningsberegningen nogenlunde skal passe med målte værdier, skal målingen foregå ved en frekvens, hvor alle overføringskondensatorer og emitterafkoblinger kan betragtes som kortsluttede; desuden skal målefrequensen være under forstærkerens øvre grænsefrekvens.



Kravet til liniariteten i et forstærkersystem afhænger naturligvis af dets anvendelse. I måleinstrumenter $<1\%$ svarende til ca. 0,9 dB, medens man i lyd-reproduktionssystemer anvender bl. a. 3dB, der svarer til overgangsfrekvensen i et 1. ordens HP- eller LP-filter.

Nedre grænsefrekvens f_n

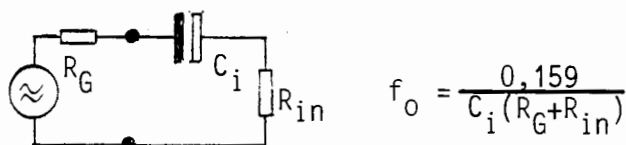
Denne bestemmes af overførings- og afkoblingskondensatorer. For det enkelte trin findes:



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.

Overføringskondensatorerne danner HP-filtre:



R_G er signalkildens indre modstand, der eksempelvis (til almindelig forvirring) kan være et foregående

trins udgangsmodstand R_{ud} .

R_{in} er trinnets indgangsmodstand, for fig 1: $R_{in} = R_1 // R_2 // h_{ie}$

For udgangen findes tilsvarende:

$$f_o = \frac{0,159}{C_u (R_{ud} + R_L)}$$

R_{ud} = trinnets udgangsmodstand. For fig. 1:

$$R_{ud} = R_C // h_{oe}^{-1}$$

R_L er belastningen, der f. eks kan være et efterfølgende trin R_{in} !

Afkoblingskondensatoren C_e kan for fig 1 bestemmes ud fra:

$$C_e = \frac{0,159}{R_{ud}'} \quad \text{hvor}$$

R_{ud}' er den udledte udgangsmodstand for emitterfølgeren (se denne!).

Da forholdene ofte giver anledning til ret store kapacitetsværdier, anvendes i stedet hel eller delvis uafkoblet emittermodstand.

De nævnte beregninger tager kun hensyn til et led af gangen. I praksis virker de naturligvis samtidigt.

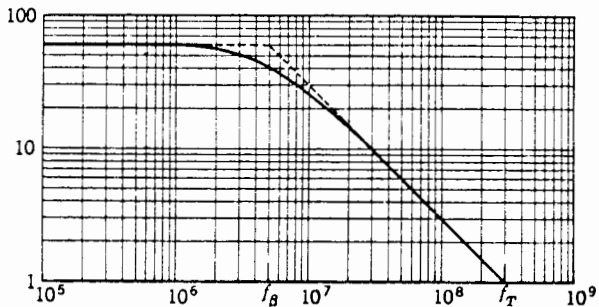
Som håndregel kan man beregne hvert led til en frekvens 10gg lavere end den ønskede grænsefrekvens.

I forbindelse med flertrins modkobling skal samtlige led, på nær et enkelt, dimensioneres til en meget lav frekvens af hensyn til uønsket fasedrejning.

Øvre grænsefrekvens f_{ϕ}

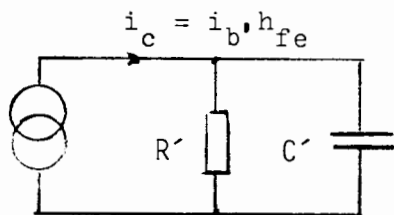
Den øvre grænsefrekvens er bestemt af transistoren f_{β} , R_C og R_b sammen med transistorens kapaciteter og spredningskapaciteter.

f_{β} er den frekvens, hvor strømforstærkningen for transistoren er faldet 3 dB.



f_{β} kaldes også i datablade over transistorer for $h_{f_{be}}$.

f_T , transition frequency, er den frekvens, hvor transistorens strømforstærkning er 0 dB, dvs. én gang.



$$R' = R_C // R_L // h_{oe} - 1$$

Af den viste ækvivalent (ref. fig. 1.) ses, at

$$u_2 = i_c \cdot Z$$

vil være aftaget 3 dB, når

$$R' = X_{C'}$$

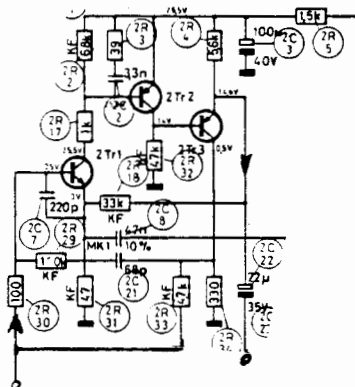
hvor C' er samtlige kapaciteter fra colлектorpunkt til stel, idet R' og C' danner et RC-paralleled.

Følgelig er:

$$f_{\phi} = \frac{0,159}{R' \cdot C'}$$

betinget af, at f_{β} ligger så langt over den beregnede frekvens at i_c ikke aftager på grund af denne.

Bemærk iøvrigt, at en lav værdi for R' giver en høj grænsefrekvens. Man ser derfor ofte en kombination af J.E.- og J.C-koblinger anvendt for at holde udgangsspændingen uafhængig af såvel ohmsk som kapacitiv belastning.



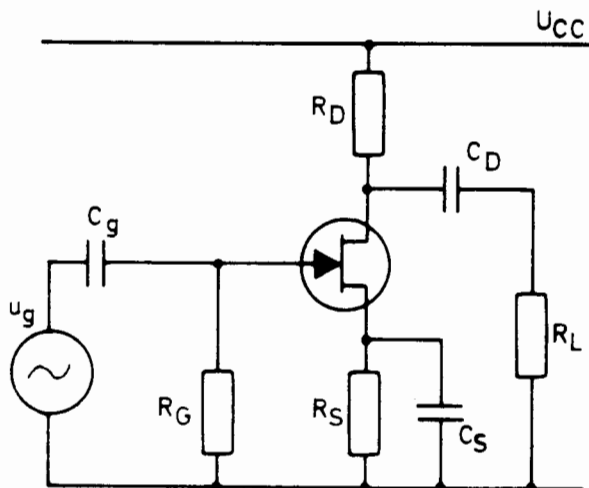
De angivne beregninger er forenklede og skal primært tjene det formål at belyse forhold, der begrænser frekvensområdet ved AC-forstærkning. Til egentligt konstruktionsarbejde må henvises til dertil egnet litteratur.



JORDET SOURCEKOBLING

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 denne, hvorfor spændingsforskellen mellem gate og source vil være lig med spændingsfaldet over R_S .

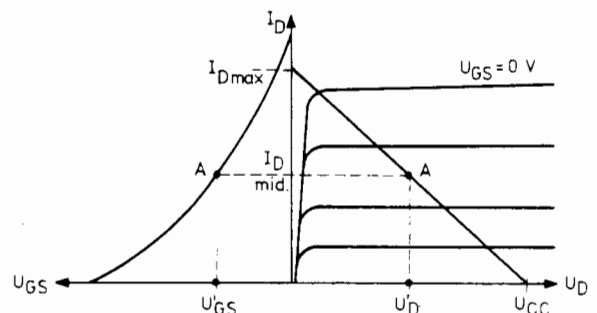
$$U_{RS} = I_D \cdot R_S$$

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.

Arbejds punktet skal placeres midt på indgangskaraktistikke. .



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.

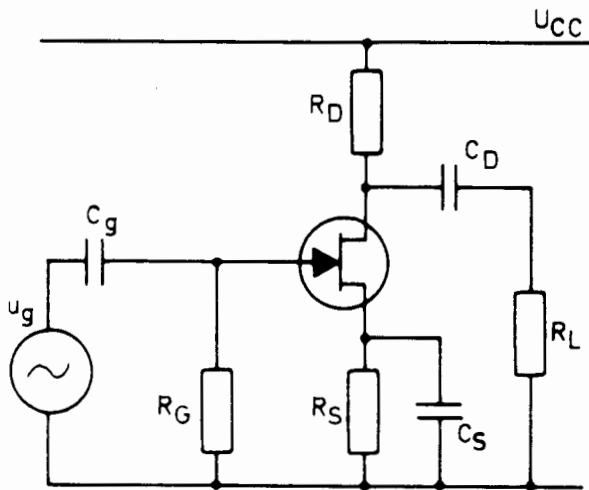
Tilføres der en negativ halvperiode af en sinus til gaten, øges den negative forspænding af gate-source. Drainstrømmen I_D bliver mindre, spændingen over R_D bliver herved mindre, det vil sige, at drainspændingen stiger.

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° fra gate til drain.

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 parallellforbindelse af R_S og FET'ens indgangsmodstand set fra source.

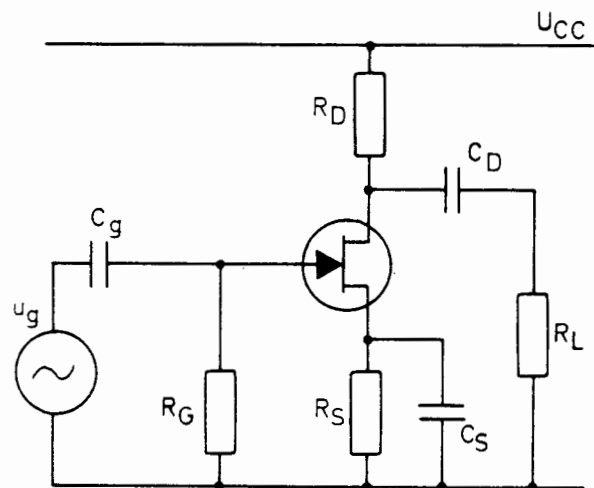
Transistorens indgangsmodstand set fra source er reciprok værdien af transistorens stejthed i arbejds punktet, g_m .

$$C_S = 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n \cdot (R_S // 1/g_m)}$$

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:

$$A = \frac{u_D}{u_g}$$

$$g_m = \frac{i_D}{u_g}, \quad u_g = \frac{i_D}{g_m}$$

$$u_D = i_D \cdot (R_L // R_D)$$

$$A = \frac{i_D \cdot (R_L // R_D // 1/Y_{os})}{u_g}$$

$$A = \frac{i_D \cdot (R_L // R_D // 1/Y_{os})}{\frac{i_D}{g_m}}$$

$$A = g_m (R_L // R_D // 1/Y_{os})$$



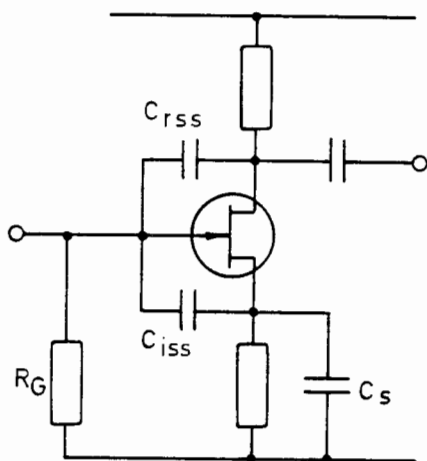
Dersom sourcemodstanden er uafkoblet, er trinnets forstærkning:

$$A = \frac{R_D // R_L // 1/Y_{os}}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

Ind- og udgangsmodstand

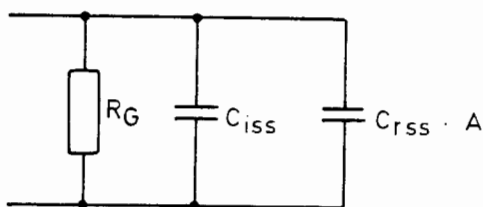
Ved LF er indgangsmodstanden lig med R_G .

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:

$$R_U = R_D // 1/Y_{os}$$

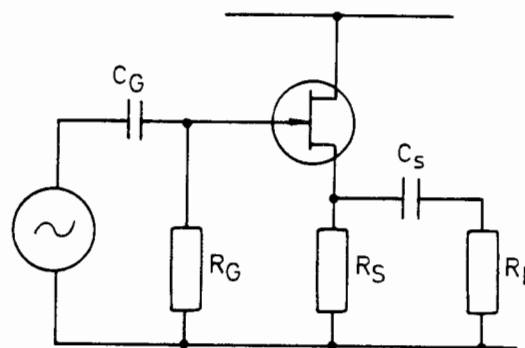
Oftentimes er $1/Y_{os}$ meget større end R_D . Derfor er R_D bestemmende for udgangsmodstanden.

$$R_U \sim R_D$$

JORDET DRAINKOBLING

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.

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.

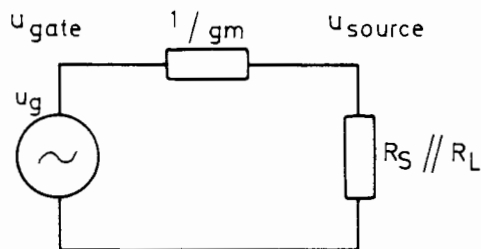
$$C_s \geq 10 \cdot \frac{1}{2 \pi \cdot f_n (R_L + R_S // 1/g_m)}$$

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 $R_S // R_L$.



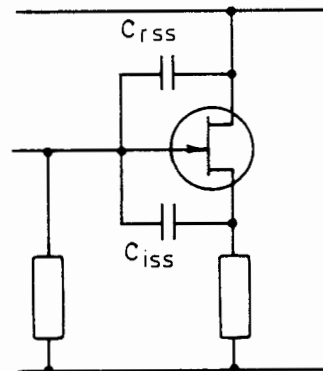
$$A = \frac{u_S}{u_g}$$

$$A = \frac{R_S // R_L}{1/g_m + R_S // R_L}$$

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} .

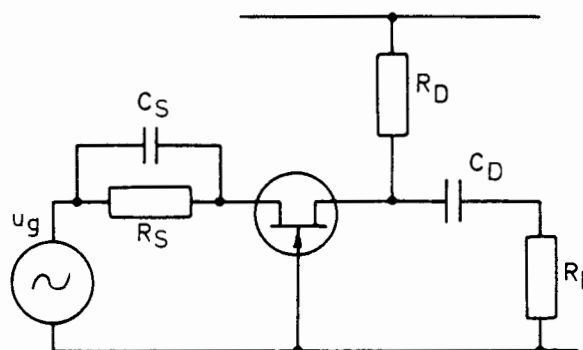
Udgangsmodstanden bestemmes af sourcemodstanden i parallel med transistorens udgangsmodstand.

$$R_U = R_S // 1/g_m$$

JORDET GATEKOBLING

Diagram og virkemåde

I en jordet gatekobling tilføres signalet til source og udtages på drain.





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.

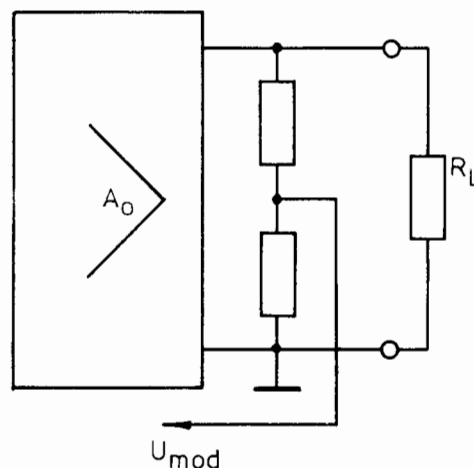
Man skelner mellem disse måder, fordi de har forskellig indflydelse på forstærkerens egenskaber.

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

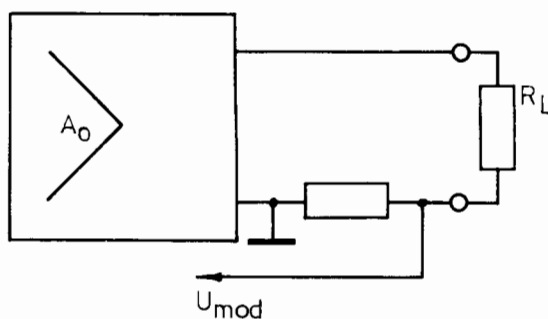
2.1 Frembringelse af modkoblingsignal

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:

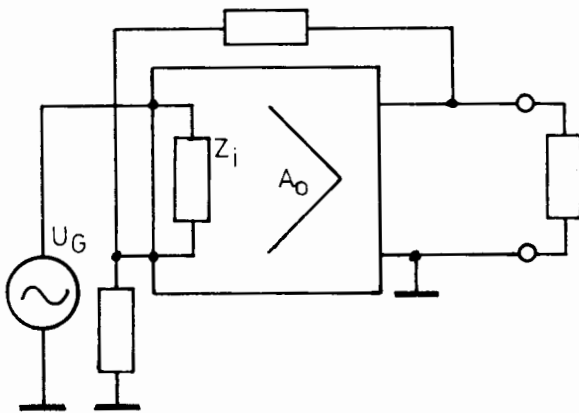
Ved en kortslutning af belastningen, vil spændingsmodkoblingen forsvinde, medens strømmodkoblingen vil forstærkes.



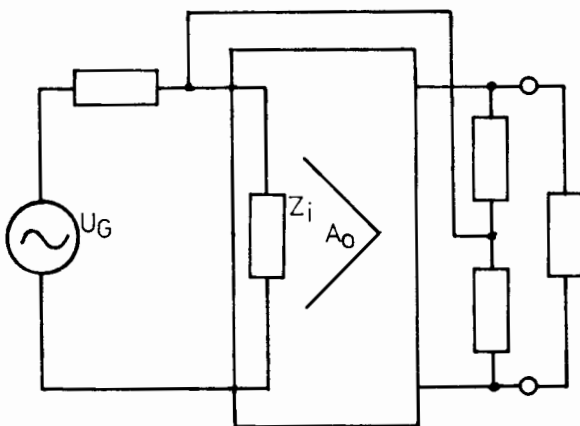
2.2 Indføring af modkoblingsignal

På indgangssiden kan modkoblings-signalet 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 modkoblings-signalet og indføring af modkoblings-signal giver fire kombinationsmuligheder:

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

3. FORSTÆRKNING I DEN MODKØBLEDE FORSTÆRKER

3.1 Benævnelser

I forbindelse med modkobling anvendes følgende udtryk:

A_0 = forstærkning uden modkobling

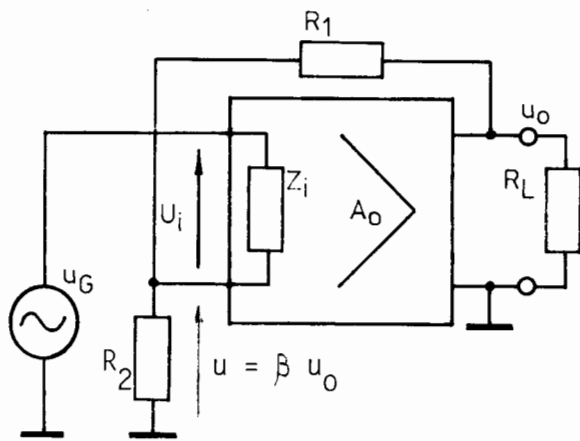
A' (A mærke)
= forstærkning med modkobling

β = modkoblingsfaktoren, den del af udgangssignalet, der føres tilbage til indgangen.

M = modkoblingsgraden fortæller, hvor mange gange mindre forstærkningen bliver med modkobling = sløjfeforstærkning, A_S



3.2 Forstærkning og modkoblingsgrad



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

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

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

$$u_G = u_i + \beta \cdot u_o \text{ og } u_o = u_i \cdot A_0$$

$$u_G = u_i + \beta \cdot u_i \cdot A_0$$

$$u_G = u_i (1 + \beta A_0)$$

$$A' = \frac{u_o}{u_G} = \frac{u_i \cdot A_0}{u_i (1 + \beta A_0)}$$

heraf fås:

$$A' = \frac{u_o}{u_G} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

Modkoblingsgraden M :

$$M = \frac{A_0}{A'} = 1 + \beta A_0$$

3.3 Stabilisering af A'

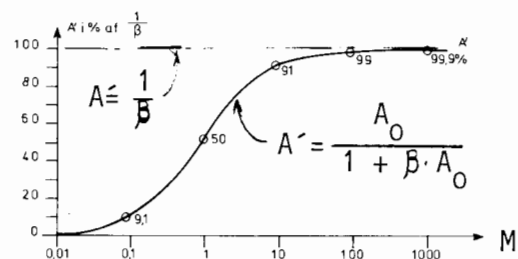
Ved betragtning af modkoblingsligningen

$$A' = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

ses, at $\beta A_0 \gg 1$ kan omskrives til følgende simple udtryk:

$$A' \approx \frac{A_0}{\beta A_0} = \frac{1}{\beta}$$

Det viser sig altså, at blot A_0 er meget større end $1/\beta$, vil A' nærme sig $1/\beta$ og være uafhængig af den umodkoblede forstærkning A_0 . Nedenstående koordinatsystem viser sammenhængen mellem sand og tilnærmet værdi af A' som funktion af M



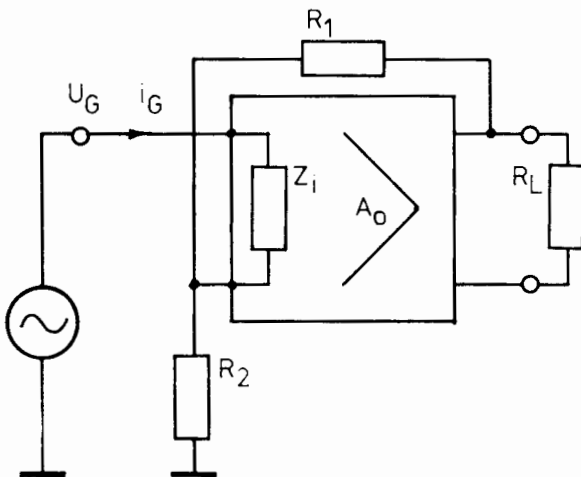


4. INDGANGSMODSTANDENS

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 .

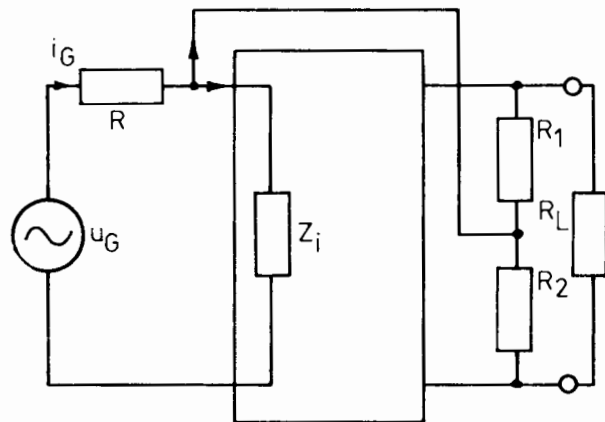
$$u_{Z_i} = u_G - u_o \cdot \beta$$

Regnes der videre på dette, fås:

$$Z_i' = Z_i (1 + \beta A_o) = Z_i \cdot M$$

4.2 Parallelm kobling

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



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

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

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

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

Ved parallelm kobling kan det beregnes, at

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

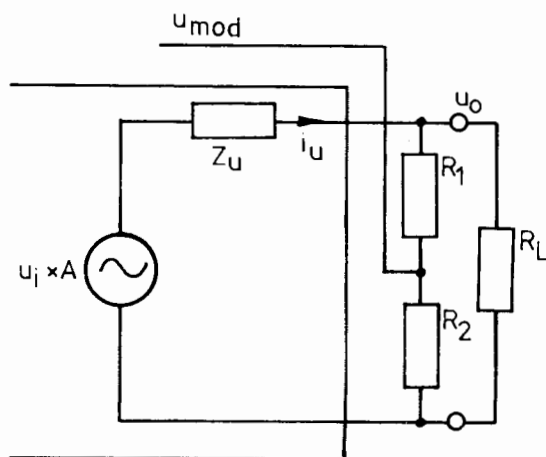


5. UDGANGSMODSTANDENS

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:

$$i_K = \frac{u_G \cdot A_o}{Z_U}$$

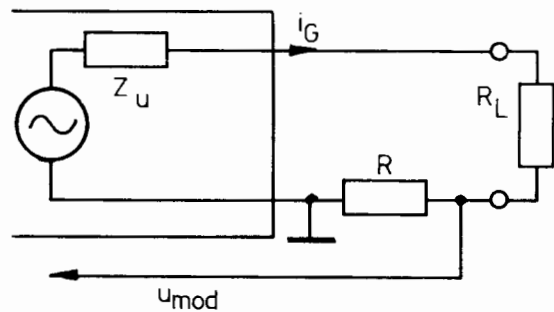
heraf findes:

$$Z_U' = \frac{u_T}{i_K} = Z_U \cdot \frac{A'}{A_o}$$

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

5.2 Strømodkobling

Ved strømodkobling 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

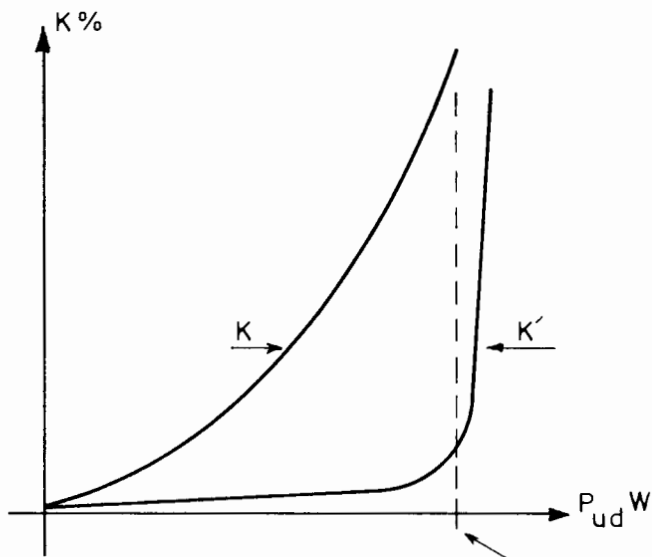
Når der modkobles, nedsættes forstærkerens forvrængning med M .

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

$K\%$ = forstærkerens THD procent uden modkobling

THD = total harmonisk forvrængning

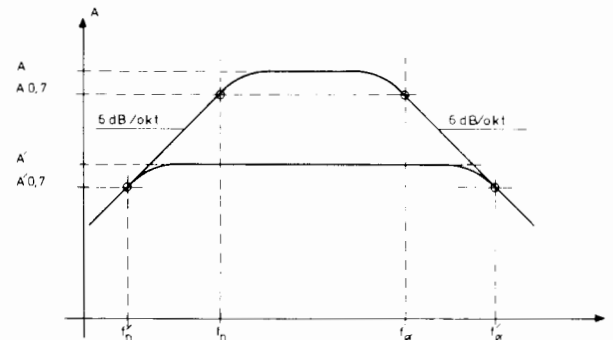
Dette gælder, så længe forstærkeren ikke er overstyret, hvilket ses af følgende skitse.



7. GRÆNSFREKVENSER

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

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



Hvis forstærkeren modkobles M gange, falder A til

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

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

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

$$f_\phi' = f_\phi \cdot M$$

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.

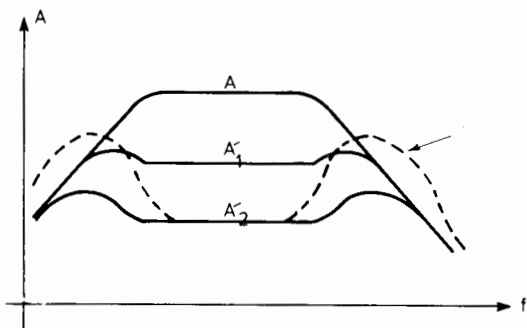
Fasedrejningen er normalt størst for de frekvenser, der dæmpes mest, altså omkring øvre og nedre grænsefrekvens.

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

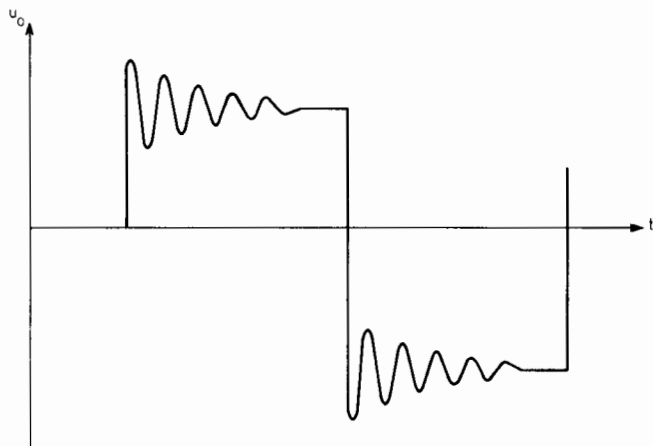
Det modkoblede signal giver anledning til ulinearitet på frekvensgangen.

Er det modkoblede signal tilstrækkeligt stort, kan forstærkeren gå i sving.

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



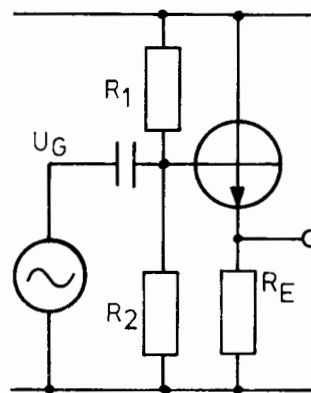
Påtrykkes en firkantspænding til en forstærker med en begyndende ustabilitet, vil udgangsspændingen have ringninger i toppen.



9. DIAGRAMEKSEMPLER

9.1 Emitterfølger

Emitterfølgeren har spændings-serie modkobling.

