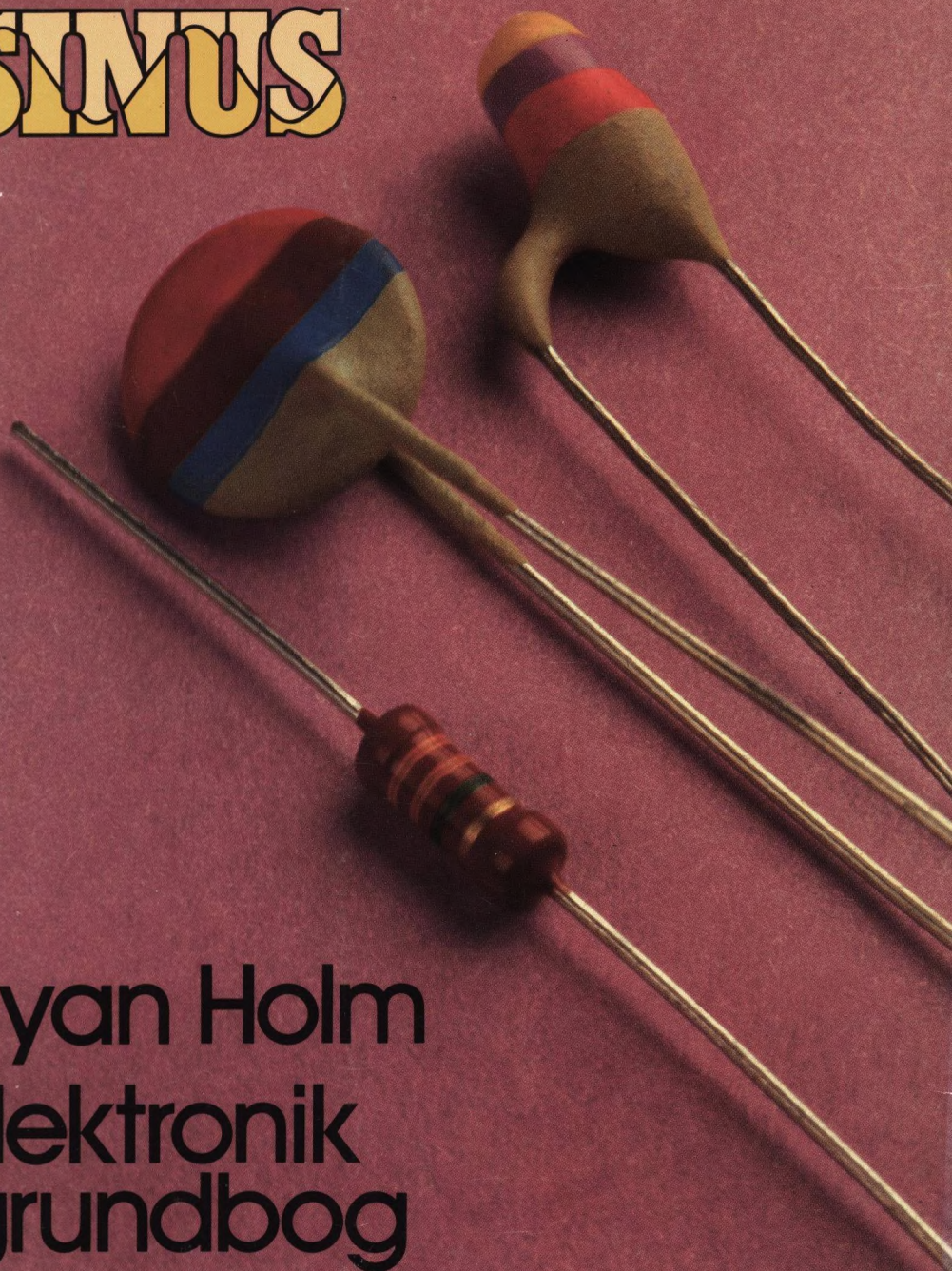


SINUS



Ryan Holm
Elektronik
grundbog

Gyldendal

Elektronik grundbog

er en håndbog, der præsenterer elektronikkens grundbegreber. I bogen omtales de almindeligste komponenter, som bruges i elektronikken, og deres anvendelsesområder behandles.

Ved lette eksempler vises, hvordan f.eks. komponentværdierne ved en transistoropstilling beregnes, og lavfrekvensforstærkere gennemgås på en sådan måde, at læseren bliver i stand til bedre at forstå de specifikationer, fabrikkerne giver deres produkter.

I et afsnit om digitale kredsløb ses bl.a. på de elementer, den moderne computer er bygget op af, og et kapitel omhandler brugen af måleinstrumenter fra voltmeter til oscilloskop.

Endelig er der bag i bogen en række datablade over de vigtigste komponenter, der anvendes i den anden bog i SINUS-serien: *Elektronik konstruktioner*.

Elektronik grundbog



Ryan Holm

Elektronik grundbog

Gyldendal

SINUS

Elektronik grundbog

© 1984 by Gyldendalske Boghandel,

Nordisk Forlag A.S. Copenhagen.

Illustrationer af P.W.H. Dam.

Fotografier af forfatteren og Philips.

Omslagsfotografi: Jarl Kaas.

Layout og typografi: Vibeke Hedemand.

Fotografisk, mekanisk eller anden gengivelse
eller mangfoldiggørelse af denne bog eller dele heraf
er ikke tilladt ifølge gældende
dansk lov om ophavsret.

Bogen er sat med Century Schoolbook og Helvetica
og trykt hos Laursen-Tønder.

Printed in Denmark 1984

ISBN 87-00-17633-8

Indhold

Forord	9
Elektronik diagram	11
Elektronik diagram	12
Elektronik symboler	14
Spænding, strøm og modstand	25
Spændingsforskel	26
Strømstyrke	28
Modstand – resistans	29
Effekt	32
Oscilloskopbilleder	32
Jævnspænding – jævnstrøm	34
Vekselspænding – vekselstrøm	34
Elektroniske komponenter	35
Modstande	36
Farvekode for modstande	36
Modstandstyper. Faste modstande	39
Modstandstyper. Variable modstande	41
Specielle modstandstyper	43
Kondensatorer	46
Kondensatortyper	46
Variable kondensatorer	49
Farvekode for kondensatorer	50
Op- og afladning af kondensatorer	52
Serie- og parallelforbindelse	54
Kondensatoren ved vekselspænding	56
Kondensatoren ved forskellige frekvenser	57
RC-led	57
Spolen	59
Transformatoren	60
Selvinduktion	62
LC-led	62
Svingningskredse	63
Relæ	64

Dioden	64
Ensretning af vekselstrøm	68
Diodens karakteristik	71
Diodetyper	73
Halvledere	80
Transistoren	85
Transistorens virkemåde	88
Transistoren som switch	91
Transistoren som signalforstærker	95
Typebetegnelse for transistorer	97
Integrerede kredse	98
Digitale kredse	99
Analoge kredse	100
Spændings regulatorer	109
Datamatens IC'er	110
Sådan arbejder datamaten	112
Lavfrekvensforstærker	113
Målinger på en forstærker	114
Måleblad til undersøgelse af forstærker	130
Krav til LF forstærkerens data: DIN 45500	132
Transistorens karakteristikker	135
Beregninger på transistoropstillinger	145
Beregning af forstærkertrin	146
Transistoren som forstærker af signaler	148
Fejl ved en forstærker	152
Indstråling i LF-anlæg	154
Spændinger ved forstærkertrin	155
Udgangstrin med komplementære transistorer	159
Beregning af udgangseffekt	161
RC-led	162
Tonekontrol	168
Højttaleren	172
Delefilter	174
Digitale kredsløb	179
Astabil multivibrator	180

Variationer af den astabile multivibrator	184
Beregning af frekvens ved den astabile multivibrator	188
Lampedrivertrin	191
Bistabil multivibrator	192
Det binære talsystem	198
Den binære tæller	199
AND – gate	202
Elektronisk tæller med udlæsning i ti-talsystemet	203
Tæller med integreret kreds	205
Monostabil multivibrator	210
Schmitt – trigger	212
Anvendelse af logiske elementer	214
Oversigt over multivibratorer	214
Andre logiske elementer	216
Forskellige symboler for gates	219
Gates med elektriske afbrydere	219
Nogle anvendelser af gates	221
Gates med integrerede kredse	223
Spændingsforsyninger	225
Spændingsforsyninger	225
Lysdæmpere	230
Måleinstrumenter	233
Analoge måleinstrumenter	234
Amperemeter	235
Voltmeter	237
Ohmmeter	240
Universalmåleinstrument	241
Bromålinger med Wheatstone målebro	249
Oscilloskopet	250
Hvordan får man billede på oscilloskopet?	257
Målinger med oscilloskop	259
Målinger i en LF forstærker med oscilloskop	271
Frekvenstæller	275
Datablade	279
AA119 Germaniumdiode i DO-7 hus	280

1N4148 Siliciumdiode i DO-35 hus	281
4001 serien	282
BY164	283
BTX18 Tyristor	284
DIAC	285
BT138, BT139 TRIACS	286
CQY24 LED	287
7 segment display	288
AC187/AC188	289
BC327/328	290
BC337/338	291
BC546/547/548	292
BC549/550	293
BC556/557/558	294
2N3055 i TO-3 hus	295
Unijunction transistor, UJT	296
7400	297
7413	298
7447	299
7472	300
7490	301
74121	302
4000 serien	303
4017	304
555	305
741	306
78L00	307
78M00	308
7800	309
uA78G/uA79G	310
78H05	311
uA78H00/uA78HG	312
OM931/OM961	313
TDA1011	314
Register	316

Forord

Elektronik er blevet en del af vor hverdag. Mange ting i hjemmet og på arbejdet styres af elektronik. Elektronikken bliver mere og mere avanceret, og den fylder mindre og mindre. Flere og flere mekaniske funktioner bliver erstattet af elektronik. Det kan være svært at følge med i den elektroniske udvikling, men har man blot en basis-viden om elektronik, kan man springe mange led over.

SINUS er en serie bøger for den, der i sit erhverv eller i sin hobby har brug for en grundlæggende viden om elektronik.

Elektronik grundbog

Her præsenteres elektronikkens grundbegreber. Der omtales de almindeligste komponenter, som bruges i elektronikken, og komponenternes anvendelsesområder behandles.

Bogen forudsætter ikke, at man er fortrolig med den »højere« matematik, men ved lette eksempler vises, hvordan f.eks. komponentværdierne i en transistoropstilling beregnes.

Et kapitel af bogen behandler lavfrekvensforstærkere på en sådan måde, at den, der interesserer sig for Hi-Fi, gennem læsningen af bogen bedre kan forstå de specifikationer, fabrikkerne giver om deres produkter.

Digitale kredsløb omtales i et andet afsnit, og her ses bl.a. på de elementer, den moderne computer er bygget op af.

Et helt kapitel behandler brugen af måleinstrumenter i elektronikken fra voltmeter til oscilloskop.

Endelig er der i bogen en række datablade over de vigtigste af de komponenter, der anvendes i praksis i bogen *Elektronik konstruktioner*.

Ved selvstudium eller i aften- og ungdomsskolen kan man med denne bog i hånden få en grundlæggende viden om de mest almindeligste elektronikbegreber. Bogen underbygger også teoretisk de elektronikkonstruktioner, der er vist i den anden bog i SINUS-serien: *Elektronik konstruktioner*.

De øvrige bøger i SINUS-serien

Elektronik konstruktioner

indeholder en beskrivelse af en lang række elektronik konstruktioner fra lavfrekvensforstærker, spændingsforsyning, tyverialarm, til batterilader og lysdæmper. Til alle konstruktioner er der en udførlig beskrivelse og en printtegning. Bogen gennemgår også, hvordan man praktisk opbygger en elektronik konstruktion og hvordan de forskellige komponenter behandles.

Trykt kredsløb

er en bog om fremstilling af trykt kredsløb, et print. En elektronik konstruktion opbygges lettest på trykt kredsløb. Ad fototeknisk vej kan en printtegning hurtigt overføres på en printplade, denne proces belyses i alle faser. Til fotoprint be-

nyttes en printfilm, som man selv kan fremstille på forskellig måde, bogen viser hvordan. Desuden skal der bruges en UV-lyskasse, og der anvises flere måder at lave en sådan på.

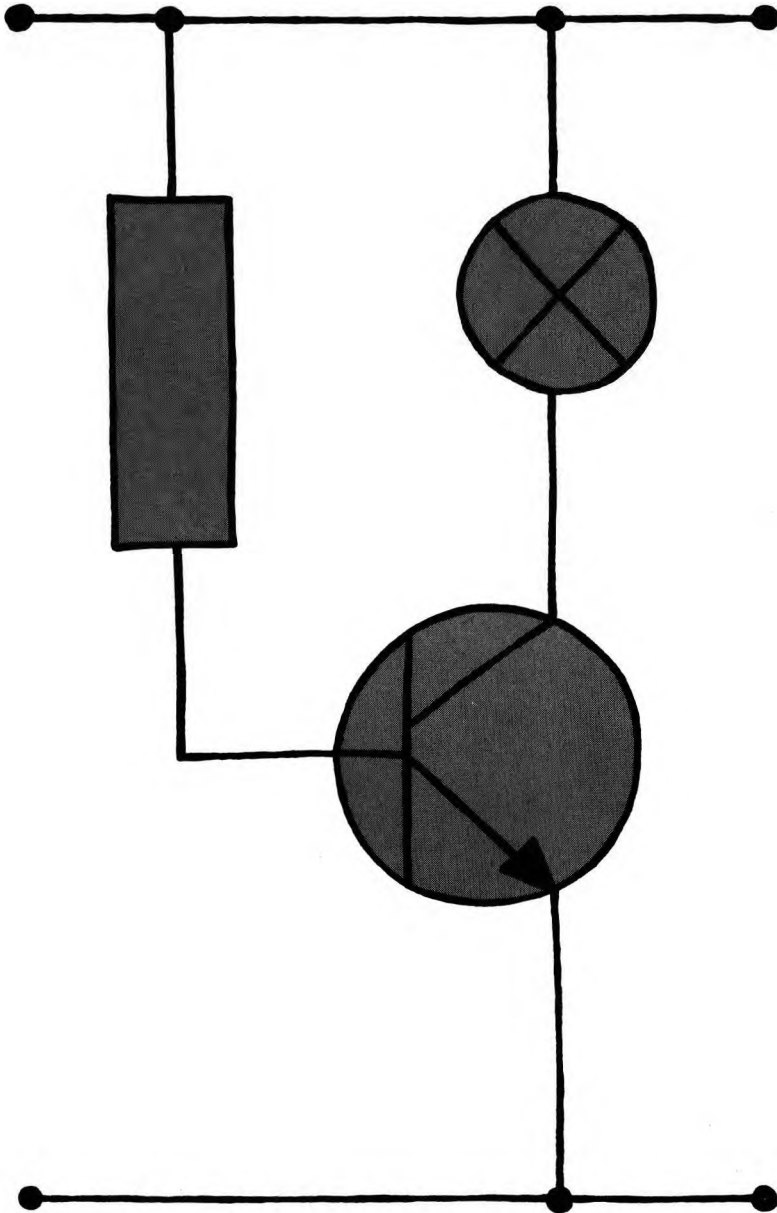
Positiv film til Elektronik konstruktioner

I dette ringbind findes færdige positive film til alle konstruktioner, der er vist i bogen *Elektronik konstruktioner*. Med en printfilm kan man hurtigt selv fremstille en kredsløbsplade til en elektronik konstruktion.

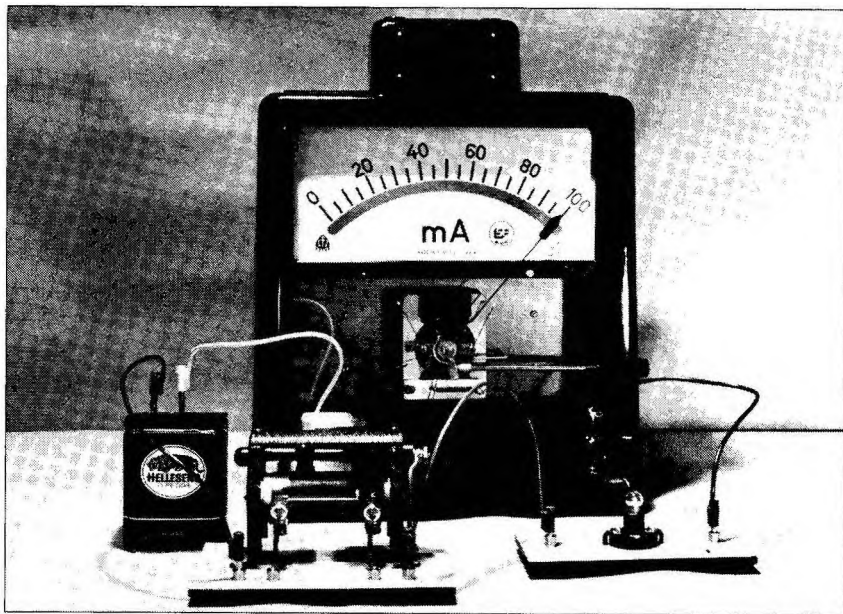
Negativ film til Elektronik konstruktioner

Kredsløbsplader, print, kan hurtigt laves ad fototeknisk vej, hvis man har en film af printtegningen. Der er i bogen *Trykt kredsløb* beskrevet 2 metoder. Den ene kræver en positiv printfilm, den anden en negativ printfilm. Dette ringbind indeholder færdige negative film til alle konstruktioner, der er vist i bogen *Elektronik konstruktioner*.

Elektronik diagram



Elektronik diagram

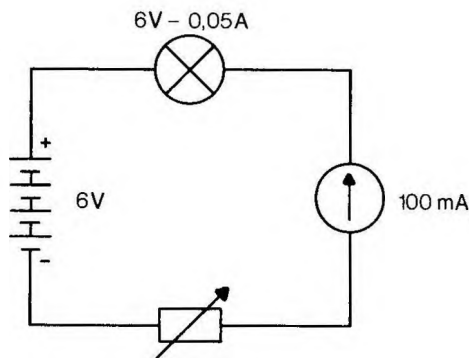


Når forskellige elektroniske komponenter sammenbygges til en elektronisk enhed, må man have en tegning over, hvordan enheden er opbygget. Det er mere rigtigt at sige, at man først laver en tegning over enheden og så sammensætter komponenterne i overensstemmelse med tegningen.

Tegningen kaldes et diagram, og der bruges symboler for de forskellige komponenter. Ledningsforbindelserne tegnes som rette linjer.

Ved at bruge symboler kan man på en overskuelig måde illustrere det kredsløb, der skal opbygges.

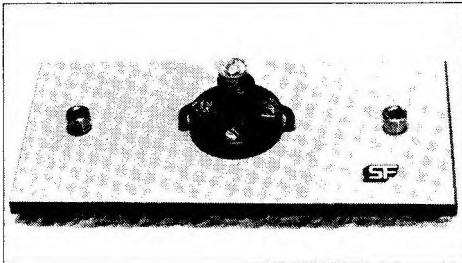
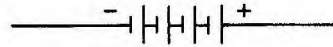
I det viste kredsløb er spændingskilden et 6 V batteri. En glødelampe er tilsluttet batteriet. Glødelampen er beregnet til 6 V, og ved denne



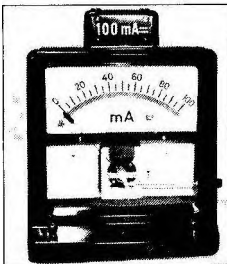
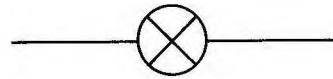
spænding vil der gå en strøm på 0,05 A eller 50 mA. Strømmen i kredsløbet måles med et amperemeter. I kredsløbet er der også en variabel modstand, der kan regulere strømmen i kredsløbet, så lyset i glødelampen kan dæmpes.



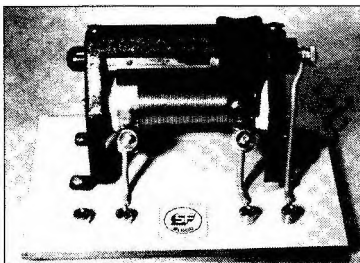
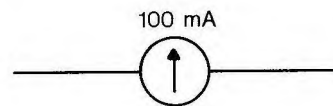
Batteri



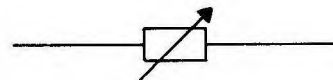
Glødelampe



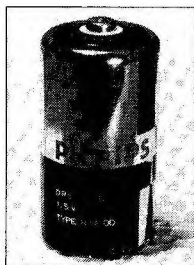
Milliamperemeter



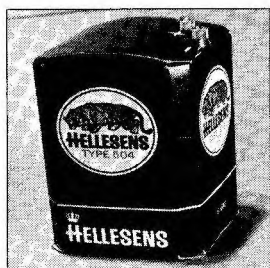
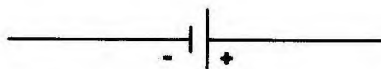
Variabel modstand



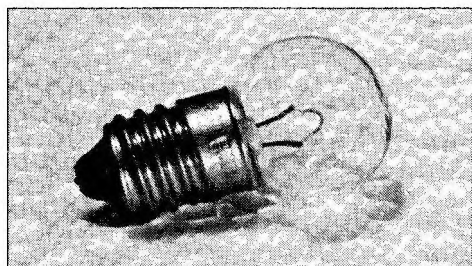
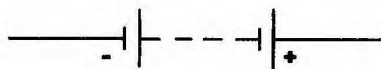
Elektronik symboler



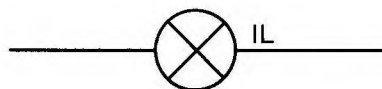
Element

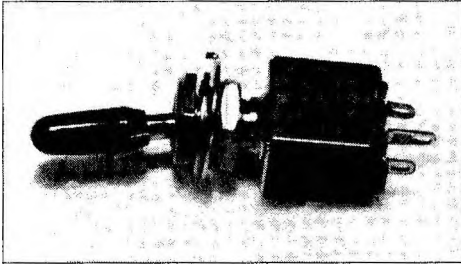


Batteri

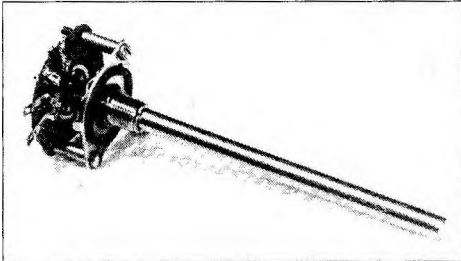
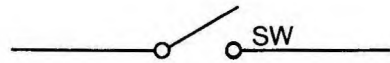


Glødelampe
(med tilslutningsspænding
og -strøm angivet)

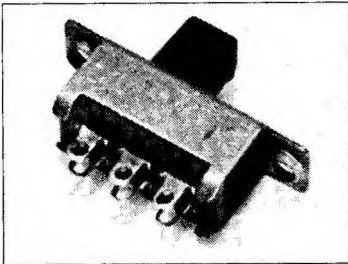
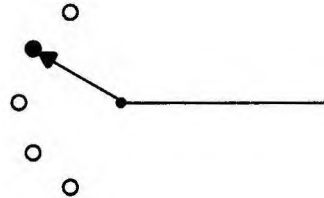




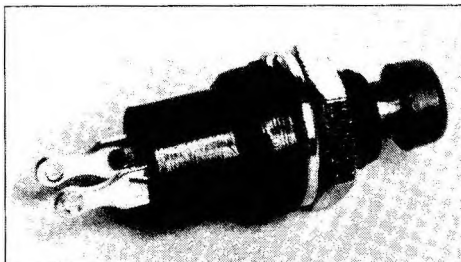
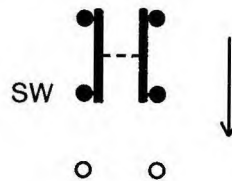
Enkel afbryder



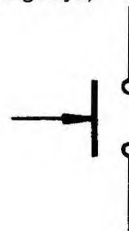
Omskifter

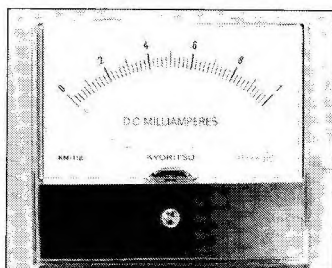


Skydeomskifter

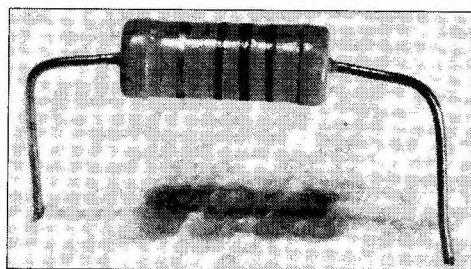
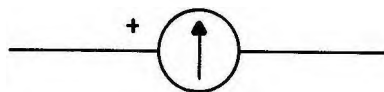


Trykknop (ringetryk)

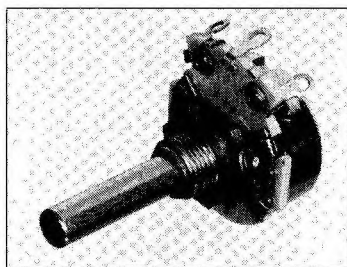
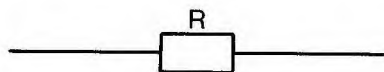




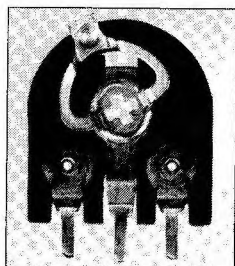
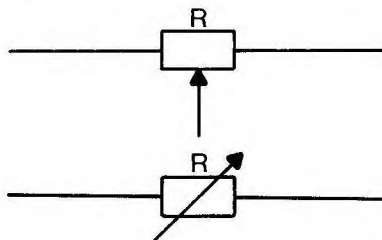
Måleinstrument.
På diagrammet er måleinstrumentets art
og maksimale arbejdsområde angivet.



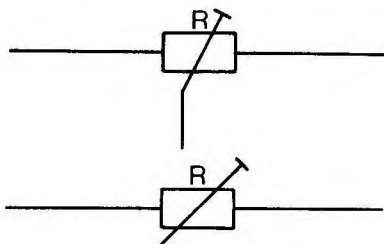
Modstand

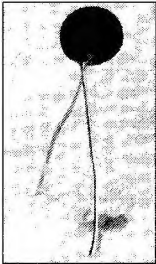


Potentiometer, variabel modstand

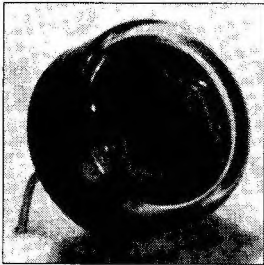
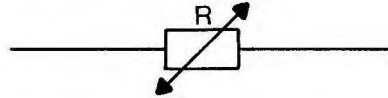


Trimmpotentiometer

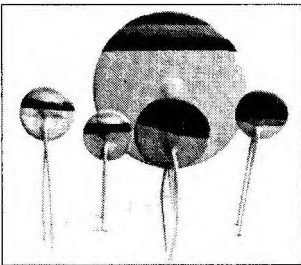
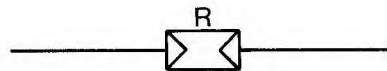




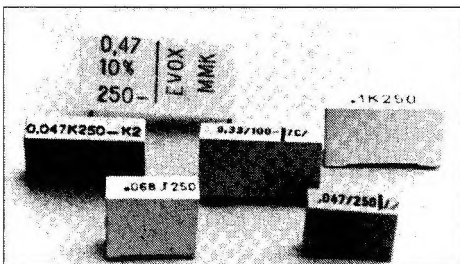
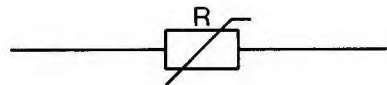
NTC eller PTC modstand



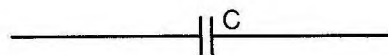
LDR modstand

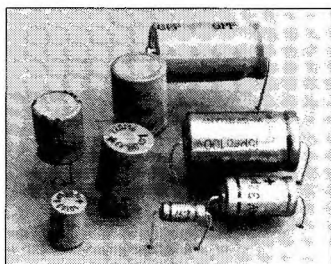


VDR modstand

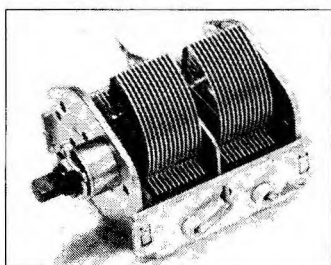


Kondensator

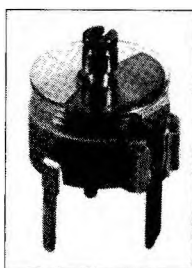




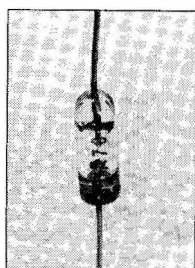
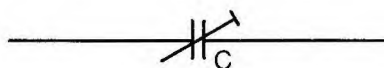
Elektrolytkondensator



Drejekondensator

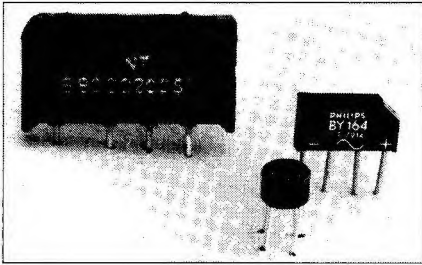


Trimmekondensator

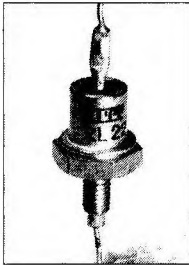
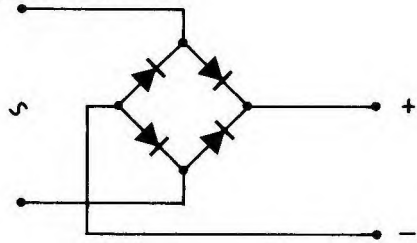


Diode

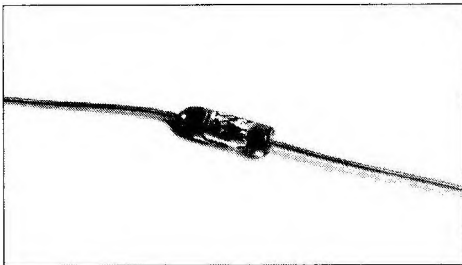




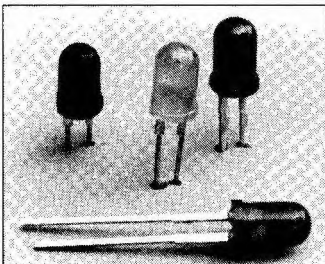
Brokoblet ensretter



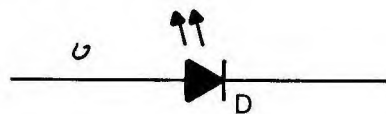
Zenerdiode



Kapacitetsdiode

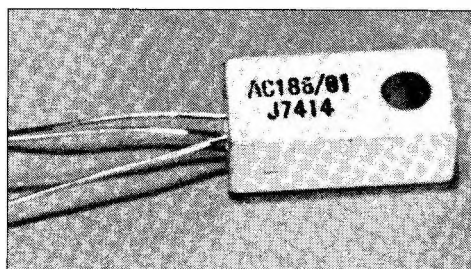
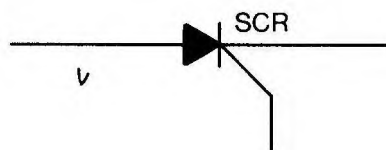


Lysdiode

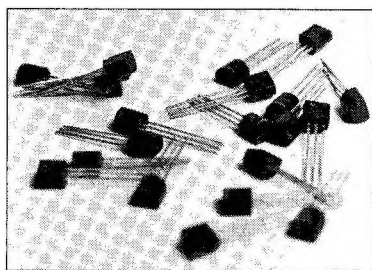
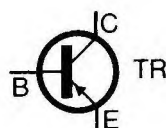




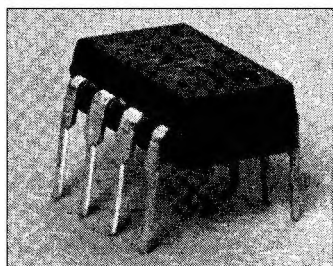
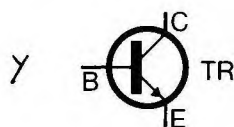
Tyristor



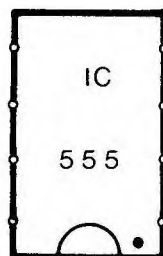
PNP transistor

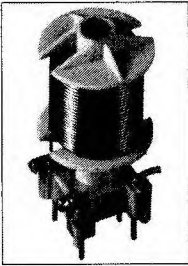


NPN transistor

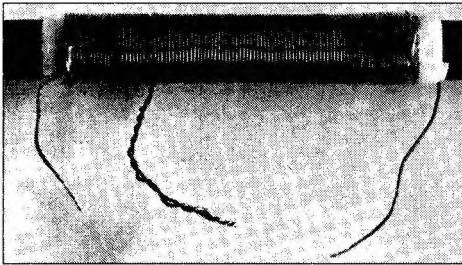
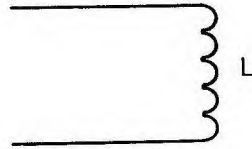


Integreret kreds

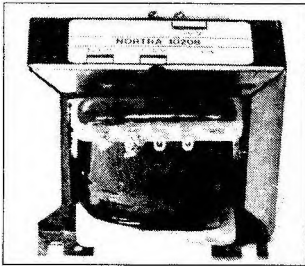
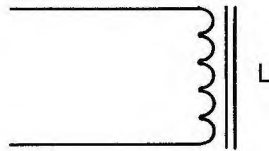




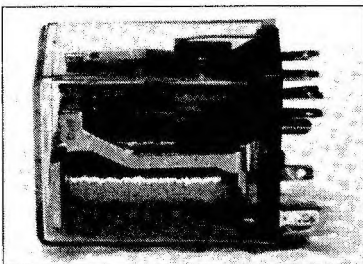
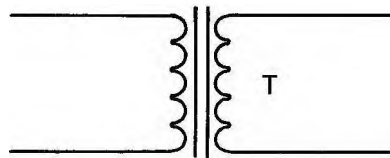
Spole



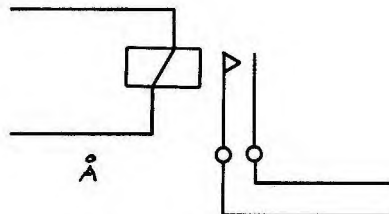
Spole med jernkerne



Transformator

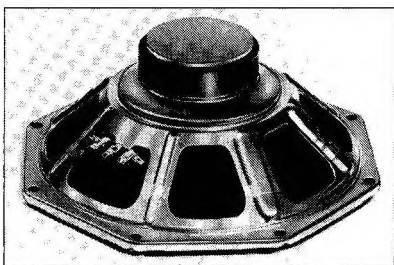
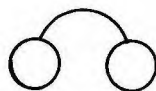


Relæ





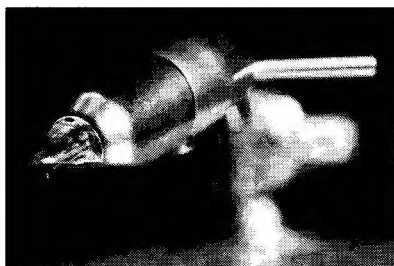
Hovedtelefon



Højttaler

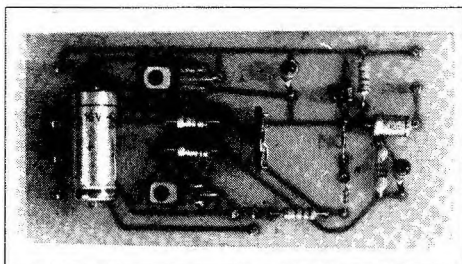


Mikrofon

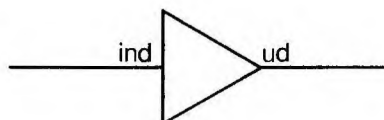


Pick-up

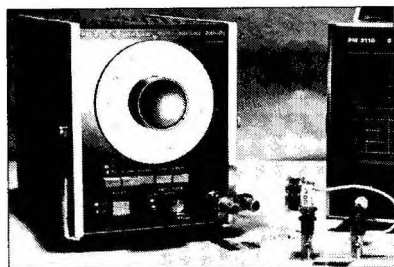
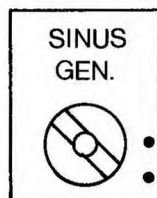




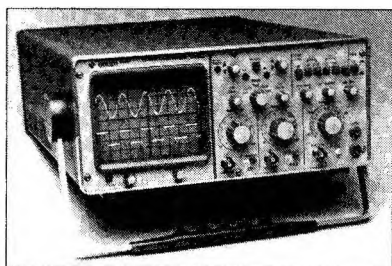
Forstærker



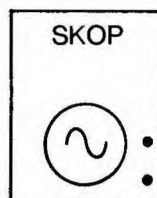
Sinusgenerator

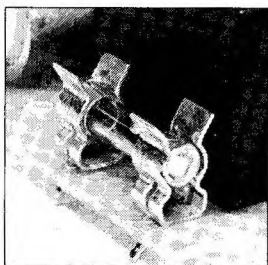


Firkantgenerator

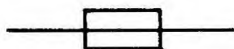


Oscilloskop





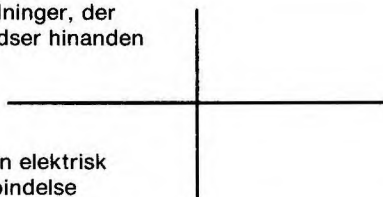
Sikring



Ledning

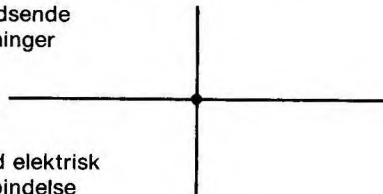


Ledninger, der krydser hinanden



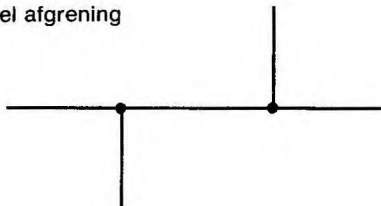
uden elektrisk forbindelse

Krydsende ledninger



med elektrisk forbindelse

Enkel afgrening



Udskiftelig ledning



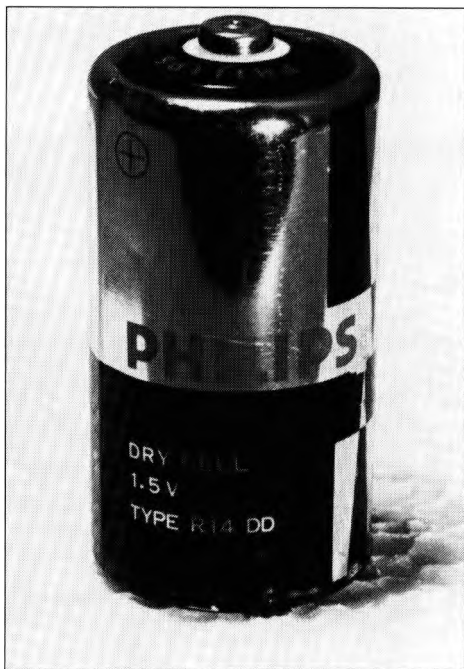
Spænding strøm og modstand

$$U/R = I$$

Spændingsforskel

En spændingsforskel er nødvendig for at drive en strøm gennem et elektrisk kredsløb.

Spændingsforskel måles i enheden *volt* med et voltmeter og betegnes med bogstavet *U*.



Spændingskilder

Tørelementet er den vigtigste spændingskilde til elektroniske forsøg. Det leverer en fuldstændig udglattet og brumfri elektrisk strøm. Spændingsforskellen mellem polerne på et almindeligt tørelement er 1,5 V. Hvis der ønskes en højere spænding, kan flere elementer sammensættes til et batteri. To elementer kan forbindes i serieforbindelse og har så en spændingsforskel på 3 V. Et 4,5 V batteri er sammensat af tre elementer i serieforbindelse.

Tørelementet er en nem løsning på problemet spændingsforsyning til elektroniske forsøg. Det er også på længere sigt en dyr løsning. En transistorradio forbruger hurtigt et

sæt elementer. Det vil være en god økonomisk investering med en spændingsforsyning til lysnetdrift. Den er hurtigt tjent ind. Til elektronikforsøg er en elektronisk reguleret spændingsforsyning at foretrække.

I bilen findes en blyakkumulator. Den er sammensat af tre eller seks celler, der hver har en spændingsforskel på 2 V. Det bliver så til batterier med henholdsvis 6 V eller 12 V. Akkumulatoren bruges kun ved start af bilen og til lys på bilen, når motoren ikke er i gang. Når motoren er i gang, trækker den en dynamo, der leverer den nødvendige strøm. En cykel kan også være forsynet med en dynamo, der leverer strøm til for- og baglygte på cyklen.

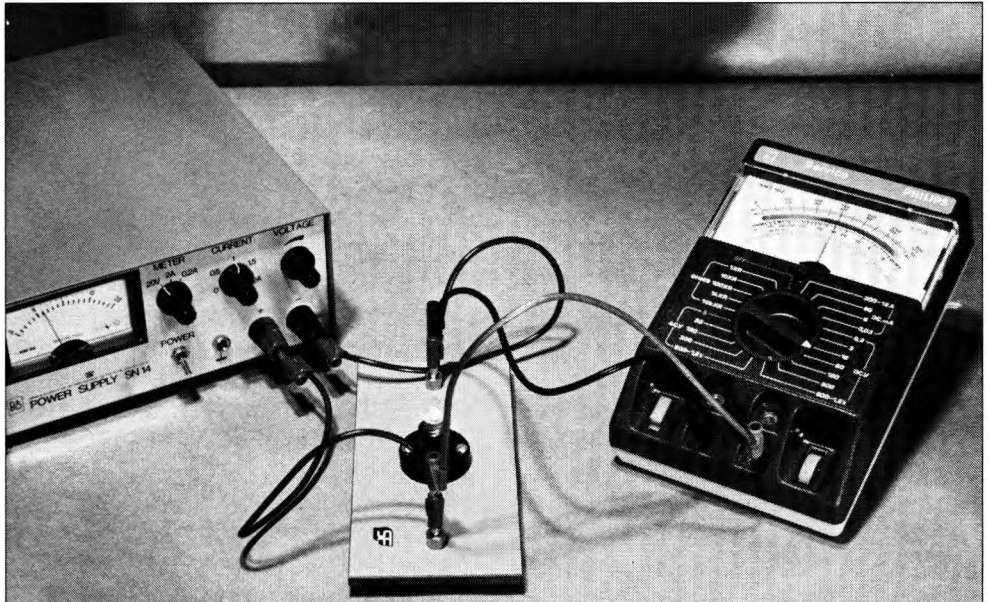
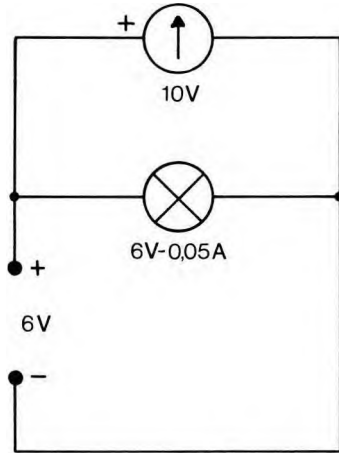
I hjemmet er den vigtigste strøm-

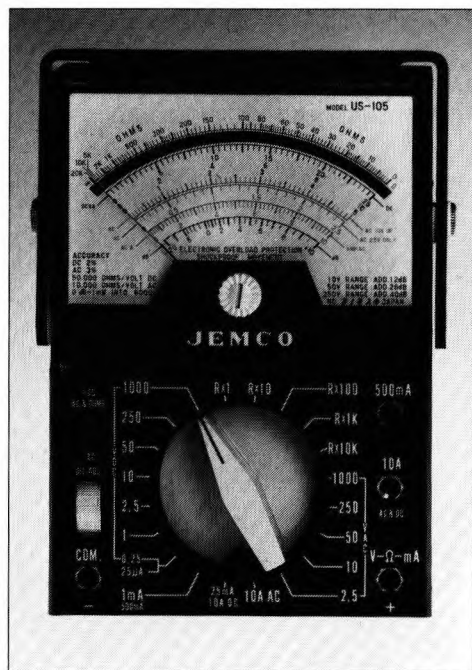
kilde stikkontakten, der gennem ledningsnettet er forbundet med en dynamo på elektricitetsværket. Her er spændingsforskellen 220 V vekselstrøm.

Måling af spændingsforskkel

Spændingsforskellen eller spændingsfaldet over et elektrisk kredsløb måles med et voltmeter.

Et voltmeter har stor indre modstand (flere tusinde ohm) og må derfor ikke indskydes i kredsløbet. Hvis man gør det, vil modstanden i voltmeteret bremse strømmen i kredsløbet. Voltmetret skal derfor med ydre ledninger tilsluttes over den strækning, hvor man ønsker at måle spændingsfaldet. Et batteris spændingsforskkel måles således ved at sætte ledningerne fra voltmeteret di-





rette på batteriets poler. Man må blot huske at tilslutte plus fra voltmetret til plus på batteriet. Ellers kan voltmetret tage skade.

Strømstyrke

Et tørrelement har to poler: plus (+) og minus (-).

Hvis elementet ikke gennem ydre ledninger er tilsluttet et elektrisk kredsløb, afgiver elementet ingen elektrisk strøm.

Hvis en elektrisk pære forbindes til tørrelementet, vil der gennem pæren gå en elektrisk strøm. Strømmen består af elektroner, der fra tørrelementet pumpes gennem det elektriske kredsløb. Elektronerne pumpes ud ved minus, går gennem ledning-

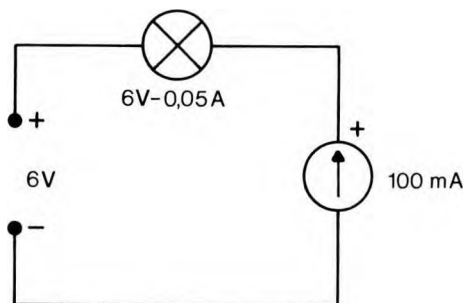
gerne og pæren og opsuges ved plus.

Der går således en elektronstrøm fra minus til plus. Ved minus er der overskud af elektroner, ved plus underskud.

Man har oprindelig vedtaget, at den elektriske strøm gik fra plus til minus. Mange læresætninger bygger herpå, så det er praktisk at holde fast ved dette.

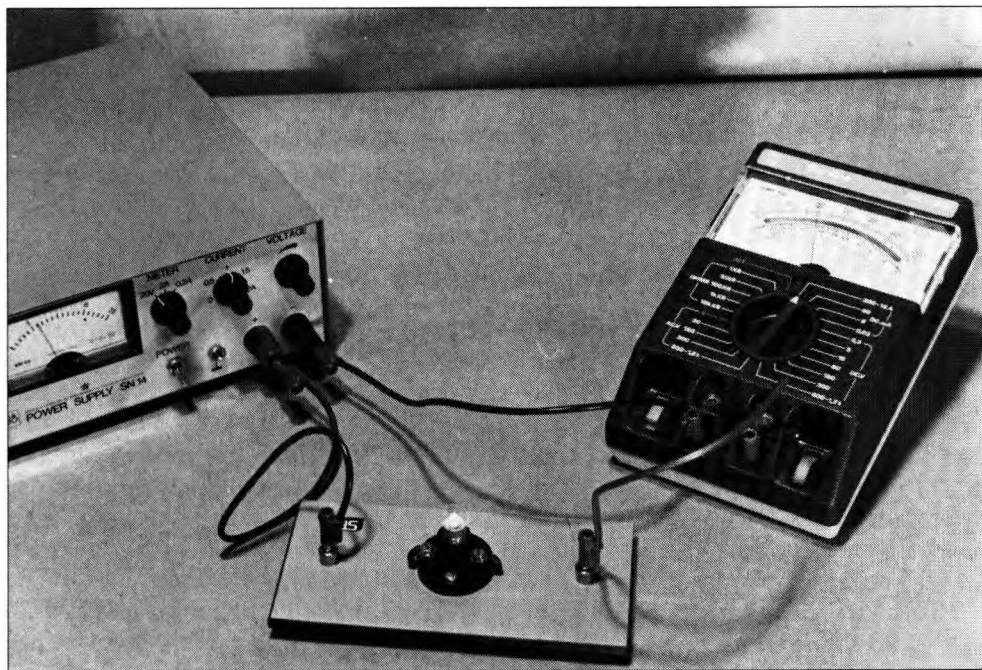
Vi siger derfor stadig, at strømmen går fra plus til minus, men at elektronstrømmen går fra minus til plus.

Måling af strømstyrke



Strømmen i et elektrisk kredsløb måles med et amperemeter. Instrumentet indskydes i ledningen, og den strøm der går gennem kredsløbet, går også gennem instrumentet. Da amperemetrets indre modstand er meget lille, har det ingen indflydelse på kredsløbet.

Diagrammet viser et elektrisk kredsløb, hvor en elektrisk pære er tilsluttet 6 V. Strømmen i kredsløbet måles med et amperemeter, der



giver fuldt udslag for en strøm på 100 mA.

Vi vil se, at instrumentet giver halvt udslag – strømmen i kredsløbet er $50 \text{ mA} = 0,05 \text{ A}$. Det vil sige, at den pære, vi benyttede, kunne betegnes med $6 \text{ V} - 0,05 \text{ A}$. Det betyder, at ved en spænding på 6 V over pæren vil der gennem den gå en strøm på $0,05 \text{ A}$.

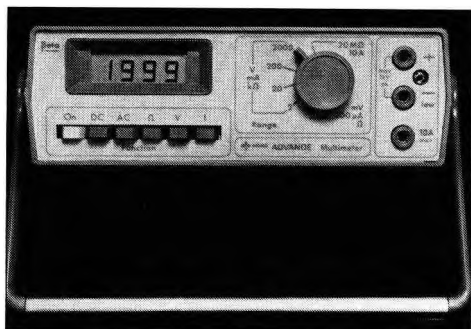
Modstand – resistans

Alle metaller kan lede den elektriske strøm, men de leder ikke alle den elektriske strøm lige godt. Nogle yder større modstand end andre. Det skyldes, at elektronerne på deres vandring gennem metaltråden støder mod metallets atomer. Den

bedste leder er sølv. Kobber er næsten lige så god. Kul kan også lede den elektriske strøm, men yder stor modstand. Det kan man udnytte, idet man inden for elektronikken ofte finder anvendelse for modstande af forskellig størrelse. Der er også mange stoffer, der ikke kan lede den elektriske strøm. De kaldes ikkeledere eller isolatorer, og i denne gruppe findes bl.a. plastic, ebonit, gummi, glas, porcelæn, pertinax o.m.a.

Isolatorerne udnyttes i høj grad. Vi behøver blot at tænke på elektriske ledninger. De er omgivet af en beskyttende isolator: plastic.

Den modstand, et stof yder over for den elektriske strøm, kaldes dens modstand eller dens resistans.



Det har været almindeligt at bruge den første betegnelse, men for ikke at forveksle begrebet med komponenten en modstand, er mange gået over til at bruge udtrykket resistans. Vi vil benytte ordet resistans.

Resistans måles i enheden ohm (Ω) og betegnes med R. (Ω er det græske bogstav omega). 1 Ω har vi f.eks. i en konstantantråd, der er 10 cm lang og $\frac{1}{4}$ mm i diameter. Vi har tidligere hørt, at resistansen i en tråd er afhængig af, hvilket stof tråden er af.

Resistansen er også afhængig af længden. Jo længere en tråd er, jo større resistans. Med tykkelsen er det omvendt.

Jo tykkere en tråd er, jo mindre resistans.

I et elektrisk kredsløb er der sammenhæng mellem spændingsforskel (U), strømstyrke (I) og resistans (R).

Spændingsforskellen defineres således:

1 volt er spændingsfaldet over en modstand på 1 Ω ved en strøm på 1 A.

Hvis spændingsforskellen ikke ændres, og resistansen gøres min-

dre, vil strømmen blive større.

Omvendt vil strømmen blive mindre ved større resistans.

Strømmen er altså afhængig af forholdet mellem spændingen og resistansen. Det kan skrives således:

$$\text{strøm} = \frac{\text{spænding}}{\text{resistans}}$$

Hvis vi i et kredsløb kender spænding og resistans, kan vi ved hjælp af Ohms lov finde, hvor stor strømmen er.

Eks.: $U = 6 \text{ V}$, $R = 3 \Omega$.

Beregn I.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{6}{3} = 2 \text{ A}$$

Strømstyrken er 2 ampere.

Hvis vi kender to af størrelserne, kan vi altid finde den tredje, idet Ohms lov kan omskrives.

Hvis strømmen (I) og resistansen (R) kendes, kan spændingen (U) beregnes.

$$U = R \cdot I$$

Eks.: $I = 3 \text{ A}$, $R = 5 \Omega$. Beregn U.

$$U = R \cdot I = 5 \cdot 3 = 15 \text{ V}$$

Spændingsforskellen er 15 V.

Resistansen (R) kan beregnes på lignende måde, hvis spændingen (U) og strømmen (I) kendes.

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

Eks. $U = 10 \text{ V}$, $I = 2 \text{ A}$.

Beregn R.

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

Resistansen er 5 Ω .

Dette udtryk kaldes Ohms lov.

Det kan med bogstaver skrives således:

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

I er strømmen målt i ampere, U er spændingsforskellen målt i volt, og R er resistansen målt i ohm.

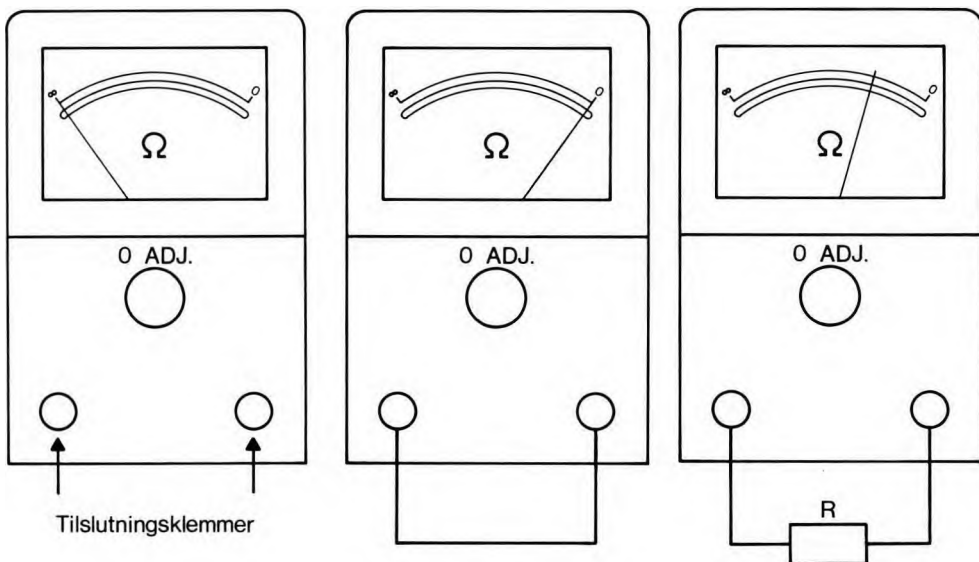
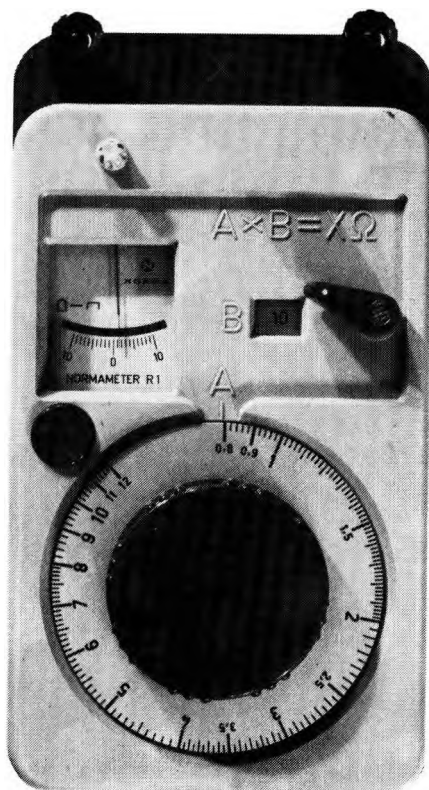
Måling af resistans

Til måling af resistans bruges et ohmmeter. Med det kan man finde resistansen af en ukendt modstand.

Ohmmetret ser ud som på tegningen. Når der intet er tilsluttet over instrumentets måleklemmer, står viseren på ∞ (uendelig stor modstand).

Hvis instrumentets måleklemmer forbindes med en kort ledning, vil instrumentet vise 0. (0 ohms modstand).

Hvis instrumentet ikke står nøj-



agtigt på nul, kan det nuljusteres med en knap, 0 ADJ. Instrumentet er så klar til måling.

Når man skal anvende ohmmetret, starter man med at nuljustere det i det område, man ønsker at måle i. Det kan være $R \times 1000$. Prøveledninger forbindes til hinanden, og 0 ADJ drejes, indtil instrumentet viser 0. Så forbindes den ukendte modstand til prøveledninger, og udslaget på instrumentet aflæses. Det viser måske 10. Modstandens værdi er så $10 \times 1000 \text{ ohm} = 10000 \text{ ohm}$. Den er på 10 k Ω .

Vi ser, at jo større resistans, jo længere slår viseren mod venstre. Det er modsat amperemetret og voltmetret.

Effekt

Elektrisk strøm i en leder er ensbetydende med varmeudvikling.

Når der går en strøm gennem en elektromotor, omsættes den største del af den elektriske energi til mekanisk energi, men en lille del bliver til varme.

Når der går strøm gennem en glødelampe, frembringes lys, men også varme.

I begge tilfælde omsættes elektrisk energi til en anden energiform.

Energiforbruget pr. sekund kaldes *effekt* og måles i enheden *watt* (W).

Den elektriske effekt (P), der afsættes i modstanden, findes ved at gange spændingen over modstanden (U) med strømmen gennem den (I).

watt = volt · ampere
eller

$$P = U \cdot I$$

Hvis spændingen over en modstand bliver forøget, vil der gå en større strøm, og der vil udvikles mere varme.

Eks.: Hvis en modstand på 1K påtrykkes en spænding på 10 V, vil der ifølge Ohms lov gå en strøm på 10 mA gennem den.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10}{1000} = 0,01 \text{ A}$$

Effekten, der afsættes i modstanden, er da:

$$P = U \cdot I = 10 \cdot 0,01 \text{ W} = 0,1 \text{ W}$$

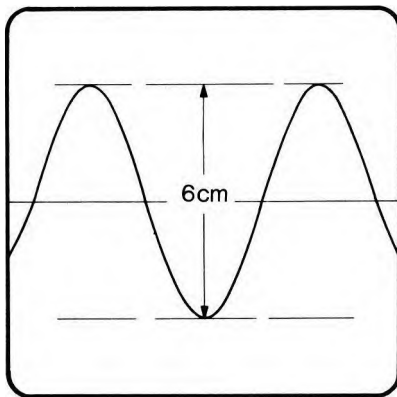
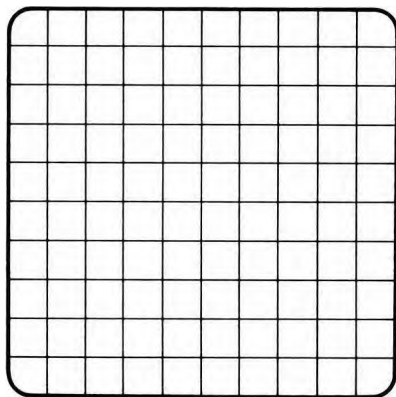
Modstanden skal således kunne tåle $1/10$ watts belastning.

Oscilloskopbilleder

Med oscilloskopet kan man måle vekselspændinger. Foran skærmen er der et kvadratnet med 1 cm mellem linjerne.

I oscilloskopet er der en forstærker, der forstærker de målte spændinger op, så de fylder mere på skærmen (Y-forstærkeren)! Den kan indstilles således, at en sinusformet spænding med en variation på 10 V kommer til at »fylde« 1 cm på skærmen. Almindelige oscilloskoper har i dag en følsomhed på 5 mV/cm. Det betyder, at en spændingsvariation på 5 mV vil fylde 1 cm.

Her ses et oscilloskopbillede af en sinusformet vekselspænding. Y-for-



stærkeren er sat på 1 V/cm.

Fra maksimum til minimum på sinuskurven er der en afstand på 6 cm. Spændingsvariationen er da 6 volt. Det skrives 6 Vss og læses 6 volt spids-spids. Et vekselstrømvoltmeter vil ikke vise 6 V, da det, vi med et sådant instrument måler, er effektiv spænding. For at finde den

effektive spænding, skal der divideres med 2,8 ($2\sqrt{2}$).

6 Vss er ca. 2,1 Veff.

Når vi siger, at bynettets vekselspænding er 220 V, er det 220 Veff. Spids-spids spændingen er ca. 2,8 gange så stor. Det er ca. 620 Vss.

Jævnspænding – jævnstrøm

Hidtil har vi kun beskæftiget os med jævnspænding og jævnstrøm. Når der på et diagram er angivet en spænding, er det underforstået, at der er tale om jævnspænding.

Jævnstrøm betyder, at elektronerne hele tiden går i samme retning i kredsløbet. De udsendes fra den negative pol, hvor der er overskud af elektroner, og indsuges ved den positive pol, hvor der er underskud af elektroner.

Når der gennem en modstand går en strøm, bliver der over modstanden et spændingsfald. Kan man ikke komme til at måle, om der går strøm i kredsløbet, kan man over en modstand måle, om der er spændingsfald. Ved hjælp af Ohms lov kan så strømmen i kredsløbet udregnes.

220 V jævnspænding skrives 220 V = eller 220 V DC (DC = direct current). Hvis der blot skrives 220 V, angiver det også, at der er tale om jævnspænding.

Vekselspænding – vekselstrøm

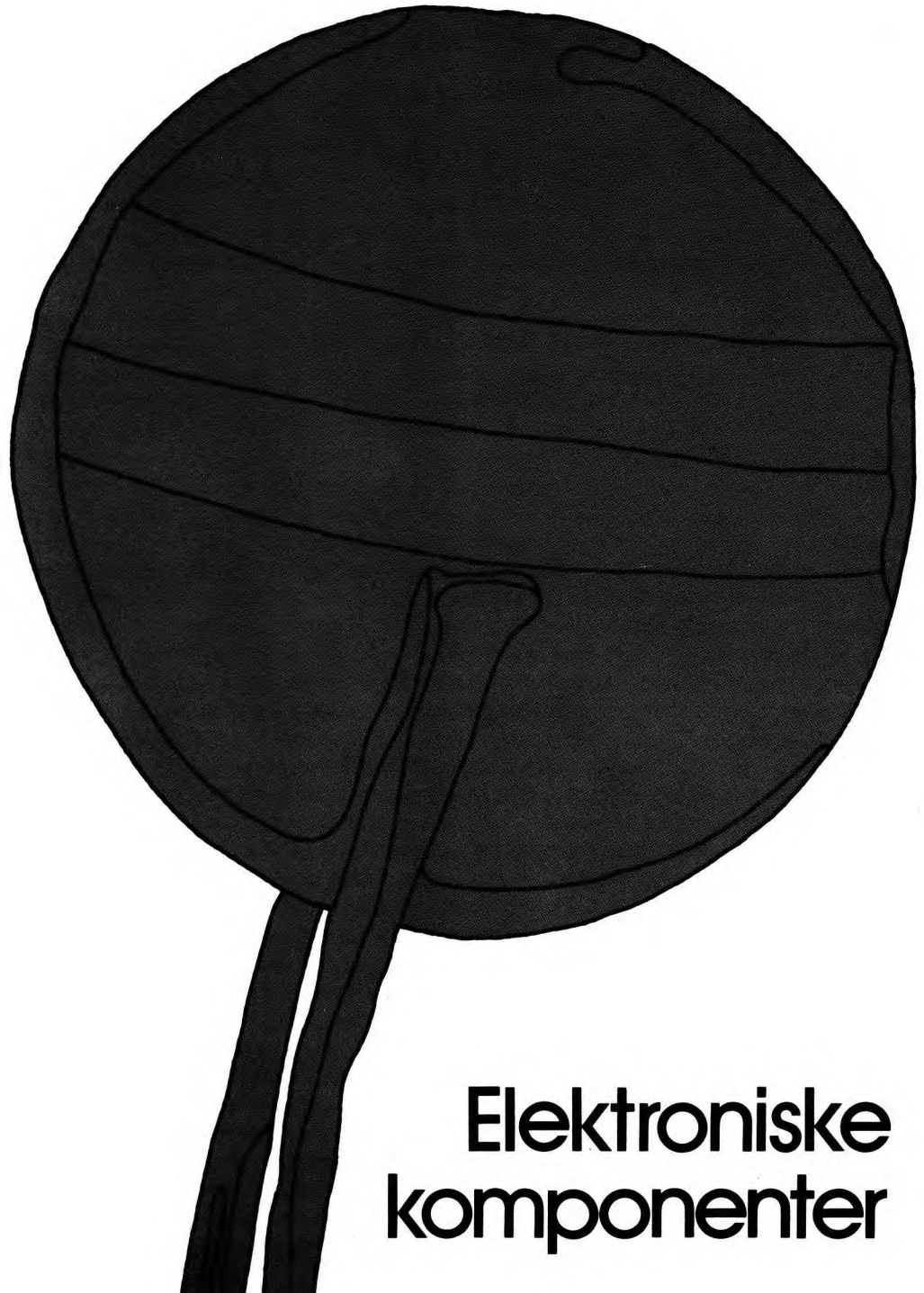
Vor almindeligste spændingskilde, stikkontakten, leverer vekselstrøm ved en vekselspænding på 220 V. Vi skriver 220 V ~ eller 220 V AC (AC = alternating current). Hvis vi tilslutter en glødelampe til en stikkontakt, vil der gå en strøm af elektroner gennem glødetråden, og de får den til at afgive lys.

Ved jævnspænding går elektronstrømmen til stadighed i samme retning. Anderledes forholder det sig ved vekselspænding.

Her i landet har vi vekselspænding med en frekvens på 50 Hz. Det betyder, at elektronerne i $\frac{1}{100}$ sek. strømmer i én retning gennem glødelampen. Så vender strømmen, og i $\frac{1}{100}$ sek. strømmer elektronerne i den anden retning gennem glødelampen.

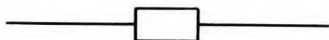
Vi kan sige, at strømmen »skvulper« frem og tilbage gennem glødetråden. 50 gange hvert sekund skvulper den den ene vej, 50 gange skvulper den den anden vej gennem kredsløbet. En glødelampe blinker 100 gange pr. sekund, men da glødetråden ikke når at blive afkølet efter hvert strømstød, ser vi ikke blinket. Øjet kan heller ikke opfatte en frekvens på 100.

En LDR i forbindelse med en LF forstærker vil kunne opfange, at glødelampen blinker og gengive det som en tone på 100 Hz.



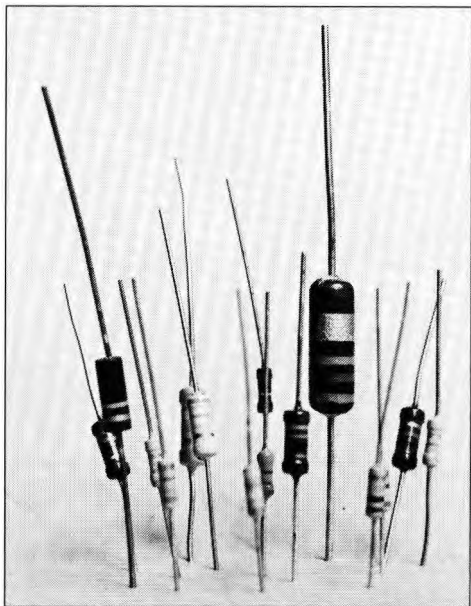
**Elektronische
komponenten**

Modstande



En af de mest anvendte komponenter i elektronikken er modstanden. Den fås i mange forskellige former og udførelser. På fotografiet ses seks typer af kulmodstande. Deres ydre størrelse er forskellig, men det betyder ikke noget for resistansen i en sådan komponent. Den ydre størrelse betyder kun noget for den belastning, modstanden tåler, den effekt, der kan afsættes i modstanden.

Der er mange standardstørrelser med hensyn til belastning; f.eks. $\frac{1}{16}$ W, $\frac{1}{8}$ W, $\frac{1}{4}$ W, $\frac{1}{2}$ W, 1 W og 2 W. Det er de seks typer, der ses på billedet.



Modstande fås i en række standardværdier fra under 1 Ω til over 10 M Ω . Denne resistans er angivet på modstanden i en farvekode. De 12 standardværdier fra 1 Ω og opefter er:

1R	3R3
1R2	3R9
1R5	4R7
1R8	5R6
2R2	6R8
2R7	8R2

De øvrige standardværdier får man ved at sige 10 \times grundværdien, 100 \times , 1000 \times , 10000 \times , 100000 \times og 1000000 \times grundværdien.

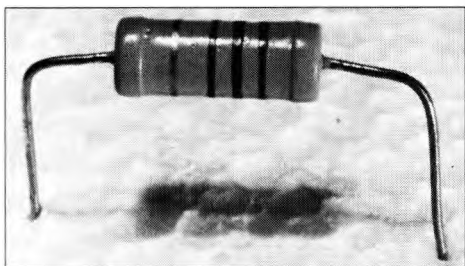
Der er således 85 standardværdier fra 1 Ω til 10 M Ω . F.eks. 2R2. De øvrige i den række bliver: 22R, 220R, 2K2, 22K, 220K og 2M2.

Farvekode for modstande



Farvekoden er angivet med tre eller fire farvede ringe om modstanden. F.eks. har en modstand på 1000 ohm (1K) en brun, en sort og en rød ring. Der kan være en fjerde ring. Hvis den er sølvfarvet, betyder det, at resistansen kan afvige $\pm 10\%$ fra 1000 ohm. Det vil sige, dens værdi ligger mellem 900 ohm og 1100 ohm. Tolerancen siges at være 10%.

Hvis den fjerde ring er guld, er tolerancen 5%, og hvis den er brun eller rød, betyder det en tolerance



på 1% eller 2%. Hvis der kun er tre ringe, er tolerancen 20%.

Farvekode er opbygget således:

1. ring = 1. ciffer
2. ring = 2. ciffer
3. ring = det antal nuller, der skal sættes efter de to første cifre.

sort	0	grøn	5
brun	1	blå	6
rød	2	violet	7
orange	3	grå	8
gul	4	hvid	9

En modstand med resistansen 10000 ohm (eller 10K) og en tolerance på 10% vil således være mærket: brun - sort - orange - sølv.

En modstand med ringene gul - violet - rød - guld har resistansen 4K7 - 5%. Gul = 4, violet = 7, rød = 2 nuller. 4700 ohm. Guld = 5%.

Eks.: 5K6 eller 5600 Ω , 20%, er mærket grøn, blå, rød. 820 K, 5%, er mærket grå, rød, gul, guld. 4M7, 10%, er mærket gul, violet, grøn, sølv.

Modstande betegnes efter et internationalt mærkningssystem bestående af to eller tre tal og et bog-

stav. Der anvendes bogstaverne R, K og M for henholdsvis ohm, kilohm (tusinde ohm) og megohm (million ohm).

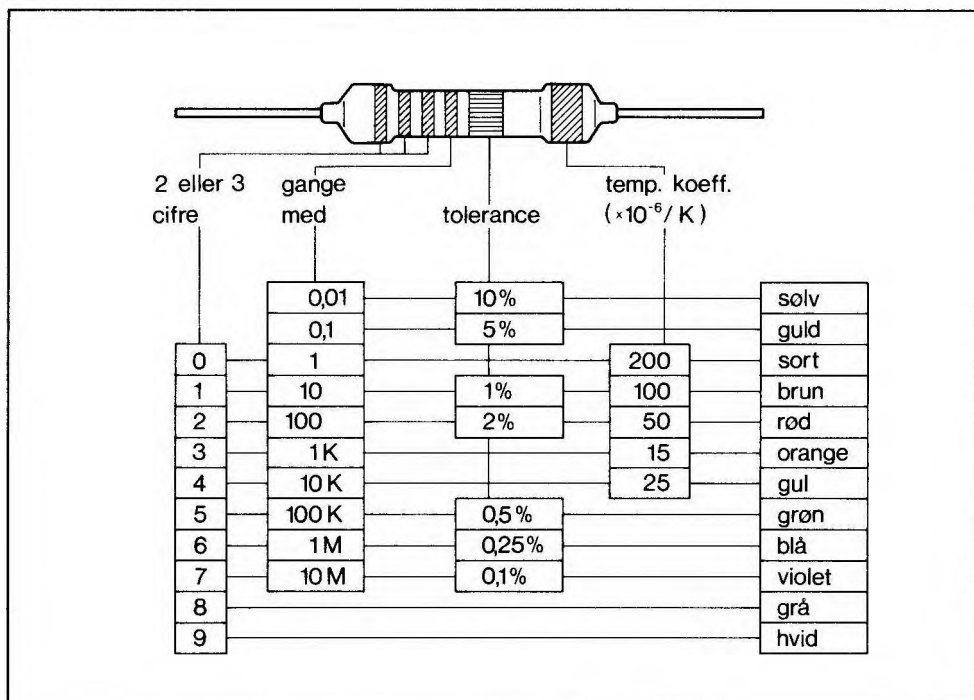
Bogstavet placeres på kommaets plads, som det fremgår af nedenstående eksempler:

0,22 ohm	skrives	R22
2,2 ohm	-	2R2
22 ohm	-	22R
220 ohm	-	220R
2200 ohm	-	2K2
22000 ohm	-	22K
220 000 ohm	-	220K
2 200 000	-	2M2
22 000 000 ohm	-	22M

Farvekode med fem eller seks farvebånd

De fleste modstande er kodet med en farvekode som omtalt, og på bagsiden af denne bog er der en tabel over de mest anvendte modstande. Denne kode er ikke tilstrækkelig ved meget præcise modstande med en tolerance fra 1% til 0,1%. Disse typer anvendes kun ved bygning af meget nøjagtigt måleudstyr.

De tre første bånd i denne farvekode angiver de tre cifre i modstandsværdien. Den femte ring angiver et tal, denne værdi skal ganges med. Den femte ring, som er bredere, angiver tolerancen. Når man har med så nøjagtige modstande at gøre, spiller temperaturen ind. Derfor kan der være en sjette farvet ring. Den er helt til højre på modstanden og er som regel et bredt bånd anbragt på kappen af modstanden.



Det angiver, hvor meget modstandens resistans ændrer sig, hvis temperaturen afviger fra 25°C . Det er temperatur koefficienten.

Temperatur koefficient

Temperatur koefficienten er en faktor, der angiver, hvor meget resistansen ændrer sig i modstanden, hvis temperaturen afviger 1° fra 25° . Det udtrykkes i »parts per million per $^{\circ}\text{C}$ ($\times 10^{-6}/K$)«.