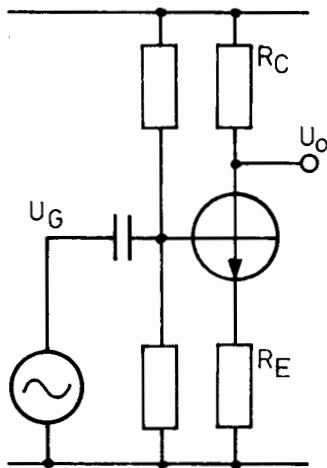


Der modkobles med hele udgangssignalet.

$$R_i' = ((R_E \cdot h_{fe}) + h_{ie}) // R_1 // R_2$$



9.2 Forstærker med uafkoblet emitter



Forstærkeren har strøm-serie modkobling

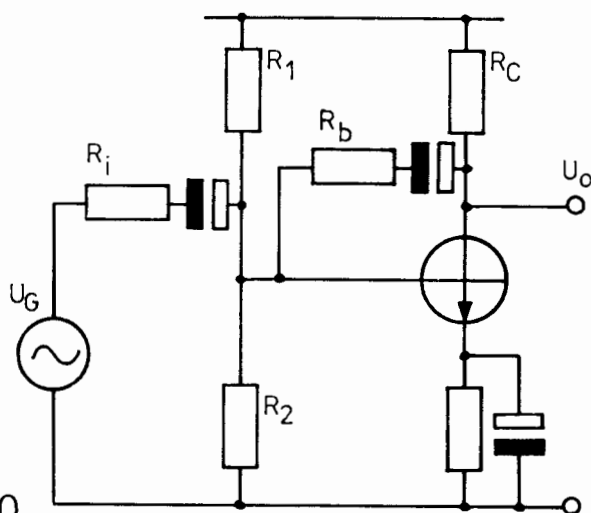
$$\beta = \frac{R_E}{R_C}$$

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

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

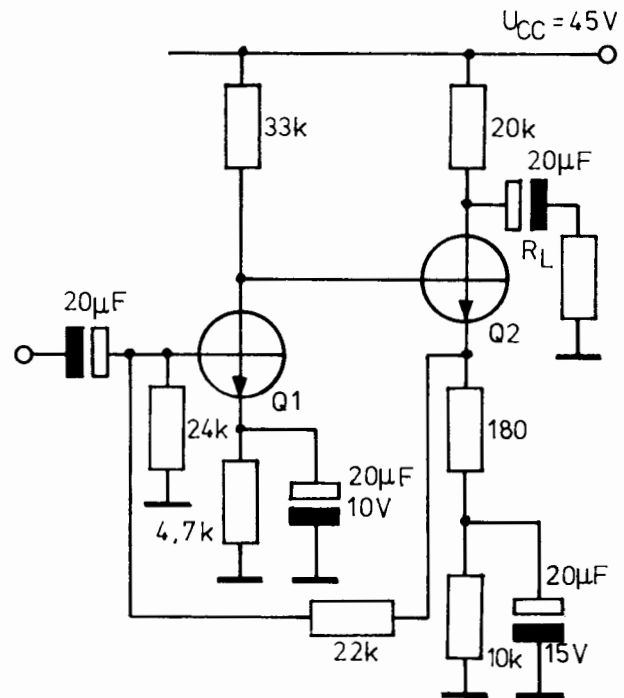
$$A' = \frac{A_o}{\beta A_o} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_C}{R_E + h_{ie}} = \frac{R_C}{R_E + \frac{25\text{m}}{I_E}}$$

9.3 Forstærker med spændings-parallel modkobling

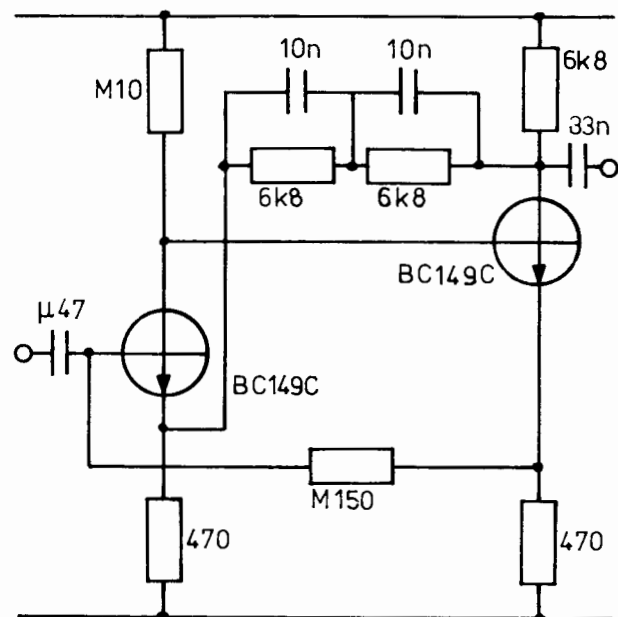


230

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



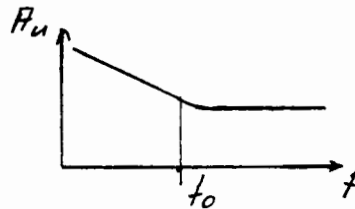
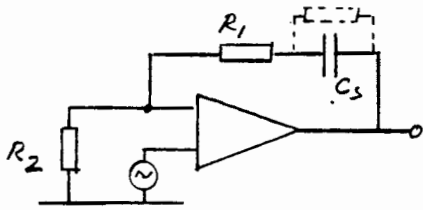
9.5 Forstærker med kombination af spændings-serie modkobling og strøm-parallel modkobling



Frekvensafhængig modkobling.

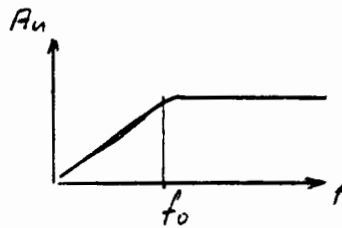
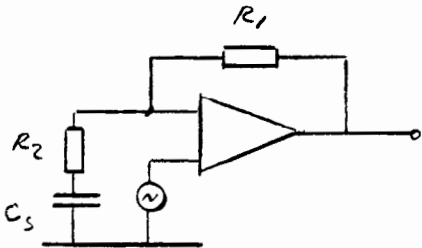
Ved at indføre en reaktiv komponent i modkoblingsløjfen, opnåes varierende forstærkning med frekvensen. Idet følgende vises grundprincipper, der kan ses anvendt i kombinationer eller separat afhængigt af deres formål.

1. Med en kondensator i serie med R_1 hæves forstærkningen under f_0 :



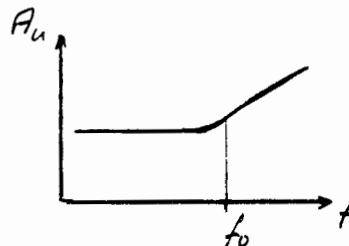
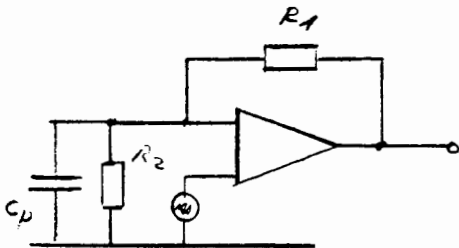
$$f_0 = \frac{0,159}{R_1 \cdot C_S}$$

2. Med en kondensator i serie med R_2 mindskes forstærkningen under f_0 :



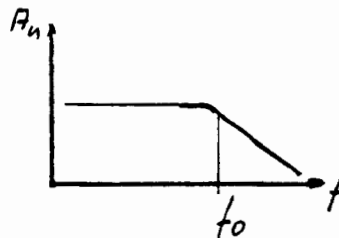
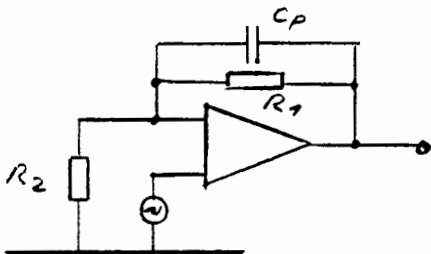
$$f_0 = \frac{0,159}{R_2 \cdot C_S}$$

3. Med en kondensator parallelt med R_2 øges forstærkningen over f_0 :



$$f_0 \approx \frac{0,159}{R_1 // R_2 \cdot C_p}$$

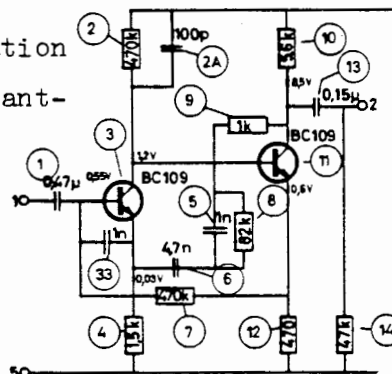
4. Med en kondensator parallelt med R_1 mindskes forstærkningen over f_0 :



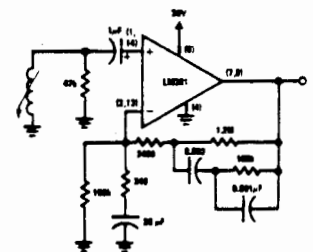
$$f_0 \approx \frac{0,159}{R_1 \cdot C_p}$$

Diagrameksempler:

RIAA-forstærker med kombination af bashævning med pos. 6 og diskantsenkning med pos. 5.



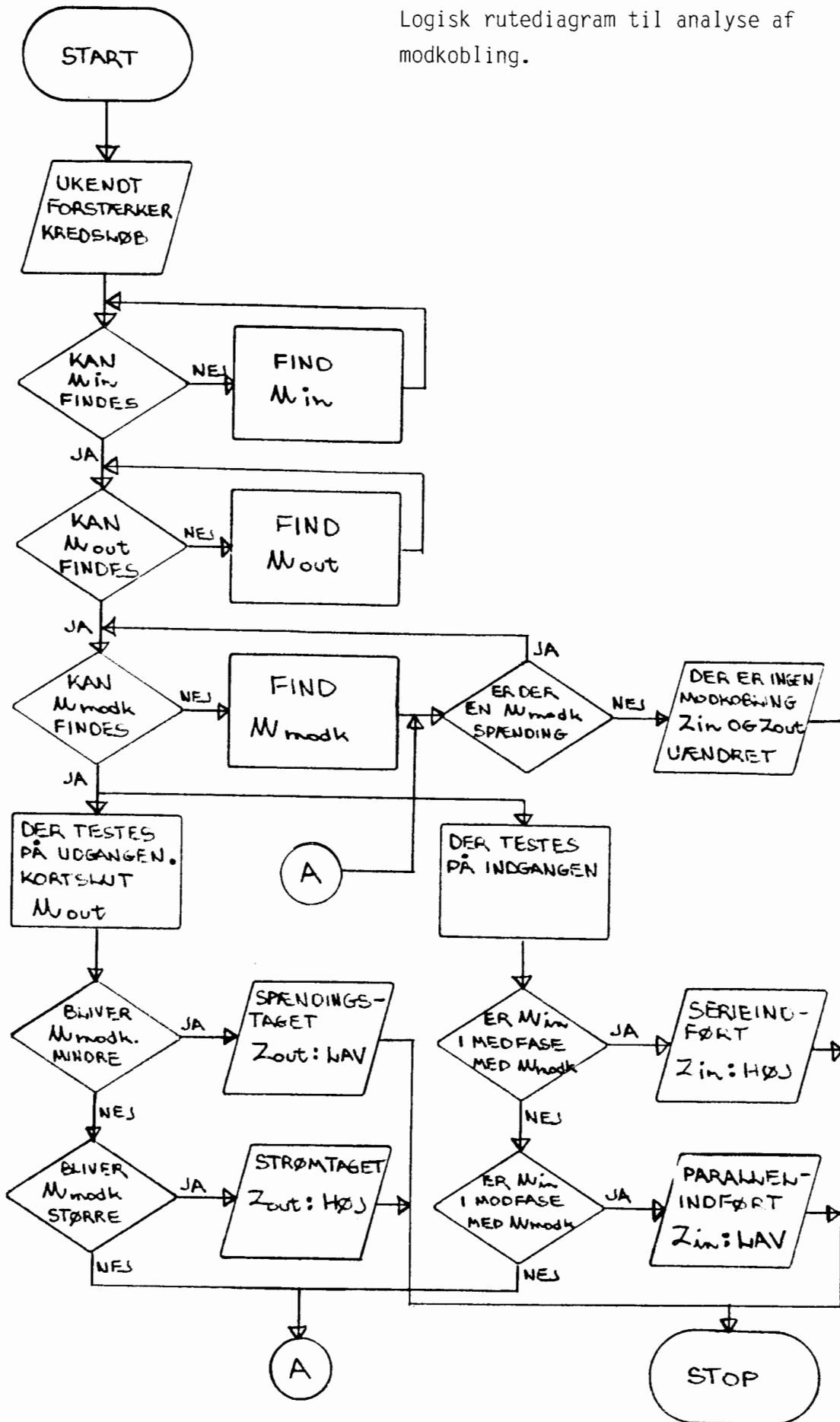
Tilsvarende med integreret forstærker.



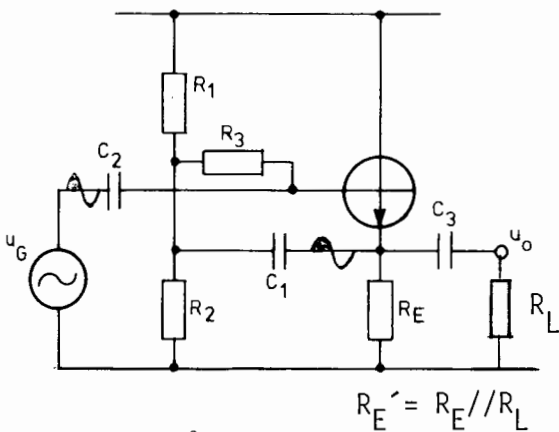
Typical Magnetic Phono Preamp



Logisk rutediagram til analyse af modkobling.



1. PRINCIPDIAGRAM

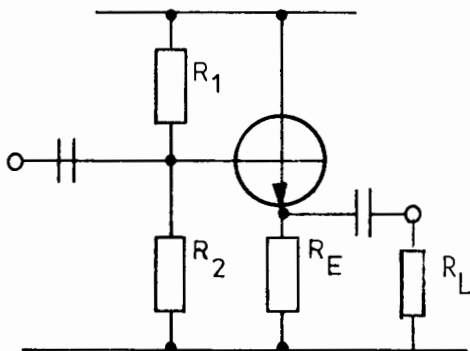


VIRKEMÅDE

Indgangsimpedans

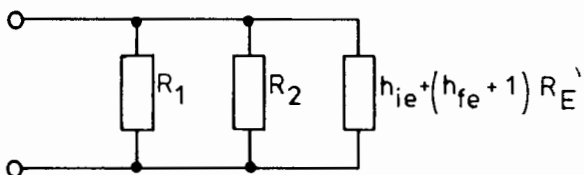
Fra emitterfølgeren er det kendt, at indgangsimpedansen for selve transistoren er $h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E'$.

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 spærrekondensator med en betydningsløs reaktans ved den laveste generatorfrekvens.

Udgangsspændingen tilføres derfor punktet mellem R_1 , R_2 og R_3 .

AC spændingen over R_3 er da forskellen mellem U_g og U_o .

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

$$i_{R_3} = U_{R_3} / R_3$$

$$i_{R_3} = (U_g - U_o) / R_3$$

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:

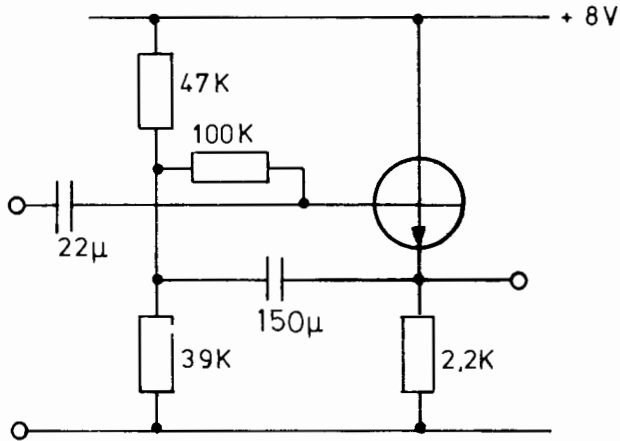
$$Z_{in} = R_3' // [h_{ie} + R_E'(h_{fe} + 1)]$$

eller tilnærmes

$$Z_{in} \sim R_3' // R_E' \cdot h_{fe}$$

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

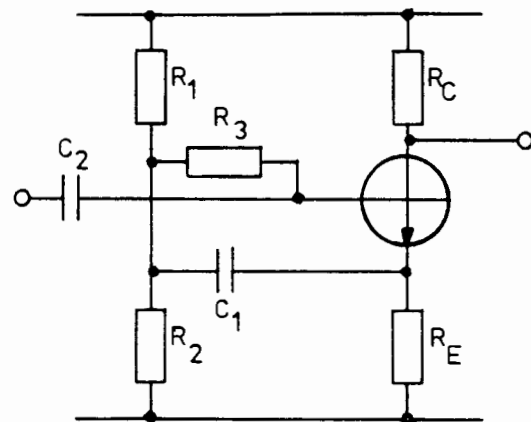
$$h_{fe} \cdot R_E = 250 \cdot 2,2 \text{ k} = 550 \text{ k}$$

$$Z_{in} \sim 12,5 \text{ M} // 550 \text{ k}$$

$$Z_{in} \sim 526 \text{ k}\Omega$$

FÆLLES-EMITTERKOBLING med BOOT-STRAP.

Anvendes et fælles-emitterkøbet trin med uafkoblet emittermodstand, kan man med fordel indføre boot-strap som vist i nedenstående diagram eksempel.



Ses der bort fra tilbagevirkningen i transistoren, findes $R_{3'}$ som ved emitterfølgeren, idet man naturligvis skal beregne forstærkningen fra basis til emitter på samme måde som ved emitterfølgeren.

Eksempel:

$$I_E = 1,4 \text{ mA}. R_E = 1 \text{ Kohm}. R_3 = 100 \text{ Kohm}.$$

$$A_{B-E} = \frac{R_E}{R_E + \frac{25 \text{ m}}{I_E}} = \frac{1000}{1000 + 18} = \underline{\underline{0,982}}$$

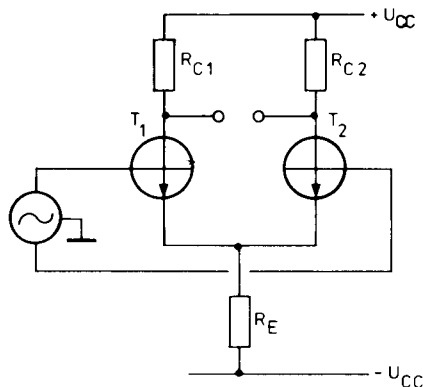
$$R_{3'} = \frac{R_3}{1 - A_u} = \frac{100 \text{ k}}{1 - 0,982} = \underline{\underline{5,65 \text{ Mohm}}}$$

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).

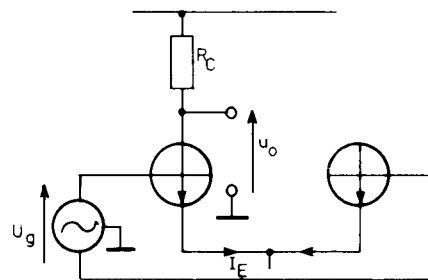
Tilsluttes et DM signal til indgangen, vil T_1 trække større strøm, medens T_2 trækker mindre strøm og omvendt.

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 $0,5 \cdot u_g$.

$$A_{d1} = \frac{u_o}{u_g} = 0,5 \cdot 40 \cdot I_E \cdot R_C = 20 \cdot I_E \cdot R_C$$

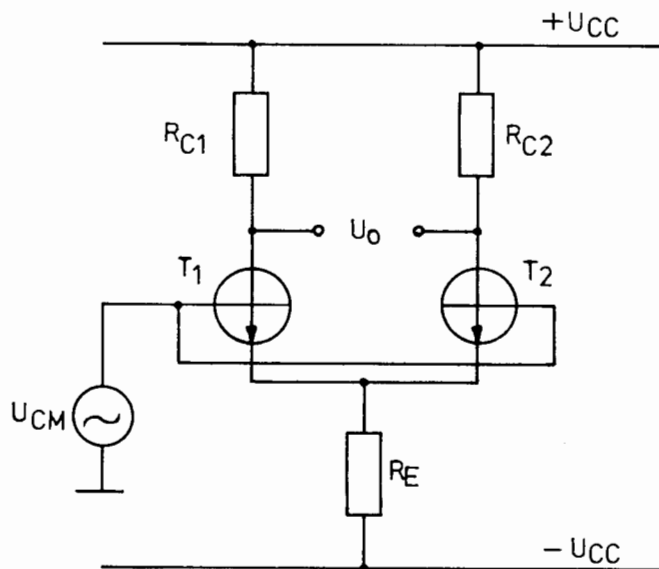
Differensforstærkningen med balanceret udgang er den dobbelte af enkelt udgang.

$$A_d = 40 \cdot I_E \cdot R_C$$

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



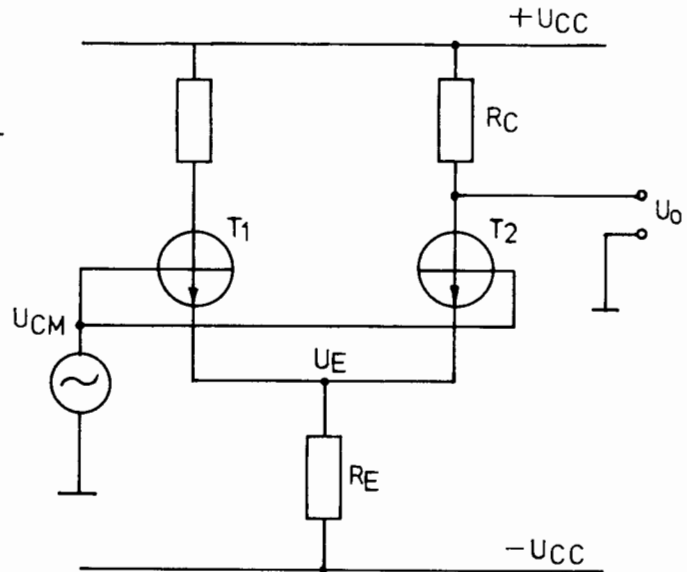
Dersom de to transistorer og de to kollektormodstande er nøjagtig ens, bliver forstærkningen af et common mode signal, der udtages mellem kollektorerne, lig med 0.

Tilføres samme signal til baserne, vil de to kollektorspændinger ændres lige meget og i samme retning, spændingsforskellen mellem kollektorerne er derfor 0.

$$A_{CM2} = \frac{U_o}{U_{CM}} = \frac{0}{U_{CM}} = 0$$

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



$$A_{CM1} = \frac{U_o}{U_{CM}}$$

$$U_{CM} = U_E = i_E \cdot R_E =$$

$$2 \cdot i_C \cdot R_E$$

$$U_o = U_C = i_C \cdot R_C$$

$$A_{CM1} = \frac{U_o}{U_{CM}} = \frac{i_C \cdot R_C}{2 \cdot i_C \cdot R_E}$$

$$A_{CM1} = \frac{R_C}{2 \cdot R_E}$$

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

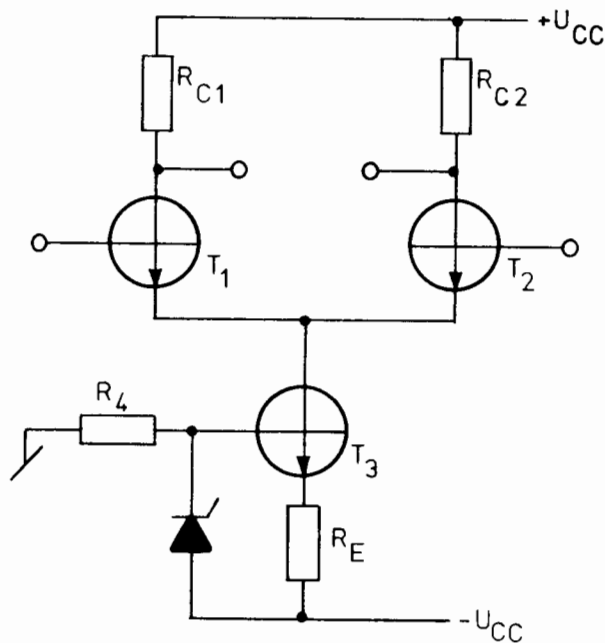
$$CMRR_1 = \frac{A_d}{ACM_1} = \frac{20 \cdot I_E \cdot R_C}{\frac{R_C}{2 R_E}}$$

$$CMRR_1 = 40 \cdot I_E \cdot R_E$$

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.

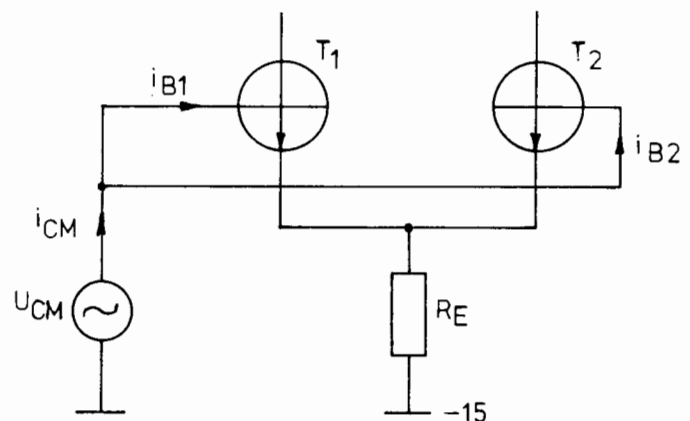
Strømmen fra generatoren passerer to basis-emitterstrækninger, det vil sige, at den modstand, der belaster generatoren, er h_{ie} i den ene transistor plus h_{ie} i den anden transistor.

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

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

1.9 Generatortilslutning

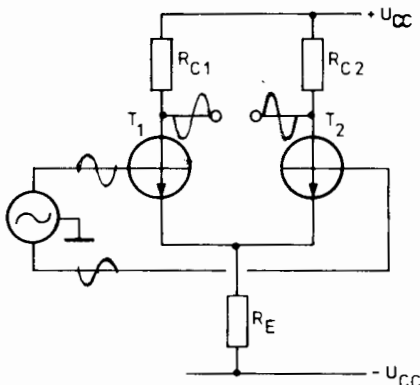
Nyttesignalet (different mode)

kan indkobles på to måder:

Balanceret different mode.

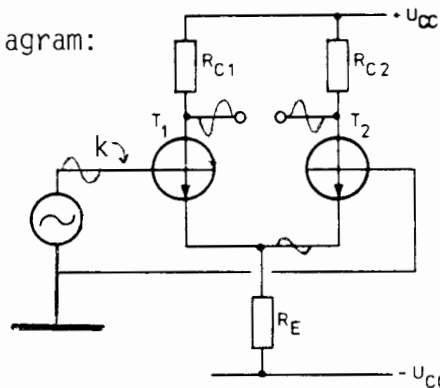
Metoden kræver at generatoren har balanceret udgang. Da kun denne kobling giver effektiv undertrykkelse af common-mode signaler i form af brum, HF-indstråling mv., anvendes den ved lange signalledninger, f. eks. telefonnettet og ved forstærkning af meget svage signaler, eksempelvis i forbindelse med medicinsk udstyr.

diagram:



Ubalanceret different mode:

diagram:



Her sker der ingen undertrykkelse af brum mv. på signalledningen k, der derfor skal være så kort som mulig.

Indgangssignalet overføres fra T₁ til T₂ via R_E.

I den forbindelse arbejder T₁ som emitterfølger for T₂, der til gengæld arbejder som JB-kobling set fra T₁.

For T₂ er $Z_{in} = r_e$.

For T₁ er $Z_{in} = h_{fe}(r_{e-T1} + r_{e-T2})$.

Da $r_{e-T1} = r_{e-T2}$ er

$$Z_{in} = 2r_e \cdot h_{fe} = 2 \cdot h_{ie}$$

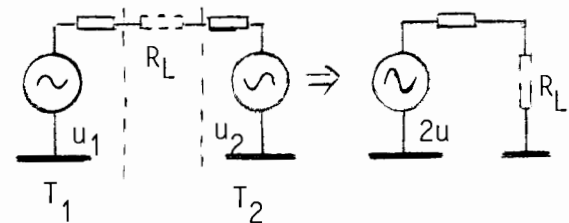
som ved balanceret different mode.

1.10 Udgangsimpedans

Ved enkelt udgang har Z_{ud} samme værdi som ved J.E.-kobling:

$$Z_{ud1} = R_C // \frac{1}{h_{oe}} \sim R_C$$

Ved dobbelt udgang er forholdene som vist:



$$Z_{ud2} = 2(R_C // \frac{1}{h_{oe}}) \sim 2R_C$$

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 10^5 gange.

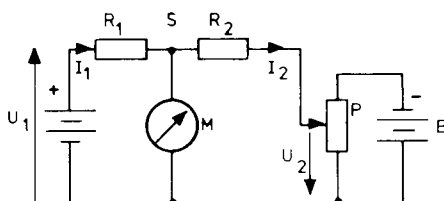
Da operationsforstærkeren maksimalt kan afgive en spænding på udgangen på $U_0 = \text{maks. ca. } \pm 10 \text{ V}$, vil det betyde, at en spænding på mere end $100 \mu\text{V}$ på indgangen - dersom man regner med en råforstærkning på 100.000 gange - ville styre udgangen i mætning.

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 V i punktet S .

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

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

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

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

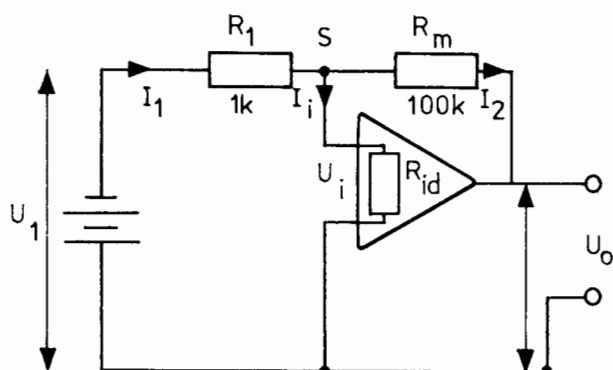
$$I_1 + I_2 = 0$$

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

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



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



Data:

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

$$A_o = 100.000 \text{ gange.}$$

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°
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.

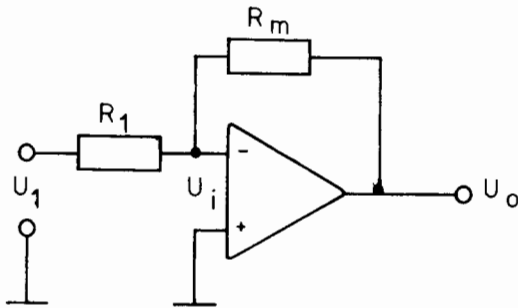
$A_s = \frac{A_o}{A'}$ = sløjfeforstærkningen

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



1.2 Forstærkning

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



- $U_o = A_o \cdot U_i$
- $U_i = U_1 - \beta U_o$
- $A' = \frac{U_o}{U_1}$

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 β 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 β 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:

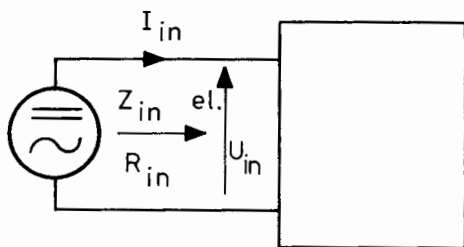
$$U_o = - \frac{R_m}{R_1} \cdot U_1$$



1.3 Indgangsimpedans

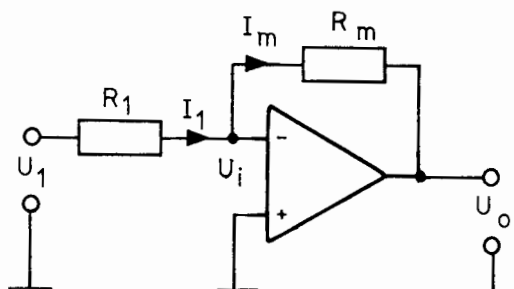
En kreds' indgangsimpedans er defineret som vist

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



Ved den inverterende forstærker fås:

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$$



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

$$Z_{in} = \frac{U_{R_1}}{I_1} = R_1$$

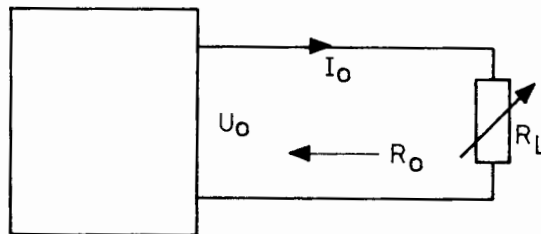
Altså afhænger indgangsimpedansen kun af indkoblingsmodstanden R_1 's størrelse.

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.

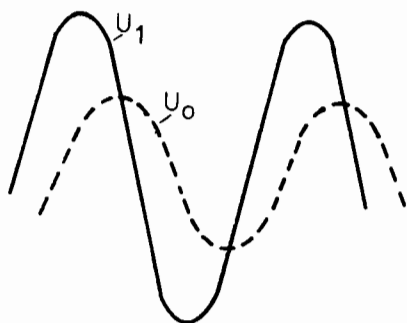
$$A_s = \frac{A_o}{A'}$$

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



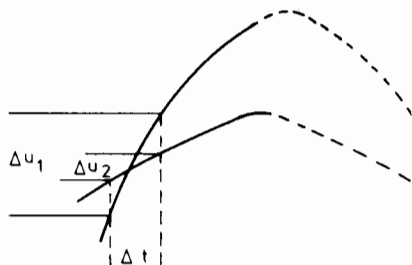
1.5 Slew rate - storsignalbåndbredde

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_{ϕ} ind i forstærkeren, vil udgangsspændingen også være sinusformet, men fasedrejet forskelligt fra 0° eller 180° .