Hvis en modstand på $1\text{ M}\Omega$ har

en temperatur koefficient på $\pm 100 \times 10^{-6}/K$, er dens resistans:

Ved 25°C 1000000Ω

Ved $+155^{\circ}\text{C}$ 1000000

$+ (130 \times 100 \times 10^{-6}) \times 1000000$
 $= 1013000\Omega$

Ved -55°C 1000000

$- (80 \times 100 \times 10^{-6}) \times 1000000$
 $= 992000\Omega$

Modstandstyper. Faste modstande

Kulfilmmodstande

Den mest brugte modstandstype er kulfilmmodstanden. Den bruges alle steder, hvor der ikke stilles særlige krav til modstanden med hensyn til stabilitet. Den bruges alle steder lige fra høreapparater til datamaskiner. Det er da også den type, vi får brug for.

De består af en keramisk stav eller et rør, hvorpå der er udfældet en kulfilm. En kontakthætte af en speciel legering er presset ind over enderne på modstanden, og til denne hætte er modstandens tilledninger svejset.

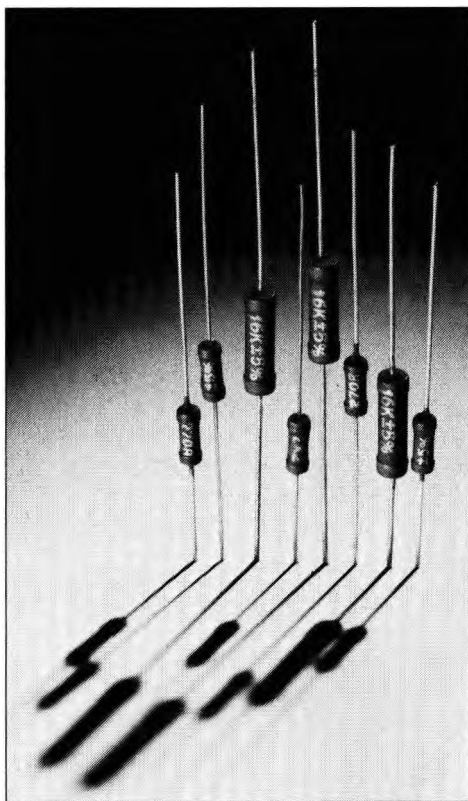
I kulmodstanden skæres en spiralformet rille. Jo finere rille der skæres, og jo tyndere kulfilmen er, jo højere er resistansen.

Til sidst er modstanden overtrukket med flere lag speciallak, der skal isolere elektrisk og beskytte mod ydre påvirkninger.

Kulfilmmodstande fremstilles i alle værdier fra 1R til 22M og i 6 typer: $\frac{1}{16}$ W, $\frac{1}{8}$ W, $\frac{1}{4}$ W, $\frac{1}{2}$ W, 1 W og 2 W, efter den belastning, modstanden skal kunne tåle. Hvor høj effekt, der kan afsættes i en modstand, afhænger af mange ting, bl.a. temperaturen. Ved 70°C kan en $\frac{1}{4}$ W modstand klare $\frac{1}{2}$ W.

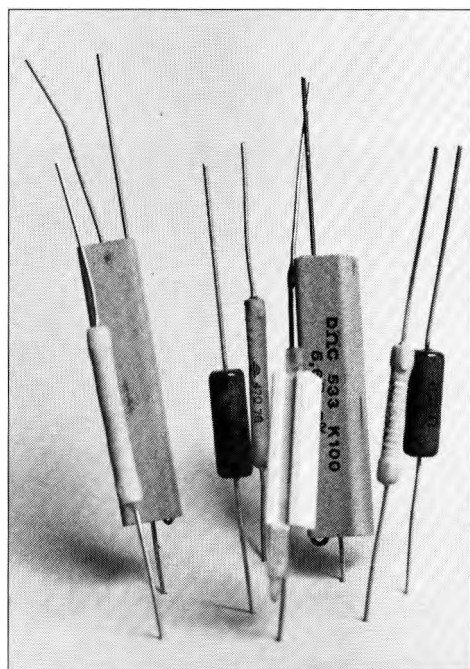
Skal en modstand kunne klare helt store effekter, må en anden type anvendes: den trådviklede modstand.

Metalfilmmodstande



Til specielle formål, hvor der kræves større præcision, anvendes metalfilmmodstande. Det kan være i måleinstrumenter, i vigtige dele i datamaskiner o.l. Tolerancen for disse modstande er 2% eller 1%.

Fremstillingsmetoden er den samme som ved kulfilmmodstanden. Blot anvendes i stedet for kulfilm en nikkelkrom film.



Trådviklede modstande

En trådviklet modstand består af et keramisk rør, hvorefter der er viklet en modstandstråd af konstantan eller nikkelkrom. Det hele er så indstøbt i et isolationsstof.

Fordelene ved de trådviklede modstande er, at de kan tåle stor belastning. Der fremstilles typer op til 500 W. Desuden kan de fremstilles med meget stor nøjagtighed.

En ulempe er, at de ikke kan anvendes i HF kredsløb. (HF = højfrekvens). Der virker de som spoler og kan bremse for HF eller skabe ustabilitet. Det vil sige, at man i radiomodtagere og -sendere skal være forsigtig med anvendelsen af trådviklede modstande.

På trådviklede modstande anvendes farvekoden ikke. Resistansen trykkes på med tal.

Specielle typer

Ud over de nævnte typer findes der mange andre. Nogle tåler meget høje spændinger, andre bruges, hvor vægt og størrelse har betydning.

I radiosondesendere, der bruges under vejrballer, i høreapparater, satellitter og lignende steder bruges en PIN-HEAD kulmodstand. Pin-head betyder knappenålshoved, og det er da også meget små modstande. Den består af en kulperle, der udgør resistansen, og to tilledninger. Det hele er dyppet i en beskyttende lak.

Pin-head modstanden kan maksimalt tåle en effekt på 0,05 W.

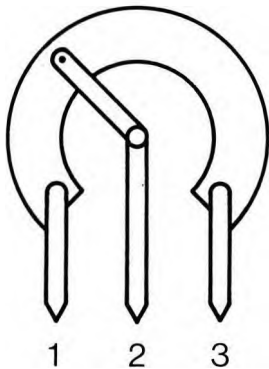
Modstandstyper. Variable modstande

Potentiometret

Variable modstande udføres som skydemodstande og drejemodstande og kaldes under ét for *potentiometre*.

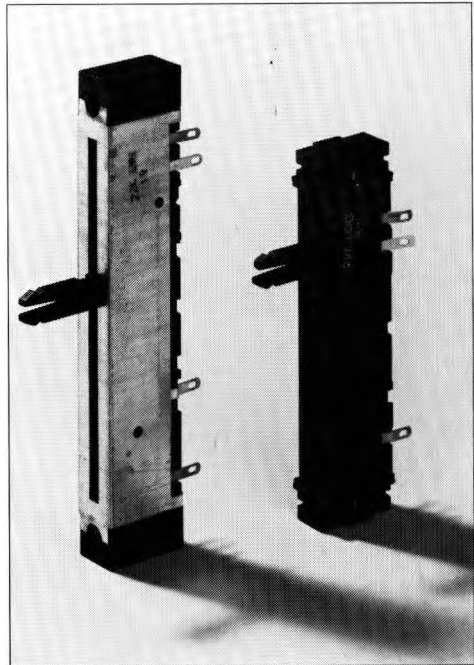
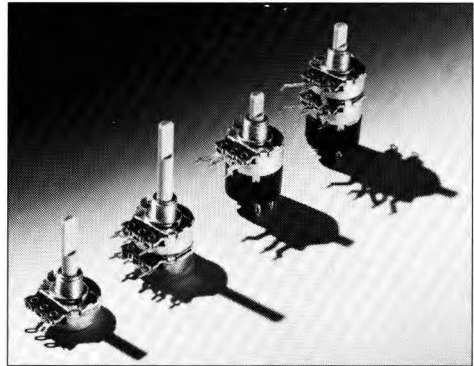
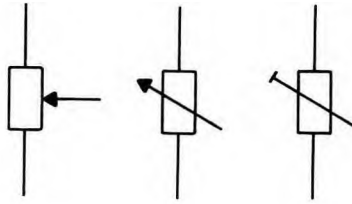
Der findes, som ved faste modstande, to typer, kullags- og trådviklede potentiometre.

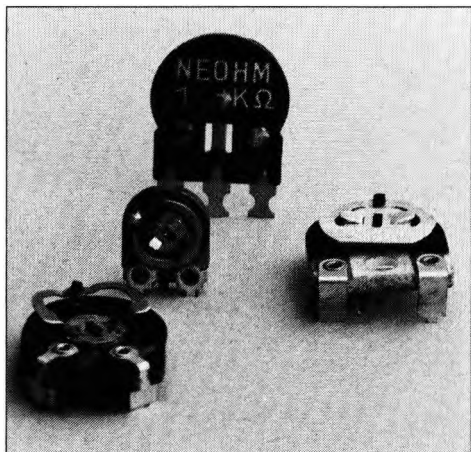
Kullagspotentiometre består af en keramikring, hvorpå der er udfældet et lag modstandsmateriale. Når der drejes på potentiometerakslen, slæber en kontaktfjeder hen over modstandsmaterialet.



Resistansen mellem 1 og 3 er konstant og står påtrykt potentiometeret. Resistansen mellem 1 og 2 varierer fra nul ohm til den påtrykte værdi, når der drejes på potentiometerakslen.

I stedet for at være forsynet med en aksel til at dreje på, kan potentiometeret være udformet således, at





der skal en skruetrækker frem, før der kan ændres på resistansen. Denne type kaldes et *trimmepotentiometer*. Det finder stor anvendelse, hvor man én gang for alle skal justere til en bestemt resistans.

Trådviklede potentiometre anvendes, når der er tale om store effekter eller der kræves en nøjagtig resistans.

Meget anvendt i dag er skydepotentiometret, hvor man i stedet for at dreje på en aksel, »skyder« en kontaktfjeder i lige linje hen over et modstandsmateriale.

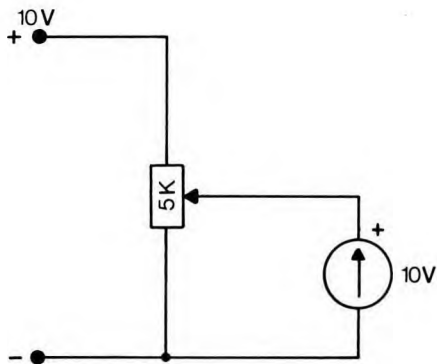
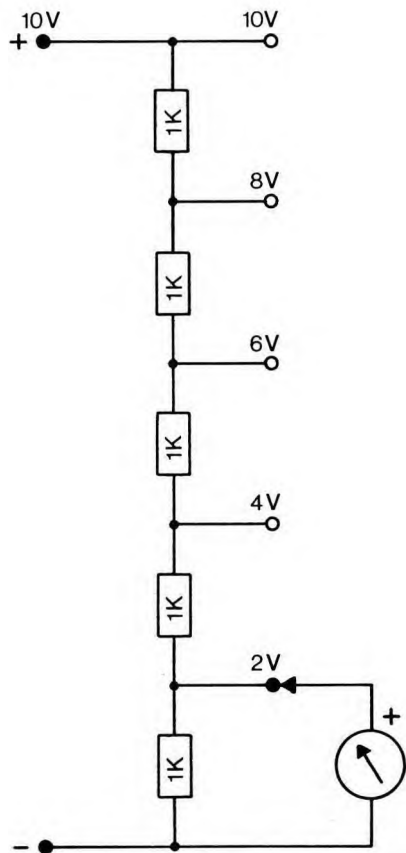
Potentiometret som spændingsdeler

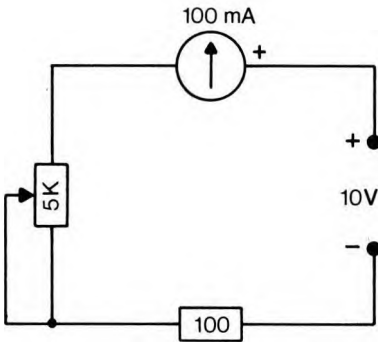
Hvis fem 1K modstande i serieforbindelse tilsluttes en spænding på 10 V, vil der kunne udtages spændinger på 8 V, 6 V, 4 V og 2 V.

Det kaldes en spændingsdeler.

Et potentiometer anvendes ofte som spændingsdeler.

Her ses en opstilling med et 5K potentiometer tilsluttet en spændingskilde. Fra det variable udtag kan fås spændinger mellem 0 V og 10 V.





Hvis potentiometret forbindes som vist, gennemløber det alle resistanser mellem $5000\ \Omega$ og $0\ \Omega$. For at beskytte måleinstrument og potentiometer er der i kredsløbet indsat en fast modstand på $100\ \Omega$. Den begrænser den maksimale strøm i kredsløbet til $100\ \text{mA}$.

Den mindste strøm får vi med potentiometret indskudt.

Minimum strøm bliver ca. $2\ \text{mA}$.

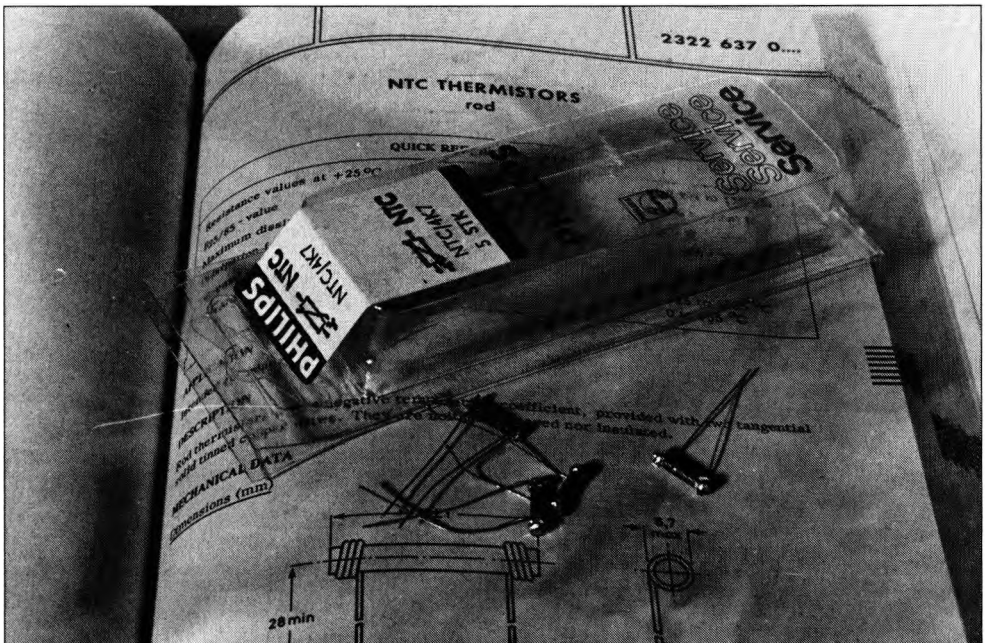
Hvis et 5K potentiometer er halvt inddrejet, er resistansen $2500\ \Omega$. Hvis der er inddrejet $1/10$, er resistansen $500\ \Omega$. Det er et lineært potentiometer.

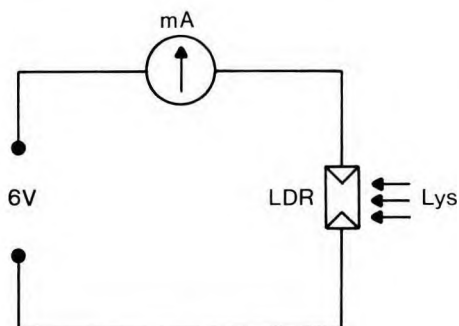
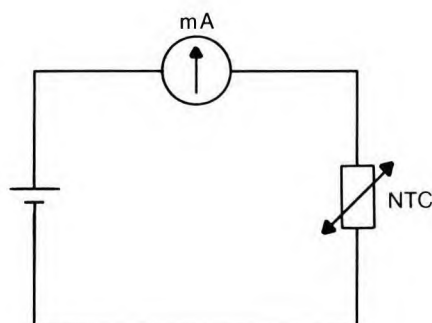
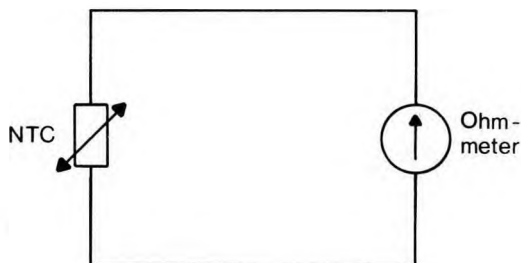
Potentiometre fås også med logaritmisk resistans, hvor resistansen vokser (eller formindskes) efter en logaritmisk skala.

Specielle modstandstyper

NTC og PTC modstande

En NTC modstand (NTC130) tilsluttes et ohmmeter. Resistansen måles til at være $130\ \text{ohm}$. Med et





par fingre varmes modstanden op, og ohmmetret registrerer straks, at resistansen i NTC modstanden er blevet mindre. Man kan også prøve forsigtigt at varme op med en tændstik. Når NTC modstanden er afkølet til stuetemperatur igen, vil resistansen igen være 130 ohm.

NTC betyder Negativ Temperatur Coefficient – med andre ord: Ved højere temperatur bliver resistansen mindre.

Tilsvarende findes en PTC modstand (Positiv Temperatur Coefficient), hvor resistansen bliver større ved højere temperatur.

Eksempler på anvendelse:

Et milliamperemeter i serieforbindelse med en NTC modstand tilsluttes et batteri. Ved højere temperatur bliver resistansen i kredsløbet mindre, og der går større strøm. Måleinstrumentet viser mere. Det er et elektrisk termometer.

NTC modstande bruges til temperaturkontrol og til stabilisering af udgangstrin i forstærkere.

LDR modstande

LDR modstande (Light Dependent Resistors) er fremstillet af cadmium sulphid, et materiale, der indeholder få eller ingen frie elektroner, når det er i total mørke. Det kan derfor ikke lede den elektriske strøm. Resistansen i det er meget stor, mange MΩ.

Når det belyses, bliver elektronerne frie, og materialet leder den elektriske strøm. Elektronerne er kun frie i et begrænset tidsrum, og når lyset slukkes, indfanges de igen, og stoffet bliver en isolator.

Der er flere typer LDR modstan-

de, og for dem alle gælder det, at resistansen i mørke er større end $1\text{M}\Omega$, og ved en belysning på 1000 lux falder resistansen til 110Ω - 150Ω .

RPY58 er også en LDR modstand eller rettere to LDR modstande i serieforbindelse. Den kaldes en fotocelle ikke at forveksle med en solcelle.

Fotocellen ændrer resistansen ved belysning og kan derved regulere elektrisk strøm.

Solcellen afgiver ved belysning elektrisk strøm.

RPY58 måler kun $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$ og er 2 mm tyk. Den reagerer for lys af bølglængde fra 500 nm til ca. 700 nm, dvs. synligt lys.

I mørke kan resistansen overstige $1\text{M}\Omega$, og ved belysning med 1000 lux falder den til under 100 Ω .

En LDR modstand forbindes i serie med et milliamperemeter (fuldt viseruslag for 30 mA eller mere) og sluttes til 6 V. Ved en belysning på 1000 lux er strømmen i kredsløbet ca. 20 mA.

Det er et LUX-METER eller en belysningsmåler.

Man kan også slutte LDR modstanden direkte til et ohmmeter.

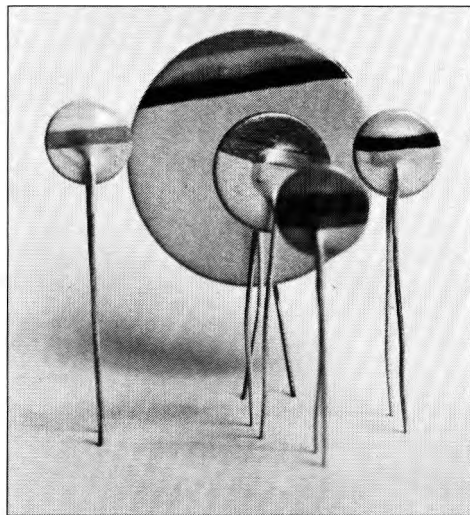
VDR modstande

VDR modstande er modstande, hvis resistans er bestemt af spændingen over den. Ved en spændingsforøgelse over modstanden, vokser strømmen gennem den uforholdsmæssigt meget. Resistansen bliver altså mindre ved højere spænding.

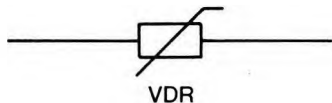
VDR betyder Voltage Dependent Resistor = spændingsafhængig modstand.



LDR modstand



VDR modstand



Kondensatorer

Kondensatoren er en meget anvendt komponent i elektronikken. Den består af to metalplader, elektrisk isoleret fra hinanden.

Hvis man sætter to metalplader op 5 cm fra hinanden, har man lavet en kondensator. Den kan lades op elektrisk.

Pladerne forbindes med en båndgenerator. Der frembringes elektricitet, når det brede gummibånd kører hen over en af rullerne, der er af plexiglas. Når der drejes på håndtaget, får hættten overskud af elektroner og bliver negativ i forhold til nederste rulle.

Når der drejes på håndtaget, vander mange elektroner gennem ledningen fra hættten over på den ene plade i kondensatoren. Den bliver negativ. Til gengæld fjernes der elektroner fra den anden plade, der så bliver positiv. Der er nu en spændingsforskel mellem de to plader, og det vil der også være, hvis ledningerne til båndgeneratoren fjernes. Kondensatoren er opladet.

Hvis man lader kondensatoren stå, vil den langsomt aflades, idet elektronerne gennem luften vil gå fra den ene plade til den anden, til der er lige mange elektroner på hver plade. Så bliver spændingsforskellen mellem dem nul, og kondensatoren er afladet.

Hvis der fra en opladet kondensator forbindes en ledning fra den ene plade til den anden, vil der i ledningen gå en stærk strøm, og kondensatoren er straks afladet.

Jo større pladernes areal er, jo mere elektricitet kan kondensatoren

gemme på. Dens *kapacitans* er større. Kapacitansen for en kondensator bliver også forøget, hvis afstanden mellem pladerne formindskes.

Kapacitansen kan også øges ved at anbringe forskellige materialer mellem pladerne. Polyester (plastic) mellem to plader vil således give større kapacitans samtidig med, at det isolerer pladerne fra hinanden.

Kondensatorens kapacitans

Kondensatorens kapacitans måles i enheden Farad (F). Det er en meget stor størrelse, og der anvendes derfor mindre enheder.

pF = picofarad

μ F = mikrofara

Der skal 1 000 000 pF til 1 μ F. Der skal igen 1 000 000 μ F til 1 F.

Udover disse betegnelser anvendes også nanofarad, nF.

1000 pF = 1 nF

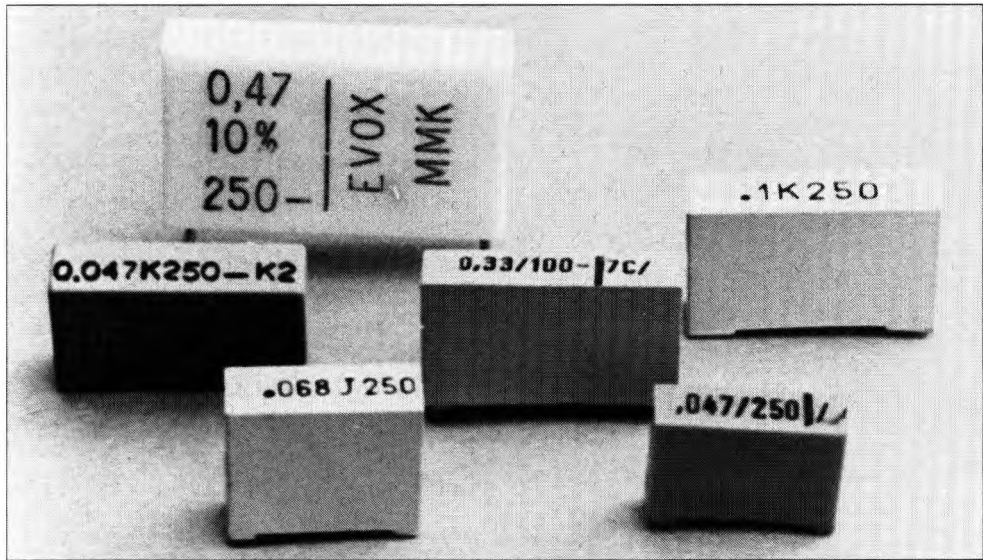
1000 nF = 1 μ F

Kondensatortyper

Rulleblokkondensatorer

En kondensator, som vi har beskrevet den, er jo lidt upraktisk med hensyn til størrelsen. Vi prøver derfor at skille en kondensator ad for at se, hvordan den er lavet.

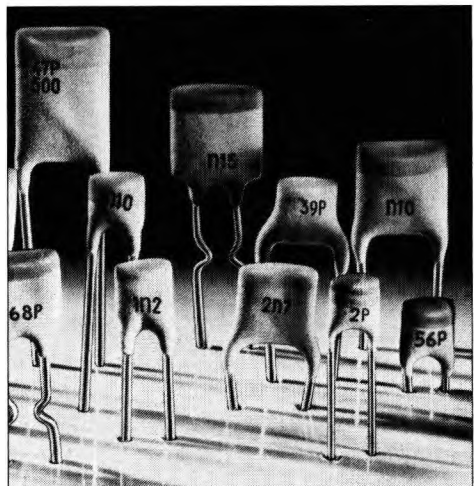
Pladerne er meget tynde. De er af aluminiumsfolie, der er tyndere end det, vi anvender i husholdningen. Pladerne er måske 1 cm brede og 2 m i længden. Mellem dem er der et tyndt lag polyester som isolator, og



det hele er så rullet sammen til en rulleblokkondensator. En ledning er loddet til hver plade, og det hele er pakket ind i plastic. Ved at anvende meget tyndt aluminiumsfolie og ved at gøre de isolerende lag så tynde som muligt, kan man få en kondensator med stor kapacitans til kun at fylde lidt. Kapacitansen for denne type kondensatorer er ofte angivet med en farvekode. Det er samme farvekode, der anvendes ved modstande, idet farverne angiver kapacitansen i pF.

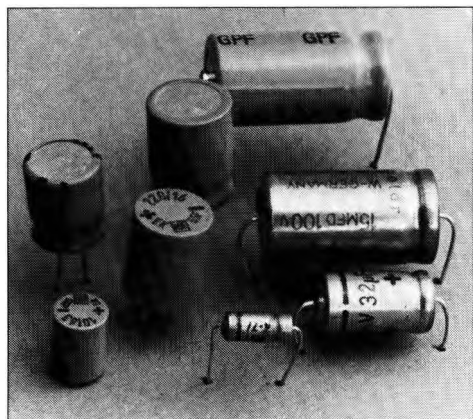
Keramiske kondensatorer

En type kondensatorer med ret lille kapacitans er de keramiske kondensatorer. De består af et porcelænsrør, hvor der inden i røret og uden på røret er udfældet et metallag. De to lag udgør de to plader.



Kapacitansen for keramiske kondensatorer er ofte farvekodet som rulleblokkondensatorerne. Den første prik angiver altid temperaturkoefficienten for kapacitansen.

Elektrolytkondensatorer



Hvis man skal bruge en kondensator med en meget stor kapacitans, vil den komme til at fylde urimelig meget, hvis den skal være af rulleblok-typen. Man har til sådanne formål udviklet en type med små dimensioner og stor kapacitans: elektrolytkondensatoren.

Den ene plade i elektrolytkondensatoren består af aluminiumfolie, der er dækket af et tyndt lag aluminiumilte. Aluminium bliver let angrebet af luftens ilt, og det yderste lag bliver omdannet til aluminiumilte. Når der først er dannet et lag, virker det beskyttende, og pladen kan ikke iltes yderligere. Aluminiumilte virker også elektrisk isolerende.

Den anden plade er væske, der kan lede den elektriske strøm, en såkaldt elektrolyt.

Elektrolytkondensatoren kan fremstilles således:

En aluminiumbeholder fyldes halvt med en elektrolyt.

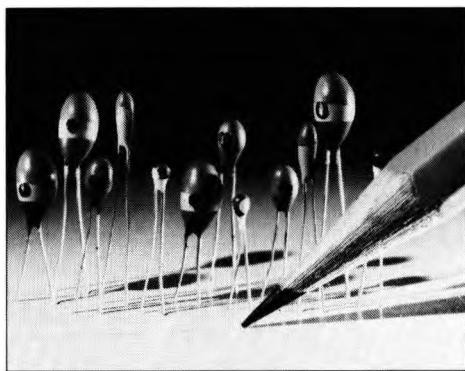
Iltet aluminiumfolie rulles sam-

men med træpapir som mellemlag og sænkes ned i elektrolytten. Der svejses to ledninger på, én til folien og én til bægeret.

Ved elektrolytkondensatoren skal bægeret altid forbindes til minus og den anden plade til plus. Ellers ødelægges elektrolytkondensatoren.

En speciel elektrolyt er *bipolar*, dvs. den ikke kan polariseres forkert. Den bruges meget i delefiltre i højttalersystemer. Den består af to modsat vendte, serieforbundne elektrolytter.

Tantalelektrolytter



En nyere type elektrolytkondensatorer er af *tantal* typen.

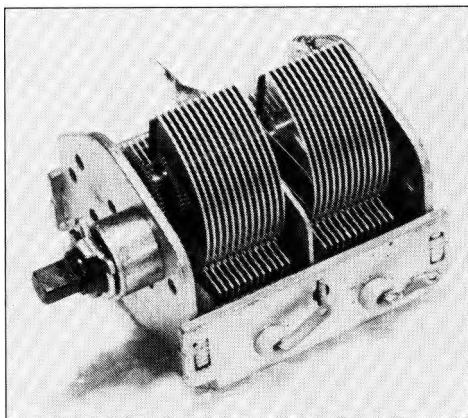
Den er fremstillet med metallet tantal (et grundstof) som anode (+) og mangan-dioxyd som katode (\div). Den mest udbredte tantalkondensator er med tør elektrolyt. Dimensionerne er meget små, og det er derfor, den har fået så stor udbredelse til kredsløbsplader, skønt den er dyrere end almindelige elektrolytkondensatorer.

Variable kondensatorer

I radiosendere og -modtagere har man ofte brug for kondensatorer, hvis kapacitans kan ændres. Sådanne kondensatorer kaldes drejekondensatorer.

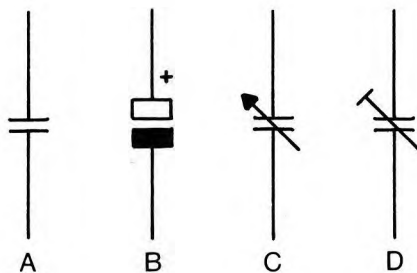
Drejekondensatoren består af to sæt plader, ofte fremstillet af aluminium. Det ene sæt, statoren, kan ikke bevæges. Det andet sæt, rotoren, kan med en aksel drejes ind mellem statorpladerne. Jo mere rotoren er inddrejet, jo større kapacitans har kondensatoren.

Trimmekondensatoren er en drejekondensator, der som trimmepotentiometret med en skruetrækker kan indstilles til en fast værdi.



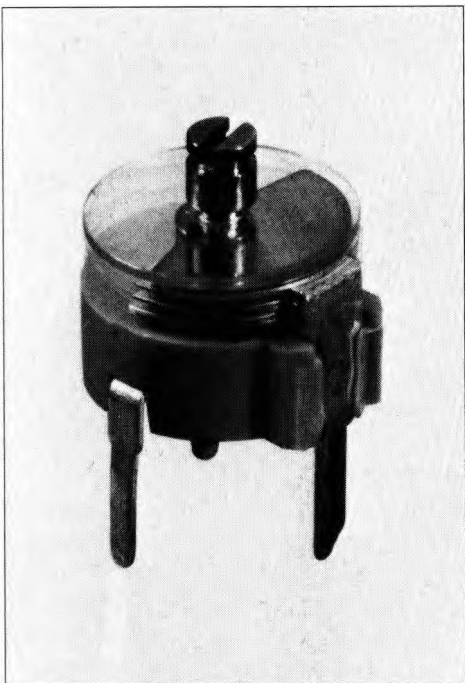
Drejekondensator

Symboler for kondensatorer



Symbolerne for de forskellige kondensatortyper ser ud som vist.

A er symbolet for en kondensator, B en elektrolytkondensator, C en drejekondensator og D en trimmekondensator.



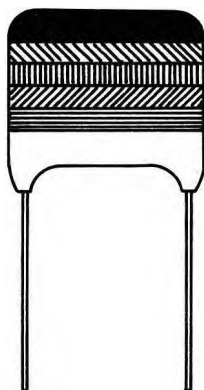
Trimmekondensator

Farvekode for kondensatorer

Farvekode for polyester-kondensatorer

Polyesterkondensatoren kan være mærket med en farvekode.

Kondensatoren har altid fem farvebånd.



1. bånd = 1. ciffer
2. bånd = 2. ciffer
3. bånd = antal nuller
4. bånd = tolerance
5. bånd = max.spænding

For de tre første bånd, der angiver kapacitansen, gælder farvekode for modstande.



4. farve - tolerancen

sort = $\pm 20\%$

hvid = $\pm 10\%$

5. farve - max. spænding

brun = 100 V

rød = 250 V

gul = 400 V

blå = 630 V

Eksempel: En kondensator kan være mærket således: brun - sort - gul - hvid - rød.

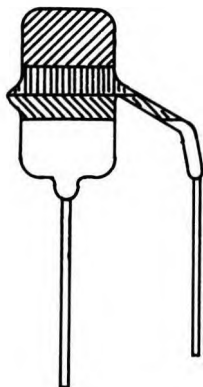
Dens kapacitans er så 100 000 pF = 0,1 μ F - 10% - 250 V.

Hvis en kondensator kun har tre farver, f.eks. orange - hvid - rød, skyldes det, at de tre bånd, der skal angive kapacitansen, er ens. I dette tilfælde orange. Dens data er så: 33000 pF = 33 nF - 10% - 250 V.

Farvekode for keramiske

»pin up« kondensatorer

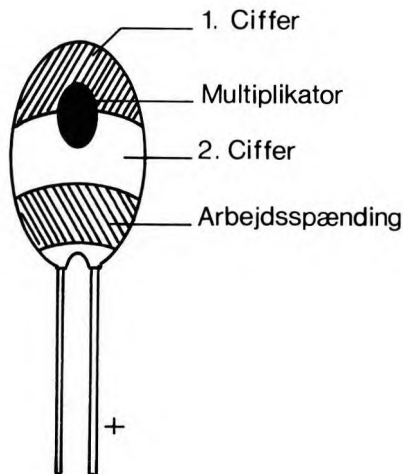
Koden er for denne type kun tre farvede bånd, der angiver kapacitansen.



Tolerancen er $\pm 20\%$, og maksimal arbejds-spænding er 125 V-500 V afhængig af typen.

Denne kode bruges for kondensatorer af Philips fabrikat (Miniwatt). Der findes også andre farvekoder for keramiske kondensatorer.

Farvekode for tantalelektrolytter



Tantalelektrolytten har tre farvede ringe, der efter samme kode som ved modstanden angiver 1. og 2. ciffer, og den tredje angiver maksimal spænding. En farveklat over 1. og 2. farvebånd giver en multiplikator, et tal, hvormed man skal multiplicere det tal, 1. og 2. ciffer viser:

farvekode	kapacitans i μF		multipli- kator	arbejds- spænding (V)
	1. ciffer	2. ciffer		
sort	–	0	1	10
brun	1	1	–	1,6
rød	2	2	–	4
orange	3	3	–	40
gul	4	4	–	6,3
grøn	5	5	–	16
blå	6	6	–	–
violet	7	7	0,001	–
grå	8	8	0,01	25
hvid	9	9	0,1	2,5

Eksempel: En tantalelektrolyt med farvebåndene brun – grøn – sort og med hvid farveklat.

brun – 1, grøn – 5, hvid klat \times 0,1, sort 10 V.

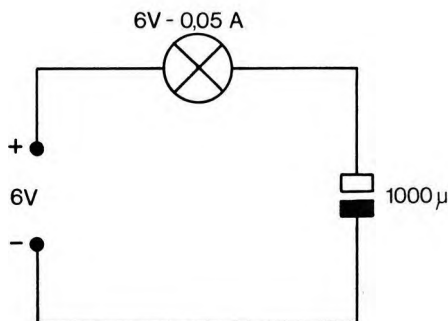
Værdien er $1,5 \mu\text{F} - 10 \text{ V}$.

Op- og afladning af kondensatorer

Når en kondensator tilsluttes, som vist, vil glødelampen lyse kort, til kondensatoren er opladet. Når den er opladet, vil der ikke længere gå strøm i kredsløbet. En kondensator spærrer for jævnstrøm.

Kondensatoren kan nu aflades, idet vi afbryder ledningen, der er tilsluttet plus på spændingsforsyningen, og forbinder den til minus. Glødelampen lyser igen kort.

Når en kondensator tilsluttes en jævnspændingskilde, vil der fra minus, hvor der er overskud af elektroner, gå en strøm af elektroner hen på den ene plade, indtil der er »fyldt op«. De elektroner, der var på den anden plade, søger hen til plus, hvor



der er underskud af elektroner. Der er nu en spændingsforskel mellem de to plader. Kondensatoren er opladet, og der vil ikke længere gå strøm i kredsløbet.

Når kondensatoren aflades, vander elektronerne fra den ene plade gennem kredsløbet over på den anden plade, indtil der er lige mange elektroner på hver plade. Der er så ikke længere en spændingsforskel mellem de to plader. Kondensatoren er afladet.

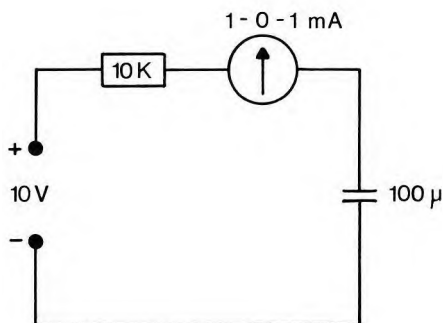
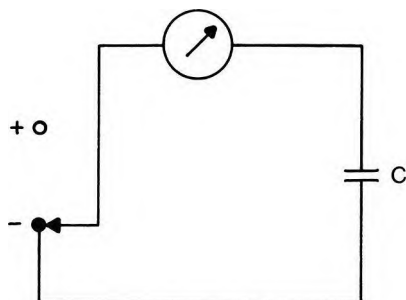
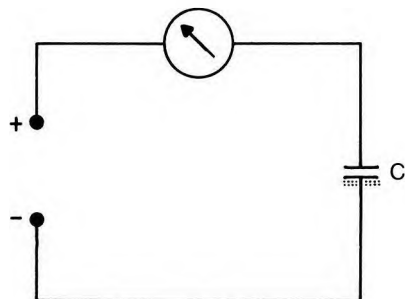
Glødelampen erstattes nu med et midtpunktstillet amperemeter (1 – 0 – 1 mA), og for at begrænse strømmen indsættes en modstand på 10K.

Kredsløbet tilsluttes en spændingskilde på 10 V, og indtil kondensatoren er opladet, går der strøm i kredsløbet. Når kondensatoren er opladet, aflades den som før.

Strømmen går i modsat retning i kredsløbet. Instrumentet viser udslag til den anden side. Kondensatoren har stor kapacitans, så op- og afladning tager lang tid.

Nu prøves med andre kondensatorer på $100\ \mu\text{F}$, $10\ \mu\text{F}$ og $1\ \mu\text{F}$. Tiden for op- og afladning måles på et stopur, og resultaterne noteres i et skema som vist herunder:

C	Tid	
	Oplad	Aflad
$1000\ \mu\text{F}$		
$100\ \mu\text{F}$		
$10\ \mu\text{F}$		
$1\ \mu\text{F}$		



Vi ser af forsøget, at jo større kapacitans kondensatoren har, jo længere tid tager det at oplade og aflade den. Det betyder også, at den kan »gemme« på mere elektricitet.

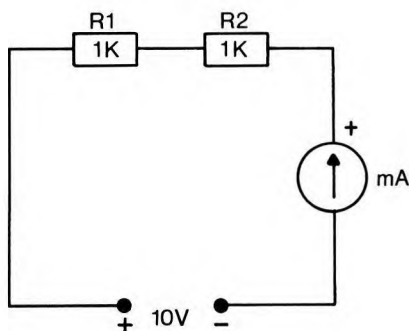
Serie- og parallelforbindelse

Modstande i serieforbindelse

Når to modstande forbindes som vist, er de serieforbundne.

Vi har her serieforbundet 2 modstande, hver på 1K, og i serieforbindelse med et milliamperemeter tilsluttes de en spændingskilde på 10 V.

Den resulterende resistans af de to serieforbundne modstande (R_{RES}) kan nu beregnes efter Ohms lov.



$$U = \text{spændingsforskellen} = 10 \text{ V}$$

$$I = \text{strømmen i kredsløbet} \\ = 5 \text{ mA} = 0,005 \text{ A}$$

R_{RES} = den samlede resistans

$$R_{RES} = \frac{U}{I} = \frac{10}{0,005} = 2000 \Omega$$

Af resultatet ses, at serieforbindes to modstande, bliver den samlede resistans summen af de to resistanser.

Dette gælder også for tre og flere modstande i serieforbindelse.

$$R_{RES} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots$$

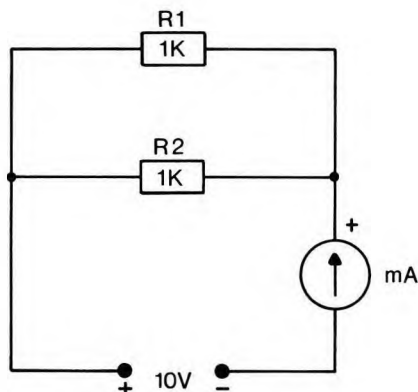
Modstande i parallelforbindelse

På tegningen ses to modstande i parallelforbindelse.

Strømmen i kredsløbet måles til 20 mA.

Ved hjælp af Ohms lov kan man igen beregne den resulterende resistans.

$$R_{RES} = \frac{10}{0,020} = 500 \Omega$$



Af resultatet ses, at parallelforbindes to ens modstande, bliver den resulterende resistans halv så stor.

For to modstande i parallelforbindelse gælder formelen:

$$\frac{1}{R_{RES}} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}$$

der kan omskrives til:

$$R_{RES} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

Ved hjælp af formelen kan vi udregne R_{RES} for 120 Ω i parallelforbindelse med 1000 Ω :

$$R_{RES} = \frac{120 \cdot 1000}{120 + 1000} = \frac{120000}{1120} = 107 \Omega$$

Vi ser, at hvis to modstande med forskellig resistans parallelforbindes, bliver R_{RES} mindre end den mindste resistans.

For flere modstande i parallelforbindelse gælder formelen:

$$\frac{1}{R_{RES}} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} \dots$$

Kondensatorer i serieforbindelse

Opstillingen på diagrammet laves, og vi noterer tiden for afladning af en kondensator på 100 μF til $1/10$ af fuldt udslag.

Der indsættes en anden kondensator på 100 μF i serieforbindelse med den første, og afladningstiden findes.

Vi ser, at afladningstiden er den

halve. Den samlede kapacitans med to kondensatorer i serieforbindelse er halvt så stor som den enkelte kondensators kapacitans.

Formlen for modstande i parallelforbindelse kan bruges for kondensatorer i serieforbindelse.

For to kondensatorer i serieforbindelse gælder:

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

For flere kondensatorer i serieforbindelse gælder:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3} + \frac{1}{C4} \dots$$

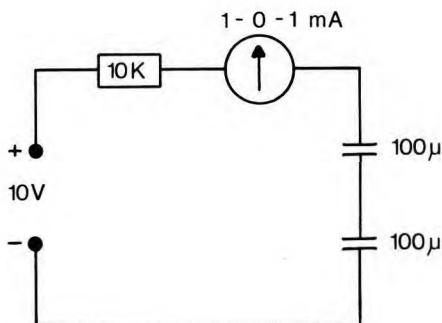
Eks. 1: 100 μF og 200 μF serieforbindes

$$C = \frac{100 \cdot 200}{100 + 200} = \frac{20000}{300} = 66\frac{2}{3} \mu F$$

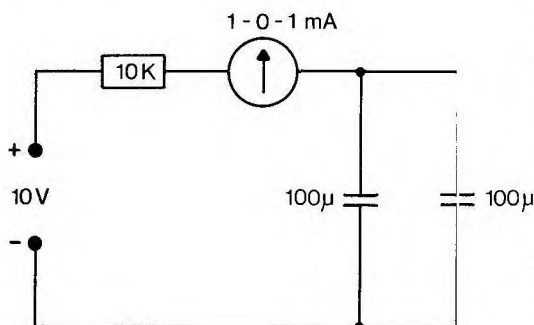
Eks. 2: 5 kondensatorer hver på 500 μF serieforbindes

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{500} + \frac{1}{500} + \frac{1}{500} + \frac{1}{500} + \frac{1}{500} = \frac{5}{500}$$

$$C = 100 \mu F$$



Kondensatorer i parallelforbindelse



Vi benytter igen opstillingen med en kondensator på $100\ \mu\text{F}$. Afladningstiden har vi allerede noteret. En anden kondensator på $100\ \mu\text{F}$ indsættes nu parallelt med den første, og afladningstiden findes. Den bliver den dobbelte af én kondensator, og kapacitansen er blevet fordoblet ved parallelforbindelsen.

En tredje kondensator parallelforbundet med de to andre vil resultere i en tre gange så stor afladningstid.

Formlen for modstande i serieforbindelse kan bruges for kondensatorer i parallelforbindelse:

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

Eks.: $10\ \mu\text{F}$, $100\ \mu\text{F}$ og $1000\ \mu\text{F}$ parallelforbindes

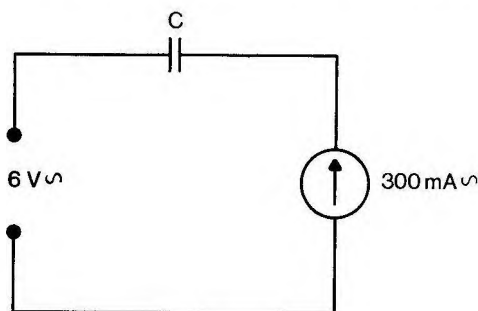
$$C = 10 + 100 + 1000$$

$$C = 1110\ \mu\text{F}$$

Kondensatoren ved vekselspænding

En kondensator kan ikke lede jævnstrøm. Ved forsøgene så vi, at der kun gik strøm, til kondensatoren var opladet.

Vi vil nu undersøge, om kondensatoren kan lede vekselstrøm, og danner viste opstilling. Til forsøget må ikke anvendes en alm. elektrolytkondensator, men en bipolar kondensator, der kan tåle vekselstrøm.



En kondensator C på $100\ \mu\text{F}$ tilsluttes i serie med et vekselstrømsamperemeter ($300\ \text{mA} \sim$) til $6\ \text{V} \sim$.

Der går en strøm på ca. $250\ \text{mA}$ gennem kondensatoren.

Nu erstattes C med en kondensator på $10\ \mu\text{F}$. Strømmen er nu ca. $25\ \text{mA}$.

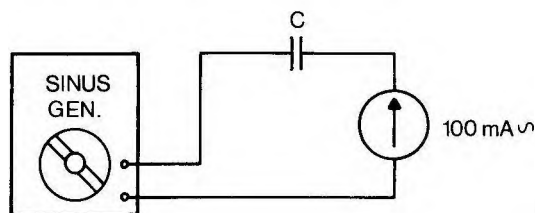
Hvis C er $1\ \mu\text{F}$, vil strømmen blive ca. $2\ \text{mA}$.

Af forsøget ses, at kondensatoren kan lede vekselstrøm. Jo mindre kapacitans, kondensatoren har, jo større modstand yder den over for vekselstrøm. Vekselstrømsmodstand kaldes impedans. I et kredsløb kan der være lille resistans, men stor vekselstrømsmodstand (impedans). Selv om der er forskel på resistans

og impedans, vil vi kunne anvende Ohms lov.

Af forsøget ses også, at impedansen er omvendt proportional med kondensatorens kapacitans. Hvis kapacitansen bliver 10 gange større, bliver impedansen $1/10$. Vi kan bruge opstillingen til at måle kapacitans med.

Kondensatoren ved forskellige frekvenser



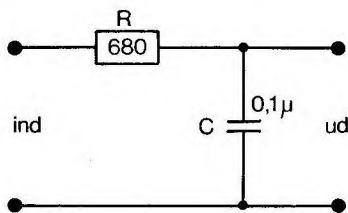
Med en tonegenerator kan vi få alle toner (frekvenser) fra 10 Hz til 100 kHz eller højere. Det er sinusformede svingninger, der kommer fra tonegeneratoren. Derfor kaldes den også en sinusgenerator.

Med sinusgeneratoren kan vi undersøge, hvordan kondensatoren reagerer over for forskellige frekvenser. C vælges til $10 \mu\text{F}$, og i serieforbindelse med et amperemeter ($100 \text{ mA} \sim$) tilsluttes kondensatoren en sinusgenerator. Ved at variere frekvensen ses, at der ved lave frekvenser går lille strøm i kredsløbet. Når frekvensen når over 15 kHz, yder kondensatoren ikke længere modstand (reaktans).

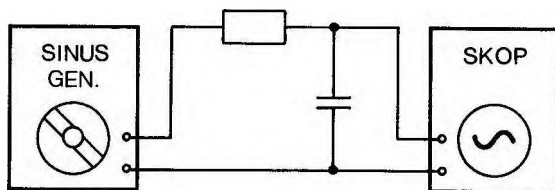
Vi ser, at impedansen er afhængig af frekvensen. Jo lavere frekvens, jo større impedans.

RC-led

En modstand (R) og en kondensator (C) kan sammensættes til et RC-led. I forstærkere og andre elektroniske enheder spiller RC-led en stor rolle, og vi vil derfor undersøge, hvordan RC-led reagerer over for vekselspændinger ved forskellige frekvenser.



Tegningen viser, hvordan vi kan koble en kondensator ($0,1 \mu\text{F}$) og en modstand (680 ohm) sammen til et RC-led.



Indgangen tilsluttes en sinusgenerator, og på udgangen måles med et oscilloskop (eller vekselstrømvoltmeter).

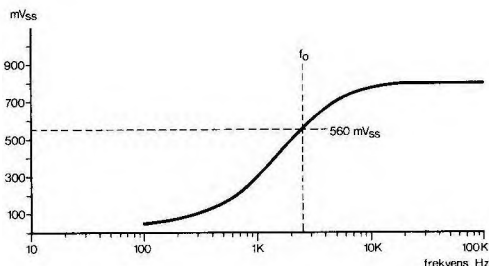
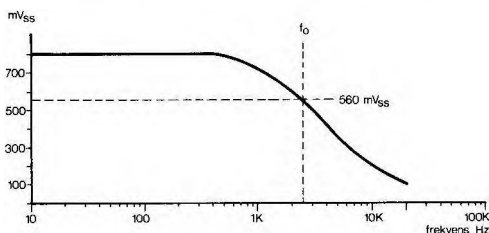
Frekvensen varieres nu fra 10 Hz til 100 kHz, og vi måler spændingen over udgangen og sammenligner den med spændingen af det sinussignal, vi sender ind.

Vi kan vælge spændingen fra si-

nusgeneratoren til at være $0,8 V_{ss} = 800 \text{ mV}_{ss}$.

Der måles så, hvor stort signal der kommer igennem ved 10 Hz, 100 Hz, 500 Hz, 1000 Hz ... osv. De målte værdier indsættes i et skema. Herefter tegnes en kurve over de sammenhørende værdier.

Af kurven kan vi se, at de lave frekvenser går uhindret gennem RC-leddet. Ved frekvenser over 500 Hz sker der en dæmpning af signalet, og jo højere vi når op i frekvens, jo større dæmpning er der, og jo mindre signal er der på udgangen.



Vi kalder denne udformning af et RC-led for et lavpasfilter.

Et lavpasfilter lader lave frekvenser passere og dæmper frekvenser over afskæringsfrekvensen f_0 .

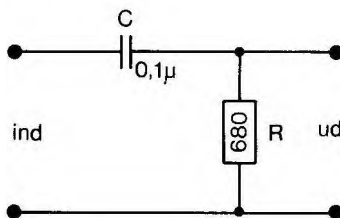
f_0 er den frekvens, hvor udgangsspændingen er 0,7 gange indgangsspændingen.

I dette forsøg var indgangsspændingen 800 mV_{ss} .

$$0,7 \times 800 \text{ mV}_{ss} = 560 \text{ mV}_{ss}$$

Udgangsspændingen var 560 mV_{ss} ved 2500 Hz.

$f_0 = \text{afskæringsfrekvensen} = 2500 \text{ Hz}$.



Der byttes nu om på R og C, og tegningen viser denne udformning af et RC-led.

På samme måde som før måles dæmpningen ved forskellige frekvenser, og der tegnes en kurve over resultatet. Det er nu de lave frekvenser, der er blevet dæmpet, og de høje, der har passeret uhindret. *Det er et højpas-filter.*

Ved frekvensen 2500 Hz er udgangsspændingen igen 0,7 gange indgangsspændingen.

$$f_0 = 2500 \text{ Hz}$$

Beregning af afskæringsfrekvensen f_0

Afskæringsfrekvensen for et RC-led kan beregnes med denne formel:

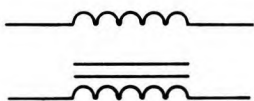
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

$\pi = \frac{22}{7}$, R er resistansen i ohm = 680 Ω , og C er kapacitansen i farad = 0,1 μF = 0,0000001 F.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \frac{22}{7} \cdot 680 \cdot 0,0000001} \\ = \text{ca. } 2340 \text{ Hz.}$$

Det beregnede resultat 2340 Hz stemmer ikke helt med det målte 2500 Hz. Vi må her tage komponenternes tolerancer i betragtning.

Spolen



Vi skal se nærmere på spoler og deres funktion i jævn- og vekselstrømskredsløb.

En spole består af isoleret kobbertråd viklet om en spoleform af isolerende materiale. Spolen kan inden i spoleformen være forsynet med en jernkerne. Den første tegning viser symbolet for spole uden jernkerne. Den anden viser symbolet for spole med jernkerne.

En spole med 800 vindinger på en lukket jernkerne forbindes i serie med en glødelampe (6 V – 1 A) til 6 V jævnspænding.

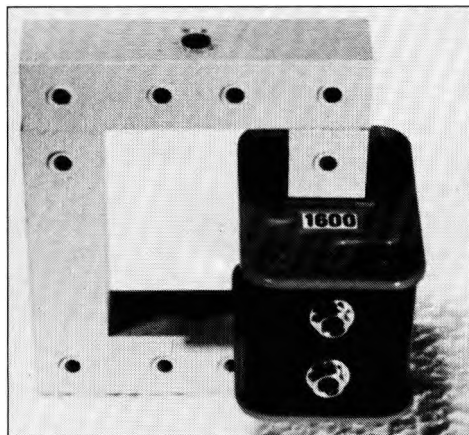
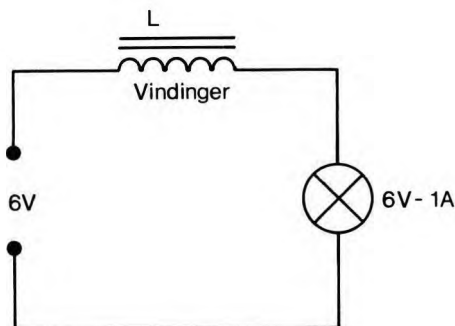
Glødelampen lyser. Der er kun en

ringe resistans i spolen.

Nu tilsluttes spolen 6 V vekselspænding. Glødelampen lyser ikke. Spolen spærrer for vekselstrøm.

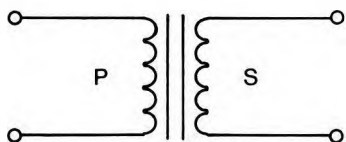
Spolens vekselstrømodstand kaldes dens *impedans*.

Med en tonegenerator og et amperemeter kan spolens impedans ved forskellige frekvenser undersøges. Det viser sig, at impedansen bliver større ved højere frekvenser. *Spolen dæmper mest ved højere frekvenser.*



Transformatoren

Transformatoren består af to spoler på en lukket jernkerne.



Vi undersøger en transformator med to spoler, hver med 800 vindinger.

Den ene spole (primærspolen) tilsluttes 6 V~. Til den anden spole

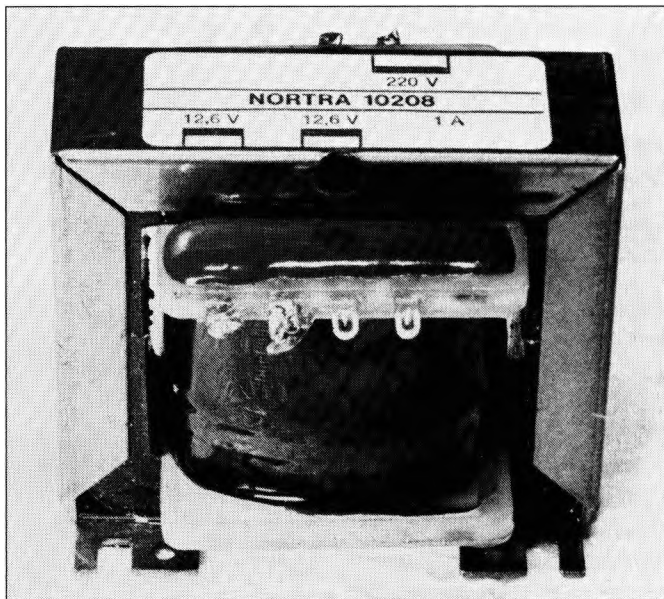
tilsluttes en glødelampe (6 V – 0,1 A). Glødelampen lyser.

Transformatoren kan overføre vekselstrøm.

Hvis der er lige mange vindinger på primær- og sekundærspole, bliver sekundærspændingen lig primærspændingen.

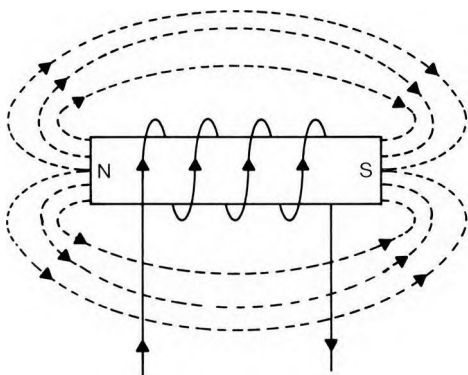
Hvis der på sekundærspolen er dobbelt så mange eller halvt så mange vindinger som på primærspolen, bliver sekundærspændingen den dobbelte eller den halve værdi af primærspændingen.

Med transformatoren kan spændinger transformeres op eller ned.



Vindingstal på primær: 800. Primærspænding 6 V~

Vindingstal på sekundær spole	800	1600	400	200
Resulterende sek. spænding	6V	12V	3V	1,5V



Spolen som magnet

Når der sendes en elektrisk strøm gennem en spole, vil der omkring spolen dannes et magnetfelt. Fra den ene ende af spolen udsendes kraftlinier, der indsuges i den anden ende af spolen. Herved opstår en nordpol og en sydpol. Spolen er en magnet – en elektromagnet. Med en magnetnål (et kompas) kan nordpol og sydpol findes. For magnetiske poler gælder det, at ens poler frastøder hinanden. Forskellige poler tiltrækker hinanden.

Sendes strømmen modsat vej gennem spolen, byttes om på nord- og sydpolens placering.

Hvis der over en elektromagnet lægges et stykke papir, og der herpå drysses jernfilspåner, kan man tydeligt se det mønster, kraftlinjerne danner.

Forsynes spolen med en jernkerne, bliver den en kraftigere magnet. Flere vindinger på spolen og større strøm gennem den betyder også kraftigere magnet.

Spolen som strømkilde

Når der sendes en strøm gennem en spole, bliver spolen til en magnet. Modsat vil spolen kunne levere strøm, når en fast magnet nærmes til den.

Hvis en spole forbindes til et midtpunktstillet amperemeter (1 – 0 – 1 mA), kan man se, at der går elektrisk strøm i kredsløbet, når en magnet sættes ned i spolen. Når først magneten er der, går der ikke længere strøm. Når magneten fjernes, går der igen strøm. På amperemetret slår viseren nu ud modsat før, og det fortæller, at strømmen i kredsløbet går modsat retningen af den strøm, der opstod, da magneten nærmede sig spolen.

Spolens magnetiske egenskaber og dens egenskaber til at producere elektrisk strøm udnyttes i el-motorer og el-generatorer.

Primærspolen består af ca. 3000 vindinger kobbertråd med en diameter på 0,16 mm.

Sekundæren består af to spoler hver med ca. 180 vindinger.

Da der regnes med et tab på ca. 5% i transformatoren, giver det en sekundærspænding på 12,6 V for hver sekundærspole.

Hvis de to sekundærspoler serieforbindes, kan transformatoren således give en spænding på 25,2 V.

Til sekundæren er brugt kobbertråd med en diameter på 0,65 mm.

For en transformator er den aftagne effekt lig den tilførte effekt (minus et lille tab). For både sekundær og primær gælder

$$P = U \cdot I$$

Maksimal afgiven effekt ved $2 \times 12,6 \text{ V}$ og en strøm på 1 A :

$$P_{\text{sek.}} = 2 \cdot 12,6 \cdot 1 \text{ W} = 25,2 \text{ W}$$

Den tilførte effekt skal så også være $25,2 \text{ W}$. Heraf kan man beregne den maksimale primærstrøm:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{25,2}{220} = 0,115 \text{ A}$$

En strøm på 1 A i sekundæren vil resultere i en strøm på $0,115 \text{ A}$ i primæren. Den lille primærstrøm betyder, at man her kan bruge en ret tynd tråd ($0,16 \text{ mm}$).

Da vi i elektronik arbejder med små spændinger, har vi ofte brug for en transformator til at sætte spændingen ned fra nettets 220 V . Vi kan f.eks. transformere ned til 12 V og derefter ensrette til jævnspænding.

Transformatoren i praksis

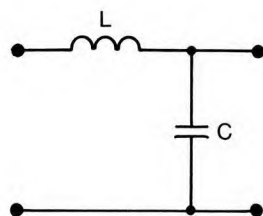
Billedet på side 60 viser en færdigkøbt transformator. Primæren er beregnet til 220 V . Det vil sige, at den kan tilsluttes bynettet, og den kaldes derfor en nettransformator eller en nettraffo.

Selvinduktion

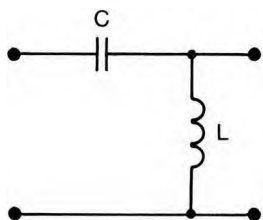
Spolens egenskab til at modvirke strømvariationer kaldes dens *selvinduktion*. Den betegnes med bogstavet L og måles i henry (H), millihenry (mH) = tusindedele H eller mikrohenny (μH) = milliontedele H.

Selvinduktionen er afhængig af spolens dimensioner og vindingstal. Den forøges, hvis spolen forsynes med en jernkerne.

LC-led



Lavpasfilter



Højpasfilter

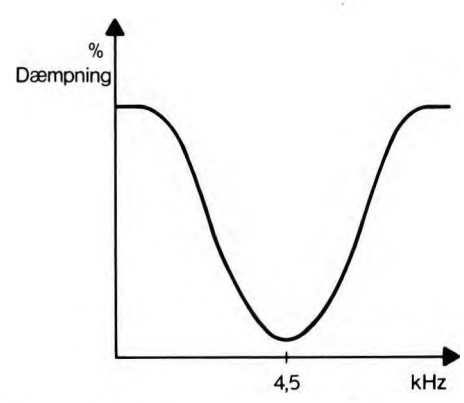
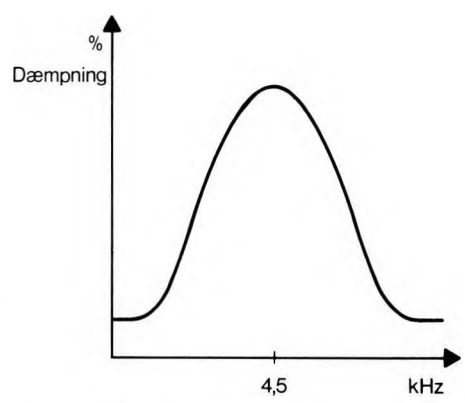
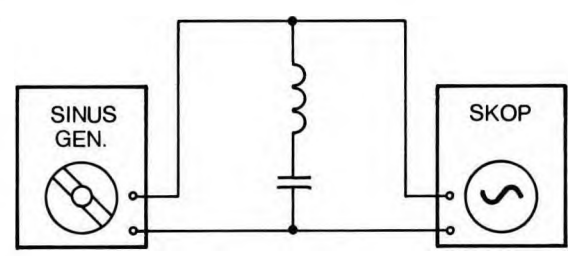
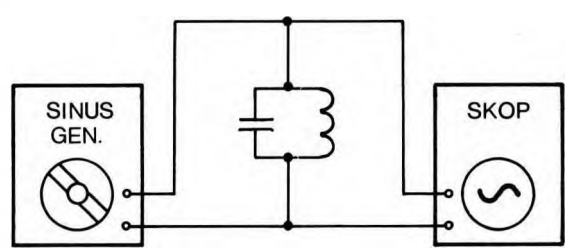
En spole (L) og en kondensator (C) kan sammensættes til LC-led. De kan som RC-led danne lav- og højpasfiltre. Dæmpningen af signalet ved en fordobling af frekvensen er dobbelt så stor for LC-led som for RC-led. LC-led er således mere effektive som dæmpeled.

Svingningskredse

En spole og en kondensator kan danne *svingningskredse*, idet de forbindes parallelt eller i serie med hinanden.

Vi vikler 40 vindinger 1mm isoleret kobbertråd om en ferritstang. (En ferritjernkerne er en særlig god jernkerne). Kondensatoren vælges til 12 $\mu\text{F}/15\text{ VAC}$. Det er en bipolar kondensator.

Spolen og kondensatoren parallelforbindes. Ved at måle spændingen herover ved forskellige frekvenser ses, at der ved frekvensen 4,5 kHz måles den højeste spænding. Kred-



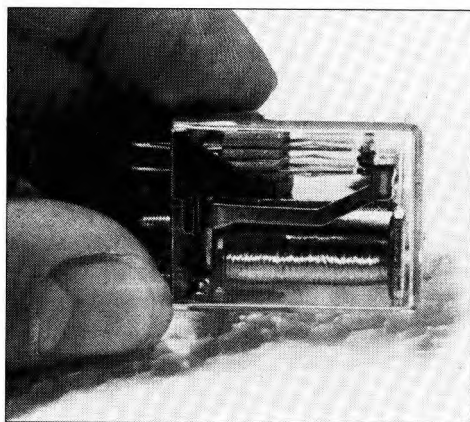
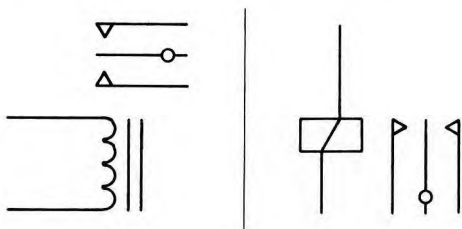
sen kaldes en *spærrekreds*. Den spærres ved den resonansfrekvens, spolen og kondensatorens værdier bestemmer, og vil her virke som en stor modstand. Spændingen herover vil være maksimal. Andre frekvenser går lige igennem, og her vil spændingen være lav. Spolen og kondensatoren serieforbindes nu, og

kredsen virker nu omvendt spærrekredsen og kaldes en *sugekreds*. Kun resonansfrekvensen kommer igennem, og spændingen vil her være nul. Der spærres for andre frekvenser, og spændingen over kredsen vil ved disse være høj.

Disse to kredse bruges meget i radiosendere og -modtagere.

Relæ

Et relæ består af en spole med en jernkerne. Når der går en jævnstrøm gennem spolen, bliver den til en elektromagnet, og den tiltrækker et stykke jern (ankeret). Herved slutes eller afbrydes et kontaktsæt.



Relæer fås til mange spændinger og med små trækstrømme. Et relæ, der »trækker« ved 9 V – 50 mA, er særdeles velegnet i mange transistor kredsløb.

Betydningen af relæet er blevet mindre, da man i stigende grad forstår at erstatte denne mekaniske afbryder med simple elektroniske afbrydere, der ikke udsættes for slitage (se »Transistoren som switch«).

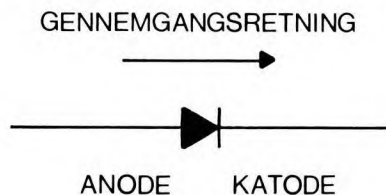
Dioden

Stoffer, der kan lede den elektriske strøm, kaldes ledere, og stoffer, der ikke tillader den elektriske strøm at passere, kaldes isolatorer.

Mellem disse grupper findes en tredje, som kaldes *halvledere*. Det er stoffer som germanium, silicium og selen, og de to førstnævnte har fået stor betydning inden for elektronikken. Komponenter, der fremstilles af disse grundstoffer kaldes halvledere, og vi skal her se på nogle af disse.

I modsætning til komponenter som modstande og kondensatorer, der er passive komponenter, kaldes halvledere for aktive komponenter.

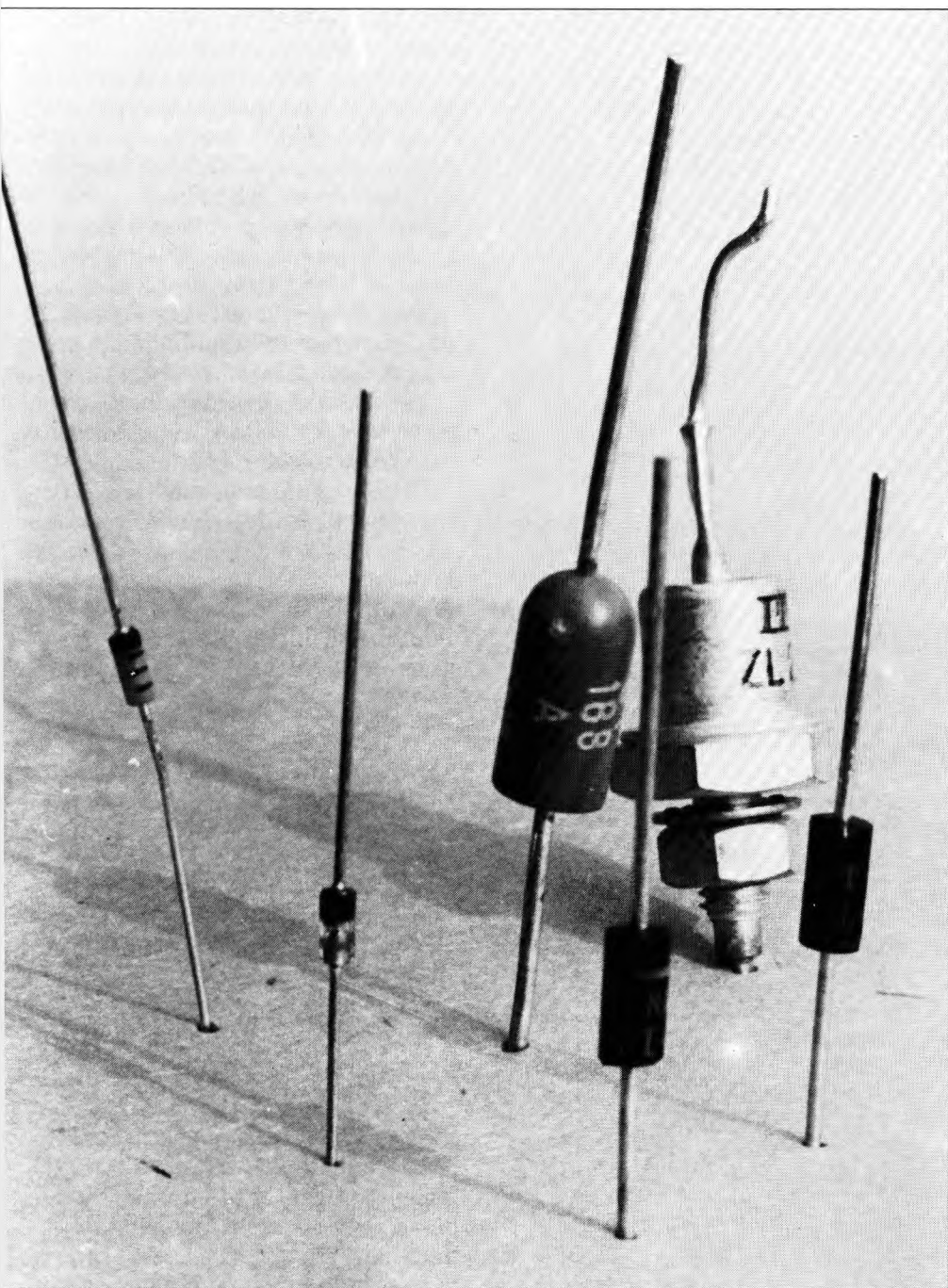
Den første halvleder, vi skal se nærmere på, er *dioden*. Dioden er en komponent, der tillader elektrisk strøm at passere den ene vej (gennemgangsretningen) og yder stor modstand den anden vej (spærreretningen). Man kalder da også dioden for en »ventil«.

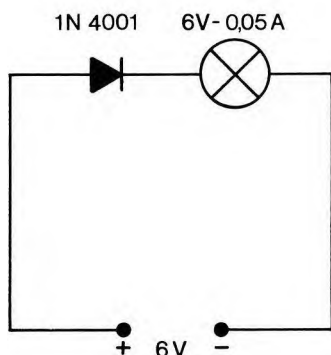


Gennemgangsretningen er fra anode til katode.

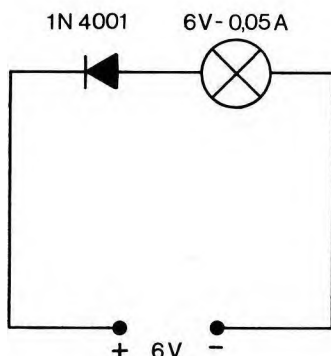
På dioder angives katoden ofte med en ring.

Med et ohmmeter kan man måle spærreretning og gennemgangsretning. Samtidig konstateres, om dio-

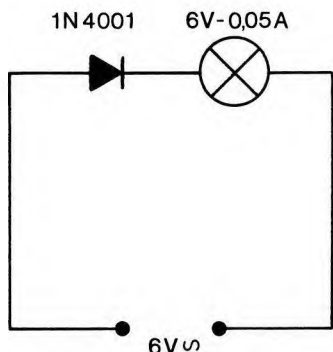




Dioden leder strømmen, og pæren lyser



Dioden spærrer for strømmen, og pæren lyser ikke



Ved vekselspænding lyser pæren med halv styrke uanset, hvordan dioden vendes

den er i orden (uendelig stor resistans i spærreretningen).

Diodens »ventil-egenskaber« kan også vises med en glødelampe og en strømkilde. Typebetegnelsen for den valgte diode er 1N4001. Man kan også bruge BY127 o.l.

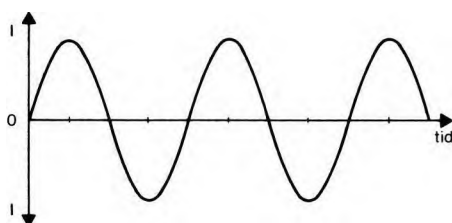
Med dioden i gennemgangsretning vil pæren lyse. Dioden leder den elektriske strøm.

Med dioden vendt i spærreretningen lyser pæren ikke. Dioden spærrer for den elektriske strøm.

Vi vil nu se, hvordan dioden reagerer over for vekselstrøm. Kredslobet er det samme som før.

Pæren lyser, men med halv styrke, uanset hvordan dioden vendes.

Tegningen viser en kurve over vekselstrømmens forløb gennem en glødelampe tilsluttet direkte til vekselspænding. Kurven kaldes en *sinuskurve*.



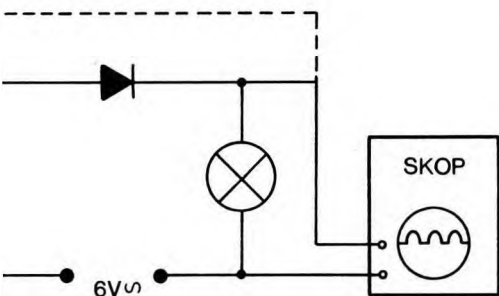
Vi starter ved 0 på kurven. Der går ikke strøm gennem glødelampen. Så går kurven opad. Der går strøm gennem glødelampen. Når kurven ikke længere stiger, er vi kommet til den maksimale strøm gennem glødelampen. Derefter aftager strømstyrken, til den igen bliver 0. Nu bevæger vi

os under nullinien. Det betyder, at strømmen går den anden vej gennem glødelampen. Strømmen denne vej når den samme maksimale værdi som før og bliver så igen nul. Strømmen har gennemløbet en *periode*.

Her i landet er der 50 Hertz vekselstrøm med en spændingsforskel på 220 Volt. Det betyder, at der i 1 sekund er 50 perioder.

Først »skvulper« strømmen den ene vej gennem kredsløbet, hvorefter den skifter retning og »skvulper« den anden vej. Dette sker 50 gange pr. sekund.

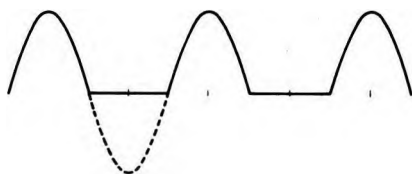
Oscilloskopet kan ikke vise strømvariationer, men spændingsvariationer. Når der gennem glødelampen er strømvariation, vil der også »over« glødelampen være en spændingsvariation.



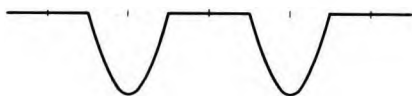
Ved at tilslutte oscilloskopet over glødelampen som vist på tegningen, kan man på skærmen iagttage spændingsvariationerne over glødelampen.

Hvis dioden (1N4001) kortsluttes med en ledning, vil vi se en sinus-kurve.

Ledningen over dioden fjernes. Når strømmen i kredsløbet går i den ene retning, leder dioden, og pæren lyser. Når strømmen går i den anden retning, spærrer dioden, og der går igen strøm. Pæren lyser kun for hvert andet strømstød, og den lyser kun halvt op.

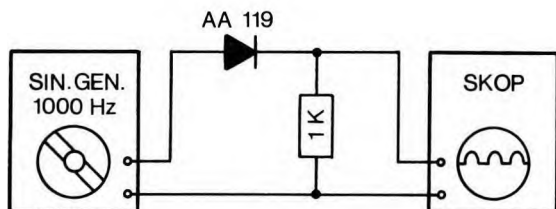


På oscilloskopet kan vi se, at den nederste halvdel af sinuskurven er blevet »skåret af«. Resultatet er, at vekselstrømmen er blevet til en pulserende jævnstrøm. Strømmen går hele tiden den samme vej gennem glødelampen. Der kommer en impuls hvert $1/50$ sek.



Hvis dioden vendes, ser vi, at nu skæres den øverste halvdel af kurven af.

Grundet bynettets lave frekvens (50 Hz) vil oscilloskopbillederne »flimre« lidt. Hvis man vil undgå dette, kan man med denne opstilling vise diodens funktion.



Vekselstrømsgeneratoren er her en sinusgenerator, dioden en småsignal germaniumdiode (AA119 e.l.), og som belastning anvendes en fast modstand (1K) i stedet for glødelampen.

Ved en frekvens på 1000 Hz vil billedet stå helt roligt på skærmen.

De samme forsøg som før kan nu gennemføres.

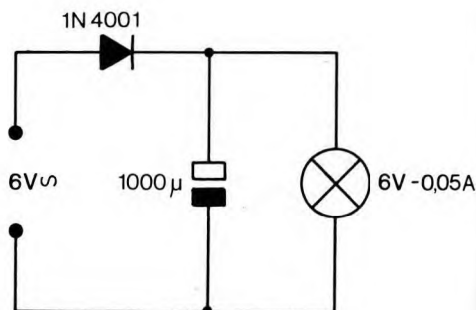
Ensretning af vekselstrøm

Med dioden har vi fundet en metode til ensretning af vekselstrøm. Når vekselstrømmen passerer dioden, bliver den »ensrettet«. Det vil sige, at kun strøm i den ene retning vil forekomme på den anden side af dioden. Det er en pulserende jævnstrøm.

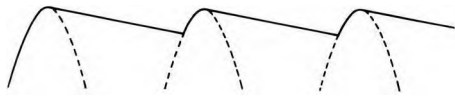
Har man til en transistorradio brug for en jævnspænding på 9 V, er det ikke nok blot at sætte en diode efter en transformator, der giver 9 V vekselspænding. Den pulserende jævnspænding vil give brum i radioen. Brumfrekvensen er 50 Hz. Vi får med andre ord musikken fra radioen overlejret med en 50 Hz tone.

Vi må prøve at fjerne denne brumspænding.

Over belastningen (glødelampen) indsættes en elektrolytkondensator



på $1000 \mu\text{F}/10 \text{ V}$. Glødelampen vil lyse kraftigere. Spændingen over den bliver større. Kun med et oscilloskop kan vi konstatere, hvad der er sket.



Tegningen viser spændingsforløbet over glødelampen. Den punkterede kurve er spændingsforløbet uden kondensator. Halvdelen af tiden er spændingen over glødelampen 0 V . Så stiger den til maksimal værdi, hvorefter den falder til 0 V igen.

Den optrukne kurve viser, hvad der sker, når der indsættes en kondensator.

Kondensatoren bliver opladet, og når spændingen falder mod 0 V , aflades kondensatoren langsomt over glødelampen. Det betyder, at spændingen ikke når at falde helt til 0 V , inden næste strømstød kommer. Det oplader så kondensatoren igen.

På oscilloskopet kan brumspændingen aflæses.

Hvis spidsspændingen før var $6,5 \text{ V}$, og minimumspændingen var 0 V , havde vi en brumspænding på $6,5 \text{ V}$.

Nu falder brumspændingen ikke længere til 0 V , men bliver måske $4,5 \text{ V}$. Det betyder, at brumspændingen nu er reduceret til 2 V .

Brumspænding kaldes i fagsproget for *ripple*. Jo større kapacitans elektrolytkondensatoren har, jo

mindre ripple vil der være.

På oscilloskopet kan ripplespænding ved forskellig kondensatorkapacitans måles. Prøv med $1 \mu\text{F}$, $10 \mu\text{F}$, $100 \mu\text{F}$ og $1000 \mu\text{F}$.

Med en kondensator på $1000 \mu\text{F}$ ser kurven »pæn ud«. Den ideelle kurveform er en ret linie.

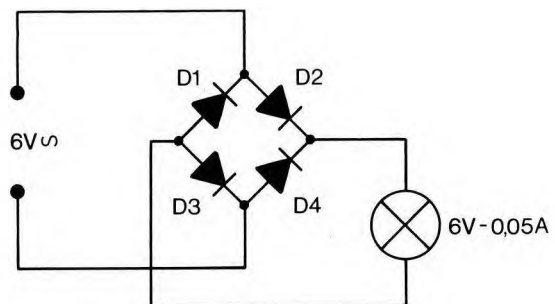
Strømforbruget med den anvendte glødelampe er kun 50 mA . Den skiftes ud med en glødelampe $6 \text{ V} - 1 \text{ A}$.

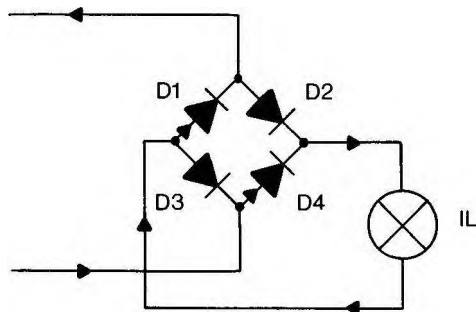
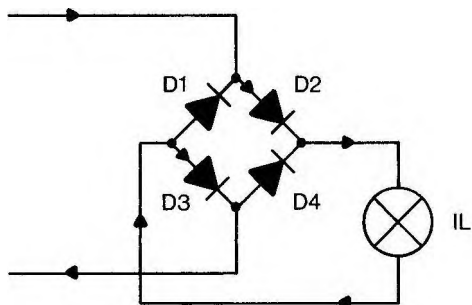


Det går ud over kurveformen, idet kondensatorens kapacitans ikke er stor nok til at levere en strøm på 1 A i hele impuls-pausen.

I stedet for at bruge kondensatorer med større kapacitans, vil vi bruge flere dioder.

Fire dioder (1N4001) sammenkobles som vist. Det kaldes en brokoblet ensretter eller en grætzkobling.





På oscilloskopet (målt over glødelampen) vil kurveformen se således ud:



Der kommer dobbelt så mange strømstød gennem glødelampen som ved første forsøg.

Når strømmen går i den ene retning, går den gennem D2, glødelampen og D3.

Når strømmen går i den anden retning, vil D4 og D1 lede. Strømmen går også denne gang i samme retning gennem glødelampen.

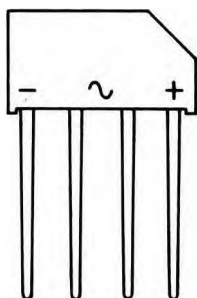
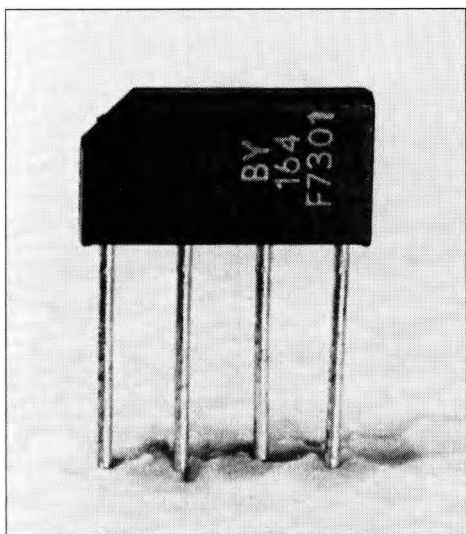
Før havde vi 50 impulser pr. sek. Nu får vi 100 impulser eller strømstød pr. sek.

Som før forbedres den pulserende jævnspænding med en elektrolyt over belastningen (glødelampen).



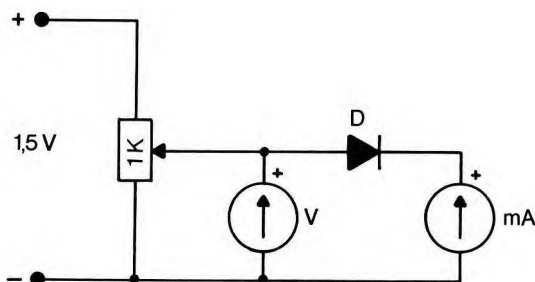
Med en kondensator med en kapacitans på $1000 \mu\text{F}$, vil ripplespændingen være meget reduceret.

En graetzkobling kan opbygges af fire dioder.



Diodens karakteristik

En *karakteristik* er en kurve, der viser, hvorledes strømmen gennem dioden er afhængig af spændingen over den. Det kan måles med opstillingen vist her.



Fra en spændingskilde fås en spænding på 1,5 V. Hertil slutes et potentiometer (1K) som spændingsdeleler, og ved at dreje på potentiometeret kan man få alle spændinger mellem 0 og 1,5 V. Et voltmeter (U) måler den øjeblikkelige spænding. D er dioden, vi ønsker at undersøge, og I er et amperemeter, der måler strømmen gennem dioden.

Vi vil undersøge to typer dioder, en germaniumdiode (OA91) og en siliciumdiode (1N4148).

Først undersøges germaniumdioden. Amperemetret, der skal bruges, giver fuldt viserudslag ved en strøm på 100 mA.

Med potentiometeret indstilles spændingen til 0,2 V, 0,4 V, 0,6 V osv., og på amperemetret aflæses de tilsvarende strømme. I en tabel som ses på næste side noteres sammenhængende værdier for spænding og strøm.

1N4001 tåler en spidsspænding på 50 V og en ensrettet strøm på 1 A.

For BY127 er den maksimale spidsspænding 800 V og en ensrettet maksimal strøm på 1 A.

BY164 er et eksempel på en færdig graetzkobling. Den indeholder fire dioder. Der er kun fire tilledninger. Til de to midterste tilsluttes vekselspænding, og fra de to yderste ben tages den ensrettede spænding. Maksimum tilført spænding er 60 V. Maksimum strøm er 1,4 A.

U (V)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
I _F (mA)	0,2	1,2	2,6	4,2	6,1	8,2

Resultaterne i dette skema stammer fra et forsøg med en tilfældig udvalgt diode, men man kan ikke forvente at få helt samme resultater i tilsvarende forsøg. Forskellige forhold spiller ind. Bl.a. er dioder med samme typebetegnelse ikke altid helt ens, og diodestrommen er meget temperaturafhængig.

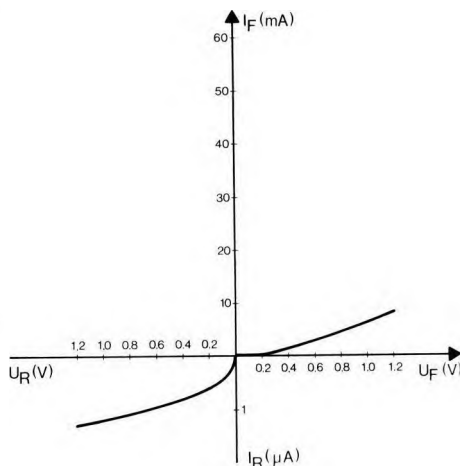
Nu vendes dioden, og forsøget gentages. Denne gang er dioden forspændt i spærreretningen.

Der går ingen strøm. I hvert fald ser det ikke ud til det på amperemetret. I stedet for dette indsættes et amperemeter, der giver fuldt visserudslag ved en strøm på 10 μ A (mikroampere). På dette instrument kan vi se, at der går en lille strøm i spærreretningen.

Der måles ved forskellige spændinger, og resultaterne indsættes i tabellen over sammenhørende værdier af spænding og strøm.

U (V)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
I _R (μ A)	0,6	0,8	1	1,1	1,2	1,3

Vi kan nu tegne en kurve(graf), der viser de sammenhængende værdier for spænding og strøm i leder- og spærreretningen for dioden, idet vi indsætter vore resultater i et *koordinatsystem*.



Et koordinatsystem er to tallinjer, der står vinkelret på hinanden i nul-punktet. De kaldes koordinatsystems akser. Den vandrette kaldes *x-aksen*, den lodrette *y-aksen*.

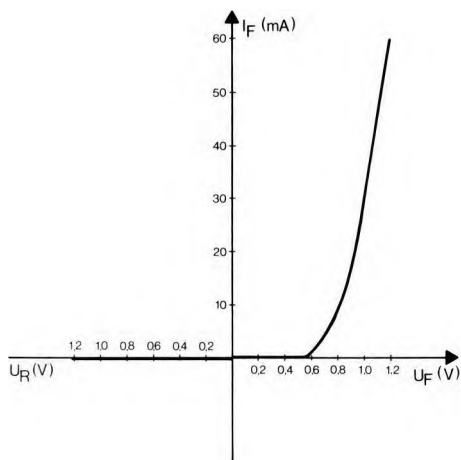
Ud ad den ene akse, *x-aksen*, afsættes spændingen i lederetningen (U_F) målt i V. Op ad *y-aksen* strømmen i lederetningen (I_F) målt i mA. Ved at afsætte de sammenhørende værdier som punkter, fås en række punkter, der forbindes, og vi har en graf over strømmens afhængighed af spændingen over dioden. Kurven kaldes *diodens karakteristik*.

Da værdierne for strømmen i spærreretningen ikke vil syne ret meget, anvendes en mindre måleenhed her (μ A). Spændingen over dioden i spærreretningen (U_R) afsættes til venstre ad *x-aksen*; strømmen i spærreretningen (I_R) afsættes ned ad *y-aksen*.

Diodetyper

SCR-tyristoren

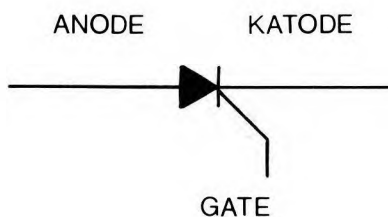
En SCR, der også kaldes en *tyristor*, er en diode, der ud over anode og katode har en ekstra elektrode, der kaldes *gate*.



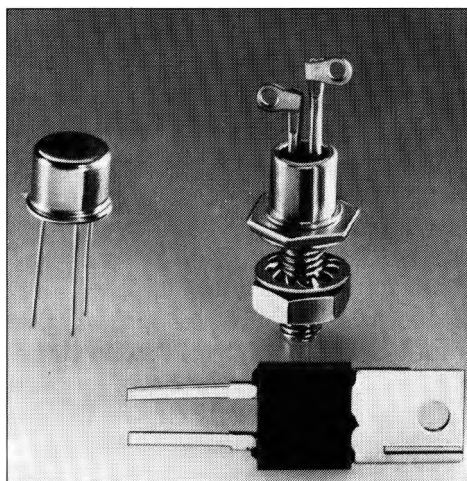
De to forsøg gentages med en siliciumdiode (1N4148).

U (V)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
I_F (mA)	0	0	0,5	8	30	60

Med et amperemeter med fuldt viseruslag ved en strøm på $10 \mu\text{A}$ var det ikke muligt at se, at viseren bevægede sig. Ved disse spændinger spærrer dioden totalt. Resistansen i spærreretningen er uendelig stor.

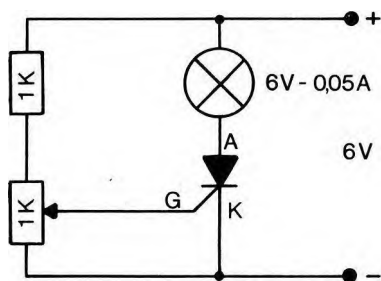


Forspændes dioden i lederetningen, går der ingen strøm gennem den. Man kan »åbne« for strømmen ved at forbinde gate til en positiv spænding. Når først dioden leder strømmen, virker den som en almindelig ensretterdiode, og spændingen til gate kan afbrydes.



Hvis strømmen gennem dioden kommer under en bestemt værdi, lukker dioden igen, og der skal en ny impuls til at lukke op.

SCR står for »Silicon controlled rectifier«.



Denne opstilling viser tyristorens funktion. En glødelampe (6 V – 0,05 A) indikerer, om der går strøm gennem dioden (2N4441). Et amperemeter (100 mA) kan også indskydes i serie med glødelampen.

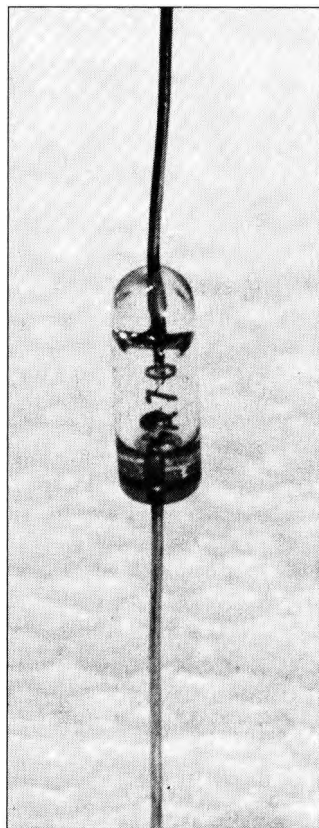
Potentiometret (P1) drejes »i bund«, og opstillingen tilsluttes 6 V. Glødelampen lyser ikke. Der går ikke strøm gennem tyristoren. P1 drejes nu, og når spændingen på gate bliver tilstrækkelig høj, åbner tyristoren, og glødelampen lyser. Det fortsætter den med, selv om gatespændingen sættes ned igen med potentiometret.

Vi kan også vise, at der kun skal en impuls til at åbne tyristoren.

Opstillingen fra før bevares, men ledningen fra potentiometret til gate afbrydes. Der sættes spænding til kredsløbet, og ledningen fra poten-

tiometer til gate sluttes et øjeblik og afbrydes derefter igen straks. Det er (hvis potentiometret er indstillet til »tændspændingen«) nok til at åbne tyristoren, der forbliver åben, til forsyningsspændingen til opstillingen afbrydes.

Germaniumdioder – siliciumdioder

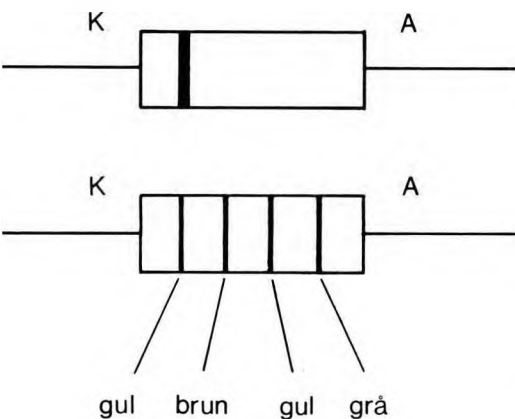


Germaniumdioder tåler ikke høj spænding. Den maksimale spænding i spærreretningen er ca. 100 V. Den maksimale strøm i lederetnin-

gen er for germaniumdioder op til 5A.

Siliciumdioder kan klare meget højere spændinger og større strøm. Nogle typer kan tåle spændinger over 1000 V, og nogle kan tåle strømme på 1000 A. Derfor bruges siliciumdioder i stor udstrækning til ensretning af vekselstrøm.

Mærkning af dioder



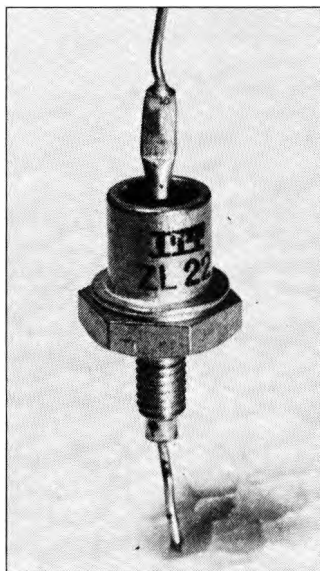
Katoden er oftest på dioden mærket med en ring, hvis farve afhænger af diodehusets farve.

1N4001 er i sort hus, og her er katoden angivet med en hvid ring.

I de senere år er nogle komponentfabrikker gået over til at mærke dioder med flerfarvede ringe. Philips mærker dioden 1N4148 med fire farvede ringe.

Som det fremgår af tegningen, er det farvekoden for modstande, der er anvendt til at give »4148«.

Zenerdioden

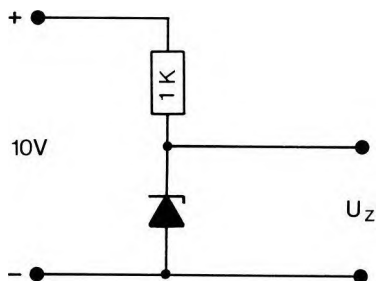
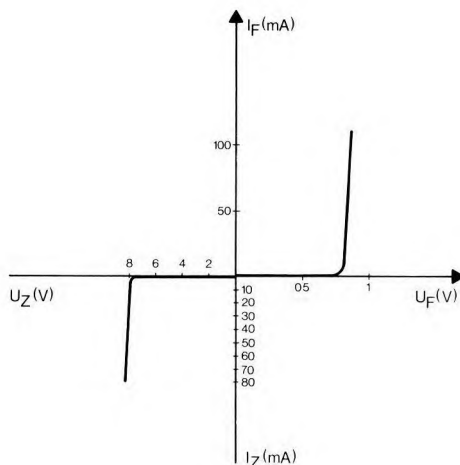
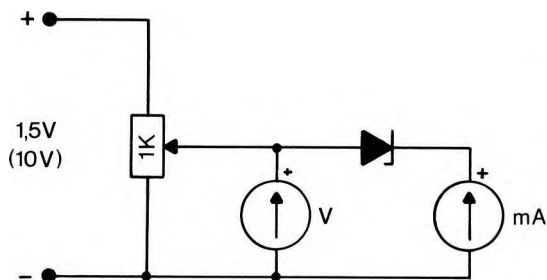


Hvis spændingen i spærreretningen over en diode bliver for stor, kan dioden ikke længere spærre, men der vil gå stor strøm gennem den, og den kan ødelægges. Dette kaldes *zenereffekten* og udnyttes i specielle dioder – *zenerdioder*.



Zenerdioden er opbygget således, at den kan tåle stor strøm i spærreretningen. Ved at tegne zenerdiodens karakteristik får vi mange oplysninger om den.

Vi danner samme opstilling som ved tegning af diodens karakteristik.



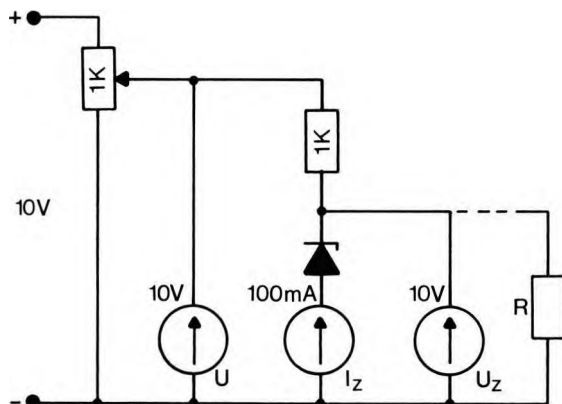
Som for dioderne AA119 og 1N4148 dannes en tabel over sammenhørende værdier af spænding og strøm i lederetningen. Den valgte diode (BZX79-C7V5) tåler en strøm i lederetningen på 250 mA.

Når zenerdioden forspændes i spærreretningen, går der, som ved 1N4148, ingen strøm, og spændingen over potentiometret forøges til 10 V. Spændingen over dioden kan nu varieres fra 0-10 V. Til måling af strøm i spærreretningen indsættes et amperemeter med fuldt udslag ved 50 mA.

Når spændingen i spærreretningen nærmer sig 7,5 V, begynder der at gå strøm i spærreretningen. Den maksimale strøm i spærreretningen (I_Z) for den valgte zenerdiode er 40 mA. Overskrides denne grænseværdi, kan dioden ødelægges.

Zenereffekten kan udnyttes til at stabilisere spændinger. Tegningen viser, hvordan zenerdioden anvendes i praksis: U = indgangsspændingen varieres fra 0-10 V. Når spændingen forsøger at nå over 7,5 V, begynder der at gå strøm gennem zenerdioden i spærreretningen. Der ved begrænses spændingen over den (U_Z) til 7,5 V. U_Z holdes således konstant 7,5 V ved højere indgangsspændinger. Når indgangsspændingen er under 7,5 V, virker zenerdioden som en almindelig diode i spærreretning, og den spændingsstabiliserende virkning ophører.

Her kan U varieres med et potentiometer som spændingsdeler. Op til 7,5 V viser U og U_Z det samme. Når U bliver højere end 7,5 V, forbliver U_Z netop 7,5 V, og vi vil se, at der med højere indgangsspænding går



større zenerstrøm (I_Z).

Ved at belaste udgangen med en modstand på 10K, holdes U_Z stadig konstant.

Hvis der belastes med en modstand på 1K, falder U_Z . Vi er nu kommet ud over zenerdiodens arbejdsområde. I praksis bruges zenerdioder ofte i stabiliserede strømforsyninger i forbindelse med transistorer. I sådanne opstillinger vil en zenerstrøm på 40 mA være tilstrækkelig. BZX79 serien omfatter zenerdioder med zenerspændinger fra 4,7 V til 75 V og med en effekt på 0,4 W.

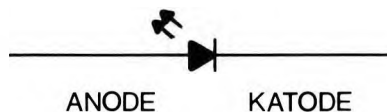
BZX61 serien går fra 7,5 V til 75 V og med en effekt på 1,3 W.

ZF7,5 (ITT) svarer til BZX79-C7V5 (Philips).

ZD7,5 kan klare en zenerstrøm på 140 mA. Hvis den forsynes med en køleplade af aluminium på 10 cm × 10 cm, må I_Z være 1 A.

Lysdiode-LED

En af de specielle diodetyper, der har vundet meget stor udbredelse de senere år, er lysdioden.



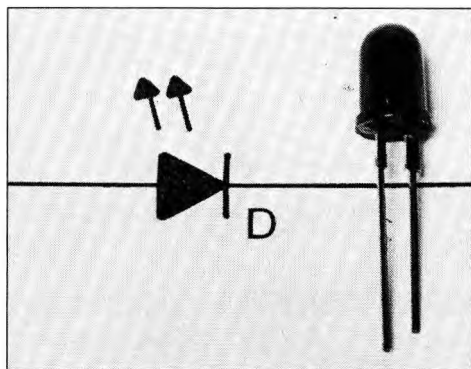
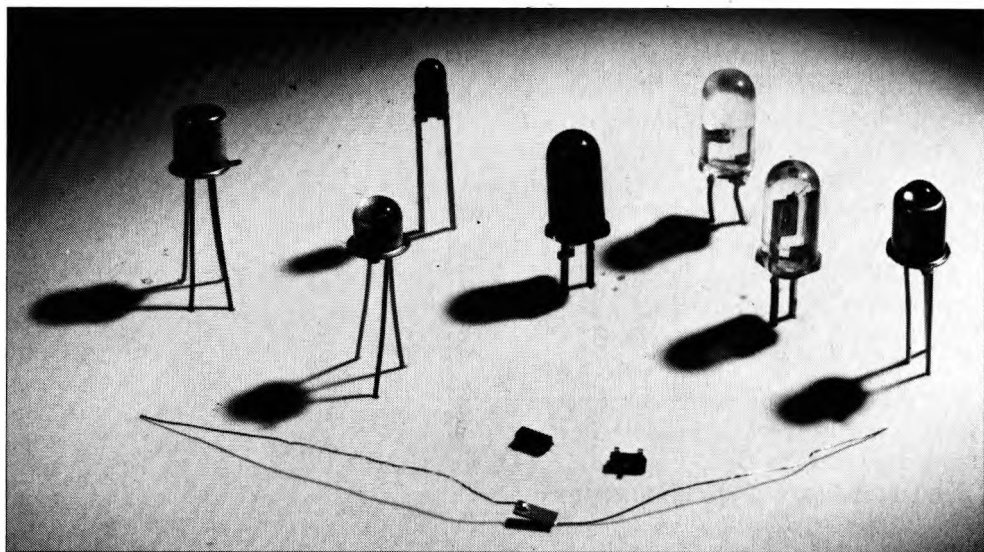
Når en sådan forspændes i lederetningen, og der går strøm igennem den, udsender den lys.

(LED = Light Emitting Diode).

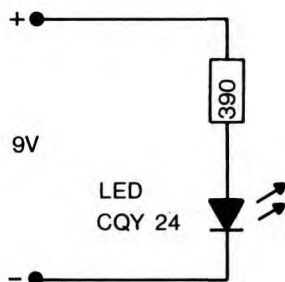
De første typer afgav alle rødt lys, men den moderne teknologi har nu udviklet lysdioder i mange forskellige farver. En speciel type lyser med én farve, når den forspændes i den ene retning, og lyser med en anden farve, når den forspændes i den anden retning.

CQY24 (Philips) er et eksempel på en rød LED.

Maksimal spænding over den er 2 V, maksimal strøm 50 mA. Hvis



LED skal tilsluttes 9 V, sættes en fast modstand i serie med den. Man skal ikke lade den arbejde med maksimale data. Den giver et tilstrækkeligt lys fra sig, hvis der arbejdes med en spænding på 1,5 V og en strøm på 20 mA.



Ved hjælp af Ohms lov kan så resistansen beregnes.

$$R = \frac{U_V - 1,5 \text{ V}}{0,020 \text{ A}} = \frac{7,5}{0,02} = 375 \Omega$$

Der vælges en modstand på 390 R.

Kapacitetsdioden

En kapacitetsdiode har den egenskab, at når den påtrykkes en spænding i spærreretningen, virker den som en kondensator. Hvis spændingen over den ændres, ændres diodens kapacitans også.

Med en variabel spænding virker dioden som en variabel kondensator, og som sådan finder den stor udbredelse. Hvor man i radiomodtagere før benyttede store drejekondensatorer, kan man nu bruge kapacitetsdioder. Med et potentiometer reguleres spændingen over dioden og dermed bølgelængden, man vil lytte på.

BA102 er en kapacitetsdiode. Ved at ændre spændingen over den fra 1 V til 20 V, ændres dens kapacitans fra 50 pF til 15 pF.

DIAC

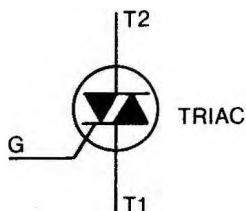
Diac'en er også en speciel komponent. Den er i princippet opbygget af to tyristorer. De er parallelforbundne i modsat retning. Zener-spændingen ligger ved ca. 32 V. Når spændingen over diac'en når op over 32 V, trigger diac'en. Den kan lede i begge retninger.

Diac'en er så symmetrisk opbygget, at det er lige meget, hvordan den vendes ved monteringen. En diac er en komponent, der specielt bruges til at trigge en triac.



DIAC

TRIAC



En triac er en speciel tyristor. Når den trigges, kan den lede strømmen. Mens tyristoren kun kan lede strømmen i én retning, kan triac'en lede i begge retninger. Den kan bruges til vekselspænding. Så snart gatespændingen (triggerspændingen) når over en vis værdi, leder triac'en.

Halvledere

For at forstå, hvad der sker i dioden, må vi se nærmere på, hvordan den er opbygget.

Dioder kan fremstilles af grundstofferne germanium og silicium.

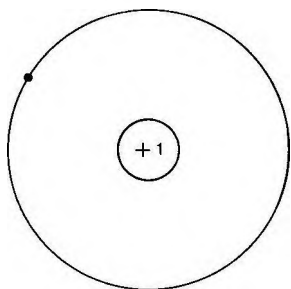
Under afsnittet »modstand« fortæller om ledere – stoffer, der kan lede den elektriske strøm. Det må være væsentligt at få fastslået, hvad der er skyld i, at ét stof kan lede den elektriske strøm og et andet ikke.

Alle stoffer er opbygget af *molekyler*. Et molekyle er den mindste del af et stof, der kan bestå.

Molekylerne er igen bygget op af mindre enheder, *atomer*. For grundstofferne, hvoraf der findes ca. 90 i naturen, gælder det, at molekylerne er bygget op af ens atomer.

Det simplest opbyggede atom er brintatomet.

Det består af en positivt ladet kerne. Uden om den kredser en negativt ladet elektron.



Elektronens masse er $1/2000$ af kernens masse. Deres elektriske ladninger er lige store med modsat fortegn. Hvis kernen har ladningen $+1$ har elektronen ladningen -1 . Et atom er således uelektrisk, da ladningerne

ophæver hinanden.

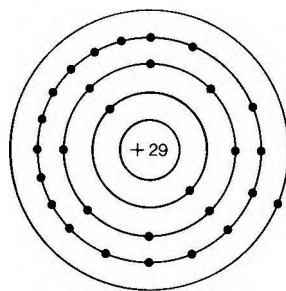
Hvis elektronen fjernes, bliver atomets ladning positiv. Der er underskud af negativ elektricitet. Atomet kaldes nu en ion (positiv).

Et brintatom påvirkes ikke af et elektrisk felt. Det gør derimod en brintion. Den tiltrækkes af den negative elektrode.

Det næste stof i rækken efter brint hedder helium. Det er som brint en luftart. Kernen har ladningen $+2$, og i en »skal« uden om kernen kredser 2 elektroner.

Atomerne er således bygget op af positivt ladede kerner og negativt ladede elektroner, der kredser uden om kernen i én eller flere skaller.

Kobber har nr. 29 i grundstofrækken. Kobberatomet er bygget op med en kerneladning på $+29$ og 29 elektroner i fire skaller.



I den første skal kredser 2 elektroner. I den anden skal er der 8 elektroner, i den tredje 18, og i den fjerde og yderste skal kredser 1 elektron.

Elektronen i yderste skal er meget løst bundet til kernen, og dette forhold bevirker, at kobber leder den elektriske strøm.

Hvis en kobbertråd, hvori der er

millioner af løstsiddende elektroner, forbindes til en strømkilde, vil der kunne transporteres en stor strøm.

Når kobbertråden forbindes fra plus til minus, vil de løse elektroner vandre over mod plus, hvor der er underskud af elektroner. Elektroner fra minus, der har overskud af elektroner, vil vandre ind og opfylde de forsvundne elektroners plads.

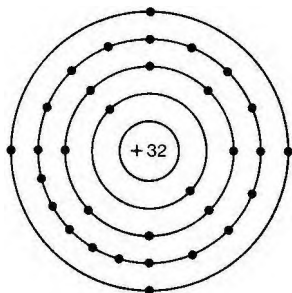
Det, der betinger, at et stof er en god leder, er, at der er mange løse elektroner. Jo færre løse elektroner, jo større resistans yder stoffet over for den elektriske strøm.

Findes der ingen løse elektroner, er stoffet en isolator.

Der findes en gruppe grundstoffer, der har meget få løse elektroner. Deres ledeevne er så ringe, at de ikke kan kaldes ledere. På den anden side er det heller ikke isolatorer. Derfor kaldes gruppen *halvledere*. Til halvlederne hører germanium og silicium.

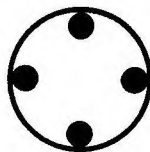
Germaniumkrystal

Germaniumatomet er opbygget således:



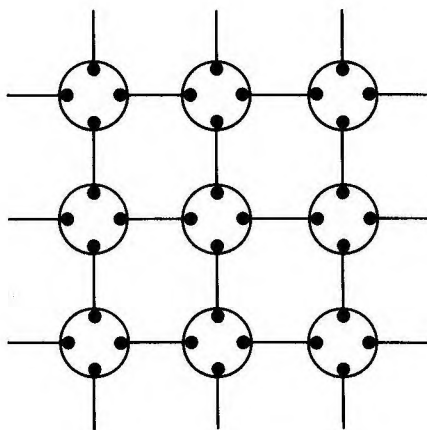
Det er nr. 32 i rækken af grundstoffer.

Da det kun er de yderste elektroner, der interesserer os, vil vi tegne germaniumatomet således:



Et stykke rent germanium er opbygget af germaniumatomer, der sidder i et krystalgitter. Det er mest overskueligt at tegne det todimensionalt (uden dybde).

Ved det absolutte nulpunkt, -273° , ser krystallet således ud:



Elektronerne kredser ikke blot om deres »egen« kerne, men bevæger sig over om nabokernen.

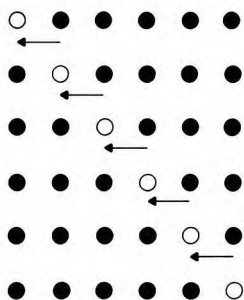
Ved højere temperaturer forøges elektronernes hastighed, og en elektron kan få så stor en hastighed, at den slynges ud af sin bane og bliver til en fri elektron.

På elektronens plads bliver der nu et »hul«. Da det pågældende atom har mistet en elektron og dermed negativ elektricitet, er der ikke længere balance, men der bliver i atomet overskud af positiv elektricitet. Vi siger, at der er dannet et positivt hul.

Jo højere temperaturen bliver, jo flere frie elektroner og huller bliver der. Stoffet bliver en bedre leder.

Dette kaldes *termisk generation*.

Når der er opstået et hul, kan det opfyldes af en fri elektron fra et andet atom. Dette kaldes *rekombination*. Herved er der opstået et nyt hul. Det udfyldes af en tredje elektron, og selv om det er elektronerne, der skifter plads, ser det ud til, at hullerne vandrer.



Første række viser situationen nu. Anden række viser »stillingen« et øjeblik senere, osv.

Elektronvandringen går til venstre. Hullerne vandrer til højre.

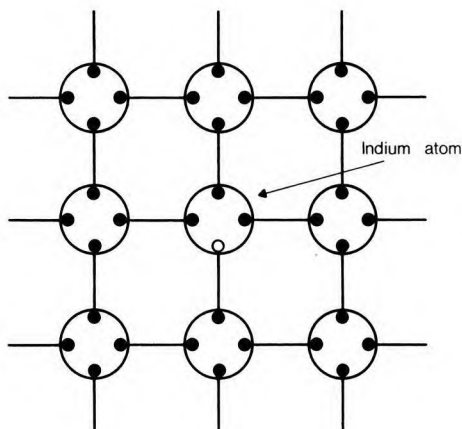
Hvis et germaniumkrystal tilsluttes en spændingskilde, vil der gå en lille strøm igennem det. Jo højere temperaturen bliver, jo større er

strømmen, men på intet tidspunkt bliver strømmen så stor, at man kan kalde germanium for en leder.

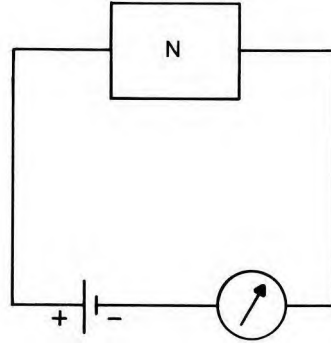
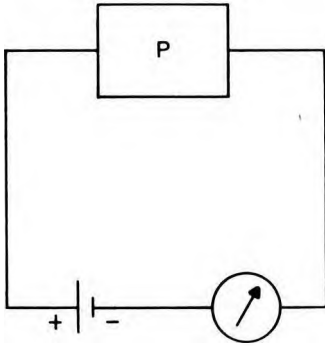
Hvis spændingen over krystallet bliver for høj, vil elektronhastigheden blive så stor, at strukturen ødelægges.

Forurening af germanium

Germanium kan forurennes med et andet grundstof, så antallet af frie elektroner og frie huller forøges. Der skal tilføres grundstoffer med tre eller fem elektroner i yderste skal.



Indium og aluminium har tre elektroner i yderste skal. Hvis germaniumkrystallet forurennes med et indiumatom, får vi et frit hul. Det vil hurtigt opfyldes af en elektron fra et naboatom. Germanium forurennet med indium er en god leder. Da der er overskud af huller, kaldes det et P-krystal. (P = positiv).



Ved tilslutning til en strømkilde vil hullerne vandre mod minus. Her fyldes de med elektroner – rekombination. Elektronerne vandrer mod plus.

På lignende måde kan et germaniumkrystal forurenes med et grundstof med fem elektroner i yderste skal.

Det kan være grundstoffet antimon.

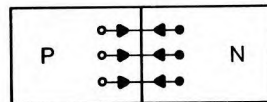
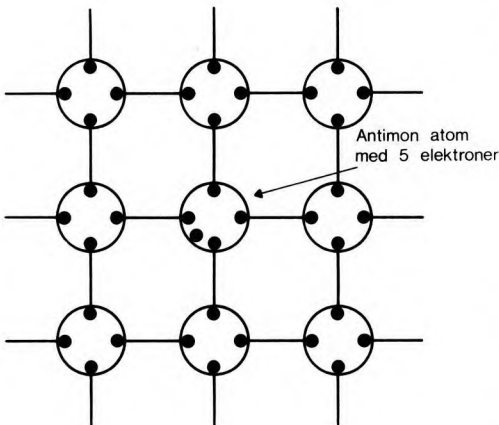
Der kommer en fri elektron. Da den er negativt ladet, kaldes kry-

stallet et N-krystal. Hvis N-krystallet tilsluttes en spændingskilde, vil det lede den elektriske strøm.

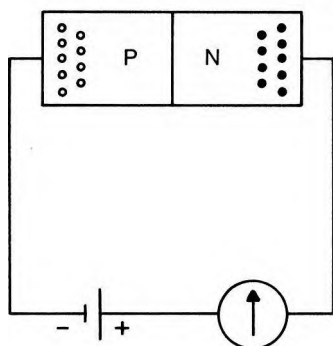
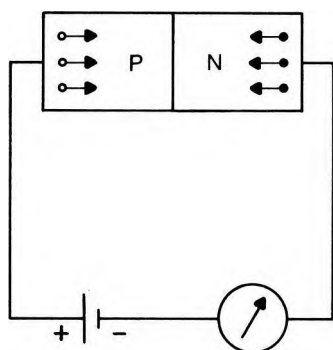
PN-krystallet

Både P-krystaller og N-krystaller er uelektriske. Der er stadig ligevægt mellem kerneladning og elektronladning, efter at krystallet er blevet forurenet.

Hvis et P-krystal og et N-krystal sættes sammen, vil der fra N-krystallet ske en vandring af elektroner over mod P-krystallet. Herfra vandrer der huller mod N-krystallet, og i grænsezonen mellem de to krystaller, vil der ske en rekombination.



Man kunne nu forvente, at elektronerne fra N-krystallet fyldte alle hullerne i P-krystallet. Det sker ikke. Fra starten er begge krystaller uelektriske. Når der fra N-krystallet



vandrer elektroner, bliver der underskud af elektroner, og krystallet bliver positivt ladet. Når det er positivt, er det i stand til at holde på de negative elektroner og frastøde de positive huller.

Hos P-krystallet sker noget lignende. Det bliver ved hullernes vandring negativt elektrisk og kan så fastholde sine huller og frastøde elektronerne fra N-krystallet. Det vil sige, at der kun sker en rekombination, til der er dannet en grænsebarriere.

Tilsluttes det dannede PN-krystal en strømkilde med P til plus og N til minus, får krystallet fra strømkilden tilført nye huller og nye elektroner, og der vil gå en kraftig strøm gennem det.

Fra minus tilføres elektroner, der rekombineres med huller fra plus.

Batteriet tilsluttes nu omvendt.

Der går ikke strøm gennem krystallet. Hullerne fastholdes endnu bedre ved P og elektronerne ved N. Et PN-krystal er en diode.

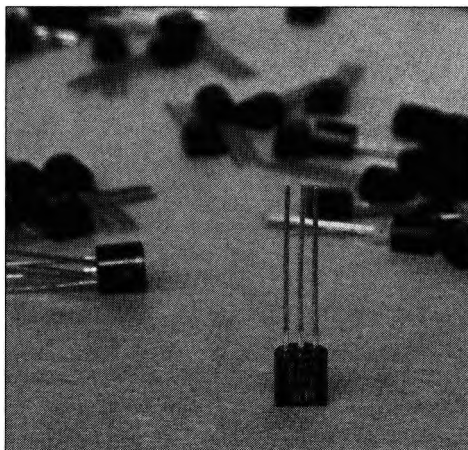
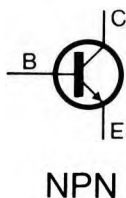
I idealdioden er resistansen i lederetningen nul og i spærreretningen uendelig. En sådan kan ikke fremstilles.

Transistoren

Den vigtigste halvleder i elektronikken er transistoren. Den kan være fremstillet af germanium eller silicium. Germaniumtransistorer har i typebetegnelsen A som første bogstav, siliciumtransistorer B som første bogstav.

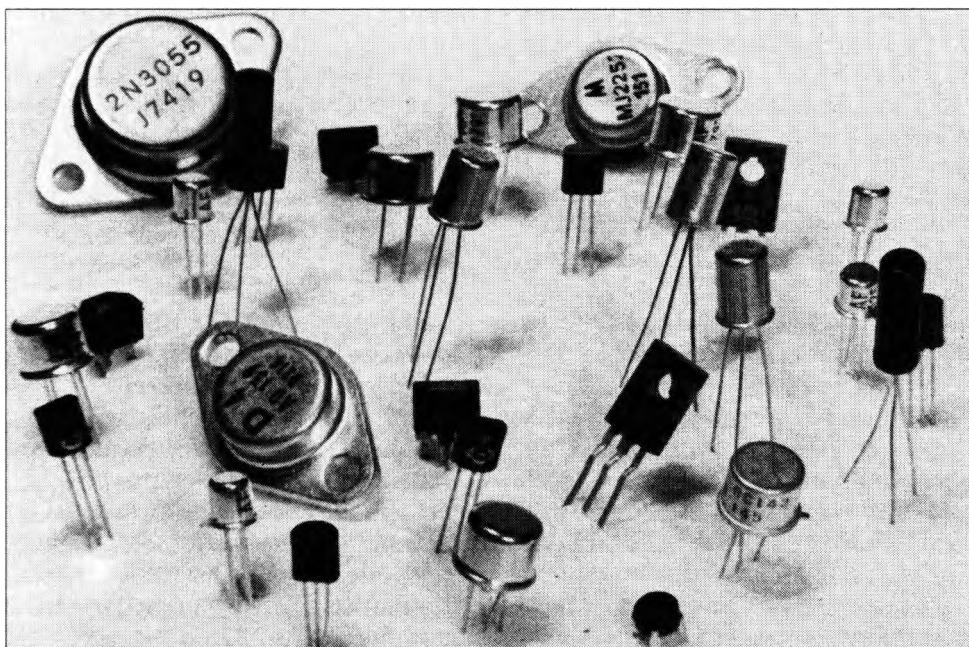
Typiske eksempler på de to typer er AC187 og BC547. De er begge NPN-transistorer. (Betydningen heraf belyses senere).

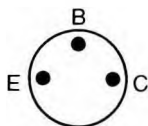
Symbolet for NPN-transistoren ser således ud:



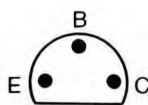
På billedet ses mange forskellige transistorer i forskellig indpakning. Det er transistorer fremstillet til forskellige formål og med forskellige egenskaber.

Vi vil først se på AC187.





AC 187
AC 188



BC 547
BC 557

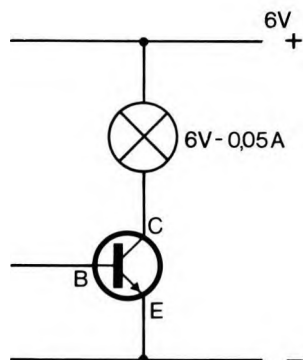
Transistorhuset er for AC187 en metalcylinder. Fra bunden af cylinderen kommer tre tilledninger ud. De benævnes med emitter (E), basis (B) og kollektor (C). På tegningen vises placeringerne af E, B og C for AC187.

På metalhuset er transistorens typenummer påtrykt, og en blå prik angiver kollektors placering. Det er dog kun for transistorer med dette hus, man angiver kollektor med en prik. I andre tilfælde må man se i et katalog, hvor E, B og C er placeret. En tegning her vil vise transistoren set fra bunden.

Det er vigtigt, at transistorens tilledninger vendes rigtigt, da en forkert forbundet transistor ofte betyder en »afbrændt« transistor.

Vi skal prøve at danne en opstilling med en transistor i et elektrisk kredsløb. Transistoren kan være AC187, BC547 eller lignende NPN-transistor.

Ved at se på transistorens symbol dannes følgende opstilling. Kollektor er gennem en glødelampe (6 V-0,05 A) forbundet til plus på et batteri (eller anden spændingskilde), emitter er forbundet direkte til minus. I symbolet viser pilen strømmens retning gennem transistoren.



Glødelampen lyser ikke, og det fortæller os, at der ikke går strøm gennem transistoren.

Tilledning B (basis) er ikke tilsluttet, så denne tilledning forbindes til plus på et 1,5 V element gennem en modstand på 1K (for at begrænse strømmen). Minus på elementet tilsluttes emitter (fælles minus).

Nu lyser glødelampen helt op, og det fortæller os, at der går en strøm på 50 mA gennem transistoren.

Så snart basisspændingen afbrydes, ophører strømmen gennem transistoren. Vi kan med basisledningen styre strømmen gennem transistoren.

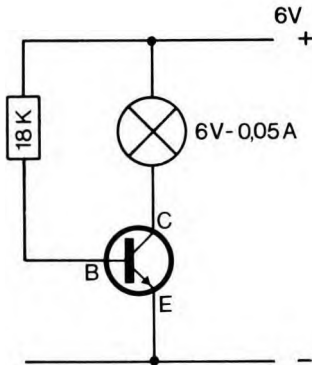
Vi bytter nu om på tilledningerne til basiselementet. Der går nu ikke strøm gennem transistoren.

For at vise, hvor lille spænding der skal til at styre en germaniumtransistor, dannes et galvanisk element af en kobberplade og en zinkplade. Pladerne renses med ståluld, og mellem dem lægges et stykke trækpapir, der har været dyppet i en saltvandsopløsning.

Kobberpladen forbindes til basis og zinkpladen til emitter på transistoren. Glødelampen i kollektor lyser som tegn på, at dette element leverer tilstrækkelig strøm til at lukke transistoren op.

Som kobberplade kan en femøre bruges, som zinkplade en gammel zink tøre.

Både germaniumtransistorer og siliciumtransistorer kan arbejde med én spændingskilde. Kollektor og emitter er forbundet som før. Fra basis forbindes en modstand på 18K til plus.

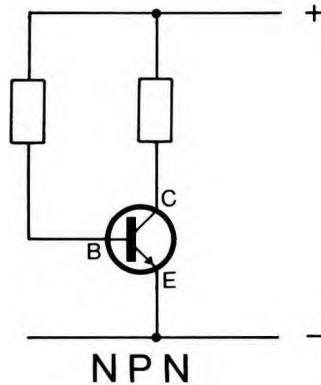


Glødelampen vil nu lyse. Transistoren får tilstrækkelig basisstrøm gennem 18K modstanden.

I stedet for modstanden kan man også prøve at sætte en finger på basis og én på plus. Glødelampen vil måske lyse svagt afhængig af, hvor nervøs man er for dette forsøg. Hvis man så fugter fingrene i vand og prøver igen, vil glødelampen lyse helt op.

Tilslutning af en transistor

For at en transistor skal kunne arbejde, har vi gennem de foregående forsøg set, at kollektor gennem en modstand (glødelampen) skal forbindes til plus, emitter til minus. Transistoren vil så lukke op, hvis der kommer en (lille) positiv spænding på basis.

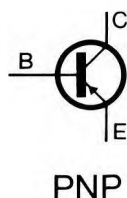


Måler vi basis-emitterspændingen, U_{BE} , vil den for germaniumtransistorer være ca. 0,2 V og for siliciumtransistorer ca. 0,7 V.

NPN transistorer - PNP transistorer

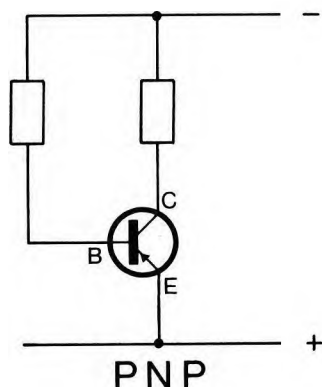
Den transistortype, vi har arbejdet med, har været af NPN typen.

Symbolet er det samme som for NPN transistoren, blot peger pilen nu mod basis. Det fortæller os, hvordan transistoren skal sluttes til en spændingskilde. Strømmen skal følge pilens retning og gå fra emitter til



kollektor. Det vil sige, at en PNP transistor skal polariseres modsat en NPN transistor med kollektor til minus og emitter til plus.

De øvelser, vi hidtil har udført med NPN transistorer, kan også udføres med PNP transistorer, blot tilledningerne til spændingskilden byttes om.

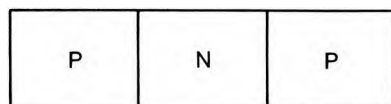


PNP transistorer svarende til de benyttede NPN typer kan være AC188 og BC557.

Transistorens virkemåde

Som vi undersøgte, hvad der egentlig skete i en diode, vil vi også se nærmere på transistoren. Dens virkemåde er mere kompliceret.

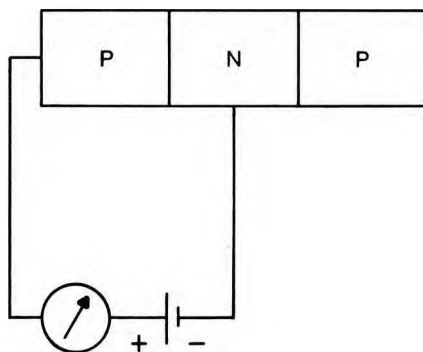
Den er opbygget af tre krystaller, ét P-, ét N- og ét P-krystal. De er sammensat som vist. Det er en PNP transistor.

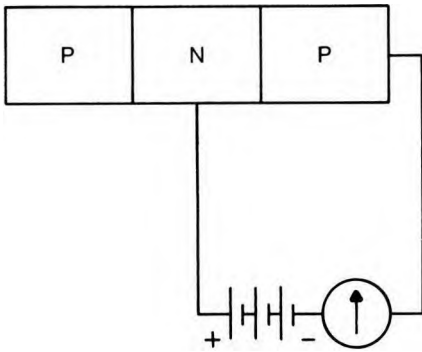


Når krystallerne sammensættes, vil der, hvor N-krystallet grænser op til de to P-krystaller, som ved dioden dannes grænsebarrierer – PN-overgange.

Sættes der spænding på den første PN-strækning i lederetningen, vil der gå strøm. Fra batteriets positive pol udsendes der huller, der fra P-laget trænger over grænselaget ind i N-laget, hvor der sker rekombination.

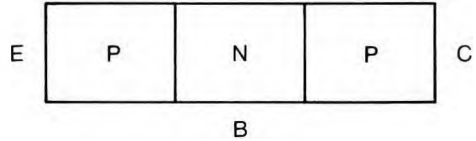
Det er en diode forspændt i lederetningen.





det andet batteris negative pol. Der går strøm i NP-strækningen. Jo tyndere N-laget er, jo flere huller vil nå igennem det og rekombinere i P-laget.

Det er en transistor.



Strømmen afbrydes, og over NP-strækningen tilsluttes spænding i spærreretningen.

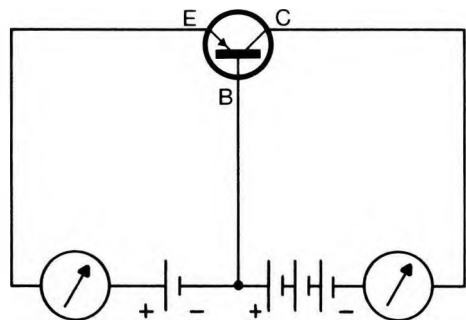
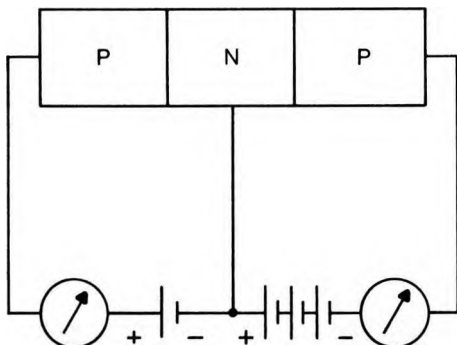
Der går som ventet ingen strøm. Det er en diode forspændt i spærreretningen.

Der tilsluttes nu spænding over PN-strækningen i lederetningen og NP strækningen i spærreretningen samtidig.

Der går strøm i PN-strækningen. Fra batteriets positive pol udsendes huller, der vandrer ind i N-laget. Her rekombineres nogle huller, men den største part bliver tiltrukket af P-laget og fortsætter gennem det og rekombinerer med elektroner ved

Det første P-krystal er emitter, N-krystallet er basis, og P-krystallet er kollektor. Navnene er engelske. »Emitter« betyder »at udsende«. Herfra udsendes hullerne. »Basis« betyder »grundlag«. Det er grundlaget, hvorover transistoren er opbygget. »Collect« betyder »at indsamle«. I kollektor indsamles hullerne – de rekombinerer.

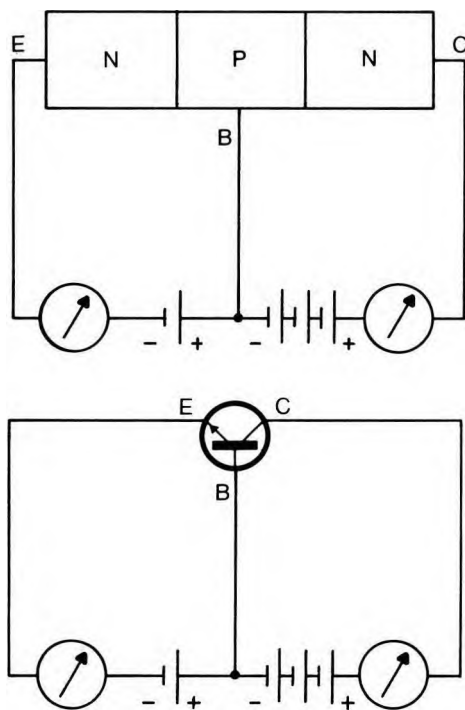
Symbolet for transistoren bliver nu mere logisk. Pilen på emitter angiver den vej, hullerne går gennem transistoren.



NPN-transistoren

NPN-transistoren virker på samme måde. Den er, som navnet siger, bygget op af ét N-, ét P- og ét N-krystal.

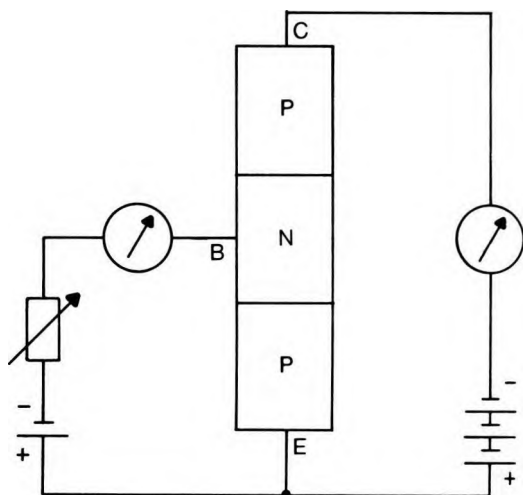
Når der tilsluttes spænding, skal batterierne vendes modsat, som ved PNP-transistoren. Der skal negativ spænding på emitter. Kollektor og basis skal have positiv spænding.



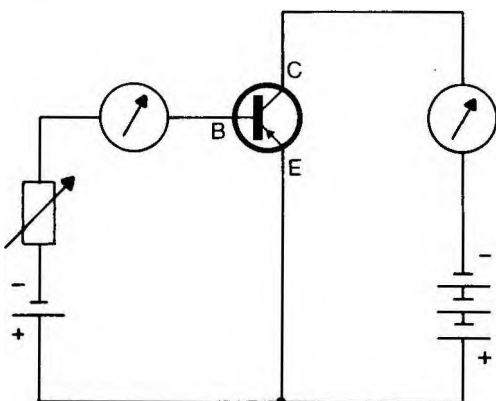
Jordet emitter kobling

Her vises den almindeligste transistorkobling, der kaldes jordet emitter, fordi emitter er forbundet til stel. Fra emitter udsendes huller, der næsten alle når kollektor, da basislaget er meget tyndt. Kun få rekombinerer i basislaget.

Strømmen af huller styres af basisstrømmen. Herfra sendes til stadighed elektroner ind i basislaget, og de erstatter de elektroner, der går tabt ved rekombination. Når basislaget får alle de elektroner, det kan opsuge, vil størst muligt antal huller nå fra emitter til kollektor. Der går maksimum strøm gennem transistoren.



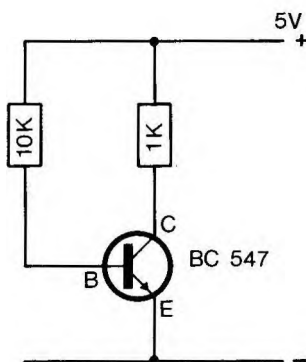
Hvis basisstrømmen afbrydes, vil der ikke længere tilføres nye elektroner. De elektroner, der er i basislaget, vil hurtigt rekombinere med huller fra emitter. Herved bliver basislaget positivt ladet, og al strøm gennem transistoren ophører.



Transistoren som switch

Siliciumtransistor

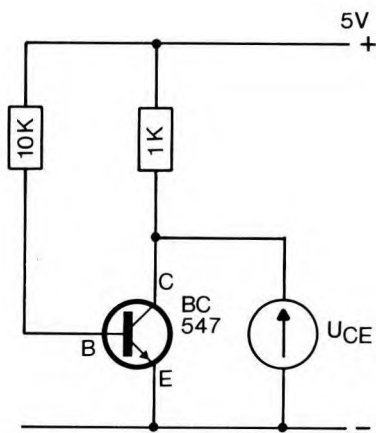
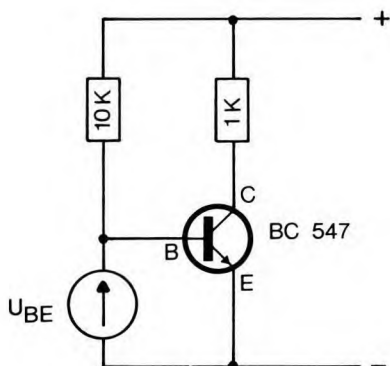
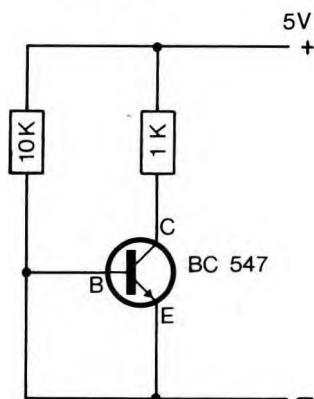
Vi vil måle på en transistoropstilling og opbygger opstillingen som vist.



Kollektor på transistoren (BC547) er gennem en modstand (1K) tilsluttet +5V, og emitter er tilsluttet minus direkte. Basis er gennem en modstand (10K) tilsluttet plus.

Transistoren arbejder nu, dvs. at en tilstrækkelig basisstrøm sørger for, at transistoren er lukket op, at der går strøm i kollektor. *Vi siger, at transistoren er ON.*

Der kan nu med et voltmeter eller oscilloskop måles på transistoren.

Måling af U_{CE} Måling af U_{BE} 

Når basis forbindes til minus, bliver transistoren OFF.

Voltmetret tilsluttes kollektor og emitter som vist på tegningen. Vi måler herved spændingsfaldet over kollektor-emitterstrækningen. Den betegnes U_{CE} . U_{CE} er næsten nul volt (0,05 V).

Herefter måles spændingsfaldet over basis-emitterstrækningen – U_{BE} .

U_{BE} er ca. 0,7 V.

Nu forbindes basis med en ledning til emitter. Transistoren får så ikke længere en positiv spænding på basis, og der går ikke strøm gennem transistoren.

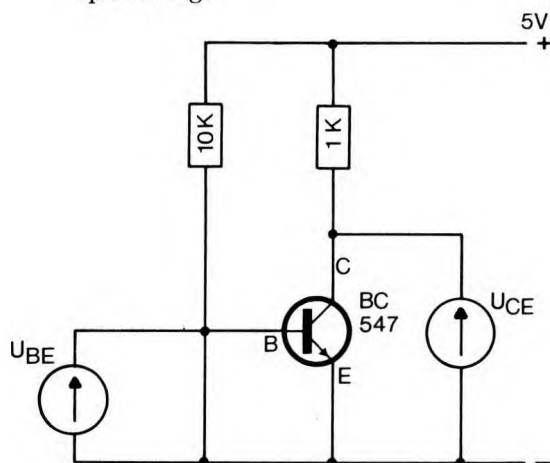
Når der ikke går strøm gennem transistoren, siger vi, at den er OFF.

Vi måler igen U_{CE} og U_{BE} .

U_{CE} er nu lig den spænding, opstillingen er tilsluttet, 5 V. Da der ikke går strøm gennem kollektor-modstanden, er der ikke noget spændingsfald over den.

U_{BE} er lig med 0 V.

Når transistoren bliver OFF, stiger U_{CE} til den fulde tilslutnings-spænding.

Måling af U_{CE} og U_{BE} med transistoren OFF.

Transistoren ON/OFF

Transistoren kan således være ON (engelsk for i »funktion«) eller OFF (ikke i funktion), og dette kan konstateres ved at måle U_{CE} . Er U_{CE} mindre end tilslutningsspændingen, er transistoren ON. Er U_{CE} lig tilslutningsspændingen, er transistoren OFF.

Med basis kan vi styre transistoren, så der er høj eller lav spænding på kollektor. Vi siger, at transistoren arbejder som switch – som afbryder.

Transistorens switchfunktion udnyttes meget og bliver bl.a. behandlet under Digitale kredsløb.

Germaniumtransistor

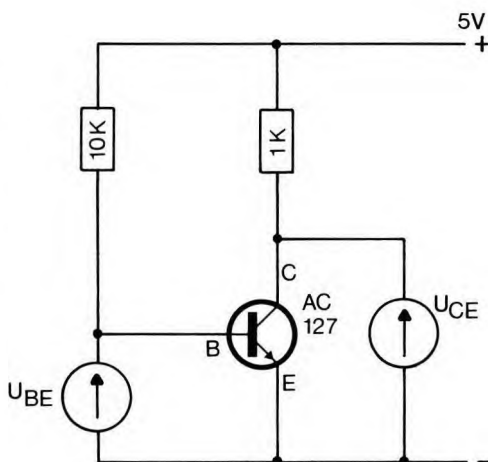
Vi udfører nu de samme målinger på en germaniumtransistor (AC127).

Når transistoren er ON, er U_{CE} også her ca. 0 V (0,02 V).

Når transistoren bliver OFF, stiger U_{CE} som ved siliciumtransistor til fuld tilslutningsspænding.

Ved ON er U_{BE} lig ca. 0,2 V.

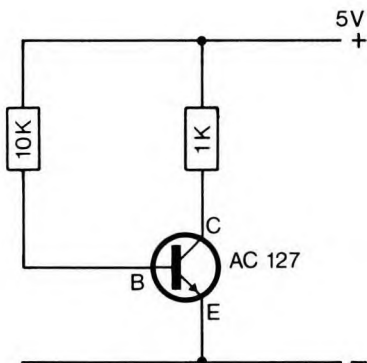
Her ser vi en afgørende forskel på

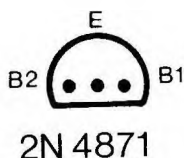
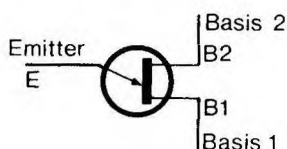
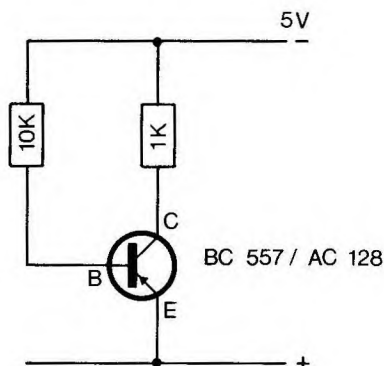


silicium- og germaniumtransistorer. Germaniumtransistorer begynder at trække strøm, når basisspændingen når op på ca. 0,2 V. Ved siliciumtransistorer skal vi helt op på ca. 0,7 V, før de begynder at trække strøm.

Målinger på PNP transistorer

Vi har målt på transistorerne BC547 og AC127, en silicium- og en germaniumtransistor af NPN typen. De samme målinger kan udføres på





PNP transistorer. Her kan vi vælge BC557 og AC128.

Måleresultaterne vil blive tilsvarende måleresultaterne for NPN transistorerne, blot er spændingerne modsat polariserede, da PNP transistorer har kollektor og basis til minus og emitter til plus.

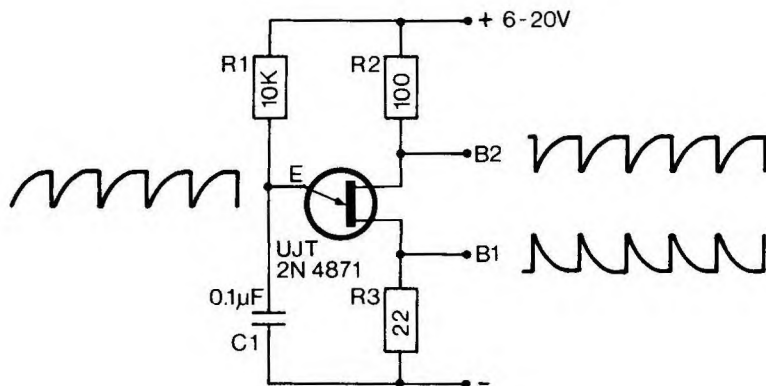
Unijunktion transistoren – UJT

En unijunktion transistor, en UJT, er en transistor med specielle egenskaber. Af udseende ligner den en almindelig BC547. Den har også tre tilledninger, der benævnes basis 1, basis 2 og emitter.

B2 tilsluttes gennem en modstand til plus, og B1 tilsluttes gennem en modstand til minus. Der går ikke strøm gennem UJT. Først når basis trigges, går der en kortvarig strøm gennem den.

Tegningen viser en typisk opstilling med en UJT. Vi vælger at bruge en UJT af typen 2N4871.

Gennem modstanden R1 oplades kondensatoren, C1, til triggespæn-



dingen U_p . Når spændingen over C1 har nået denne værdi, »fyrrer« UJT af, og herved aflades C1. C1 oplades igen, og når spændingen er nået op til triggespændingen, fyrrer UJT af igen.

Opladetiden for kondensatoren er konstant, og UJT vil fyre af med konstante mellemrum. Frekvensen bestemmes af formlen:

$$f = \frac{1}{R \cdot C}$$

f angiver frekvensen i Hz, R er R1's resistans i ohm, og C er C1's kapacitans i farad.

$$f = \frac{1}{R \cdot C} = \frac{1}{10000 \cdot 0,0000001}$$

$$f = 1000 \text{ Hz}$$

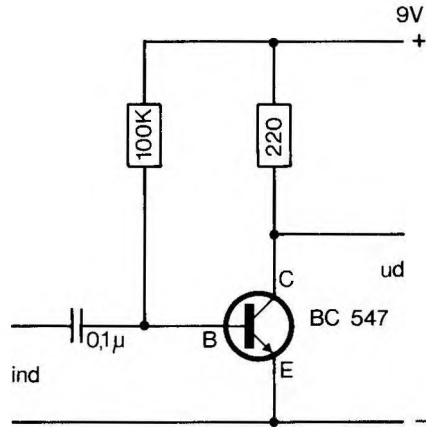
Denne opstilling vil svinge med frekvensen 1000 Hz.

Vi kan se dette på et oscilloskop.

Over kondensatoren ses en savtakspænding, der viser langsom opladning af C1, der derefter, når UJT fyrrer af, meget hurtigt aflader. Dette sker 1000 gange pr. sek.

Med oscilloskopet tilsluttet over R3 kan man se positive impulser med frekvensen 1000 Hz. Over B2 og minus kan ses negative impulser med samme frekvens.