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

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



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

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

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

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

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

$$u_o \text{ maks.} \cdot 2 \pi f$$

eller

$$SR = u_o \text{ maks.} \cdot 2 \pi f$$

Når SR er opgivet, kan den største frekvens, som forstærkeren kan behandle med en given u_o maks., findes:

$$f = \frac{SR}{u_o \text{ maks.} \cdot 2 \pi}$$

Eksempel:

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

$$u_o \text{ maks.} = 10 \text{ V}$$

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

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

$$u_o \text{ maks.} = \frac{SR}{2 \pi \cdot f}$$

Eksempel:

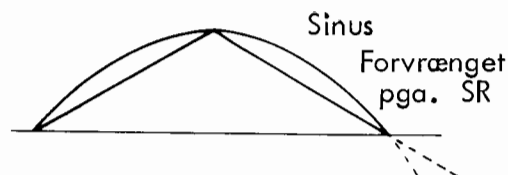
$$SR = 7 \text{ V} / \mu\text{S} = 7 \cdot 10^6 \text{ V/S}$$

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

$$u_o \text{ maks.} = \frac{7 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 250 \cdot 10^3} =$$

$$4,45 \text{ V}$$

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

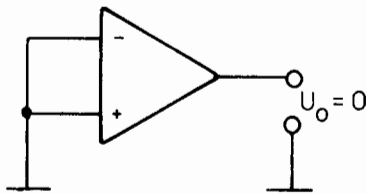




1.6 Offset

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.

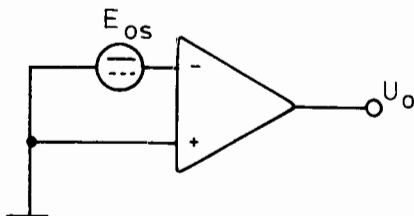


Hvis man på en forstærker måler en DC spænding på udgangen, med indgangen stillet, skyldes dette en offset-kilde.

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.



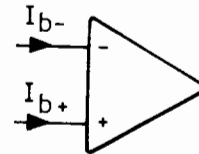
E_{OS} = input offset voltage

Offset-spændingen varierer meget for de forskellige typer operationsforstærkere.

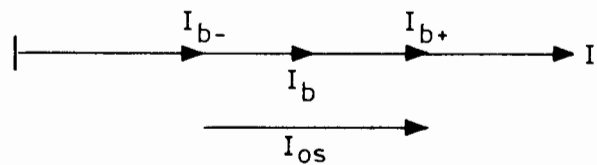
Eksempel :

LM301 - $E_{OS} = 2 \text{ mV}$
SN72741 - $E_{OS} = 1 \text{ mV}$

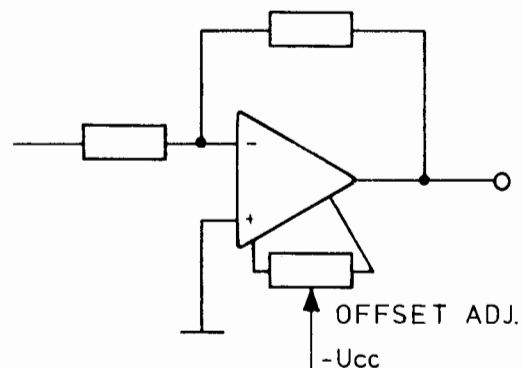
I en operationsforstærker løber der en meget lille strøm til indgangsterminalerne.

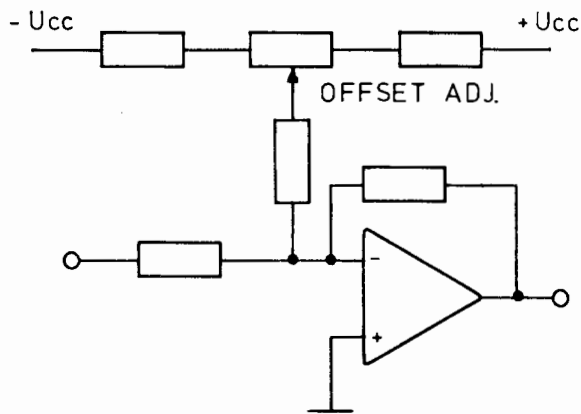


På disse strømme kan der være en lille forskel. Fabrikkerne opgiver for operationsforstærkerne "Input bias current", der er midelværdien mellem I_{b-} og I_{b+} . Endvidere opgives "Input offset current", der er forskellen mellem I_{b-} og I_{b+} .

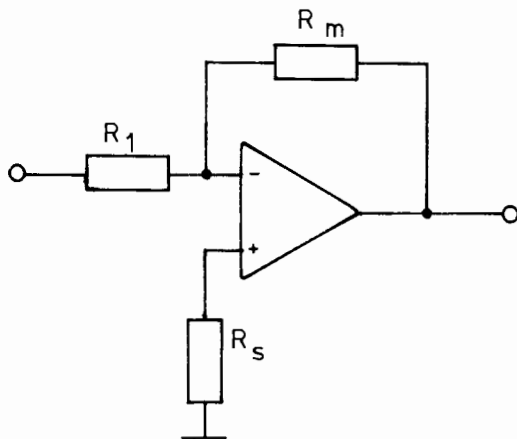


E_{OS} og I_{OS} er man nød til at justere væk, enten på selve operationsforstærkeren eller ved at indføre en spænding på en indgangsterminal.





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



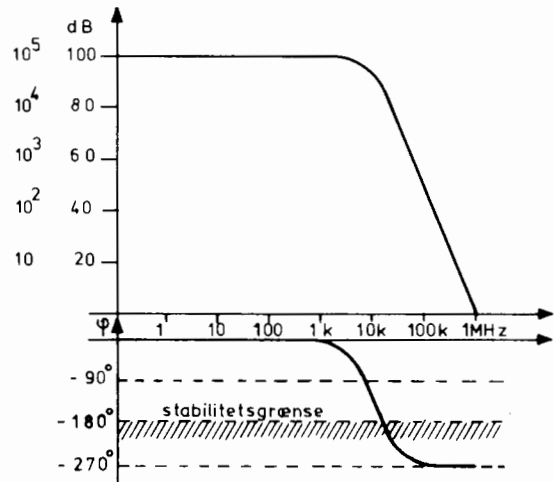
Den inverterende udgang "ser" ud i en parallelforbindelse af R_1 og R_m .

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

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

1.7 Frekvenskarakteristik

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

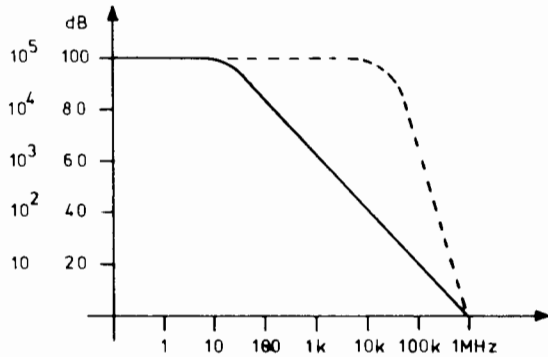


Det ses, at fasedrejningen $\varphi = 180^\circ$ er en fare for stabiliteten, og dersom forstærkeren modkobles, kan kredsen gå i sving.

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

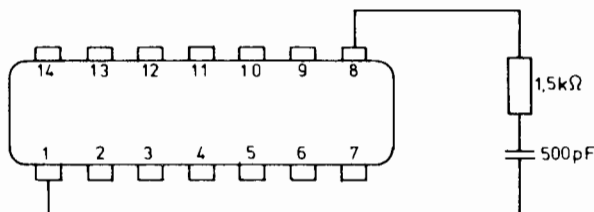


Resultatet bliver en frekvenskarakteristik, som den viste. Den punkterede linie viser den oprindelige karakteristik.



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

Eksempel på en sådan frekvenskompensation:

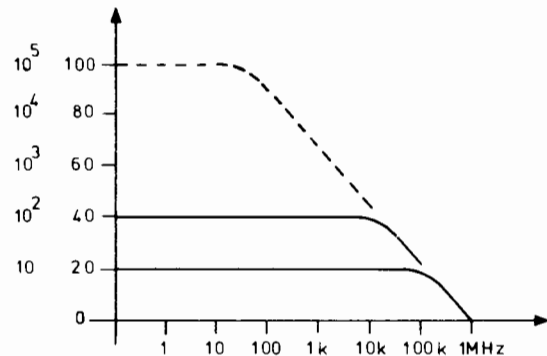


Det ses, at grænsefrekvensen ved "Open-loop" ($A' = A_o = 10^5$, 100 dB) som følge af frekvenskompensationen bliver meget lav.

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

Grænsefrekvensen ved "Open-loop" er f.eks. kun 10 Hz, 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:

$$A' \cdot \text{båndbredde} = \text{Enhedsfrekvens.}$$

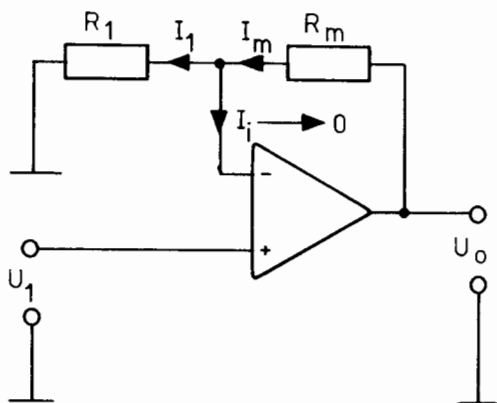


2. NON-INVERTERENDE FORSTÆRKER

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° fasedrejning, kan man benytte den ikke inverterende forstærkerkobling.

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



Af opstillingen fås:

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

$$I_1 = I_m$$

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

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

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

$$U_o \cdot R_1 = U_1 \cdot R_m + U_1 \cdot R_1$$

$$U_o \cdot R_1 = U_1 (R_m + R_1)$$

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

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{R_m + R_1}{R_1}$$

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:

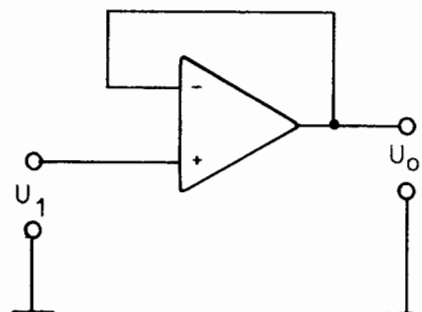
$$R_1 = \infty \text{ og } R_m = 0.$$

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.

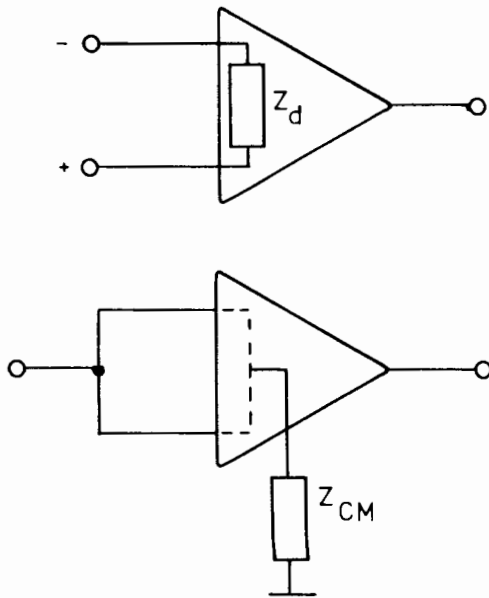
Da de to modstandsværdier 0Ω og $\infty \Omega$ blot er henholdsvis en direkte ledningsforbindelse og en afbrydelse, får koblingen et meget simpelt udseende.





2.3 Indgangsimpedans

For at kunne beregne indgangsimpedansen Z_{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}

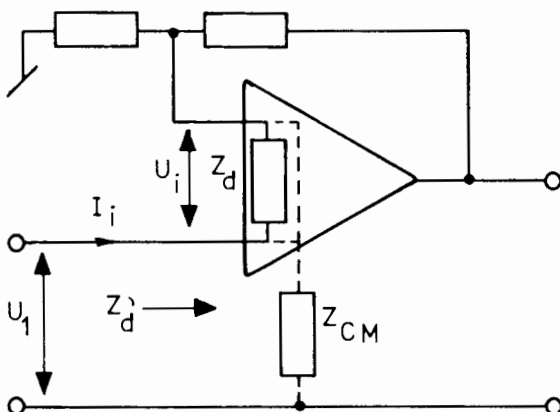


Z_d og Z_{CM} opgives i databladet for operationsforstærkeren, se datablad.

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:



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

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

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

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

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 $A_s = \frac{A_o}{A_i}$ kan Z_o' omskrives til:

$$Z_o' = Z_o \cdot \frac{A_i}{A_o} = \frac{1 + \frac{R_m}{R_1}}{A_o} \cdot Z_o$$

Eksempel:

Udgangsimpedansen på en spændingsfølger indeholdende en operationsforstærker med følgende data:

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

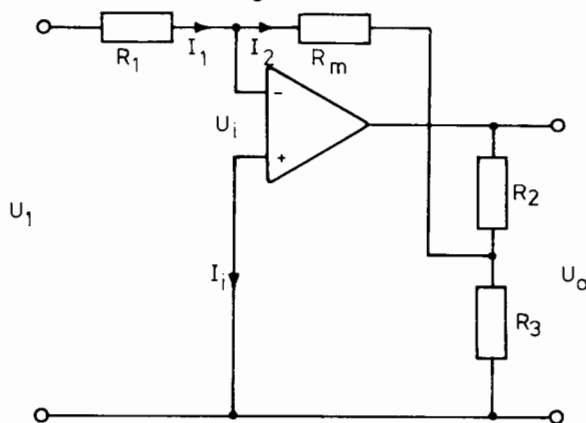
$$Z_o' = 5 \text{ k} \cdot \frac{1}{10^5} = \underline{50 \text{ m}\Omega}$$

3. INVERTERENDE FORSTÆRKER MED POTENTIOMETRISK MODKOBLING

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

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

3.1 Forstærkning



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

$$A' = - \frac{U_o}{U_1}$$

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

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

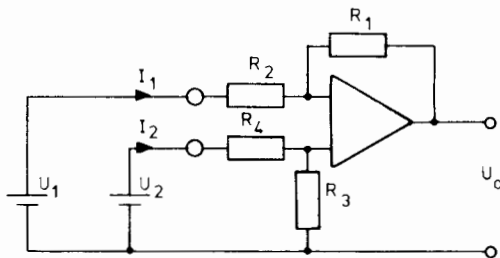
$$Z_o' = Z_o \cdot \frac{A'}{A_o}$$

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:

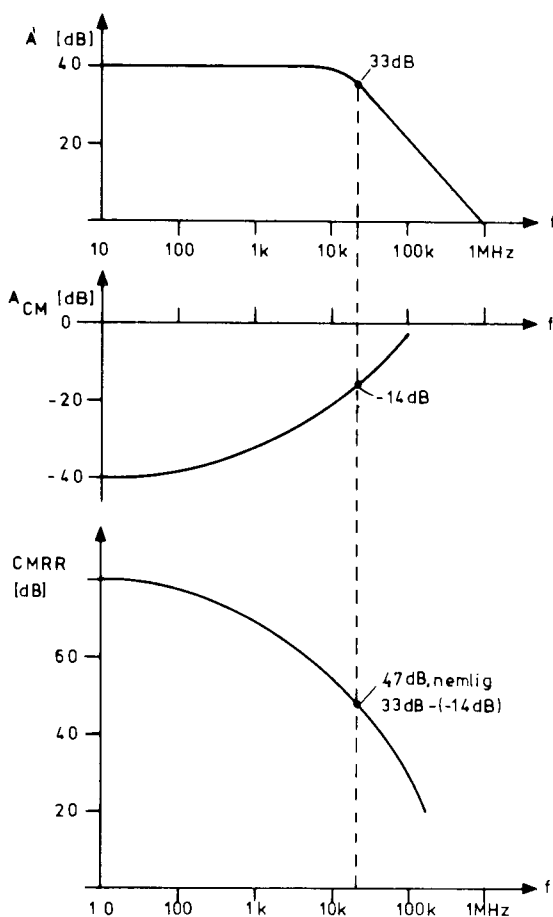
$$R_2 + R_4.$$



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:



$$\text{CMRR [dB]} = A_d \text{ [dB]} - A_{CM} \text{ [dB]}$$

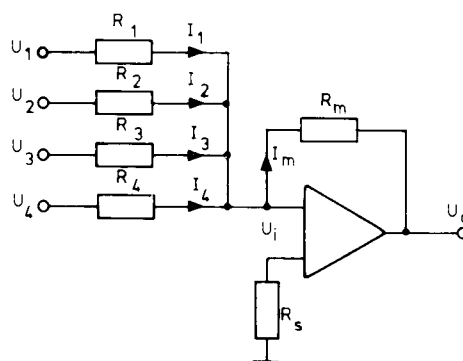
$$\text{CMRR [dB]} = 33 \text{ dB} - (-14 \text{ dB})$$

$$\text{CMRR [dB]} = 47 \text{ dB}$$

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:

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

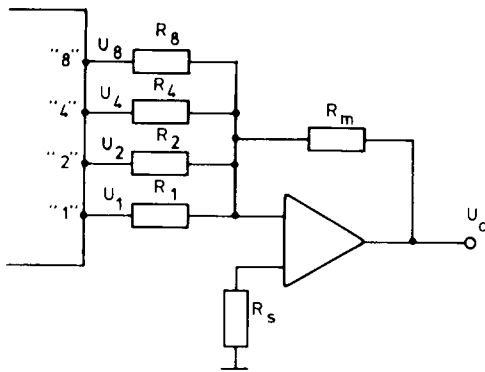
fås:

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

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 Ω

Forstærkningen fra "1"

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

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

Forstærkningen fra "2"

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

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

Forstærkningen fra "4"

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

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

Forstærkningen fra "8"

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

$$R_8 = 625 \Omega$$

Eksempel:

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

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

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

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

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

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



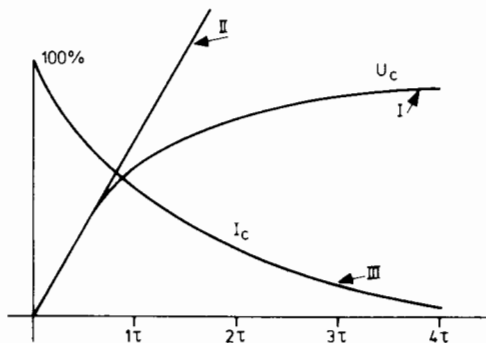
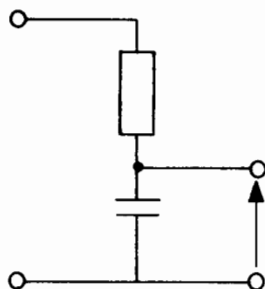
DISPOSITION

1. Integrationskobling

1. INTEGRATIONSKOBLING

1.1 RC led

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



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

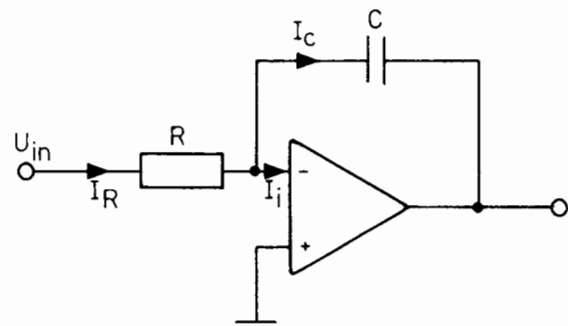
Af kurverne ses, at når ladestrømmen aftager pr. tidsenhed, bliver spændingens tilvækst over kondensatoren pr. tidsenhed mindre og mindre.

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

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

1.2 Integration med operationsforstærker

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



Af figuren ses:

$$I_R = I_i + I_c$$

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

er strømmen gennem kondensatoren den samme som i modstanden

$$I_R = I_c$$

Strømmen i modstanden bestemmes kun af:

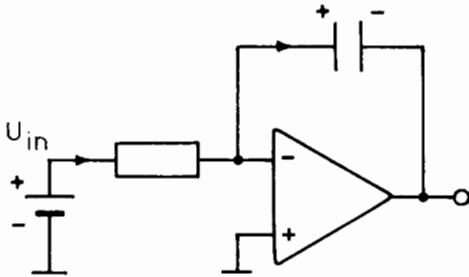
$$\frac{U_{in}}{R},$$

hvilket giver konstant strøm til kondensatoren.

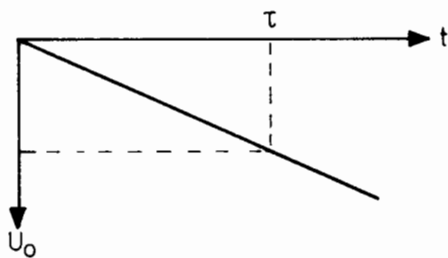
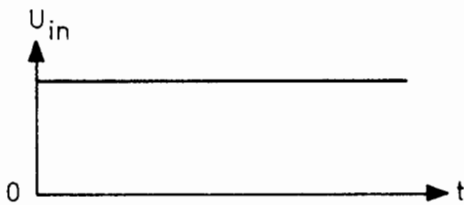
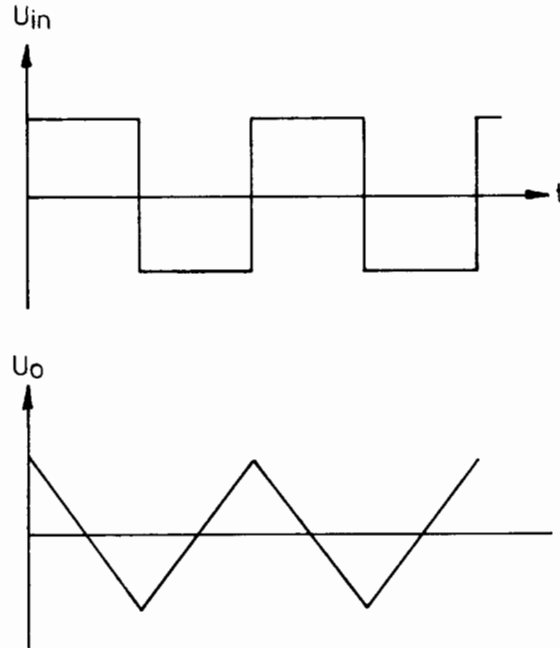


Tilføres en positiv DC spænding til kredsløbet, vil spændingen på udgangen stige lineært i negativ retning på udgangen.

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



Tilføres en firkantspænding til indgangen, er udgangsspændingen en trekantspænding.



Spændingsændringen pr. tidskonstant τ er lig U_{in}

eller

$$\Delta U_o = -\frac{U_{in} \cdot \Delta t}{RC}$$

dette gælder, når U_{in} er konstant.



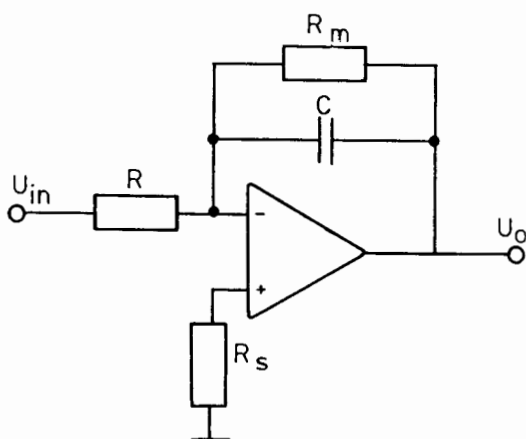
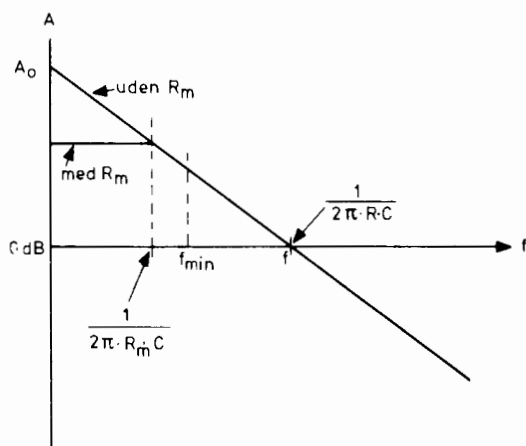
1.3 Forstærkningsbegrænsning

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 $100 \text{ k}\Omega$.

R_m danner sammen med C en overgangsfrekvens bestemt af:

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

DISPOSITION

1. Komparator

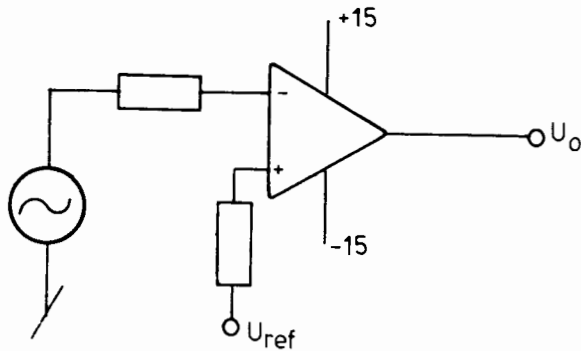
1. KOMPARATOR

1.1 Niveaudetektor

En komparator er en enhed, der angiver en DC spænding, så længe indgangssignalet er over eller under en bestemt værdi.

En komparator kaldes ofte en niveaudetektor.

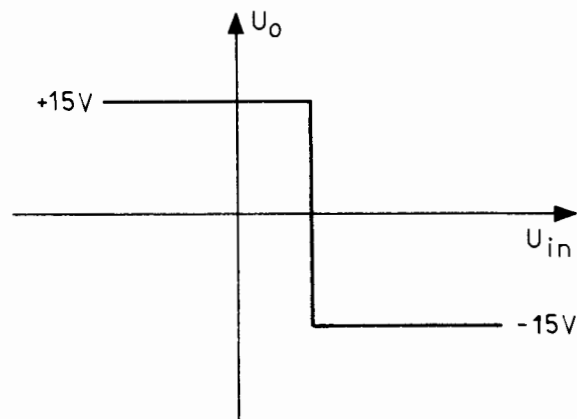
1.2 Operationsforstærker som komparator



Da operationsforstærkeren har en meget stor forstærkning, vil den enten være i mætning til den ene eller den anden side.

Så længe spændingen på -terminalen er mere negativ end U_{ref} , vil udgangen være i positiv mætning.

B bliver spændingen på -terminalen mere positiv end U_{ref} , går udgangen i negativ mætning.

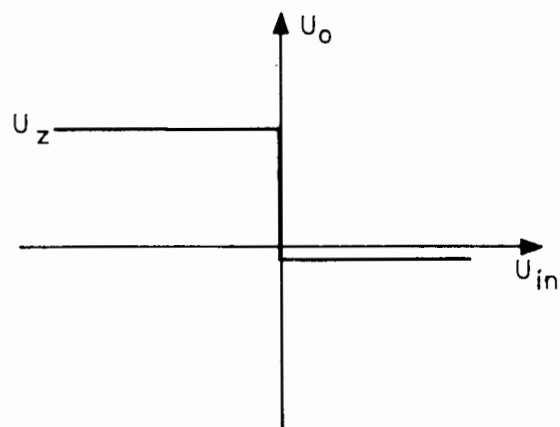
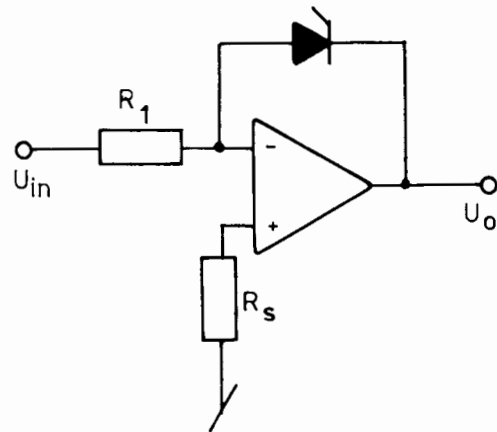


Komparatoren er uden hysteres og er derfor følsom overfor støjimpulser; den er desuden følsom overfor temperaturændringer.

1.3 Komparator med bedre skiftetider

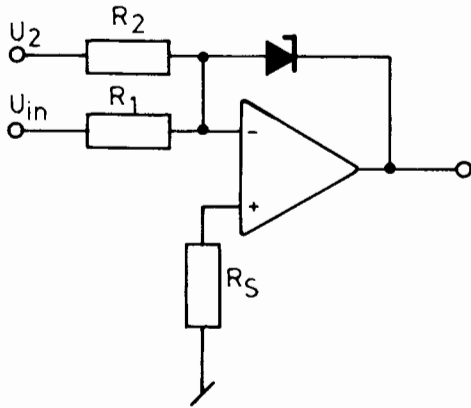
Ændres komparatoren, så operationsforstærkeren ikke går i mætning, vil den skifte meget hurtigere.

En zenerdiode mellem udgangen og -indgangen vil bevirke, at udgangsspændingen kun kan svinge mellem zenerspændingen og spændingen over en ledende diode.



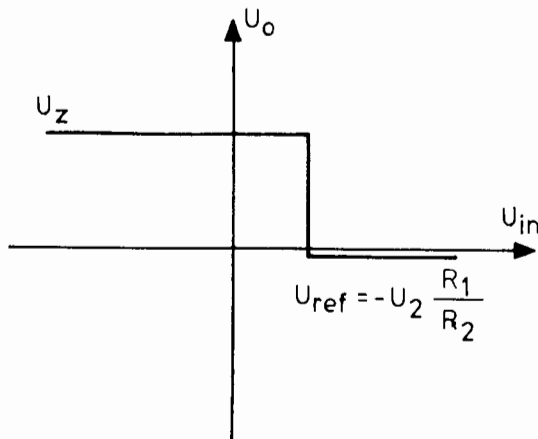


Skal der kompareres med en spænding forskellig fra nul, må der indføres en referencespænding ved hjælp af U_2 .



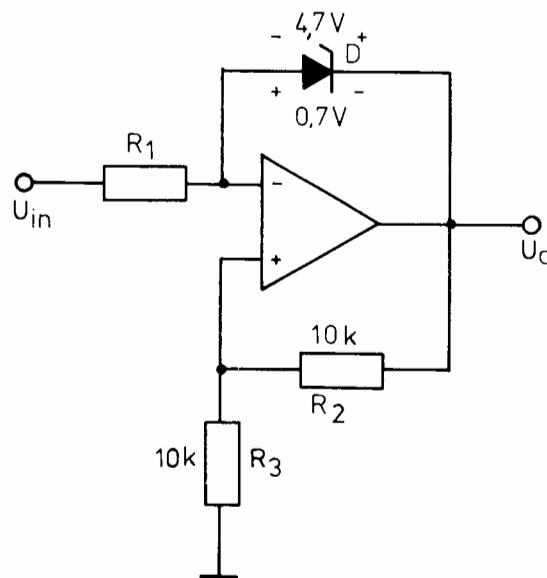
U_2 skal have modsat polaritet af referencespændingen, og størrelsen bestemmes af forholdet mellem R_1 og R_2 .

$$-U_2 = U_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1}$$



1.4 Komparator med hysteres

For at få hysteres på en komparator skal der dannes en positiv tilbagekobling. Denne medkobling dannes ved hjælp af R_2 og R_3 .