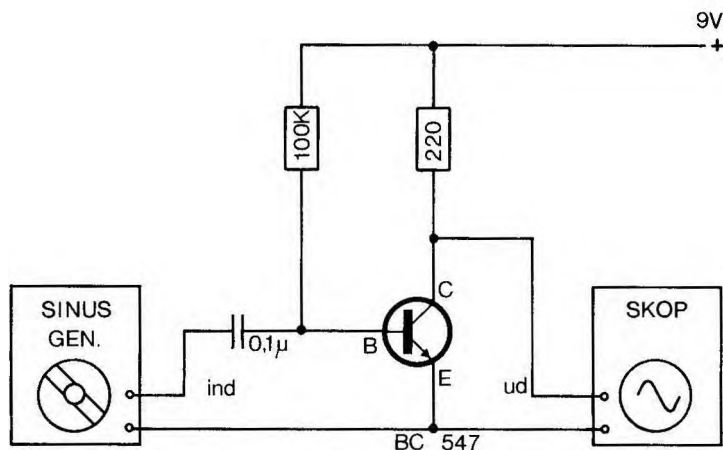
Transistoren som signalforstærker



Opstillingen her er identisk med den opstilling, vi havde, da vi undersøgte transistorens switch-egenskaber. Der er blot andre komponentværdier.

Vi vil sende et sinusformet signal ind på basis og måle med et oscilloskop på kollektor. En kondensator på $0,1 \mu\text{F}$ indskydes mellem sinusgeneratoren og basis. Den spærrer for DC (jævnstrøm), men tillader vekselstrømsignalet at passere.

Vi måler ved 1000 Hz.



Fra sinusgeneratoren lægges et 1000 Hz signal ind på basis. Med et oscilloskop måles signalet over udgangen.

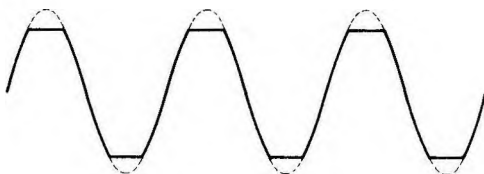
Udgangssignalets størrelse er f.eks. $0,3 V_{SS} = 300 \text{ mV}_{SS}$. Med oscilloskopet måles så signalet fra sinusgeneratoren. Det måles til 10 mV_{SS} .

$$U_{IND} = 10 \text{ mV}_{SS}$$

$$U_{UD} = 300 \text{ mV}_{SS}$$

Det ses, at transistoren har forstærket signalet op. *Spændingsforstærkningen* er 30 gange for den benyttede transistor. Hvis man bruger

et dobbeltstråleoscilloskop, kan den ene kanal måle indgangssignal, den anden udgangssignal. Når der tilføres et for stort signal på indgangen, bliver transistoren overstyret. Det betyder, at det forstærkede signal ikke længere er sinusformet. Det bliver »klippet«. Transistoren blev i denne opstilling overstyret, da signalet kom over $0,2 V_{SS}$ på indgangen.



Typebetegnelse for transistorer

I 1961 blev europæiske transistorfabrikanter enige om at benytte samme typebetegnelser for dioder og transistorer. Før havde hver fabrik haft sit system. Det var ønskeligt,

om man kunne få en international standard typebetegnelse.

Det europæiske system er bygget op af to bogstaver efterfulgt af et serienummer, f.eks.: BC547.

Første bogstav:

A germanium
B silicium

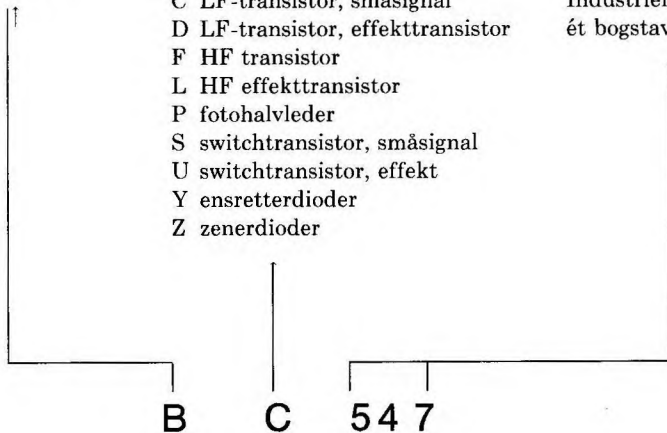
Andet bogstav:

A diode
B kapacitetsdiode
C LF-transistor, småsignal
D LF-transistor, effekttransistor
F HF transistor
L HF effekttransistor
P fotohalvleder
S switchtransistor, småsignal
U switchtransistor, effekt
Y ensretterdioder
Z zenerdioder

Serienummer:

Normalt tre cifre.

Industrielle typer kan være med ét bogstav og to cifre.



BC 547

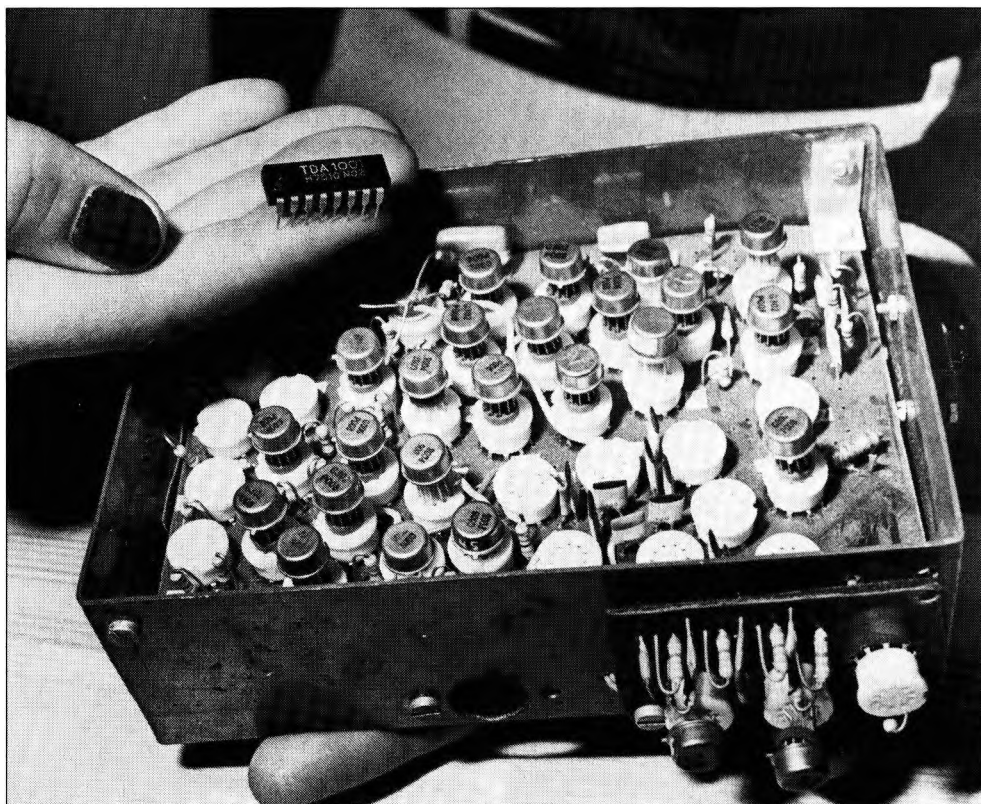


Eksempler

BC547: B betyder silicium, C småsignal LF transistor og 547 er serienummeret.

Amerikanske halvledere betegnes med et tal, et bogstav og et tal. F.eks. 1N4148. 1N betegner en diode, 4148 er serienummeret.

2N3055. 2N betegner, at det er en transistor, 3055 er serienummeret.



En laboratorieopstilling med 25 integrerede kredse resulterer i en ny IC, der indeholder de 25 IC'ers funktioner.

Integrerede kredse

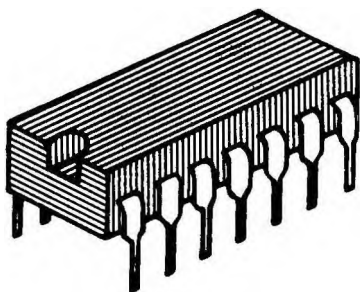
Med fremkomsten af transistoren skete der en revolutionerende udvikling inden for elektronikken. Det store radorør blev erstattet af en lille dims, der kunne det samme. Udviklingen gik nu i retningen af at koble flere transistorer sammen i en enhed – en integreret kreds. Man er kommet så langt, at flere hundrede tusinde transistorfunktioner kan laves på en chip. Det betyder, at elektronikken fylder meget mindre, men

også strømforbruget er blevet formindsket betydeligt. Sammenlignes en integreret kreds og et kredsløb med radorør, vil man se, at røropstillingen bruger 1000000 gange så stor effekt.

Integrerede kredse fremstilles til den enkelte opgave. Hver enkelt integreret kreds kan noget bestemt. De kan kobles på forskellig måde, men det er det samme arbejde, kredsen udfører.

Når et firma har konstrueret en ny integreret kreds, tegnes den først

op i stor størrelse. Kredsløbet fotograferes og ætzes ind på en lille plade af silicium. Kredsløbet skæres ud. Det er en chip. Den fylder måske kun et par millimeter på hvert led. Chip'en anbringes i et plasthus, og der laves tilslutninger til chip'en.



Den mest almindelige udformning er et DIL hus. DIL kommer af Dual In Line, og dermed menes, at tilslutningerne til chip'en er to rækker ben.

Det største antal integrerede kredse bruges til digital elektronik.

Digitale kredse

Langt den største del af elektronikken i dag er digital elektronik. Her har TTL kredsene udgjort den største del, men er nu ved at blive erstattet af MOS kredse.

TTL kredse

TTL betyder Transistor Transistor Logic, og det er navnlig kredse fra 7400 serien, der bruges.

Kredsene i 7400 serien er kritiske med tilslutningsspændingen. Den skal være 5 V og må kun variere med

$\pm 0,25$ V. Dog kan man udmærket til forsøgssopstillinger bruge et 4,5 V batteri.

TTL kredse er meget robuste. De »brænder« ikke så let af. De kan arbejde på meget høje frekvenser. Strømforbruget er ret stort.

7400 serien er delvis afløst af 74LS00 kredse. Det er Low Power Schottky kredse, og hos disse er strømforbruget reduceret med 80 % i forhold til 7400 kredsene.

De kredse, der i dag kan arbejde på de højeste frekvenser, er Schottky TTL kredse, 74S00 kredse. De kan arbejde på frekvenser op til 90-100 MHz. Det er 100 millioner svingninger pr. sekund.

Standard TTL kredse kan gå op til ca. 25 MHz. Low Power Schottky kredse går op til 30 MHz.

MOS kredse

Grundet et meget lavt strømforbrug dominerer MOS kredse i dag de digitale kredse. Stor produktion giver også lave priser. Et eksempel på en sådan kreds er LOC MOS kredsen HEF4017BP. LOC står for Local Oxide Complementary, MOS for Metal Oxide Semiconductor, og bogstaverne henviser til den måde, de er fabrikeret på.

I kredsen er der indbygget dioder, der skal beskytte den mod ødelæggelse ved berøring af benene. Nogle MOS kredse kan ødelægges ved den statiske elektricitet, der overføres ved berøring. Gnister fra statisk elektricitet er øjeblikkelig ødelæggende. En loddekolbe kan f.eks. være statisk opladet, så der springer en gnist, når lodningen påbegyndes. I

praksis undgår man problemet ved at anvende IC fatninger til MOS kredse. Når hele konstruktionen er færdig, er det sidste, man foretager sig, inden der sættes spænding på, at sætte MOS kredsen på plads i sin fatning. Kredsen må ikke monteres eller afmonteres, når der er spænding på opstillingen. Husk, at en elektrolyt kan stå opladet.

Kredsene skal opbevares, så de ikke ødelægges, inden de tages i brug. Når man hos forhandleren køber MOS kredse, leverer han dem sædvanligvis i et plastrør af antistatisk materiale. De kan også sidde på et stykke aluminiumsfolie. Her er alle benene elektrisk forbundet sammen, og kredsen kan ikke ødelægges.

Når vi ser bort fra disse ulemper, er der en række fordele ved at anvende MOS kredse. De kan arbejde inden for et stort spændingsområde fra 3 V til 15 V. Strømforbruget er meget lavt. Mens en TTL kreds kan drive 10 andre TTL kredse, kan en MOS kreds drive op til 1000 andre MOS kredse. Det er det, der kaldes *fan-out*.

Analoge kredse

De digitale kredse er de logiske kredse. Her er signalet enten HØJ eller LAV. Modstykket til logiske kredse er analoge kredse. Det er lineære kredse, hvor udgangssignalet følger indgangssignalet. Denne gruppe er ret stor, og vi skal se på nogle af de vigtigste analoge kredse.

Operationsforstærkeren

Operationsforstærkeren blev først introduceret i 40'erne. Man brugte radorør koblet som operationsforstærkere. Det var dyrt og fyldte meget, så anvendelserne var begrænsede. Den nye teknologi bragte først transistorerne og senere de integrerede kredse, og det gav operationsforstærkeren et come-back.

Operationsforstærkeren er i dag en integreret kreds opbygget af en mængde transistorer og modstande. Det er forstærkere, som kan forstærke sinusformede signaler.

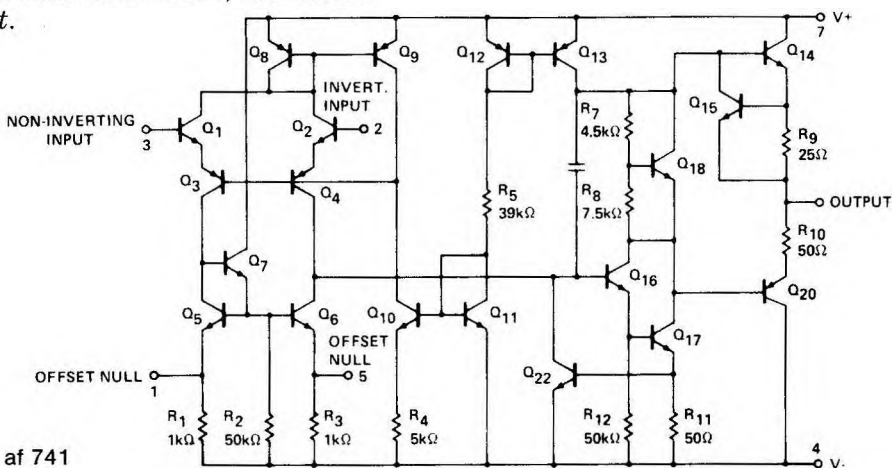


Diagram af 741

Den ideelle operationsforstærker skal have uendelig stor forstærkning. Den skal have uendelig stor indgangsimpedans, så den ikke belaster den foregående kreds. Udgangsimpedansen skal være meget lav og båndbredden uendelig stor. Når indgangssignalet er 0 V, skal udgangssignalet være 0 V. Er det tilfældet er der ingen *offset* fejl. Den skal være fuldstændig temperatur uafhængig og ufølsom over for variationer i spændingsforsyningen.

Den ideelle operationsforstærker eksisterer ikke. Men de integrerede kredse kommer nærmere og nærmere den ideelle.

FET input kredse har en indgangsstrøm i pA området og en offset spænding, der er reduceret til 1 mV i mange tilfælde. Udgangsstrømmen er begrænset til 25 mA.

741

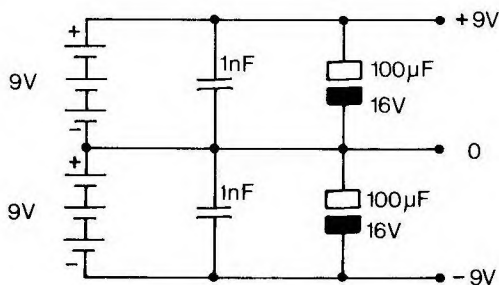
En meget anvendt operationsforstærker er 741. Den hedder også $\mu A741$, SG741, LM741, L741, SN72741, TOA741 osv. alt efter fa-

brikatet, men i daglig tale går den under betegnelsen 741.

Det er en meget robust operationsforstærker, som bruges i mange opstillinger.

Diagrammet viser, at den skal tilsluttes en \pm spændingsforsyning. Her kommer vi til det dilemma, at der altid står + og - ved tilslutningerne på et batteri. Det har vi taget med os til spændingsforsyningerne. Skal det være korrekt, skal der stå + og 0. Minus er altså 0 V, stel, jord, eller hvad vi nu skal kalde den.

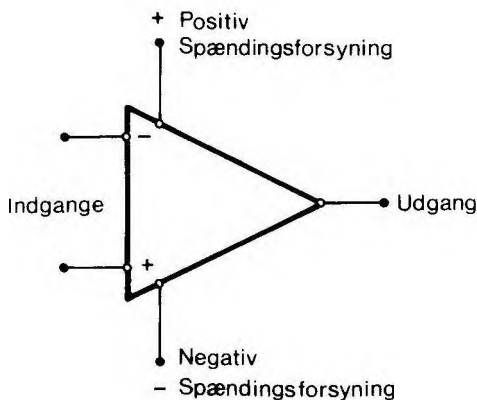
Når en spændingsforsyning skal levere ± 9 V, kan den laves af to 9 V batterier, som tegningen viser.



Denne specielle spændingsforsyning er nødvendig, fordi operationsforstærkeren har to indgange, en - indgang, der kaldes den inverterende indgang og en +, der kaldes den ikke inverterende indgang.

Sendes et signal ind på den positive indgang, den ikke inverterende, fås på udgangen et signal, der er i fase med indgangssignalet.

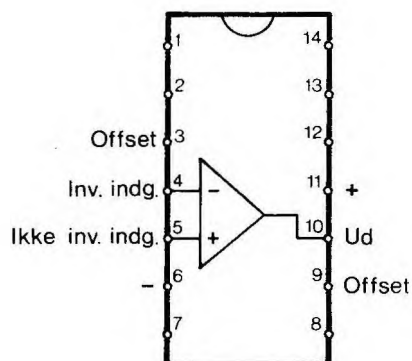
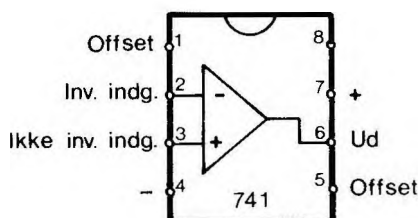
Omvendt vil et signal på den inverterende indgang give et invertet signal, et signal i modfase, på udgangen.



741 kan arbejde på spændinger op til ± 18 V. Indgangssignalet må ikke overstige ± 15 V. Indgangssignalet må aldrig blive større end tilslutningsspændingen.

Bag i denne bog er der et datablad over 741 og dens familie. Det kan ses, at den fås i 8 ben eller 14 ben DIL hus, men kan også fås i et rundt metalhus. Man kan også få en IC indeholdende to stk. 741. Den hedder så 747. 1458 indeholder også to 741 i en version, hvor offset spændingen ikke kan justeres.

Af databladet fremgår, at kredsen er kortslutningssikret, den er meget temperaturstabil, og offset spændingen kan nul justeres.



Modkobling

Forstærkningen er 100000 gange, men den store forstærkning bruges ikke. I stedet modkobles forstærkeren med en modstand fra udgang til indgangen.

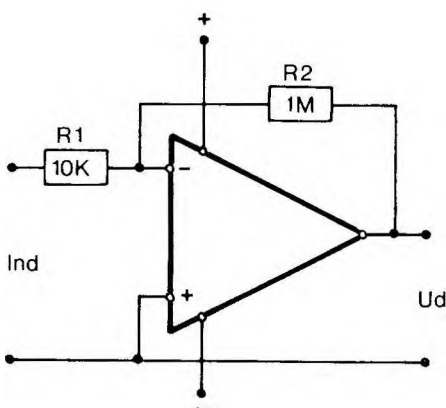
Forstærkningen bestemmes nu helt af modstandene.

$$F = \frac{R2}{R1}$$

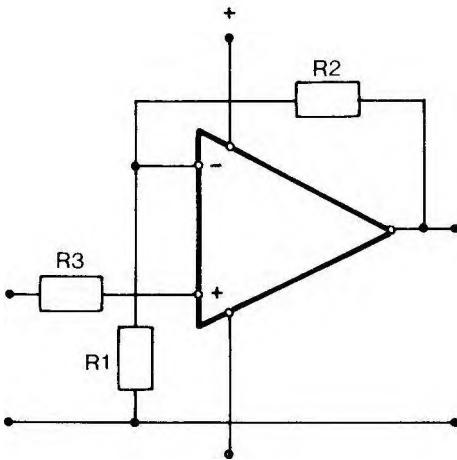
Hvis R1 vælges til 10K og R2 til 1M kan vi beregne forstærkningen:

$$F = \frac{1000000}{10000} = 100$$

Vi får en forstærkning på 100 gange.



I denne opstilling er indgangssignal og udgangssignal i modfase. Skal de være i fase, må forstærkeren modkobles som vist på side 103.



Forstærkningen kan beregnes efter denne formel:

$$F = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

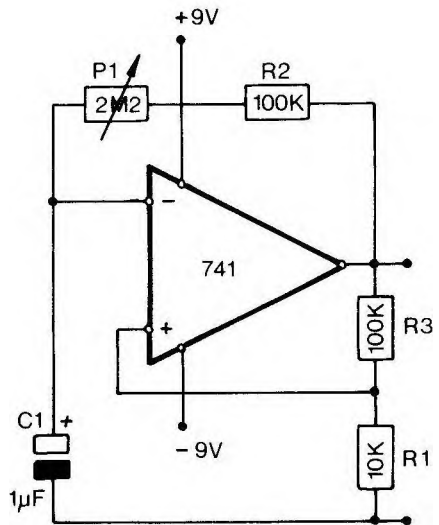
Medkobling

I den modkoblede operationsforstærker føres udgangssignalet tilbage til den inverterende indgang. Hvis signalet i stedet føres tilbage til den ikke inverterende indgang, er operationsforstærkeren medkoblet. Den begynder at gå i selvsving. Problemet kendes fra højttaler anlæg, hvor mikrofonen kan »se« højttalerne. Det hyler.

En operationsforstærker i medkobling kan bruges som astabil multivibrator.

Diagrammet herunder viser en 741 koblet som astabil multivibrator. R3 medkobler forstærkeren. Modkoblingen kan justeres med et potentiometer.

Med de anvendte komponenter fås en astabil multivibrator, der kan afgive firkantsignaler mellem ca. 1 Hz og 25 Hz.



Ved at vælge $C = 10 \mu\text{F}$ får vi frekvenser mellem 100 Hz og 2500 Hz. Ved at ændre på $C1$'s værdi kan vi lave en tonegenerator, der arbejder i det frekvensområde, man har brug for.

Operationsforstærkere kan kobles som sinusgenerator, trekantgenerator, firkantgenerator og på mange andre måder. De kan anvendes i aktive lav- og højpasfiltre. Mulighederne er utallige.

LF udgangsforstærkere

En operationsforstærker er en LF forstærker. Den kan forstærke svage lavfrekvens signaler. Da dens udgangsstrøm er begrænset, skal den efterfølges af et udgangstrin. Det kan være et par effekt transistorer.

Udgangs forstærkere fås også færdige som integrerede kredse. Der er mange typer på markedet. Disse IC'er indeholder næsten alle nødvendige komponenter. Kun et par pladskrævende komponenter som elektrolyt kondensatorer må føjes til. Skal man bygge en LF forstærker, må det oftest foretrækkes at anvende en IC. Man får så et kredsløb, der er sikret mod kortslutninger, termisk sikret, og med bedst mulige data.

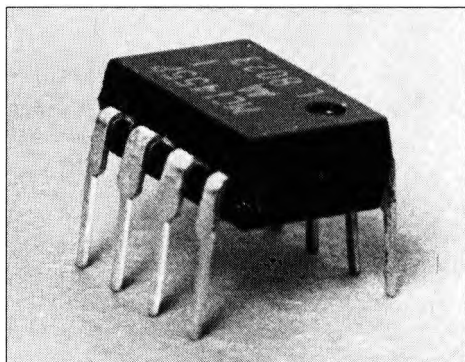


TIMING A PROBLEM?

TRY THE 555

Timere

I mange styrings kredsløb har man ofte brug for en timer enhed, en enhed, der kan slutte/afbryde et kredsløb efter en bestemt tid. Timeren fås som IC, og én af de mest kendte IC'er er nok timeren 555.



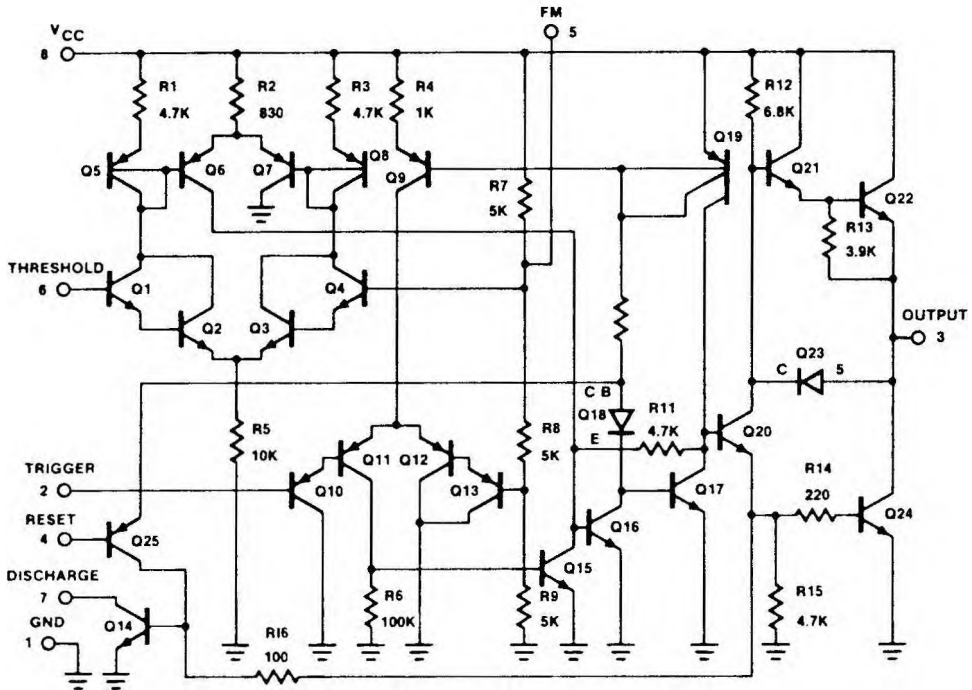
Den blev udviklet af Signetics i Californien i 1972 og er i dag stadig meget brugt. Alle IC fabrikanter har den på deres program. Der bruges forskellige bogstaver foran og bagved tallene, men siger man 555, ved man, hvad det drejer sig om.

Med passende valg af komponenter kan den bruges som timer fra mikrosekunder til flere timer, og den kan arbejde på frekvenser over 500 kHz.

Den arbejder på spændinger mellem 3 V og 15 V og er meget temperaturstabil. 0,05 % pr. °C.

IC'en fås i et 8 ben DIL hus med følgende bente slutninger.

- 1 minus på spændingsforsyningen
- 2 triggerindgang
- 3 udgang
- 4 reset



5 kontrolspænding

6 tærskelspænding

7 afladning

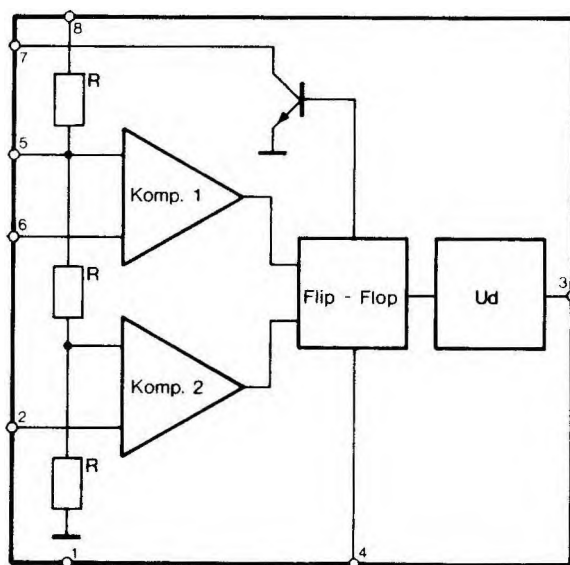
8 plus på spændingsforsyningen

Blokdiagrammet på side 106 viser, at 555 består af to spændingskomparatorer, en flip-flop, en afladningstransistor og tre modstande.

Komparatoren, der er en operationsforstærker, har den ene indgang tilsluttet spændingsdeleren, og for komparator 1 er spændingen – referencespændingen – altid $\frac{2}{3}$ af tilslutningsspændingen, $V_{CC\mu}$.

Komparatoren sammenligner de to spændinger på indgangene, og udgangen på komparatoren er HØJ eller LAV afhængig af forholdet mellem de to spændinger. Den ene spænding er fast, bestemt af de tre modstande i spændingsdeleren, og

Diagrammet viser indholdet af en 555. Den er opbygget af 25 transistorer og 15 modstande



555 ell. 1/2 556

den benævnes som referencespændingen.

Spændingsdeleren med de tre ens modstande er sluttet til de to komparatorer. Komparator 1 har en referencespænding på $\frac{2}{3}$ af V_{CC} , komparator 2 har en referencespænding på $\frac{1}{3}$ af V_{CC} . Udgangene fra disse to komparatorer er sluttet til en flip-flop (bistabil multivibrator). Når trigger-spændingen kommer under $\frac{1}{3}$ af V_{CC} , trigger komparator 2 flip-flop'en, og udgangen på 555 bliver HØJ.

Fra ben 6 er normalt tilsluttet en ydre kondensator til minus og en modstand til plus. Kondensatoren oplades gennem R.

Når kondensatorspændingen når over $\frac{2}{3}$ af V_{CC} , vil komparator 1 resette flip-flop'en, og udgangen på 555 bliver LAV. Når udgangen på 555 er LAV, er »afladningstransistoren« ON, og herved aflades kondensatoren.

Reset funktion

Når først flip-flop'en er trigget, kan yderligere trigning ikke få indflydelse på tidscyklus'en. Det kan imidlertid være nødvendigt at afbryde en tidscyklus, og hertil bruges reset.

Trigger

555 triggres af firkantimpulser, og der triggres ved bagkant af en impuls, dvs. når ben 2 går fra HØJ til LAV.

Man kan trigge direkte med en trykknop ved at forbinde den fra ben 2 over en modstand til minus.

Kontrol spænding

På ben 5 kan man måle $\frac{2}{3}$ af V_{CC} . Normalt er ben 5 afkoblet til minus med en $0,1 \mu F$ kondensator.

På den anden side kan man ved at tilslutte spænding til ben 5 påvirke

tidscyklus'en. Dette åbner for helt andre muligheder for anvendelsen af 555.

Anvendelse af 555

Der er tre grundlæggende funktioner:

1. monostabil multivibrator
2. astabil multivibrator
3. tidsforsinker

Monostabil multivibrator

555 anvendes oftest som monostabil multivibrator. Der skal kun bruges én kondensator og én modstand.

Når ben 2 trigges, bliver ben 3 (ud) HØJ. C begynder at blive ladet op gennem R. Når spændingen over C når $\frac{2}{3}$ af V_{CC} , bliver 3 igen LAV. Spændingen over C vokser eksponentielt med tidskonstanten $t = R \cdot C$. Ser vi bort fra lækstrøm i kondensatoren, vil spændingen over C være $\frac{2}{3}$ af V_{CC} efter 1,1 gange tidskonstanten sekunder.

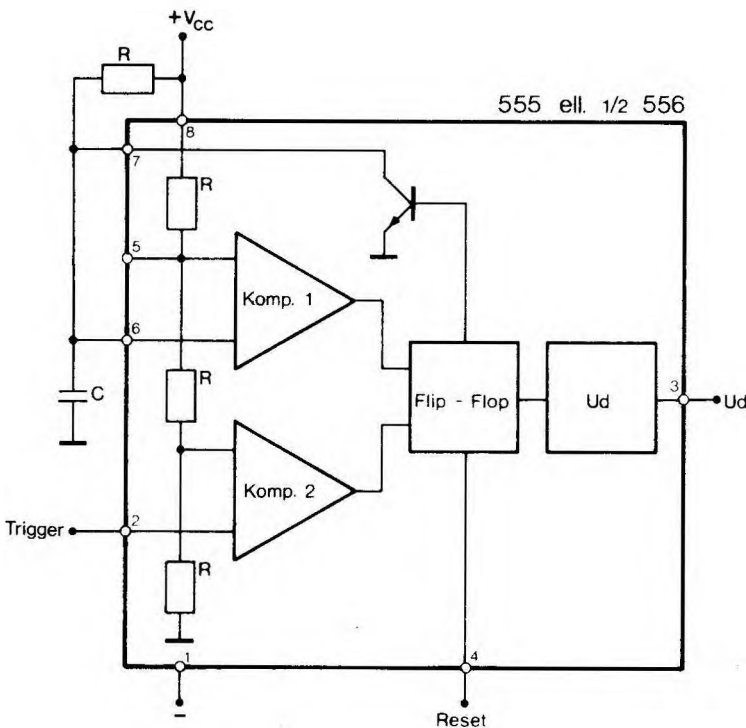
$$t = 1,1 \cdot R \cdot C$$

t er sekunder, R i ohm og C i Farad.

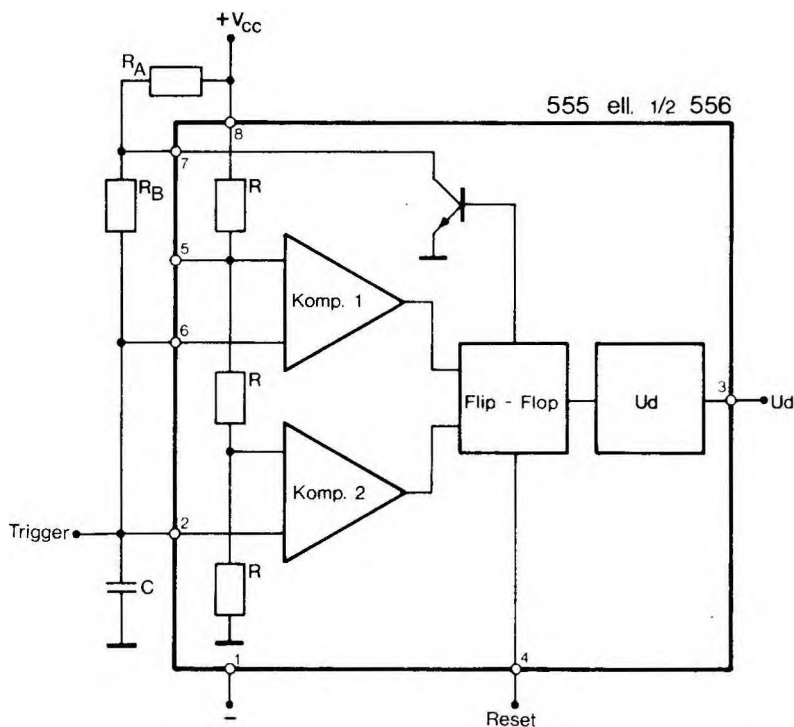
Eksempel:

$$R = 100K, C = 100 \mu F$$

$$t = \frac{100\,000 \cdot 100}{1\,000\,000} \text{ sek.} = 10 \text{ sek.}$$



Astabil multivibrator



Til funktionen som astabil multivibrator kræves yderligere én modstand, R_B .

De to indgange på komparator 1 og 2 er nu forbundet sammen.

Ved spændingstilslutning er C afladet og holder triggerindgangen LAV. Det trigger flip-flop'en, og kondensatoren lades op gennem R_A og R_B . Når kondensatorspændingen når op på tærskelspændingen på $\frac{2}{3} V_{CC}$, bliver flip-flop'en trigget af komparator 1, og udgangen bliver LAV. Afladningstransistoren går i gang.

Kondensatoren aflader gennem R_B , og når kondensatorspændingen

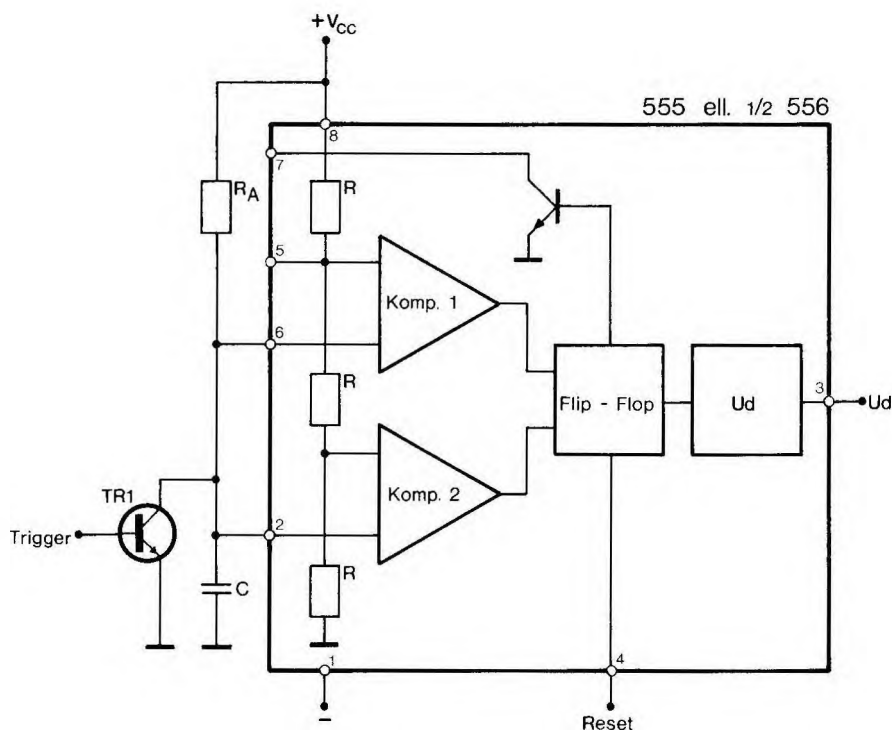
er faldet til $\frac{1}{3} V_{CC}$, vil komparator 2 automatisk trigge flip-flop'en. Det er en astabil multivibrator. Frekvensen beregnes efter formlen:

$$f = \frac{1,49}{(R_A + 2 \cdot R_B) \cdot C}$$

Forholdet mellem R_A og R_B bestemmer duty cycle, dvs. hvor lang tid udgangen er HØJ i hver periode. R_B bør ikke vælges mindre end 3 k ohm.

Tidsforsinker

I denne funktion er 555 tilsluttet en kondensator, en modstand og en transistor, f.eks. BC547. Ved mono-



stabil multivibrator, skifter udgangen til HØJ, når triggeren aktiveres, og falder til LAV, straks kondensatorspændingen når $\frac{2}{3} V_{CC}$.

Ved tidsforsinkelsesudgaven starter tidscyclus'en, når TR1 bliver ON. Det bliver den, når basis bliver HØJ.

Basis kan (gennem en modstand) »føle« på en spænding. Når basis på TR1 bliver HØJ, bliver udgangen på 555 også HØJ. Herved bliver C holdt afladet.

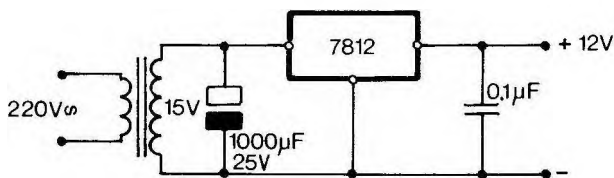
Når TR1 igen bliver OFF, begynder C at blive opladet gennem R_A , og først når spændingen på C når det samme som referencespændingen, bliver udgangen på 555 LAV, og det bliver den ved at være, til TR1 igen bliver ON.

Spændings regulatorer

Alle elektronik opstillinger kræver en god reguleret spændingsforsyning, og i afsnittet *Spændingsforsyninger* beskrives, hvordan en reguleret spændingsforsyning virker.

Når man til en praktisk opstilling har brug for en reguleret spændingsforsyning, anvendes ofte en integreret kreds. Af ydre komponenter skal der blot tilføjes en ensretter og et par kondensatorer.

Netspændingen tilsluttes en transformator, der nedsætter de 220 V til 15 V. Denne vekselspænding ensrettes af en brokoblet ensretter. Resultatet af dette er en pulserende jævnspænding, der glattes ud af en elektrolyt kondensator. Spændin-



gen er da $\sqrt{2} = 1,41$ gange den tilførte vekselspænding.

$$U = \sqrt{2} \cdot 15 \text{ V} \approx 21 \text{ V}$$

Herefter følger den integrerede kreds, i dette tilfælde en 7812, der sørger for, at udgangsspændingen konstant er 12 V.

Fordelene ved en integreret kreds som spændingsregulator er store. Den fylder ikke meget, er let at køle af, kortslutnings sikret, termisk sikret og den har indbygget en strømbegrænser. Så bliver strømmen for stor eller temperaturen for høj, lukker den blot af.

Da integrerede spændingsregulatorer bruges i forbindelse med praktiske elektronik konstruktioner, er emnet udførligt behandlet i en anden bog i SINUS serien: *Elektronik konstruktioner*.

Datamatens IC'er

CPU

Hjertet i datamaten er CPU'en (Central Processing Unit). Den styrer og kontrollerer alt i datamaten, finder frem til, hvad der er af data på lagrene – og oversætter og bearbejder disse data efter det system, der er gemt i programhukommelsen.

Den kontrollerer også busserne – de ledninger, hvorigennem alle data flyder.

CPU'ens arbejdsrytme bestemmes af Clock'en – en taktgiver, der sender impulser med en hastighed på fire millioner impulser pr. sekund ind i CPU'en, og den angiver således datamatens pulsslag.

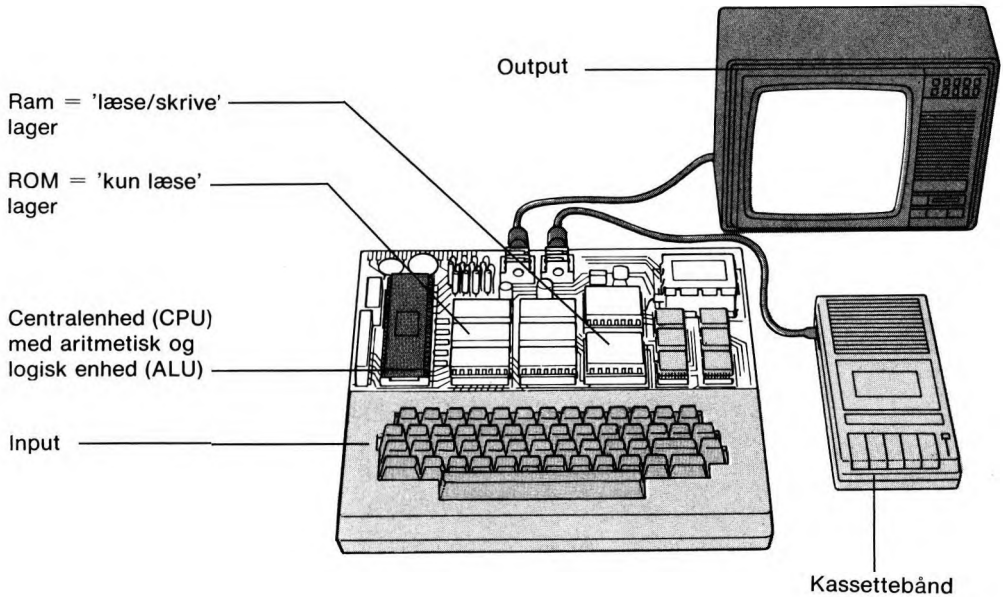
ROM

Datamaten arbejder efter et bestemt program. Det er lagret i ROM kredsen. (Read Only Memory = læs-kun-hukommelse). Dette program er datamaten født med. Det kan f.eks. være BASIC. De fleste datamater kan udbygges med en større ROM kapacitet, så der kan rummes større programmer.

RAM

RAM (Random Access Memory) eller (skrive/læse hukommelse). Det er en hukommelse, man kan lagre sit program i, og når man er færdig med dette program, slettes det hele ofte ved tryk på en reset knap, og lageret kan fyldes op med et andet program.

Hvis man vil bruge datamaten til at spille »kryds og bolle« med, kan »kryds og bolle« programmet være gemt på et kassettebånd. Det »læses« ind i RAM'en, og der kan nu spilles med datamaten, til programmet slettes for at give plads for et andet program. Er der ikke plads



nok i den RAM, der sidder i datamaten, kan der udbygges med større RAM kapacitet, så større opgaver kan udføres.

I/O

Data kommer ind i datamaten gennem I/O enheden (In/Out). Den er gennem adressebussen og databussen tilsluttet CPU, ROM og RAM, og al trafikken på busserne styres af CPU'en.

Bus

En Bus er et ledningsbundt, hvorigennem der kan sendes signaler. Gennem databussen foregår udvekslingen af data mellem CPU'en og de øvrige enheder.

Adressebussen bruges af CPU'en

til at sende besked til den enhed, den ønsker at kommunikere med. Sammen med adressebussen er der også nogle ledninger, der betegnes som kontrolbussen. Herigennem holder CPU'en styr på det, der kommer ind i datamaten og kontrollerer, om det er det rigtige »sprog«, der tales til datamaten i.

BASIC

BASIC er et datamat sprog. Beginners All-Purpose Symbolic Instruction Code. Der findes mange forskellige udgaver af dette sprog. De fleste hjemmedatamater arbejder med en afart heraf.

En videreudvikling af BASIC er COMAL 80, et sprog, der bruges meget i undervisningen. Det er et dansk-udviklet sprog, der vinder

større og større udbredelse i undervisningen i hele verden.

Der findes også en PROM – en Programmerbar ROM. Det er en »tom« ROM kreds, som køberen selv kan programmere. Når det er sket, kan der ikke ændres herpå, og PROM'en virker som en ROM. EPROM – (Erasable PROM). Virker som en PROM, men det indlæste program kan slettes, og den kan programmeres på ny.

Sådan arbejder datamaten

Vi taler med datamaten via et tastatur – en skrivemaskine. Ved at trykke én knap ned, går der besked til CPU'en om f.eks. at skrive det ud, der er gemt i en hukommelse. CPU'en sender via adressebussen besked til hukommelsen om at kom-

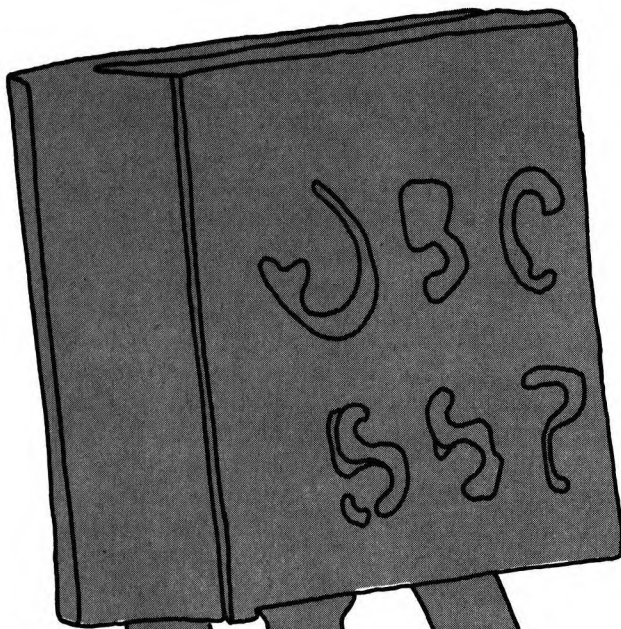
me frem med, hvad den gemmer på. Hukommelsen sender det ad databussen til CPU'en, der så bestemmer, via den instruks den har fået, om det skal skrives ud på en dataskærm eller på en printer.

Modem

En modem er en modulator/demodulator. Den omsætter datasignaler til toner, og disse toner kan så sendes via telefon eller radio til modtageren. Her demodulerer en modem tonerne til datasignaler.

Monitor

En monitor er en dataskærm – et TV apparat. Der kan være videoindgang. Mange datamater er forsynet med en TV udgang, så signalet kan sendes ind på en TV kanal.



Lavfrekvens
forstærker

Målinger på en forstærker

Når man skal købe et forstærkeranlæg, får man hos radioforhandleren opgivet en mængde tekniske data, som det kan være svært at gennemskue. Det er oplysninger om signal/støj forhold, frekvensgang, udgangseffekt, udgangsimpedans og indgangsimpedans. Målingerne er som regel anført i dB, impedans i Ω og k Ω .

Vi skal her se på, hvordan målingerne på en simpel måde kan udføres, og hvad de betyder i praksis.

Som forstærkermodel bruger vi en simpel forstærker med kun to transistorer. Det er en lavfrekvensforstærker beregnet som forforstærker. Det vil sige, at den kan forstærke meget svage signaler. Til gengæld kan den ikke tåle kraftige signaler på indgangen. Så bliver den overstyret.

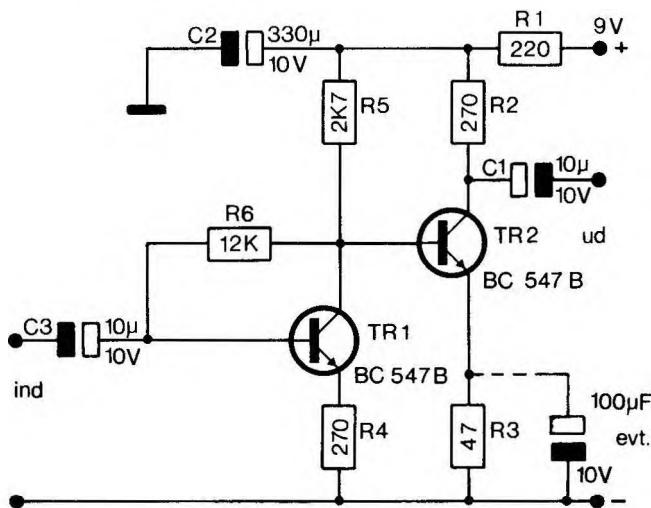
De måleresultater, der bliver opgivet, er praktiske målinger på en tilfældig forstærker. Afvigelse i tole-

rancer for komponenter og forskellig strømforstærkning for valgte transistorer kan for en så simpel forstærker som denne give afvigende resultater.

Diagrammet viser forstærkeren. Signalet kommer gennem en kondensator på $10\ \mu\text{F}$ til basis på TR1. Læg mærke til, at R6, der er TR1's basismodstand, er forbundet til kollektor på transistoren. Det giver mindre forstærkning, end hvis den er ført direkte til plus, men til gengæld er forstærkeren mere temperaturstabil.

TR2 er direkte forbundet til kollektor på TR1, og fra kollektor på TR2 tages signalet ud over en kondensator på $10\ \mu\text{F}$. I emitter på TR1 og TR2 er modstandene på $270\ \Omega$ og $47\ \Omega$. Det betyder igen mindre forstærkning. Vi siger, at forstærkeren er modkoblet, og det har stor betydning for kvaliteten. Bl.a. bliver frekvensgangen bedre.

Ved at anbringe en kondensator



på $100 \mu\text{F}$ over R_3 stiger forstærkningen fra ca. 50 gange til ca. 200 gange.

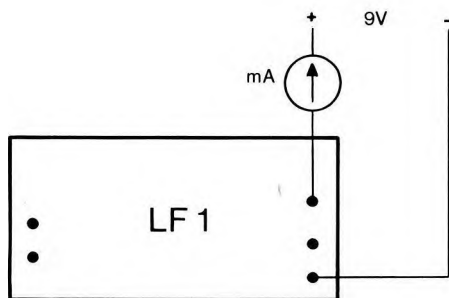
Forstærkeren, vi måler på, er konstruktion nr. 3A i Elektronik konstruktioner.

Afprøvning af en forstærker

Når man har bygget en forstærker og omhyggeligt kontrolleret, at alt er lavet rigtigt, kan den tilsluttes spændingskilden. Denne forstærker er beregnet til 9 V.

Man kan altid med et amperemeter kontrollere, at strømforbruget ved tilslutning ikke er for stort. Hvis det skønnes for stort, kan der være en fejl i konstruktionen. Man får ofte ved en forstærker angivet, hvor stor tomgangsstrømmen må være.

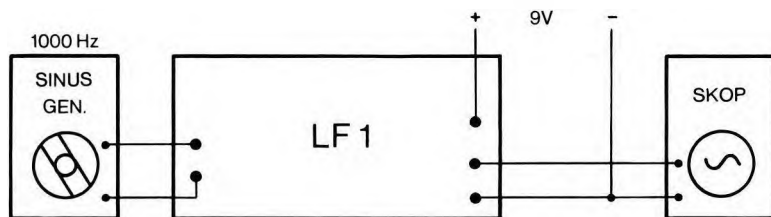
Det kan være en stor fordel med en spændingsforsyning med strømbegrænser. Man kan så på forhånd indstille strømbegrænseren, så

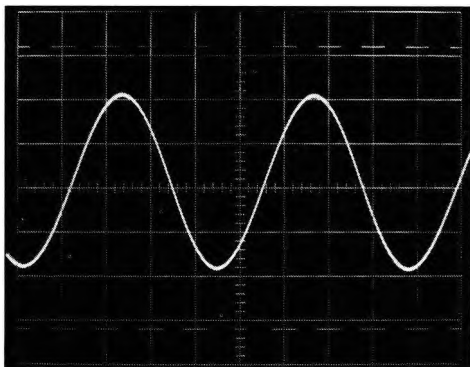


strømmen ikke kan overstige f.eks. 50 mA. Der kan så ikke ske store ødelæggelser ved en kortslutning i printet.

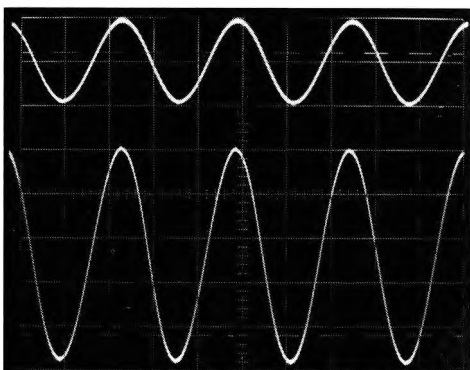
Største uforvrængede udgangssignal

Vi skal nu prøve at sende et signal gennem forstærkeren. Signalet fås fra en sinusgenerator (tonegenerator), og den tilsluttes forstærkerens indgang. På forstærkerens udgang ser vi på signalet med et oscilloskop.





Sinusformet signal



Oscilloskopbilledet viser øverst indgangssignalet og nederst udgangssignalet

Sinusgeneratoren indstilles på frekvensen 1000 Hz, og der drejes ned for signalet, til det, der ses på oscilloskopet, er sinusformet. Det kan være vanskeligt at vurdere, om signalet er sinusformet, eller det er lidt forvrænget. Vi kan kun skønne. Med dyre måleinstrumenter kan man måle, om et signal er sinusformet.

Hvis signalet ikke er sinusformet, vil det i en højttaler lyde forvrænget.

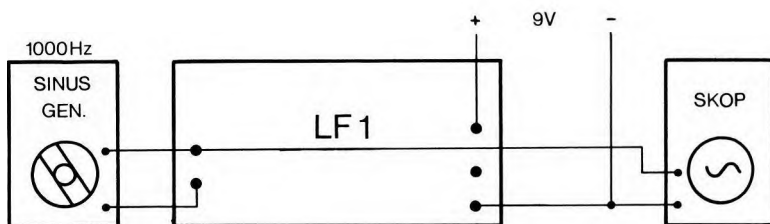
På forstærkeren måltet et uforvrænget signal på 2 Vss.

Vss betyder volt-spids-spids spænding.

$$U_{ud} = 2 V_{ss}$$

Indgangssignal

Med oscilloskopet kan vi nu måle, hvor stort det signal var, som resulterede i et signal ud på 2 Vss. Oscilloskopledningerne flyttes nu til indgangen på forstærkeren. Hvis forstærkeren, som den vi arbejder med,



har fælles stelledning for ind- og udgang, kan man nøjes med at flytte den ene ledning.

Med et dobbeltstråleosilloskop kan man på samme tid betragte både indgangs- og udgangssignal.

På forstærkeren målttes indgangssignalet til $0,04 V_{ss}$.

$$U_{ind} = 0,04 V_{ss} = 40 \text{ mV}_{ss}$$

Spændingsforstærkning

Vi kan nu beregne, hvor stor spændingsforstærkningen er. Det vil sige, hvor mange gange det tilførte signal forstærkes op.

Spændingsforstærkningen =

$$\frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{2 V_{ss}}{0,04 V_{ss}} = 50 \text{ gange}$$

Signalet er blevet forstærket 50 gange.

Følsomhed

I stedet for at angive forstærkertallet i gange eller i dB, kan vi angive, hvor svagt et signal forstærkeren skal tilføres for at afgive en bestemt udgangsspænding. Man vælger ofte den udgangsspænding, som svarer til fuld udstyring af den udgangsforstærker, der skal kobles bagefter.

Skal udgangsforstærkeren f.eks. afgive 10 watt, og kræver den hertil en indgangsspænding på $2 V_{ss}$, er det altså $2 V_{ss}$, forforstærkeren skal afgive.

Udgangsspænding:

$$U_{ud} = 2 V_{ss}$$

Spændingsforstærkning:

$$\frac{U_{ud}}{U_{ind}} = 50 \text{ gange}$$

Indgangsspænding:

$$U_{ind} = \frac{2 V_{ss}}{50} = 0,04 V_{ss} = 40 \text{ mV}_{ss}$$

Spændingen angives normalt i effektivværdi. Derfor regner vi om hertil.

$$U_{eff} = \frac{U_{ss}}{2,8} = \frac{40}{2,8} = 14 \text{ mV}_{eff}$$

Følsomheden er 14 mV.

Overstyring

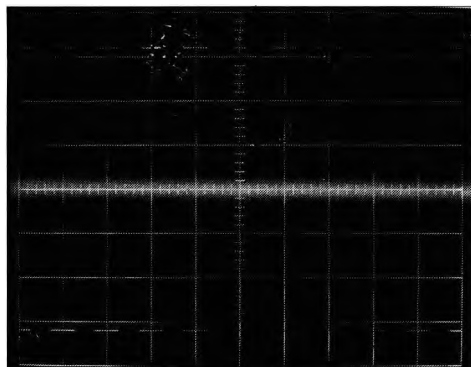
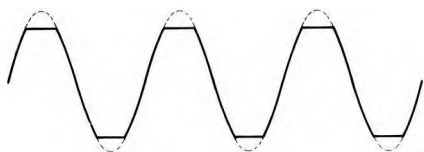
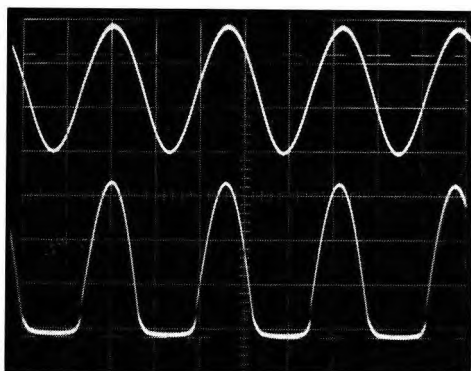
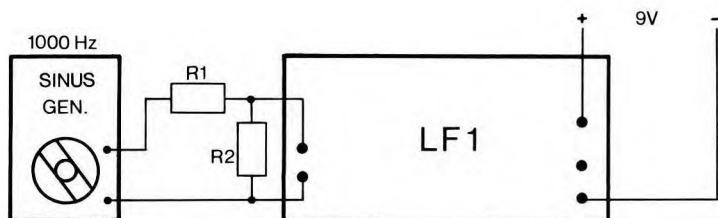
Når det tilførte signal på indgangen bliver for stort, begynder forstærkeren at forvrænge. Denne forstærker er en forforstærker, og det er derfor let at overstyre den.

Hvis det oscilloskop, man råder over, ikke er tilstrækkeligt følsomt, kan man i stedet vælge at undersøge en udgangsforstærker.

Ved måling på en forforstærker, kan man komme ud for, at sinusgeneratoren ikke kan levere et tilstrækkeligt lille signal. Man kan så lave en spændingsdelers. R_1 's og R_2 's værdier afhænger af sinusgeneratorens udgangsimpedans.

Hvis man vælger $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ og $R_2 = 100 \Omega$, vil det signal, der tilføres forstærkeren, være $1/11$ af det, der kommer fra sinusgeneratoren.

En spændingsdelers kan også med



Oscilloskopbillede af egenstøj

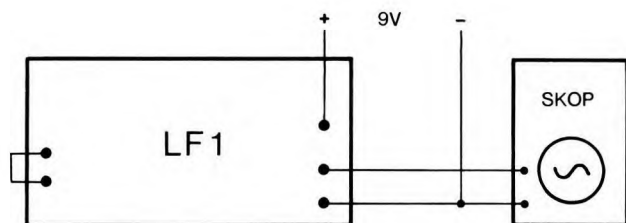
fordel bruges, hvis det oscilloskop, man anvender, ikke er tilstrækkeligt følsomt. Man kan så med oscilloskopet måle direkte på sinusgeneratorens klemmer. Hvis signalet her måles til 50 mVss, vil signalet på forstærkerens indgang være $\frac{1}{11}$ heraf = ca. 4,5 mVss.

Når forstærkerindgangen overstyres, bliver udgangssignalet forvrænget. Det er ikke længere sinusformet. Bliver forstærkeren meget overstyret, er udgangssignalet rene firkantspændinger. Ved begyndende overstyring »klippes« signalet. Hvis det sker samtidig i top og bund, klipper forstærkeren symmetrisk.

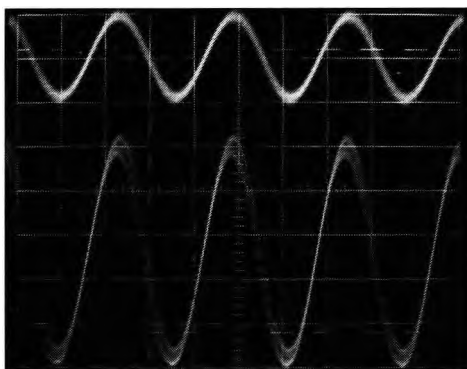
Denne forstærker klipper først i bund. Størrelsen af forvrængningen måles i %.

Egenstøj

En forstærker frembringer selv sus eller støj. Vi kalder det egenstøj og tilstræber, at den skal være så lille som muligt. Uden signal på indgangen og med indgangen kortsluttet, kan man med oscilloskopet måle, hvor stort »signal« der er på udgangen. Det er forstærkerens egenstøj. På denne forstærker målttes egenstøjen til mindre end 2 mVss.

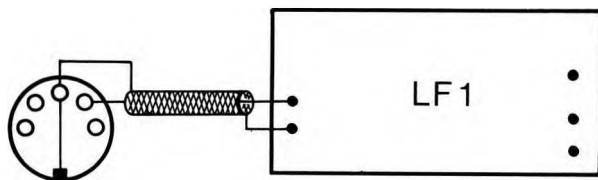


Hvis der til indgangen sluttes en ledning, kan man med oscilloskopet på udgangen se, hvor meget »støj« den kan samle op. Det gælder også, hvis man med en finger rører indgangsterminalen. Det ser ud, som om støjen er sinusformet. Det skyldes, at vi er omgivet af et net af ledninger (husinstallationen), hvor der går en 50 Hz vekselstrøm. Dette brumfelt opsamles let af en antenne (ledningen eller fingeren) og forstærkes op i forstærkeren.



»Støj« på indgangssignalet resulterer i »støj« på udgangssignalet

Vi må ved forstærkere undgå at samle denne støj op. Det gør man ved at bruge korte skærmede ledninger til forstærkerens indgang.



Signal/støj forhold

Signal/støj forholdet har stor betydning ved bedømmelsen af en forstærker. Det er forholdet mellem signalet fra forstærkeren og forstærkerens egenstøj. Man tilstræber her et så stort tal som muligt, og signal/støj forholdet bliver derfor målt ved maksimalt signal fra forstærkeren. Det maksimale uforvrængede signal ved forstærkeren blev målt til 2 Vss.

Forstærkerens egenstøj var under 2 mVss.

Signal/støjforhold =

$$\frac{U_{ud}}{\text{egenstøj}} = \frac{2 \text{ Vss}}{0,002 \text{ Vss}} = 1000$$

Signal/støj forholdet er større end 1000.

Forholdet opgives altid i dB, decibel.

1000 gange svarer til 60 dB.

Signal/støjforhold betegnes ved S/N efter engelsk: »Signal/Noise ratio«.

Udgangsimpedans

Vi har i det foregående arbejdet med forstærkeren uden belastning. Ved en udgangsforstærker er belastningen højttaleren.

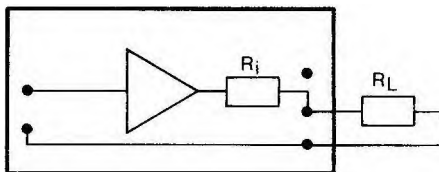
Højttalere fås med forskellig impedans – vekselstrømsmodstand. Der er to typer: højohms og lavohms højttalere.

En højohmshøjttaler kan være 150 Ω , en lavohms på 4 Ω eller 8 Ω .

Hvis det ikke er en udgangsforstærker, men som her en forforstærker, skal udgangen ikke tilsluttes en højttaler, men på udgangen tilslut-

tes indgangen af en udgangsforstærker. Forstærkeren bliver »belastet« med en anden forstærker. Vi taler om, at forstærkeren har en udgangsimpedans og tilstræber, at den er så lav som mulig.

Hvis en udgangsforstærker har en belastningsimpedans på 8 Ω , skal der tilsluttes en 8 Ω højttaler. Tilslutter man en 4 Ω højttaler, vil der gå for stor strøm, og højttaleren eller forstærkeren kan »brænde« af. Hvis man derimod tilslutter en 150 Ω højttaler, vil forstærkeren ikke afsætte tilstrækkelig effekt i højttaleren.

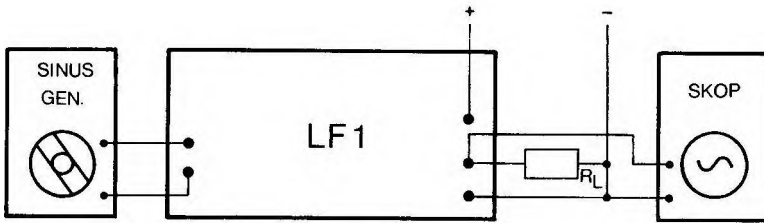


Tegningen viser en model af en forstærker. I forstærkeren er der en vis indre modstand R_i . Når vi måler på forstærkeren ubelastet, går der ikke strøm gennem R_i , og der sker heller intet spændingsfald over den.

Når forstærkeren belastes, går der strøm. Belastningen, R_L , kan være en højttaler, en udgangsforstærker eller en fast modstand ved målinger (L = load, engelsk for belastning).

R_i og R_L danner en spændingsdeler, og hvis $R_i = R_L$, vil spændingsfaldet over dem være ens.

Ved at belaste udgangen med forskellige faste modstande, kan vi måle os frem til forstærkerens udgangsimpedans.



Forstærkeren tilsluttes en sinusgenerator. Frekvensen 1000 Hz. Vi kan nu prøve at »belaste« forstærkeren med en fast modstand. Vi prøver med forskellige værdier: 10K, 1K, 100R og 10R.

Med et oscilloskop måles spændingsfaldet over modstanden, og sinusgeneratoren indstilles, så udgangssignalet fra forstærkeren netop ubelastet er 1 Vss. Hvis der måles med et voltmeter (med stor indre modstand), kan der f.eks. indstilles til 0,5 Veff udgangsspænding. På voltmeteret kan man ikke se, om forstærkeren er overstyret.

R_L	10K	1K	100R	10R
U_{ud}	1 Vss	0,8 Vss	0,28 Vss	0,04 Vss

Af skemaet ses, at belastningen skal være mellem 1000 Ω og 100 Ω for at udgangssignalet netop bliver 0,5 Vss. Det betyder, at forstærkerens udgangsimpedans må ligge mellem 1000 Ω og 100 Ω .

Vi kan nu gå videre og prøver at belaste med modstande med resistans mellem 1000 Ω og 100 Ω . For hver modstand noteres det målte spændingsfald over den.

Resultatet kan så indsættes i et

skema, og der kan regnes videre på resultatet.

Hvis målingerne foretages med et voltmeter i stedet for et oscilloskop, er spændingen målt i effektiv spænding: Veff.

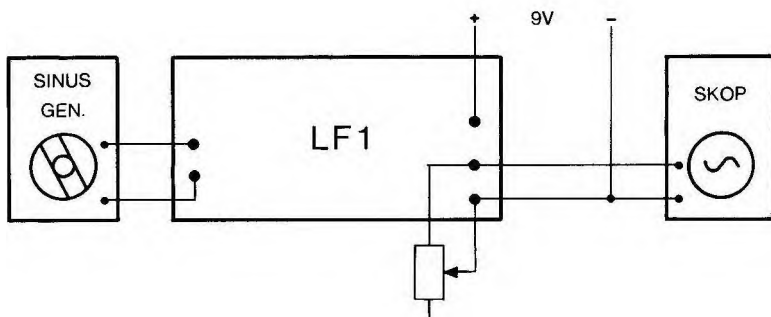
Med oscilloskopet måles spids-spids-spænding: Vss.

Vss skal så omregnes til Veff, for at vi kan regne videre på resultatet.

$$V_{eff} = \frac{V_{ss}}{2,8}$$

R Ω	U Vss	U Veff
100	0,28	0,100
120	0,32	0,114
150	0,36	0,129
180	0,40	0,143
220	0,45	0,161
270	0,50	0,179
330	0,55	0,196
390	0,59	0,211
470	0,65	0,232
560	0,68	0,243
680	0,72	0,257
820	0,75	0,268
1000	0,80	0,286

Vi ser ud af skemaet, at udgangssignalet ved belastning med 270 Ω modstanden er faldet til 0,5 Vss – det halve af ubelastet signal.



Praktisk måling af udgangs impedans

Vi kan hurtigt måle en forstærkers udgangs impedans. Til målingen bruges et potentiometer, f.eks. 10K lin.

Forstærkeren, vi ønsker at måle på, tilsluttes en sinusgenerator, indstillet på 1000 Hz. Til udgangen sluttes et oscilloskop (eller voltmeter).

Der drejes ned for sinusgeneratoren, så der på skopet ses et pænt sinusformet signal. Signalspændingen måles f.eks. til 1 Vss.

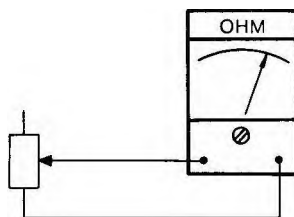
Over udgangsklemmerne på forstærkeren tilsluttes nu et potentiometer, 10K, med hele resistansen drejet ind (10k Ω).

Der drejes nu ned på potentiometeret, til udgangssignalet er faldet til det halve, 0,5 Vss.

Nu er belastning = udgangs impedans.

Potentiometeret fjernes, og med ohmmeteret måles resistansen. På denne forstærker vil resultatet være ca. 270 Ω . Udgangs impedansen er 270 Ω .

Denne målemetode bør kun bruges, hvis forstærkeren er kortslutningssikret.



Hvis den ikke er det, og der drejes helt ned på potentiometeret, brændes udgangstrinet i forstærkeren af, hvis signalet ikke er meget lille.

Ved målinger på en ikke kortslutningssikret forstærker kan der tilsluttes en fast modstand i serie med potentiometeret. Så er man sikret.

Det anvendte potentiometer skal tilpasses forstærkeren, således at det kan tåle den effekt, der afsættes i det.

Udgangseffekt

Udgangseffekt benævnes med P_O . P står for power (engelsk for effekt-kraft). Udgangseffekten måles i watt og kan beregnes efter formlen:

$$P_O = U \cdot I$$

Kendes spændingen over højttaleren og strømmen gennem den, kan afsat effekt beregnes.

Måles spændingen med et oscilloskop, må man huske, at det er V_{ss} (spids-spids spænding), der måles, og for at kunne regne med Ohms lov må det regnes om til V_{eff} (effektiv spænding). Med et voltmeter måles effektiv spænding.

Der er flere måder at angive udgangseffekten på, og det udnyttes i reklamen for de færdige produkter. Det gælder nemlig om at angive et så stort tal som muligt.

De forskellige »slags« watt er f.eks. *spidswatt*, *musikwatt* og *sinuswatt*.

Spidswatt er den effekt, en forstærker kan afgive i et ultrakort øjeblik. Det er det største tal, der kan opgives som udgangseffekt.

I musik varierer styrken og dermed belastningen af forstærkeren. I korte øjeblikke kommer den op på den maksimale effekt (musikeffekt). Musikwatt-tallet, der er mindre end spidswatt tallet, er det tal, der oftest opgives af fabrikanterne.

Det tredje tal – sinuswatt – er det mest reelle. Det angiver det antal watt, en forstærker kan afgive i længere tid, når der sendes en sinusformet tone gennem den. Det er det mindste tal, men til gengæld det, der siger mest om forstærkeren... I teknikersproget kaldes sinuswatt for »*englewatt*«.

Vi målte den maksimale spænding, forstærkeren kunne afgive uforvrænget til 1,6 Vss. Det var ubelastet. Ved belastning med en 150 Ω højttaler falder spændingen måske til 0,6 Vss.

$$V_{eff} = \frac{V_{ss}}{2,8} = \frac{0,6 V_{ss}}{2,8} = 0,2 V_{eff}$$

Vi kan nu beregne, hvor stor effekt (sinuswatt), der afsættes i en 150 Ω højttaler. Ved hjælp af Ohms lov beregnes strømmen i højttaleren.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{\text{effektiv spænding}}{\text{belastning}}$$

$$\frac{0,2 V_{eff}}{150} = 0,0013 A$$

$$\begin{aligned} \text{Afsat effekt } P_0 &= U \cdot I \\ P_0 &= 0,2 \cdot 0,0013 W = \\ &= 0,00026 W = 0,3 mW \end{aligned}$$

0,3 mW afsat effekt er ikke meget, men vi kan da høre 1000 Hz tonen.

Her må vi lige fastslå, at den mindste forskel i udgangseffekt, vi kan registrere, er en fordobling. Fordobler vi effekten, kan vi lige høre, at det lyder kraftigere.

Har man et stereoanlæg, der afgiver 15 W sinus, og ønsker at købe et, der kan afgive 25 W, vil man blive skuffet, hvis man tror, det kan spille højere. Vi skal op på 30 W for blot at kunne registrere det. Næste skridt må så blive 60 W. Større effekt betyder meget dyrere højttalere, og fordyrelsen kan ikke sættes i relation til udbyttet.

Indgangsimpedans

En forstærker kan belastes med en højttaler. En anden forstærker kan også udgøre belastningen. Det vil være tilfældet med den forstærker, vi er ved at undersøge.

Det er nemlig en forforstærker, beregnet på at skulle efterfølges af en udgangsforstærker. Indgangen på denne udgangsforstærker belaster forstærkeren.

Den undersøgte forforstærker har også en indgangsimpedans. Indgangen skal belastes med en mikrofon, en grammofon, en radio eller lignende.