Udgangsspændingen på komparatoren i forhold til stel kan findes som:

$$U_o = U_{R_2} + U_{R_3}$$

$$I_{R_2} = \frac{U_o}{R_2 + R_3}$$

da $U_{R_2} = U_D$ fås

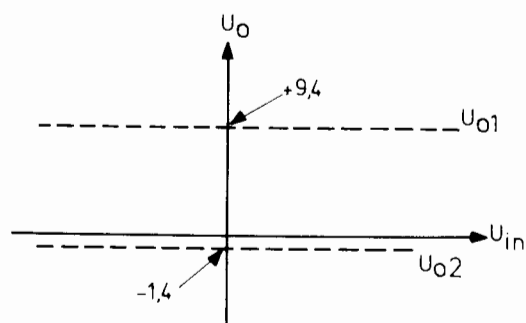
$$U_D = I_{R_2} \cdot R_2 = \frac{U_o \cdot R_2}{R_2 + R_3}, \text{ heraf}$$

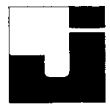
$$U_o = U_D \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2}$$

Da U_D kan antage to værdier, henholdsvis $U_{D+} = +4,7$ og $U_{D-} = -0,7$, fås to værdier for U_o .

$$U_{o1} = +9,4 \text{ V}$$

$$U_{o2} = -1,4 \text{ V}$$





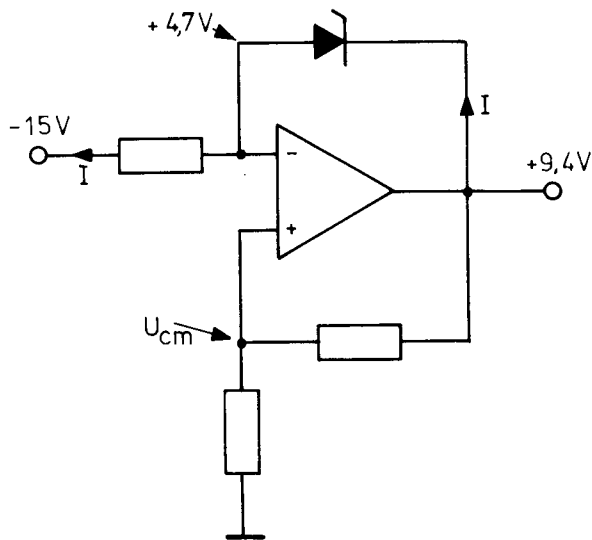
Da U_o antager to forskellige værdier, er common mode spændingen på + og - terminalerne:

$$U_{cm} = U_o \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

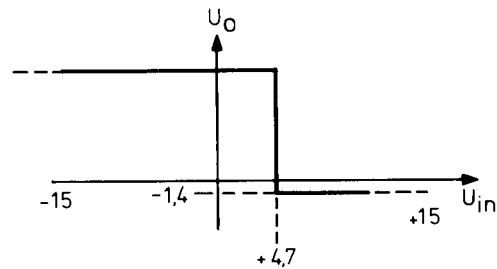
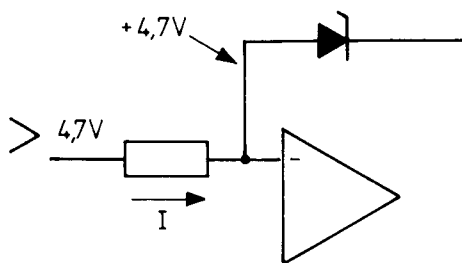
da $U_o = U_D \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2}$ fås

$$U_{cm} = U_D \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

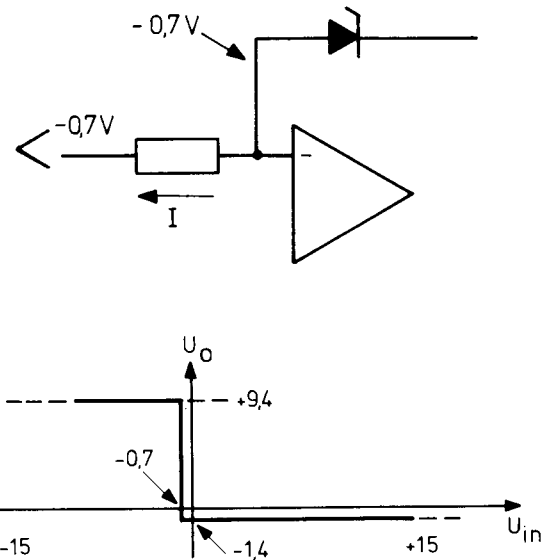
Hvis U_{in} er -15 V, er $U_o = +9,4$ V, idet indgangsspændingen er mere negativ end U_{cm} .



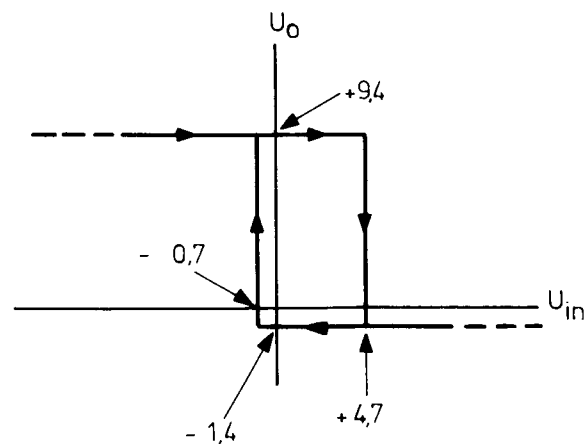
Hvis U_{in} ændres i positiv retning, skifter udgangsspændingen fra $9,4$ V til $-1,4$ V, når $U_{in} > +4,7$ V, idet strømretningen i R_1 skifter.



Hvis U_{in} ændres i negativ retning fra $+15$ V, skifter udgangsspændingen til $+9,4$ V, når indgangsspændingen er mere negativ end $-0,7$ V.



Ovenstående kan sammenfattes i en karakteristik, der kaldes komparatorens hysteresekurve.





De $+4,7$ V kaldes "upper trigger level", UTL, tilsvarende kaldes de $-1,4$ V for "lower trigger level" LTL.

$$UTL = U_{D+} \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

$$LTL = U_{D-} \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Forskellen mellem de to niveauer kaldes komparatorens hysterespænding.

$$U_H = UTL - LTL$$

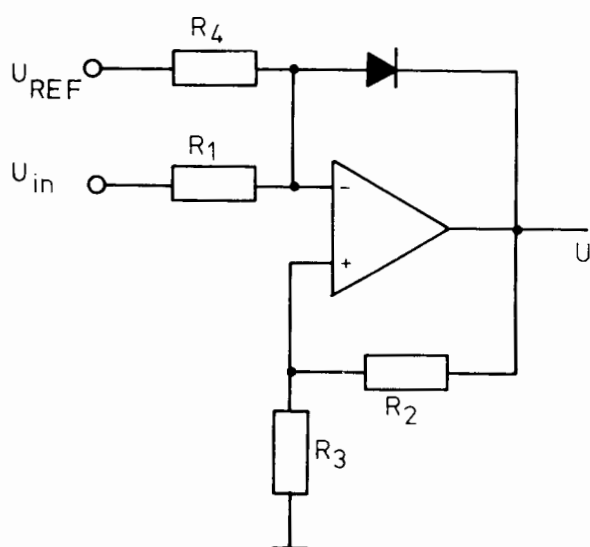
$$U_H = (U_{D+} - U_{D-}) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

I eksemplet bliver beregningen

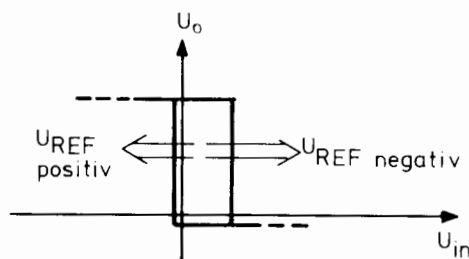
$$U_H = (4,7 - (-0,7)) \cdot \frac{10 \text{ k}}{10 \text{ k}}$$

$$U_H = 5,4 \text{ V}$$

Hysteresekurven kan flyttes ved at tilføje en referencespænding.

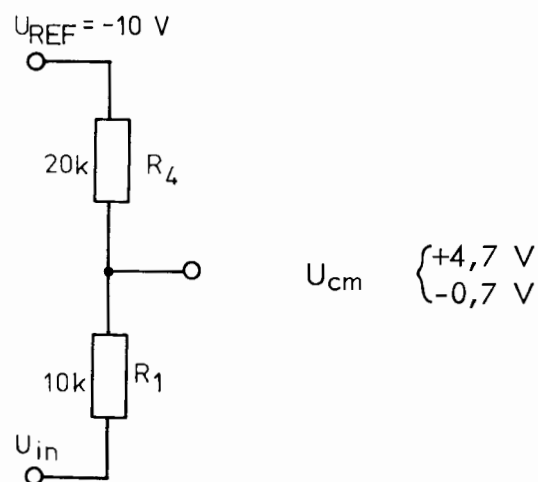


Hysteresekurven rykker i negativ retning, hvis U_{REF} er positiv, tilsvarende rykker hysteresekurven i positiv retning, hvis U_{REF} er negativ.



I det efterfølgende er referencespændingen valgt til -10 V.

Udgangsspændingen vil skifte, når punktet mellem R_1 og R_4 har en spænding større end U_{cm} .



Hvis U_{in} går i positiv retning fra -15 V, skifter U_o fra $9,4$ V til $-1,4$ V, når spændingen bestemt af R_1 , og R_4 er lig med $U_{cm} = +4,7$ V.

Spændingen over R_4 kan findes som :

$$U_{R_4} = U_{cm} - U_{REF}$$

$$U_{R_4} = 14,7 \text{ V}$$

Spændingen over R_1 kan findes som :

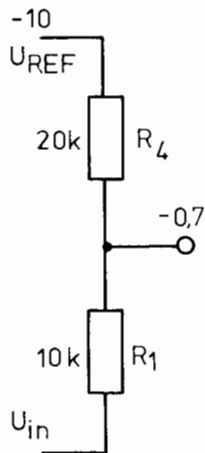
$$U_{R_1} = \frac{U_{R_4}}{R_4} \cdot R_1$$

$$U_{R_1} = \frac{14,7 \cdot 10 \text{ k}}{20 \text{ k}} = 7,35 \text{ V}$$

$$U_{in} = U_{cm} + U_{R_1}$$

$$U_{in} = (7,35 + 4,7) \text{ V} \sim 12 \text{ V}$$

Hvis U_{in} går i negativ retning fra +15 V skifter U_o fra -1,4 V til +9,4 V, når spændingen bestemt af R_1 , og R_4 er lig med $U_{cm} = -0,7 \text{ V}$.



Spændingen over R_1 kan findes ved :

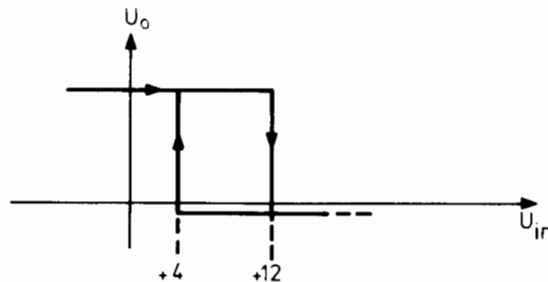
$$\frac{U_{R_4}}{R_4} = \frac{U_{R_1}}{R_1}$$

$$U_{R_1} = 9,3 \cdot \frac{R_1}{R_4} = 4,65 \text{ V}$$

$$U_{in} = U_{R_1} + U_{cm}$$

$$U_{in} = 4,65 - 0,7 \sim 4 \text{ V}$$

Hysteresekurven ser nu således ud, bemærk at den er flyttet i positiv retning, og at U_H er ændret.



U_H kan findes som :

$$U_H = (U_{D+} - U_{D-}) \frac{R_3}{R_2} \cdot \left[1 + \frac{R_1}{R_4} \right]$$

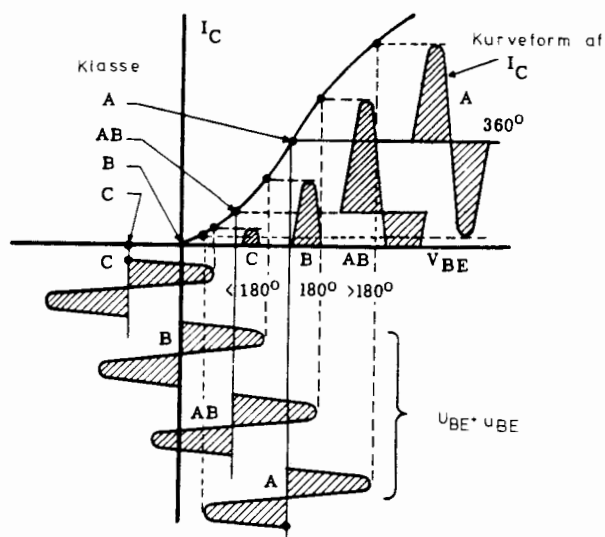


TRANSISTORENS ARBEJDSPUNKT

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

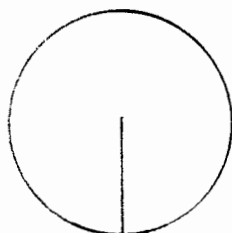
I modsætning hertil skal udgangstrinnet ofte aflevere en anseelig effekt. For at kunne aflevere effekt, skal udgangstrinnet også tilføres effekt fra spændingsforsyningen. For at få en rimelig virkningsgrad, dvs. forholdet mellem afgiven og tilført effekt er man ofte nødt til at lægge arbejds punktet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

Arbejds punktets placering



Transistorens åbningsvinkel i grader:

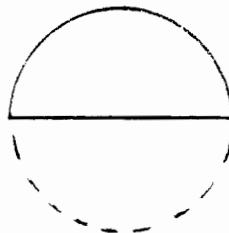
360°

klasse A

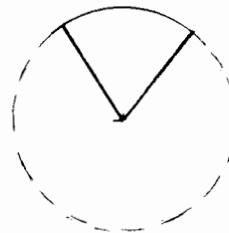
<360° >180°

klasse AB

180°

klasse B

<180°

klasse C

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.

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.

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.

Klasse C

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

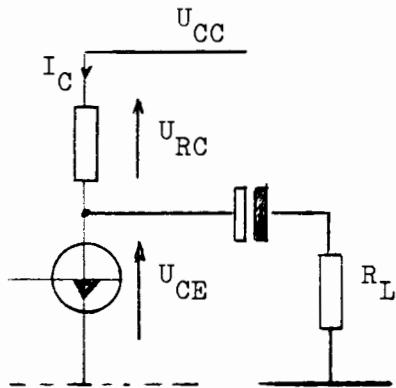
Uden inputsignal afsættes der ikke effekt i transistoren.



I det følgende behandles forholdene vedrørende størst virkningsgrad og maximal afgiven effekt. De principielle koblingsmåder vises med tilhørende udledninger. For nemheds skyld foretages udledningerne almindeligvis med betingelserne: $U_{kn} \rightarrow 0$, I_{CBO} og $I_{CEO} \rightarrow 0$. Basisstrømme og spændingsfald til arbejds punktsstabilisering lades ude af betragtning.

Modstandskoblet kl. A trin med udvendig belastning.

Principdiagram:



Ifølge sætningen for rådighedseffekt

er P_{out} størst ved $R_L = R_{out} = R_C // \frac{1}{h_{oe}}$.

Men da $\frac{1}{h_{oe}} \gg R_C$ findes:

$$R_C = R_L = \frac{U_{CC}}{2I_C} \quad \text{for half-supply hvor}$$

$$U_{RC} = U_{CE}.$$

P_{out} kan findes af: $P = \frac{u^2}{R_L}$ hvor

$$u = \frac{u_{Cp}}{\sqrt{2}} = \frac{i_{Cp} \cdot R_C // R_L}{\sqrt{2}} = \frac{I_C \cdot R_L}{\sqrt{2} \cdot 2}$$

$$P_{out} = \left(\frac{I_C \cdot R_L}{\sqrt{2} \cdot 2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{I_C^2 \cdot R_L}{8} \quad (1)$$

Trinnets virkningsgrad er $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$

hvor $P_{in} = U_{CC} \cdot I_C$ er tilført effekt fra netdelen.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_C^2 \cdot R_L}{8 U_{CC} \cdot I_C} = \frac{I_C}{U_{CC}} \cdot \frac{R_L}{8} \quad \text{Indføres nu at: } R_L = \frac{U_{CC}}{2I_C} \Leftrightarrow \frac{1}{2R_L} = \frac{I_C}{U_{CC}} \text{ er}$$

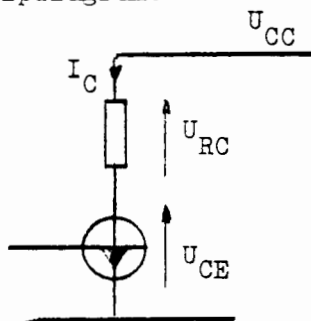
$$\eta = \frac{1}{2R_L} \cdot \frac{R_L}{8} = \frac{1}{16} = \underline{\underline{0,0625 = 6,25 \%}} \quad (2)$$

Som det fremgår, er virkningsgraden meget lav, og koblingen anvendes yderst sjældent til egentlig effektforstærkning. Den er her medtaget for at illustrere, at man ved dimensionering skal sikre, at trinnet kan afgive den krævede effekt til en efterfølgende belastning ved passende valg af U_{CC} , U_{CE} og I_C .

Modstandskoblet kl. A trin med R_C som belastning.

Dersom den belastning, AC-effekten skal afsættes i, kan arbejde med DC-gennemgang, det vil sige kan fungere direkte på kollektorstrømmen, der jo er en pulserende DC-strøm, kan følgende princip anvendes:

Principdiagram:

Half supply: $U_{RC} = U_{CE}$

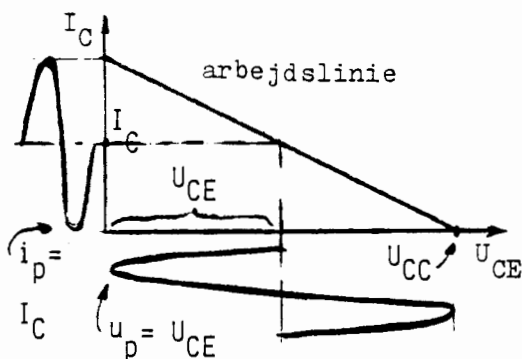
$$R_C = \frac{U_{CC}}{2I_C}$$

P_{out} d.v.s. AC-effekt i R_C findes af:

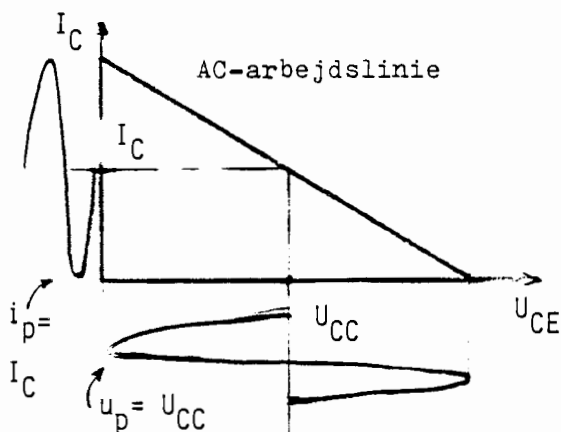
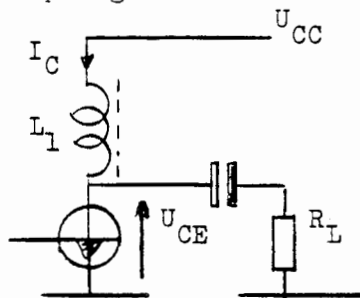
$$i_{Cp} = I_C \text{ og } u_{RCp} = \frac{U_{CC}}{2}$$

$$P_{out} = P_{RC} = i_{Cp} \cdot u_{RCp} = \frac{i_{Cp}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{u_{RCp}}{\sqrt{2}} = \frac{I_C \cdot U_{CC}}{4} \quad (3)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_C \cdot U_{CC}}{4 \cdot I_C \cdot U_{CC}} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25\% \quad (4)$$

Choke- koblet klasse A trin med udvendig belastning.

Principdiagram:



Her er arbejdsmodstanden udskiftet med en spole, der skal have så lille DC-modstand som mulig, så $U_{CE} \approx U_{CC}$.

Desuden skal selvinduktionen være stor så $X_L \gg R_L$.

Bemærk at da spolen indeholder energimængden $W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_C^2$ og AC-spændingen over spolen kan findes af $e = L \frac{di}{dt}$, vil u_C være en AC-spænding symmetrisk omkring U_{CC} , således at U_{CE} kan antage værdien $2 \cdot U_{CC}$. Arbejdsliniens hældning er primært bestemt af R_L , der for sammenhørende strøm- og spændingssving skal være: $R_L = \frac{i_p}{u_p} = \frac{I_C}{U_{CC}}$



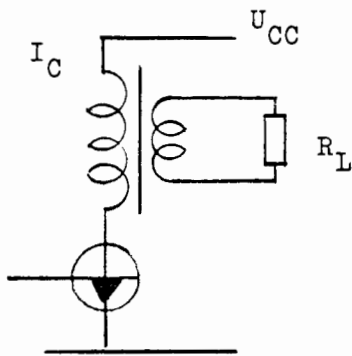
Effekt og virkningsgrad er henholdsvis:

$$P_{\text{out}} = \frac{u_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_p}{\sqrt{2}} = \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2} \quad (5)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2U_{CC} \cdot I_C} = \frac{1}{2} = 0,5 = 50\% \quad (6)$$

Transformatorkoblet kl. A trin.

Principdiagram:



Krav og forhold for transformatorens

primær er som ved choke-koblingen. Primær-impedansen skal være $Z_p = \frac{U_{CC}}{I_C}$.

Effekten afsat i primær er også $P_{\text{pr}} = \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2}$,

medens effekten afsat i R_L reduceres afhængigt af transformatorens virkningsgrad.

Dette ses der ofte bort fra, så virkningsgraden kan angives til 50% (ref. 6).

Trinnet kan nu tilpasses en vilkårlig belastning af:

$$N = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} \quad N = \text{transformatorens omsætningsforhold.}$$

Eksempel: $I_C = 0,5 \text{ A}$. $U_{CC} = 30 \text{ V}$. $R_L = 4 \Omega$.

$$Z_p = \frac{U_{CC}}{I_C} = \frac{30}{0,5} = 60 \quad N = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \sqrt{\frac{60}{4}} = 3,87 \text{ gg}$$

$$P_{\text{out}} \text{ ca: } \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2} = \frac{30 \cdot 0,5}{2} = 7,5 \text{ W.}$$

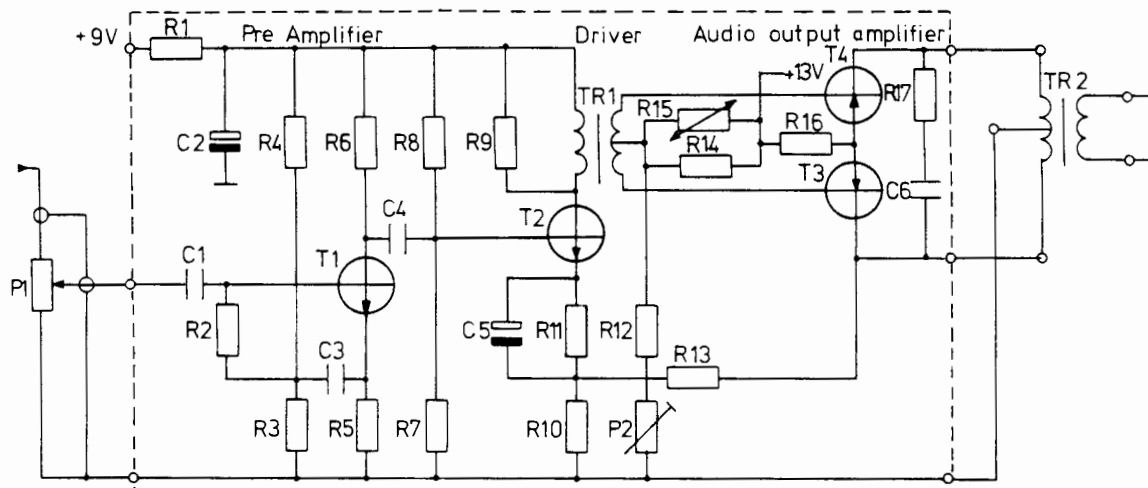
Bemærk at et klasse A trin tilføres konstant batterieffekten $U_{CC} \cdot I_C$.

Uden udstyring afsættes hele effekten som varme i transistoren, og

først ved fuld udstyring afgives halvdelen til belastningen.

KLASSE AB EFFEKTFORSTÆRKERR 101

Kredsløb

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 transformator koblet 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} .

Push-pull kobling

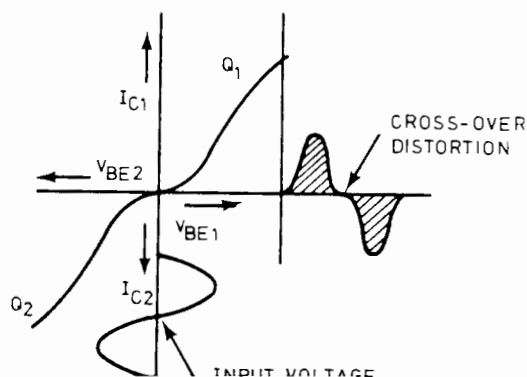
Opstillingen, som udgangstransistorerne sidder i, kaldes en push-pull kobling. Koblingen er en balanceret forstærker i lighed med en differentialforstærker.

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.

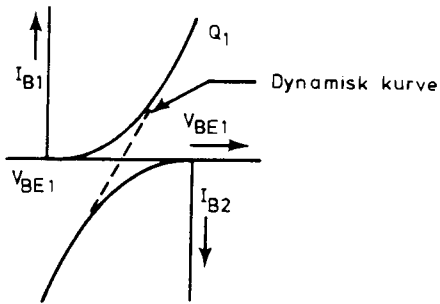
Hvis trinnet anvendes i ren klasse B, opstår der "cross-over" forvrængning.



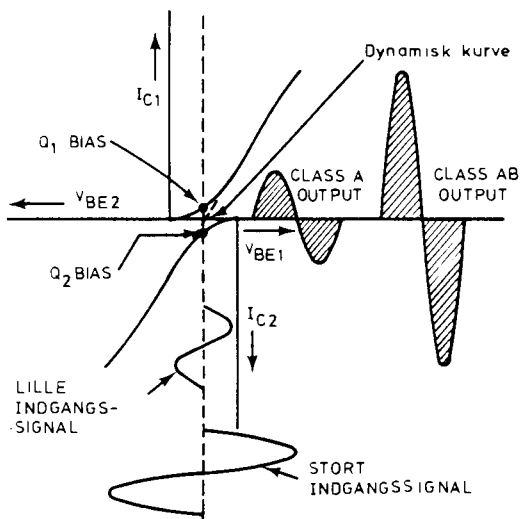


For at undgå denne forvrængning, forspændes begge base-emitterstrækninger, således at der går en hvilestrøm i transistorerne.

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



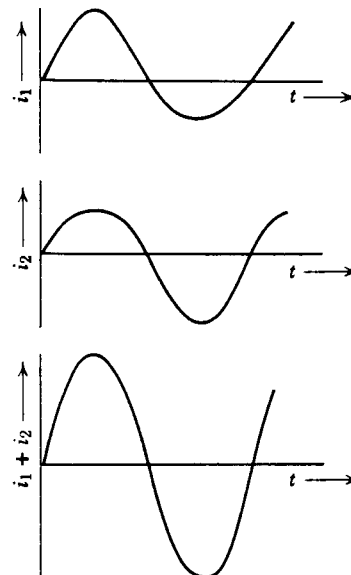
Ved små indgangssignaler kører koblingen i klasse A, ved store indgangssignaler klasse AB.



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 karakteristik.

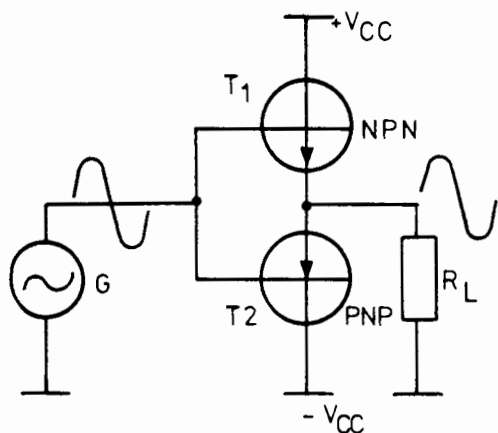


KOMPLEMENTÆR EFFEKTFORSTÆRKER

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.

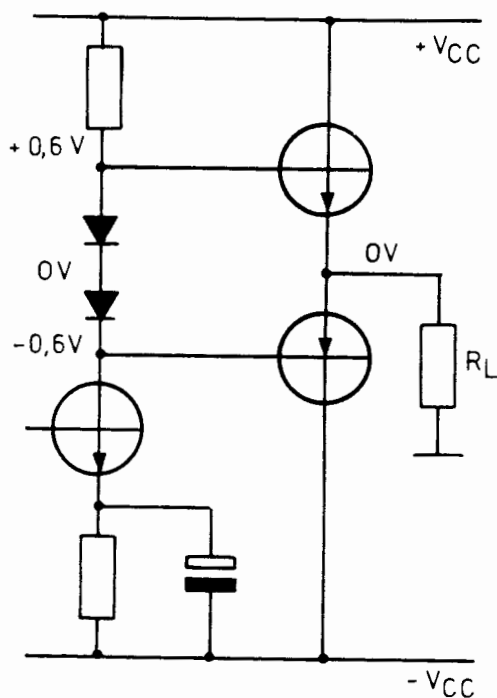
Arbejds punkt for udgangstransistorer

Transistorerne skal bringes i et passende arbejds punkt for at undgå cross-over forvrængning. Samtidig skal transistorernes arbejds punkt 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 arbejds punktet.

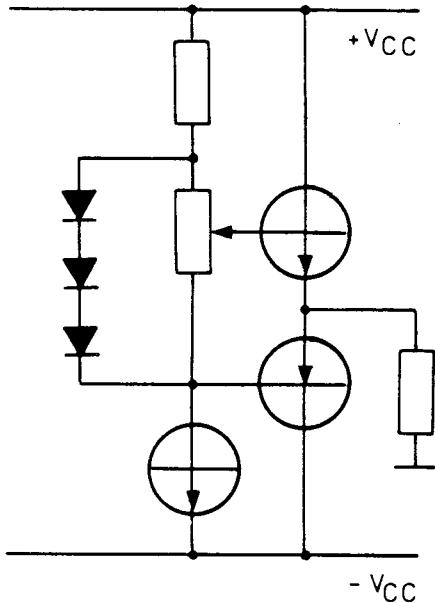


Hvis temperaturen ved dioderne stiger, falder spændingen over dioderne.

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



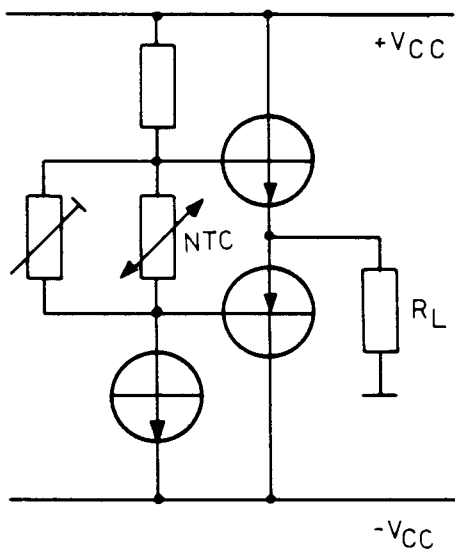
Hvis tomgangsstrømmen, dvs. strømmen i udgangstransistorerne uden signal skal kunne justeres, kan koblingen ændres til:



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

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

NTC modstanden bliver mindre ved stigende temperatur, herved bliver spændingen mellem baserne mindre, og transistorernes arbejds punkt er stabiliseret overfor temperaturændringen.



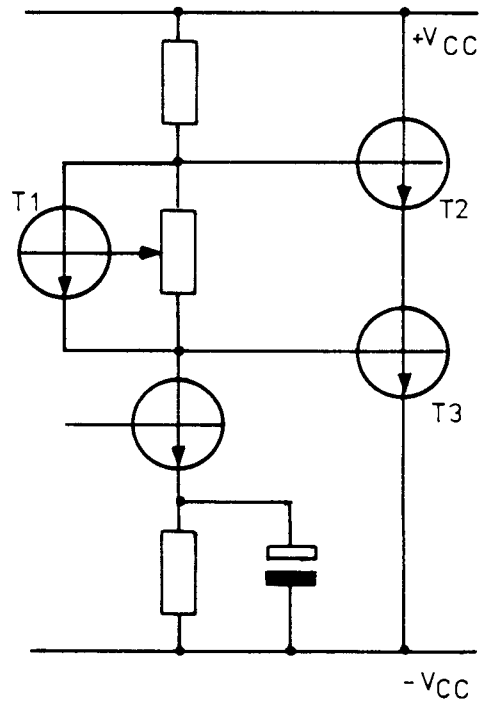
3. Mellem baserne anbringes en transistor parallelt med et trimmepotentiometer.

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

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

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

Herved kan arbejds punktet for T_2 og T_3 justeres.



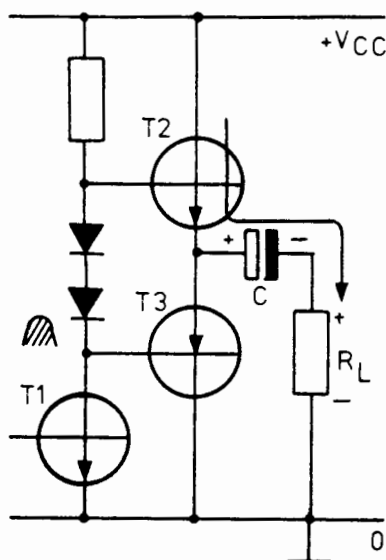
Hvis temperaturen ved T_1 stiger, leder T_1 ved en lavere basis-emitterspænding. Herved falder spændingen mellem kollektor og emitter, indtil basis-emitterspændingen har en værdi, der passer til temperaturen.

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

Komplementært udgangstrin med enkelt spændingsforsyning

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

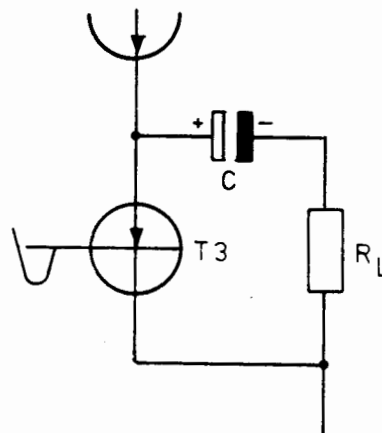
Ved anvendelse af enkelt spændingsforsyning skal der bruges en overføringskondensator i udgangen; forstærkeren kan dermed ikke anvendes til forstærkning af DC signaler.



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

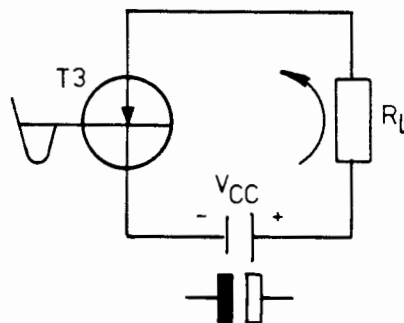
Der trækkes en strøm gennem C , der bliver opladet, og over R_L fås en positiv halvperiode i forhold til stel.

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.

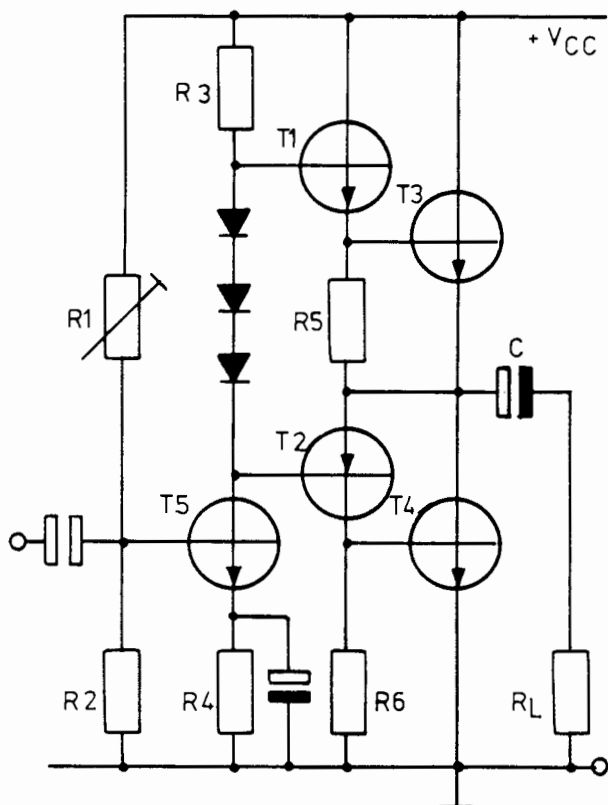
Effekt og virkningsgrad i klasse A:

$$\text{Da } u_p = \frac{U_{CC}}{2} \quad \text{og } i_p = 2I_C \quad \text{er } P_{out} = \frac{u_p \cdot i_p}{2} = \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{U_{CC} \cdot I_C}{2 \cdot U_{CC} \cdot I_C} = \underline{0,5 = 50\%} \quad \text{som ved transformator koblet trin.}$$

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 :

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

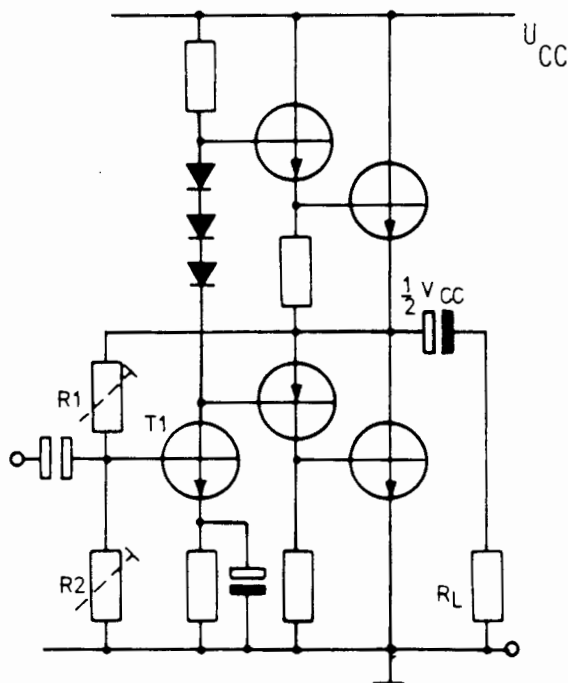
Det kan heraf ses, at indgangsimpedansen til de to transistorer er næsten ens.

På grund af den totale modkobling bliver udgangsimpedansen også ens.

Midtpunktsjustering

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

Oftentimes er der på udgangsforstærkere en justering af denne midtpunktspænding.



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

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

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

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

Udgangsmodstand

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

Dette opnås oftest med spændingsmodkobling.

Forholdet mellem højttalerimpedansen og udgangs impedansen kaldes dæmpningsfaktoren.

Boot-strap i udgangsforstærker

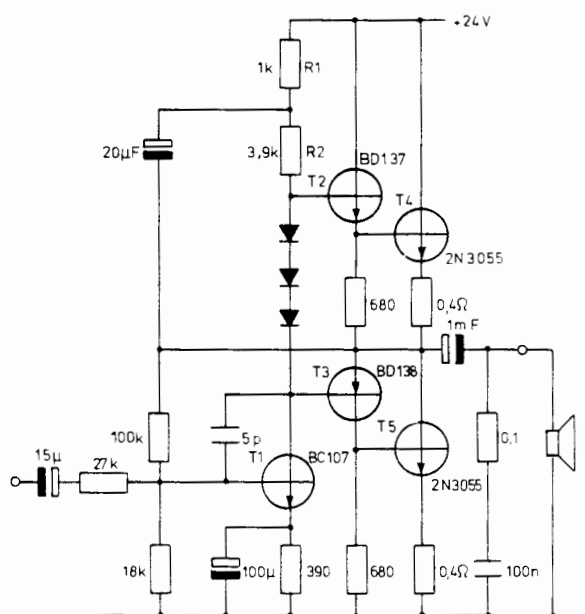
For at hæve kollektorimpedansen på drivertrinnet foretages der ofte boot-strapping fra udgangen af effektforstærkeren tilbage til driverens kollektormodstand.

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

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

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

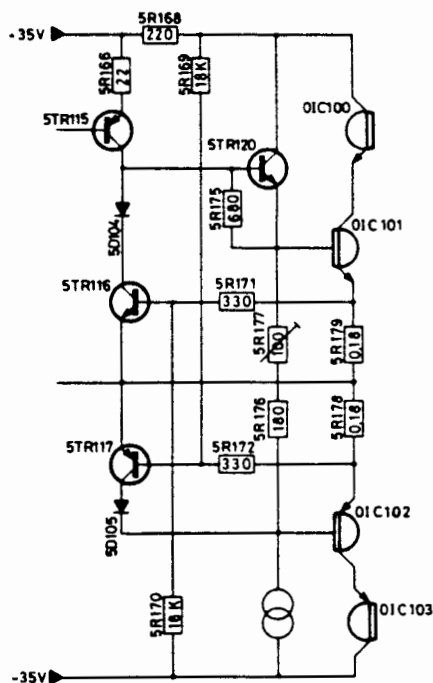
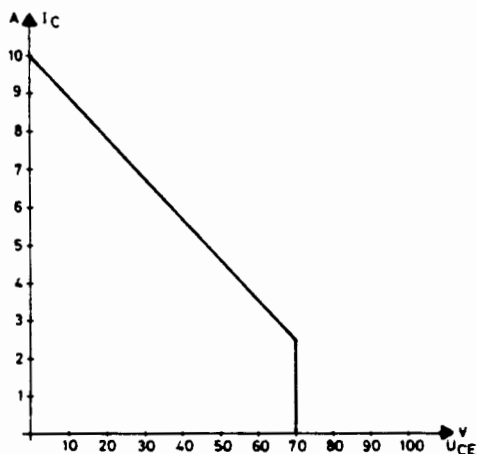
Boot-strapping kompenserer endvidere for spændingsfaldet over R_1 , således at T_2 kan udstyres fuldt ud, når spændingen på kollektoren af T_1 går i positiv retning, idet spændingsfaldet over R_2 er konstant.



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

Strømbegrænsningskredsløb.

Kredsløbet skal beskytte udgangstransistorerne mod for store kollektorstrømme, med hensyntagen til den aktuelle CE spænding, således at der ved stor V_{CE} kun tillades lille I_C og omvendt. Sikringen hindrer, at transistorerne går udenfor sit tilladte operationsområde. Transistorerne STR116 og STR117 føler spændingen på emittermodstandene SR179 og SR178, 0,18 Ω , og måler således strømmen gennem udgangstransistorerne.

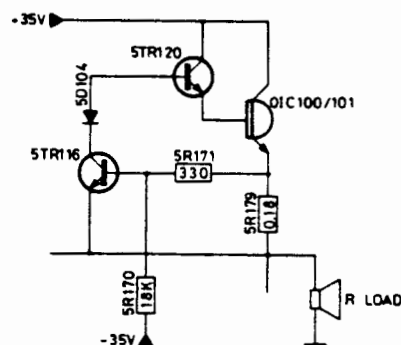


STR116 basis forspændes lidt i spærretretningen gennem SR170, 18 k Ω , fra -35 V. Dette bevirker, at der ved en lille V_{CE} kan tillades stor I_C og omvendt.

Ved en meget lille belastningsimpedans (0 Ω) vil OIC100/101 under udstyring trække kraftig strøm. Når strømmen er kraftig nok, vil den resulterende spænding på toppen af SR179 forspænde STR116 i lederetningen, og optage en del af basisstrømmen til STR120. Derved begrænses strømmen i udgangstransistorerne til det tilladelige, og strømbegrænsning er derved opnået.

Stiger belastningsimpedansen, stiger spændingen på midtpunktet, og udgangstransistorens CE spænding falder tilsvarende under udstyring. STR116 emitter går således i positiv retning, og på grund af spændingsfaldet over SR171, 330 Ω , kræves der nu en større spænding over emittermodstanden, svarende til større strøm inden STR116 går i lederetningen og begrænser strømmen.

Dioden 5D104 forhindrer, at STR116 basis-kollektordiode leder, når STR120/OIC101 under omskiftningsforløbet bliver forspændt negativt mellem basis og emitter, og derved optager en del af signalstrømmen.

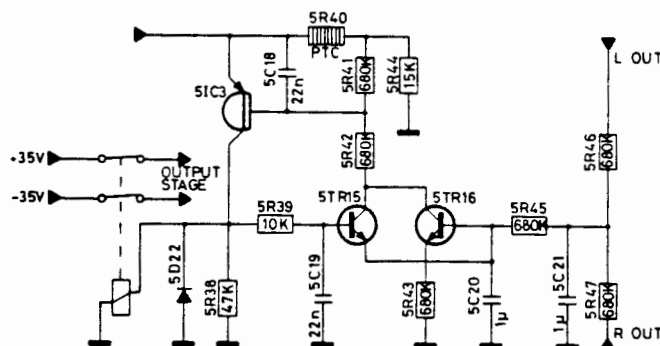


Højtalerbeskyttelseskredsløb

Strømbegrænsningskredsløbet skal beskytte forstærkeren mod overbelastning på grund af kortslutning i højttaleren eller lignende.

Højtalerbeskyttelseskredsløbet afbryder strømforsyningen til udgangsforstærkerne, hvis der opstår DC niveau på udgangen på grund af kredsløbsfejl, og dermed afværges overophedning og beskadigelse af højttaleren.

Endvidere afbryder kredsløbet strømforsyningen til udgangstransistorerne hvis temperaturen på kølepladen, på grund af overbelastning, bliver for høj.



Under normale forhold holdes 5TR15 og 5TR16 spærret.

5TR15 basis holdes på 0 V af 5R39 og 5R38. Emitteren er ligeledes 0 V, da den gennem 5R45 og 5R46/47 er forbundet med udgangene, som under normale driftsforhold DC mæssigt er 0 V. 5TR15 er altså spærret. 5TR16 emitter holdes på 0 V af 5R43 og basis holdes på 0 V sammen med 5TR15 emitter. 5TR15 er således også spærret.

Opstår der imidlertid en tilstrækkelig høj DC spænding på en af udgangene, overføres denne spænding via 5R46 eller 5R47 til føletransistorerne 5TR15 og 5TR16.

Er fejlspændingen positiv, vil 5TR16 forspændes i lederetningen og trække strøm fra +15 V gennem 5R42, 5R41 og 5R40. Der opstår et spændingsfald over 5R41, som vil bringe 5IC3 i lederetningen og trække strøm gennem relæet. Relæet trækker og afbryder forsyningsspændingen til udgangsforstærkerne.

Den positive spænding som derved opstår på 5IC3's kollektor tilføres via 5R39 til 5TR15's basis, som derved holdes ledende. Relæet holdes således aktiveret, indtil apparatet slukkes.

Er den opståede fejlspænding negativ, bringes 5TR15 i lederetningen og aktiverer via 5IC3 relæet.

Dioden 5D22 beskytter 5IC3 mod induktionsspidsjer fra relæspolen.

Overtemperatursikring

PTC modstanden 5R40 er monteret med termisk kontakt til kølepladerne.

Under normale driftsforhold er modstanden lavohmig. Strømmen fra +15 V gennem 5R40 og 5R44 til stel vil da ikke være i stand til at skabe et spændingsfald over 5R40, stort nok til at forspænde 5IC3 i lederetningen.

Stiger temperaturen på kølepladen imidlertid over det tilladelige, øges modstanden nok til, at spændingsfaldet over den kan bringe 5IC3 i lederetningen og derved aktivere relæet.

Samtidig låses kredsløbet fast via 5TR15 og forbliver låst, indtil apparatet har været slukket.

KOMPLEMENTÆR UDGANGMEDDARLINGTON TRANSISTORERDiagramSignalvej

LF-signalet føres via 2C91 til basis af 2TR19, hvor det forstærkes og føres direkte fra kollektor til basis af 2TR20 (DC-kobling), der virker som driver for den komplementære darlington-udgang 2TR22 og 2TR23.

2TR23 forstærker den negative halvperiode af signalet, og 2TR22 forstærker den positive halvperiode af signalet.

For bedre at kunne udstyre 2TR22, indføres medkobling fra udgangen via 2C93, 2R138 til basis af 2TR22.

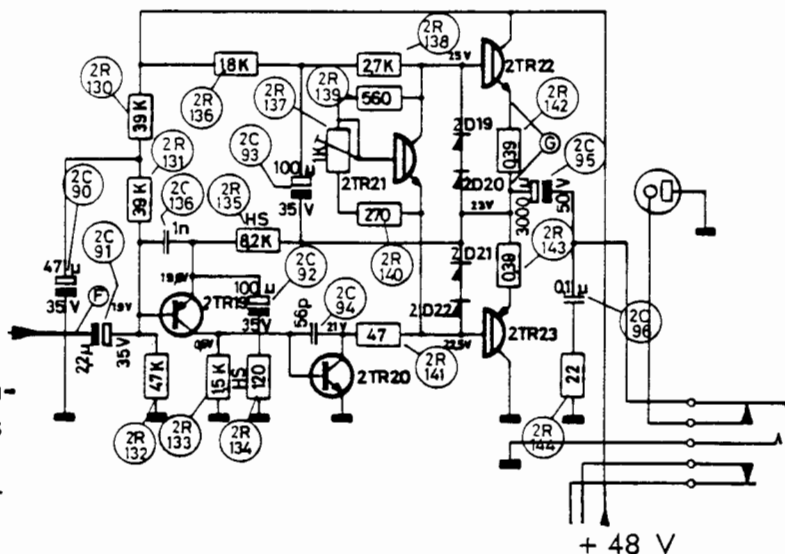
Tomgangsstrømmen indstilles med trimmepotentiometret 2R137, så der måles 10 mV over 2R142, målepunkt G.

2C96 og 2R144 modvirker HT stigende impedans ved stigende frekvens.

2C136 og 2C94 er HF-modkobling og -afkobling.

Temperaturstabilisering af hvilestrøm

Ved stigende temperatur stiger strømmen i 2TR22 og 2TR23. Dette modvirkes med 2TR21, som er monteret på kølepladen til udgangstransistorerne. 2TR21 indgår i forbindelse med 2R140, 2R137 (hvilestrømsjustering) og 2R139, 2TR21 vil ved stigende temperatur trække større strøm, og den totale modstand af parallelforbindelsen $2TR21 // 2R140-137-139$ vil blive mindre; U_B 2TR22 og 2TR23 bliver mindre, hvorved strømmen reguleres ned i udgangen.

Stabilisering af midtpunktsspænding

2TR19 vil via 2R135 føle, hvor stor midtpunktsspændingen er og dermed stabilisere denne.

Eksempel:

Midtpunktsspændingen stiger.

U_E stiger og dermed U_K 2TR19, hvorved U_B 2TR20 stiger, og dermed falder U_K (går med stel). Dette bevirker, at 2TR21 trækker større strøm, og 2TR23 trækker mindre strøm, hvorved midtpunktsspændingen falder.

Elektronisk kortslutnings- og overbelastningsikring

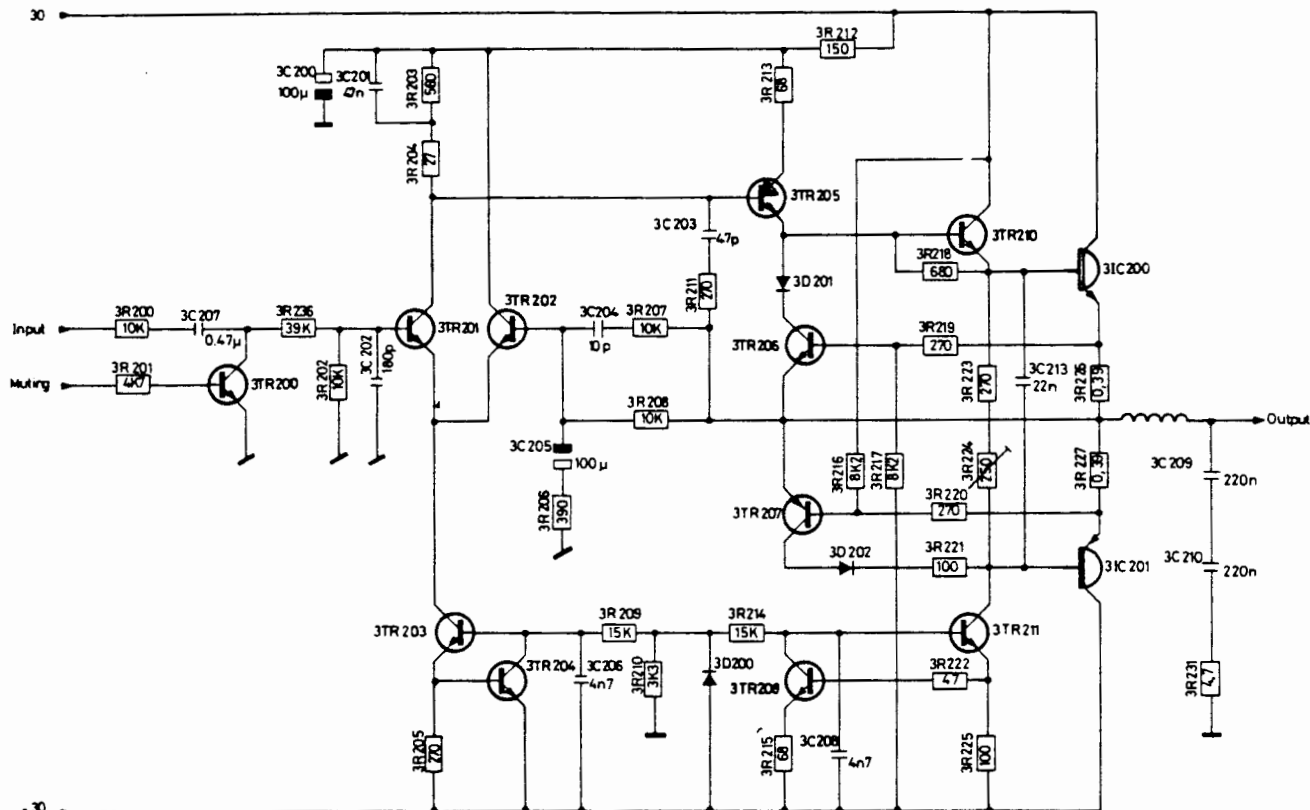
Denne er udført med 2D19-2D20-2D21-2D22. Ved normal drift er dioderne forspændt i spærretretning.

Når strømmen i udgangen overstiger 5A, vil signalet blive klippet, idet dioderne forspændes i lederetningen.

2D21 og 22 leder den positive halvperiode til midtpunktet, hvorved det klippes, og strømmen i udgangen begrænses.

På samme måde vil signalet blive klippet ved den negative halvperiode. Da vil det blot være dioderne 2D19 og 2D20 sammen med 2TR21, som leder.

LF udgang



Udgangsforstærkeren er af split-supply typen og forsynes med ± 30 V. Signalet føres forbi en muting transistor (3TR200) til en differentialforstærker, bestående af 3TR201 og 3TR202. Strømmen i denne differentialforstærker holdes nøjagtig af en konstantstrømsgenerator 3TR203/3TR204. Fra differentialforstærkeren føres signalet til 3TR205 (spændingsforstærker) og 3TR210 (strømførstærker) og videre til udgangstransistorerne 3IC200 og 3IC201. For at opnå en passende konstant tomgangsstrøm i udgangstransistorerne er der indsat en konstantstrømsgenerator 3TR208/3TR211. Den ene af transistorerne i konstantstrømsgeneratoren, 3TR208, er anbragt på kølepladen sammen med udgangstransistorerne for at sikre at tomgangsstrømmen holdes under kontrol ved temperaturstigning i udgangstransistorerne. Tomgangsstrømmen kan justeres med 3R224. Transistorerne 3TR206 og 3TR207 er sikrings transistorer, som beskytter udgangstransistorerne mod en kombination af for stor kollektorstrøm og spænding. Sikringstransistorerne følger på emittermodstandene og forsyningsspændingen og regulerer strømmen, således at udgangstransistorerne ikke går uden for deres tilladte operationsområde.

Udgangseffekt

Udgangseffekten fra en komplementær effektforstærker kan anslås til:

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

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

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

$$P_O = \frac{(1/4 U_{CC}^2)}{2 R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8 R_L}$$

Virkningsgrad

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

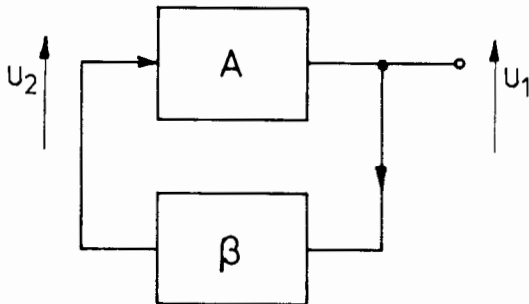
Da der imidlertid går en tomgangsstrøm i udgangstransistorerne, er virkningsgraden mindre end 78,5%.

DISPOSITION

1. Generelt om oscillator
2. Wienbro oscillator
3. Faseskift oscillator

1. GENERELT OM OSCILLATOR

1.1 Blokdiagram af en oscillator



1.2 Blokfunktion

En oscillator er sammenkoblet af en forstærker og et tilbageløbsled.

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

Føres en brøkdelen 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

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

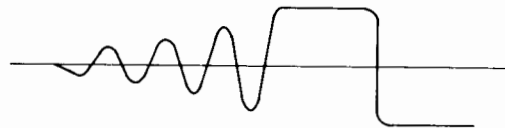
Altså forstærkningen ganget med dæmpningen i β -leddet skal være 1, og fasedrejningen i kredsløbet skal være 0° .

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



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

Udgangssignalet vil ikke være sinusformet.



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.

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

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

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

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

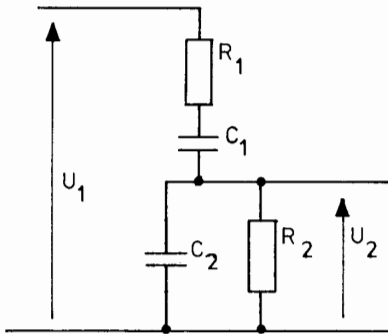


Denne betragtning må ikke give det indtryk, at en oscillator ved en ændring på de frekvensbestemende led går i stå, den ændrer blot frekvens.

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, β -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

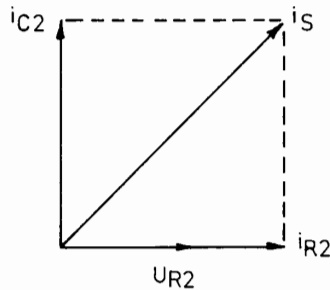
$$R_2 // X_{C_2} = Z_2$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{R \sqrt{2} + \frac{R}{\sqrt{2}}} \quad \text{Ganges igennem med } \sqrt{2} \text{ findes:}$$

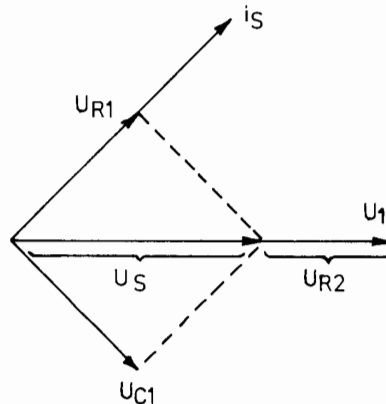
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{2R + R} = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

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.



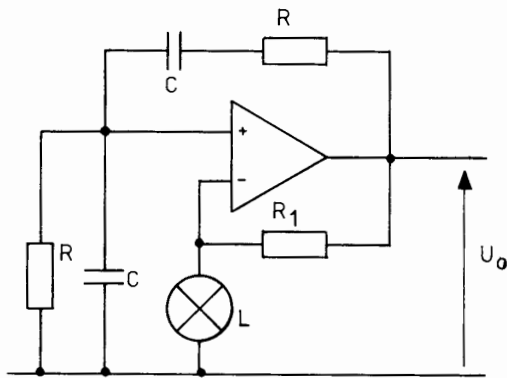
Sumstrømmen, i_S , er den samme, som gennemløber R_1 og C_1 , spændingen over R_1 er i fase med i_S , spændingen over C_1 er 90° bagefter i_S , sumspændingen U_S af U_{R_1} og U_{C_1} er i fase med U_{R_2} .



Da $U_2 = U_{R_2}$, 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° .

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.

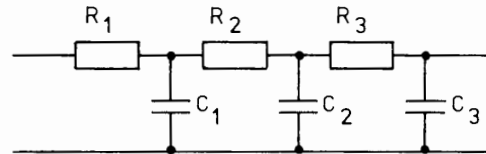
3. FASESKIFT OSCILLATOR

3.1 Faseskift netværk

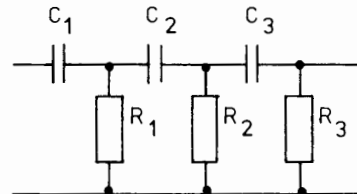
Et faseskift netværk kan være udformet på forskellig måde.

De almindeligst anvendte er:

3 leds RC filter



eller CR filter

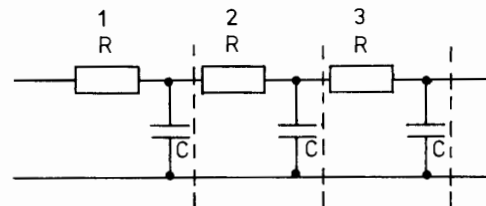


Netværket har til opgave at dreje fasen 180° .

Belaster de tre led ikke hinanden skal fasedrejningen i hvert led være 60° .

Frekvensen, hvor fasedrejningen er 60° , er $\sqrt{3}$ gange højere end f_0 ved RC led og $\sqrt{3}$ gange lavere ved CR led.

3.2 RC led



Belaster RC leddene hinanden, er der ikke samme fasedrejning i hvert led.



Er modstandene af samme størrelse og kondensatorerne af samme størrelse, bliver fasedrejningen 180° ved frekvensen, der er $\sqrt{6}$ gange f_0 for ét RC led.

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

3.3 CR led

Ved CR leddet er frekvensen $\sqrt{6}$ gange mindre end f_0 for ét RC led.

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

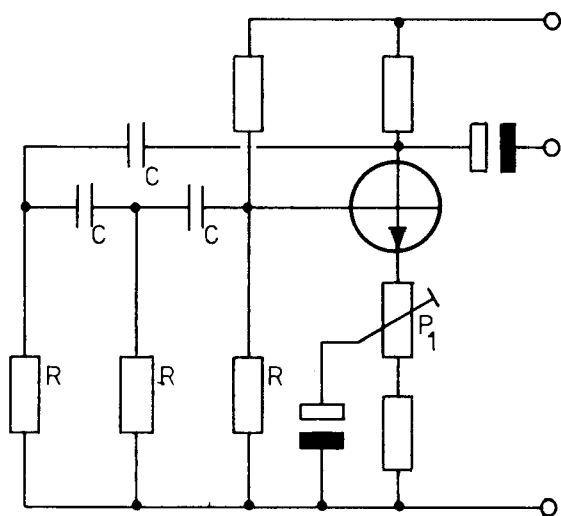
3.4 Forstærkning

Forstærkeren skal ophæve netværkets dæmpning og dreje fasen 180° .

Dæmpningen i et faseskiftenetværk er 29,1 gange, hvor fasen er drejet 180° .

Forstærkningen skal være 29,1 gange eller 29,3 dB.