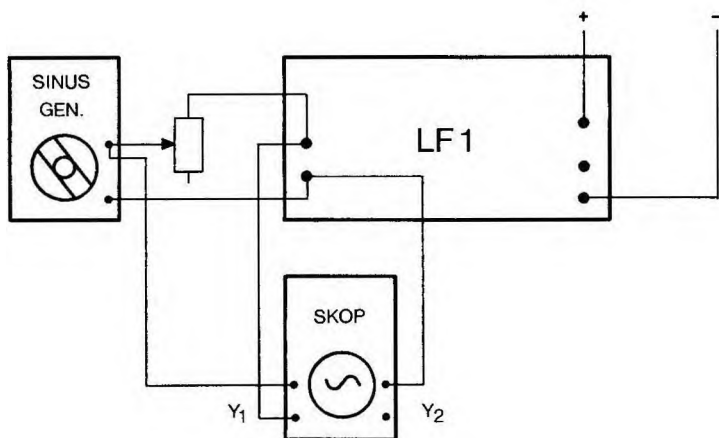
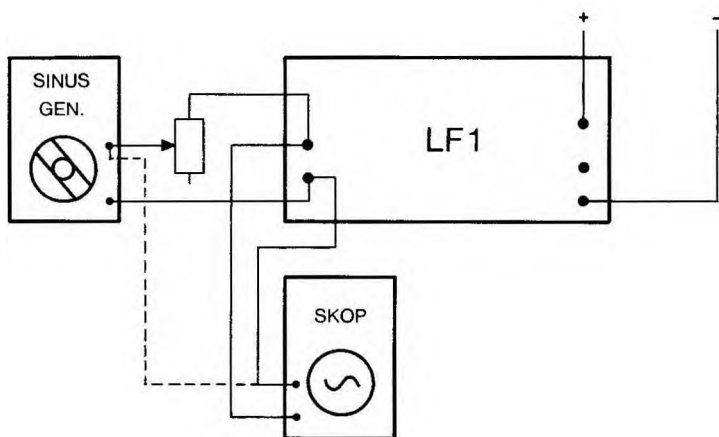
Som ved måling af udgangsimpedans kan vi måle indgangsimpedans ved hjælp af et potentiometer.

Potentiometret, P, tilsluttes mellem sinusgeneratoren (1000 Hz) og indgangen på forstærkeren. Vi bruger et 10K lin. potentiometer.

Med oscilloskop måles spændin-

gen over potentiometret og derefter spændingen over forstærkerens indgang, og disse to spændinger sammenlignes.

Målingerne gentages, medens der drejes ned på potentiometret, og der drejes ned, til spændingen over potentiometret er lig med spændingen over indgangen på forstærkeren. Resistansen i potentiometret er da lig med forstærkerens indgangsimpedans og kan måles med et ohmmeter.



For denne forstærker blev indgangsimpedansen målt til $1800 \Omega = 1,8k \Omega$.

Hvis man til målingen bruger et dobbeltstråleosilloskop, kan man samtidig »se« spændingen over potentiometret og over forstærkerindgangen. Det er så meget hurtigt at indstille potentiometret.

Med et dobbeltstråleosilloskop må man huske at tage højde for, at tilledningen til Y1 og Y2, nemlig stelledningen, er forbundet inde i oscilloskopet. Et dobbeltstråleosilloskop må til denne opgave være tilsluttet som vist.

Frekvensgang

Ved specifikationer for en forstærker angives altid forstærkerens frekvensgang ledsaget af en kurve.

Frekvensgangen er et udtryk for forstærkerens evne til at give alle tonerne i det hørbare område samme forstærkning.

Frekvensgangen kan opgives som:

$70\text{--}20000 \text{ Hz} \pm 1,5 \text{ dB}$

En forskel på 3 dB i forstærkning ligger inden for den grænse, hvor vi kan opfatte det.

Vi kan nu måle frekvensgangen på vor forstærker, tilsluttet en 150Ω højttaler. Til indgangen af forstær-

keren tilsluttes sinusgeneratoren, og det konstateres med et oscilloskop, at sinusgeneratoren giver samme signalamplitude ved alle frekvenser. Det betyder, at spændingen fra sinusgeneratoren skal være den samme ved alle frekvenser. Hvis den ved 10 Hz er 0,02 Vss, skal den også være det ved 20 Hz, 50 Hz osv. Er det ikke tilfældet, må man ved hver frekvens måle både indgangsspænding til forstærkeren og udgangsspænding fra forstærkeren for at finde forstærkningen.

Frekvensen på sinusgeneratoren indstilles først til 10 Hz. Indgangsspænding, U_{ind} , og udgangsspænding, U_{ud} , fra forstærkeren måles med oscilloskop (eller voltmeter), og resultatet noteres i et skema. Spændingsforstærkningen kan så beregnes:

$$U_{\text{ind}} = 0,02 \text{ Vss}$$

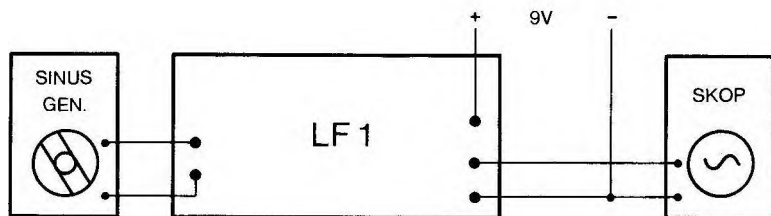
$$U_{\text{ud}} = 0,06 \text{ Vss}$$

$$\text{Forstærkning: } G_v = \frac{U_{\text{ud}}}{U_{\text{ind}}}$$

$$G_v = \frac{0,06}{0,02} = 3 \text{ gange}$$

G_v er betegnelsen for spændingsforstærkning (engelsk: gain voltage).

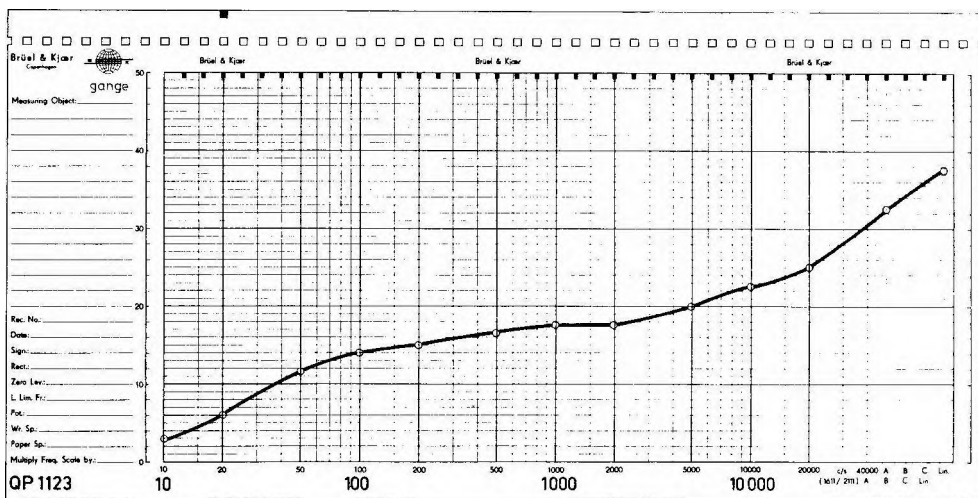
På samme måde findes forstærke-



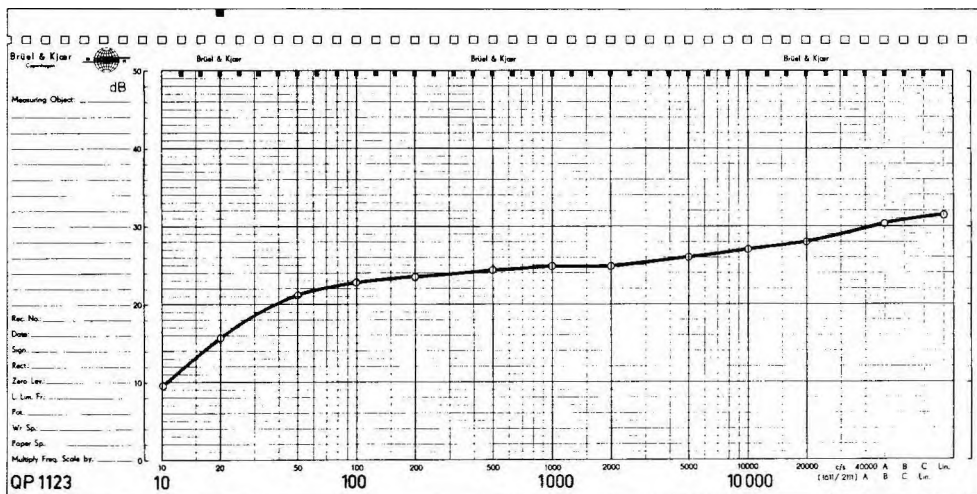
rens spændingsforstærkning ved 20 Hz, 50 Hz osv.

Når man har fundet forstærkningen ved de forskellige frekvenser, kan der tegnes en kurve, der viser frekvensgangen. En kurve er lettere at overskue end resultater i skemaform.

Frekvens - Hz	10	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k	50k	100k
$U_{ind} V_{ss}$	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
$U_{ud} V_{ss}$	0,06	0,12	0,23	0,28	0,30	0,33	0,35	0,35	0,40	0,45	0,50	0,65	0,75
Forstærkning antal gange	3	6	11,5	14	15	16,5	17,5	17,5	20	22,5	25	32,5	37,5



Kurve over frekvensgangen viser forstærkningen i antal gange



Kurve over frekvensgangen
viser forstærkningen i dB

dB

Når man arbejder med forstærkere, støder man hurtigt på udtrykket dB. Men hvad er dB, og hvordan skal man regne med dB?

dB står for decibel. Bel er en enhed, og da det er en meget stor enhed, bruger man decibel. Deci betyder en tiendedel, og 1 dB er altså $\frac{1}{10}$ Bel.

For at arbejde og regne med dB skal man kunne regne med logaritmer. Da læsningen af denne bog ikke forudsætter den højere matematik, skal det her vises, hvordan man »med kugleramme« kan regne med dB.

Mange elektronregnere er forsynet med en LOG tast. Har man en sådan, kan man også regne med logaritmer uden at vide, hvad logaritmer er.

Forholdet mellem to spændinger måles i dB.

Hvis spændingen, V_1 , på indgangen af en forstærker er 0,02 V, og spændingen, V_2 , på udgangen måles til 2 V, ja så er forholdet mellem de to spændinger $2 \text{ V} / 0,02 \text{ V} = 100$. Forstærkerens spændingsforstærkning er 100 gange.

Det viser sig praktisk at udtrykke dette i den logaritmiske enhed dB.

antal dB = 20 gange logaritmen
til forholdet mellem V_2 og V_1 .

$$\begin{aligned} \text{antal dB} &= 20 \times \log \frac{V_2}{V_1} \\ &= 20 \times \log 100 \end{aligned}$$

I en logaritmetabel kan man finde, at logaritmen til 100 er 2, og vi får:

$$\text{antal dB} = 20 \times 2 = 40 \text{ dB}$$

En spændingsforstærkning på 100 gange er lig 40 dB.

For at undgå de indviklede udregninger, bringes her en tabel, efter hvilken man selv kan omregne dB til antal gange og omvendt.

dB tabel – spændingsforhold

-6 dB	= 0,50 gange
-3 dB	= 0,71 -
0 dB	= 1,00 -
1 dB	= 1,12 -
2 dB	= 1,26 -
3 dB	= 1,41 -
4 dB	= 1,58 -
5 dB	= 1,78 -
6 dB	= 2,00 -
7 dB	= 2,24 -
8 dB	= 2,51 -
9 dB	= 2,82 -
10 dB	= 3,16 -
11 dB	= 3,55 -
12 dB	= 3,98 -
13 dB	= 4,47 -
14 dB	= 5,01 -
15 dB	= 5,62 -
16 dB	= 6,31 -
17 dB	= 7,08 -
18 dB	= 7,94 -
19 dB	= 8,91 -
20 dB	= 10 -
30 dB	= 32 -
40 dB	= 100 -
50 dB	= 316 -
60 dB	= 1000 -
70 dB	= 3162 -
80 dB	= 10000 -
90 dB	= 31623 -
100 dB	= 100000 -

Tabellen viser nogle af fordelene ved at regne med dB i stedet for antal gange. Tallene bliver mindre.

110 dB er 316000 ganges forstærkning. Vi taler her om spændingsforstærkning.

Ud fra tabellen kan man regne uden brug af logaritmer. Antal dB deles op i en sum af to værdier, der står i tabellen. 47 dB står ikke i tabellen, men $47 \text{ dB} = 40 \text{ dB} + 7 \text{ dB}$.

$$40 \text{ dB} = 100 \text{ gange}$$

$$7 \text{ dB} = 2,24 \text{ gange}$$

$$47 \text{ dB} = 100 \times 2,24 \text{ gange} \\ = 224 \text{ gange.}$$

Et andet eksempel:

$$93 \text{ dB} = 90 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$$

Eller lettere:

$$93 \text{ dB} = 80 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + \\ 1 \text{ dB} \\ = 10000 \times 2 \times 2 \times 1,12 \\ = 44800 \text{ gange}$$

Vi kan også regne den anden vej:

$$3480 \text{ gange} = 3,480 \times 1000 \text{ gange}$$

$$3,480 \text{ er ca. } 11 \text{ dB}$$

$$1000 \text{ er } 60 \text{ dB}$$

$$11 \text{ dB} + 60 \text{ dB} = 71 \text{ dB}$$

Da vi målte på forforstærkeren, fandt vi spændingsforstærkningen til at være 50 gange. Hvor meget er forstærkningen her målt i dB? 50 er ikke med i tabellen.

$$50 \text{ gange} = 5 \times 10 \text{ gange}$$

$$5 \text{ gange} = 14 \text{ dB}$$

$$10 \text{ gange} = 20 \text{ dB}$$

$$50 \text{ gange} = 5 \times 10 \text{ gange} \\ = 14 + 20 \text{ dB} = 34 \text{ dB}$$

Spændingsforstærkningen var 34 dB.

3 dB

Der er nogle dB tal, der ofte går igen. Det er et tal som 3 dB. Det har nemlig vist sig at være den mindste spændingsvariation i et signal, det menneskelige øre kan opfatte.

Når man alligevel ikke kan høre det, betyder det ikke noget, at en frekvenskurve varierer inden for 3 dB. Derfor opgiver man ofte frekvensgangen $\pm 1,5$ dB.

dB ved effekt

3 dB svarer til en spændingsvariation på 1,41 gange.

Hvis vi i stedet for at se på forholdet mellem to spændinger ser på forholdet mellem to effekter, får vi helt andre tal. Her svarer en effektvariation på 3 dB til en forstærkning på 2 gange.

En forstærker afgiver måske en effekt på 10 W. En anden afgiver en effekt på 20 W. Effektforholdet er 2 svarende til 3 dB.

Med andre ord. Har man en forstærker med en effekt på 10 W og udskifter den med en forstærker med en effekt på 20 W, opnås kun en forøgelse af forstærkningen på 3 dB. Det er den mindste effektförøgelse, det menneskelige øre kan opfatte. Vi vil ikke kunne registrere en effektförøgelse fra 10 W til 15 W, eller fra 35 W til 50 W.

dB ved effektförhold kan beregnes efter formlen:

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

P_2 og P_1 er effekten målt i watt.

dB tabel – effektförhold

0	dB =	1,00	gange
1	dB =	1,26	-
2	dB =	1,58	-
3	dB =	2,00	-
4	dB =	2,51	-
5	dB =	3,16	-
6	dB =	3,98	-
7	dB =	5,01	-
8	dB =	6,31	-
9	dB =	7,94	-
10	dB =	10,00	-
11	dB =	12,59	-
12	dB =	15,89	-
13	dB =	19,95	-
14	dB =	25,12	-
15	dB =	31,62	-
16	dB =	39,81	-
17	dB =	50,12	-
18	dB =	63,10	-
19	dB =	79,43	-
20	dB =	100	-
30	dB =	1000	-
40	dB =	10000	-
50	dB =	10^5	-
60	dB =	10^6	-
70	dB =	10^7	-
80	dB =	10^8	-
90	dB =	10^9	-
100	dB =	10^{10}	-

Måleblad til undersøgelse af forstærker

a Forstærker type

b Arbejdsspænding

$$U = \quad V$$

c Tomgangsstrøm

$$I = \quad \text{mA}$$

d Udgangssignal

Største sinusformede signal ud:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

e Indgangssignal

Ved største sinusformede signal ud
er signalet ind:

$$U_{ind} = \quad V_{ss}$$

f Spændingsforstærkning

Hvor stor er forstærkerens spæn-
dingsforstærkning?

$$\text{Spændingsforstærkning} = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} =$$

$$\frac{V_{ss}}{V_{ss}} = \quad \text{gange}$$

g Overstyring

Når forstærkeren overstyres, ser ud-
gangssignalet således ud:

Forstærkeren klipper først i top/
bund.

h Egenstøj

Uden signal på indgangen (kortslut-
tet) er udgangssignalet:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

i Signal/støjforhold

Maksimalt udgangssignal tidligere
(d) målt til:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

$$\text{Signal/støjforhold} = \frac{U_{ud}}{\text{egenstøj}} =$$

$$\frac{V_{ss}}{V_{ss}}$$

$$= \quad \text{dB}$$

j Udgangsimpedans

$$=$$

$$\Omega$$

k Indgangsimpedans

= Ω

Beregnet strøm i belastning

$I = \frac{U}{R} = \frac{\text{effektiv spænding}}{\text{belastningsmodstand}} =$

l Udgangseffekt Po

Maksimal spænding over belastningen målt til:

$\frac{V_{eff}}{\Omega} = \frac{V_{eff}}{\Omega} =$ A

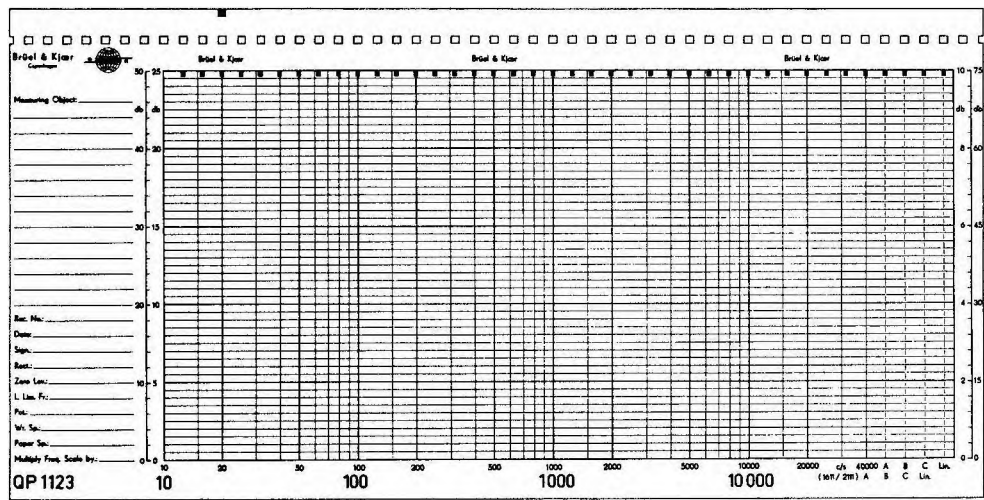
Afsat effekt Po = U · I = W

Po = Vss

$V_{eff} = \frac{V_{ss}}{2,8} =$ Veff

m Frekvensgang

Frekvens - Hz	10	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k	50k	100k
Uind Vss													
Uud Vss													
Forstærkning antal gange													
Forstærkning dB													



Krav til lavfrekvens- forstærkerens data: DIN 45500

Vi har i de forudgående afsnit set på, hvordan de forskellige data på en forstærker blev målt. Man kan nu spørge, hvem der stiller kravene, og hvilke krav der stilles til en forstærker, for at den må betegnes som en »High-Fidelity« forstærker.

Det kan man læse om i en række DIN norm blade. DIN står for Deutsche Industrie Norm.

Man har i DIN 45500 standardiseret de krav, der må opfyldes for at have »High Fidelity«.

DIN 45500, blad 8, omhandler mindstekravene til en lavfrekvensforstærker.

1. Sinuseffekt	$2 \times > 6$ watt
2. Harmonisk forvrængning	$\leq 1 \%$
3. Effektbåndbredde	ingen krav
4. Frekvensområde $\pm 1,5$ dB	≥ 40 -16.000 Hz
5. Intermodulation	$\leq 3 \%$
6. Dæmpningsfaktor	≥ 3
7. Signal/støjforhold	≥ 50 dB (20 W)
8a. Kanaladskillelse 1000 Hz	≥ 40 dB
8b. Kanaladskillelse 250-10.000 Hz	≥ 26 dB
9a. Indgangsfølsomhed lavohm	≤ 5 mV/47 k ohm
9b. Indgangsfølsomhed højohtm	≤ 500 mV/470 k ohm

1. Sinuseffekt

Sinuseffekten er den udgangseffekt, forstærkeren kan yde i to kanaler samtidig ved 1000 Hz sinusspænding, i mindst 10 minutter, og uden at den harmoniske forvrængning overstiger den værdi, der er angivet for apparatet.

Tallene for sinuseffekt og harmonisk forvrængning må derfor betragtes i sammenhæng. For et givet apparat kan der principielt være anført enten en moderat udgangseffekt og en lav forvrængning, eller en højere udgangseffekt og en højere forvrængningsgrad.

DIN 45 500 kræver mindst 2×6 watt sinuseffekt.

2. Harmonisk forvrængning

Harmonisk forvrængning er et udtryk for, i hvor høj grad en forstærker føjer overtoner – harmoniske – til grundtonen.

DIN 45 500 tillader højst 1 % harmonisk forvrængning. Måles ved 1000 Hz ved den angivne sinuseffekt, og skal kunne overholdes indtil 26 dB under denne sinuseffekt, dog ikke under 2×50 mW. Endvidere skal forvrængningsgraden kunne overholdes i frekvensområdet 40-12.500 Hz, ved en nedregulering på højst 3 dB fra den angivne sinuseffekt (effektbåndbredde).

3. Effektbåndbredde

Effektbåndbredden er det frekvensområde, hvor den harmoniske forvrængning ikke overstiger en given

værdi ved en nedregulering på højst 3 dB under den angivne sinuseffekt. DIN 45 500 stiller ikke mindstekrav til effektbåndbredden, men lader den indgå i målebetingelserne for harmonisk forvrængning. Imidlertid benyttes effektbåndbredden ofte i tekniske data, og af hensyn til sammenligning apparaterne imellem måles der som oftest ved 1 % forvrængning.

4. Frekvensområde

DIN 45 500 mindstekravet er 40 til 16.000 Hz \pm 1,5 dB i forhold til 1000 Hz, 10 dB under den angivne sinuseffekt. Medens de foregående målinger har taget sigte på forstærkerens ydeevne ved høj udgangseffekt, er der her tale om tonebalance og linearitet ved mere moderate lydstyrker.

5. Intermodulation

Når en forstærker på samme tid skal gengive to toner, kan der opstå forvrængning gennem dannelse af sum- og differensfrekvenser. Det kaldes intermodulation og måles i %.

DIN 45 500 tillader højst 3 %, målt med 250 og 8000 Hz i forholdet 4:1.

6. Dæmningsfaktor

En udgangsforstærkers dæmningsfaktor er forholdet mellem belastningsimpedansen (højttalerimpedans) og forstærkerens indre impedans.

F.eks.

$$\frac{\text{belastning 4 ohm}}{\text{indre impedans 0,2 ohm}} = 20$$

DIN 45 500 kræver mindst 3, målt i frekvensområdet 40-12.500 Hz.

Jo lavere den indre impedans er, des højere bliver dæmningsfaktoren, og dermed evnen til at dæmpe højttalerens uønskede egensvingninger.

I praksis måler man vekselspændingen over forstærkerens udgangsstik: U_1 med belastningsmodstand, og U_2 uden belastningsmodstand og indsætter værdierne i den følgende formel:

$$\text{dæmningsfaktor: } \frac{U_1}{U_2 - U_1}$$

F.eks.
$$\frac{10 \text{ V}}{10,5 \text{ V} - 10 \text{ V}} = 20$$

7. Signal/støjforhold

Forholdet mellem 1000 Hz, 2×50 mW, og egenstøjen i forstærkeren, målt i både lineær TAPE indgang og PHONO lavohm indgang.

DIN 45 500 kravet er afhængigt af, hvor stor udgangseffekt forstærkeren kan yde:

Til og med en samlet effekt på:

20 watt (2×10)	\geq 50 dB
40 watt	\geq 47 dB
80 watt	\geq 44 dB
120 watt	\geq 42,5 dB
160 watt	\geq 41 dB

8. Kanaladskillelse

Kanaladskillelse (overhøring, krydstale, kanalseparation) er betegnelsen for uønsket overføring af et signal fra den ene stereokanal til den anden (venstre-højre).

8a. 1000 Hz

DIN 45 500 kravet til kanaladskillelse ved 1000 Hz er mindst 40 dB, både TAPE og PHONO indgange.

For radiomodtagere med en meget høj kanaladskillelse kan denne måling kun udføres helt korrekt med selektive filtre, fordi signal/støjforholdet spiller ind.

8b. 250-10.000 Hz

DIN 45 500 kravet er mindst 26 dB, både TAPE og PHONO indgange.

9. Indgangsfølsomhed

Hermed menes niveauet af det indgangssignal, 1000 Hz, der skal tilføres for at opnå den angivne sinuseffekt med styrkereguleringen på maksimum.

9a. PHONO lavohm

DIN 45 500 kravet er højst 5 mV, og indgangsimpedansen skal være 47 k ohm.

9b. TAPE højohm

DIN 45 500 kravet er højst 500 mV, og indgangsimpedansen skal være mindst 470 k ohm.

TEKNISKE DATA

Beomaster 1900

Forstærker

Udgangseffekt ved specificeret forvrængning,
1000 Hz, sinuseffekt

2×30 watt/4 ohm

2×20 watt/8 ohm

Musikeffekt

2×50 watt/4 ohm

2×30 watt/8 ohm

Højttalerimpedans

4 ohm

Harmonisk forvrængning

1000 Hz, 50 mW

udgangseffekt <0,07 %

DIN 45 500, 40-12.500 Hz <0,13 %

Intermodulation

DIN 45 500 <0,15 %

Frekvensområde

DIN 45 500 ± 1,5 dB 20-40.000 Hz

Effektbåndbredde

1 % forvrængning 10-40.000 Hz

Dæmpningsfaktor

1000 Hz >70

Pick-up lavohm 3 mV/47 kohm

2 kanal lineær 220 mV/470 kohm

Signal/støjforhold

DIN 45 500

50 mW, pick-up lavohm >60 dB

50 mW, højohm >65 dB

Kanaladskillelse

DIN 45 500, 1000 Hz >56 dB

250-10.000 Hz >38 dB

Udgange

Tape 1000 Hz DIN 45 500 100 mV/100 kohm

Hovedtelefon Max. 6 V/200 ohm

Basregulering ved 40 Hz ± 18 dB

Diskantregulering

ved 12.500 Hz ± 15 dB

Sådan fortæller fabrikken om sit produkt. Ovenstående er klippet fra de tekniske data for forstærkerdelen i radiomodtageren BEOMASTER 1900. Prøv selv at sammenligne med kravene i DIN 45500.

Transistorens karakteristikk

Vil man se nærmere på transistorens forsterkerfunktion, kan man se på transistorens karakteristikk.

Ser man i en databog over en transistor, vil man se en del kurveblade, der viser, hvordan en transistor arbejder. Vi vil her specielt interessere os for udgangskaraktistikken og indgangskaraktistikken og herfra beregne forskellige data for transistoren. Transistoren, vi arbejder med, er BC547 B.

Udgangskaraktistik

En *udgangskaraktistik* er en kurve, der viser forholdet mellem spændingsvariationerne og strømvariationerne i kollektor. Det er en kurve, der viser sammenhæng mellem U_{CE} og I_C .

Herunder ses diagram over en opstilling, hvor man kan måle forskellige data for transistoren.

I opstillingen indgår tre måleinstrumenter. 1. er et mikroampere-

meter, der måler basisstrøm, I_B . 2. er et milliamperemeter, der måler kollektorstrøm, I_C . 3. er et voltmeter, der måler spændingsfald over kollektor-emitter strækningen, U_{CE} .

Med to potentiometre kan basisstrøm og kollektorspænding varieres.

P1 indstilles, så der går en basisstrøm på $25 \mu A$. I den første måleserie holdes I_B konstant.

Med P2 kan U_{CE} varieres fra 0 V til 10 V.

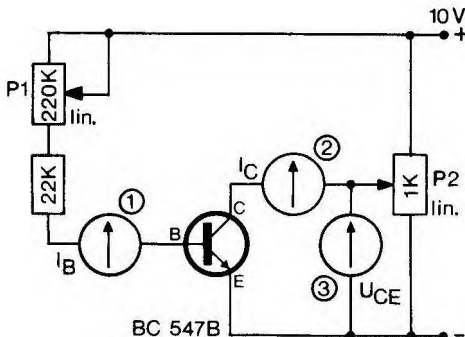
P2 indstilles, så $U_{CE} = 1 V$. I_C aflæses, og resultatet noteres. Kollektorstrømmen aflæses igen ved $U_{CE} = 2 V, 3 V$ osv.

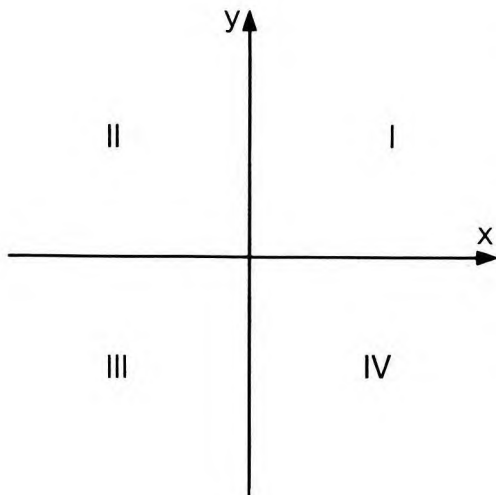
Vi har nu sammenhørende værdier af U_{CE} og I_C ved en basisstrøm på $0,025 mA$.

Med P1 indstilles $I_B = 0,05 mA$.

Kollektorstrømmen aflæses igen ved $U_{CE} = 1 V, 2 V$, osv.

De samme målinger gentages ved basisstrøm på $0,1 mA, 0,15 mA, 0,2 mA, 0,25 mA, 0,3 mA, 0,35 mA$ og $0,4 mA$. Vi får således en række sammenhørende værdier af U_{CE} og I_C ved forskellig basisstrøm.





Disse data kan tegnes ind som en række kurver i et koordinatsystem.

Et koordinatsystem består af to tallinier, der står vinkelret på hinanden i nulpunkterne. De fire felter, der herved fremkommer, benævnes med 1. kvadrant, 2. kvadrant, 3. kvadrant og 4. kvadrant, som vist.

Tallinierne kaldes x-aksen og y-aksen.

Over de målte data tegnes i 1. kvadrant en række kurver. U_{CE} afsættes ud ad x-aksen, I_C afsættes op ad y-aksen. De kurver, der herved fremkommer, viser sammenhæng mellem kollektorstrøm og kollektor-spænding og kaldes transistorens udgangskararakteristik.

Her ses et eksempel på udgangskararakteristikken for BC547B. Det er de kurver, fabrikerne opgiver som typisk for transistoren BC547B. Målingerne er foretaget ved 25°C .

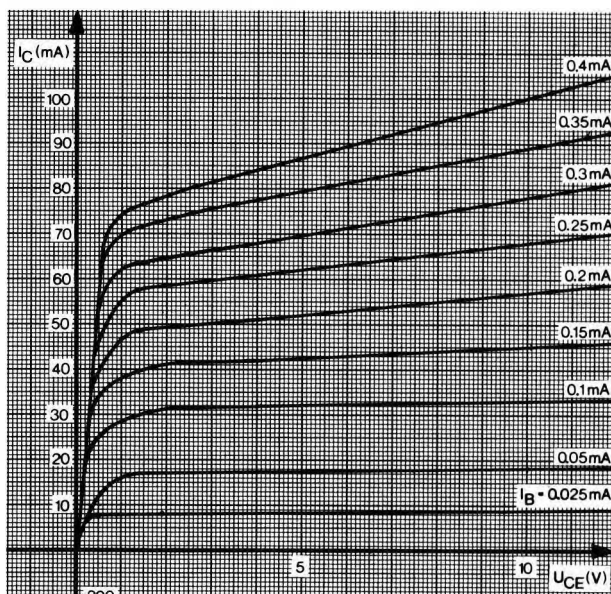


Fig. 21 F

Det kan være svært at få et resultat, der ligner dette. Der er mange ting, der spiller ind. Selv om der står BC547B på en transistor, kan de enkelte transistorer variere meget. Fabrikkerne er derfor også meget forsigtige og kalder det for målinger på en typisk BC547B.

Endelig er målingerne foretaget ved 25°C . Under målingerne vil der opstå temperaturstigninger i transistoren, og det vil resultere i større strøm i kollektor.

Vi vil derfor i de beregninger, vi skal foretage, bruge viste udgangskaraktistik.

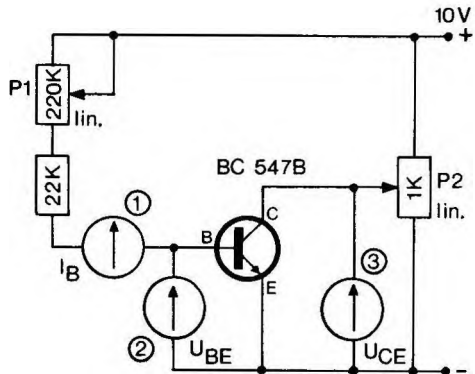
Indgangskaraktistik

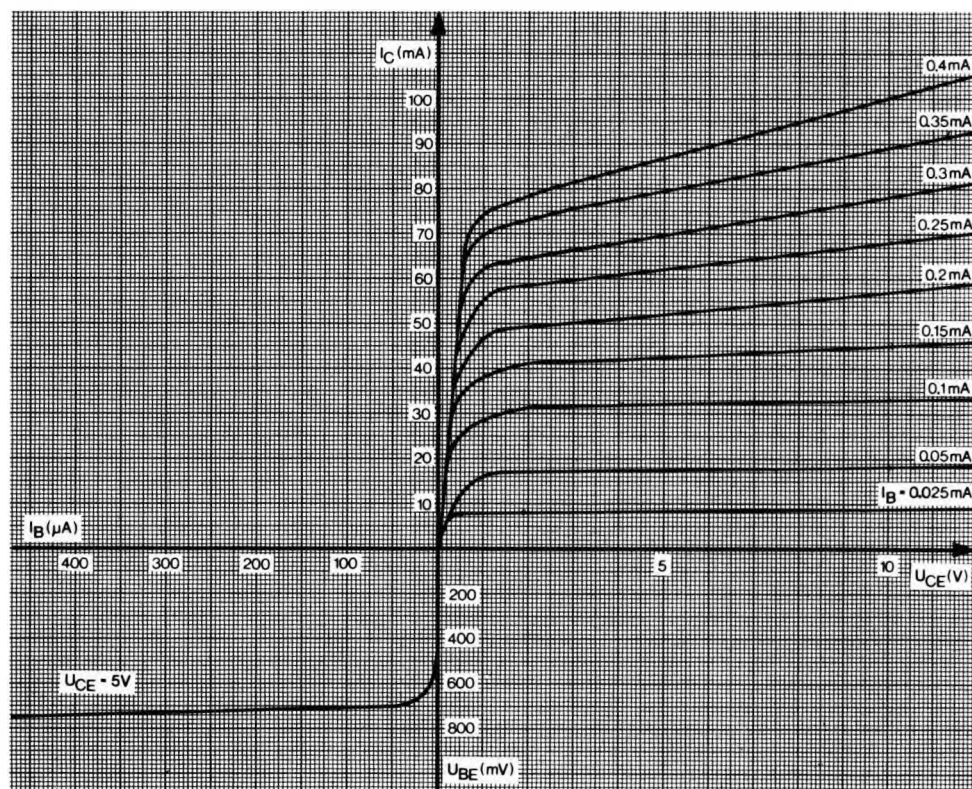
På samme måde, som vi fandt sammenhørende værdier for U_{CE} og I_C , vil vi finde sammenhørende værdier for U_{BE} og I_B . Den fremkomne kurve kaldes transistorens *indgangskaraktistik*. Målingerne foretages med opstillingen.

1. er et mikroamperemeter, der måler I_B . 2. er et millivoltmeter, der måler U_{BE} . 3. er et voltmeter, der måler U_{CE} .

Med P2 indstilles $U_{CE} = 5\text{ V}$. Med P1 indstilles $I_B = 25\text{ }\mu\text{A}$, U_{BE} aflæses og noteres. På samme måde indstilles $I_B = 50\text{ }\mu\text{A}$, $100\text{ }\mu\text{A}$, $200\text{ }\mu\text{A}$ osv., og til hver værdi af I_B aflæses U_{BE} . Vi kan så tegne en kurve over sammenhørende værdier af U_{BE} og I_B . Kurven viser transistorens indgangskaraktistik. Vi kan også foretage målinger for $U_{CE} = 1\text{ V}$, 2 V osv., men resultaterne ligger så tæt på hinanden, at man kun tegner 1 kurve.

Kurven tegnes i samme koordi-





natsystem, hvor vi har udgangskaraktistikken. Indgangskaraktistikken tegnes i 3. kvadrant. I_B afsættes til venstre ad x-aksen, U_{BE} afsættes ned ad y-aksen.

Beregninger på en transistoropstilling

Diagrammet viser en transistor, BC547B, i en almindelig transistoropstilling. Vi kan nu ved hjælp af karakteristikkene for BC547B beregne R_B og undersøge, hvor stor strømforstærkning og spændingsforstærkning, der kan opnås med dette forstærkertrin.

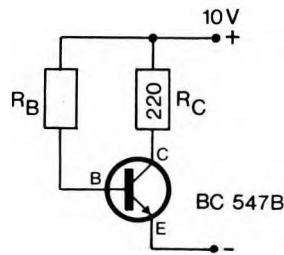
R_C er i eksemplet opgivet til 220Ω .

Transistoren har to yderpunkter, vi skal se på.

Transistoren kan være lukket helt op. U_{CE} er da 0 V . I_C kan så beregnes ved hjælp af Ohms lov.

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

$$I_C = \frac{10}{220} = 0,045 \text{ A} = 45 \text{ mA}$$

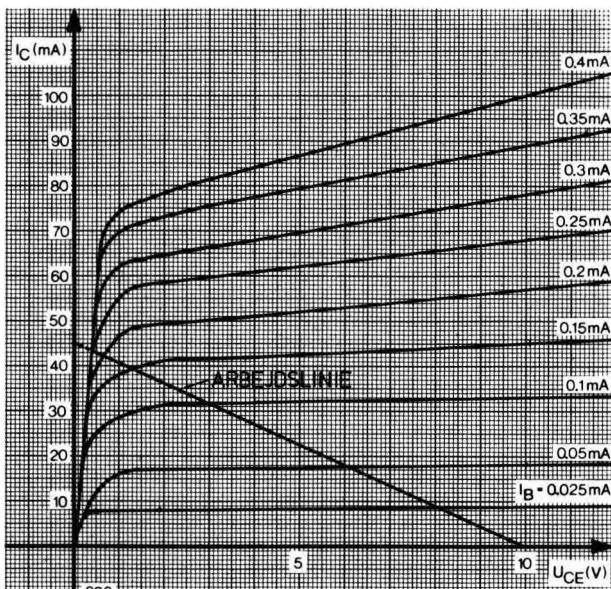


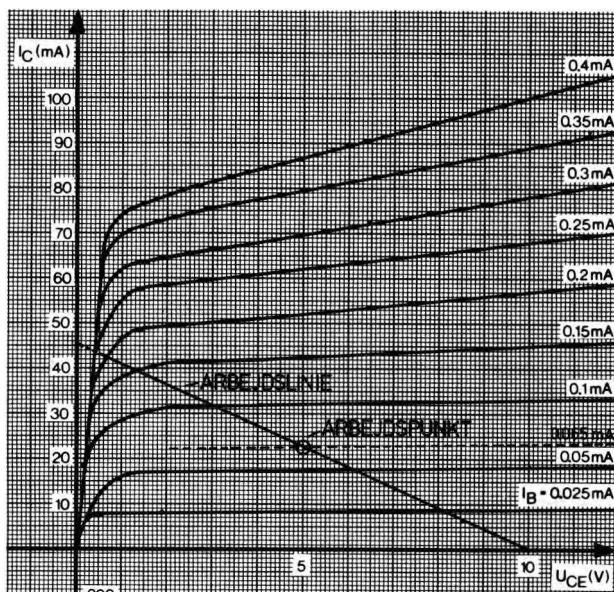
Transistoren kan være lukket helt i. Der går så ikke strøm gennem transistoren og dermed ingen strøm gennem R_C .

I_C er 0 mA , og $U_{CE} = 10 \text{ V}$.

Transistoren bevæger sig fra at være lukket helt i til at være lukket helt op. Det er *arbejdslinien*, transistoren bevæger sig på.

Vi kan i udgangskarakteristikken tegne transistorens arbejdslinie.





Arbejdspunkt

Når der ikke sendes et signal gennem transistoren, er den i hvilestilling. Med basismodstanden kan vi bestemme, hvor meget transistoren skal være lukket op i hvilestillingen. Vi kan sætte U_{CE} til 5 V.

Det er tegnet ind. Skæringspunktet mellem arbejdslinien og kurven $U_{CE} = 5$ V kaldes *arbejdspunktet*.

Vi kan på kurven aflæse skæringspunktet. I_{CE} er her = 23 mA. I_B er i arbejdspunktet ca. 65 μ A (aflæst).

Beregning af basismodstand

Med de oplysninger, vi har nu, kan vi beregne R_B .

På karakteristikken ses, at en basistrøm på 65 μ A resulterer i $U_{BE} =$ ca. 700 mV. $U_{BE} = 0,7$ V.

Over R_B er der et spændingsfald på 10 V - 0,7 V = 9,3 V. $U_{RB} = 9,3$ V.

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

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{9,3}{0,000065}$$

$$R_B = 143077 \Omega$$

Skal vi bygge opstillingen, vælges den nærmeste modstandsværdi i standardrækken, 150K.

Effekt – effekthyperbel

I data over BC547B opgives, at transistoren kan tåle en afsat effekt på 500 mW. I_C må maksimalt blive 100 mA. Vi kan nu undersøge, om disse data bliver overholdt med den valgte arbejdslinie.

Effekt beregnes efter formlen:

$$P = U \cdot I$$

Effekten P måles i watt, U måles i volt, og I måles i ampere.

P må maksimalt være 0,5 W.

$$U \cdot I = 0,5$$

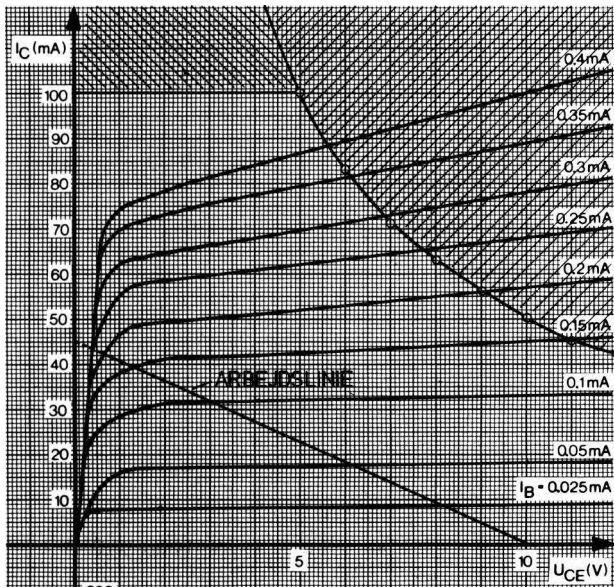
Vi kan beregne sammenhørende værdier mellem U og I og indsætte dem i et skema:

U (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
I (mA)	500	250	167	125	100	83	71	63	56	50	45	42

De sammenhørende værdier for U_{CE} og I_C , der giver den maksimalt afsatte effekt i transistoren, kan afsættes i udgangskaraktistikken, og der kan tegnes en kurve.

Kurveformen kaldes en hyperbel, og kurven har deraf fået navnet en *effekthyperbel*.

I karakteristikkfeltet er arbejdslinien tegnet ind, og vi ser, at transistorens data på ingen måde bliver overskredet på arbejdslinien.



Overføringskarakteristik

I 2. kvadrant er der på den ene akse basisstrøm, I_B . På den anden akse har vi kollektorstrøm, I_C . En kurve i 2. kvadrant ville vise sammenhæng mellem I_B og I_C . Denne kurve ville fortælle, hvad en ændring i basisstrøm betyder for kollektorstrømmen.

Kurven kan tegnes på grundlag af de to, vi har tegnet, og den kaldes derfor en *overføringskarakteristik*.

$I_B = 0,025 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 9 \text{ mA}$.

Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

$I_B = 0,05 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 18 \text{ mA}$.

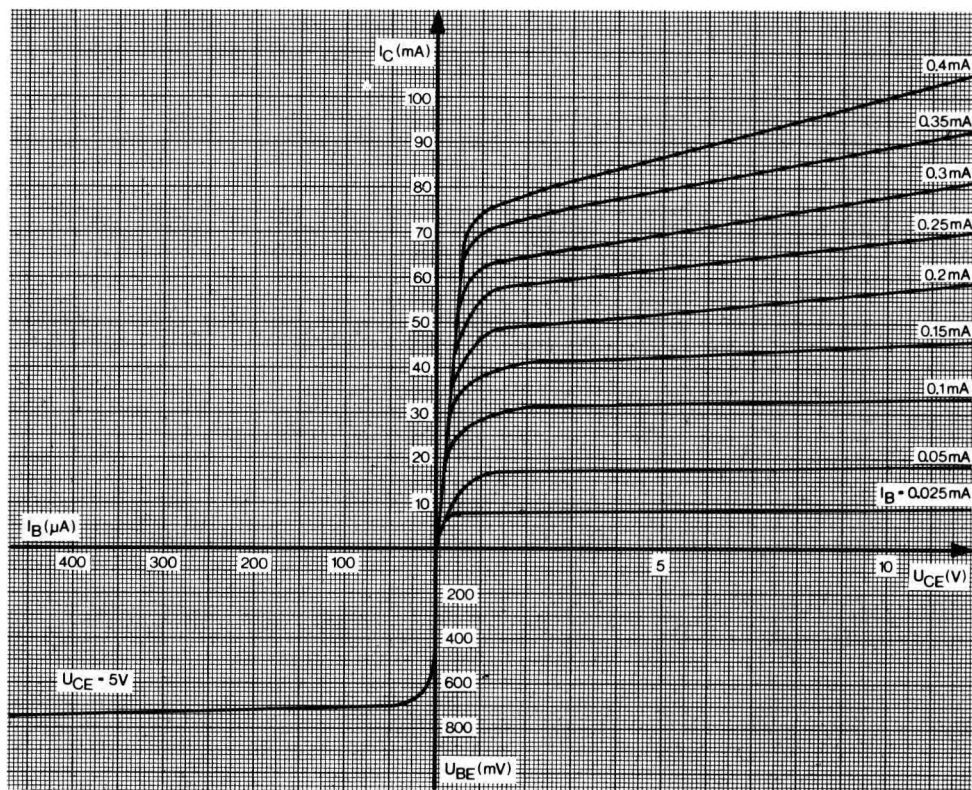
Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

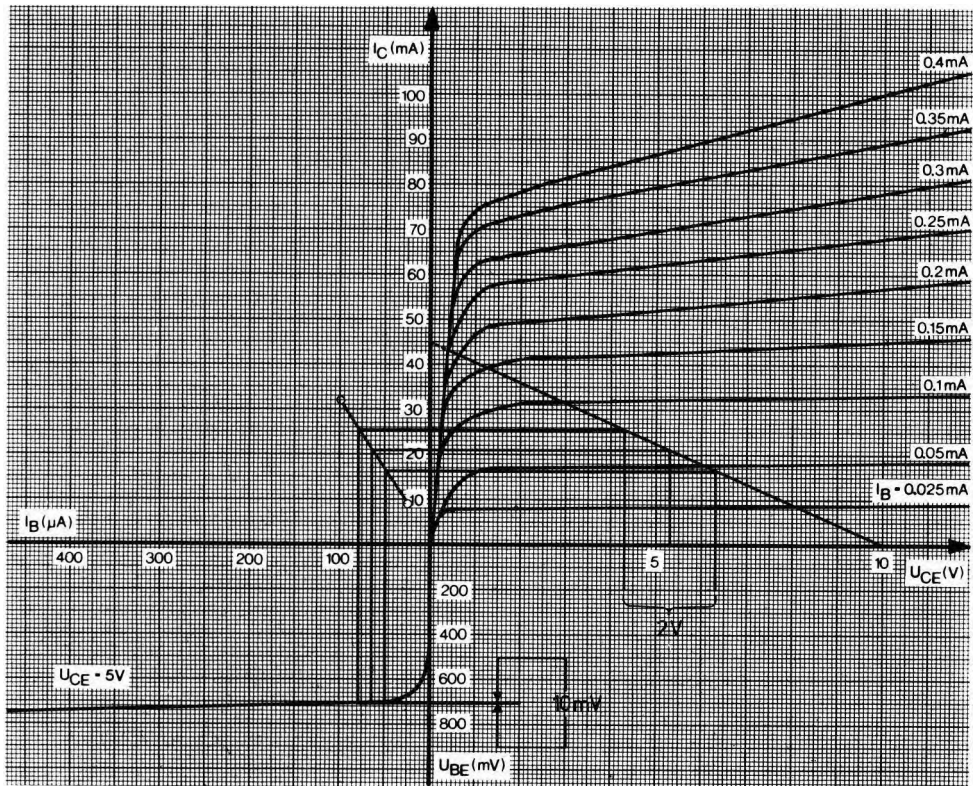
$I_B = 0,1 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 32 \text{ mA}$.

Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

Med disse tre punkter i 2. kvadrant kan vi her tegne *overføringskarakteristikken*, der viser sammenhæng mellem I_B og I_C .

Det er meget nær en ret linie gennem nulpunktet op til mætningspunktet, hvor I_C ikke kan stige mere.





Signalforstærkning

Med overføringskarakteristikken kan vi beregne signalforstærkningen.

Ved lavfrekvensforstærkere kan vi have en *spændingsforstærkning* og en *strømforstærkning*.

Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkning er forholdet mellem spændingsvariationer i basis og spændingsvariationer i kollektor.

Variationer betegnes med det græske bogstav delta, Δ .

Spændingsvariationer i basis kan så skrives ΔU_{BE} , spændingsvariationer i kollektor ΔU_{CE} .

Vi kan lade signalet svinge omkring arbejds punktet.

Hvilestrømmen i basis var $65 \mu A$.

Vi sender nu et signal ind på basis. Det får basisstrømmen til at va-

riere omkring $65 \mu\text{A}$. Signalet giver måske en strømvariation på $30 \mu\text{A}$. Basisstrømmen varierer så fra $50 \mu\text{A}$ til $80 \mu\text{A}$.

Dette kan tegnes ind på karakteristikken. Gennem $50 \mu\text{A}$ og $80 \mu\text{A}$ (2. kvadrant) tegnes to rette linier vinkelret på x-aksen. I 3. kvadrant skærer de indgangskararakteristikken, og i 2. kvadrant skærer de overføringskarakteristikken.

I skæringspunkterne med overføringskarakteristikken tegnes parallelt med x-aksen to linier, der i 1. kvadrant vil skære arbejdslinien.

Fra skæringspunkterne med arbejdslinien tegnes to linier vinkelret på x-aksen.

Disse linier er tegnet ind på karakteristikken.

Vi kan nu aflæse flere ting herpå.

Skæring med indgangskararakteristikken fortæller, hvor stor variation signalet giver i U_{BE} . Det er en meget lille variation, ca. $0,5 \text{ mm}$ på tegningen. Det svarer til en spændingsvariation på 10 mV .

$$\Delta U_{BE} = 10 \text{ mV}.$$

På skæringspunkterne med y-aksen, hvor I_C er afsat, kan det ses, at I_C varierer fra 18 mA til 27 mA .

$$\Delta I_C = 9 \text{ mA}$$

På x-aksen med U_{CE} ses, at U_{CE} varierer fra 4 V til 6 V .

$$\Delta U_{CE} = 2 \text{ V}$$

Strømforstærkning

Sammenholdes disse data, kan vi sige, at en variation på $30 \mu\text{A}$ i basis resulterer i en variation på 9 mA i kollektor.

$$\begin{aligned}\Delta I_B &= 80 \mu\text{A} - 50 \mu\text{A} = 30 \mu\text{A} \\ &= 0,03 \text{ mA}\end{aligned}$$

$$\Delta I_C = 27 \text{ mA} - 18 \text{ mA} = 9 \text{ mA}$$

Forholdet mellem strømvariation i kollektor og basis kaldes *strømforstærkning*.

Strømforstærkning =

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{9}{0,03} = 300 \text{ gange}$$

Forstærkeren har en strømforstærkning på 300 gange.

Spændingsforstærkning

Vi kan også se, at en spændingsvariation i basis på 10 mV resulterer i en spændingsvariation i kollektor på 2 V .

$$\Delta U_{BE} = 10 \text{ mV} = 0,01 \text{ V}$$

$$\Delta U_{CE} = 6 \text{ V} - 4 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

Forholdet mellem spændingsvariation i kollektor og basis kaldes *spændingsforstærkning*.

Spændingsforstærkning =

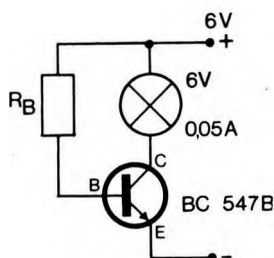
$$\frac{U_{CE}}{U_{BE}} = \frac{2}{0,01} = 200 \text{ gange}$$

Forstærkeren har en spændingsforstærkning på 200 gange.

Beregninger på transistoropstillinger

Beregning af basismodstand

Vi har beregnet strømforstærkningen for en BC547B til at være ca. 300 gange. Det svarer også til, hvad fabrikanterne opgiver som typisk for denne transistor. Dette tal kan vi prøve at bruge i denne beregningsopgave.



Diagrammet viser en opstilling, hvor der i kollektor er en glødelampe, 6 V-0,05 A, og i denne opstilling skal vi beregne, hvor stor basismodstanden skal være.

Når glødelampen lyser helt op, går der gennem den en strøm på 50 mA. Kollektorstrømmen er 50 mA.
 $I_C = 50 \text{ mA}$

Da transistoren har en strømforstærkning på 300 gange, må basisstrømmen være 300 gange mindre end kollektorstrømmen.

$$I_B = \frac{I_C}{300} = \frac{50}{300} = 0,167 \text{ mA}$$

$U_{BE} = 0,7 \text{ V}$. Det kan vi altid regne med ved siliciumtransistorer.

Spændingsfaldet over basismodstanden er da:

$$U_{RB} = 6 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 5,3 \text{ V}$$

Med Ohms lov kan basismodstanden beregnes.

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{5,3}{0,000167} = 31737 \Omega$$

Den nærmeste standardværdi er 33K.

$$R_B = 33K$$

BC547 fås i tre udgaver, A, B og C. Strømforstærkningen kan variere fra ca. 100 gange til ca. 800 gange.

Med en transistor med en strømforstærkning på 100 gange ville beregningerne se således ud:

$$I_B = \frac{I_C}{100} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{5,3}{0,0005} = 10600 \Omega$$

$$R_B = 10K$$

Af eksemplet ses, at R_B kan vælges mellem 10K og 33K. I mange opstillinger, hvor der i kollektor på en BC547B er en glødelampe, 6 V - 0,05 A vælges R_B ofte til 18K.

Variabel basismodstand

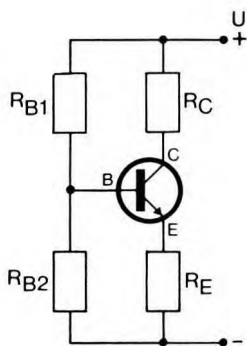
Med et potentiometer i serieforbindelse med en fast modstand i basis kan lyset i glødelampen reguleres.

Hvis strømforstærkningen i transistoren er meget stor, kan et potentiometer med større resistans anvendes.

Modstanden på 10K er en sikring mod, at transistoren brænder af.

Beregning af forstærkertrin

Den enkelte transistors strømforstærkning betyder noget for opstillingens funktion. Her skal vi se på en opstilling, hvor strømforstærkningen ingen indflydelse har, hvis den er over 100, hvad den er for alle småsignaltransistorer i dag.



Transistoren har i emitter en modstand, R_E , en modstand i kollektor R_C , og basisspændingen bestemmes af en spændingsdeler med modstandene R_{B1} og R_{B2} . De fire modstande bestemmer faktisk alt i forstærkeren.

I denne opstilling er kollektorstrømmen stabiliseret uanset årsagen til variationer. Variationer i spænding, i temperatur og i strømforstærkning har meget lille indflydelse på forstærkeren.

Modstanden i emitter er en modkobling, og den giver en række fordele for opstillingen i form af en bedre forstærker. Den har også den ulempe, at den nedsætter forstærkningen.

Man kan kompensere for mindre forstærkning ved at anbringe en

elektrolytkondensator på f.eks. 100 μF parallelt med R_E . Forstærkningen bliver større, men dens data bliver dårligere.

Inden beregningerne på forstærkertrinnet begynder, må vi vælge arbejds punkt. Det betyder, at vi skal fastsætte U_{CE} og I_C .

$U = 9\text{ V}$. U_{CE} kan så passende vælges til den halve værdi. $U_{CE} = 4,5\text{ V}$.

Forstærkerens tomgangsstrøm sættes til 10 mA.

For at kunne beregne de fire modstande, skal vi nu blot have nogle praktiske oplysninger.

Strømmen gennem spændingsdeleren, R_{B1} og R_{B2} , vælges altid ca. 10 gange større end basisstrømmen.

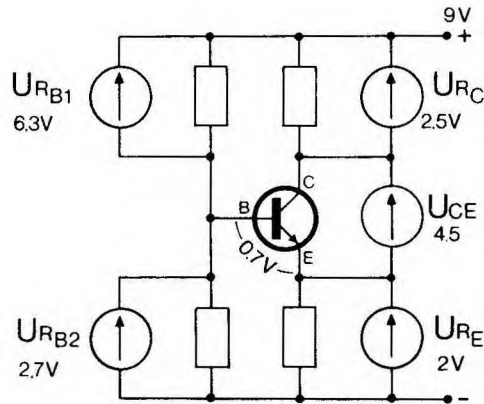
Over emittermodstanden bliver der et spændingsfald, U_{RE} .

Vi sætter det til 2 V. $U_{RE} = 2\text{ V}$.

$U = 9\text{ V}$, $U_{CE} = 4,5\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $U_{RE} = 2\text{ V}$. Strømforstærkningen sætter vi til 300 gange.

Beregning af R_C

Vi har fastsat, at der skal være et spændingsanfald på 2 V over emittermodstanden, R_E .



Spændingsfaldet over R_C bliver da:

$$\begin{aligned} U_{RC} &= U - (U_{CE} + U_{RE}) \\ U_{RC} &= 9 - (4,5 + 2) \\ U_{RC} &= 2,5 \text{ V} \\ I_C &= 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

Med Ohms lov kan R_C beregnes:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{2,5}{0,01} = 250 \Omega$$

Nærmeste standardværdi = 270 Ω .

$$R_C = 270R$$

Beregning af R_E

Strømmen i emitter er lig basisstrøm plus kollektorstrøm.

Da der er meget stor strømforstærkning, bliver I_B meget lille. Vi kan derfor tillade os at sætte $I_E = I_C$.

R_E kan så beregnes med Ohms lov.

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{2}{0,01} = 200 \Omega$$

De nærmeste standardværdier er 180 Ω og 220 Ω . Vi vælger 180 Ω .

$$R_E = 180R$$

Beregning af R_{B1} og R_{B2}

Vi har tidligere fundet, at strømforstærkningen var ca. 300 gange.

$$\begin{aligned} I_C = 10 \text{ mA} \rightarrow I_B &= \frac{10 \text{ mA}}{300} \\ &= 0,033 \text{ mA} \end{aligned}$$

Vi vælger strømmen i spændingsde-
leren ca. 10 gange større end I_B og
kan sætte den til 0,3 mA.

U_{BE} er typisk 0,7 V for en silicium-
transistor.

Spændingen over U_{RB2} skal da være
2 V + 0,7 V = 2,7 V.

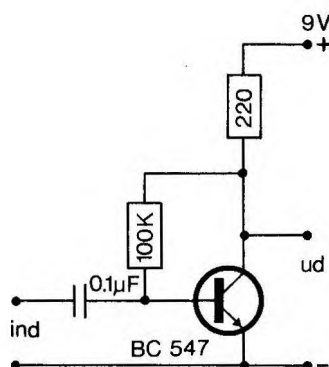
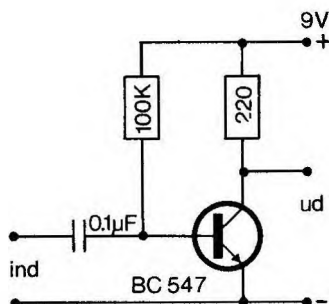
Spændingen over R_{B1} bliver da 9 V
- 2,7 V = 6,3 V.

$$R_{B2} = \frac{2,7}{0,0003} = 9000\Omega$$

R_{B2} vælges til 10K.

$$R_{B1} = \frac{6,3}{0,0003} = 21000\Omega$$

R_{B2} vælges til 22K.



Transistoren som forstærker af signaler

I Transistorens funktion som forstærker af signaler er tidligere beskrevet. Når der tales om signaler, menes der lavfrekvente signaler, LF, i modsætning til højfrekvente signaler, HF.

Der er brugt den opstilling, der ses her. Det er den enkleste forstærkeropstilling, men af flere grunde bruges den ikke meget i praktiske forstærkere.

Forstærkningen er afhængig af transistorens strømforstærkning, og den opgives af fabrikanten for BC547B som typisk 290 gange. Men det opgives også, at strømforstærkningen for den enkelte transistor kan svinge fra 200-450 gange.

Opstillingen er også temperaturafhængig og afhængig af variationer i batterispændingen.

Stabilisering af transistortrin

Man kan stabilisere opstillingen ved at tilslutte basismodstanden direkte til kollektor i stedet for til plus.

Variationer i kollektorstrømmen vil straks registreres i basis, uanset, hvad variationen skyldes.

Hvis der på grund af variationer i batterispændingen eller på grund af temperaturstigning begynder at gå større kollektorstrøm, vil det medføre, at U_{CE} , spændingen over kollektor-emitterstrækningen, bliver mindre. Det betyder mindre basisspænding og hermed mindre basisstrøm.

Kollektorstrømmen bliver mindre.

Stabilisering med emittermodstand og spændingsdeler

Ved at bruge fire modstande i et transistorforstærkertrin opnås en meget stabil opstilling, hvor forstærkningen ikke afhænger af den enkelte transistor. Den bestemmes helt af modstandene. Transistorens strømforstærkning skal blot være 100 eller derover, og det er den ved alle silicium-småsignaltransistorer.

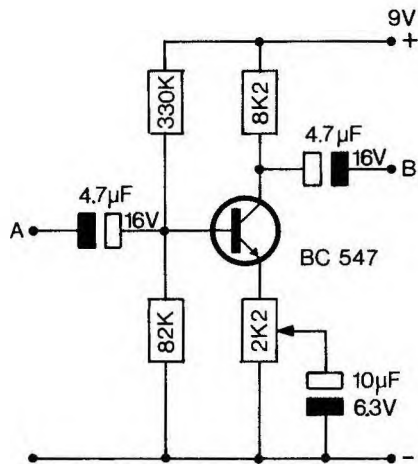
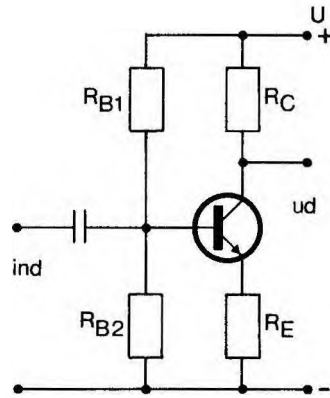
R_{B1} og R_{B2} danner en spændingsdeler, og deres resistans lægger basisspændingen fast. Disse modstande vælges således, at den strøm, der går gennem dem, er meget større end den beregnede basisstrøm. Derfor vil basisspændingen næsten ikke ændre sig ved variationer i basisstrømmen.

R_E er en modstand indsat i emitterledningen. Denne modstand stabiliserer yderligere kredsløbet.

Hvis strømmen gennem transistoren stiger, vil der gå større strøm gennem emittermodstanden. Herved bliver der større spændingsfald over den, og da basisspændingen ligger fast, vil U_{BE} blive mindre, og herved bliver kollektorstrømmen også mindre.

Emittermodstanden vil betyde, at en del af udgangsspændingen vil lægge sig over emittermodstanden. Hvis U_E herved bliver større, bliver U_{BE} mindre. Herved bliver I_C mindre. Emittermodstanden begrænser således forstærkningen. Vi siger, at trinnet er blevet modkoblet.

En kondensator over emittermodstanden kan ophæve modkoblingen og få trinnet til at give fuld forstærkning.



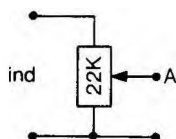
Her ses et forstærkertrin opbygget som skitseret.

Emittermodstanden, R_E , er valgt som et potentiometer. Det giver en fast emittermodstand på 2,2 k Ω . Afkoblingskondensatoren kan med potentiometret lægges til minus eller til emitter.

Når kondensatoren er lagt til minus, har vi fuld modkobling og dermed mindste forstærkning. Når kondensatoren er lagt til emitter, er

modkoblingen ophævet, og forstærkeren arbejder med fuld forstærkning.

En sinusgenerator, frekvens 1000 Hz, tilsluttes indgangen, og med et oscilloskop måles signalet på indgangen, U_{ind} , og signalet på udgangen, U_{ud} . Det kan være nødvendigt at bruge et potentiometer mellem sinusgenerator og forstærker, hvis signalet fra forstærkeren ikke kan blive tilstrækkelig lille.



Måleresultat:

$$U_{ind} = 25 \text{ mVss}$$

$$U_{ud} \text{ med fuld modkobling} = 80 \text{ mVss}$$

$$U_{ud} \text{ uden modkobling} = 2 \text{ Vss}$$

Vi kan nu beregne spændingsforstærkningen.

Med modkobling:

$$\text{Spændingsforstærkning} =$$

$$\frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{80}{25} = 3,2 \text{ gange}$$

Uden modkobling:

$$\text{Spændingsforstærkning} =$$

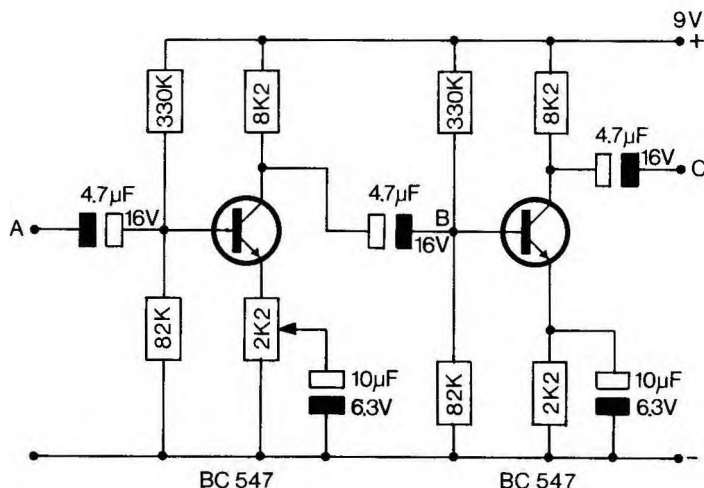
$$\frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{2000}{25} = 80 \text{ gange}$$

Ved hjælp af potentiometret kan forstærkningen varieres mellem ca. 3 gange og ca. 80 gange.

To-trins forstærker

Vil man have større forstærkning, kan et forstærkertrin kobles efter 1. trin. I dette tilfælde falder 1. trins udgangsspænding måske fra 2 til 1 Vss.

Hvis U_{ind} er 25 mVss, bliver U_{ind} på 2. trin 1 Vss. Med en spændingsforstærkning på 80 gange i 2. trin, skulle signalet her blive på 80 Vss,



men så stort signal kan vi ikke få fra 2. trin. 2. trin er blevet overstyret. Signalet på 2. trins indgang er for stort.

Vi drejer ned for signalet fra sinusgeneratoren, til vi på et oscilloskop kan se, at udgangssignalet fra 2. trin er sinusformet.

Måleresultat:

$$U_{ud} (2. \text{ trin}) = 6,4 \text{ Vss}$$

U_{ind} kan beregnes eller måles.

Spændingsforstærkningen for 2. trin er 80 gange.

$$U_{ind} = \frac{6,4 \text{ Vss}}{80} = 80 \text{ mVss}$$

1. trin.

$$U_{ud} = 80 \text{ mVss}$$

Spændingsforstærkningen var her (belastet) 40 gange.

$$U_{ind} = 2 \text{ mVss.}$$

Vi ser, at et signal på 2 mVss giver et signal på udgangen af tottrinsforstærkeren på 6,4 Vss.

Samlet spændingsforstærkning =

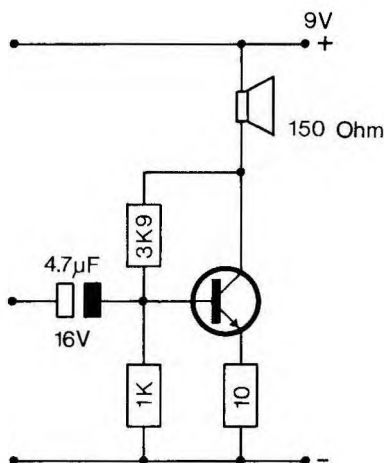
$$\frac{6,4 \text{ Vss}}{0,002 \text{ Vss}} = 3200 \text{ gange}$$

Vi ser, at den samlede spændingsforstærkning af tottrinsforstærkeren er spændingsforstærkningen for første trin gange spændingsforstærkningen for andet trin.

Samlet spændingsforstærkning = 40×80 gange.

Udgangstrin

Vil man have større forstærkning, kan der til forstærkeren kobles et udgangstrin, der kan bestå af en enkelt transistor. Udgangstrinet er be-



regnet til at drive en højttaler.

En højohms højttaler kan anbringes direkte i kollektorledningen.

Emittermodstanden er valgt med en lille resistans. Modkoblingen bliver derfor også lille.

Den øverste modstand i spændingsdeleren er forbundet til kollektor. Den kan også forbindes direkte til plus.

Spændingsforstærkningen af dette trin er ca. 10 gange.

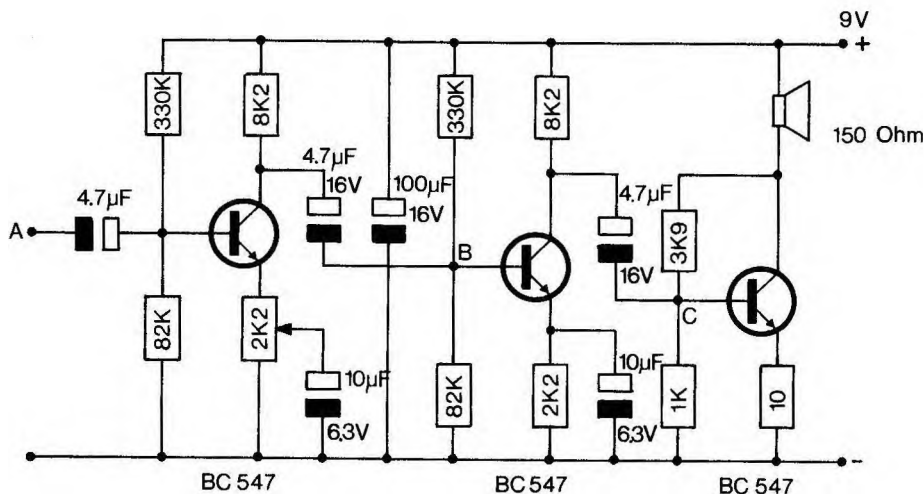
Tre-trinsforstærker

Kobles udgangstrinet til tottrinsforstærkeren, har vi en tretrinsforstærker.

Til indgangen, A, kan tilsluttes en sinusgenerator (1000 Hz). I højttaleren i udgangen høres det forstærkede signal. Der drejes ned for signalet, til det lyder pænt.

Nu fjernes højttaleren fra udgangen og tilsluttes mellem C og minus.

Her kan vi netop høre tonen. Det er forstærkningen for to trin.



Hvis højttaleren tilsluttes mellem B og minus, hører vi den forstærkning, 1. trin giver.

Endelig vil højttaleren tilsluttet mellem A og minus gengive det signal, der fra sinusgeneratoren sendes ind i forstærkeren. På denne måde kan man sammenligne forstærkningen fra de forskellige trin.

Vi kan også prøve at tilslutte en mikrofon til indgangen af forstærkeren, og på samme måde som før kan vi lytte os til forstærkningen fra de forskellige trin.

Som mikrofon er det udmærket at anvende en højohms (150 Ω) højttaler. Den virker som mikrofon.

Fejl ved en forstærker

Når man bygger en forstærker, kan det ved afprøvningen ske, at den ik-

ke virker som ventet. Der kan opstå tilbagekobling, motorboating, selvsving, og forstærkeren kan let komme til at virke som en radiomodtager. Vi skal her se på de nævnte problemer og forsøge at afhjælpe dem.

Tilbagekobling

Tretrinsforstærkeren har ret stor forstærkning, og ved forsøget med mikrofon (højttaler) på indgangen og en højttaler på udgangen er der en stor chance for, at højttaleren begynder at hyle. Hvis mikrofon og højttaler kan »se« hinanden, kan denne hylen let opstå. Det kendes også fra offentlige højttaleranlæg. Det skyldes, at noget af signalet fra højttaleren når mikrofonen. Dette signal bliver yderligere forstærket op, og et større signal kommer fra højttaleren til mikrofonen.

Dette fænomen kaldes tilbagekobling. Forstærkeren virker som en tonegenerator. Tonehøjden, frekvensen, kan ændres ved at ændre afstand mellem mikrofon og højttaler.

Opstår der tilbagekobling, må der drejes ned for forstærkningen, eller mikrofonens placering i forhold til højttaleren må ændres, så afstanden bliver større.

Motorboating

Der kan i en forstærker opstå motorboating. Navnet fortæller om fejlens art. Forstærkeren lyder, som det var en gammel encylindret dieselmotor.

Motorboating dæmpes med en stor elektrolytkondensator (mindst 100 μF) tilsluttet mellem plus og minus. På diagrammet er der en kondensator, der forhindrer motorboating. Det er 100 μF kondensatoren. Hvis motorboating opstår i en forstærker, der er bygget efter en »færdig opskrift«, skyldes det næsten altid forkert tilslutning af spændingsforsyningen. Spændingsforsyningen skal altid tilsluttes en forstærker så tæt ved udgangstransistorerne som muligt.

Selvsving

En forstærker med stor forstærkning kan meget let »gå i selvsving«, hvis der ikke tages højde herfor.

Selvsving er en slags motorboating, men det sker med en så høj frekvens, at det måske er uden for det hørbare område, men det kan ses på et oscilloskop. Det kan høres i for-

stærkeren ved, at lyden bliver »ulden«.

Det er højfrekvens. Forstærkeren går let i selvsving, hvis kondensatoren C3 i forstærkeren på side 150 fjernes. Denne kondensator afkobler netop for højfrekvens, selvsving.

Selvsving kan også fjernes med en kondensator på 0,47 μF over spændingstilslutningen.

Når en forstærker indbygges i et kabinet, må man passe på kun at have ét stelpunkt. Kun ét sted må minus forbindes til kabinettet.

Forstærkerens stelpunkt kan være ved DIN-fatningen ved mikrofontilslutningen.

Forstærkeren virker som radio

En forstærker kan virke som radio.

Er der lange ledninger ved indgangen, kan de »samle« radiosignalet op. Oftest er det en russisk talende station, man hører.

Bor man i nærheden af en mellem- eller langbølgesender, kan man næsten ikke undgå at høre denne station i forstærkeren.

Signaler fra walkie-talkies går også tit ind på forstærkeren.

Disse ulemper afhjælpes ved, at man med en kondensator »afkobler«.

En kondensator på 1000 pF – 1500 pF forbindes fra basis til emitter på den anden transistor i forstærkeren. Kommer der højfrekvente signaler (radiobølger) ind på basis, ledes dette signal gennem kondensatoren til stel. En kondensator på 1000 pF tillader højfrekvens at passere, men den spærrer for lavfrekvens. Det signal, vi er interesseret i, bliver således ikke berørt.

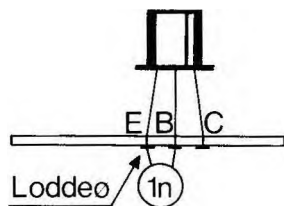
Indstråling i LF-anlæg

Det kan være et problem, at LF-anlæg forstyrres af HF-signaler, og her skal gengives de forholdsregler, Elektronikcentralen har fundet frem til (fra »OZ«).

Når gengivelsen fra en LF-forstærker forstyrres af HF-signaler fra radiostationer eller andre former for HF, virker forstærkeren som radiomodtager. Til radiomodtagning kræves antenne, detektor og højttaler (telefon). Fjernes en af disse tre komponenter, kan modtagelse ikke finde sted, og forstyrrelserne ophører.

Ved LF-forstærkere virker tilledninger og ledningsføring som antenner, transistorerne, især basis-emitterstrækningerne, som detektorer, og højttalere (telefoner) som sådanne.

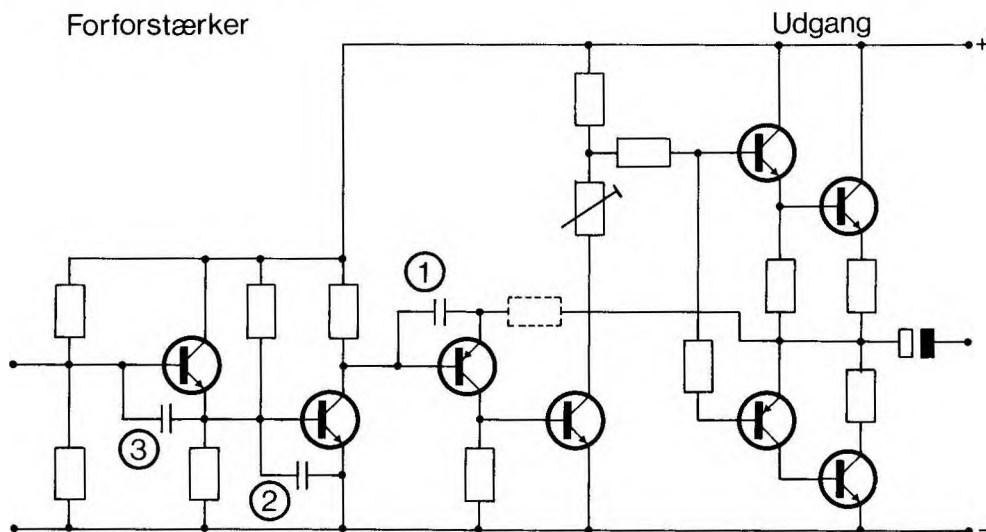
En lang række undersøgelser af praktisk forekommende tilfælde af forstyrrelser har vist, at forstyrrel-



serne lettest fjernes ved afkobling af basis-emitterstrækningen på få, typisk placerede transistorer.

Kondensatorstørrelsen 1 nF, med korte tilledninger, har vist sig særdeles effektiv og har ikke i noget tilfælde påvirket forstærkerens normale frekvensgang under 20 kHz. Det har vist sig helt afgørende, at kondensatoren iloddes direkte på de samme loddeøer, som den detekterende transistors basis og emitter, som vist. En afkobling fra basis til »stel« er sædvanligvis næsten uvirkelig og påvirker oftest transistorens normale frekvenskurve for meget.

Diagrammet viser skematisk en

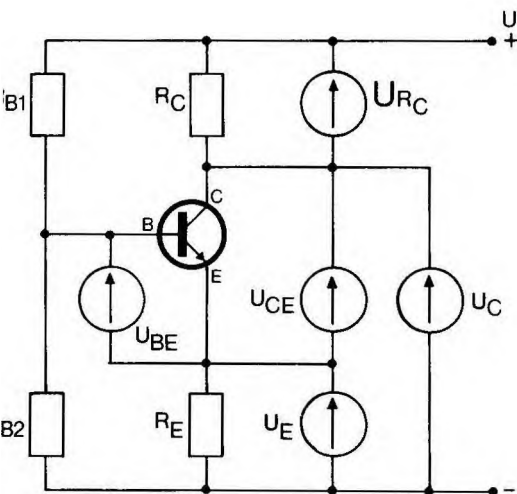


LF-forstærker, hvor tre kondensatorer mod indstråling er indtegnet over basis-emitterstrækningerne på de transistorer, hvis placering i kredsløbet normalt giver anledning til forstyrrelser, kondensatorerne er nummereret 1, 2 og 3. Rækkefølgen er valgt i overensstemmelse med den hyppighed, hvormed afkoblingen har været nødvendig i praktiske tilfælde.

Sædvanligvis er kondensatoren 1 tilstrækkelig. Sjældnere har 2 og kun i et enkelt tilfælde, hvor en forstærker blev påvirket af en kraftig radarstation, har kondensator 3 været nødvendig.

Spændinger ved forstærkertrin

På diagrammet er indtegnet et stort antal voltmetre, der skal vise, hvilke spændinger vi kan måle på et transistortrin, og hvordan vi benævner disse spændinger for ikke at forveksle dem.

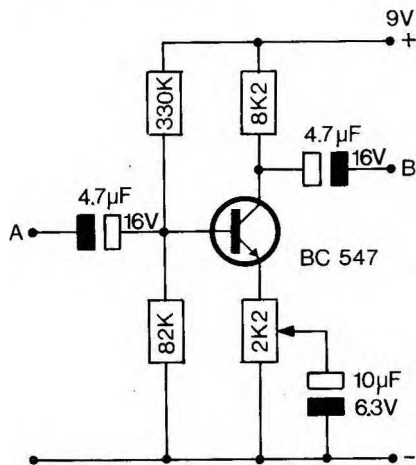


- U = tilslutningsspændingen
- U_{RC} = spændingen over kollektor-modstanden
- U_{CE} = kollektor-emitterspændingen
- U_E = spændingen over emitter-modstanden
- U_C = spændingen mellem kollektor og stel
- U_{BE} = basis-emitterspændingen
- U_B = spændingen mellem basis og stel

Vi kan prøve at måle disse spændinger på det transistorforstærkertrin, vi arbejdede med.

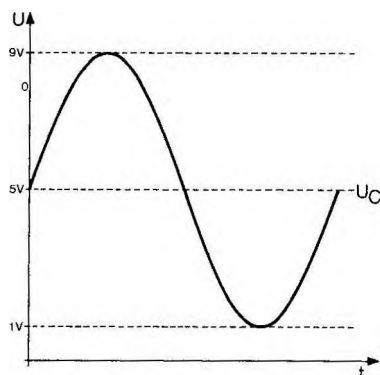
Spændingerne er målt med et Jemco US-105. Beregningerne af transistortrinet gennemgås efter dette afsnit.

	beregnete spændinger	målte spændinger
U :	9 V	9 V
U_{RC} :	3,95 V	3,4 V
U_{CE} :	3,95 V	4,7 V
U_E :	1,1 V	0,9 V
U_C :	5,05 V	5,5 V
U_{BE} :	0,7 V	0,6 V
U_B :	1,8 V	1,4 V



Kollektorspændingens betydning

Kollektorspændingen betyder meget for størrelsen af det signal, forstærkeren kan behandle. Vi tilstræber, at U_C ligger midt mellem U og U_E . På de følgende tegninger forklares hvorfor. Tegningerne viser udgangssignalet, U_{UD} , fra et forstærkertrin tegnet i et koordinatsystem. Op ad y-aksen afsættes spændingen, og ud ad x-aksen afsættes tiden. Det er med andre ord signalet, som det kan ses på et oscilloskop.

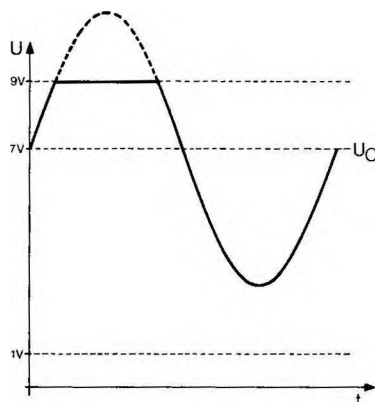
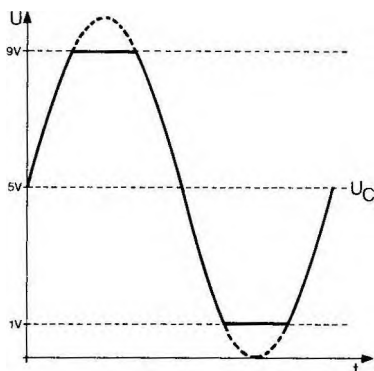


Tegningen viser, hvor stort et signal en forstærker kan klare ved fuld udstyring.

U er tilslutningsspændingen, og den er fast 9 V.

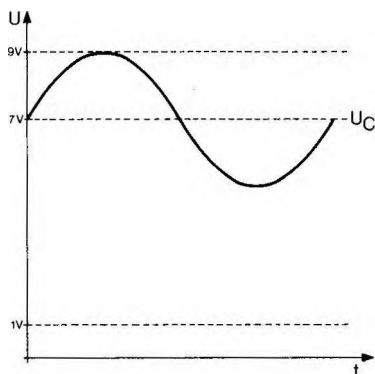
U_E ligger også fast. $U_E = 1$ V.

Hvis U_C vælges til 5 V, kan signalet svinge mellem 1 V og 9 V. U_{UD} bliver maksimum 8 Vss.

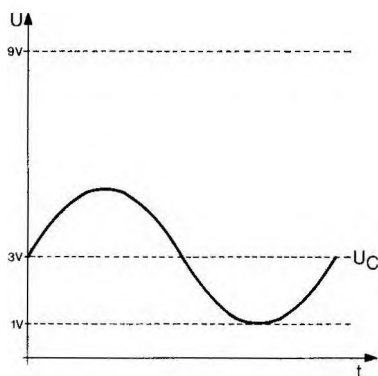
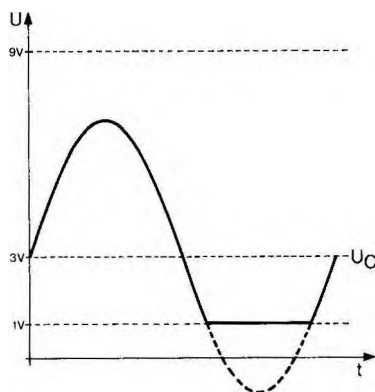


Et større signal på basis vil overstyre forstærkeren, og udgangssignalet bliver »klippet«. Denne forstærker klipper symmetrisk, dvs. der klippes lige meget i top og bund.

Hvis U_C er højere end middelspændingen, kan forstærkeren ikke behandle et så stort signal. På tegningen ses resultatet heraf, hvis $U_C = 7$ V.



Med det signal, der før gav fuld udstyring, vil forstærkeren klippe udgangssignalet i bunden. Der må tilføres mindre signal, og U_{UD} bliver maksimalt 4 Vss.



Forstærkeren får tilført det signal, der før gav fuld udstyring. Resultatet bliver, at forstærkeren klipper i toppen.

Der må tilføres mindre signal, og det maksimale signal ud, U_{UD} , bliver 4 Vss.

Hvis U_C er for lav, begrænser det også udgangssignalet.

På tegningen er $U_C = 3 \text{ V}$.

Vi ser af disse eksempler, at ønsker man, forstærkeren skal kunne udstyres til maksimalt signal ud, må U_C være midt imellem U og U_E . Måles U_C på et forstærkertrin højere eller lavere, kan man ved at ændre på modstandene i forstærkertrinet sænke eller hæve U_C .

I det følgende afsnit vises, hvordan det forstærkertrin, vi har arbejdet med, er blevet beregnet.

Beregning af modstandene i forstærkertrinet

Valgte udgangspunkter:

$$U = 9 \text{ V}, I_C = 0,5 \text{ mA}, U_E = 1 \text{ V}.$$

Tilslutningsspændingen, U , er valgt til 9 V. Vi ønsker en kollektorstrøm på 0,5 mA. U_E , spændingen over emittermodstanden, vælges til 1 V.

$$I_E = I_C + I_B$$

Vi ser bort fra I_B , der er ca. 300 gange mindre end I_C , og beregner R_E .

Beregning af kollektormodstand og emittermodstand

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{1}{0,0005} = 2000\Omega$$

R_E vælges til 2K2.

U_E bliver nu:

$$U_E = R_E \cdot I_E = 2200 \cdot 0,0005 = 1,1 \text{ V}$$

U_C skal være den halve værdi af U og U_E .

$$U_C = \frac{U}{2} + \frac{U_E}{2} = 4,5 \text{ V} + 0,55 \text{ V} = 5,05 \text{ V}$$

R_C kan så beregnes.

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{9-5,05}{0,0005} = 7900\Omega$$

R_C vælges til 8K2.

Beregning af basismodstandene

Strømmen i spændingsdeleeren skal være 10 gange større end basisstrømmen, I_B .

Hvis vi sætter strømforstærkningen for BC547B til 250 gange, bliver I_B :

$$I_B = \frac{I_C}{250} = \frac{0,5 \text{ mA}}{250} = 0,002 \text{ mA}$$

$$I_{RB1} = 10 \cdot 0,002 \text{ mA} = 0,02 \text{ mA}$$

U_{BE} , basis-emitterspændingen, er ved siliciumtransistorer altid ca. 0,7 V.

U_B , spændingen fra basis til stel:
 $U_B = U_{BE} + U_E$

$$U_B = 0,7 \text{ V} + 1,1 \text{ V} = 1,8 \text{ V}$$

U_{RB1} kan da beregnes

$$U_{RB1} = 9 \text{ V} - 1,8 \text{ V} = 7,2 \text{ V}$$

$$R_{B1} = \frac{7,2 \text{ V}}{0,00002 \text{ A}} = 360\,000\Omega$$

R_{B1} vælges til 330K

I_{RB1} bliver da:

$$I_{RB1} = \frac{7,2 \text{ V}}{330000\Omega} = 0,022 \text{ mA}$$

$$I_{RB2} = I_{RB1} - I_B = 0,022 \text{ mA} - 0,002 \text{ mA}$$

$$I = 0,02 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = \frac{1,8 \text{ V}}{0,00002 \text{ A}} = 90000\Omega$$

R_{B2} vælges til 82K

Hvis vi i beregninger med Ohms lov regner spændinger i volt og strøm i mA, bliver resistansen i kiloohm.

Udgangstrin med komplementære transistorer

I transistorforstærkeren begrænses udgangssignalspændingen af tilslutningsspændingen og emitterspændingen. Det største signalsving, vi kan få, er $U - U_E$.

I praktiske udgangsforstærkere bruger man ofte to transistorer. Vi skal her se på den type, der anvender en NPN og en PNP transistor.

Her ses et sådant udgangstrin bestående af TR1, en NPN transistor, og TR2, en PNP transistor.

Da det er to transistorer af modsat type, skal der over strækningen fra basis til basis være en spændingsforskel på ca. $2 \cdot 0,7 \text{ V} = \text{ca. } 1,4 \text{ V}$.

Basisspændingen tages fra en spændingsdeler bestående af R1, R2 og R3. R2 er et potentiometer (trimmepotentiometer). Parallelt med R2 er der to siliciumdioder i serieforbindelse, og når der går strøm gennem dem, vil der over dem være en

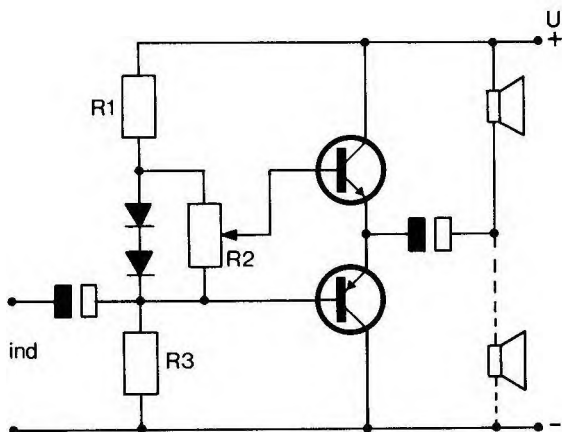
spændingsforskel på $2 \cdot 0,7 \text{ V} = 1,4 \text{ V}$, netop den basisspænding, vi har brug for.

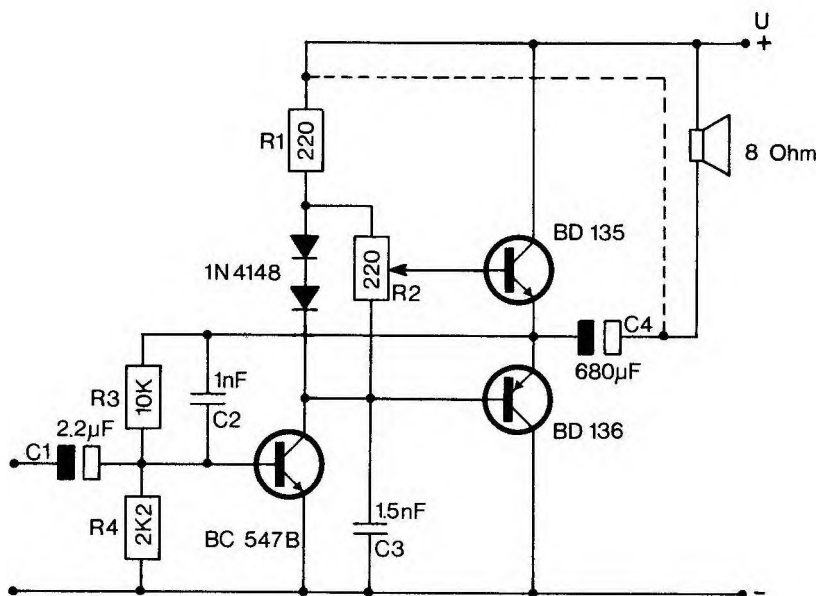
Med R2 kan basisspændingen reguleres, og hermed reguleres kollektorstrømmen også. Der kan således med R2 reguleres, så der i kollektor på udgangstransistorerne går en lille strøm, tomgangsstrømmen. Tomgangsstrømmen reguleres til en 5-10 mA.

Sendes der et sinusformet signal ind på udgangstransistorerne, vil TR1 trække strøm i takt med den positive halvdel af sinusspændingen, og TR2 vil trække strøm i takt med den negative halvdel af sinusspændingen.

En lavohmshøjttaler kan i serieforbindelse med en kondensator tilsluttes mellem det fælles emitterpunkt og plus. Elektrolytkondensatoren skal da vende som vist.

Højttaleren kan også tilsluttes mellem det fælles emitterpunkt og minus, blot skal kondensatoren så vendes.





Komplementært forstærkertrin med drivertrin

Her ses et komplementært forstærkertrin som skitseret.

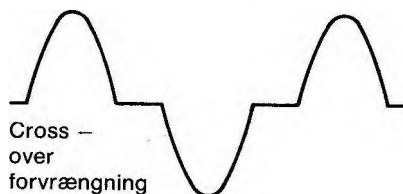
Foran udgangstrinet er der et »drivertrin«. Højttaleren er sluttet til plus.

R1 fra spændingsdeleren kan slutes direkte til plus, men hvis den tilsluttes på den anden side af elektrolytkondensatoren i udgangen som vist med en stiplede linie, vil udgangstrinet kunne udnyttes maksimalt.

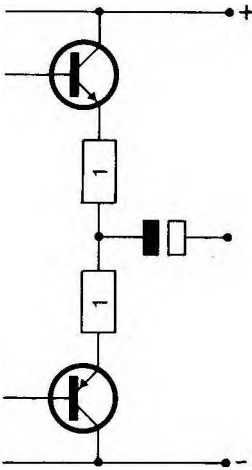
Udgangstrinet tilsluttes spændingsforsyningen, og med R2 indstilles tomgangsstrømmen til minimum.

Til indgangen slutes en sinusgenerator, 1000 Hz, og over højttaleren tilsluttes et oscilloskop.

Med oscilloskopet kan det nu undersøges, om der er »cross-over«. Så vil udgangssignalet se ud som vist. Hvis der er cross-over kan det mindskes ved at indstille på R2.



Samtidig stiger tomgangsstrømmen, og der indstilles, til der er et passende kompromis mellem lav tomgangsstrøm og minimal cross-over. For at kunne regulere til et passende resultat, kan det være nødvendigt ved nogle forstærkere at indsætte en ekstra diode i serieforbindelse med de to dioder.



Udgangstrinnet kan tåle en kortvarig kortslutning af højttalerudgangen. Det er almindeligt at indsætte emittermodstande på ca. 1Ω , og herved sikres udgangstransistoren yderligere.

Valg af transistorer

Det er vigtigt, at de to transistorer i udgangen »passer« til hinanden. Det vil sige, at de skal have samme strømforstærkning. De købes sammen i »komplementære par«. F.eks. AC187/188, BC328/338, BD135/136.

Beregning af udgangseffekt

Udgangssignalspændingen i en forstærker med to komplementære transistorer er afhængig af tilslutningsspændingen, U , og højttalerens impedans, R_L . Udgangsspændingen kan beregnes efter formlen:

$$P = \frac{U^2}{8 \cdot R_L}$$

Eks. $U = 9\text{ V}$, $R_L = 4\Omega$

$$P = \frac{9 \cdot 9}{8 \cdot 4} = \frac{81}{32} = 2,53\text{ W} \approx 2,5\text{ W}$$

Ændres tilslutningsspændingen til den dobbelte, $U = 18\text{ V}$.

$$P = \frac{18 \cdot 18}{8 \cdot 4} = \text{ca. } 10,13\text{ W} \approx 10\text{ W}$$

Samme beregninger med en 8Ω højttaler.

$$U = 9\text{ V}$$

$$P = \frac{9 \cdot 9}{8 \cdot 8} = 1,27\text{ W} \approx 1,25\text{ W}$$

$$U = 18\text{ V}$$

$$P = \frac{18 \cdot 18}{8 \cdot 8} \approx 5\text{ W}$$

U	4Ω	8Ω
9 V	2,5 W	1,25 W
18 V	10 W	5 W

Det ses, at bliver spændingen den dobbelte, bliver effekten fire gange så stor.

Det ses også, at den afsatte effekt i en 8Ω højttaler er den halve af den effekt, der vil afsættes i en 4Ω højttaler.

I praksis vil vi ikke få så høje tal. U_{CE} går ikke til 0 V.

I udgangstrinet med 1Ω emittermodstande målt U_{UD} til 5 Vss ($8\Omega HT$).

$$U = 9 \text{ V.}$$

Herfra trækkes $U_{CE sat}$, måtnings-spændingen for transistoren. Den er måske 1,5 V. Det giver for de to transistorer et spændingsfald på 3 V.

Endvidere afsættes der over R_E ca. 0,5 V. U bliver da: $9 \text{ V} - 3,5 \text{ V} = 5,5 \text{ V}$

$$P = \frac{5,5^2}{8 \cdot 8} = 0,47 \text{ W}$$

Målt effekt.

$$U_{UD} = 5 \text{ Vss} = 1,8 \text{ Veff}$$

$$I_{RL} = \frac{1,8 \text{ V}}{8\Omega} = 0,225 \text{ A}$$

$$P = U \cdot I$$

$$P = 1,8 \cdot 0,225 = 0,4 \text{ W}$$

RC-led

Diagrammet viser en LF forstærker.

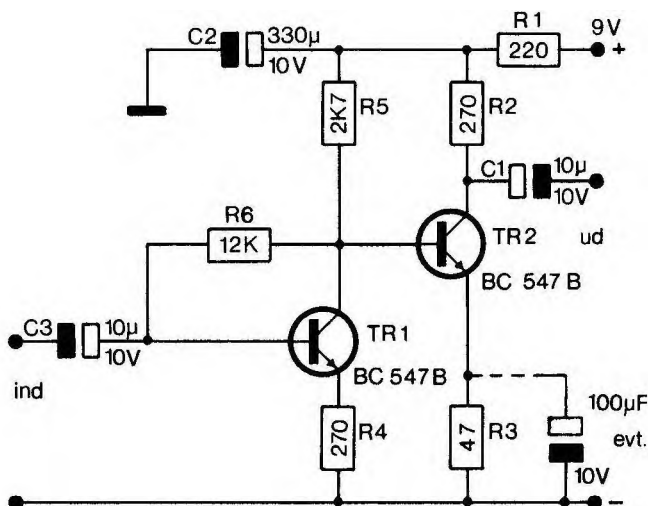
Vi ser på diagrammet, at den første komponent, signalet kommer til på forstærkeren, er en kondensator. Iøvrigt er der mange kondensatorer i forstærkeren. Hvilken betydning har nu disse kondensatorer?

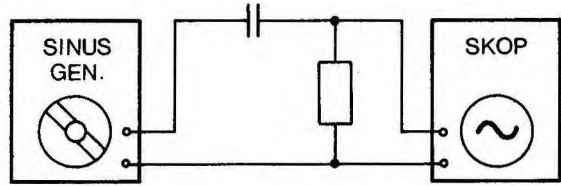
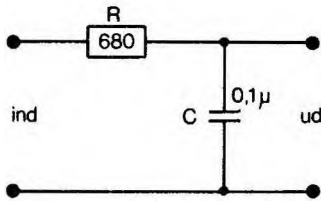
Kondensatoren tillader ikke jævnstrøm at passere, men kun vekselstrøm. Denne forstærker er AC koblet. (AC = alternating current = vekselstrøm. DC = direct current = jævnstrøm).

Kondensatoren i indgangen af forstærkeren danner sammen med et par modstande et RC led.

Vi danner et RC led af en modstand (R) med en resistans på 680 ohm og en kondensator (C) med en kapacitans på $0,1 \mu\text{F}$.

Til indgangen af RC leddet sluttes en sinusgenerator og til udgan-





gen et oscilloskop (eller vekselspændingsvoltmeter). Frekvensgangen varieres nu fra 10 Hz til 100 kHz, og vi måler spændingen på udgangen og sammenligner den med indgangsspændingen.

Vi vælger at lade sinusgeneratorens udgangsspænding være $0,8 V_{ss}$. (V_{ss} betyder spændingsforskellen målt fra maksimum til minimum på sinuskurven). På oscilloskopet måles spændingen i V_{ss} . På et voltmeter måles spændingen i V_{eff} (effektiv spænding).

Der måles nu ved 10 Hz, ved 100 Hz, 500 Hz, 1000 Hz osv., hvor stort signal der slipper igennem RC ledet. De målte værdier indsættes i et skema, og der tegnes en kurve over sammenhørende værdier:

På kurven ses, at de lave frekvenser går udæmpede igennem. Når frekvensen når op over 500 Hz, sker der en dæmpning af signalet. Jo længere vi når op i frekvens, jo større bliver dæmpningen.

Da kun de lave frekvenser får lov at passere, kaldes denne udformning af RC leddet for et lavpasfilter.

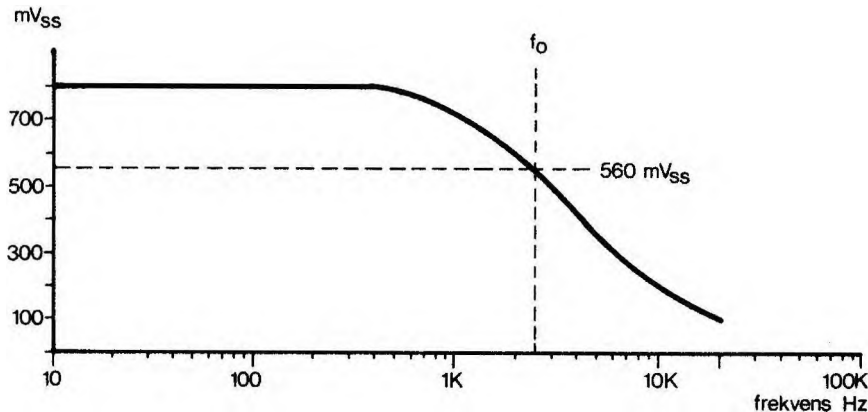
På kurven er det markeret, hvor signalet er blevet 0,7 gange indgangssignalet.

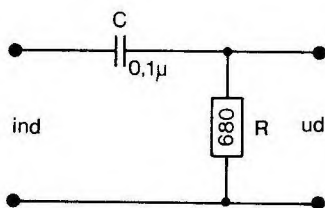
$$0,7 \times 800 \text{ mV} = 560 \text{ mV}$$

$$0,7 \text{ gange er lig } -3 \text{ dB}$$

Signalet er blevet dæmpet 3 dB.

Denne frekvens, 2500 Hz, hvor dæmpningen er 3 dB, kaldes afskærningsfrekvensen og betegnes med f_0 .





Der byttes nu om på R og C, og på samme måde som før måles dæmpningen ved forskellige frekvenser på denne udformning af RC leddet. Der tegnes som før en kurve over sammenhørende værdier.

Nu er det de lave frekvenser, der dæmpes. De høje får lov at passere uhindret. Det er et højpasfilter. 3 dB dæmpningen indtræder igen ved 2500 Hz.

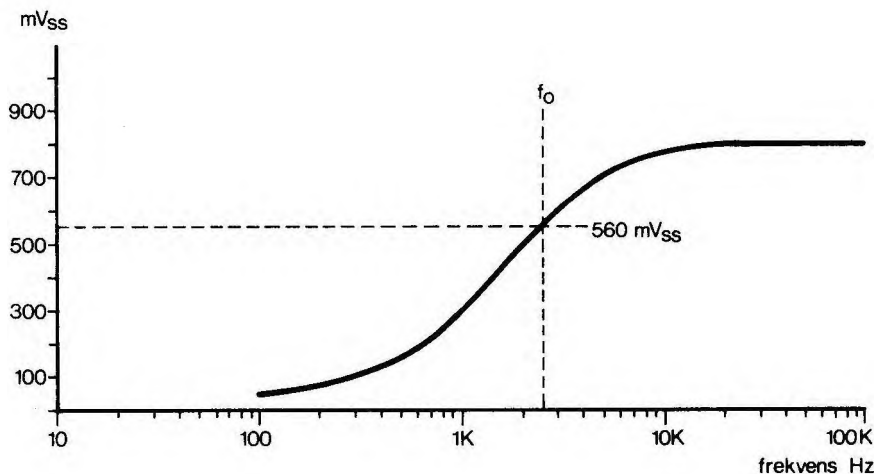
Teorien bag RC-leddet

Hvorfor går det nu sådan?

Kondensatoren yder modstand over for vekselstrøm. Det betegnes med reaktans. Jo højere frekvens, jo større reaktans. De to komponenter, modstanden og kondensatoren, kan altså betragtes som to modstande ved vekselstrøm. Den første har en fast resistans, mens den andens reaktans varierer med frekvensen.

De to »modstande« er serieforbundne.

Ved lave frekvenser er reaktansen af C meget stor. Ved 100 Hz er den for en $0,1 \mu\text{F}$ kondensator på ca. 15000 ohm. Det, vi måler ved lavpasfilteret, er spændingsfaldet over kondensatoren, og det vil blive meget stort. (Spændingsfaldet over to modstande i serieforbindelse deles i



forhold til modstandenes resistans).

Når reaktansen af kondensatoren bliver lig med resistansen af modstanden, er spændingen over hver af dem lig med 0,7 gange indgangsspændingen. Da de to spændinger er 90° faseforskudt fra hinanden, kan man ikke addere spændingerne på simpel vis. Spændingen på udgangen bliver ikke den halve indgangsspænding, men $0,7 \times V_i$, dvs. 3 dB dæmpet.

Beregning af f_0

Afskæringsfrekvensen for et RC led kan beregnes efter denne formel:

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi R C}$$

$\pi = \frac{22}{7}$, R er resistansen i ohm, C er kapacitansen i Farad.

$$R = 680 \text{ ohm}$$

$$C = 0,1 \mu\text{F} = 0,0000001 \text{ F}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \frac{22}{7} \cdot 680 \cdot 0,0000001} \\ = \text{ca. } 2340 \text{ Hz}$$

Ved målinger fandt vi frem til $f_0 = 2500 \text{ Hz}$, så det svarer ikke helt til det beregnede 2340 Hz. Det skyldes, at begge komponenter har en tolerance (afvigelse) på 10%.

Tre RC-led

Vi sammensætter tre RC-led til et filter.

Til indgangen af filteret tilsluttes en sinusgenerator, og på udgangen måles spændingen med et AC volt-meter eller et oscilloskop.

Frekvensgangen varieres nu fra 10 Hz til 20 kHz, og vi måler på udgangsspændingen, idet indgangsspændingen (fra sinusgeneratoren) forventes at være konstant i hele området.

Der kan så tegnes en kurve, der viser frekvensgangen. Kurven vil få et meget skarpere »knæk« ved afskæringsfrekvensen end de kurver, vi viste sidste gang.

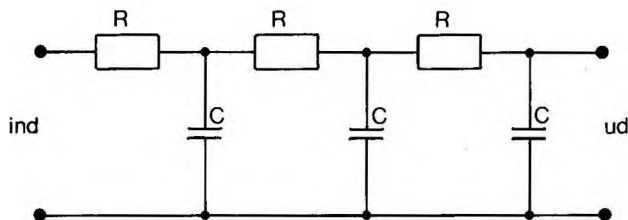
Med et enkelt RC-led vil dæmpningen pr. oktav være 6 dB.

En oktav er en fordobling af frekvensen.

Ved lavpasfilteret var udgangsspændingen ved afskæringsfrekvensen, f_0 , lig med 560 mV. Det var ved 2500 Hz. Ved 5000 Hz var den 6 dB lavere = ca. 280 mV og ved 10000 Hz igen 6 dB lavere = ca. 140 mV.

Kobles to RC led sammen, fås en dæmpning på 12 dB pr. oktav, og med tre RC-led bliver dæmpningen 18 dB pr. oktav.

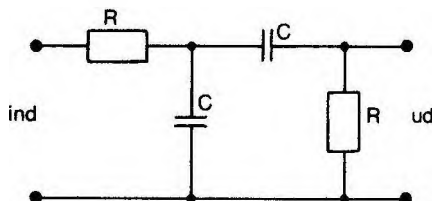
18 dB var ifølge tabellen en dæmpning på 9,94 gange. Dvs. at



signalet for hver oktav bliver ca. 10 gange mindre.

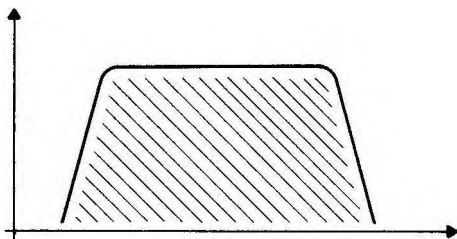
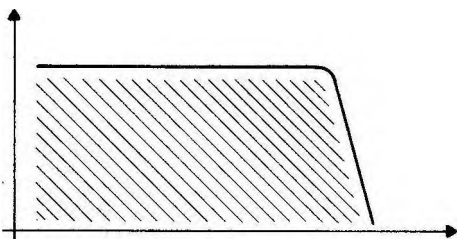
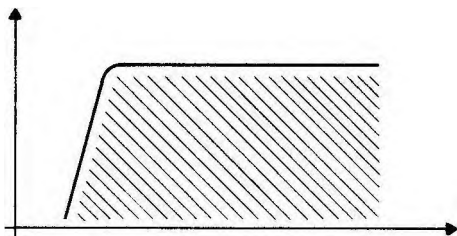
Med et signal ved 2500 Hz på 1 V vil signalet så ved 5000 Hz være ca. 100 mV, ved 10 kHz ca. 10 mV og ved 20 kHz ca. 1 mV.

Lavpas – højpas filter



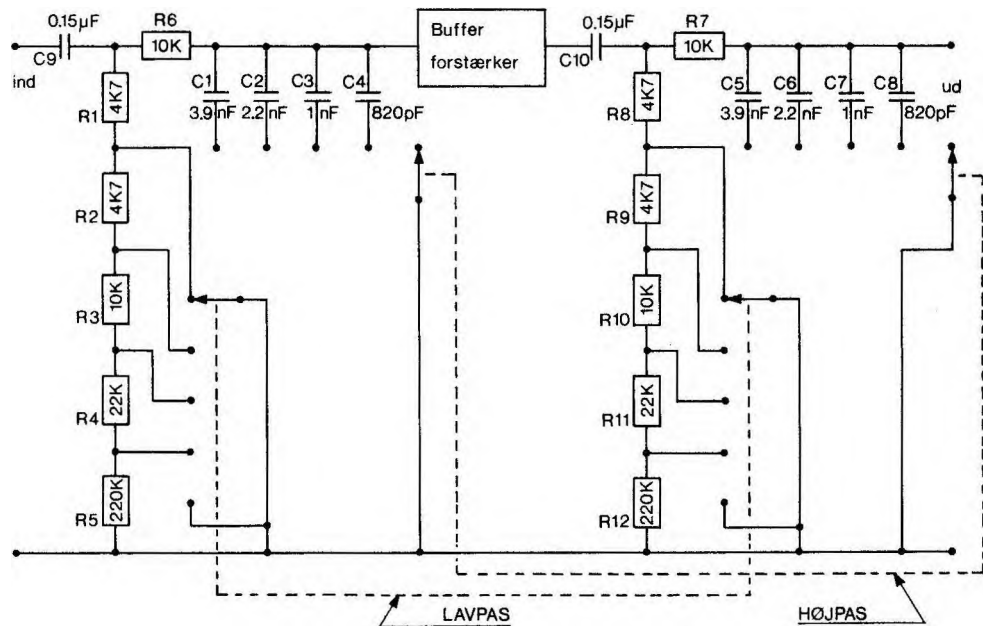
Kobles et lavpas og et højpas filter sammen, kan man få et selektivt filter, der kun tillader visse bestemte frekvenser at passere. Det kan være et filter, hvor kun talefrekvensområdet kommer igennem. For at forstå tale er det kun nødvendigt at have frekvensområdet fra 300 Hz til 3000 Hz. Det bliver så det, vi forstår ved »telefonkvalitet«.

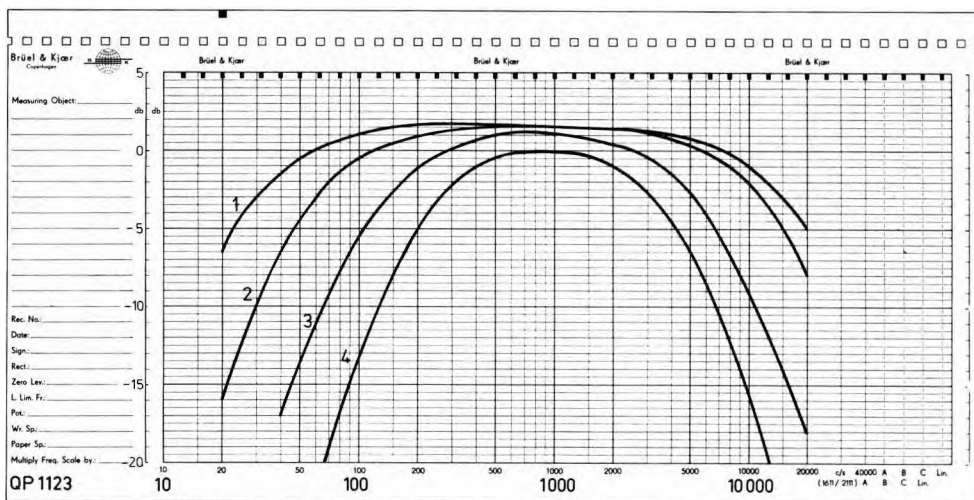
Filteret kan laves med et lavpasfilter med $f_0 = 3000$ Hz og et højpasfilter med $f_0 = 300$ Hz. På den måde får vi kun frekvenserne fra 300 Hz til 3000 Hz med.



Variabel lavpas/højpas filter

Dette diagram stammer fra Philips. Det består af 2 RC filtre. Mellem dem er indkoblet en forstærker (buffer forstærker). Med en dobbeltomskifter (2×5 stillinger) kan lavpasfilteret varieres og dermed afskæringen af de høje frekvenser. En anden dobbelt omskifter sørger for variation af højpasfilteret og dermed afskæringen af de lave frekvenser.





Her ses kurver over frekvensgangen for lavpas/højpasfilteret ved de fem stillinger af omskifteren. I den første stilling går signalet udæmpet igennem ved alle frekvenser. Ved aflæsning af -3dB punkter ses følgende dæmpning.

Kurve 1. 40 Hz til 11 kHz ikke dæmpet.

Kurve 2. 80 Hz til 9 kHz ikke dæmpet.

Kurve 3. 160 Hz til 4,5 kHz ikke dæmpet.

Kurve 4. 270 Hz til 3,2 kHz ikke dæmpet.

Kurve 4 vil give den telefonkvalitet, man kender, når man forsøger at sende musik via telefon.

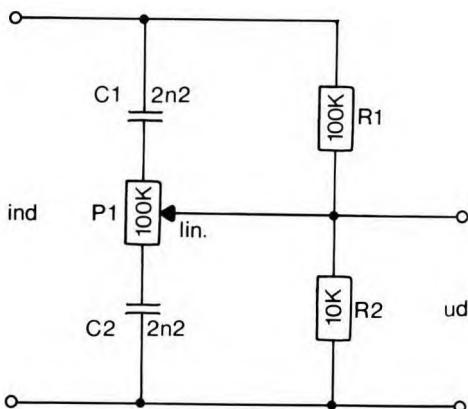
Tonekontrol

Vi har tidligere set, at en kondensator spærrer for de lave frekvenser (bassen) og lader de høje frekvenser (diskanten) gå uhindret igennem. Vi har set, hvad der sker, når en mod-

stand og en kondensator sammenkobles til et RC led. Denne gang vil vi sammenkoble en variabel modstand – et potentiometer – og faste kondensatorer.

Diskantkontrol

Tegningen viser et sådant kredsløb. Lad os følge signalets gang gennem kredsløbet.



Hvis potentiometerarmen (P1) er helt oppe, sker der følgende:

Diskanten passerer uhindret C1 og går til udgangen.

Mellemtonerne dæmpes noget, men går også gennem C1.

Bassen kan ikke passere C1, men må gå til udgangen gennem modstanden R1 med resistansen $100\text{k}\Omega$. Resultatet er, at vi får hævet de højeste frekvenser – diskanten.

Når potentiometret er drejet helt ned, vil diskanten enten gå gennem P1 eller R1, og via C2 direkte til nul. Vi har dæmpet de højeste frekvenser. Det er en diskantsænkning.

Med kredsløbet kan vi således hæve eller sænke diskanten.

Baskontrol

Her ses et andet kredsløb med et potentiometer (P2) på 100K lin., to faste modstande på $4\text{K}7$ og en kondensator på 39 nF .

Vi følger igen et signal gennem kredsløbet. Hvis potentiometerarmen er helt oppe, passerer de lave frekvenser gennem R3 til udgangen.

Mellemtonerne og diskanten går fra R3 gennem C3 og R4 til stel.

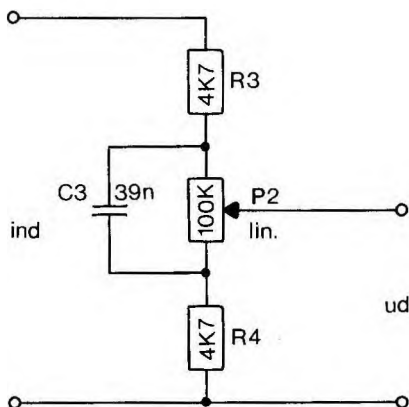
Vi har hævet bassen.

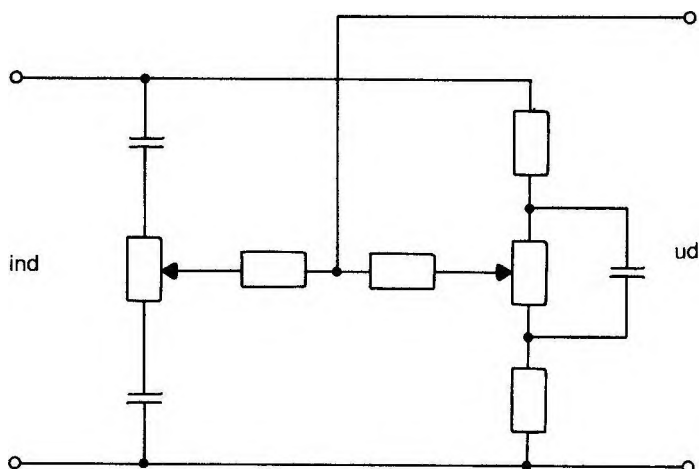
Med potentiometerarmen helt nede må de lave frekvenser gå gennem R3 og hele potentiometerstrækningen, og signalet svækkes. Mellemtonerne og de høje frekvenser passerer gennem C3 uden om den store resistans i potentiometret, men går så gennem den lille modstand til nul.

Vi har dæmpet de lave frekvenser.

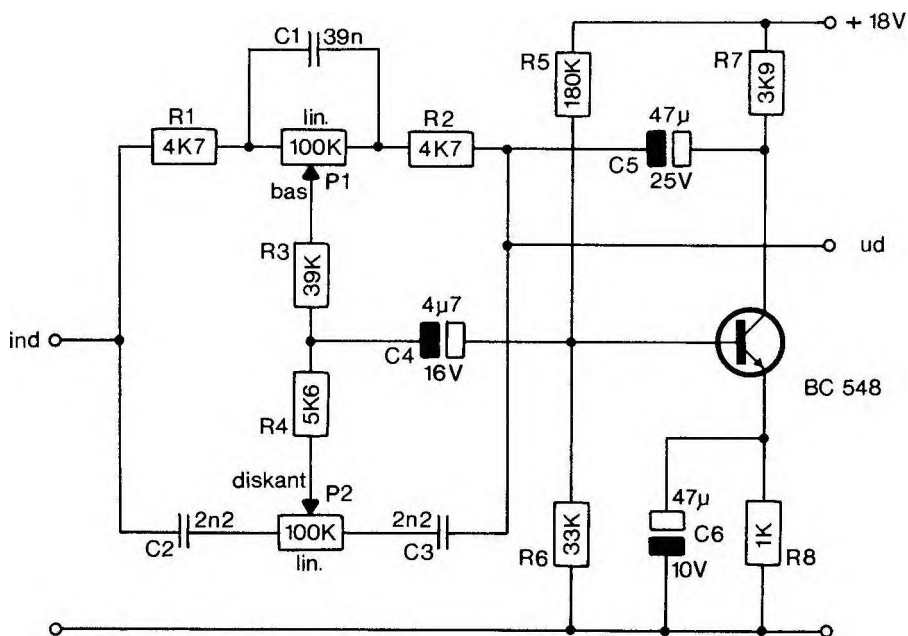
Vi har sænket bassen.

Med kredsløbet kan vi således hæve eller sænke bassen.





Princip i diskant-baskontrol



Aktiv tonekontrol

Vi kan nu koble kredsløbene sammen til ét kredsløb.

R1 og R2 er udeladt, og udgangssignalet tages over en spændingsdeleler af to modstande.

Med dette kredsløb har vi en kombineret diskant- baskontrol.

Hele signalet, der passerer denne tonekontrol, bliver dæmpet en del, og man kan så kompensere for dette ved at forstærke signalet op igen med et forstærkertrin.

Uden forstærkertrin kaldes tonekontrollen for en *passiv tonekontrol*. Med et forstærkertrin har vi en *aktiv tonekontrol*.

Tegningen viser tonekontrollen med et forstærkertrin efter. (Philips).

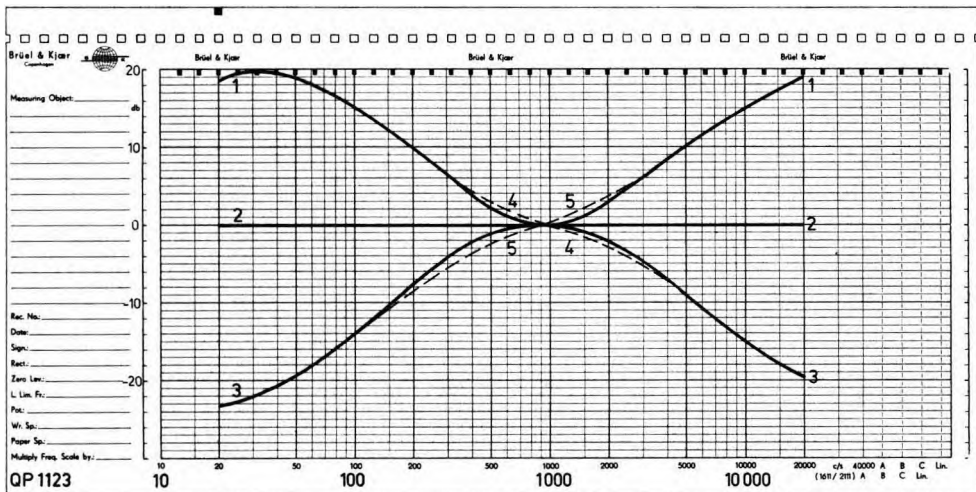
Forstærkertrinet er en BC548 (BC148, BC108 e.l.), der er kraftigt modkoblet. Dvs. der føres signal tilbage fra kollektor til basis i mod-

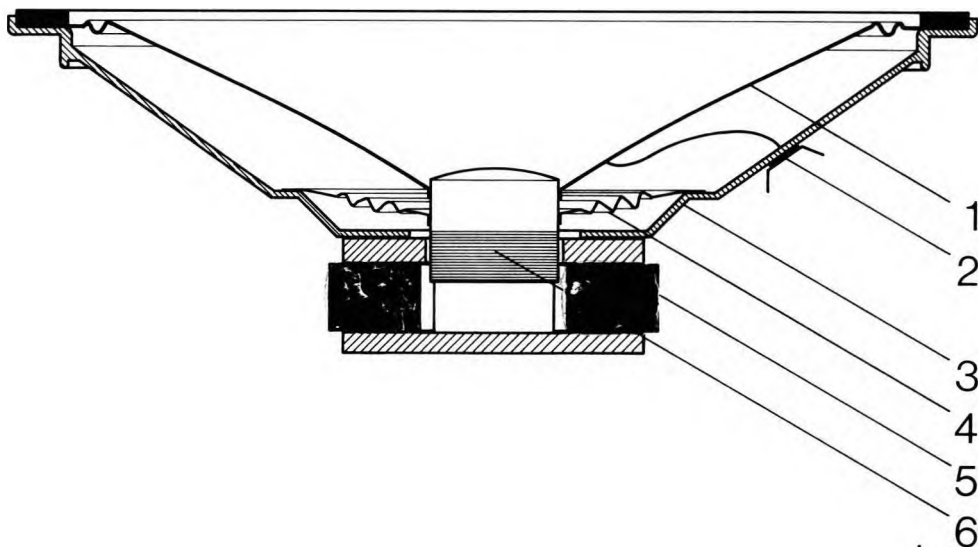
kobling.

Denne tonekontrol udmærker sig ved en meget lille forvrængning.

Ved indgangssignaler på mindre end 250 mV er den totale forvrængning (d_{tot}) mindre end 0,1%. Den stiger til 0,85% ved et udgangssignal på 2 V ved 12500 Hz.

Tegningerne viser frekvenskarakteristikken for tonekontrollen. Kurve 1 viser frekvensgangen med maksimum bas- og diskantbævnning. Kurve 2 er frekvensgangen med potentiometrene i midterposition. Kurve 3 viser frekvensgangen med maksimum bas- og diskantsænkning. I kurve 4 er der maksimum bashævning og maksimum diskantsænkning, og i kurve 5 er det omvendt maksimum bassænkning og maksimum diskantbævnning.





Højttaleren

Højttaleren er en mekanisk enhed, der omsætter elektriske svingninger til lydsvingninger.

Her ses en tegning af en gennemskåret højttaler, og man ser her de vigtigste dele, højttaleren er bygget op af.

1. membran, 2. terminaler, 3. kurv, 4. centreringskive, 5. magnet (ferrit), 6. spole.

Vi kan sige, at højttaleren mekanisk er bygget op af to enheder, nemlig magnetsystem på kurv og membran med spole. Der benyttes flere magnetsystemer.

Der kan være tale om ferritmagnet og lukket magnet af TV typen. Den sidste kaldes TV type, fordi den ofte anvendes i fjernsyn. Magneten i denne type er pakket ind i en stålcylder, og den magnetiske ud-

stråling fra systemet er meget lille.

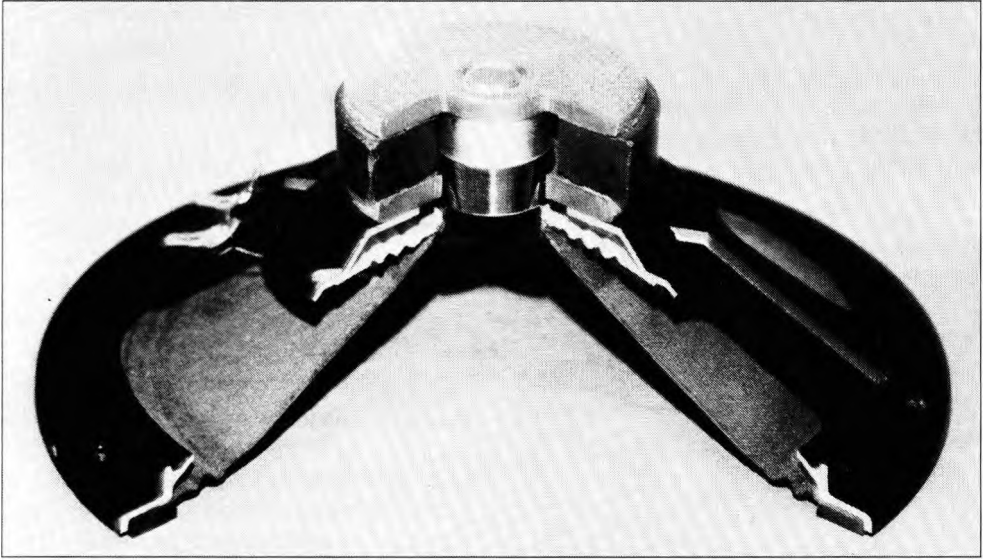
En ferrittype med stort magnetfelt vil kunne forstyrre afbøjningen i billedrøret i fjernsynet.

Når der gennem spolen i højttaleren sendes et sinusformet signal med en frekvens på 1000 Hz, vil spolen svinge frem og tilbage omkring magneten med en frekvens på 1000 Hz.

Spolen er fastgjort på membranen, der således også sættes i svingninger.

Membranen sætter luften i svingninger, og de når trommehinden i vort øre. Den svinger så med frekvensen 1000 Hz. Vi hører tonen 1000 Hz.

En højttaler har mange mangler. Det er ikke lykkedes at lave en højttaler, der med samme styrke kan gengive de frekvenser, vort øre kan opfange. Dvs. frekvenser fra ca. 30



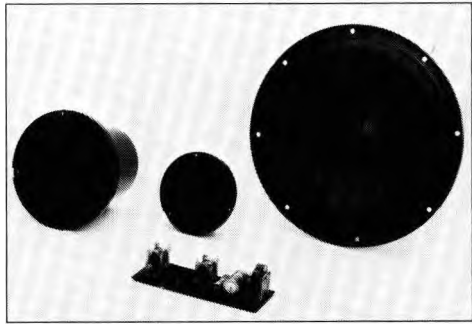
Hz til ca. 20000 Hz.

For at få gengivet hele området, må man bruge to eller flere højttalere af forskellig udformning.

Til de laveste frekvenser fra 40-500 Hz bruges en bashøjttaler. Den har ofte en diameter på 20-30 cm. Jo større diameter, membranen har, jo lavere frekvenser kan den gengive. En bashøjttaler kaldes en »woofer«.

Mellemtoneområdet 500-4000 Hz gengives af en mellemtonehøjttaler. Den kaldes en »squaker«. Her er membrandiameteren ca. 10 cm.

De højeste toner kan gengives af en diskant højttaler. Den kaldes en »tweeter«.



Højtone, mellemtone og bas højttalere sammen med delefilter.

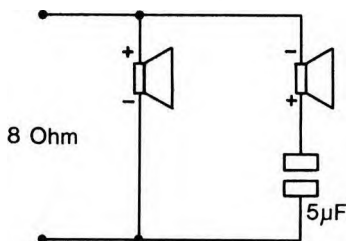
Delefilter

Et delefilter er et filter, der i højttalersystemet sørger for, at en højttaler kun får tilført de frekvenser, den kan behandle.



Måling på højttaler i lyddødt rum.

Delefilter med kondensator



Her ses et simpelt delefilter. Systemet består af to højttalere, hvor den første behandler frekvenser op til 2400 Hz. Den anden behandler frekvenser over 2400 Hz. Hele frekvensområdet tilføres den første højttaler.

I serie med den anden højttaler er der tilsluttet en kondensator på 5 μF .

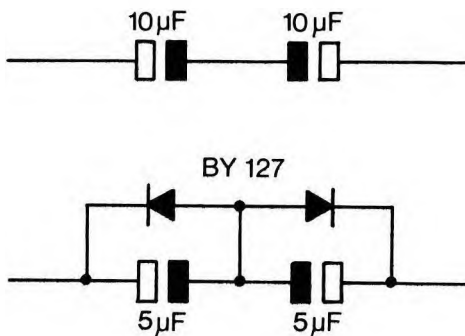
En kondensator spærrer for de lave frekvenser og lader de høje passere.

Kondensatoren afskærer således de lave frekvenser fra at nå frem til diskanthøjttaleren.

Kondensatoren er på 5 μF . Det skal være en bipolar kondensator. En almindelig elektrolytkondensator kan ikke anvendes.

To elektrolytkondensatorer kan sammensættes til en bipolar kondensator, hvis de serieforbindes som vist. To 10 μF kondensatorer i serieforbindelse giver en 5 μF kondensator.

Med to 5 μF (4,7 μF) kondensatorer kan man også lave en »bipolar«. Over hver kondensator er der en diode (BY127) forspændt i spærreretningen.



Delefilter med spole og kondensator

En kondensator spærrer for de lave frekvenser.

En spole virker lige modsat, og den lader de lave frekvenser passere, men spærrer for de høje frekvenser.

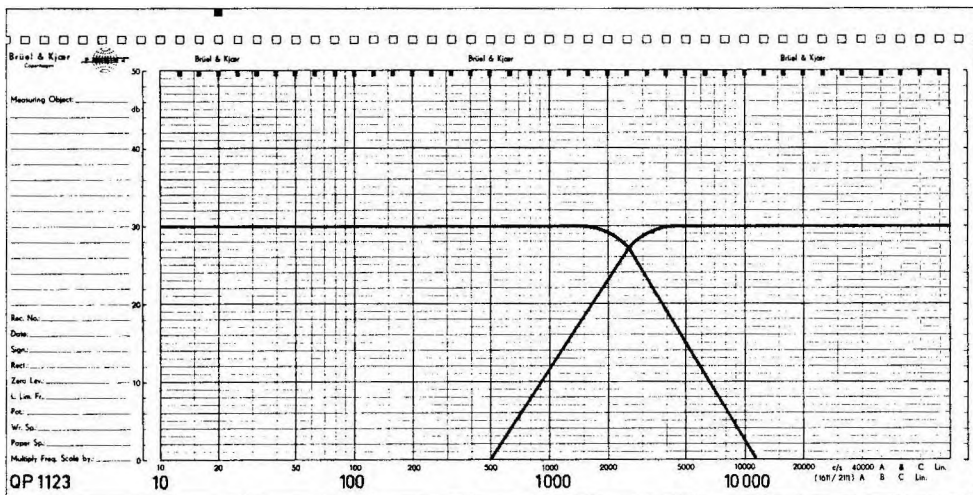
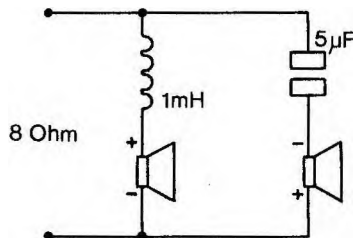
Dette udnyttes i delefilteret.

En spole med en selvinduktion (induktans) på 1 mH er tilsluttet i serieforbindelse med bashøjttaleren, og en kondensator på 5 μF er tilsluttet i serieforbindelse med diskanthøjttaleren.

Dette filter deler ved 2400 Hz. Dæmpningen ses på kurvetegningen. Spolen og kondensatoren dæmper begge 6 dB pr. oktav.

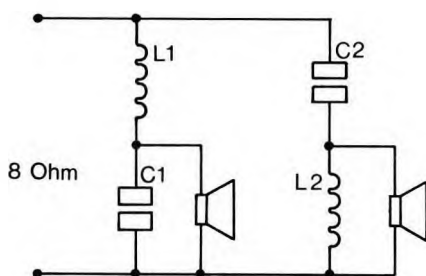
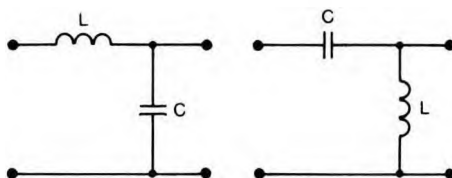
En oktav er en frekvensfordobling.

Ved 2400 Hz er dæmpningen 3 dB. En oktav højere ved 4800 Hz er dæmpningen 9 dB. Ved 9600 Hz er dæmpningen 15 dB.



Delefilter med LC-led

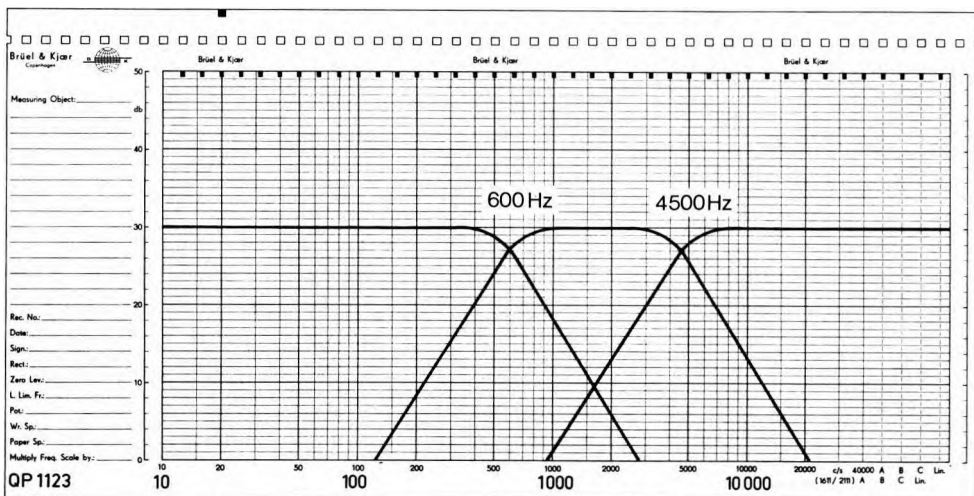
Et LC led kan som et RC led udformes som et højpas eller et lavpas filter.



Dæmpningen ved et LC led er den dobbelte af dæmpningen ved et RC led. Dæmpningen udgør 12 dB pr. oktav.

Et lavpas- og et højpasfilter er særdeles fint som delefilter i et højtaltersystem.

Tegningen viser udformningen af et sådant.

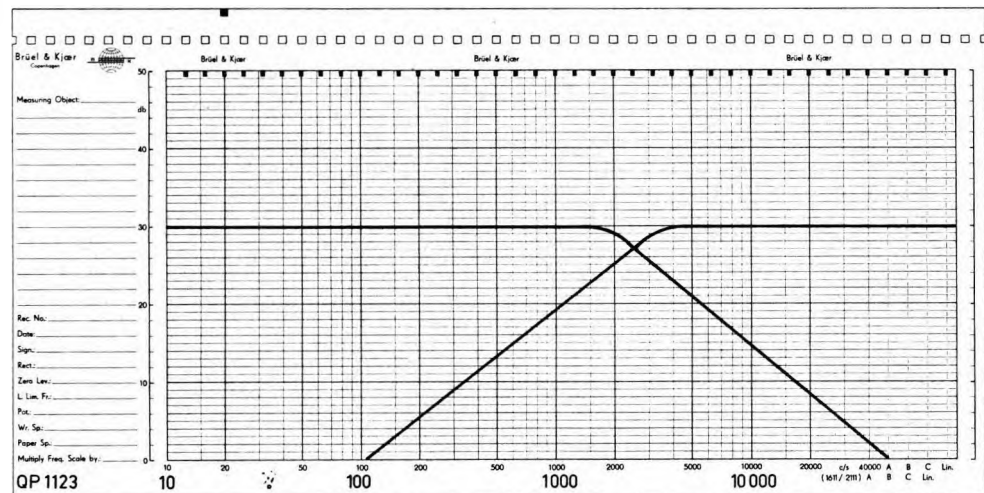
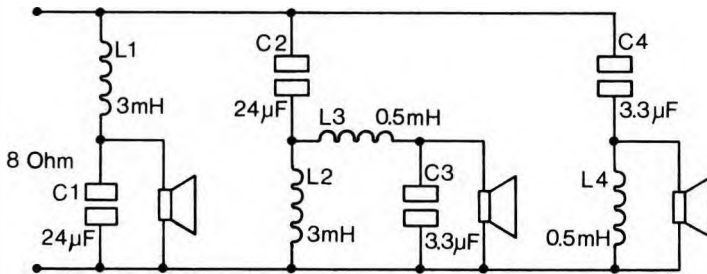


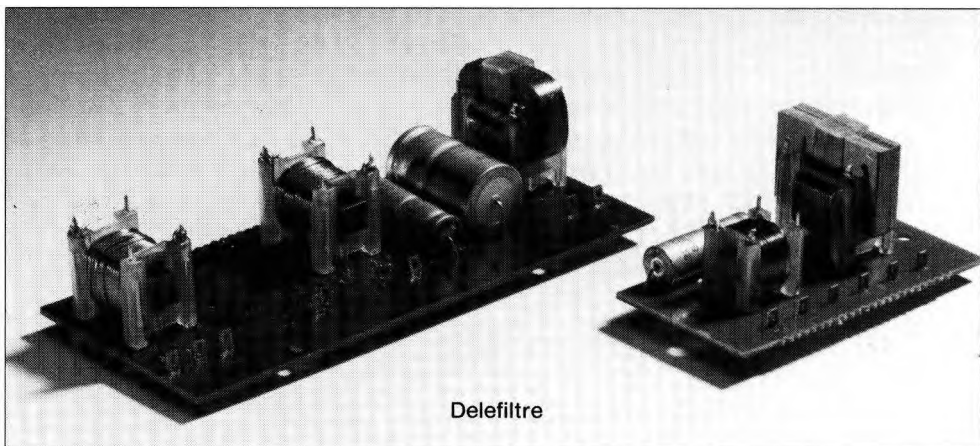
3-vejs delefilter

Højttalersystemer til Hi-Fi anlæg opbygges ofte af tre højttalere, en bas-, en mellemtone- og en diskant-højttaler. Skal det laves helt rigtigt, må et delefilter bestå af et lavpasfilter til bassen, et båndfilter til mellemtonerne og et højpasfilter til diskanten.

L1C1 danner et lavpasfilter, der skærer ved 600 Hz. Frekvenser over 600 Hz bliver dæmpet 12 dB/oktav.

L2C2 er et højpasfilter, der skærer ved 600 Hz. L3C3 er et lavpasfilter, der skærer ved 4500 Hz. Sammen danner de et båndfilter, der uden for området 600 Hz-4500 Hz dæmper frekvenserne med 12 dB/oktav.



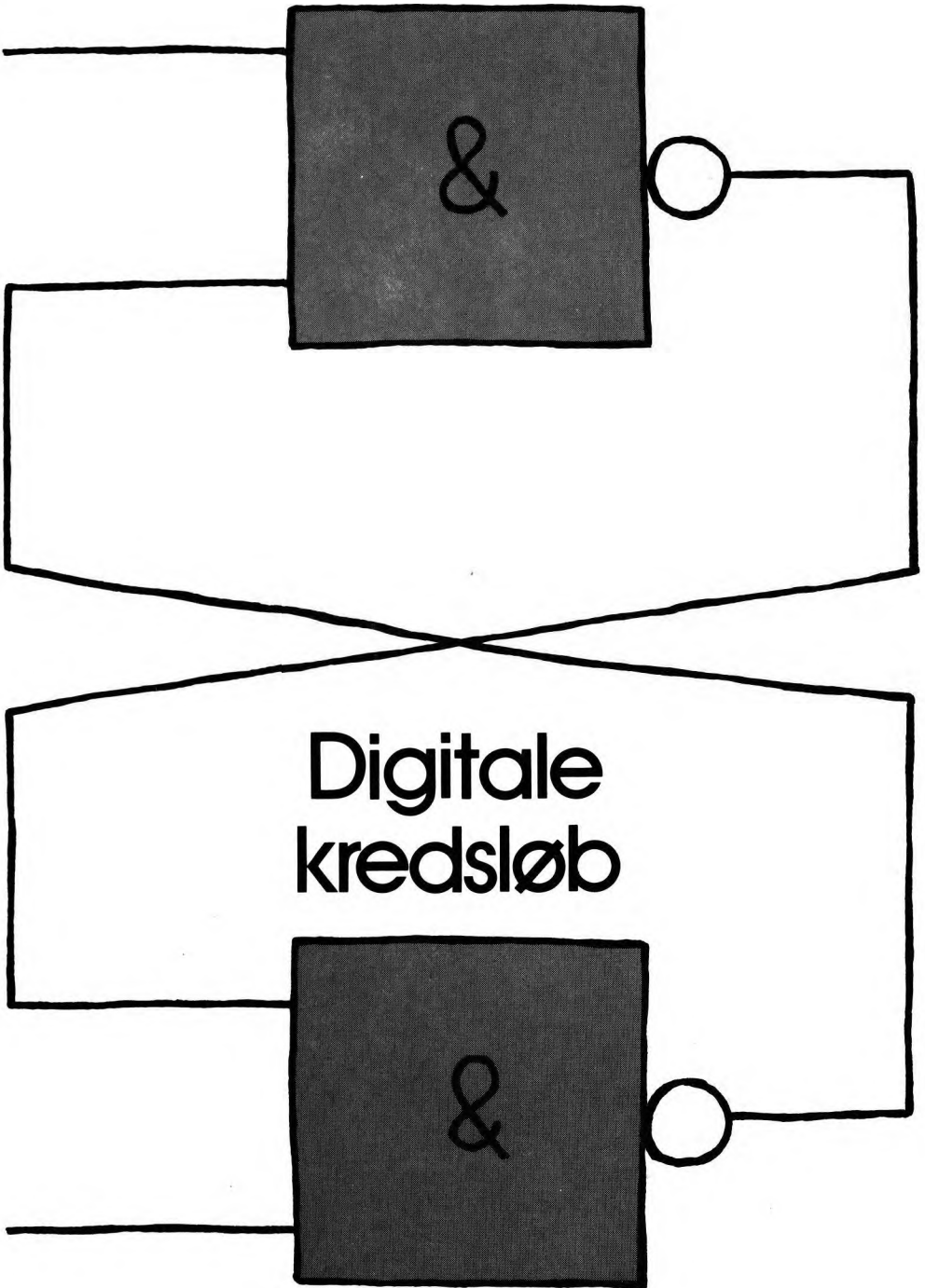


Delefilter

L4C4 er et højpasfilter, der skærer ved 4500 Hz.

Vil man afprøve et filter med tonegenerator og oscilloskop, kan man i stedet for at bruge højttalere erstatte dem med faste modstande på 8Ω .

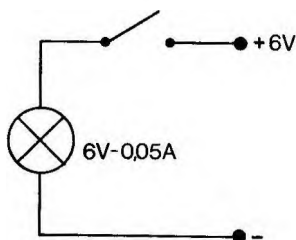
Højttalere har ikke over hele frekvensområdet en impedans på 8Ω .



Astabil multivibrator

Transistoren som switch-afbryder

Vi har set på to af transistorens funktioner: transistoren som switch og transistoren som signalforstærker. I den digitale elektronik vil vi kun beskæftige os med transistorens switch-funktion og se på de mange muligheder, det frembyder.



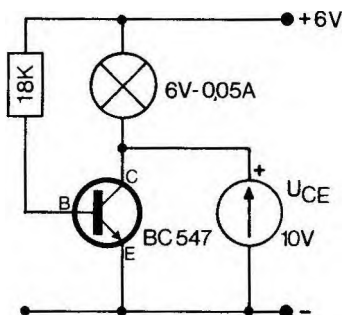
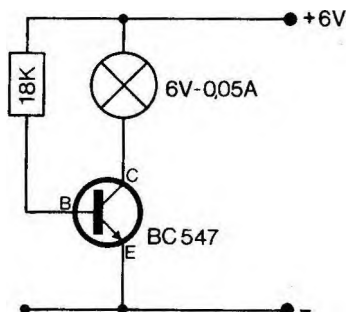
Diagrammet viser en opstilling med en strømkilde, en afbryder og en glødelampe. Når afbryderen slutes, går der en strøm gennem glødelampen, og den lyser. Vi kan sige, at den er ON (engelsk for: i funktion).

Når vi afbryder strømmen gennem glødelampen, lyser den ikke. Vi siger, at den er OFF (engelsk for: afbrudt).

På samme måde kan vi se på en opstilling med en transistor, der kan være ON eller OFF.

Kollektor er gennem en glødelampe forbundet til plus, emitter er forbundet til minus, og basis er gennem en modstand forbundet til plus.

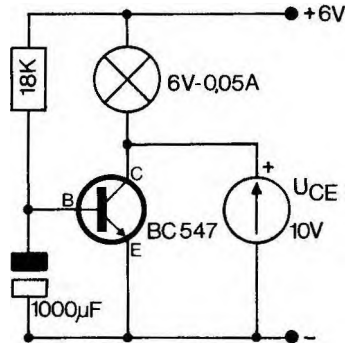
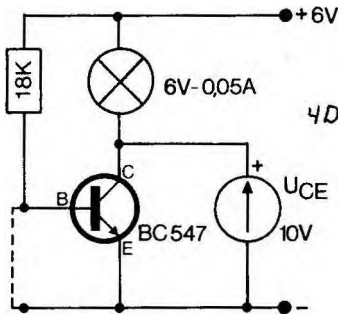
I denne opstilling går der en strøm gennem transistoren, glødelampen lyser. Transistoren er ON.