3.5 Diagram



Med P_1 justeres afkoblingen på emitteren og dermed forstærkningen i transistoren.



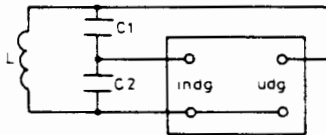
Oscillatoren er en elektronisk vekselstrømsgenerator, der kan arbejde ved meget høje frekvenser.

De typer, der har interesse ved sendere og modtagere, er LC oscillatorer, idet oscillatorer med RC afstemning sjældent bruges til frekvenser over 100 kHz.

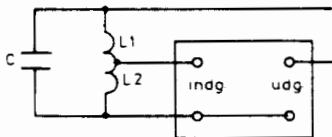
Oscillatoren består af:

1. En forstærker
2. Et afstemningsled
3. En medkobling
4. En forstærkningsregulering

Colpitts-oscillator



Hartley-oscillator



Når en svingningskreds slås an, frembringes der en dæmpet svingning. Dæmpningen skyldes udstråling fra kredsen, samt effekt-tab i svingningskredsen.

For at vedligeholde svingningens størrelse, dvs. erstatte svingningskredstab, tilslutter man kredsen til en forstærker.

Forstærkeren styres af et signal, der kobles tilbage fra svingningskredsen. Denne tilbagekobling skal være en medkobling for at kunne vedligeholde svingningens størrelse.

Svingningsbetingelse

For at en oscillatoropstilling skal kunne svinge, skal sløjfeforstærkningen, dvs. transistorens forstærkning gange tilbagekobling, være tilstrækkelig stor.

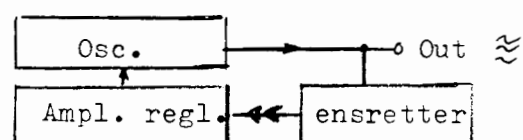
Svingningsbetingelsen er $A \cdot \beta = 1$.

Hvis f.eks. A er for lille, vil svingningen dø ud, idet tabene i svingningskredsen ikke bliver erstattet.

Hvis A er for stor, vil svingningen vokse i amplitude, idet svingningskredsen bliver tilført mere end, der tabes ved udstråling og effekt-tab. Svingningerne vil vokse i amplitude, indtil forstærkeren går i mætning.

Kredsløbet indeholder en forstærkningsregulering, der i enkle opstillinger oftest opnåes ved at forstærkerelementet (transistoren) arbejder i klasse C. Ved DC-clampning v. hj. a. basis-emitterstrækket varieres transistorens åbningsvinkel, så svingningsbetingelsen opfyldes.

Forstærkerelementets DC-arbejdsbetingelser skal derfor dimensioneres så oscillatoren svinger sikkert med lavest muligt antal harmoniske. Ved krav om stor amplitudestabilitet, anvendes flertrinsekobling med reguleringsloop:



Svingningsbetingelsen kontrolleres nemmest ved at mindske forsynings-spændingen og kontrollere, om oscillatoren stadig svinger.



Frekvensstabilitet

Oscillatorer i sendere og modtagere skal være frekvensstabile. Stabiliteten angives i ppm, parts per million.

Opgives f.eks. en oscillator, der svinger på 10 MHz at have en stabilitet på ± 10 ppm, betyder det, at oscillatoren højst ændrer svingningsfrekvensen med ± 100 Hz.

Ved konstruktionen af oscillatorer anvender man svingningskredse med så stort Q som muligt, således at man får en stor selektiv forstærkning.

Man anvender komponenter med meget små temperaturkoefficienter, og oscillatoren opbygges mekanisk på en sådan måde, at rystelser ikke ændre oscillatorfrekvensen (mikronfoni).

Opbygges en LC oscillator af komponenter med en nogenlunde godhed, kan en frekvensstabilitet på 1.000 ppm opnås.

Bruges temperaturkompenserede komponenter, kan en stabilitet på mellem 100 - 10 ppm opnås.

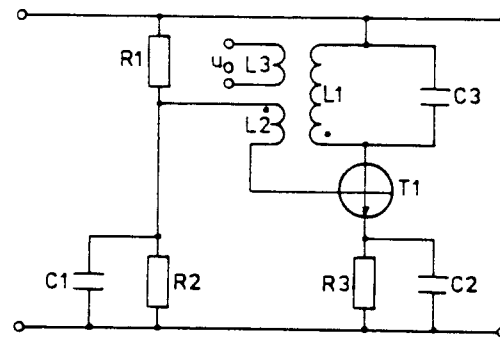
LC oscillatorer kan inddeles i to hovedgrupper:

1. Induktivt koblede oscillatorer.
2. Trepunktoscillatorer

Induktivt koblet oscillator

I induktivt koblede oscillatorer etableres medkoblingen ved gensidig induktiv kobling mellem to spoler, hvoraf den ene indgår i en afstemt kreds.

På den viste oscillator kobles signalet fra kollektorkredsen til basen via en spole L_2 .



Den ene side af L_2 er lagt til stel via C_1 , den anden side er ført til basen af T_1 .

Spolen L_2 er koblet således sammen med L_3 , at en positiv halvperiode på kollektoren giver en negativ halvperiode på basen, herved er medkoblingen etableret.

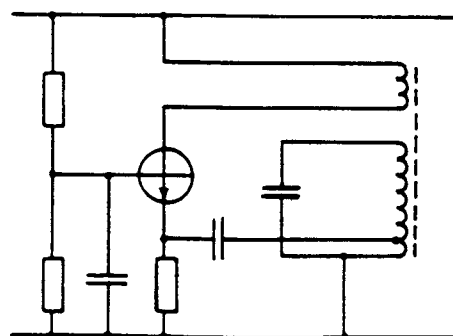
Signalet på basen forstærkes og fasevendes af transistoren. Transistoren tilfører svingningskredsen lige så meget energi, som kredsen taber ved udstråling og tabsmodstande.

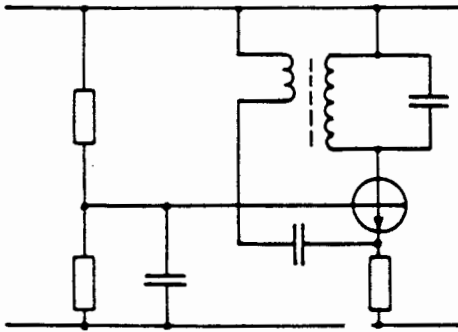
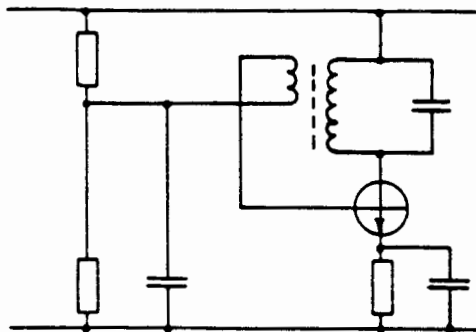
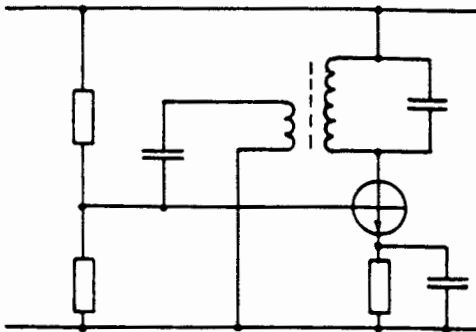
Forspændingen til basen etableres af modstandene R_1 og R_2 og tilføres basen via L_2 .

Den induktivt koblede oscillator kan anvendes op til ca. 30 MHz.

Kredsløbseksempler:

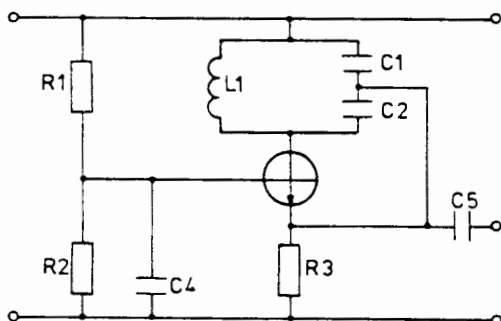
Fælles basis



Fælles emitterTrepunktoscillator

Af oscillatorer med trepunktkobling findes to hovedtyper Colpitt og Hartley.

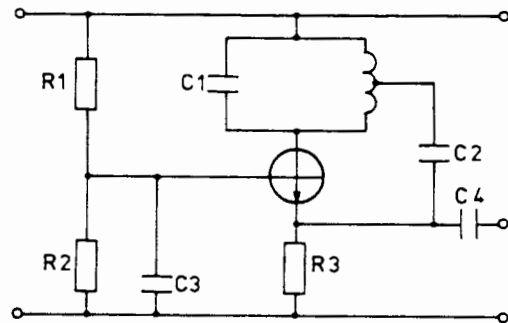
På Colpitt-oscillatoren etableres medkoblingen ved et kapacitivt udtag på svingningskredsen.



Spændingen over C_1 føres til emitteren på transistoren.

Da transistoren er en basisjordnet forstærker, forstærkes det tilførte signal med 0 graders fasedrejning fra emitter til kollektor, hvilket giver medkobling.

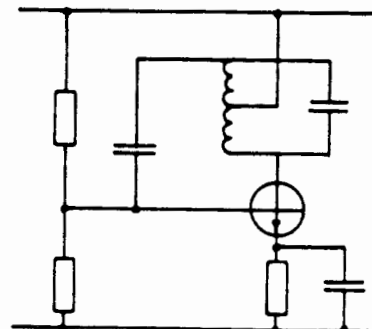
På Hartley-oscillatoren etableres medkoblingen ved et udtag på spolen i svingningskredsen.

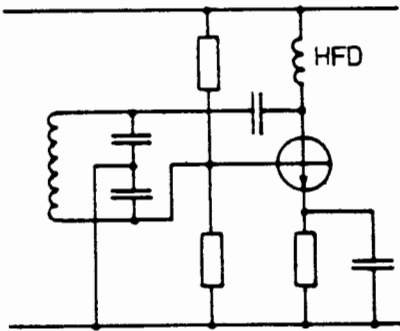
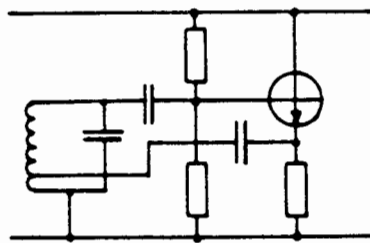
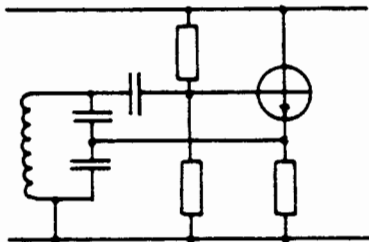


C_2 er en overføringskondensator, der DC mæssigt isolerer emitter fra kollektorkreds.

Transistorens indre kapaciteter skal have mindst mulig indflydelse på oscillatoren, derfor bruger man kredse med højt Q , således at man kun behøver en svag kobling mellem svingningskredsen og indgangen på forstærkeren.

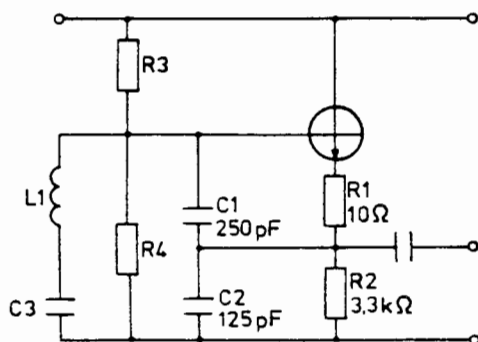
Kredsløbseksempler:

Fælles emitter

Fælles kollektorClapp-oscillator

Denne oscillator type bygger på Colpitt-princippet med kapacitiv spændingsdeling.

I Clapp-oscillatoren er der foruden de to kondensatorer C_1 og C_2 , anbragt en lille kondensator C_3 i serie med spolen.



Resonansfrekvensen fås, når

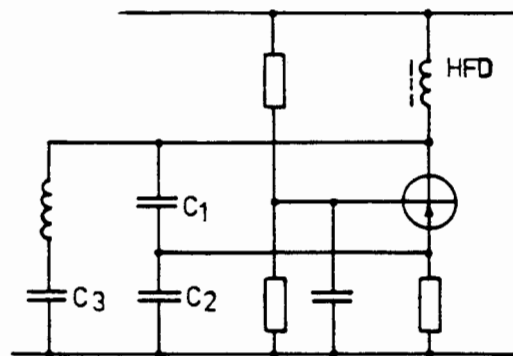
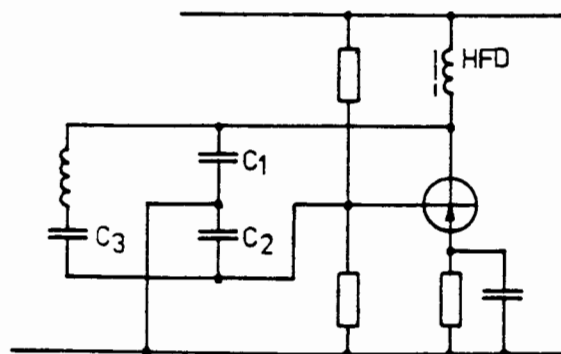
$$X_{C_1} + X_{C_2} + X_{C_3} = X_L$$

Er C_3 meget mindre end C_1 og C_2 , vil X_{C_3} være meget større end $X_{C_1} + X_{C_2}$, og man vil tilnærmert kunne skrive

$$X_{C_3} \cong X_L$$

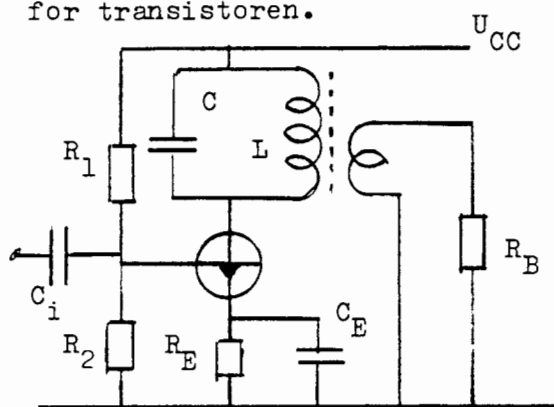
Når spændingsdelerkapaciteterne C_1 og C_2 kan gøres vilkårligt store, ses det, at transistorens indre spændingsafhængige kapaciteter vil få en meget ringe indflydelse på resonansfrekvensen, og man vil have en oscillator med bedre frekvensstabilitet.

En anden fordel vil være, at C_3 kan varieres, uden at dette vil få nævneværdig betydning for tilbagekoblingsforholdet, som er bestemt af C_1 og C_2 . Det forhold kan f.eks. være 1:3 eller 1:10.

Kredsløbseksempler :BasisjordetEmitterjordet

Alment.

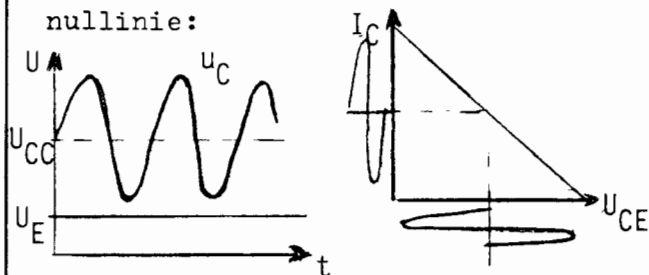
Selektiv forstærkning kan, som det fremgår af figur 1, opnåes ved at indskyde en svingningskreds som arbejdsmodstand for transistoren.

DC-forhold.

Arbejdspunktsstabiliseringen kan udføres sædvanlige principper. På grund af spolens lave DC-modstand bliver $U_C \approx U_{CC}$. Er f. eks. spolens modstand $r_{cu} = 5\Omega$ og $I_E = 2\text{mA}$, er DC-spændingsfaldet; $I_E \cdot r_{cu} = 2\text{mA} \cdot 5 = 10\text{mV}$.

AC-forhold.

Bemærk at kollektorvekselspændingen u_C ligger med U_{CC} som nullinie:



Transistoren skal derfor kunne arbejde med $U_{CE} \approx U_{CC} + u_{Cp}$.

Spændingsforstærkningen er:

$$A_{uBC} = 40 I_E \cdot R_C'$$

hvor R_C' er parallelforbindelsen af: h_{oe}^{-1} transistorens udgangsmodstand

Kredsens resonansmodstand $Z_{res} = Q_t \cdot X$.

Den efterfølgende belastning, her $R_B' = R_B \cdot N^2$

$$R_C' = h_{oe}^{-1} // Z_{res} // R_B'$$

Beregningseksempel:

Givet $C = 2,2\text{nF}$ og $f_r = 450\text{kHz}$.

Spolens serietabsmodstand 2Ω .

Omsætningsforholdet $N = 3$.

$h_{oe} = 40\mu\text{S}$. $R_B = 2\text{K}\Omega$.

$U_E = 3\text{V}$. $R_E = 1,5\text{K}\Omega$.

Spolens selvinduktion:

$$L = \frac{25,3\text{m}}{f^2 \cdot C} = \frac{25,3\text{m}}{450\text{K}^2 \cdot 2,2\text{n}} = \underline{56,8\ \mu\text{H}}$$

Kredsens resonansreaktans:

$$X = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{56,8\mu}{2,2\text{n}}} = \underline{161\Omega}$$

Spolegodhed \approx kredsgodhed:

$$Q_t = \frac{X}{r} = \frac{161}{2} = \underline{80,5}$$

Kredsens resonansmodstand:

$$Z_r = X \cdot Q_t = 161 \cdot 80,5 = 12960\Omega \rightarrow \underline{13\text{K}\Omega}$$

Omregnet tabsmodstand:

$$R_B' = R_B \cdot N^2 = 2\text{K} \cdot 3^2 = \underline{18\text{K}\Omega}$$

Transistorens kollektorimpedans:

$$R_C' = h_{oe}^{-1} // Z_r // R_B' = 40\mu^{-1} // 13\text{K} // 18\text{K} = \underline{5,79\text{K}\Omega}$$

Forstærkningen basis/kollektor:

$$A_{uBC} = 40 I_E \cdot R_C' = 40 \frac{3}{1,5\text{K}} \cdot 5,79\text{K} = \underline{463\text{gg}}$$

Forstærkningen basis/belastning:

$$A_{uBR_L} = 463 N^{-1} = 463 \cdot 3^{-1} = \underline{154\ \text{gg}}$$

Overalt i den moderne teknik anvendes reguleringssteknik. Denne er, som navnet siger, en teknik, hvor man eksempelvis i stabiliseringsprocesser med et føle-kredsløb overvåger en tilstand, og ved uønsket tilstandsændring, foretager en efterregulering tilbage mod den eksisterende tilstand.

For at forstå eksisterende reguleringsformer belyses disse med simple og letforståelige eksempler:

Figur 1 viser en vandbeholder, hvor man ønsker at holde vandstanden på et bestemt niveau ved at regulere på beholderens tilgangsventil. Ventilen i afgangens symboliserer forbruget. Med svømmeren kontrolleres vandstanden i beholderen, og ud herfra reguleres ventilen i tilgangen.

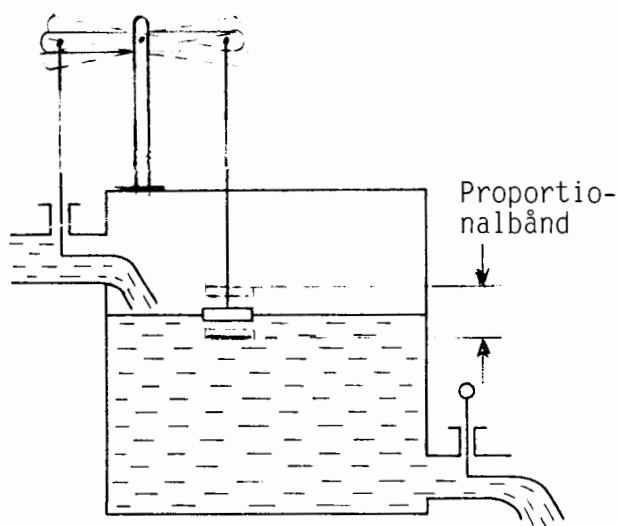
Hvis niveauet falder på grund af øget forbrug, vil svømmeren gå ned, og ventilen i tilgangen vil åbne lidt mere end før og regulere mere vand til beholderen, og herved forsøge at udligne det øgede forbrugs indflydelse på niveauet. Eksemplet illustrerer det, man kalder proportional-regulering. Eller blot P-regulering.

Karakteristisk for P-reguleringen er, at til en bestemt stilling af måleorganet - her svømmeren - svarer en bestemt stilling af kontrolorganet - her ventilen. Ventilens stilling er proportional med den opståede afvigelse.

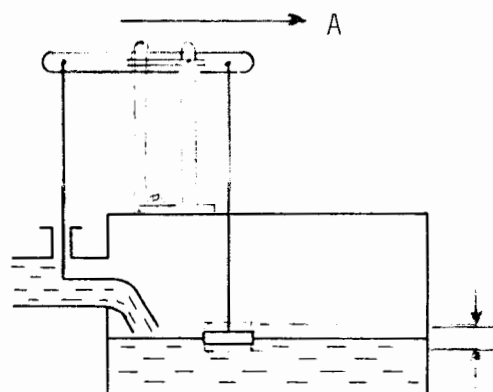
Det ses umiddelbart, at ved et stort forbrug vil vandstanden være lavere end den ønskede, og ved intet forbrug vil vandstanden være højere end ønsket. Forskellen, der er mellem den kontrollerede størrelse - her vandstanden - når ventilen er helt åben og helt lukket, kaldes proportionalbåndet.

Den højde, hvori vandspejlet faktisk befinder sig på et givet tidspunkt under konstante forhold, kaldes kontrolpunkt. Den højde, man har indstillet regulatoren til at holde kaldes sæt-punktet. Forskellen mellem sæt-punktet og kontrolpunktet kaldes varig afvigelse. Varig afvigelse forekommer ved enhver proportionalregulering.

I figur 2 er indført en justereanordning, så man kan flytte vægtstangens omdrejningspunkt, og herved gøre



Figur 1.



Figur 2.

regulatoren mere følsom. Flyttes omdrejningspunktet mod punkt A, vil en lille vandring af svømmeren (kontrolpunktet) give en kraftig vandring af ventilen. Herved indsnævres proportionalbåndet, den varige afvigelse bliver mindre. Regulatoren regulerer bedre.

Man kan nu forestille sig, at man gør regulatorens følsomhed meget stor, så den varige afvigelse bliver meget lille. Måske så lille at den ikke er målelig. Hermed har man jo lavet en ideel regulator.

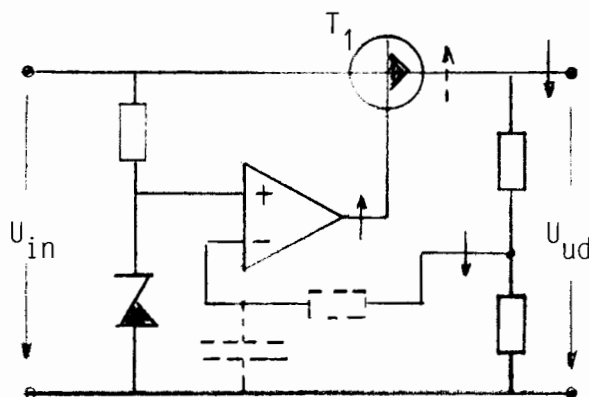
Det går bare ikke så nemt i praksis. Forøges følsomheden til et bestemt punkt, vil regulatoren blive ustabil. Den begynder at svinge (oscillere, pendle). Dette skyldes, at det vand, ventilen lader passere, først efter en vis tid vil blive registreret af svømmeren. Det er altså tidsforsinkelsen der er skyld i miseren.

Man må nøjes med en bestemt grænse for følsomheden, hvilket betyder, at proportionalbåndet ikke kan blive uendeligt lille, og der vil stadig være en varig afvigelse.

Disse forhold gælder også for elektriske kredsløb.

Elektrisk P-regulering

Tegningen viser en elektrisk kobling, der har til opgave at holde udgangsspændingen U_{ud} konstant. Hvis man har en ustabiliseret spænding U_{in} , som vil variere uønsket med belastningen, kan man indføre transistoren T_1 i serie med U_{in} . T_1 kan betragtes som en variabel modstand, der i korrekt variation med belastningen kan holde U_{ud} konstant.



Figur 3.

Virkemåden er vist med pile, der angiver at faldende U_{ud} omgående vil øge U_{B-T_1} , så T_1 trækker større strøm, og hermed optræder som en mindre modstand. Gøres forstærkningen i operationsforstærkeren meget stor, bliver proportionalbåndet meget smalt. Der er bare den ulempe her som ved vandbeholderen, at når følsomheden er stor, vil kredsløbet blive ustabil og begynde at oscillere med høj frekvens.

Dette kan klares ved at afkoble med en kondensator som skitseret, men det dæmper samtidig hastigheden af selve reguleringen, så man må indstille sig på et kompromis mellem dæmpning og hastighed.

Ovenstående kredsløb kan uden betydende ændringer anvendes som regulator til en jævnstrømsmotor, idet motorens omdrejningstal kan reguleres ved at regulere strømmen gennem ankeret. Se figur 4.

Her er det tacometer-generatoren, som fortæller, hvordan det står til på processens udgang.

Her gælder igen, at der ikke kan ske nogen regulering, før en afvigelse har fundet sted. Ved øget belastning vil motoromdrejningstallet falde, tacometer-generatoren afgiver mindre spænding, og som pilene viser, får motoren større spænding og hermed større ankerstrøm.

Vi har stadig en P-regulering, da man ikke når samme tilstand som

før motorbelastning. Når motoren skal have større ankerspænding ved belastning, skal regulatoren have besked om dette, og det kan kun ske ved at tacometer-generatoren giver mindre spænding fra sig. Dette betyder at motoren må køre langsommere end før belastning.

Jo større reguleringsforstærkning, jo mindre afvigelse vil der forekomme fra det ønskede omdrejningstal (smalt proportionalbånd). Men som før nævnt, kan man ikke gøre reguleringsforstærkningen uendelig stor, uden at kredsen vil begynde at svinge (pendle).

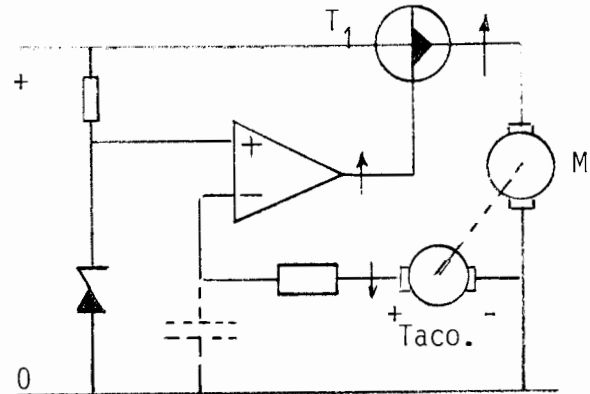
Integralregulering.

Figur 5 viser en anden type regulering kaldet integralregulering. Eller blot I-regulering. Som tidligere beskrevet skal niveauet i beholderen holdes konstant uanset forbruget ved regulering på tilgangsventilen.

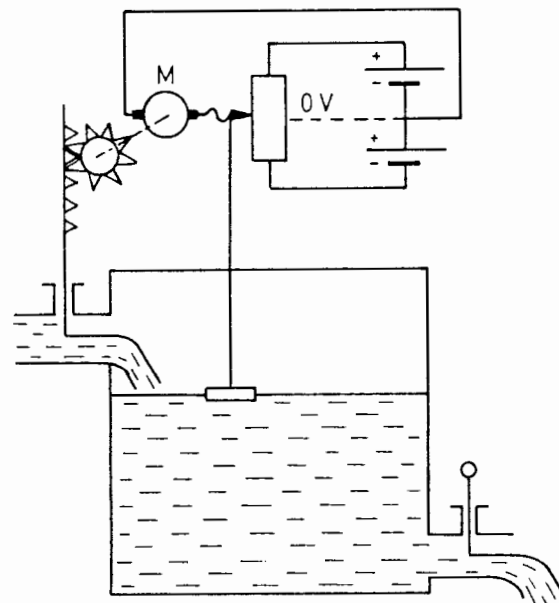
Virkemåden er følgende:

Ved kraftigt forbrug falder vandstanden i beholderen. Svømmeren går tilsvarende ned og trækker armen på potentiometeret mod minus. Motoren får stor spænding og kører med høj

hastighed trækker ventilen op og øger tilstrømningen til beholderen. Vandstanden stiger i beholderen, svømmeren går opad, og potentiometeret går mod nul. Motoren går derfor langsommere og langsommere, indtil svømmeren har løftet potentiometerarmen til 0 V. Motoren står stille, den ønskede vandstand er nået, men det tager sin tid med integralreguleringen at opnå den ønskede tilstand.



Figur 4.



Figur 5.



Der er ikke nogen varig afvigelse, når integralreguleringen er faldet til ro. Tilgangsventilen kan have en hvilken som helst stilling i hviletilstand, i modsætning til proportionalregulatoren, hvor ventilens stilling er nøje afhængig af vandstanden.

Integralreguleringen har til gengæld den ulempe at den meget nemt bliver ustabil, den begynder at svinge (pendle). Potentiometerarmen går forbi nul-punktet og vender omløbsretningen til motoren. Årsagen til dette er den tid, der går fra svømmeren har konstateret det rigtige niveau, til tilgangsventilen har lukket tilpas. Det vand, som står i tilgangsrøret fra tilgangsventilen, vil løbe, selv om tilgangsventilen er lukket, og forårsager en stigning i niveau over sætpunktet. Dette får ventilmotoren til at lukke tilgangsventilen noget mere, og svingningen er i gang.

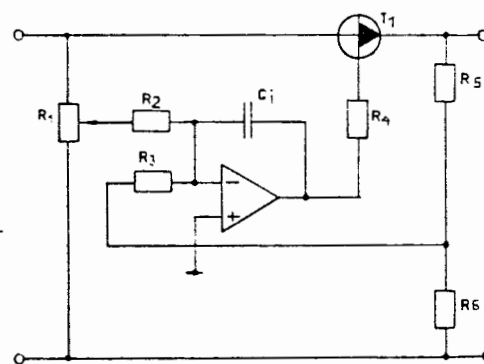
Integralreguleringen regulerer på en sådan måde at der ingen varig afvigelse er på sætpunktet. Den er relativt længe om at nå sætpunktet og går let i sving. Der er ikke tale om noget proportionalbånd.

I stedet kan man karakterisere integralreguleringen ved størrelsen af den afvigelse fra sætpunktet, som kontrolpunktet (faktisk værdi) skal have for at få kontrolmotoren til at gå med størst mulig hastighed. Denne afvigelse kaldes reguleringsbåndet.

Det tidsrum, som kontrolmotoren bruger - ved størst mulig hastighed - for at nå fra den ene endestilling af reguleringsbåndet til den anden, kaldes stille-tiden. Denne kan ved mekaniske regulatorer være af minutters eller halve timers varighed, medens den ved halvlederregulatorer oftest er af størrelsesordenen få milli- eller usec.

Eksempel, elektrisk integralregulering.

Figur 6 viser en spændingsregulator, som teoretisk vil kunne holde spændingen konstant på udgangen. Med passende indstilling af R_1 indføres en negativt gående ændring på U_{in} , hermed kan proportionalbåndet for den viste tilbagekoblingsløkke elimineres til 0. Udgangen på operationsforstærkeren vil have vanskeligt ved at finde en hviletilstand og vil svinge omkring sætpunktet. Spændingssvinget registreres af T_1 . Udgangsspændingen svinger og via spændingsdeleren føres dette til forstærkerindgangen, og på en frekvens, hvor tidsforsinkelser medfører at DC-modkoblingen ændres til medkobling, vil hele kredsløbet gå i sving. Dette kan forhindres med C_i , men jo større denne er, des længere bliver indsvingningstiden for kredsløbet.