Når et voltmeter forbindes fra kollektor til emitter, måler vi U_{CE} – kollektor-emitter spændingen. U_{CE} er meget lille, den er næsten nul volt, og der går strøm gennem glødelampen. Over den vil der så være et spændingsfald på (næsten) 6 V.

Basis forbindes nu med en ledning til minus. Når basis bliver nul, kan der ikke længere gå strøm gennem transistoren, og den er OFF. Glødelampen lyser ikke.

Når der ikke går strøm gennem glødelampen, bliver der heller ikke noget spændingsfald over den. Vi ser derfor, at U_{CE} stiger til 6 V, der er tilslutningsspændingen.



Vi har her set på transistoren i ON og OFF stillingen, og da det er et meget vigtigt forsøg, vi netop har gennemført, må vi huske resultatet heraf.

Når transistoren er ON, er $U_{CE} = 0 \text{ V}$.

Når transistoren er OFF, er $U_{CE} =$ tilslutningsspændingen (6 V).

Transistoren har arbejdet som switch, og der er kun to muligheder. Enten er transistoren ON, ellers er den OFF.

Transistoren styret af en kondensator

Vi kan prøve at gøre en transistor ON/OFF med en kondensator.

Når en kondensator tilsluttes en spændingskilde, oplades den og kan »gemme« på spændingen som et batteri. Det vil vi benytte os af.

Vi oplader en elektrolytkondensator på $1000 \mu\text{F}$ ved at tilslutte den en spændingskilde (husk at forbinde plus på kondensatoren til plus).

Den opladede kondensator forbindes nu med minus til basis på transistoren og plus til emitter.

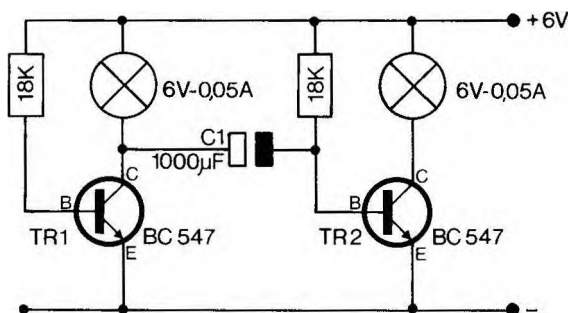
Transistoren bliver OFF, da basis er gjort negativ, og den vil vedblive at være OFF, til kondensatoren igen er afladet. Når dette er sket, bliver transistoren igen ON.

Vi kan således styre transistoren med en kondensator.

Det samme forsøg gennemføres nu med en elektrolytkondensator på $100 \mu\text{F}$ og derefter med en på $10 \mu\text{F}$.

Vi vil her se, at transistoren bliver OFF i kortere tid afhængig af kondensatorens kapacitans. Jo mindre kapacitans, jo hurtigere bliver kondensatoren op- og afladet.

Transistoren styret af en anden transistor



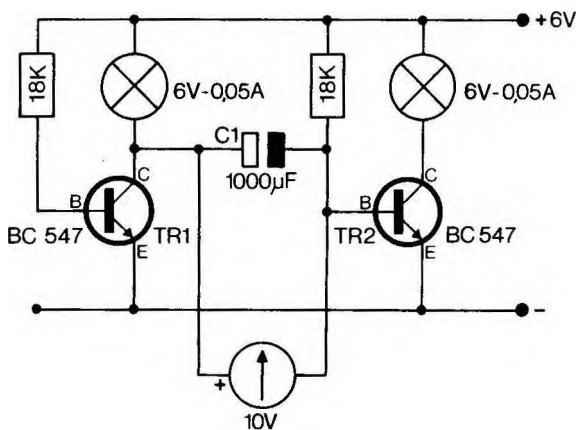
Vi danner nu opstillingen med to transistorer.

Det er samme transistoropstilling, som vi hidtil har arbejdet med, blot har vi nu to transistorer i samme opstilling. Fra kollektor på den ene transistor (TR1) til basis på den anden transistor (TR2) er der forbundet en elektrolytkondensator på 1000 μ F. Minus forbindes til basis. Når opstillingen tilsluttes spændingskilden, lyser begge glødelamper. Både TR1 og TR2 er ON.

Basis på TR1 forbindes til minus, og TR1 bliver OFF. Når forbindelsen afbrydes, bliver TR1 igen ON, men nu bliver TR2 OFF. Efter et stykke tid bliver TR2 igen ON. Det må være kondensatoren, C1, der har gjort TR2 OFF, og dette vil vi undersøge nærmere.

Et voltmeter forbindes over kondensatoren med plus til kollektor på TR1 og minus til basis på TR2.

TR1 og TR2 er begge ON og U_{CE}



for TR1 er derfor 0 V. U_{BE} for TR2 er 0,7 V. Over kondensatoren er der således en spænding på -0,7 V, og måleinstrumentet vil give udslag til den forkerte side.

Nu gør vi TR1 OFF ved at forbinde basis til minus. U_{CE} stiger så til 6 V, og spændingen over kondensatoren stiger samtidig til en spændingsforskel på 5,3 V, idet kondensatoren oplades.

Forbindelsen fra basis på TR1 til minus afbrydes, og TR1 bliver ON. U_{CE} bliver 0 V. Kondensatoren gør nu basis på TR2 negativ og dermed TR2 OFF. Det svarer til forsøget, hvor vi gjorde basis negativ med en opladet kondensator.

TR2 forbliver OFF, til kondensatoren er afladet.

To transistorer styrer hinanden (astabil multivibrator)

Vi så, at TR1 kunne styre TR2 med en kondensator. Vi beholder denne opstilling med en kondensator C1 (1000 μ F) fra kollektor på TR1 til basis på TR2.

Fra kollektor på TR2 forbindes nu en kondensator C2 (1000 μ F) til basis på TR1.

Opstillingen tilsluttes spændingskilden, og nu begynder glødelamperne IL1 og IL2 at lyse skiftevis. Det er en blinker, som vi kender den fra fodgængerovergange, et »Torontolys«.

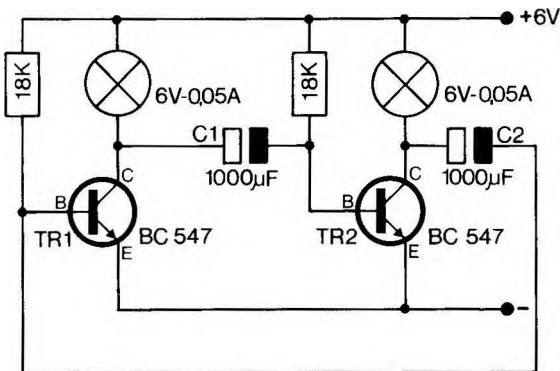
Når TR1 er ON, er TR2 OFF og omvendt. Når TR1 er ON, holdes TR2 OFF med kondensatoren C1. Når TR2 er OFF, bliver kondensatoren C2 opladet.

Når C1 er afladet, bliver TR2 igen ON, og C2 gør nu TR1 OFF.

Herved oplades C1 igen.

Således skifter den hele tiden frem og tilbage med en bestemt takt. Svenskerne kalder denne opstilling for en vippe, en astabil vippe. Det korrekte navn er en astabil multivibrator.

Den astabile multivibrator er medlem af familien af multivibratoer, som vi skal se nærmere på i denne bog, og vi vil se på, hvilke anvendelser vi kan have af de forskellige slags »vipper«.



Ændring af blinkfrekvensen for den astabile multivibrator

Den astabile multivibrator blinkede meget langsomt. Vi vil nu prøve at ændre på blinkfrekvensen.

C1 og C2 havde begge en kapacitans på 1000 μF . De erstattes af to elektrolytkondensatorer med en kapacitans på 100 μF .

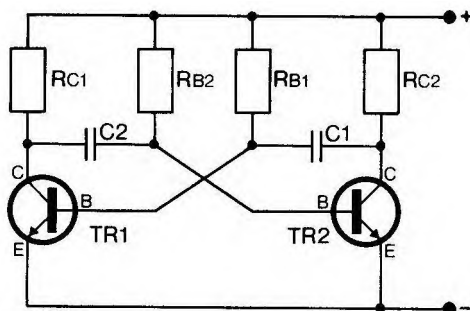
Når opstillingen tilsluttes spændingskilden, ser vi, at glødelamperne blinker hurtigere end før.

C1's og C2's kapacitans er blevet mindre (100 μF). Det betyder, at kondensatorerne hurtigere lades op og hurtigere aflades. Herved får vi den højere blinkfrekvens.

Hvis C1 og C2 er kondensatorer med en kapacitans på 10 μF eller 1 μF , bliver blinkfrekvensen så høj, at vi ikke kan se, at glødelamperne blinker. Vi kan blot se, at de lyser svagere.

Variationer af den astabile multivibrator

Blinkere

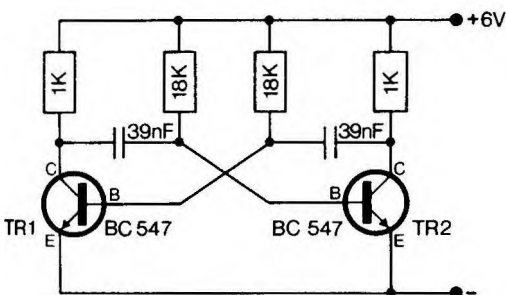
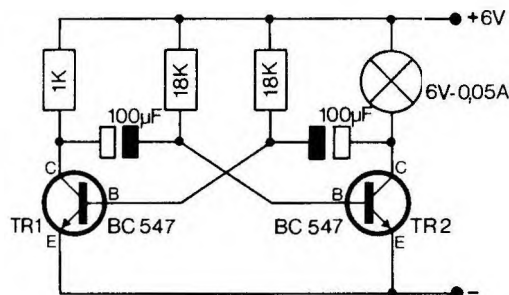


TR1 er her tegnet spejlvendt. Det gør det lettere at tegne opstillingen. For at få så få krydsende ledninger som muligt er basismodstanden tegnet som vist. I kollektorledningerne havde vi før glødelamper. De er her tegnet som modstande.

TR1's kollektormodstand betegnes R_{C1} , og dens basismodstand betegnes med R_{B1} .

På denne måde vil vi fremover tegne en astabil multivibrator.

I den astabile multivibrator kan vi prøve at erstatte den ene glødelampe, IL1, med en fast modstand på 1K. Så får vi en blinker med én glødelampe. Hvis begge glødelamper erstattes med modstande på 1K, har vi stadig en astabil multivibrator. Vi kan blot ikke se, at den skifter, men et voltmeter tilsluttet fra kollektor til minus ved den ene eller begge transistorer ville vise, at den astabile multivibrator stadig arbejder som før.



På tegningen genkender vi også den astabile multivibrator.

Her er C1 og C2 valgt til 39 nF, og det betyder, at multivibratoren skifter med en meget høj frekvens. Den skifter ca. 1000 gange pr. sekund.

Dette er vi ikke i stand til at opfatte med øjet, så hvis opstillingen havde været med glødelamper, ville vi blot kunne konstatere, at de lyste svagere. Med et oscilloskop kan vi se, at opstillingen fungerer. Oscilloskopet tilsluttes mellem kollektor og minus på en af transistorerne.

Et skift på 1000 gange pr. sekund kan vi opfatte med øret, hvis det blot omsættes til lydsvingninger. Det sker, når der tilsluttes en højttaler (højohms) eller en hovedtelefon mellem kollektor og minus ved en af transistorerne. Vi vil så høre en tone på 1000 Hz. Det er den tone, fjernsynet sender, når der sendes prøvebillede.

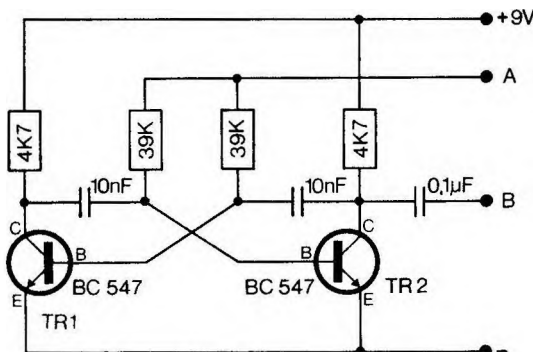
Højttaleren kan også tilsluttes mellem kollektor på de to transistorer.

I begge tilfælde skal der i serie med højttaleren være en kondensator, C3, med en kapacitans på 0,1 μF eller mindre. Den spærrer for jævnstrøm, men lader vekselstrøm passere. 1000 Hz tonen er et vekselstrømssignal.

Tonegenerator med variabel frekvens

Diagrammet viser en »normal« astabil multivibrator, blot er basismodstanden ikke lagt til plus – multivibratoren »kører« ikke.

Hvis punktet A lægges til plus, får vi positiv spænding på basis af tran-



sistorerne, og hvis vi ved B og minus tilslutter en hovedtelefon, en højohms højttaler eller en forstærker hører vi, at multivibratoren svinger. Frekvensen er ca. 1830 Hz.

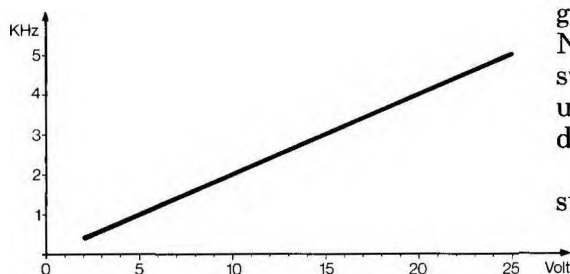
Ledningen fra A til plus afbrydes nu, og i stedet tilsluttes A og minus til en anden spændingskilde, f.eks. et batteri på 4,5 V.

Vi får nu en dybere tone ud.

Hvis vi tilslutter A og minus en højere spænding end 9 V, f.eks. 12 V, bliver tonen højere end den oprindelige.

Der kan indsættes et potentiometer (evt. trimmepotentiometer) fra plus til minus. Midterbenet af potentiometret forbindes til A. Tonehøjden kan nu reguleres med potentiometret, og den astabile multivibrator kan anvendes som elektronisk musikinstrument.

Ved at benytte en variabel spændingskilde til at »forsyne« A, kan spændingen over A og minus varieres. Prøv blot at sætte spændingen op til 30-40 V. Det viser sig, at tonegeneratoren er lineær over et meget stort område. Det vil sige, at hvis spændingen på A bliver 1 V større, bliver tonen måske 150 Hz højere. 2 V højere spænding giver så en tone, der er 300 Hz højere.



Har man en frekvenstæller til sin rådighed, kan denne astabile multivibrator bruges som voltmeter. Den spænding, man ønsker at måle, sættes ind på A og minus. Resultatet (i form af en tone – en frekvens) kan aflæses på frekvenstælleren. Dette er princippet i et digital-voltmeter.

Regulering af frekvensen med potentiometer

Tonegeneratoren kan også reguleres med et potentiometer fra A til plus. Et potentiometer (eller trimmepotentiometer) på 100K er passende til opstillingen. Det giver en god regulering af tonehøjden.

Regulering af frekvensen pr. »håndkraft« – eller en løgnedetektor

Føres et par ledninger fra A og plus ud, kan man få tonegeneratoren til at sige noget ved at kortslutte disse to ledninger.

Tager man en ledning i hver hånd, virker man selv som basismodstand (ufarligt). Der er stor resistans, derfor dyb tone.

Har man fugtige hænder, bliver resistansen mindre og tonen højere.

Tonegeneratoren kan således virke som løgnedetektor. Den »anklagede« holder en ledning i hver hånd. Når han får stillet et spørgsmål, han svarer usandt på, begynder han ubevidst at svede lidt i hænderne, og det regulerer på tonehøjden.

På samme måde kan vi bruge opstillingen til fugtighedskontrol.

Regulering af frekvensen med lys

Hvis der mellem A og plus anbringes en LDR modstand (lysafhængig modstand), kan vi regulere tonehøjdene med lys.

Når LDR modstanden bliver belyst, er resistansen i den meget lille, så lille, at det svarer til, at A er lagt til plus.

Blot en hånd foran lysgiveren giver en dybere tone.

Bedst er det at indbygge LDR modstanden i et mørkt plastrør eller paprør. Hvis man lukker helt af for lyset til den, bliver resistansen i den meget stor – tonen bliver meget dyb.

op og ned i frekvens i takt med den førstes frekvens. Vi har konstrueret en sirene.

I den første astabile multivibrator er der anvendt kondensatorer på $4,7 \mu\text{F}$. Hvis disse værdier ændres, kan sirenen køre mere eller mindre »hid-sigt«, alt efter ens temperament. Ændringer (med potmeter) af R_2 eller R_3 vil også ændre på sirenen. Endelig betyder opladningskondensatorens (C_3) størrelse også noget.

Hvis man mener, at naboen også skal have glæde af sirenen, kan der over B og minus kobles en forstærker på. De forbindes til grammofon- eller mikrofonindgangen.

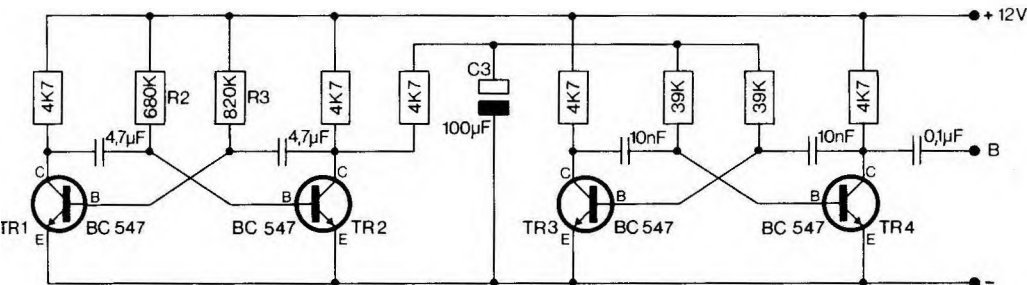
Ellers kan man klare sig med en højhøjttaler.

En astabil multivibrator styrer en anden multivibrator

Spændingen til A kan også tages fra en anden astabil multivibrator. Den nye multivibrator, vi har sat foran, arbejder på en lav frekvens.

Spændingen over den anden transistors kollektor varierer i takt med frekvensen. Kondensatoren C_3 lades således op hele tiden og aflades af den anden multivibrator.

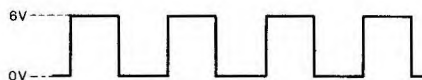
Den anden multivibrator vil køre



Beregning af frekvens ved den astabile multivibrator

Impulsgeneratorer

Vi har set, at den frekvens, den astabile multivibrator svinger med, afhænger af kondensatorerne C1 og C2. Basismodstandene har også indflydelse.



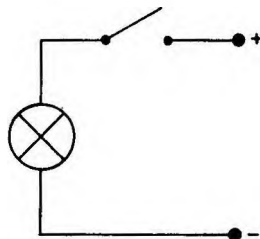
TR1 og TR2 er skiftevis ON og OFF, og betragter vi spændingsvariationerne over kollektor på et oscilloskop, vil vi se et impulstog som på tegningen.

Det er en række firkantimpulser, der dog ikke er så pæne som her tegnet.

Når spændingen er 6 V, er transistoren OFF. Vi siger blot, at spæn-

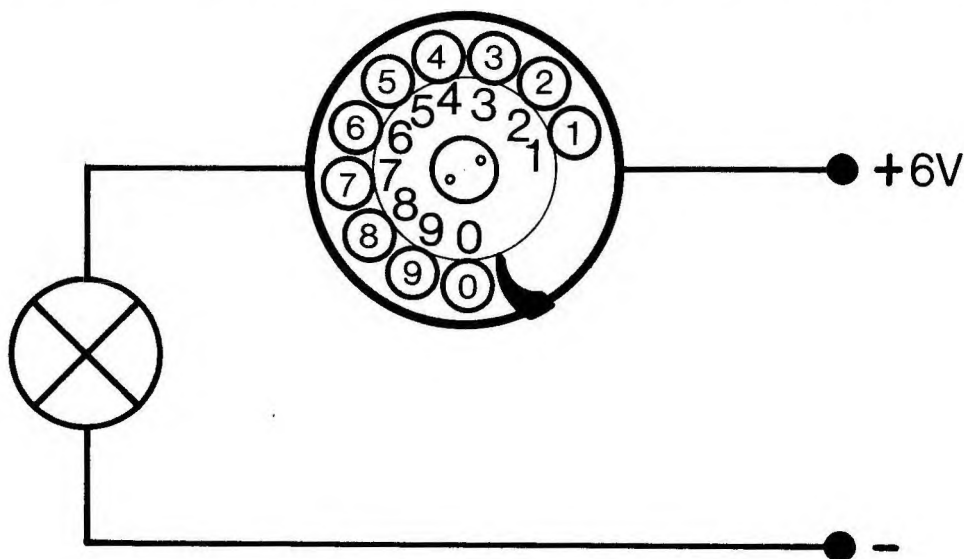
dingen er HØJ. Når transistoren bliver ON, falder spændingen til 0 V. Vi siger, at spændingen er LAV.

En HØJ og en LAV spænding er en firkantimpuls. Den kunne vi også frembringe på denne måde:



Afbrydes og sluttet spændingen til opstillingen meget hurtigt, vil det give spændingsvariationer over glødelampen. Den blinker. På et oscilloskop vil disse spændingsvariationer ses som firkantimpulser.

En drejeskive fra en telefon er også en afbryder. Når der drejes 5, af-



brydes en spændingskilde 5 gange. Vi får 5 impulser.

7 giver 7 impulser og 0 giver 10 impulser. Prøv at tilslutte en telefondrejeskive i serie med et batteri og en glødelampe. Telefondrejeskiven er en impulsgeber.

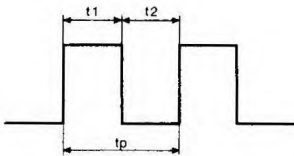
Den astabile multivibrator er også en impulsgeber.

Firkantimpulser

I firkantimpulsen er spændingen HØJ i t_1 sekunder og LAV i t_2 sekunder. En hel firkantimpuls varer således $t_1 + t_2$ sek.

Tiden t_1 og t_2 kan beregnes efter formlen:

$$t = 0,7 \cdot R \cdot C$$



0,7 er en konstant, R er basismodstandens resistans angivet i ohm, og C er kondensatorens kapacitans angivet i farad. Vi vil beregne blinkfrekvensen for en astabil multivibrator, hvor basismodstanden er 18K, og kondensatorerne er 1000 μF .

$$R = 18\text{K} = 18000 \Omega$$

$$C = 1000 \mu\text{F} = \frac{1}{1000} \text{F}$$

$$t = 0,7 \cdot 18000 \cdot 0,001 \text{ sek.}$$

$$t = 12,6 \text{ sek.}$$

Det vil sige, at glødelampen lyser i 12,6 sek. og er slukket i 12,6 sek.

Ved praktiske forsøg vil vi ikke få dette helt nøjagtigt. Modstandene har en tolerance på 5-10 %. Elektrolytkondensatorerne har almindeligvis en endnu større tolerance – 10 % + 50 %. Det vil sige, at en 1000 μF kondensator kan have en kapacitans fra 900 μF til 1500 μF .

På samme måde kan vi beregne den tid, glødelampen vil lyse, hvis kondensatorerne havde været på 100 μF , 10 μF og 1 μF .

Med 1000 μF lyser IL1 i 12,6 sek.

- 100 μF lyser IL1 i 1,26 sek.
- 10 μF lyser IL1 i 0,126 sek.
- 1 μF lyser IL1 i 0,0126 sek.

I tonegeneratoren var basismodstandene 18K, og kondensatorerne var på 39 nF.

$$t = 0,7 \cdot 18000 \cdot \frac{0,039}{1000000} \text{ sek.}$$

$$t = 0,0005 \text{ sek.}$$

$$t_1 = t_2 = 0,0005 \text{ sek.}$$

$$t_p = t_1 + t_2 = 0,001 \text{ sek.}$$

t_p er tiden for en svingning.

På 1 sek. får vi således: $\frac{1}{0,001}$

= 1000 svingninger.

Frekvensen er 1000 Hz.

Beregning af frekvensen ved tonegenerator med variabel frekvens

Vi kan beregne frekvensen, når punktet A er forbundet til plus 9 V.

$$t = 0,7 \cdot R \cdot C$$

$$t = 0,7 \cdot 39000 \cdot \frac{0,01}{1000000} \text{ sek.}$$

$$= 0,000273 \text{ sek.}$$

$$t_p = t_1 + t_2 = 0,000546 \text{ sek.}$$

På 1 sek. får vi:

$$\frac{1}{t_p} = \frac{1}{0,000546} = 1831,5 \text{ svingninger}$$

Tonegeneratorens frekvens er 1831 Hz.

Astabil multivibrator med usymmetriske impulser

Hvis overføringskondensatorerne i en astabil multivibrator ikke er lige store, får vi en astabil multivibrator, hvis impulser ikke er lige lange. Dvs. t_1 og t_2 ikke er lige store.

$$C_1 = 200 \mu\text{F}, C_2 = 100 \mu\text{F}$$

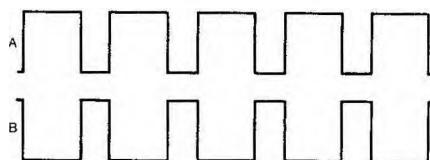
$$t_1 = 0,7 \cdot 18000 \cdot \frac{200}{1000000} \text{ sek.}$$

$$= 2,52 \text{ sek.}$$

$$t_2 = 0,7 \cdot 18000 \cdot \frac{100}{1000000} \text{ sek.}$$

$$= 1,26 \text{ sek.}$$

$$t_p = t_1 + t_2 = 3,78 \text{ sek.}$$



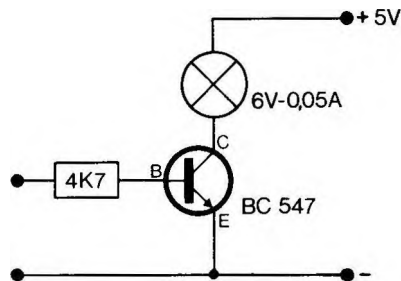
Ser vi på denne udgave af en astabil multivibrator på et oscilloskop, vil impulserne fra TR1 se ud som A, og impulserne fra TR2 se ud som B på tegningen.

På et dobbeltstråleoscilloskop kan vi se på impulserne fra TR1 og TR2 på én gang.

Lampedrivertrin

Med et voltmeter eller et oscilloskop kan vi måle, om et trin i en multivibrator er HØJ eller LAV. Vi har ikke brug for at vide, hvor stor spændingen er, blot om den er H eller L, og dette kan indikeres af et lampedrivertrin.

En glødelampe kan ikke tilsluttes direkte mellem kollektor på en transistor og minus, men vi må skyde en transistor ind imellem for at undgå at belaste transistoren. Denne opstilling med en glødelampe og en transistor kaldes et lampedrivertrin.

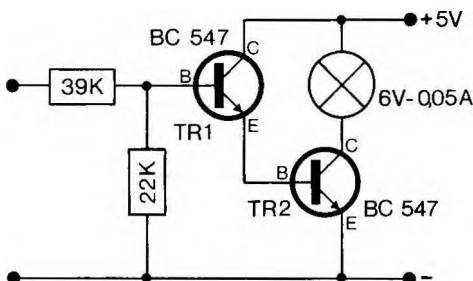


Kollektor er gennem en glødelampe forbundet til plus, emitter går til minus. I basis er der en modstand på 4,7 kΩ. Hvis modstanden forbindes til + 5 V, får transistoren positiv spænding på basis, og den trækker strøm. Glødelampen lyser.

Hvis basismodstanden forbindes til minus (eller svæver), er basis-spændingen nul volt, og der går ikke strøm gennem transistoren. Glødelampen lyser ikke.

Med dette lampedrivertrin kan vi måle, om spændingen er HØJ eller LAV. Når spændingen på indgangen er HØJ, lyser glødelampen.

Lampedrivertrin med 2 transistorer



Her er opbygget et lampedrivertrin med to transistorer.

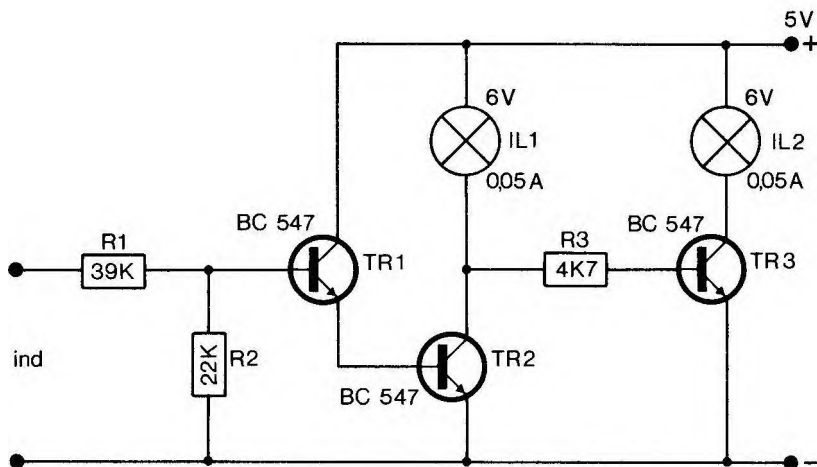
Transistoren BC547B har en strømforstærkning på ca. 300 gange. Det betyder, at strømmen i basis er 300 gange mindre end den strøm, der går i kollektor. Jo mindre strøm i basis, jo mindre belastes den transistor, der måles på.

Glødelampen trækker en strøm på ca. 50 mA. Det giver en basisstrøm på $0,167 \text{ mA} = 167 \mu\text{A}$.

Hvis to transistorer forbindes som vist, bliver trinets samlede strømforstærkning $= 300 \times 300 = 90000$ gange. Det betyder, at nu bliver basisstrømmen ikke ca. $167 \mu\text{A}$, men $0,5 \mu\text{A}$.

Lampedrivertrin, der kan vise HØJ – LAV

Kobles to lampedrivertrin efter hinanden, har vi en opstilling med to glødelamper. Er indgangen HØJ, lyser IL_1 . Hvis indgangen er LAV, lyser IL_2 . Her er opstillingen lavet med to forskellige lampedrivertrin.

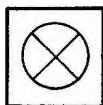


Begge trin kunne godt være enkle lampedrivertrin.

Når det, man måler på, er HØJ, lyser IL_1 , og U_{CE} på TR2 er så LAV. Dvs. at spændingen på TR3's basis-modstand er LAV. IL_2 lyser derfor ikke.

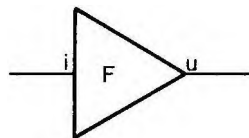
Hvis derimod det, der måles på, er LAV, lyser IL_1 ikke. U_{CE} på TR2 er så HØJ, og TR3 trækker strøm. IL_2 lyser. Denne opstilling viser således straks, om noget er HØJ eller LAV, om en transistor er OFF eller ON.

I det følgende har vi ofte brug for et lampedrivertrin, og vi vælger derfor at tegne et symbol herfor.



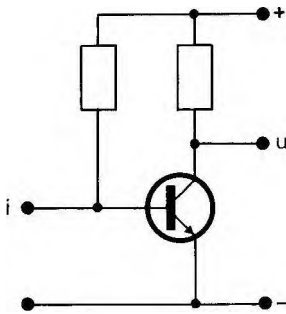
Bistabil multivibrator

Den astabile multivibrator er opbygget af to forstærkertrin, der styrer hinanden. To forstærkertrin kan imidlertid forbindes sammen på mange måder, og vi får herved multivibratorer med forskellige funktioner.



Det er lettere at se på funktionen af en multivibrator, hvis vi bruger et symbol, så lad tegningen være et symbol for et forstærkertrin. Indgang er basis, og udgang er kollektor.

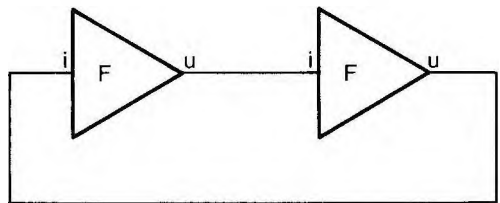
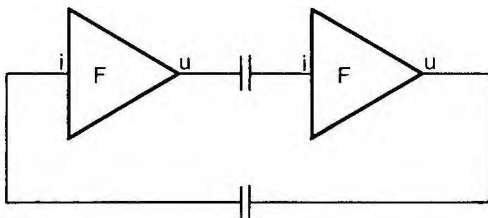
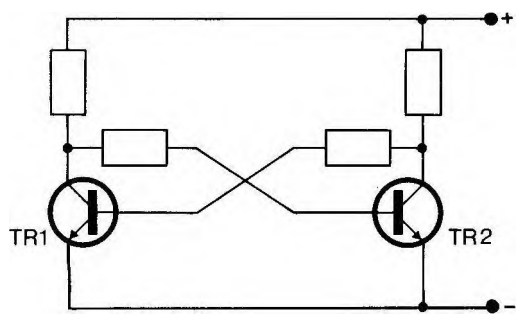
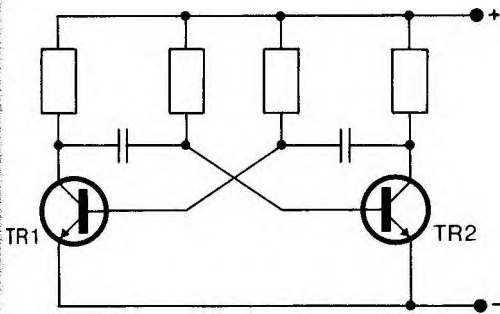
Den astabile multivibrator er to forstærkertrin, hvor udgang på det første trin er forbundet til indgang

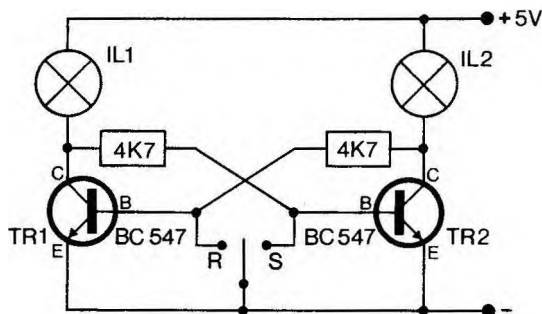
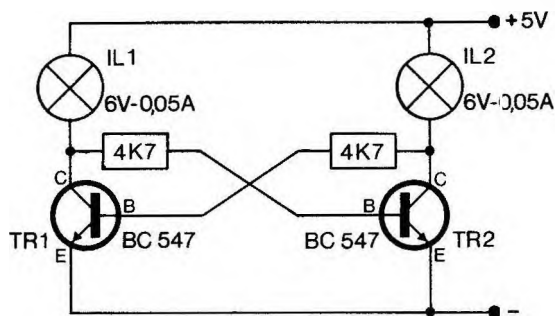


på det andet trin gennem en kondensator. Udgang på det andet trin er forbundet til indgang på det første forstærkertrin, også gennem en kondensator.

Hvis udgang på det første for-

stærkertrin forbindes direkte til indgang på det andet, og udgang på det andet forbindes direkte til indgang på det første forstærkertrin, kaldes opstillingen en *bistabil multivibrator*.





31 D

Vi skal prøve at undersøge funktionen af en bistabil multivibrator.

Vi antager, at TR2 er ON.

Når TR2 er ON, lyser IL2, og $U_{CE} = 0$ V. Det betyder, at TR1 ikke får nogen basisspænding, og den er OFF.

TR2 kan nu gøres OFF ved at forbinde basis til minus. Når TR2 går OFF, stiger U_{CE} til + 5 V. Det betyder HØJ spænding på TR1's basis nu, og TR1 bliver ON.

Når TR1 bliver ON, falder U_{CE} her til 0 V, og det betyder, at TR2 vedbliver at være OFF, også når vi fjerner ledningen fra basis til minus.

Hvis vi nu gør TR1 OFF, skifter opstillingen igen, og TR2 bliver ON.

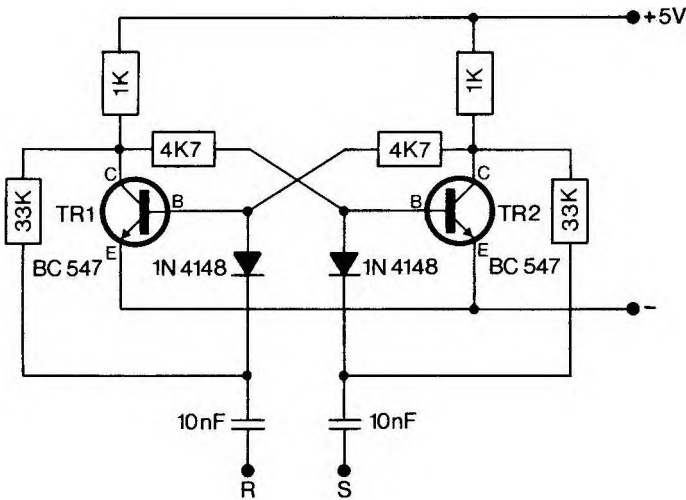
Den bistabile multivibrator er således meget forskellig fra den astabile multivibrator, der hele tiden skifter med en frekvens bestemt af værdierne for basismodstandene og overføringskondensatorerne.

RS flip-flop

En bistabil multivibrator kaldes også en flip-flop. Her er basis på TR1 og TR2 ført ud. Denne udformning kaldes en RS flip-flop. Flip-flop'en skifter, når enten R eller S forbindes til minus.

RS flip-flop med triggeretværk

I FF'en er glødelamperne i kollektor skiftet ud med faste modstande på 1k Ω . R og S indgangene er forsynet med et såkaldt triggeretværk. Det består af en kondensator og en modstand i et RC led. Fra udgangen af RC leddet går en diode til basis.

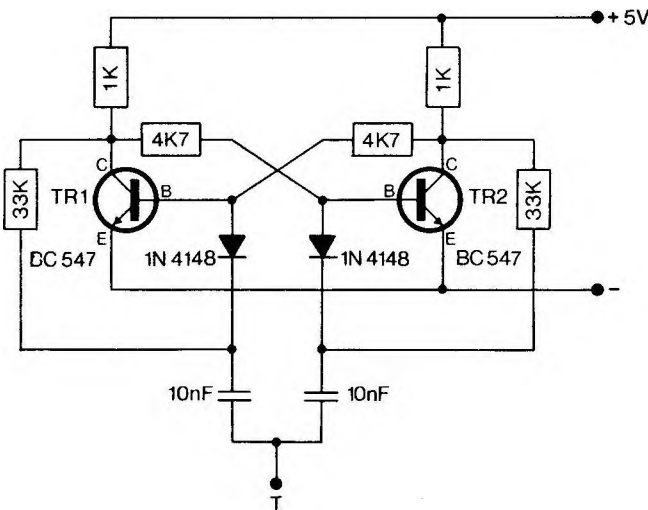


Når en firkantimpuls passerer et triggeret, bliver firkantimpulsen omdannet til en positiv og en negativ nåleimpuls. (Se herom i afsnittet: Firkantimpulser ved RC led).

Sendes en firkantimpuls ind ved R eller S, vil dioden spærre for den

positive nåleimpuls, mens den negative vil nå basis og gøre denne negativ. Hvis transistoren er ON, vil den skifte til OFF. Hvis transistoren i forvejen er OFF, sker der intet.

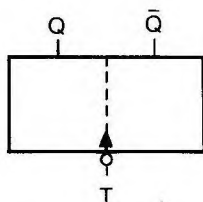
Vi kan derfor forbinde R og S.



T flip-flop

Her er R og S forbundet i punktet T. Hvis der til T kommer en firkantimpuls, vil den negative nåleimpuls straks gå til basis på TR1 og TR2. Den transistor, der er ON, skifter og går OFF.

T flip-flop'en skifter således hver gang, der kommer en firkantimpuls til T.

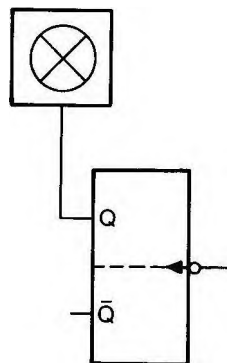


Her har vi et symbol for en T flip-flop.

Indgangen er ved T, og forbindelserne fra kollektor på TR2 og TR1 er ført ud og benævnt Q og \bar{Q} . \bar{Q} læses »Q inverteret«, og det betyder »det modsatte af Q«. Hvis Q (kollektor på TR2) er HØJ, er \bar{Q} (kollektor på TR1) LAV. Omvendt, hvis Q er LAV, er \bar{Q} HØJ. Internationalt bruges også H for HØJ (HIGH) og L for LAV (LOW), men man kan også i stedet for H skrive 1 og i stedet for L skrive 0.

Vi kan lave et skema, der viser Q og \bar{Q} .

Q	\bar{Q}
H	L
L	H

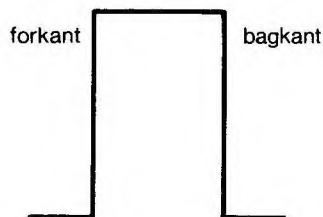


Et lampedrivertrin forbundet til Q vil lyse, når Q er H.

Hvornår skifter flip-flop'en?

Med en firkantgenerator kan vi undersøge, hvordan FF'en reagerer over for en firkantimpuls.

Hvis vi sender meget lange firkanter (firkantimpulser med lav frekvens) ind i FF'en, kan vi på et oscilloskop eller med et voltmeter se, hvornår FF'en skifter. Skifter den, når firkanten starter – ved forkant – eller skifter den, når firkantimpulsen slutter – ved bagkant?

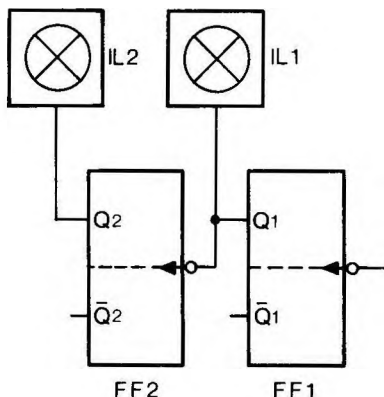


Det konstateres, at denne FF skifter ved bagkant. Det vil sige, at når indgangen har været H og bliver L, skifter FF'en.

To flip-flop's styrer hinanden

Som vi så, skifter Q hele tiden mellem H og L i takt med de impulser, der kommer på indgangen. Q er således en slags firkantgenerator, og vi kan prøve at forbinde to FF's, så indgangen på den anden FF er tilsluttet Q på den første.

Når vi starter, er Q1 og Q2 begge L, og vi sender en række firkantimpulser ind i FF1.



1. impuls får Q1 til at skifte fra L til H. IL1 lyser.

2. impuls. Q1 går fra H til L. IL1 slukkes.

Da indgangen på FF2 er forbundet til Q1, betyder det, at denne indgang går fra H til L, og det er det samme som en bagkant af en firkantimpuls. FF2 skifter, og Q2 bliver HØJ. IL2 lyser.

3. impuls. FF1 skifter. Q1 bliver H. FF2 bliver uforandret. IL1 og IL2 lyser.

4. impuls. FF1 skifter. Q1 bliver L. FF2 skifter. Q2 bliver L. IL1 og IL2 slukkes.

Dette kan vi stille op i skemaform:

Q2	Q1		IL2	IL1
L	L	start	⊗	⊗
L	H	1. impuls	⊗	⊙
H	L	2. impuls	⊙	⊗
H	H	3. impuls	⊙	⊙
L	L	4. impuls	⊗	⊗

Af skemaet kan vi se, at lyset i glødelamperne følger et bestemt system. Det er det binære talsystem, som vi skal se lidt nærmere på. Vi kan af skemaet konstatere, at IL1 skifter for hver impuls, mens IL2 skifter for hver anden.

Det binære talsystem

Til daglig regner vi i ti-talsystemet, hvor vi har ti forskellige tal 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. I et tal som 387 er der tre cifre.

Der er 7 enere, 8 tiere og 3 hundreder.

Vi skal her se på et andet talsystem, hvor der kun er to tal, 0 og 1. Med disse to tal er to-talsystemet, det binære talsystem, opbygget.

Det første tal er 1.

Da der kun findes to tal, må vi kalde det næste 1 0 (læses: en - nul). 0 står på enernes plads og 1 på toernes plads. Der er således én toer og nul enere. Det er 2.

Det tredje tal hedder 1 1 (en - en). Der er én toer og én ener.

Nu har vi igen brug for et nyt ciffer i systemet, og det fjerde tal kommer til at hedde 1 0 0 (en-nul-nul). Den nye plads er firernes plads.

Det femte tal består af én firer, nul toere og én ener og hedder 1 0 1.

Det sjette og det syvende tal hedder 1 1 0 og 1 1 1, og så får vi igen brug for en ny plads. Otternes plads. Tal nr. otte hedder 1 0 0 0.

Næste gang, vi får brug for nye pladser, er ved tal nr. 16, nr. 32, nr. 64, nr. 128, nr. 256 osv.

Vi skriver nu et tilfældigt tal op:
1 0 1 1 1 0 1 0

Der er:	0	1'er = 0
	1	2'er = 2
	0	4'er = 0
	1	8'er = 8
	1	16'er = 16
	1	32'er = 32
	0	64'er = 0
	1	128'er = 128
		<hr/>
		186

Tallet er nr. 186.

Tallene i det binære talsystem ser således ud:

	1	1
	1 0	2
	1 1	3
	1 0 0	4
	1 0 1	5
	1 1 0	6
	1 1 1	7
	1 0 0 0	8
	1 0 0 1	9
	1 0 1 0	10
	1 0 1 1	11
	1 1 0 0	12
	1 1 0 1	13
	1 1 1 0	14
	1 1 1 1	15
	1 0 0 0 0	16

Tal fra det binære talsystem kan let adderes og subtraheres. Man skal tænke sig mere om, når tallene skal multipliceres og divideres.

Den binære tæller

Firkantimpulser ved RC led

RC leddet blev behandlet tidligere. RC leddet er bygget op af en kondensator og en modstand, og de kan forbindes som et lavpasfilter eller et højpasfilter.

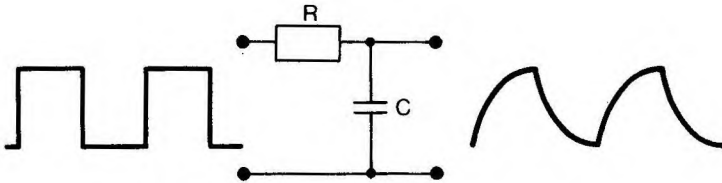
Det var sinusformede svingninger, vi sendte gennem RC leddet.

Vi skal nu prøve at sende firkantimpulser gennem et lavpasfilter og

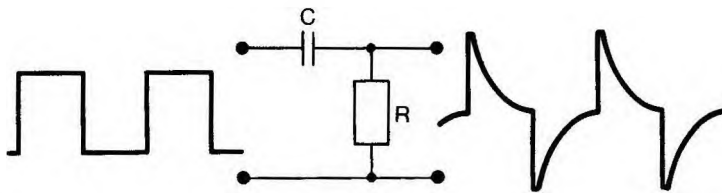
et højpasfilter.

Lavpasfilteret ses herunder. Når firkantens forkant kommer til lavpasfilteret, lades kondensatoren langsomt op, og når bagkant er passeret, aflades kondensatoren.

Nederst ses resultatet ved højpasfilteret. Når firkantens forkant når RC leddet, kommer der en positiv nåleimpuls, og ved bagkant kommer der en negativ nåleimpuls. Det er et højpasfilter, der bruges som triggenetværk ved T flip-flop'en.



Firkantimpulser ved lavpasfilter

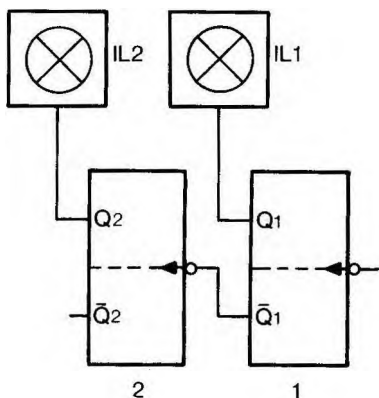
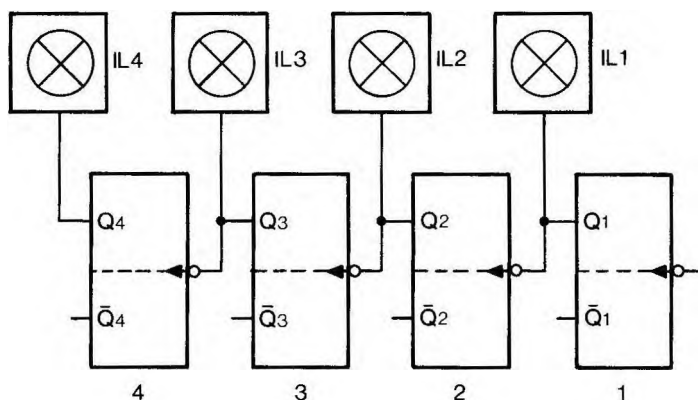


Firkantimpulser ved højpasfilter

Binær tæller med flip-flops

Kobles to FF's sammen, har vi en elektronisk tæller, der kan tælle til tre.

Sættes 4 FF's sammen, kan der tælles til 15.



Her er indgangen fra FF2 forbundet til Q1. Hvis vi i stedet forbinder den til Q1, får tælleren en anden funktion. Idet vi husker, at en FF skifter, når indgangen går fra HØJ til LAV, sendes en række firkantimpulser til indgangen af FF1.

Ved start er Q1 og Q2 begge L.

1. impuls. FF1 skifter, Q1 bliver H, og da Q̄1 så samtidig bliver L, betyder det, at indgangen på FF2 går fra H til L, og FF2 skifter også. Q2 bliver H.

IL1 og IL2 begynder begge at lyse.

2. impuls. FF1 skifter. Q1 bliver L, og IL1 går ud.

3. impuls. FF1 skifter. Q1 bliver H. Nu går Q1 igen fra H til L, og FF2 skifter også. Q2 bliver L. IL1 tændes, og IL2 går ud.
4. impuls. FF1 skifter. Q1 bliver L. IL1 går ud.

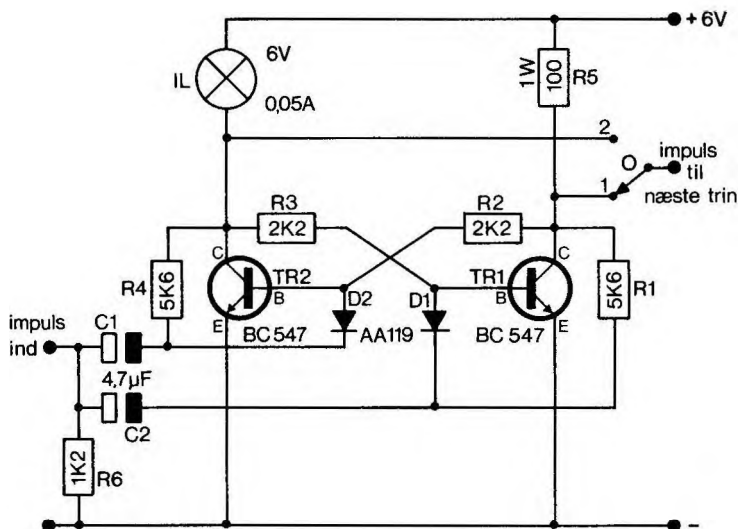
Q2	Q1	Q1		IL2	IL1
L	H	L	start	⊗	⊗
H	L	H	1. impuls	⊙	⊙
H	H	L	2. impuls	⊗	⊗
L	L	H	3. impuls	⊙	⊙
L	H	L	4. impuls	⊗	⊗

Sammenlignes skemaet med det binære talsystem ses, at tælleren trækker fra. 3-2-1-0.

Binær tæller med indbygget lampedrivertrin

Her er der en anden udgave af en bistabil multivibrator. Den ene kollektormodstand er erstattet af en glødelampe, og vi undgår herved et lampedrivertrin.

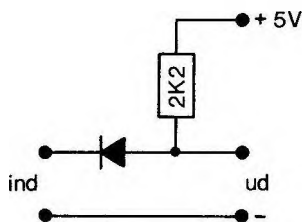
Med en omskifter kan man bestemme, om indgangen på næste trin skal forbindes til TR1 (1) eller TR2 (2). Er omskifteren på 1, adderer tælleren indkomne signaler, er den på 2, subtraherer tælleren.



AND-gate

Ifølge den engelske ordbog betyder »gate« port, låge, led, bom, indgang osv., og vi kunne godt bruge et af de danske udtryk, men det viser sig at være praktisk at bruge det vedtagne engelske udtryk »gate«.

En gate er en elektrisk slutte/brydekontakt. Der kan være et forskelligt antal indgange, og det giver mange muligheder med gaten.



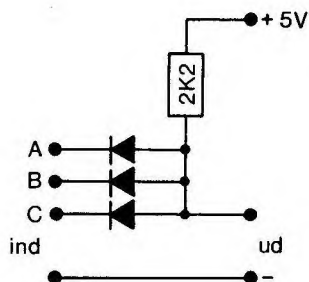
Her har vi en gate med én indgang.

Hvis indgangen kortsluttes, vil dioden lede, og der vil gå en strøm på 2,3 mA gennem den. Ser man på diodens karakteristik, vil man se, at en strøm på 2,3 mA vil give et spændingsfald på 0,4 V over den. Det betyder, at udgangsspændingen bliver 0,4 V.

Hvis indgangen lægges til plus, er dioden forbundet i spærreretningen, og udgangsspændingen vil være 5 V.

Vi kan således med indgangen bestemme, om udgangen skal være HØJ eller LAV.

I følgende tegning er opstillingen udbygget med tre dioder i indgangen. Hvis vi forbinder én af indgangene A, B eller C til minus, vil den



pågældende diode trække strøm, og udgangen bliver 0,4 V uanset, hvad vi gør med de andre indgange. For at få HØJ spænding (5 V) skal alle tre indgange lægges til plus.

Både A og B og C skal være HØJ, for at udgangen er HØJ. Det er derfor, vi kalder det for en AND-gate (OG-PORT). Blot én indgang LAV vil resultere i LAV udgang.

Funktionen af en AND-gate kan opstilles i skemaform, et »sandhedsskema«. Vi vælger en AND-gate med to indgange, A og B.

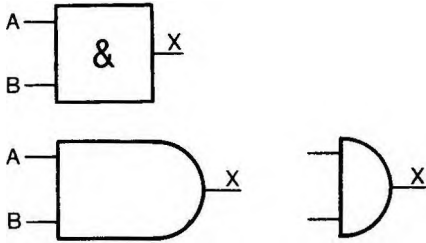
A	B	UD
LAV	LAV	LAV
HØJ	LAV	LAV
LAV	HØJ	LAV
HØJ	HØJ	HØJ

Rent praktisk kan vi sætte LAV = 0 og HØJ = 1. Så kommer skemaet til at se således ud:

A	B	UD
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Symboler

Der findes flere forskellige symboler for en AND-gate.

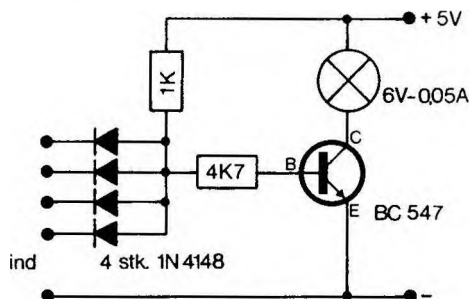


Øverst ses det symbol, der er dansk standard. Det kommer fra IEC, International Electrotechnical Commission, men det har svært ved at slå igennem. Der findes i forvejen to andre symboler, der er stærkt udbredte, nemlig et amerikansk og et tysk.

AND-gate med lampedrivertrin

Et lampedrivertrin efter en AND-gate er en god indikator for, om udgangen er HØJ eller LAV.

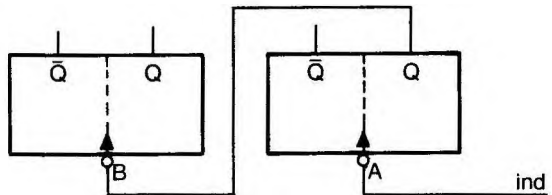
Kun hvis alle indgange er HØJ, lyser glødelampen. Konstruktion og printtegning til denne »fire-indgang-AND-gate« med lampedrivertrin findes i Elektronik konstruktioner.



Elektronisk tæller med udlæsning i ti-talsystemet

Vi har set på flip-flops med binær udlæsning. Udlæsningen – glødelampen – kaldes også for et *display*.

Til praktisk brug har vi brug for en tæller med udlæsning i ti-talsystemet. Vi skal have omsat fra binær form til decimalform, og som om-sætter eller dekoder kan vi bruge et antal AND-gates.

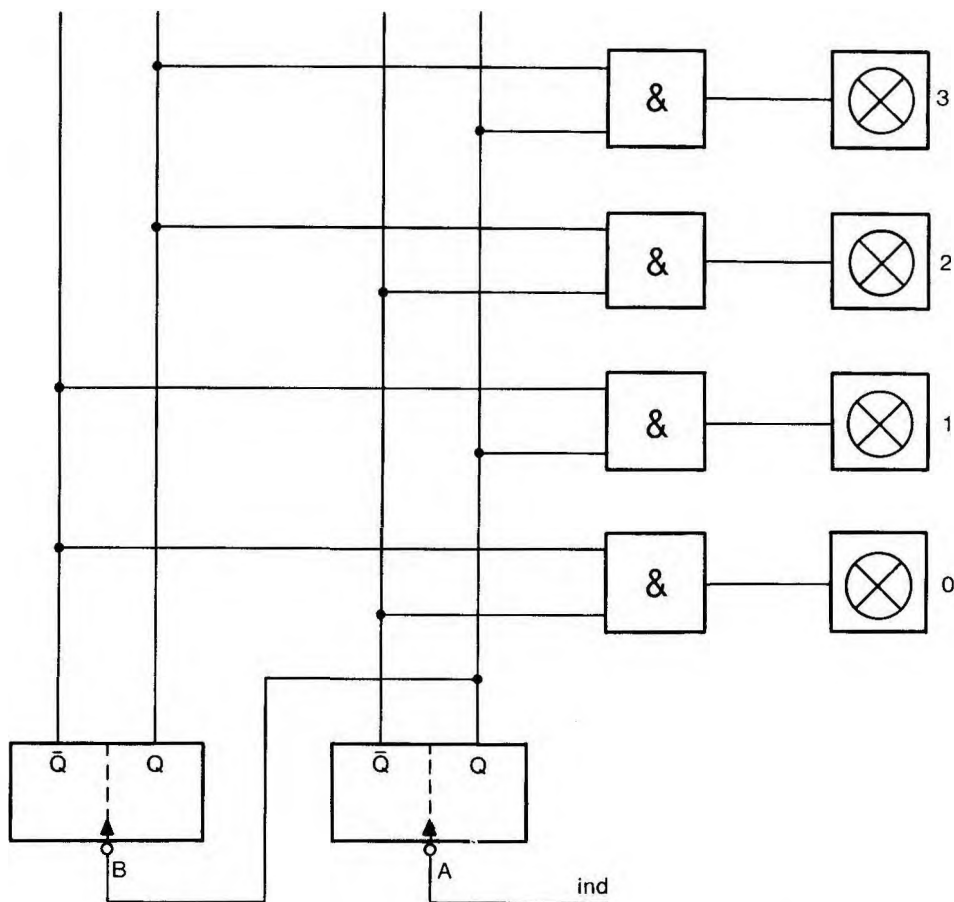


Vi skal først se på en tæller med to flip-flops. Den kan tælle til tre.

I skemaet har vi en oversigt over Q og \bar{Q} for de to flip-flops A og B.

	A		B	
	Q	\bar{Q}	Q	\bar{Q}
0	0	1	0	1
1	1	0	0	1
2	0	1	1	0
3	1	0	1	0

Til udlæsning har vi brug for fire to-input-AND-gates med lampedrivertrin.



Den første skal lyse ved 0.

Vi ser i tabellen, at ved 0 er begge Q HØJ. Hvis de to indgange forbindes til AQ og BQ , vil glødelampen lyse ved 0.

Af tabellen ses også, at ingen andre tilfælde end ved 0 er begge \bar{Q} HØJ. Lampen 0 lyser kun ved 0.

Ved 1 er AQ og BQ HØJ. Hertil forbindes de to gateindgange på det næste display.

Ved 2 er $A\bar{Q}$ og BQ HØJ.

Ved 3 er AQ og $B\bar{Q}$ HØJ.

Herover ses det færdige resultat af en tæller, der kan tælle 0, 1, 2, 3.

Har vi fire flip-flops, kan der tælles til 16. Det kræver 16 fire-input-AND-gates. Til alle udgaver kan konstruktionen med en AND-gate og et lampedrivertrin bruges. Har man brug for en to-input, monteres blot to dioder.

Tæller med integreret kreds

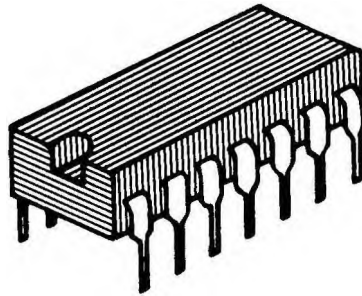
De tællere, vi har arbejdet med, har været med diskrete komponenter (diskret = adskilt). Diskrete komponenter er transistorer, kondensatorer, modstande m.v.

I modsætning til diskrete komponenter har man integrerede kredse, IC'er, hvor hele konstruktionen er indeholdt i en black-box. I en sådan IC kan der være et ufatteligt antal transistorer, dioder, modstande osv. Vi ser dem ikke.

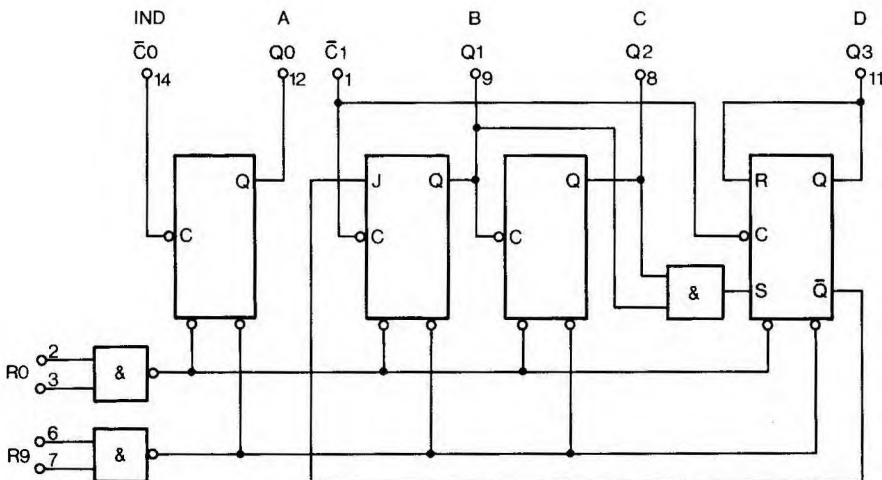
Et eksempel på en sådan IC er N7490A. Den indeholder fire flip-flops. Dimensionerne på IC'en er 8×19 mm!

Huset, den er i, kaldes DIL (Dual In Line). Der er to rækker ben med 7 ben i hver række.

Herunder ses indholdet i en N7490A. Tegningen er fra et datablad over IC'en, og vi skal prøve at »oversætte« de vigtigste ting fra databladet.



- Ben
1. Input BD
Det er indgang til flip-flop B og D.
 2. R0(1)
 3. R0(2)
2 og 3 er indgangene på en gate, der kan nulstille IC'en. Dvs. uanset, hvad den har talt til, kan man ved 2 og 3 få udgangene på A, B, C og D til at være 0.



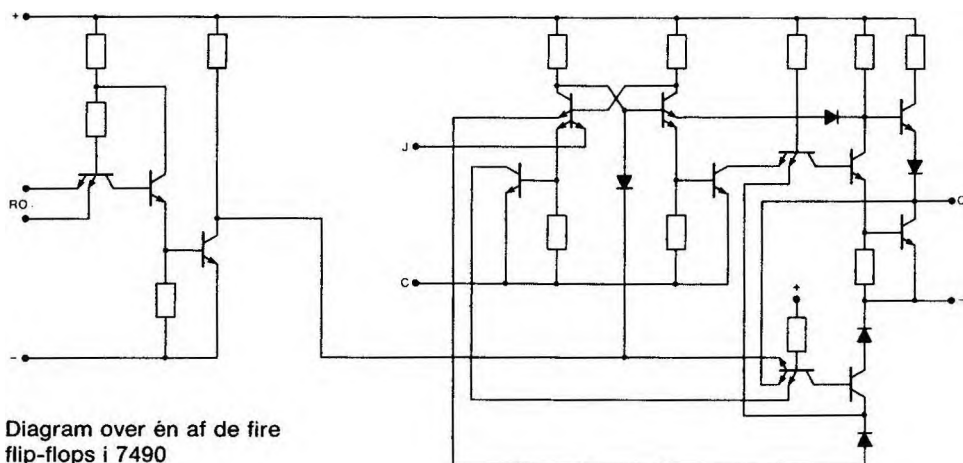


Diagram over én af de fire
flip-flops i 7490

4. NC
NC står for No Connection – ingen forbindelse. Benet er ikke forbundet til noget i IC'en.
 5. V_{CC}
Her skal plus fra spændingsforsyningen tilsluttes. For N7490A skal spændingen være 5 V. Den må variere fra 4,75 til 5,25 V. I praksis kan vi til laboratorieforsøg udmærket klare os med et 4,5 V batteri.
 6. R9(1)
 7. R9(2)
6 og 7 er også indgang for en gate. Her kan IC'en 9-stilles, dvs. udgang A er 1, B er 0, C er 0, og D er 1. 1001 er 9 i det binære talsystem.
 8. C
Det er Q udgangen for FF C.
 9. B
Udgang for FF B.
 10. GND
GND står for ground (jord, fælles nulpotential). Det er tilslutningen for minus fra spændingsforsyningen.
 11. D
Udgang for FF D.
 12. A
Udgang for FF A.
 13. NC
 14. Input A
Indgang for FF A.
- Skal IC'en tælle, skal der tilsluttes +5 V til ben 5 og minus til ben 10. På tegninger er IC'en altid set fra oven (modsat transistorer). Et hak eller et hul i huset angiver, hvad der er front på IC'en, og i diagrammer tegnes ofte en prik ved ben nr. 1.

I skemaet ses, hvordan man får tælleren til at tælle impulser. Skemaet findes i databladet over IC'en.

RESET/COUNT TRUTH TABLE

R0		R9		OUTPUT			
Pin 2	Pin 3	Pin 6	Pin 7	Q3	Q2	Q1	Q0
1	1	0	X	0	0	0	0
1	1	X	0	0	0	0	0
X	X	1	1	1	0	0	1
X	0	X	0	COUNT COUNT COUNT COUNT			
0	X	0	X				
0	X	X	0				
X	0	0	X				

X = Don't care.

COUNT SEQUENCE TRUTH TABLE

COUNT	OUTPUT			
	Q3	Q2	Q1	Q0
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Q0 connected to $\bar{C}1$.

I skemaet betyder 0 LAV og 1 HØJ. Ved X er det ligemeget, om det er HØJ eller LAV (don't care).

Linie 1 og 2 i skemaet fortæller, hvordan indgangene på de to gates R0 og R9 skal være.

Hvis R0(1) og R0(2) er HØJ, og én af indgangene på R9 er LAV, nulstilles tælleren (output på ABCD er 0 0 0 0).

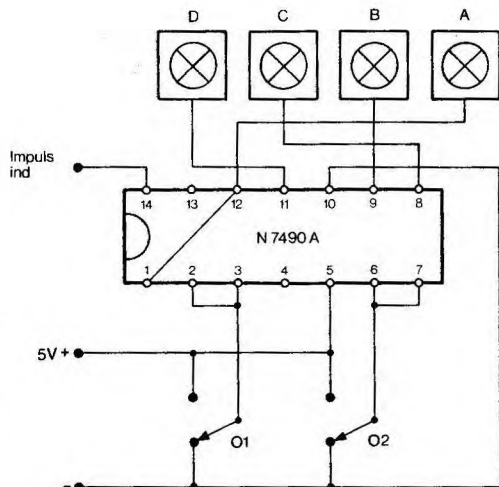
Tredje linie fortæller, at tælleren nulstilles, hvis R9(1) og R9(2) begge er HØJ. Output fra A B C og D er 1 0 0 1. Linie 4, 5, 6 og 7 er Count (tælle). Her fortælles, hvordan man får tælleren til at tælle. Af de fire

linier kan læses, at hvis blot én af indgangene på begge gates er 0, vil tælleren tælle.

Af tegningen ses, at udgang A ikke er tilsluttet indgang B. For at få en tæller ud af det, må ben 12 forbindes til ben 1.

Lampedrivertrin display

Tegningen viser, hvordan IC'en skal tilsluttes spændingsforsyningen, og med fire lampedrivertrin kan der tælles til 9. Når tælleren kommer til 9, nulstilles den automatisk og kan så begynde at tælle forfra.



Med omskifteren O1 kan vi lægge R0(1) og R0(2) til plus. Tælleren nulstilles herved. Når der skal tælles, skal O1 være til minus.

Med omskifteren O2 kan R9(1) og R9(2) lægges til plus. Tælleren nulstilles herved. Når der skal tælles, skal O2 være til minus.

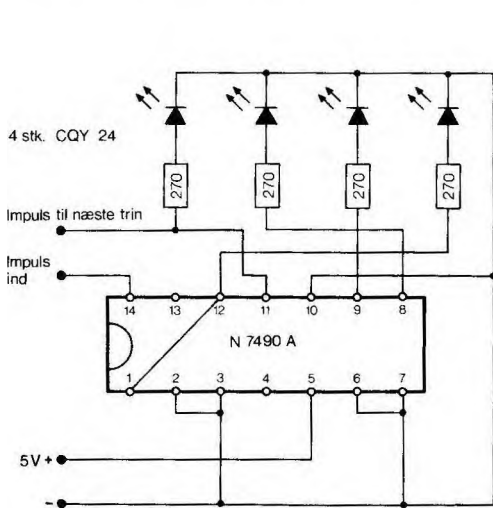
Det er en hurtigt arbejdende tæller.
Den kan tælle 20 millioner impulser
pr. sekund!

To N7490A kan forbindes, så man kan tælle til 99. Indgang fra den anden N7490A forbindes til udgang D på den første N7490A.

Ubegrænset mange N7490A kan forbindes efter hinanden.

LED display

På denne opstilling er displayet fire lysdioder. En 7490 kan trække 10-15 mA på hver udgang, så til indikering kan lysdioder direkte anvendes.



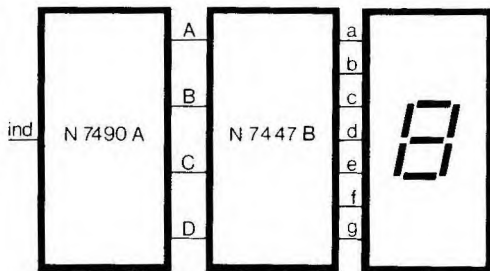
Syvsegment display

Et syvsegmentdisplay består af 7 segmenter eller streger, der kan danne alle tal fra 0 til 9.

I de første syvsegmenttyper var segmenterne glødetråde. Et eksempel herpå er Minitron 3015F.

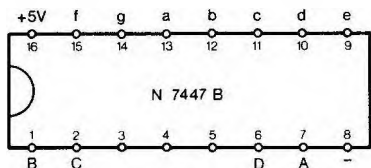
Nu er de fleste displays lavet af lysdioder, nogle med to lysdioder i hvert segment.

Segmenterne benævnes med små bogstaver a, b, c, d, e og f. h er et komma, der kan være placeret foran eller bag tallet.



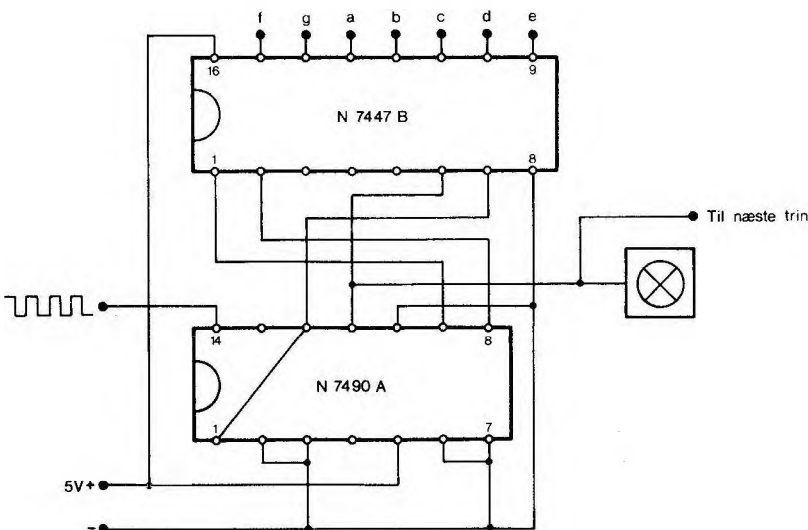
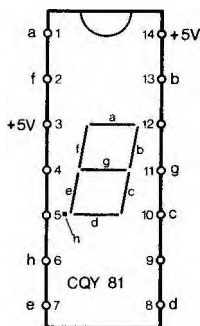
Et syvsegment display kan ikke umiddelbart kobles efter en tællekreds som N7490A. Output fra de fire FF udgange må først omsættes, dekodes.

Denne dekodning til syvsegment
klares af én IC: N7447B.



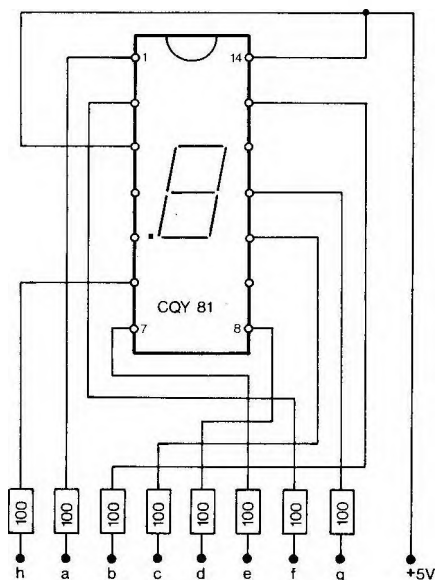
CQY81 er i et 14 ben DIL hus, og tegningen viser tilslutningsforbindelserne herfor.

På tegningen er alle ledningsforbindelserne for én tællekreds med dekoder tegnet op.



Herpå skal blot kobles et syvsegmentdisplay.

I CQY81 skal alle segmenterne have en spænding på 3 V, og de vil så trække en strøm på 20 mA. For at slutte display'et til 5 V, må der mellem hvert segment og dekode indskydes en modstand på $100\ \Omega$ -330 Ω .



Monostabil multivibrator

Den monostabile multivibrator er en mellemting mellem den astabile multivibrator og den bistabile multivibrator. TR1's basismodstand er som ved den bistabile multivibrator forbundet direkte til kollektor på TR2. TR2's basismodstand er lagt direkte til plus. Fra TR1's udgang til TR2's indgang er der en kondensator.

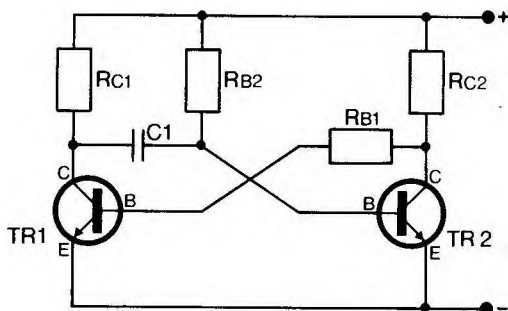
Når der tilsluttes spænding, er TR2 ON. U_{CE} er her ca. 0 V, og TR1 er derfor OFF.