Figur 6.

Man må altså indgå et kompromis mellem tid for udligning af fejl og dæmpning af svingninger.

Konklusion: Integralreguleringen regulerer fejlen til nul. Den er relativt længe om det. Den har tendenser til at gå i sving. Integralreguleringen har kun den fordel, at en eventuel fejl fuldstændig elimineres. Ulemperne må man så kompensere for på anden vis. Eksempelvis ved at kombinere reguleringsformerne.

PI-regulator.

I PI-regulatorerne kan man forene de bedste egenskaber fra hver af de to principper.

Tegningen viser, hvordan man ved hjælp af en operationsforstærker kan lave en kobling med PI-karakter. Anvendes PI-regulatoren som spændingsregulator er virkemåden som følger:

ved belastning vil både U_{in} og U_{ud} falde. Faldet i U_{ud} modvirkes omgående via føleren med proportionalregulering, da operationsforstærkeren med R_2 og R_3 er koblet som inverterende proportionalforstærker. Afhængig af forstærkningen vil P-delen øjeblikkelig udligne fejlen til lidt mere end 0, da det er en proportionalregulator. Fejlen er næsten øjeblikkeligt fjernet, og nu træder integraldelen i funktion og udligner langsomt fejlen til 0, idet faldet i U_{in} via R_1 tilføres operationsforstærkeren. C_1 skal dimensioneres så I-reguleringen virker hurtigst muligt, uden at opstillingen går i sving. Igen et kompromis mellem hurtighed og sving.

Konklusion om P- og I-regulering:
P-reguleringen reagerer lynhurtigt, men kan ikke udligne fejl til 0. I-reguleringen kan udligne fejl til 0, men er relativt længe om det. P-reguleringen er derfor den bedste dynamiske regulator. Altså bedst til at regulere, når der sker ændringer i processen hele tiden. I-reguleringen er den bedste statiske regulator. Altså bedst til at regulere, når der ingen ændring, eller kun meget få ændringer sker med lang tid imellem.

Konklusion om P- og I-regulering:

P-reguleringen reagerer lynhurtigt, men kan ikke udligne fejl til 0.

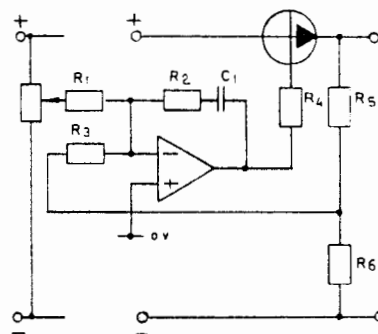
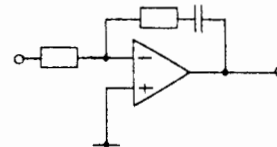
I-reguleringen kan udligne fejl til 0, men er relativt længe om det.

P-reguleringen er derfor den bedste dynamiske regulator. Altså bedst til at regulere, når der sker ændringer i processen hele tiden.

I-reguleringen er den bedste statiske regulator. Altså bedst til at regulere, når der ingen ændring, eller kun meget få ændringer sker med lang tid imellem.

Den sidste reguleringsform, der skal omtales her, er en regulering, der alene reagerer på ændringer i en tilstand. En sådan regulering kaldes differentialregulering, eller blot D-regulering.

Den princip er vist i figur 8 på omstående side.



Figur 7.

En ændring i niveauet vil påvirke tilgangsventilen, medens det konstante niveau er adskilt fra ventilen via den vædskefyldte beholder med stemplet.

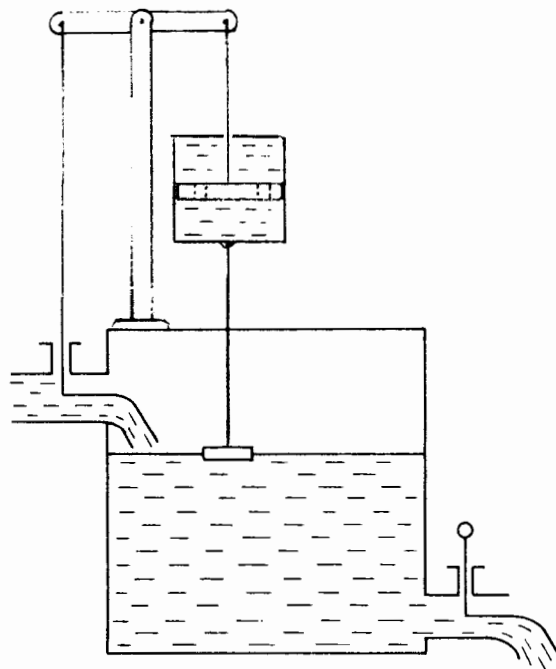
Reguleringen griber således kun ind ved ændringer, og processen kan udmærket have forkeret niveau, uden at regulatoren søger at korrigere.

Differentialreguleringen kan således ikke bruges alene, men må kombineres med proportional- og/eller integralregulering.

Bemærk at anlægget virker på den måde, at en pludselig ændring af niveauet,

ved øget forbrug, øjeblikkeligt får svømmeren til at gå nedad. Jo hurtigere ændring, des bedre vil stemplet i cylinderen følge med.

Ved langsom ændring af niveauet, vil vædsken i cylinderen kunne nå gennem stemplets små huller, så tilgangsventilen ikke regulerer. Niveauet kan altså ændre sig, uden at regulatoren træder i kraft. D-reguleringen kaldes undertiden for "regulator med forvirkning".

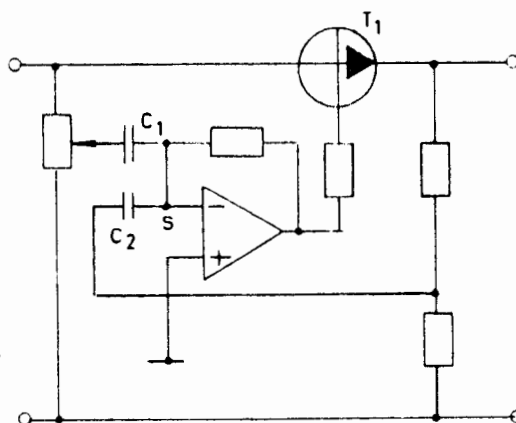


Figur 8.

Eksempel med D-regulering.

Hvis vi indfører differentialregulering på den efterhånden velkendte spændingsregulator, vil den se ud, som vist på tegningen.

Langsomme ændringer på U_{in} og U_{ud} giver ingen regulering, da kondensatorerne kan nå at ændre ladning i takt med ændringen. Da kondensatorerne overfører hurtige (dynamiske) ændringer, virker regulatoren med fuld virkning på disse. Jo hurtigere, der sker en eller anden forstyrrelse eller styring, desto kraftigere griber differentialreguleringen ind. Da D-reguleringen ikke regulerer på varige ændringer, kombineres den altid med en af de førnævnte regulatorer, til eksempelvis: PD-, ID- eller PID-regulator.



Figur 9.

Ved kombination af de tre reguleringsformer (PID-regulering), kan man forene de tre typers bedste egenskaber og bringe deres ulemper på minimum.

En PID-regulering er i realiteten den mest naturlige, og det er faktisk en sådan, en øvet person udfører på et manuelt styret anlæg. Her anskueliggjort ved en person i brusebad.

Er vandtemperaturen indstillet på det for vedkommende mest behagelige, og er temperaturen konstant, kan badet nydes i ro.

Begynder naboen nu at fylde sit badekar med varmt vand, vil der optræde en dynamisk tilstand i brusevandets temperatur.

Dette vil vor brusebader straks forsøge at regulere tilbage til den behagelige statiske tilstand fra før. Hvordan - ved PID-regulering.

Hvis temperaturen er faldet kraftigt, drejer vedkommende lynhurtigt op for den varme hane, længere end den egentlig skal stå, og til sidst finindstilles til den rette temperatur.

Procesrækkefølgen er ikke PID-regulering, men DPI-regulering. Det vil altid være i DPI-rækkefølgen, reguleringen skal ske.

Navnet PID-regulering er tilfældig, måske valgt, fordi det falder lettere på tungen.

Analysere vi omtalte bruseregulering, ses at vedkommende straks forsøger at kompensere integralvirkningens langsomme karakter ved at give processen en hurtig og egentlig for kraftig regulering lige i starten. Stopper denne kraftige regulering, før temperaturen bliver for høj, (medens det varme vand er på vej i bruserøret), og derefter finindstiller til ønskede forhold som før tilstandsændringen.

Elektrisk PID-regulering.

Til slut ser vi på et kredsløb, der indeholder alle tre reguleringsformer. Som figuren viser, skal en motor reguleres til et konstant omdrejningstal.

P-reguleringen er tidligere beskrevet. I-reguleringen

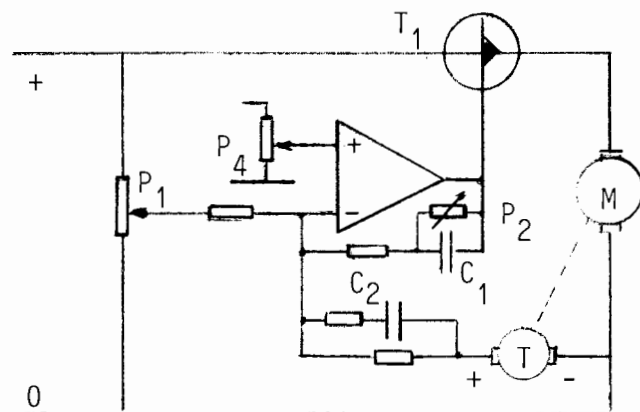
sker via P_1 med C_1 som den

integrerende dæmpning. D-reguleringen er indført med C_2 .

Med P_4 indstilles det ønskede omdrejningstal. Drejes P_4 opad, skal motoren løbe hurtigere for større tæcospænding til operationsforstærkeren.

Med P_1 indstilles integralreguleringen og med P_2 indstilles proportionalreguleringens forstærkning.

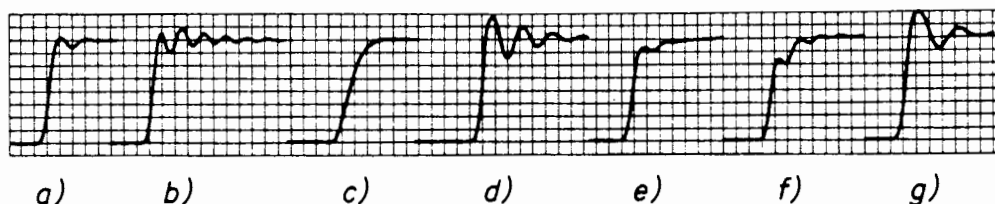
Den største tilstandsændring forekommer ved motorstart, hvor man hurtigst muligt ønsker en statisk tilstand.



Figur 10.



Figur 11.



De afbildede kurver viser indsvingningen i form af omdrejningstallet som funktion af tiden. Taco-generatorspændingen vil være proportional med denne.

I starten styrer P-reguleringen motoren med en meget kraftig strøm. Ved det heraf hurtigt stigende omdrejningstal, virker D-reguleringen med til at indsvingningen forløber optimalt med en enkelt svingning som i kurve a. der viser en optimal indstilling af kredsløbet.

I kurve b. er proportionalforstærkningen for kraftig, systemet har for lang indsvingningstid.

I kurve c. er proportionalforstærkningen for lav. Det tager for lang tid at få motoren op i omdrejninger, da startstrømmen ikke reguleres kraftigt nok.

I kurve d. har integraldæmpningen med C_1 for lille virkning. C_1 skal være større.

I kurve e. er C_1 til gengæld for stor.

I kurve f. er C_2 i differentialreguleringen for lille, medens den i kurve g. er for stor.

MÅLING AF FORVRÆNGNING.**Klirmåling**

Klirfaktoren er forholdet mellem overtonernes effektivværdi og hele signalets effektivværdi, når forstærkeren påtrykkes en sinus-spænding.

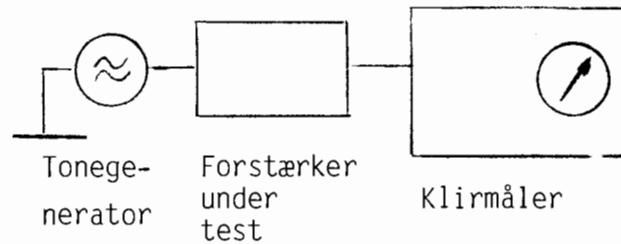
Klirfaktoren udtrykkes ofte i %

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{\sqrt{(u_1)^2 + (u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}} \cdot 100$$

hvor u_1 er effektivværdien af grundfrekvensen, u_2 er effektivværdien af 2. harmonisk, osv.

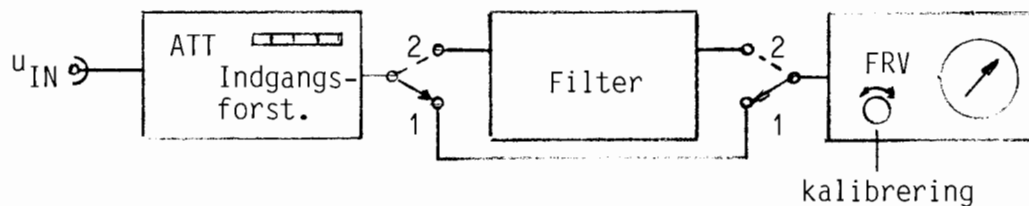
Ved klir under 10% kan udtrykket tilnærmet se således ud:

$$k = \frac{\sqrt{(u_2)^2 + (u_3)^2 + (u_4)^2}}{u} \cdot 100$$

Måleopstilling.

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:

$$k = \frac{\text{overtonernes effektivværdi}}{\text{hele signalets effektivværdi}} \cdot 100$$

Blokdiagram klirmåler

1. Med omskifteren i stilling 1 indstilles meteret til 100 % v. hj. a. attenuator og kalibreringsindstilling.
2. Filteret indskydes og indstilles, så grundtonen undertrykkes mest muligt.
3. På meteret aflæses klirprocenten, idet man med en veldefineret forstærkning og med omskiftning kan øge meterfølsomheden, så der vises fuldt udslag helt ned til f. eks. 0,1 % klir.

Ulemper:

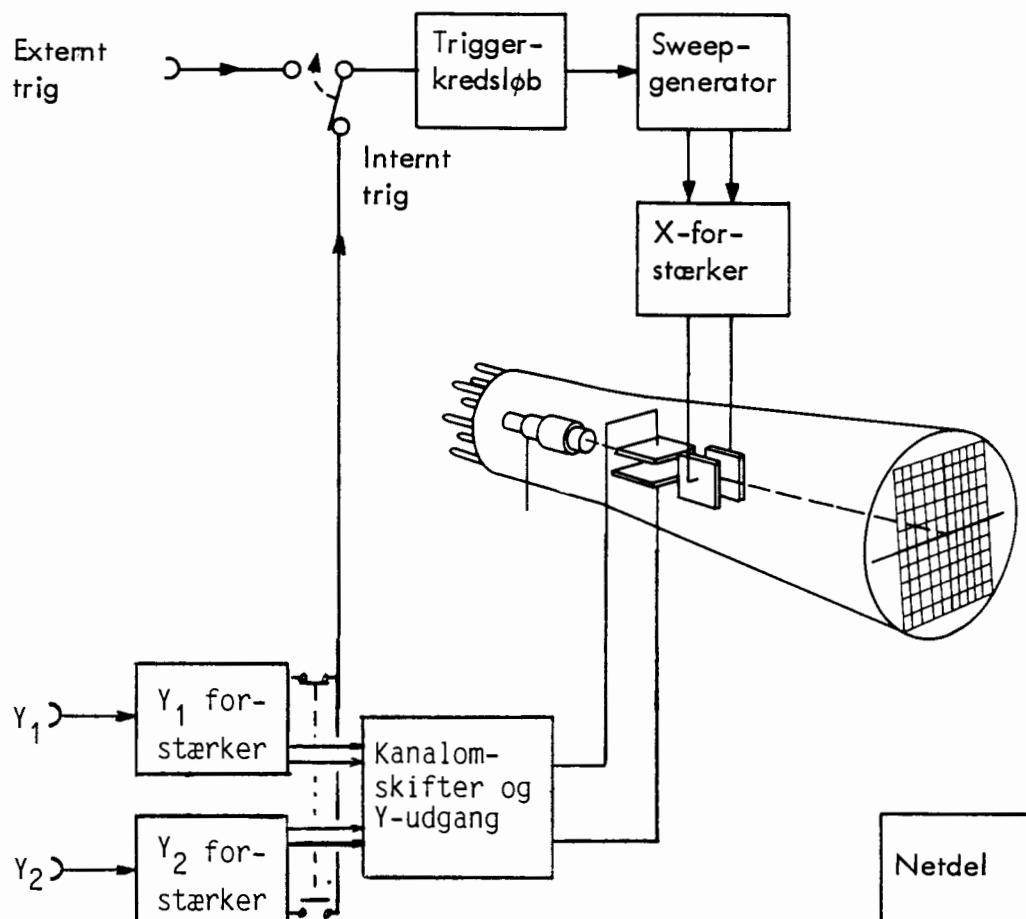
Da fremmedspændinger, f. eks. brum også registreres som harmoniske er målemetoden ikke velegnet til måling af meget lave klirprocenter.

Af hensyn til egenstøjen i klirmålerens indgangsforstærker skal indgangsspændingen have en vis mindsteamplitude på oftest 100 mV.

DOBBELTSTRÅLEOSCILLOSKOPETSBLOKDIAGRAM

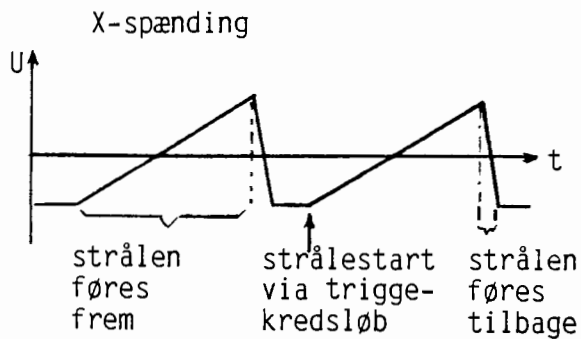
Et moderne oscilloskop består groft opdelt af et katodestrålerør, to vertikalforstærkere (Y-forstærkere) med elektronisk kanalomskiftning og Y-udgang, en horisontalforstærker (X-forstærker) og en sweep-enhed, som giver tidssweepet, dvs. afbøjningsspænding til elektronstrålens afbøjning i horisontal retning.

Sweep-generatoren bliver styret af et trigger-kredsløb, der modtager signal enten fra en af Y-forstærkerne eller fra eksternt trig. Desuden indgår der i oscilloskopet en netdel, der leverer såvel den nødvendige højspænding til katodestrålerøret som forsyningspænding til forstærkere og sweep-generatorer.





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



Savtandspændingen, der kaldes oscilloskopets sweep- eller kispænding, 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.

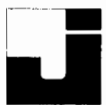
I et sådant oscilloskop indeholder katodestrålerøret to elektrodesystemer, dvs. der er to elektronstråler til rådighed i samme rør og dermed mulighed for at frembringe to kurver på en gang.

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 M Ω , <30 pF.

2.4 Trigger

Billed, linie og HF.

Intern Y₁.

Intern Y₂.

Ekstern.

Netsynk.

2.5 Levelkontrol

Manuel.

Automatisk.

2.6 Ekstern X

2.7 X - Y tolerancer

Y-afbøjning $\pm 5\%$

Timebase $\pm 5\%$

X - Y $\pm 5\%$

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 forøget 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.

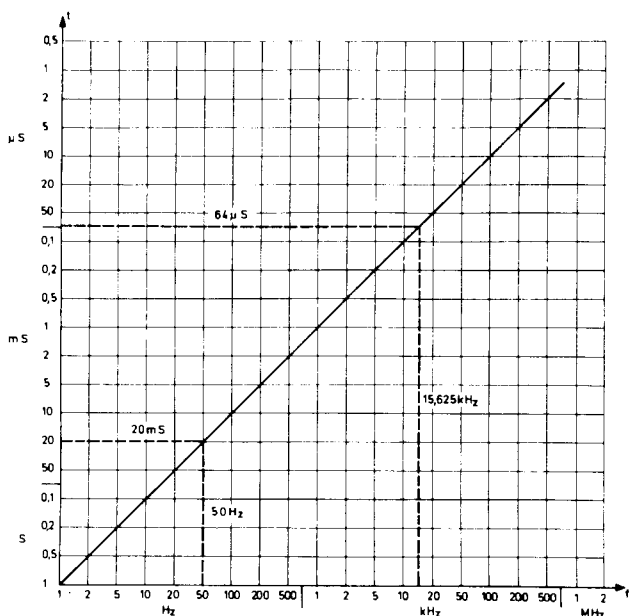


3.3 Valg af tidsenhed

Tidsvælgeren er normalt udført som en omskifter, der f.eks. kan dække områderne $0,5 \mu\text{s}$ til $0,5 \text{ s}$ pr. delestreg.

Det er sweepgeneratorens frekvens, der varieres, men i stedet for at angive frekvensen benyttes tidsenheden, altså varigheden af den vekselspændingskurve eller det udsnit af et kurveforløb, man ønsker at betragte.

Den viste skala giver en sammenligning mellem tidsmåling og frekvens. To kendte størrelser fra TV, vertikal og horisontal frekvens, er indtegnet som eksempler.



Frekvensen kan beregnes ud fra kendskabet til periodetiden:

Frekvensen (Hz) =

$$\frac{1}{\text{periodetiden (sek.)}}$$

Dersom en svingning skal brede sig over to eller flere delestreger, drejes tidsvælgeren til et mindre tal, og ønskes der omvendt flere svingninger pr. delestreg, drejes tidsvælgeren til et større tal.

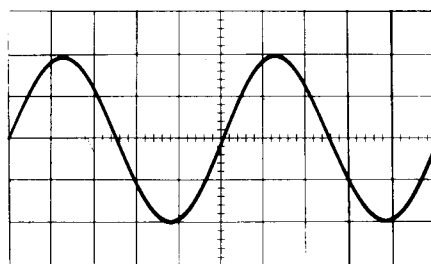
Bemærk, at der oftest er variable indstillinger for både indgangsspænding (Y-forstærker) og tidsenhed (X-frekvens). Disse justeres først korrekt ved hjælp af de indbyggede kalibreringsmuligheder.

3.4 Valg af trigning

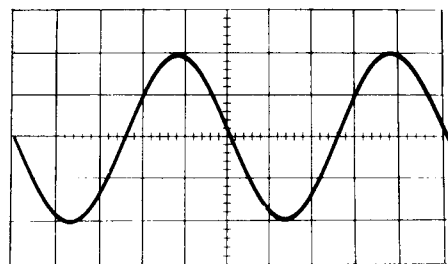
Det er ikke nok, at den valgte tidsenhed passer nogenlunde; et triggekredsløb sørger for, at der sker en fastlåsning til det indkomne signals frekvens.

Valget af trigning er i sin enkleste form at bestemme, om man ønsker fastlåsning til en positiv gående del af kurven (+), eller til en negativ gående (-).

Herunder ses to eksempler, hvor der er valgt henholdsvis +trig og -trig.



+trig



-trig



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.

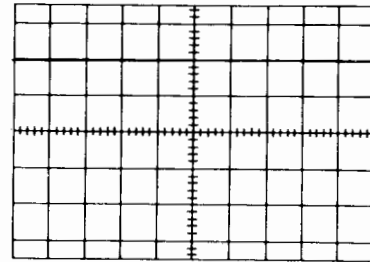
4. MÅLETEKNIK

4.1 Ren DC måling

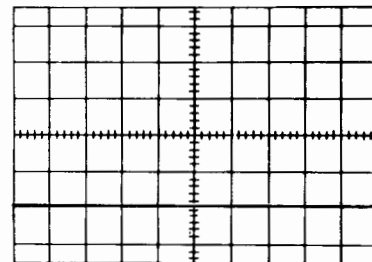
Et oscilloskop er særdeles velegnet til målinger af DC spændinger. Ved at stille omskifteren DC-0-AC på DC kan man måle \pm DC på et ønsket punkt, uden at skifte til rørvoltmeter eller universalinstrument.

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 tidmåles.

4.2 Kontrol af kurver i DC stilling

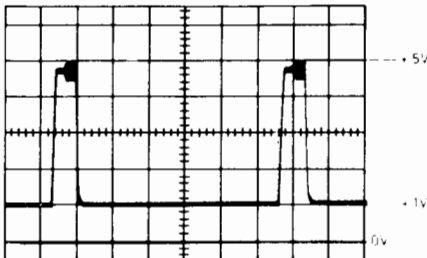
Når oscilloskopet anvendes i AC stilling til kontrol af vekselspændinger eller impulslignende kurver, giver det oplysninger om deres spids til spidsværdi, frekvens og udseende. Gøres det samme i DC stilling, får man yderligere oplyst, hvilket DC niveau vekselspændingen går ud fra. Det kan være 0, stelpotentialer,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



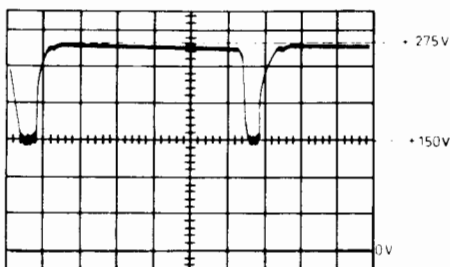
En kurve vil da ikke svinge lige meget ud fra midterlinjen på oscilloskopet, og det kan da blive nødvendigt, for stadig at have "plads" til kurven, at ændre Y-forskydningen.

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.

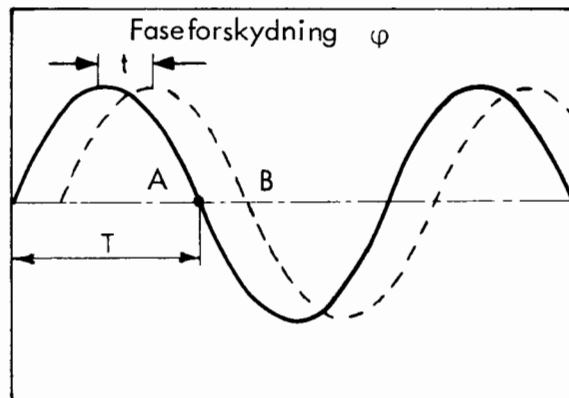


Næste eksempel, der er hentet fra et rørbeskyttet kredsløb i farve TV, viser en måling, hvor DC spændingen er større end AC variationen.



4.3 lagttagelse af faseforskydning mellem Y_1 og Y_2

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



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

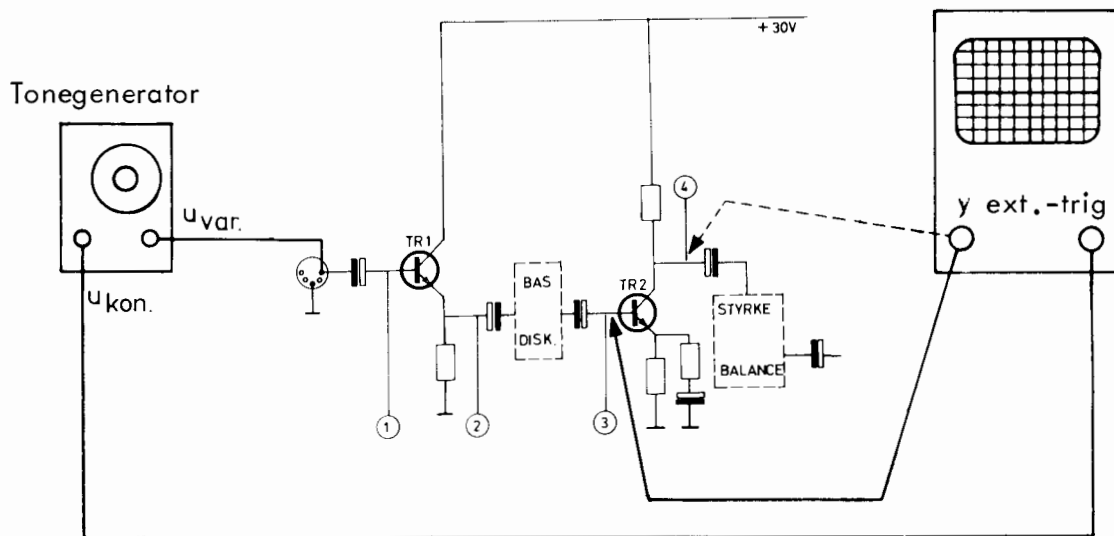


4.4 Iagttagelse af faseforskydning ved hjælp af extern-trig

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

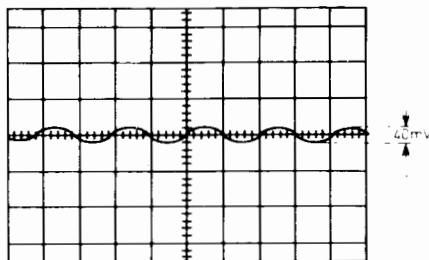
Eksempel:

Måling af fasedrejning i en transistor.

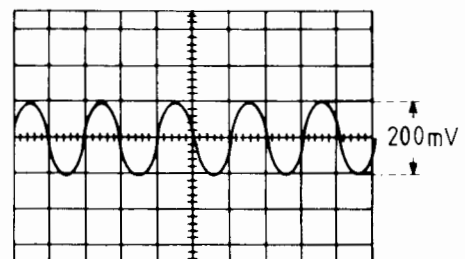


Oscilloskopets trig-vælger sættes i stilling ext.-trig, ext.-trig indgangen tilføres et konstant signal fra tonegeneratoren.

Kurven viser signalet på basis af TR2.



Kurven viser, at signalet på kollektor af TR2 er 180° fasedrejet i forhold til signalet på basis.

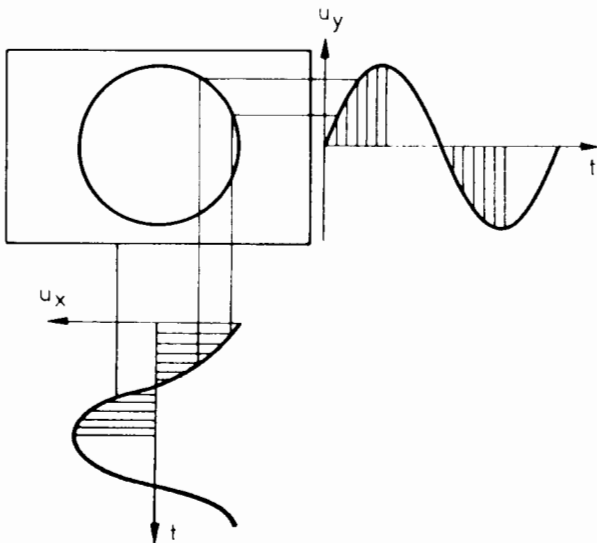


4.5 Frekvensmåling

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

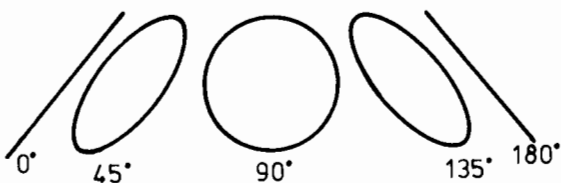
Den kendte og den ukendte frekvens føres ind på henholdsvis x- og y-indgangen, hvorved der dannes en såkaldt lissajousfigur.

Når de to frekvenser er ens og med en faseforskydning på 90° , vil oscilloskopet vise en rund ring.

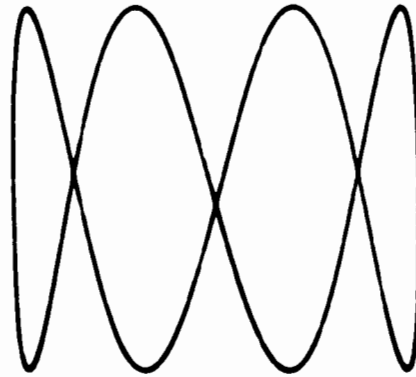


Er fasedrejningen større eller mindre end 90° , vil figuren blive mere eller mindre ellipseformet.

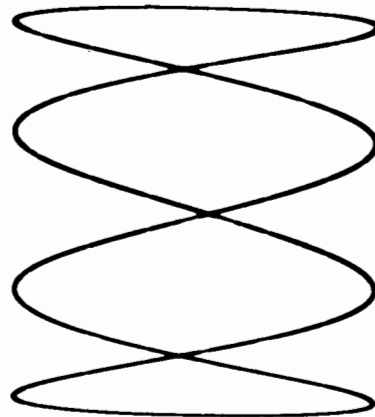
Ved fasedrejning 0° (360°) og 180° vil figuren blive en streg med en vinkel på 45° .



Lissajousfigur med forholdet 4:1 mellem målefrekvens og sammenligningsfrekvens.



Lissajousfigur med 4 gange højere sammenligningsfrekvens end målefrekvens.

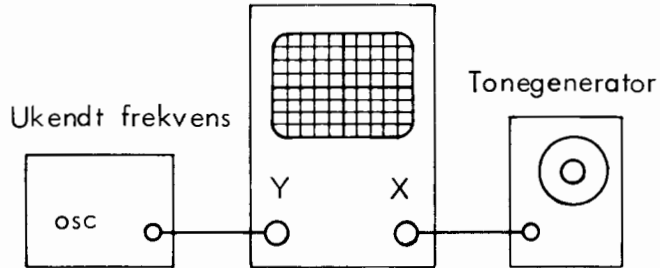




Eksempel:

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.

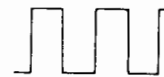
Den ukendte frekvens føres til Y-indgang.

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. Fasemåling

UDSTYR

1 stk. dobbeltstråleoscilloskop

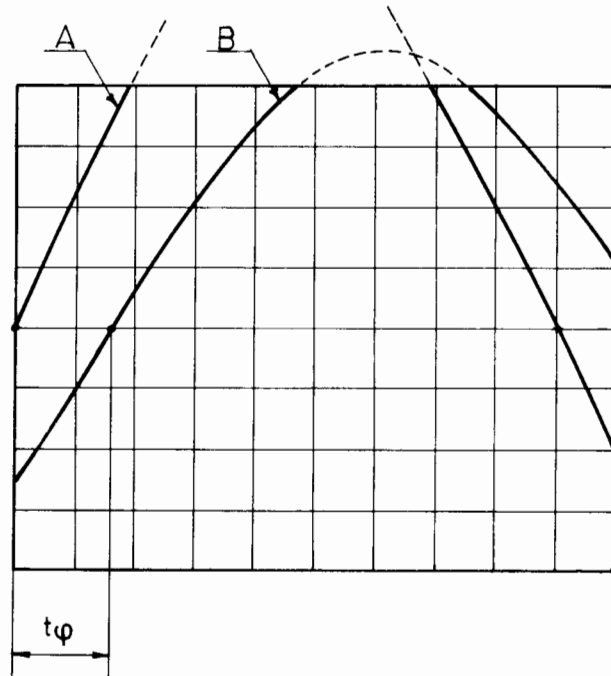
1. FASEMÅLING

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 nulgenmang, 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 $\sim 180^\circ$, heraf
1 inddeling $\sim 20^\circ$

1.4 Mål antallet af inddelinger mellem de to kurvers nulgenmang



- 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

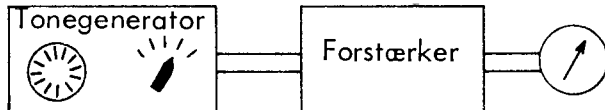


DISPOSITION

1. Måling med sinus-signal
2. Måling med firkant-signal
3. Indstilling af styrkekontrol og tonekontroller ved måling af frekvensgang

1. MÅLING MED SINUS-SIGNAL

1.1 Måleopstilling



1.2 Følsomhed og maksimal udgangseffekt

Følsomhed og maksimal udgangseffekt måles normalt ved 1 kHz sinus.

Tonegeneratorens trinattenuator indstilles til et niveau, der passer til indgangen.

Den variable attenuator indstilles (opdrejes), indtil wattmetret viser maksimal udgangseffekt for måleobjektet. Der bør være tilsluttet et oscilloskop, således at eventuel klipning kan forhindres.

Den maksimale udgangseffekt aflæses på wattmetret, og følsomheden aflæses på tonegeneratorens attenuator.

Der kan eventuelt tilsluttes et LF-voltmeter til kontrol af tonegeneratorens udgangsspænding.

1.3 Frekvensgang

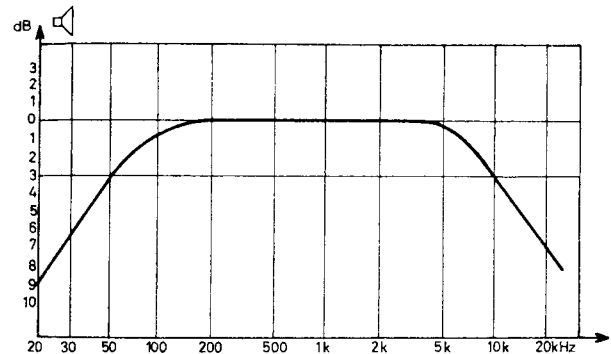
Styrkekontrol og tonekontroller indstilles, som beskrevet under punkt 3: Indstilling af styrkekontrol og tonekontroller ved måling af frekvensgang.

Tonegeneratoren indstilles på 1 kHz, og udgangsspændingen indstilles til et niveau, der passer til forstærkeren.

Forstærkerens udgangsspænding for denne indstilling af tonegeneratoren anvendes som 0 dB.

Tonegeneratorens frekvens ændres til 20 Hz - 30 Hz - 50 Hz - 100 Hz osv.

Forstærkerens udgangsspænding registreres for hver frekvens, og målingerne føres ind i et koordinat-system.



Det ses, at den forstærker, der er frekvenskurver for, har 3 dB-grænsefrekvenser ved 50 Hz og 10.000 Hz.

Undertiden lader man grænsefrekvenserne referere til andre dB-tal end 3. Det kan f.eks. være 2, 1,5 eller 1.

Det er kun muligt at sammenligne forskellige forstærkeres grænsefrekvenser, når der refereres til samme antal dB.

1.4 Kanalforskel

Tonegeneratoren indstilles på 1 kHz, og dens udgangsspænding indstilles til et niveau, der passer til forstærkeren.

Tonegeneratoren tilsluttes forstærkerens indgang(e).

Kanalforskellen beregnes som forskellen mellem den afsatte effekt i venstre og højre kanal.

Eksempel:

Venstre kanal 25,2 dB.

Højre kanal 24,6 dB.

Kanalforskel $25,2 - 24,6 = 0,6$ dB.

1.5 Kanalbalance

Indstilling og tilslutning er som for kanalforskel.

Forstærkerens balancekontrol justeres til samme effekt i venstre og højre kanal.

1.6 Krydstaleafstand - overhøring

Som målefrekvens anvendes normalt 1 kHz og 10 kHz.

Tonegeneratoren tilsluttes forstærkerens venstre kanal, og udgangsspændingen indstilles til et niveau, der passer til forstærkeren.

Udgangseffekten reguleres op i venstre kanal til ca. halv udstyring, f.eks. 1 W (= 30 dB).

Overhøringseffekten i højre kanal måles og noteres.

Eksempel:

$$P_L = 30 \text{ dB}, P_R = -22 \text{ dB}.$$

$$\text{Krydstaleafstand } L/R = 30 - (-22) = 52 \text{ dB}.$$

Krydstaleafstanden R/L måles på tilsvarende måde ved at udstyre højre kanal til 30 dB og måle overhøringseffekten i venstre kanal.

1.7 Forvrængning

En RC-generator med meget lille egenforvrængning er velegnet til kontrol af forvrængning på Hi-Fi-udstyr.

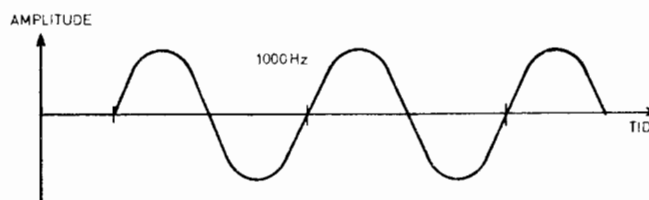
Forvrængningen måles normalt ved maksimum udgangseffekt.

Tonegeneratoren tilsluttes forstærkerens indgang(e).

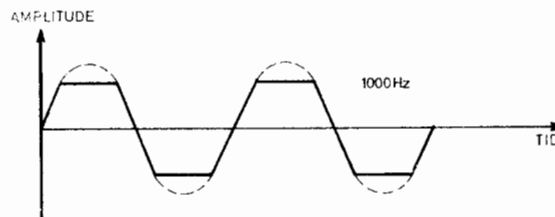
Tonegeneratoren indstilles på 1 kHz, og dens udgangsspænding indstilles til et niveau, der passer til forstærkeren.

Der tilsluttes en klirfaktormålebro over HT-udgangen til måling af klir %.

En uforvrænget tone har en sinusform som vist.



Sendes denne tone gennem en forstærker, som overstyres, vil tonen forvrænges. Tonen kan på oscilloskopet få et udseende som vist.



En forvrænget tone består af grundfrekvens og en sum af overtoner, der alle er et helt multiplum af grundfrekvensen.

Jo mere tonen er forvrænget, des større er indholdet af overtoner i forhold til grundtonen.

Det er derfor nærliggende at karakterisere en tones forvrængningsgrad, som forholdet imellem grundtone og summen af overtoner målt i procent.

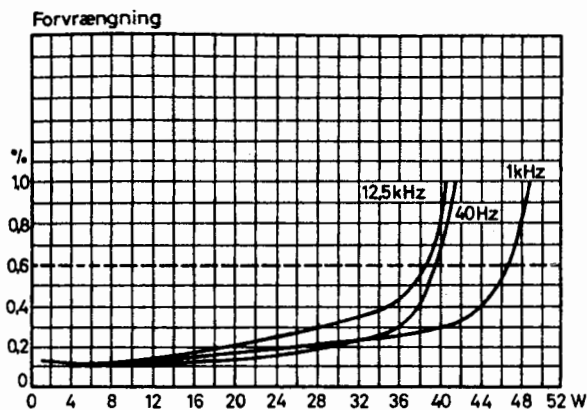
Tidligere så man i datablade forvrængningen angivet som et enkelt procenttal uden yderligere kommentarer.



Som regel angav tallet forvrængningen ved 1000 Hz og en ikke nærmere angivet udgangseffekt.

Imidlertid er forvrængningen afhængig af både frekvensen og udgangseffekten.

Kurverne viser forholdet for en given forstærker.



1.8 S/N-forhold

Forstærkerens volumenkontrol sættes i stilling maksimum.

Bas- og diskantkontrollen indstilles i henhold til fabrikantens opgivelser.

Tonegeneratoren indstilles på 1 kHz, tilsluttes forstærkerens indgang(e), og udgangsspændingen indstilles, så der afsættes 50 mW over HT-belastningen.

Tonegeneratorens signal afbrydes, og det nye udslag x aflæses.

S/N-forholdet kan da findes som:

$$S/N(50 \text{ mW}) = (50 \text{ mW} - X) \text{ dB.}$$

Ifølge DIN-normen 45500 skal S/N-forholdet være ≥ 50 dB ved en udgangseffekt, som er 26 dB under den udgangseffekt, som (målt ved 1 kHz) giver en klirfaktor på 1%.

2. MÅLING MED FIRKANT-SIGNAL

2.1 Frekvensgang med lineære indgange

Anvendes et firkant-signal i stedet for et sinus-signal, deformeres kurveformen i nærheden af den nedre og den øvre grænsefrekvens.

Ud fra en måling af kurvens form på oscilloskop kan grænsefrekvenserne let beregnes.

Som målefrekvens benyttes normalt 100 Hz og 10 kHz, ved nyere forstærkere dog op til 50 kHz.

Forstærkerens bas- og diskantregulering skal stå i neutral stilling.

Bestemmelse af f_n og f_ϕ .



100 Hz

1 kHz

50 kHz

Den nedre grænsefrekvens giver en tiltning af kurven. Tiltningen er proportional med forholdet mellem den nedre grænsefrekvens og firkant-frekvensen.

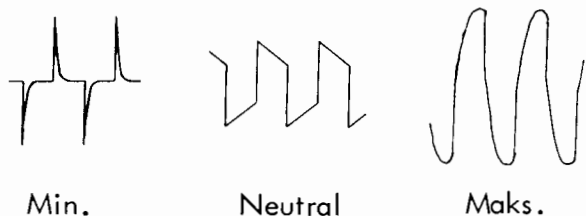
Den øvre grænsefrekvens giver en afrunding af firkantkurvens flanker og bestemmes ud fra en måling af "stigetiden".

2.2 Bas- og diskant-regulering

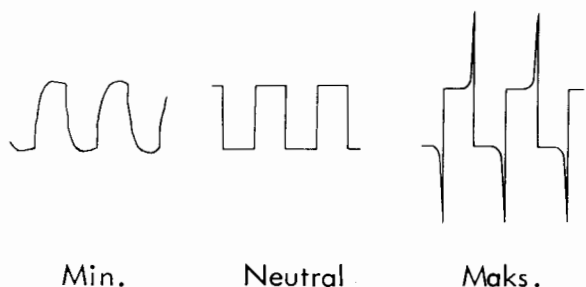
Firkant-spændingen indeholder foruden grundfrekvensen en del harmoniske. De høje harmoniske er indeholdt i kurvens flanker, hvorimod de lavere harmoniske danner kurvens "vandrette" dele.

Dette forhold kan benyttes til kontrol af en forstærkers bas- og diskant-regulering.

Bas-regulering ved $f_{\square} = 100$ Hz.



Diskant-regulering ved $f_{\square} = 1$ kHz.



2.3 Frekvensgang ved ulineære indgange, "RIAA"

Frekvensgangen for en forstærker med "RIAA"-karakteristik minder en del om frekvensgangen for en lineær forstærker indstillet til maksimum bas og minimum diskant.

Firkantspændingens kurveform vil derfor blive deformeret.

"RIAA"-frekvensgang ved $f_{\square} = 1$ kHz med bas- og diskant-regulering i neutral stilling.

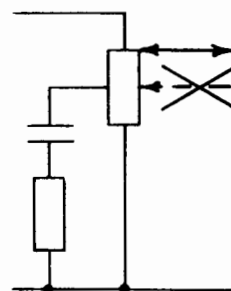


3. INDSTILLING AF STYRKEKONTROL OG TONEKONTROLLER VED MÅLING AF FREKVENS-GANG

Ved optagelse af en LF-forstærkers frekvenskarakteristik er det vigtigt, at styrke- og tonekontroller står i deres neutrale stilling.

3.1 Indstilling af styrkekontrol

Styrkekontrollen skal stå fuldt opdrejet for at undgå virkningen af en eventuel fysiologisk volumenkontrol.



Hvis det er virkningen af det fysiologiske led, der skal kontrolleres, stilles potentiometerets arm ud for udtaget, hvilket nemmest gøres ved at tilslutte et ohmmeter mellem udtag og arm og indstille til minimum modstand.

3.2 Indstilling af tonekontroller

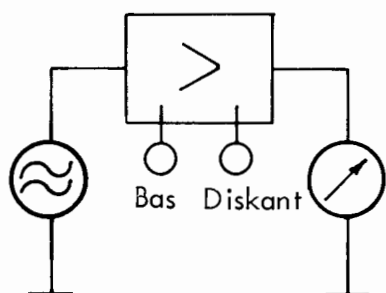
Tonekontrollerne skal stilles i deres elektriske nulstilling, hvilket ikke altid falder sammen med den mekaniske, hvorfor det er nødvendigt at udmåle den neutrale stilling. Dette kan udføres på to måder.



1. metode:

I databladet over forstærkeren findes de frekvenser, ved hvilke tonekontrollernes virkning er angivet, f. eks. bas ± 12 dB ved 100 Hz og tilsvarende for diskantkontrollen.

Med en tonegenerator på båndoptagerindgangen og udgangsniveauet ved 1 kHz som reference indstilles bas- og diskantkontrollerne til samme niveau ved de angivne frekvenser.



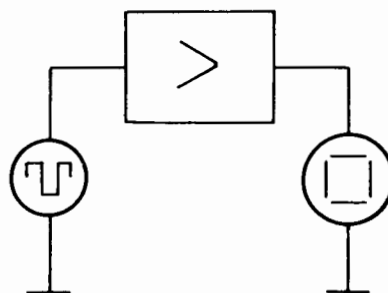
Da de to kontroller kan have en vis gensidig indvirkning, bør proceduren gentages en enkelt gang.

Tonekontrollerne røres herefter ikke mere.

2. metode:

Ved denne metode anvendes en firkantgenerator og et oscilloskop.

Generatoren tilsluttes båndoptagerindgangen, og oscilloskopet tilsluttes over HT-belastningsmodstanden.



Generatoren indstilles til en lav frekvens, 100 til 200 Hz, og med baskontrollen indstilles, til firkantformen er mindst muligt forvrænget.

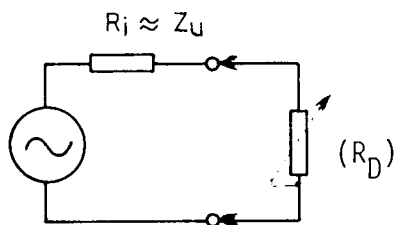
Samme metode anvendes for diskantkontrollen, men med en frekvens på ca. 5 kHz. Justeringen kan, som den foregående, gentages en enkelt gang.



MÅLING AF Z_U

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 småsignalforstærkere findes Z_U nemmest ved at måle u_t (u_0 uden belastning) og herefter belaste med en dekademodstand til $\frac{u_t}{2}$. Nu er $R_D = Z_U$.

NB! Kontroller med oscilloskop at u_0 under alle forhold er forvrængningsfri.

Dersom forstærkeren ikke kan arbejde under de beskrevne forhold, anvendes de følgende principper. (Bemærk, at der er tale om vekselstrømme og -spændinger trods anvendelsen af store bogstaver)

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 ΔU_U og ændringen i belastningsstrømmen ΔI_{bel} .

$$Z_U = \frac{\Delta U_U}{\Delta I_{bel}}$$

ΔU_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} .

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{\Delta I_{bel}}$$

ΔI_{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

$$Z_U = \frac{U_1 - U_2}{\frac{U_2}{R_{b2}} - \frac{U_1}{R_{b1}}}$$



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 .

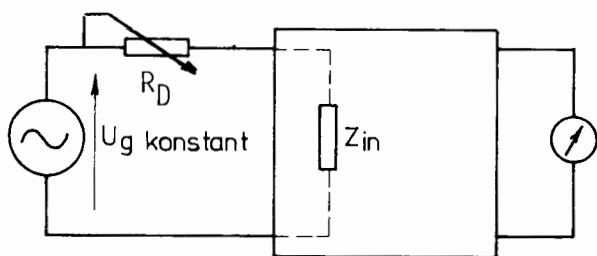
Beregn Z_u efter formlen

$$Z_u = \frac{U_1 - U_2}{\frac{U_2}{R_{b2}} - \frac{U_1}{R_{b1}}}$$

MÅLING AF Z_{in}

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.



figur 1.

Indgangsimpedansen måles nemmest ved at indstille generatoren i fig. 1 til udgangsspændingen har en passende lige værdi under hensyntagen til klipning og restspændinger fra støj og brum.

R_D skal herunder være 0 ohm.

Herefter øges dekademodstanden

R_D til u_0 er halveret. Med

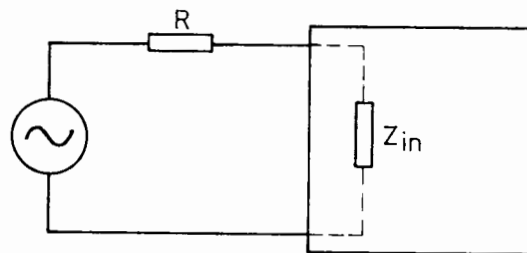
$$u_{in} = u_{RD} \text{ er } Z_{in} = R_D.$$

Metoden kræver at generatorimpedansen er $\ll R_{in}$.

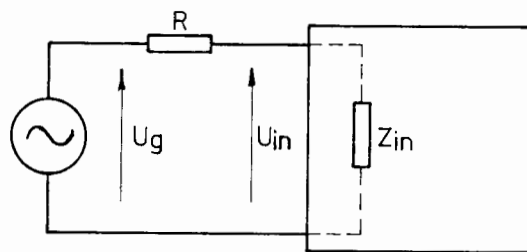
Har man ikke en dekademodstand kan de efterfølgende metoder anvendes.

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:

$$i_R = i_{Z_{in}}$$

$$\frac{U_g - U_{in}}{R} = \frac{U_{in}}{Z_{in}}$$

$$Z_{in} = \frac{U_{in} \cdot R}{U_g - U_{in}}$$

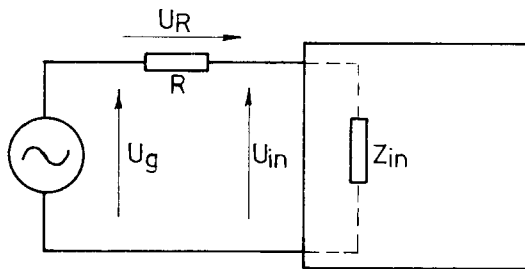
$$Z_{in} = \frac{R}{\frac{U_g}{U_{in}} - 1}$$



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} .

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} .

$$\frac{U_R}{U_{in}} = \frac{R}{Z_{in}}$$

$$Z_{in} = R \frac{U_{in}}{U_R} = R \frac{U_G - U_R}{U_R}$$

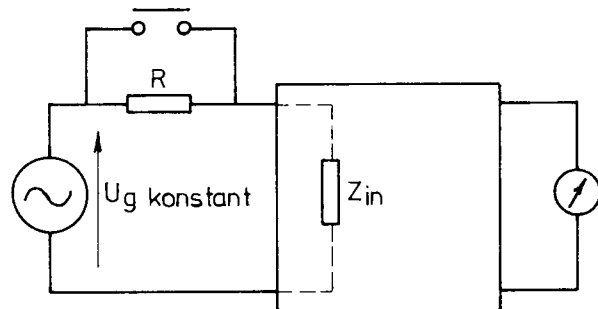
Ved denne metode skal den anvendte generator have en meget lav impedans, ligeledes skal måleinstrumentets stilledning vende mod generatoren, når spændingen over R måles.

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_{zin} bliver af samme størrelse.

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 .

$$Z_{in} = \frac{R}{\frac{U_1}{U_2} - 1}$$

1.2 Omregning mellem h parametre

	JE	JB	JC
h_{ie}		$\frac{h_{jb}}{1 + h_{fb}}$	h_{ic}
h_{re}		$\frac{h_{jb} \cdot h_{ob}}{1 + h_{fb}} - h_{rb}$	$1 - h_{rc}$
h_{fe}		$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$	$-(1 + h_{fc})$
h_{oe}		$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	h_{oc}
h_{ib}	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$		$-\frac{h_{ic}}{h_{fc}}$
h_{rb}	$\frac{h_{ie} \cdot h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$		$h_r - 1 - \frac{h_{ic} \cdot h_{oe}}{h_{fc}}$
h_{fb}	$-\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$		$-\frac{1 + h_{fb}}{h_{fb}}$
h_{ob}	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$		$-\frac{h_{oc}}{h_{fc}}$
h_{ic}	h_{ie}	$\frac{h_{jb}}{1 + h_{fb}}$	
h_{rc}	$1 - h_{re}$	1	
h_{fc}	$-(1 + h_{fe})$	$-\frac{1}{1 + h_{fb}}$	
h_{oc}	h_{oe}	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$	

1.3 Jordet emitterkobling

$$A_U = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$A_U = 40 \cdot I_E \cdot (R_C // R_L // 1/h_{oe})$$

$$Z_{in} = R_b // h_{ie}$$

$$Z_o = R_C // 1/h_{oe}$$

1.4 Jordet emitterkobling med uafkoblet emittermodstand

$$A_U = \frac{R_C}{R_E + r_e} = \frac{R_C}{R_E + \frac{25}{I_E}}$$

1.5 Jordet kollektorkobling

$$A_U = \frac{(h_{fe} + 1) R_E'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E'}$$

$$A_U \sim \frac{R_E'}{R_E' + r_e} = \frac{R_E'}{R_E' + \frac{25}{I_E}}$$

$$Z_{in} = R_b // (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E')$$

$$Z_{in} \sim R_b // h_{fe} \cdot R_E'$$

$$Z_o = \left(\frac{h_{ie} + R_b // R_b}{h_{fe} + 1} \right) // R_E$$

$$Z_o \sim \left(\frac{25}{I_E} + \frac{R_b // R_b}{h_{fe}} \right) // R_E$$

2. RLC m.m.

2.1 Frekvens, periodetid

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

2.2 Frekvens, bølgelængde

$$f = \frac{300.000}{\lambda} \text{ (kHz, m)}$$

2.3 Kapacitiv reaktans

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

2.4 Induktiv reaktans

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

2.5 Modstand og reaktans parallelt

$$Z_{\text{par}} = \frac{R \cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} ;$$

$$\frac{R \cdot X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$$

2.6 Modstand lig reaktans

$$Z_{\text{par}} = 0,707 \cdot R$$

2.7 Modstand og reaktans i serie

$$Z_{\text{ser}} = \sqrt{R^2 + X_C^2} ;$$

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

2.8 Modstand lig reaktans

$$Z_{\text{ser}} = 1,41 \cdot R$$

2.9 R, L og C i serie

$$Z_{\text{ser}} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

2.10 Overgangsfrekvens, RC led

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

2.11 Resonansfrekvens

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

2.12 Forhold ved resonans

$$X_L = X_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

2.13 Godhed

$$Q = \frac{X_C}{r} = \frac{X_L}{r}$$

2.14 Godhed

$$Q = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{X_C}$$

2.15 Godhed

$$Q = \frac{f_{\text{res}}}{b}$$

2.16 Godhed

$$Q = \frac{1}{\text{tg } \delta} \sim \frac{1}{\delta}$$



2.17 Båndbredde

$$b = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

2.18 Parallelresonansimpedans

$$Z_{\text{res}} = R = Q^2 \cdot r = Q \cdot X$$

2.19 Serieresonansimpedans

$$Z_{\text{res}} = r = \frac{R}{Q^2} = \frac{X}{Q}$$

2.20 Koblingsgrad

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

2.21 Koblingsgrad, kritisk

$$k_o = \frac{1}{\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}}$$

2.22 Vekselstrømseffekt

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

2.23 Effekt i firkantimpulser
(a = t_{puls}, b = t_{pause})

$$P_p = I_{\text{maks.}}^2 \cdot R \cdot \frac{a}{a+b} =$$

$$\frac{U_{\text{maks.}}^2}{R} \cdot \frac{a}{a+b}$$

2.24 Firkantimpulsers stigetid

$$t_{\text{st}} = 2,2 \cdot \tau$$

2.25 Brumspænding, 50 Hz

$$u_{\text{ripple}} = \frac{5 \cdot I}{C} \quad (\text{mA}/\mu\text{F})$$

2.26 Brumspænding, 100 Hz

$$u_{\text{ripple}} = \frac{2 \cdot I}{C} \quad (\text{mA}/\mu\text{F})$$

2.27 Ripple-spændingsdeling ved
ensretterfilter

$$u_{\text{brum}} = u_{\text{ripple}} \frac{X_C}{X_L} \quad (X_L > 10 \cdot X_C)$$

2.28 Ripple-spændingsdeling ved
ensretterfilter

$$u_{\text{brum}} = U_{\text{ripple}} \frac{X_C}{R} \quad (X_C < \frac{R}{10})$$

2.29 Modstandsændring

$$\Delta R = R_k \cdot \alpha \times \Delta T$$

2.30 Leders modstand

$$R = \frac{l \cdot \rho}{q}$$



3. DIVERSE

3.1 Decibel, effektforhold

$$\text{db} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1}$$

3.2 Decibel, spændings(strøm)forhold

$$\text{db} = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1}$$

3.3 Frekvensmodulation

$$\text{Modindx} = \frac{\text{maks. deviation (Hz)}}{\text{maks. LF (Hz)}}$$

3.4 AM modulationsprocent

$$\text{mod}\% = \frac{U_{LF}}{U_{HF}} \cdot 100 (\%)$$

3.5 Cirkelens omkreds

$$O = \pi \cdot D = 2 \cdot \pi \cdot R$$

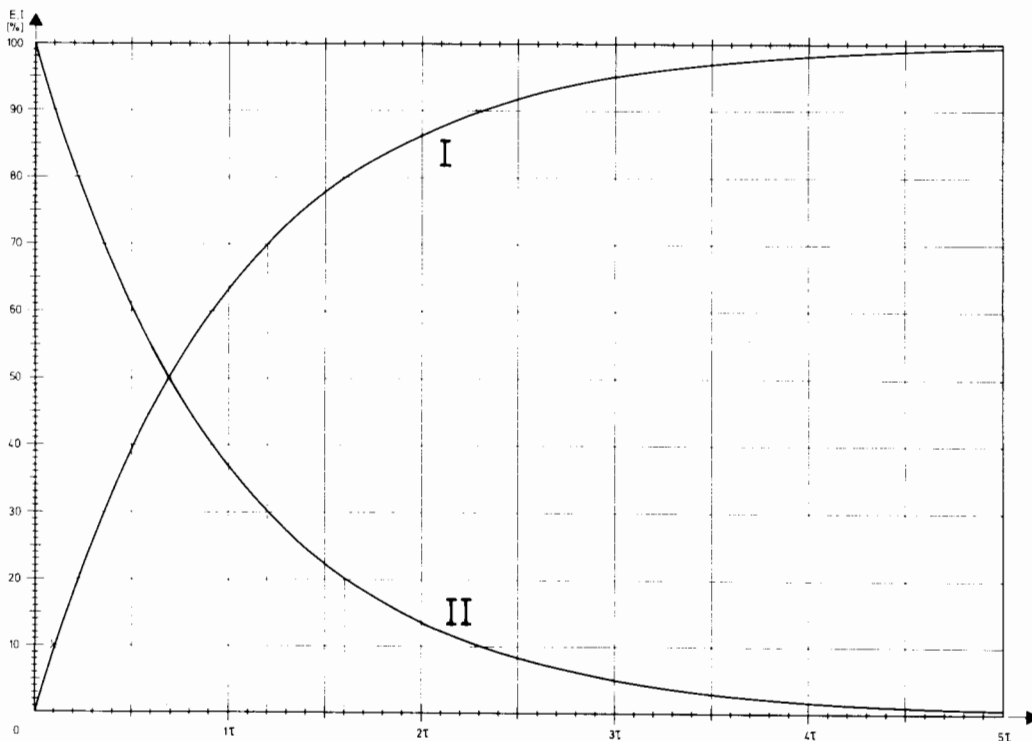
3.6 Cirkelens areal

$$q = \frac{D^2 \cdot \pi}{4} = \pi \cdot R^2$$

3.7 Tidskonstant

$$\tau = R \cdot C = \frac{L}{R}$$

3.8 Op- og afladningskurver for RC og RL led



$$\text{I} \quad U = U_{\text{maks.}} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$\text{II} \quad U = U_{\text{maks.}} \cdot (e^{-\frac{t}{\tau}})$$