Hvis basis på TR2 lægges til minus, går TR2 OFF, og TR1 går ON.

Når ledningen til minus fra basis på TR2 fjernes, går TR2 ikke straks ON, men først når C1 er afladet.

R_{B2} og C_1 danner et RC led. Når TR1 går ON, falder U_{CE} her til ca. 0 V fra 5 V. Det svarer til bagkant af en firkantimpuls. Denne firkantimpuls går gennem RC leddet (C_1 - R_{B2}), og den resulterende negative impuls gør TR2 Off (se Firkantimpulser ved RC led).

En monostabil multivibrator er stabil i én stilling med TR2 ON. En



impuls udefra kan få multivibratoren til at skifte, og efter et bestemt tidsrum vender den tilbage til udgangsstillingen. Skiftetiden er som ved den astabile multivibrator afhængig af R_{B2} og C_1 's værdier.

Herunder har vi forsynet den monostabile multivibrator med et triggenetværk bestående af en kondensator, C_2 (10 nF), en modstand, R_4 (10K) og en diode (1N4148 e.l.).

Når der til triggeindgangen kommer en negativ impuls, skifter den monostabile multivibrator.

Hvis indgangen kort lægges til minus, vil multivibratoren også skifte. Ja, opstillingen er så følsom, at blot man berører indgangen med et stykke metal (ledning), skifter multivibratoren.

Pulstiden, t_p , den tid, den monostabile multivibrator er i sin ustabile tilstand, er afhængig af R_{B2} og C_1 . Den beregnes efter formlen:

$$t_p = 0,7 \cdot R \cdot C$$

hvor R er resistansen i ohm, og C er kapacitansen i farad.

R_{B2}	C_1	t_p
100K	0,1 μ F	0,01 sek.
100K	1 μ F	0,1 sek.
100K	10 μ F	1 sek.
100K	100 μ F	10 sek.
100K	1000 μ F	100 sek.

I skemaet angives nogle beregnede pulstider fra 0,01 sek. (10 millisek.) til 100 sek. Hvis man ved praktiske forsøg ikke når til de samme resultater, skyldes det, at modstande, der anvendes, ofte har en tolerance på 10%, elektrolytkondensatorer en tolerance på 50-100%.

Modstanden R_{B2} kan erstattes af en fast modstand på 10K og et potentiometer på f.eks. 100K. Man kan med potentiometret variere pulstiden. Med en kondensator på 100 μ F kan pulstiden med potentiometret varieres fra 1 sek. til 11 sek. Den faste modstand på 10K skal forhindre, at basis på transistoren lægges direkte til plus, hvorved transistoren ville »brænde af«.

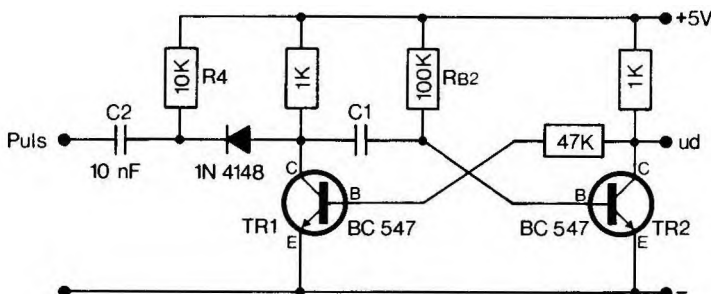
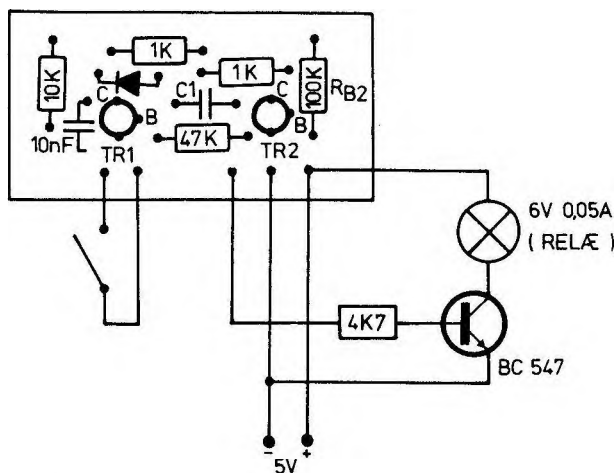


Fig. 66



Et lampedrivertrin kan forbindes til udgangen af en monostabil multivibrator. En impuls på indgangen vil få lampen til at lyse fra 1 til 11 sek. med de her anvendte komponenter.

Den monostabile multivibrator bruges til at styre andre elektroniske enheder med. Den kan »lukke op« i et ønsket tidsrum og er meget anvendt i digitale kredsløb som »timer«. Den kan også styre belysningen på en trappeopgang, så det kun er tændt i f.eks. 2 minutter. Den kan styre et forstørrelsesapparat etc. Glødelampen skal så blot erstattes af et relæ.

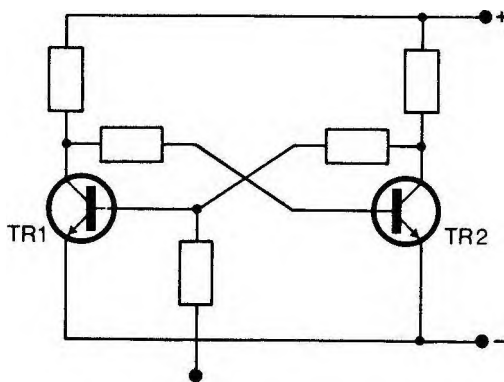
Schmitt-trigger

Schmitt-triggeren er en bistabil multivibrator, hvor der er forbundet en modstand fra basis på TR1.

TR1 er OFF, og TR2 er ON.

Hvis der sendes en sinusformet spænding ind på basis af TR1, vil TR1 blive ON, når sinusspændingen gør basis positiv ($> 0,7$ V). Når sinusspændingen falder, bliver TR1 igen OFF, og TR2 bliver ON.

Ser vi på kollektorspændingen på TR2, ser vi, at den bliver HØJ, når transistoren bliver OFF, og LAV,



når transistoren igen bliver ON.

Det er en firkantspænding.

Resultatet er, at sendes en sinus-spænding ind på basis af TR1, kommer der en firkantspænding ved TR2.

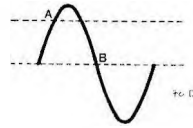
Vi har her fået en opstilling, der kan omsætte sinusspændinger til firkantspændinger. Den kaldes en Schmitt-trigger.



Den kaldes også for en pulsformer («pulse shaper»), da den laver uregelmæssige firkantspændinger til »pæne« firkantspændinger.

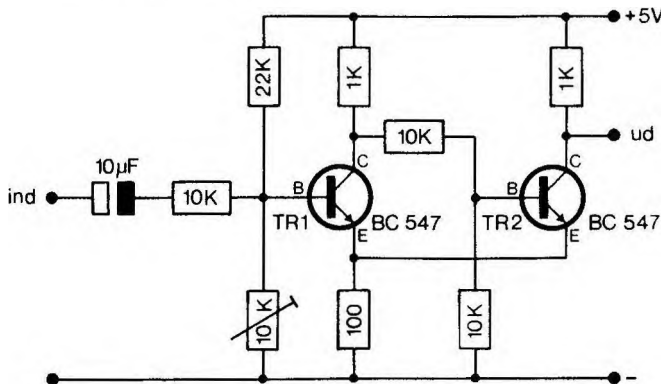
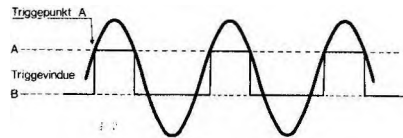
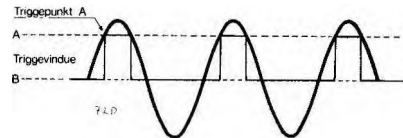
Schmitt-triggeren laver analoge signaler til digitale signaler.

Herunder ses en praktisk konstruktion af en schmitt-trigger. Fra basis til stel på den første transistor er der et potentiometer. Med dette kan man regulere spændingen på basis og dermed bestemme, hvor lille ekstra spænding der skal til for at åbne transistoren.



Tegningen viser en sinusspænding. Når spændingen når op til A, bliver transistoren ON, og det bliver den ved med at være, til spændingen når ned til B. Her er spændingen lidt lavere end ved A. Afstanden mellem A og B kaldes triggevinduet.

Triggevinduet kan med potentiometret flyttes op og ned, og det bestemmes herved, hvilken del af sinuskurven, der skal lukke op. Resultatet bliver forskellige firkantspændinger.



Den tid, hvor spændingen er HØJ, kaldes MARK, og den tid, hvor spændingen er LAV, kaldes SPACE. Hvis MARK og SPACE er lige lange, siger vi, at MARK-SPACE forholdet er 1:1.

Med potentiometret reguleres MARK-SPACE forholdet. MARK-SPACE forholdet har ingen indflydelse på frekvensen.

Firkantimpulsfrekvensen er lig den tilførte sinusfrekvens.

Anvendelse af logiske elementer

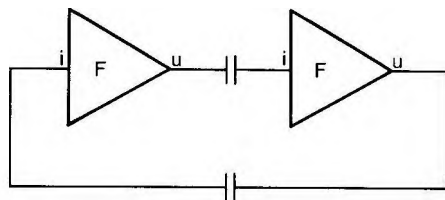
De mange logiske elementer, vi har set, kan sammensættes og sammenkobles på mange forskellige måder.

I afsnittet »Måleinstrumenter« vises, hvordan de kan sammensættes til en frekvens tæller.

Oversigt over multivibratorer

Astabil multivibrator

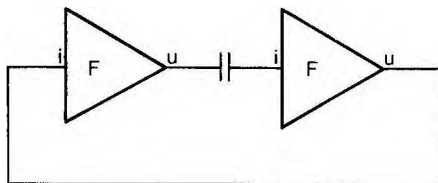
Kobles to forstærkertrin, F_1 og F_2 , sammen, idet udgang fra F_1 gennem



en kondensator forbindes med indgang på F_2 , og udgang fra F_2 gennem kondensator forbindes med indgang på F_1 , har vi en astabil multivibrator.

Den er ustabil og svinger hele tiden. Snart er TR1 ON og TR2 OFF og snart omvendt.

Monostabil multivibrator

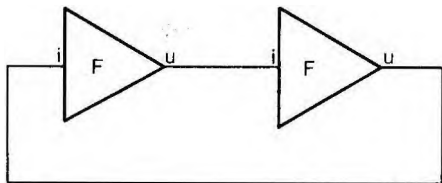


To forstærkertrin kan også kobles sammen, så udgangen fra F_2 direkte (gennem en modstand) forbindes til indgangen på F_1 og indgangen på F_2 gennem en kondensator til udgang F_1 . Det er en monostabil multivibrator.

TR2 er hele tiden ON, TR1 er OFF. Hvis basis på TR1 tilføres en positiv puls (den gøres positiv et øjeblik), bliver TR1 ON, og TR2 bliver OFF. Vi siger, at vi »trigges« den. Denne tilstand er ikke stabil, men afhænger af værdierne på C_2 og R_{B2} . Når kondensatoren er afladet, skiftes der tilbage til den oprindelige udgangsstilling, hvor TR2 var ON.

En monostabil multivibrator kan således »trigges« og skifter så. Efter kortere eller længere tid vender den tilbage til sin udgangsstilling.

Bistabil multivibrator



Det må nu være nærliggende at koble begge ud- og indgange på de to forstærkertrin direkte sammen.

Det er en bistabil multivibrator.

Her kan TR1 være ON, dvs. den leder. TR2 er så OFF. Hvis basis på TR1 et øjeblik lægges til minus, bliver TR1 OFF, og TR2 bliver ON. Denne tilstand bliver opstillingen i, til der igen foretages »indgreb« udefra.

Schmitt-triggeren



Schmitt-triggeren er en bistabil multivibrator udført på en anden måde. Der er forbundet en modstand fra basis på TR1 og ud.

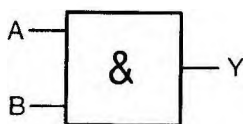
Hvis vi sender en sinusformet vekselspænding ind her, vil TR1 være ON, når basisspændingen når op over 0,7 V, og OFF, når spændingen igen falder til under 0,7 V. Spændingen på udgangen af TR2 (U_{CE}) varierer i takt med den sinusformede spænding, der sendes ind, mens spændingen på udgangen er en firkantspænding.

Schmitt-triggerens funktion er, at den omdanner sinusformede spændingsvariationer til firkantspændinger. Den kan også gøre firkantspændinger »pænere«. Den kaldes derfor også en pulsformer (»pulse shaper«).

Andre logiske elementer

AND-gate

Vi kalder en AND-gate for et logisk element. Der findes mange forskellige logiske elementer, og vi skal her se på nogle af de vigtigste.

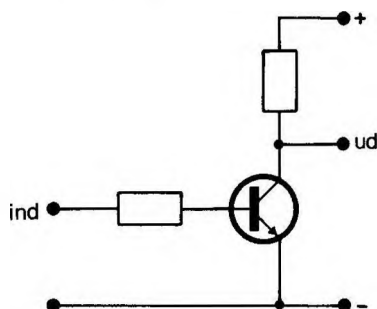


Tegningen viser symbolet for en AND-gate, og skemaet fortæller om dens funktion.

A	B	\times
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Når både A og B er HØJ, er udgangen HØJ.

Invertertrin-NOT



En almindelig transistorforstærker hører også til familien af logiske elementer.

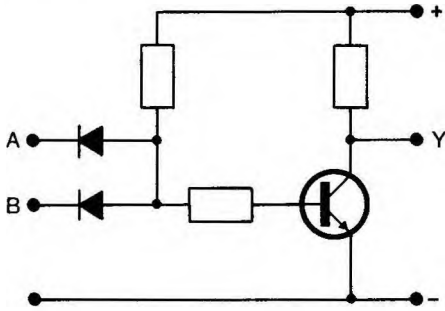
Vi har tidligere brugt dette kredsløb som et lampedrivertrin, og her har vi erstattet glødelampen med en fast modstand. Sandhedstabellen eller -skemaet ser således ud:

IND	UD
1	0
0	1



Udgangen er altså altid modsat indgangen. Vi betegner det som et *invertertrin* eller blot NOT. At invertere betyder at vende om, ombytte, omstille. Hvis A er et tal er \bar{A} det modsatte. Det læses »A inverteret«.

NAND-gate

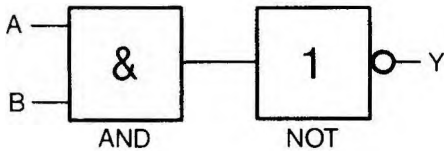


på udgangen. Denne cirkel betyder en invertering af et signal.

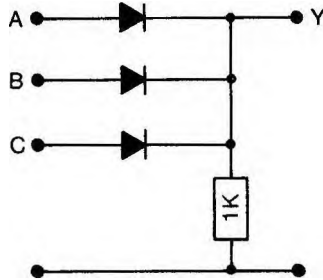
Sandhedstabelen for NAND-gaten ser således ud:

A	B	×
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Vi kan nu prøve at kombinere de to kredse, AND-gate og Inverteren. Den ser i diagram ud som vist og med disse symboler.



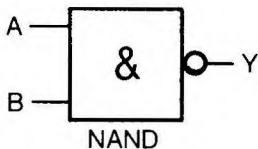
OR-gate



Det er et nyt logisk element: NOT-AND-gate. Det sammentrækkes til NAND-gate.

Den fremkomne NAND-gate er en af de mest udbredte logiske kredse. Den anvendes i utallige opstillinger og fås i mange udgaver med 2, 3 eller flere indgange.

Symbolet for en NAND-gate er AND-gate symbolet med en cirkel



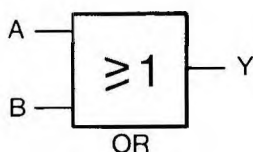
Hvis to eller tre dioder forbindes som på tegningen har vi en ny kreds.

Prøv at sætte spænding på A, B og C og mål resultatet på udgangen. Der er 8 måder at gøre det på. Resultatet føres ind i en sandhedstabel.

A	B	C	×
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
1	1	0	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

Af sandhedstabellen kan vi læse, at hvis alle indgange er LAV, er udgangen LAV.

Hvis blot én indgang er HØJ, er udgangen HØJ. Det vil sige, at hvis den ene *eller* den anden *eller* den tredje indgang er HØJ, er udgangen HØJ. Man kalder kredsen en *eller*-kreds, en OR-gate.



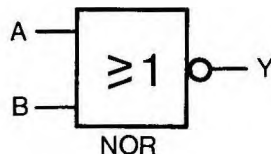
NOR-gate

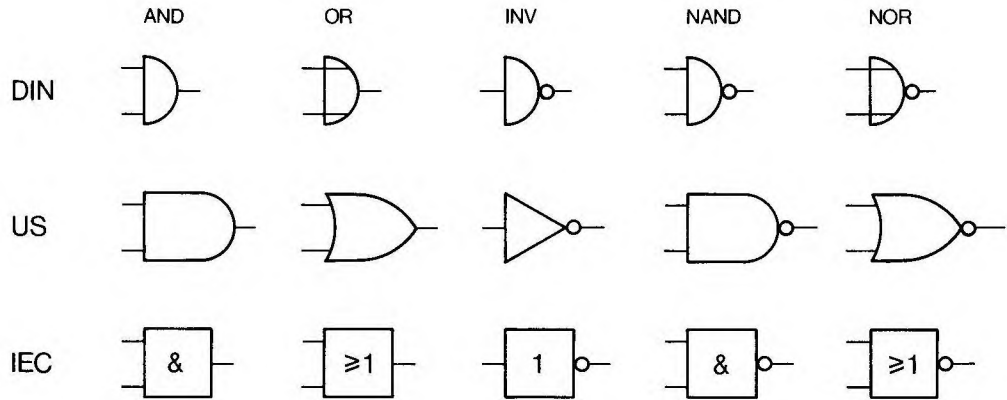
Med et invertertrin efter en OR-gate, får vi en NOT-OR-gate. Det trækkes sammen til en NOR-gate.

Sandhedstabel for NOR-gate med to indgange:

A	B	×
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Hvis hverken den ene eller den anden indgang på NOR-gaten er HØJ, er udgangen HØJ.





Forskellige symboler for gates

Herover er der en oversigt over de forskellige symboler, der benyttes for gates.

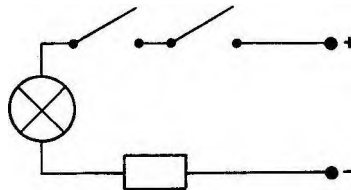
I første række DIN symbolerne. Det er symbolerne efter Deutsche Industrie Norm.

I anden række US symbolerne, det vil sige de symboler, man anvender i USA. Det er nok de ældste symboler.

I tredje række har vi de nye symboler, som de er anbefalet af IEC (International Electrotechnical Commission) og som nu er Dansk Standard.

Gates med elektriske afbrydere

Funktionen af de forskellige gates, vi har set på kan let illustreres med elektriske afbrydere.

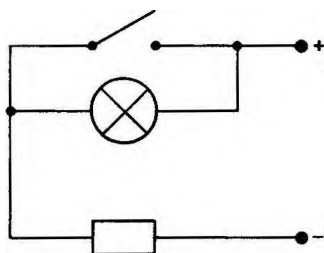


AND

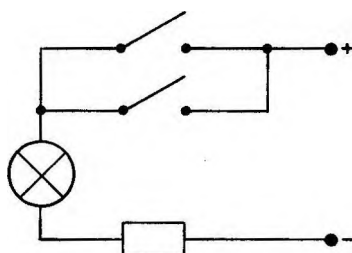
Her har vi et elektrisk kredsløb med en spændingskilde, to afbrydere, en modstand og en glødelampe.

Hvis både den ene og den anden afbryder er sluttet, vil glødelampen lyse.

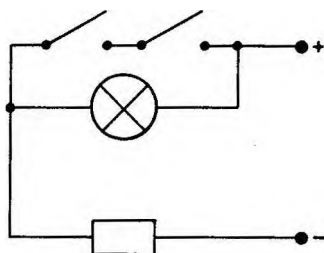
Det er AND funktionen.



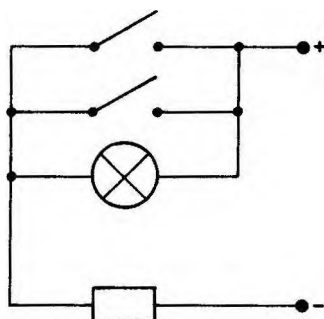
NOT



NAND



OR



NOR

NOT

Glødelampen vil lyse, når opstillingen tilsluttes spændingskilden.

Når afbryderen sluttes, lyser glødelampen ikke mere.

Det er NOT-funktionen.

NAND

En kombination af AND og NOT giver NAND.

Hvis både den ene og den anden afbryder sluttes, lyser glødelampen ikke.

Det er NAND funktionen.

OR

Hvis enten den ene eller den anden afbryder sluttes, vil glødelampen lyse.

Det er OR funktionen.

NOR

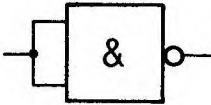
Endelig har vi to afbrydere parallel med glødelampen.

Hvis enten den ene eller den anden afbryder sluttes, lyser glødelampen ikke.

Det er NOR funktionen.

Nogle anvendelser af gates

NAND-gate som inverter



En NAND-gate kan kobles som inverter.

Indgang A og B lægges sammen. Sandhedstabellen bliver enkel, da indgangene begge kan være HØJ eller LAV. Det giver henholdsvis LAV eller HØJ udgang.

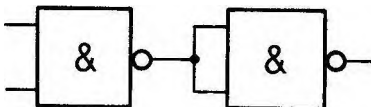
Det er en inverter.

A	B	×
0	0	1
1	1	0

NAND-gate som AND-gate

Her skal bruges to NAND-gates.

Den første arbejder som NAND-gate, den anden som inverter.



Input $A \cdot B$
Output fra den første NAND-gate
bliver $\overline{A \cdot B}$

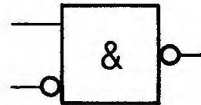
Det inverteres:

$$\overline{\overline{A \cdot B}} = A \cdot B$$

Skal det udtrykkes med ord, må det blive: Output bliver det modsatte af det modsatte input. Det vil sige input.

Det er en AND-gate.

NAND-gate + inverter

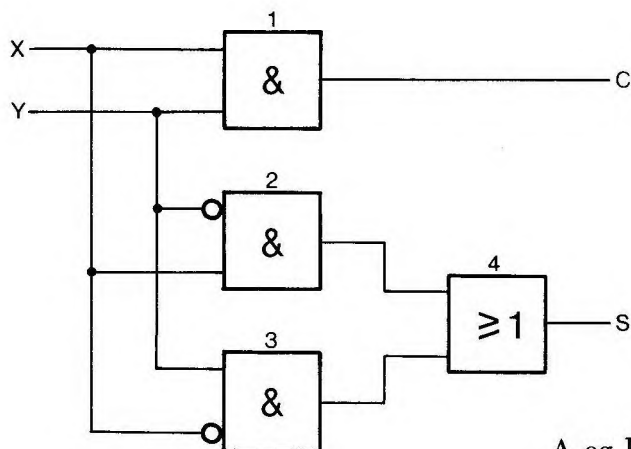


En NAND-gate kobles ofte med en inverter på den ene indgang. Det angives med en ring på den indgang, hvor inverteren er.

Addition med gates

Med tre gates kan man lave en additionsenhed. Gate nr. 1 fortæller os, om der kommer noget »i mente«. Det er en AND-gate, der giver 1 ud, hvis både X og Y er 1. Det vil sige, der bliver 1 i mente ved C.

Ved S fås summen af tallene X og Y.



Vi prøver med nogle tal og skriver resultatet i tabelform:

A	B	S (sum)	C (mente)
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Hvordan kom vi nu frem til tallene i denne tabel?

Lad os som eksempel tage den sidste linie, hvor $X + Y$ er $1 + 1$. Gate 1 er en AND-gate. Både X (A) og Y (B) er 1. Resultatet er 1 (vor mente).

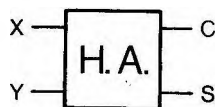
A og B på gate 2 : 0 (1 inverteret) og 1. Det er en AND-gate, så den giver 0 ud.

A og B på 3 er 1 og 0. Det er også en AND-gate, så her får vi også 0 ud.

A og B på 4 er 0. Kredsen er en OR-gate, så her bliver resultatet 0.

Summen af 1 og 1 giver således 0 plus 1 i mente, altså 1-0.

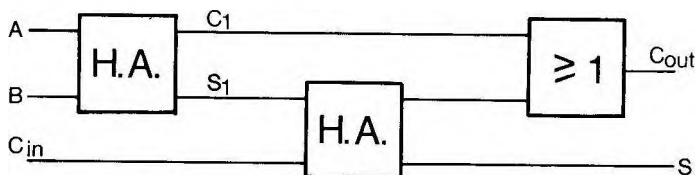
HALF-ADDER



Den enhed, vi har opbygget med tre AND-gates, to invertere og en OR-gate kaldes for en HALF-ADDER. Den har sit eget symbol.

FULL-ADDER

Med to HALF-ADDERS og en OR-gate kan der opbygges en FULL-ADDER.



En FULL-ADDER kan således addere tre binære cifre, A, B og C_{in} .

Resultatet ud bliver S (summen) og C_{out} (mente, engelsk = carry).

Man kan selv opbygge en FULL-ADDER med forskellige gates. Den kan (selvfølgelig) også fås som IC. Resultatet ses her i tabelform.

C_{in}	A	B	C_{out}	S
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

Gates med integrerede kredse

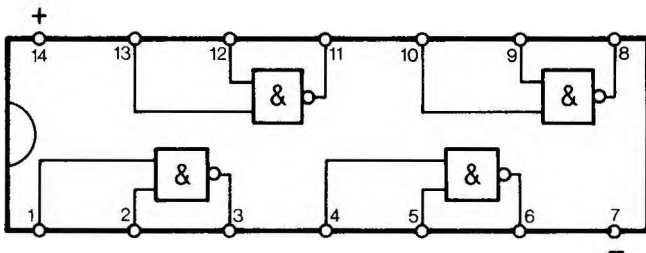
Skal man arbejde med gates, kommer man ikke uden om at arbejde med integrerede kredse. Det er DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS. Fra de firmaer, der fremstiller IC'er, kan man købe en DATA HANDBOOK over de forskellige kredse. Det er firmaer som Motorola, Texas, Signetics (Philips) og Philips.

Det vil føre for vidt med denne bog at komme ind på de mange IC'er, men lad os som eksempel se på en af de mest udbredte digitale IC'er, 7400. Den kan benævnes med forskellige bogstaver foran og efter tallet alt efter hvilket firma, der fremstiller den.

Det er en »QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE«. Det betyder,

at den indeholder fire NAND-gates, hver med to indgange. Indpakningen er et 14 bens DIL hus. Hvis man betragter IC'en fra oven og vender »Index notch«, indhakketh, fremefter, er ben 1 altid venstre forreste ben. Så følger ben 2, 3 osv. hele vejen rundt, og man ender med forreste højre ben som ben nr. 14.

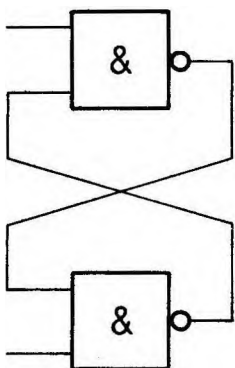
Kredsen skal tilsluttes spændingsforsyningen (5 V) med plus til ben 14 og minus til ben 7. Det er spændingstilslutning for alle fire gates. I diagrammer med gates ser man aldrig disse tilslutninger. De er underforstået.



7400 som flip-flop

To NAND-gates forbindes som vist på tegningen. Den ene indgang på nr. 1 er forbundet til udgang på nr. 2. Den ene indgang på nr. 2 er forbundet til udgang på nr. 1.

Det er en bistabil multivibrator, en R S flip-flop.



Så simpelt kan den laves med gates.

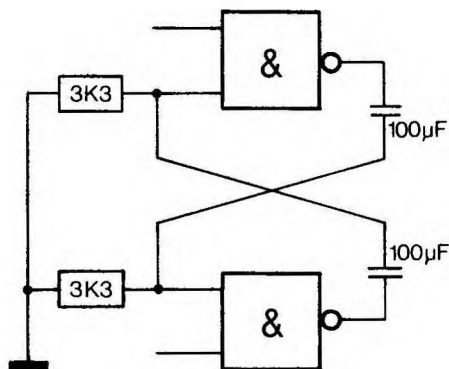
Med en 7400 kan man lave to flip-flop's.

7400 som astabil multivibrator

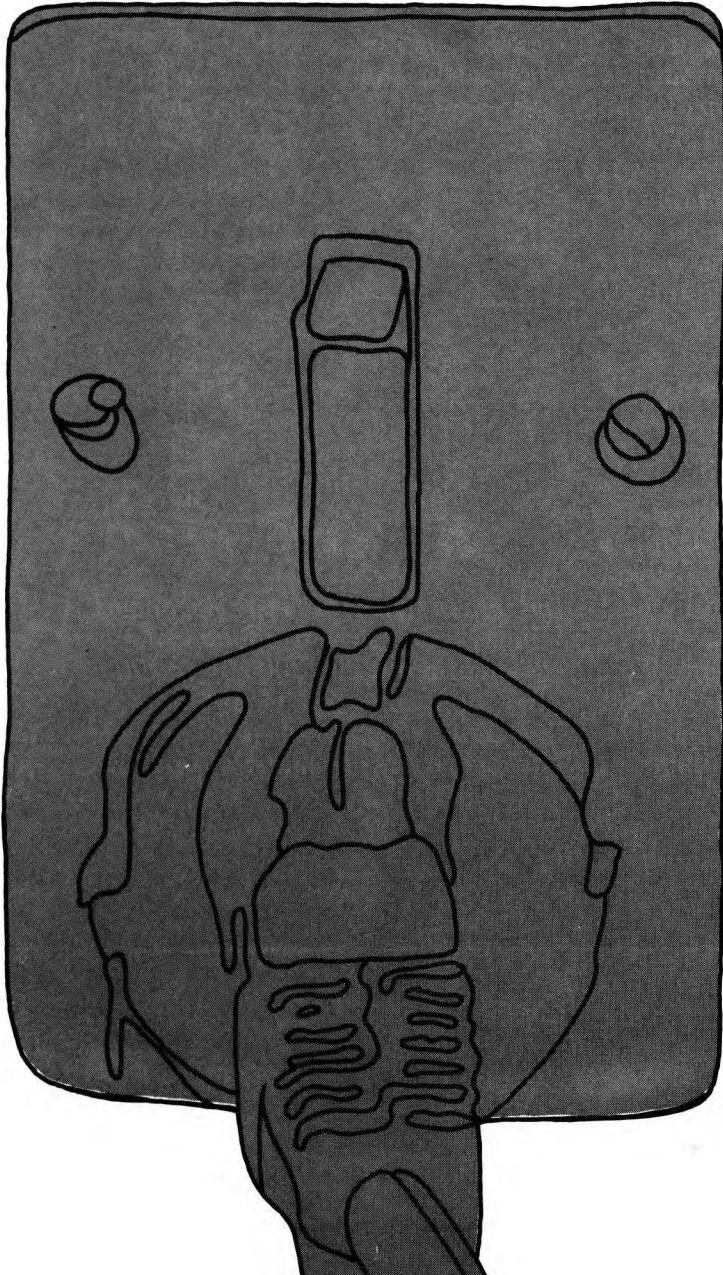
Med en 7400, et par modstande og et par kondensatorer kan man opbygge en astabil multivibrator.

Med 7400 kan der laves to astabile multivibratorer.

Med $C = 100 \mu\text{F}$ og $R = 3\text{K}3$ bliver frekvensen ca. 2 Hz.



Spændingsforsyninger



Spændingsforsyninger

En spændingsforsyning skal afgive en konstant spænding, der skal være uafhængig af belastningen. Spændingen må være den samme, hvad enten der aftages en strøm på 50 mA eller 1 A. Spændingen skal kunne reguleres op og ned.

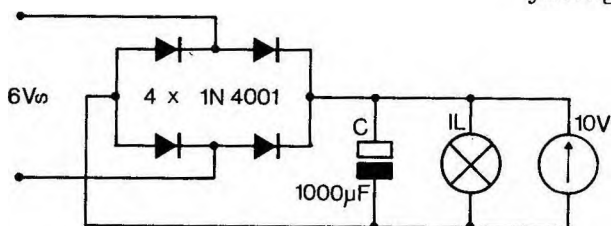
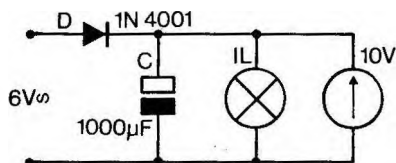
Strømmen skal også kunne styres. Det kan være en kortslutningssikring eller en strømbegrænser. Alt dette kan gøres elektronisk.

Enkelt ensretter

Den simpleste spændingsforsyning er en enkelt ensretter.

Vekselstrømmen ensrettes af en enkelt diode, 1N4001, og den pulserende jævnspænding udglattes af en elektrolytkondensator.

Vi kan måle udgangsspændingen uden belastning, belastet med en 50 mA glødelampe, og en 0,1 A og med en 1A glødelampe.



Spænding uden belastning	8,2 V
Belastet med 6 V - 0,05 A	7,4 V
Belastet med 6 V - 0,1 A	6,9 V
Belastet med 6 V - 1 A	3,4 V

Dette forsøg viser, at en enkelt ensretter er uegnet som spændingskilde. Med et oscilloskop tilsluttet over belastningen (glødelampen) vil man kunne se, at ripplespændingen vokser med belastningen.

Brokøblet ensretter

Dioden erstattes af en brokøblet ensretter, og de samme målinger gennemføres.

Spænding uden belastning	7,6 V
Belastet med 6 V - 0,05 A	6,8 V
Belastet med 6 V - 0,1 A	6,6 V
Belastet med 6 V - 1 A	4,7 V

Resultatet er betydeligt bedre end med enkelt ensretning, men stadig ikke tilfredsstillende. I de næste øvelser bibeholdes opstillingen med den brokøblede ensretter, og den frembragte jævnspænding reguleres yderligere elektronisk.

Elektronisk spændingsregulering

Den regulerede spændingsforsyning kan være opbygget af to blokke, en kontrolenhed, der hele tiden måler på udgangsspændingen, og en reguleringsenhed, der kan lukke mere eller mindre op for strømmen.

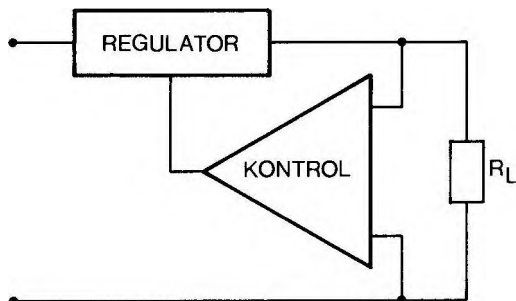
Kontrolenheden er tilsluttet udgangen. Hvis belastningen bliver større, vil udgangsspændingen falde. Kontrolenheden måler dette og lukker mere op for reguleringsenheden, så udgangsspændingen bliver som før.

Diagrammet viser en praktisk model af en elektronisk reguleret spændingsforsyning.

Spændingstilslutningen er 6 V ~. En brokoblet ensretter og en elektrolitkondensator sørger for en ureguleret jævnspænding.

Kontrolenheden er en NPN transistor, TR1. Her kan bruges en BC547 e.l.

Basis er tilsluttet et potentiometer, der er forbundet over spæn-

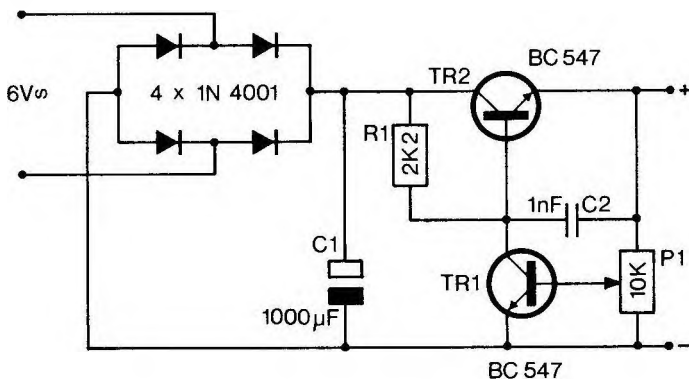


dingsforsyningens udgang.

Regulatorenheden er en NPN effekt transistor. Den kan være af typen BC140 eller BD135. Afhængig af spændingen på dens basis kan den lukke mere eller mindre op for strømmen gennem den.

Ved varierende belastning sker der følgende: Belastningen bliver f.eks. større, og herved falder udgangsspændingen. Dette mærker TR1. U_{BE} bliver her mindre. Transistoren lukker mere i.

Når $U_{BE} \rightarrow 0$ V, går $U_{CE} \rightarrow 6$ V. Det betyder, at U_{CE} bliver højere.



Hermed bliver basisspændingen på TR2 også højere, og TR2 lukker mere op, til spændingen på udgangen bliver som før.

På samme måde vil det gå ved mindre belastning.

En mindre belastning af spændingsforsyningen vil give en højere spænding på udgangen. TR1 lukker mere op, og U_{CE} bliver mindre. Herved bliver basisspændingen på TR2 mindre, og TR2 lukker i, så spændingen på udgangen bliver som før.

Regulering af spændingen

Med et potentiometer kan spændingen reguleres op og ned. Drejes potentiometerarmen mod plus, lukker transistoren TR1 mere op. Herved lukker TR2 mere i. Udgangsspændingen bliver mindre. Drejes potentiometret den anden vej, lukker TR1 mere i. Herved lukker TR2 mere op, og udgangsspændingen bliver højere.

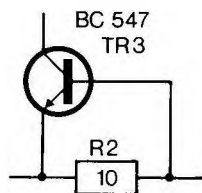
Kortslutning af spændingsforsyningen

Hvis der forbindes en ledning direkte fra plus til minus på udgangen, bliver en spændingsforsyning af denne type ødelagt. Den tåler ikke kortslutning.

Udgangsspændingen bliver ved en kortslutning 0 V. Herved lukker TR1 helt i, og det får TR2 til at lukke helt op. Der går herved stor strøm gennem TR2. Denne transistor kan måske ikke tåle den store strøm, og den brænder af.

Strømbegrænsning - kortslutningssikring

Med en enkelt transistor kan man effektivt sikre, at spændingsforsyningen ikke ødelægges ved en kortslutning. Transistoren kan være en BC547 e.l.

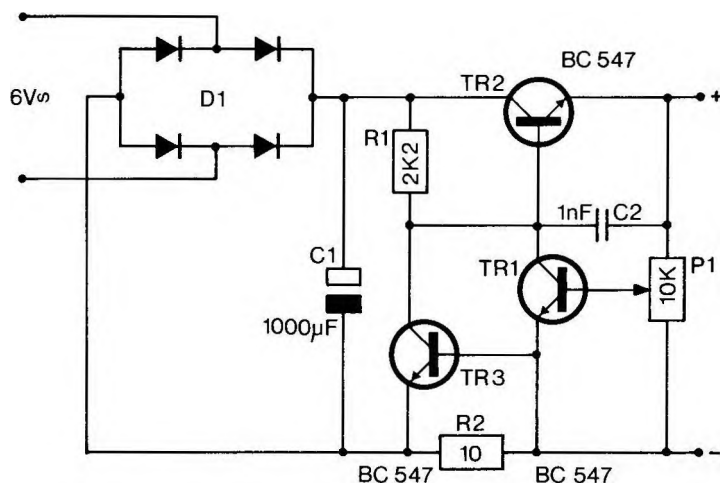


Mellem basis og emitter er der en modstand. I dette tilfælde har vi valgt en modstand på 10 Ω . Denne modstand anbringes i minusledningen. Kollektor tilsluttes basis på TR2.

For at TR3 kan lukke op, skal U_{BE} være højere end ca. 0,7 V. Siliciumtransistorer kræver jo en basis-emitterspænding på 0,7 V for at trække strøm. Germaniumtransistorer lukker allerede op ved en basis-spænding på 0,2 V. Vi kan beregne, hvor stor strømmen gennem 10 Ω modstanden skal være, før TR3 lukker op.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{0,7}{10} = 0,07 \text{ A}$$

Ved en strøm på 0,07 A = 70 mA vil TR3 lukke op. Når TR3 lukker op, falder U_{CE} til næsten 0 V. Da kollektor er forbundet til basis på TR2,



betyder det, at basis på TR2 bliver 0 V. TR2 lukker i.

I praksis vil dette arrangement virke således: TR3 er ikke i funktion, når strømmen, der aftages fra spændingsforsyningen, er mindre end 70 mA. Hvis den aftagne strøm overstiger 70 mA, sørger TR3 for at blokere TR2.

Vi kan således begrænse strømmen til en fastsat værdi. Også ved kortslutning vil strømmen ikke blive større end fastlagt.

Det er en strømbegrænser og samtidig en kortslutningssikring. Maksimalstrømmen afhænger af modstanden R2.

Beregning af strøm- begrænsningsmodstanden

Ønskes en strøm på 1 A, vil beregningerne se således ud:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0,7}{1} = 0,7 \, \Omega$$

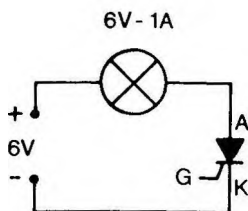
Modstanden skal være 0,7 Ω

$$P = U \cdot I = 0,7 \cdot 1 = 0,7 \, \text{W}.$$

Modstanden skal kunne tåle en af-sat effekt på 0,7 W.

Lysdæmpere

Tyristor

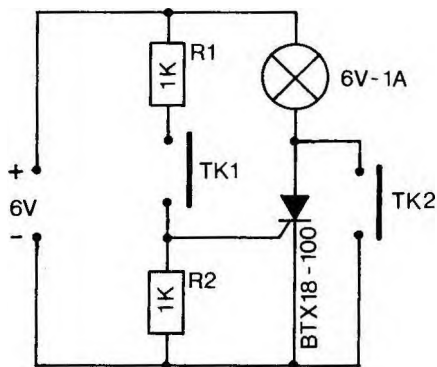


Tyristoren er tidligere omtalt. Hvis vi tilslutter en tyristor som vist, vil der ikke gå strøm i kredsløbet. Glødelampen lyser ikke. Men når der kommer en positiv spænding på »gate«, lyser glødelampen. Det bliver den ved med, til forsyningsspændingen afbrydes.

Når forsyningsspændingen igen tilsluttes, skal gate atter trigges, før der går strøm i kredsløbet.

Tegningen viser en praktisk opstilling med tyristoren BTX18-100 (eller 2N4441).

Når TK1 sluttes, trigges tyristo-

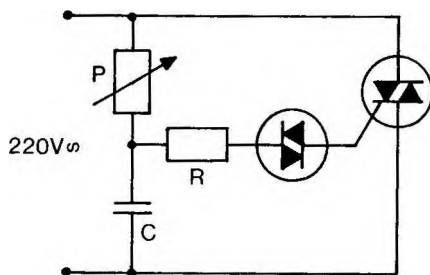


ren, og glødelampen lyser. TK1 er et såkaldt ringetryk.

Når TK2 sluttes, afbrydes strømmen gennem tyristoren, og når man slipper TK2, holder glødelampen op med at lyse.

Tyristoren kan som dioden kun lede strømmen i én retning.

Elektronisk lysdæmpning



Man kan fremstille en lysdæmper ved at sætte en skydemodstand i serie med en glødelampe. Men er det en 100 W eller en 500 W glødelampe, man skal skrue ned for, er det en skydemodstand af meget store dimensioner, man skal anvende.

Man kan også anvende en vario-transformator. Igen er det store dimensioner og høj pris.

Vi skal her se på, hvordan man elektronisk kan opbygge en lysdæmper af en diac og en triac.

Under gennemløbet af en periode lades kondensatoren C op, og når spændingen over den når op over ca. 32 V, trigger diac'en, og triac'en trigges. Glødelampen lyser.

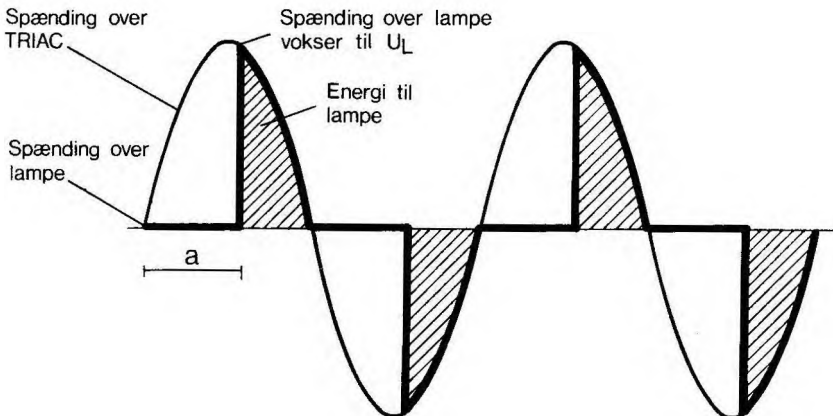
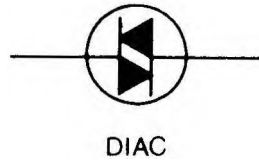
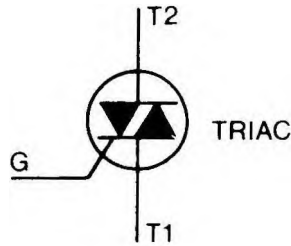
Når sinusspændingen når til nul,

afbrydes strømmen gennem triac'en.

Strømmen i kredsløbet »skvulper« nu den anden vej, og når C igen er ladet op til ca. 32 V, fyrer diac'en af. Triac'en trigges. Hvor lang tid, der skal gå, inden kondensatoren er ladet op, bestemmes af modstanden i P. Da det er et potentiometer, kan man med dette bestemme, hvor stor en del af sinuskurven, der skal »slippe igennem«.

Tegningen herunder viser spændingsforløbet. a er den tid, der vil gå, inden triac'en leder. Denne tidskonstant bestemmes af P's resistans og C's kapacitans. Jo større del af sinuskurven, (skraveret), der slippes igennem, jo højere bliver middel-spændingen i perioden, og jo kraftigere lyser glødelampen.

Med potentiometret reguleres lyset i glødelampen. Det er en lysdæmper.



Radiostøj

Der er én ulempe ved denne lysdæmper.

De meget hurtige spændingsskift gør, at enheden virker som en sender, der gennem ledningsnettet sender støjimpulser i lang- og mellembølgeområdet. Det er derfor ved lov forbudt at anvende enheden, hvis man ikke samtidig spærres for disse radio-støj signaler.

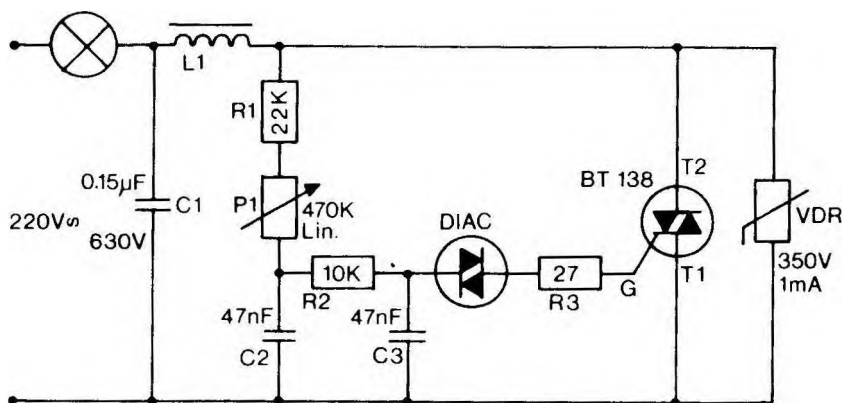
Et sådant filter kan være et LC lavpasfilter.

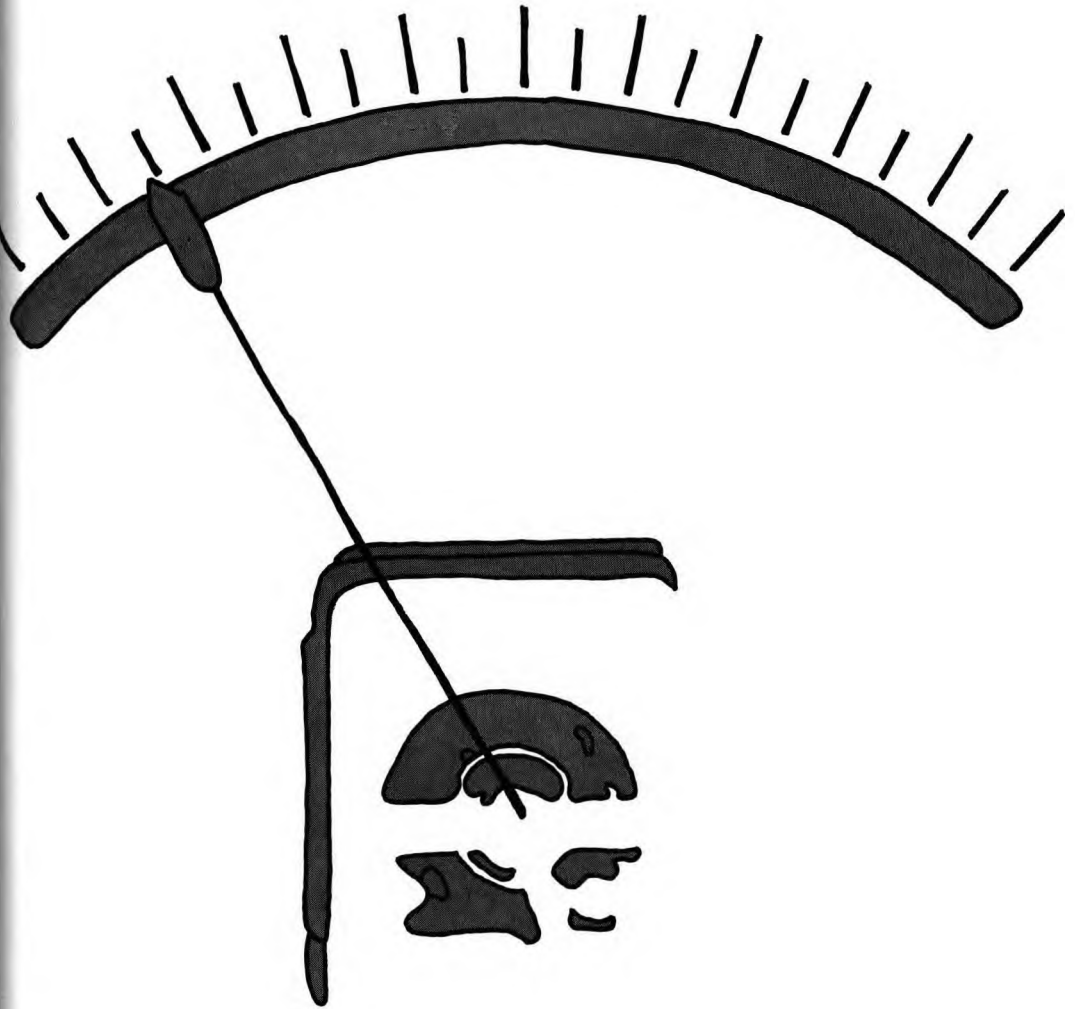
Lave frekvenser (100Hz) passerer uhindret et sådant filter, mens der spærres for de høje frekvenser.

Tegningen viser en lysdæmper

med LC filter. Vi har valgt en spole, der kan købes færdigviklet. Dens typenummer er S 975, og den tåler en strøm på 2 A. I denne konstruktion er ladekondensatoren sammensat af to, C1 og C2.

U er en VDR-modstand, en spændingsafhængig modstand. Det er en komponent, man sjældent ser anvendt, selv i kommercielle opstillinger. Vi vil meget anbefale at bruge en VDR parallel med triac'en. VDR'en beskytter triac'en mod de høje spændingsspidser, der af og til kommer på ledningsnettet. Disse spidsspændinger kan betyde, at en triac bliver ødelagt, hvis den ikke er beskyttet af en VDR.





Måleinstrumenter

Analoge måleinstrumenter

Ved analoge måleinstrumenter forstås instrumenter, der hele tiden viser den rigtige værdi af det målte, og ændringer registreres straks. En viser peger på en skala på måleværdien.

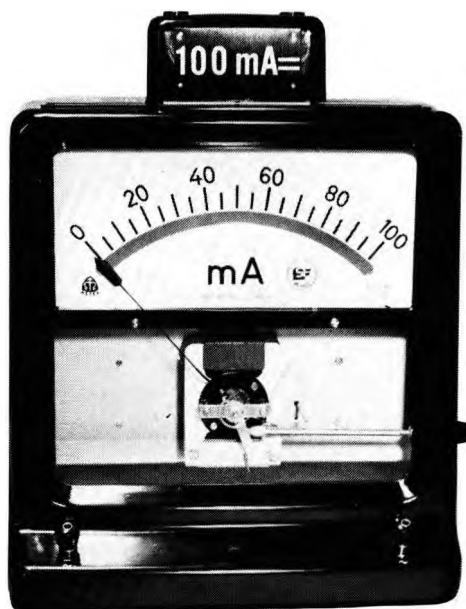
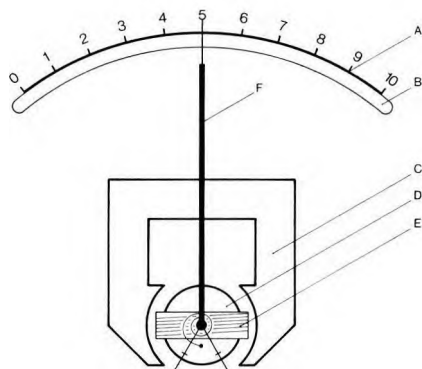
Ved det digitale måleinstrument sker udlæsningen med en række lys-tal. Det kaldes et display. Her registreres ændringen først, når den er så stor, at sidste ciffer i talrækken skal ændres. Ofte laves måleinstrumentet således, at der kun skiftes udlæsning f.eks. hvert sekund.

Drejespoleinstrumentet

Drejespoleinstrumentet er et analogt måleinstrument. Det består af en drejelig spole ophængt mellem polerne på en kraftig, fast magnet.

Når der går strøm gennem spolen, vil den dreje sig i magnetfeltet ifølge lillefingerreglen. Jo kraftigere strøm, der går gennem spolen, jo mere vil den dreje.

På spolen er fastgjort en viser, der



på en skala registrerer udsvingets størrelse.

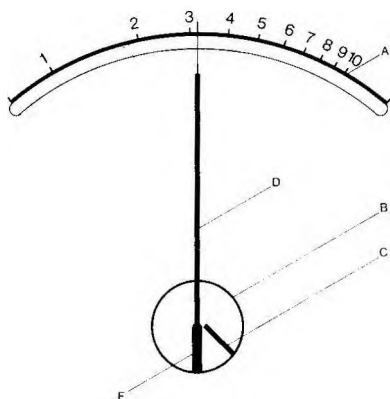
Ved at forsyne magneten med polsko og en blødtjernskerne opstår der mellem kerne og polsko et ensartet magnetisk felt, og det betyder, at skalaen på instrumentet bliver lineær. Hvis en strøm på 10 mA får viseren til at slå ud til en fjerdedel af skalaen, vil en strøm på 20 mA give halvt udslag, og 40 mA strøm vil give fuldt udslag på måleinstrumentet.

En lineær skala giver en hurtig og nøjagtig aflæsning af instrumentet.

Ulempen ved drejespoleinstrumentet er, at det kun kan måle jævnstrøm. Skal det måle vekselstrøm, må der indskydes en ensretter i kredsløbet.

Fordelen er den lineære skala med lige stor afstand mellem måleenhederne.

Blødtjernsinstrumentet



Et blødtjernsinstrument er meget enkelt opbygget. Det arbejder efter det princip, at to stykker jern anbragt i en spole vil frastøde hinanden, hvis der går strøm gennem spolen. Det skyldes, at de magnetiseres af strømmen gennem spolen, og herved får ens poler i enderne.

Jo kraftigere strøm, jo større frastødning.

I blødtjernsmåleinstrumentet sidder det ene stykke jern fastgjort. Det andet kan dreje sig om en aksel. Til det andet stykke jern er der fastgjort en viser, der på en skala kan registrere udslagets størrelse.

Skalaen bliver ikke lineær. Dvs., at afstanden mellem måleenhederne på skalaen ikke er ens. Det er en ulempe ved instrumentet. Blødtjernsinstrumentet kan heller ikke laves så følsomt som drejespoleinstrumentet. Det kan ikke måle så små strømme.

Fordelen ved blødtjernsinstrumentet er, at det kan bruges både til jævnstrøm og vekselstrøm.

Amperemeter

Drejespoleinstrumentet og blødtjernsinstrumentet er amperemetre, der direkte måler den strøm, der går gennem instrumentet. Grundinstrumentet gøres så følsomt som muligt, dvs. at det giver udslag for en så lille strøm som muligt. Ved at forsyne instrumentet med en shunt, kan instrumentet ændres til at måle større strømme.

En shunt er en modstand tilsluttet parallelt med måleinstrumentet.

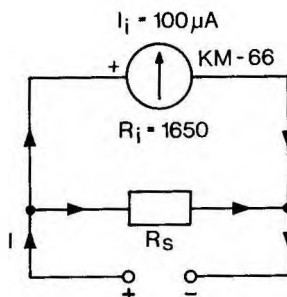
Shunting af et amperemeter

På tegningen ses et amperemeter med fuldt viserudslag for en strøm på $100 \mu\text{A}$. $I_i = 100 \mu\text{A}$.

R_i = instrumentets indre resistans er 1650Ω .

Parallelt med instrumentet er koblet en modstand, R_s . Shuntmodstanden.

Hvis vi ønsker, at instrumentet skal give fuldt viserudslag for en strøm på 1 mA , $I = 1 \text{ mA}$, skal R_s have en resistans, så $\frac{1}{10}$ af strømmen i kredsløbet ($100 \mu\text{A}$) går gennem



måleinstrumentet, og $\frac{9}{10}$ af strømmen går gennem shuntten. Shuntens resistans må så være tilsvarende mindre end måleinstrumentets indre resistans.

Beregning af shunt til amperemeter

Modstanden kan beregnes efter formlen:

$$R_S = \frac{R_i}{\frac{I}{I_i} - 1} = \frac{1650}{\frac{1}{0,1} - 1}$$

$$R_S = 183 \Omega$$

Med en modstand på 183 Ω parallelt med måleinstrumentet vil $\frac{1}{10}$ af strømmen gå gennem instrumentet og $\frac{9}{10}$ gennem shuntten. En strøm på 0,5 mA vil således give halvt viserudslag.

På samme måde kan der beregnes shunte, så instrumentet kan måle 10 mA, 100 mA og 1000 mA.

Måleområde = 10 mA.

$$R_i = 1650 \Omega, I = 10 \text{ mA}, I_i = 0,1 \text{ mA}$$

$$R_S = \frac{1650}{\frac{10}{0,1} - 1}$$

$$R_S = 16,7 \Omega$$

Måleområde = 100 mA.

$$R_i = 1650 \Omega, I = 100 \text{ mA}, I_i = 0,1 \text{ mA}$$

$$R_S = \frac{1650}{\frac{100}{0,1} - 1}$$

$$R_S = 1,7 \Omega$$

Måleområde = 1 A.

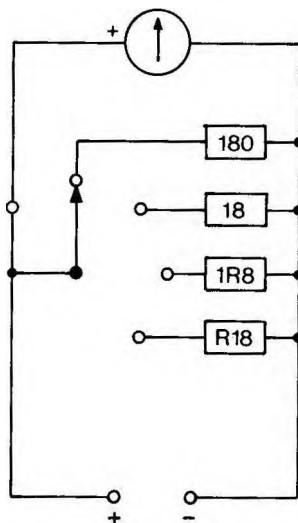
$$R_i = 1650 \Omega, I = 1000 \text{ mA}, I_i = 0,1 \text{ mA}$$

$$R_S = \frac{1650}{\frac{1000}{0,1} - 1}$$

$$R_S = 0,17 \Omega$$

Amperemeter med flere måleområder

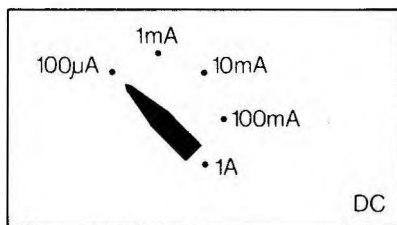
En praktisk udgave af et amperemeter kan laves med et amperemeter og en omskifter, der kan skifte mellem forskellige shunte. Tegningen viser et sådant arrangement.



Det valgte instrument er et Kyoritsu KM-66, der har en indre resistans på 1650 Ω . Vi vælger modstandsværdierne fra standardrækken af modstande:

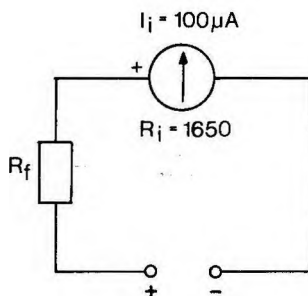
Instrument: Kyoritsu KM-66 $I_i = 100 \mu\text{A}$, $R_i = 1650 \Omega$		
Måleområde	Shunt	Standardværdi
1 mA	183 Ω	180R - 5 %
10 mA	16,7 Ω	18R - 5 %
100 mA	1,7 Ω	1R8 - 5 %
1 A	0,17 Ω	R18 - 5 %

Ved at vælge standardværdier bliver instrumentet unøjagtigt, så ønsker man et nøjagtigere instrument, kan områderne justeres ind med et professionelt instrument. Det tilsluttes i serie med instrumentet, og der måles på en opstilling. Ved at parallelforbinde modstande med stor resistans parallelt med shuntmodstanden, kan instrumentet justeres ind.



Voltmeter

Drejespoleinstrumentet og blødtjernsinstrumentet kan også bruges som voltmeter. En modstand, R_f , tilsluttet i serieforbindelse med måleinstrumentet, begrænser strømmen i kredsløbet til den strøm, instrumentet kan tåle.



Vi vælger at lave et voltmeter, der ved fuldt viserudslag på instrumentet måler 10 V. Ved hjælp af Ohms lov kan formodstanden beregnes.

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

$$U = 10 \text{ V}, I = 100 \mu\text{A} = 0,0001 \text{ A}$$

$$R = \frac{10}{0,0001} = 100\,000 \Omega$$

Den samlede resistans i kredsløbet skal være 100 000 Ω . Formodstandens resistans må så være lig kredsløbets samlede resistans minus instrumentets resistans.

$$\begin{aligned} R_f &= 100\,000 \Omega - 1650 \Omega \\ &= 98\,350 \Omega \end{aligned}$$

Beregning af formodstande til voltmeter

Formodstande, der gør amperemetret til et voltmeter, kan beregnes efter formlen:

$$R_f = R_i \left(\frac{U}{U_i} - 1 \right)$$

R_f = formodstandens resistans

R_i = måleinstrumentets indre resistans = 1650 Ω

U = ønskede måleområde i volt

U_i = spændingsfaldet over måleinstrumentet.

$$U_i = R_i \cdot I_i = 1650 \cdot 0,0001 = 0,165 \text{ V.}$$

Måleområde = 1 V.

$$R_f = R_i \left(\frac{U}{U_i} - 1 \right) =$$

$$1650 \left(\frac{1}{0,165} - 1 \right)$$

$$R_f = 8350 \Omega$$

Måleområde = 10 V.

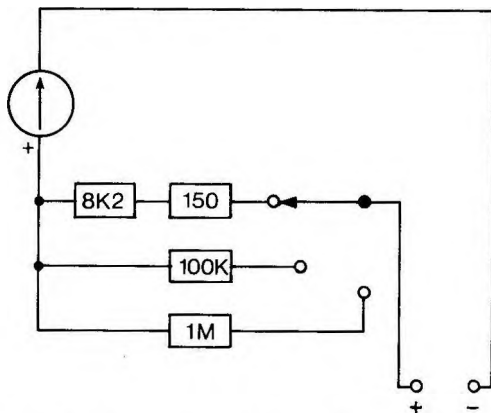
$$R_f = 1650 \left(\frac{10}{0,165} - 1 \right)$$

$$R_f = 98\,350 \Omega$$

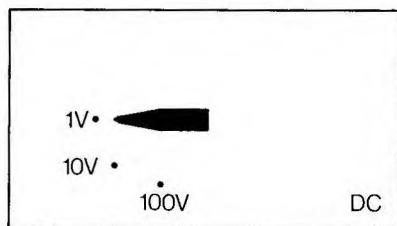
Måleområde = 100 V.

$$R_f = 1650 \left(\frac{100}{0,165} - 1 \right)$$

$$R_f = 998\,350 \Omega$$



Voltmeter med forskellige måleområder



Forplade til voltmeter

Instrument: Kyoritsu KM-66
 $I_i = 100 \mu\text{A}$, $R_i = 1650 \Omega$, $U_i = 0,165 \text{ V}$

Måleområde	formodst.	standardværdi
1 V	8350 Ω	8K2 + 150R
10 V	98350 Ω	100K
100 V	998350 Ω	1M

Kombineret ampere- og voltmeter

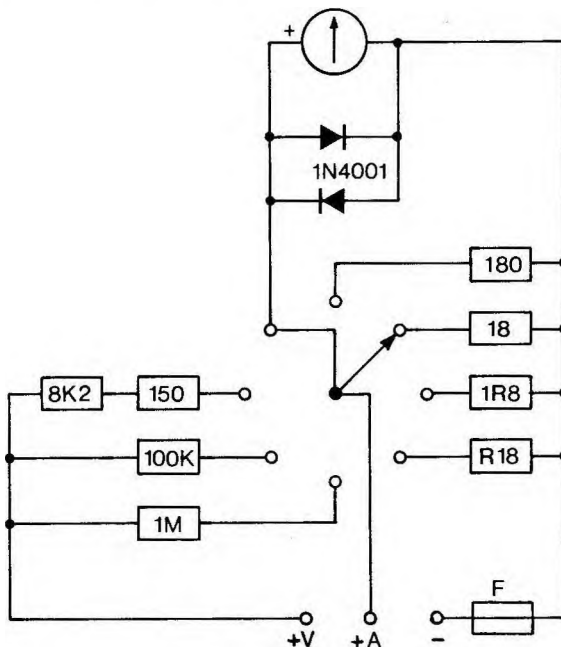
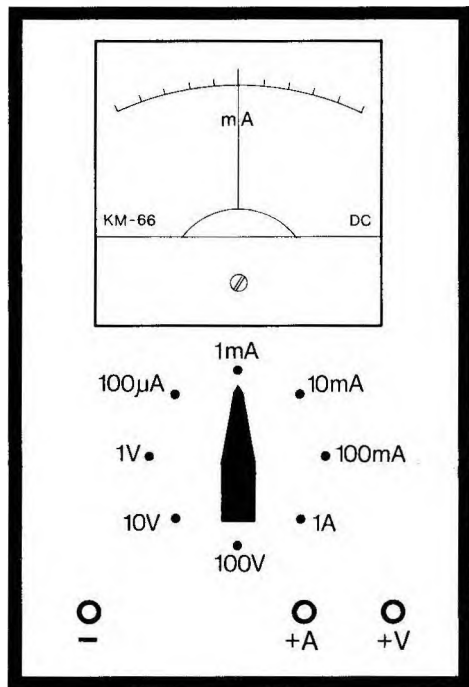
Med et måleinstrument og en omskifter kan der konstrueres et måleinstrument, der enten kan måle strøm eller spænding.

Diagrammet herunder viser, hvordan de forskellige strøm- og spændingsområder er koblet sammen.

Alle områder har fælles minus. Skal der måles spænding, skal en ledning tilsluttes +V, og skal der måles strøm, skal en ledning tilsluttes +A.

En sikring i minusledningen sikrer mod overbelastning. Parallelt med måleinstrumentet er der to siliciumdioder, der sikrer selve instrumentet mod overbelastning.

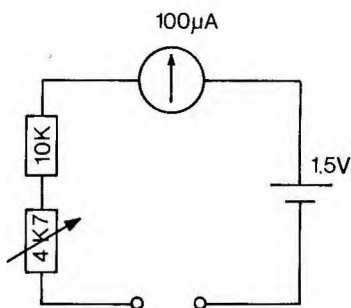
På tegningen ved siden af ses, hvordan instrumentet kan se ud.



Ohmmeter

Et ohmmeter består i princippet af et viserinstrument, der er serieforbundet med en variabel modstand og et batteri.

Til ohmmetret vælges et måleinstrument, der giver fuldt udslag ved en strøm på $100\ \mu\text{A}$. Dets indre resistans er $1650\ \Omega$.



Tegningen viser, at instrumentet er serieforbundet med en fast modstand på $10\ 000\ \Omega$, et potentiometer på $4700\ \Omega$ og et $1,5\ \text{V}$ element. Ved hjælp af Ohms lov kan der beregnes, hvor stor resistansen er i kredsløbet,

når en spænding på $1,5\ \text{V}$ giver en strøm på $100\ \mu\text{A}$.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1,5\ \text{V}}{0,0001\ \text{A}} = 15\ 000\ \Omega$$

Resistansen skal være $15\ 000\ \Omega$.

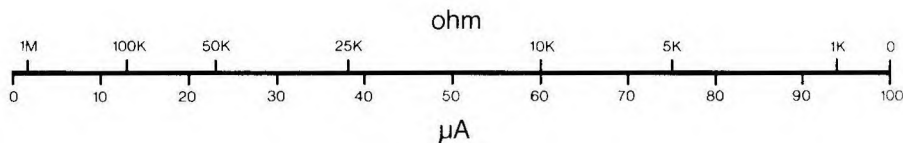
Når tilslutningsklemmerne på ohmmetret forbindes med hinanden, vil der gå strøm i kredsløbet, og med potentiometret reguleres strømmen til $100\ \mu\text{A}$. Vi har nulstillet ohmmetret.

Hvis der over tilslutningsklemmerne anbringes en modstand på 10K , bliver den samlede resistans i kredsløbet $10\ 000\ \Omega$ (modstanden) + $15\ 000\ \Omega$ (indre resistans). Strømmen i kredsløbet vil da blive:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{1,5\ \text{V}}{25\ 000\ \Omega} = 60\ \mu\text{A}$$

På instrumentets skala kan der ved $60\ \mu\text{A}$ skrives $10\text{k}\Omega$. Med andre faste modstande kan hele skalaen tegnes. Den vil blive, som tegningen herunder viser.

Ohmmetre til nøjagtige målinger udføres som målebroer, og denne type instrumenter behandles under »bromålinger«.



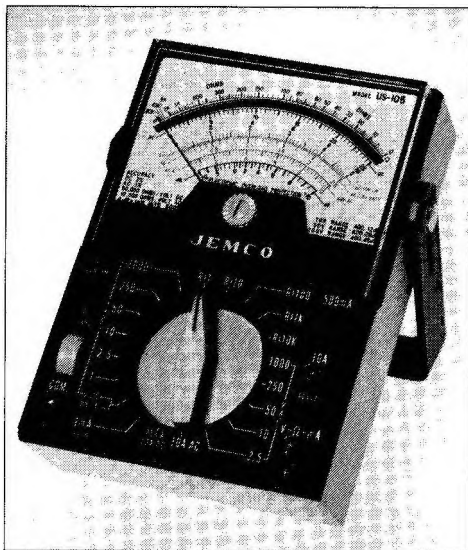
Universalmåleinstrument

Det første måleinstrument, man anskaffer sig til arbejdet med elektronik, er et universalmåleinstrument. Som navnet antyder, kan dette instrument bruges til at måle forskellige elektriske størrelser. Det engelske ord for instrumentet er »multi-tester«, og det anvendes også på dansk.

Universalmåleinstrumentet er et instrument, der kan måle spændingsforskel, strømstyrke og resistans. Prisen på instrumentet er afhængig af dets følsomhed, der angives i antal ohm pr. volt. Billigere instrumenter har en følsomhed fra 5000 Ω/V , mens bedre instrumenter har følsomheder fra 50 000-100 000 Ω/V .

Til illustration af målinger med U-instrument er anvendt JEMCO US-105.

Måling af spænding med universalmåleinstrument

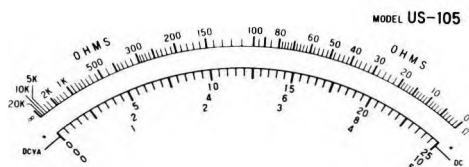
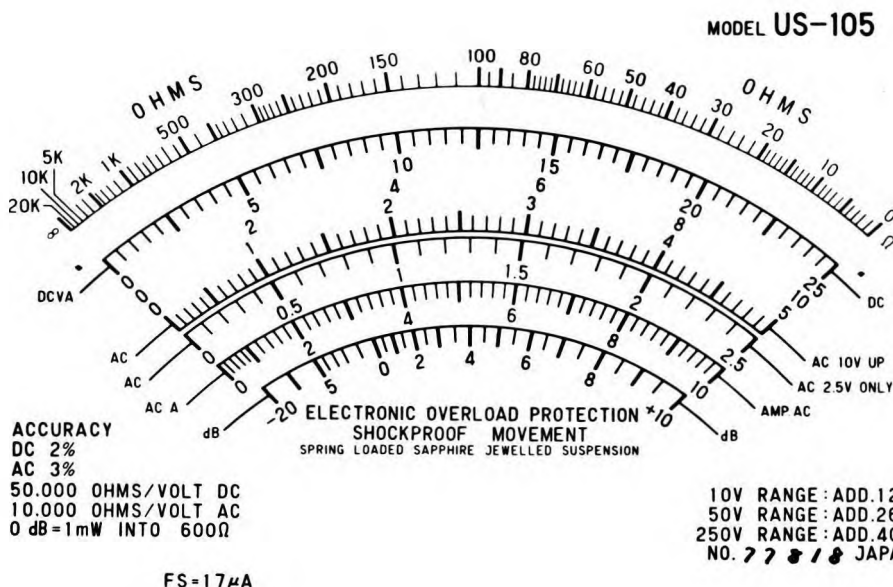


Vi måler spænding på et batteri. Inden målinger påbegyndes, sættes testledningerne på U-instrumentet. Den røde sluttes til +bøsningen, den sorte til ÷bøsningen.

Under skalaen på instrumentet er der en nulstilleskrue, der med fingrene kan justeres, så instrumentet viser 0.

Områdevælgeren stilles på det mindst følsomme område. På US-105 er det 1000 V. Det er jævnspænding, der skal måles. Det betegnes med VDC.

Testledningerne sættes på batteriet, vi skal måle på, med den røde på + og den sorte på ÷. Omskifteren drejes så gennem 250 V-50 V til 10 V, og her får vi et passende visersving.



Instrumentet er forsynet med spejlskala, og dvs., at man ved viser-aflæsning skal se lige ind på viseren, så den dækker sit eget spejlbillede.

U-instrumenter er forsynet med mange forskellige skalaer, da der skal kunne dækkes mange måleområder. Man skal derfor, inden man begynder at måle med et U-instrument, lære det at kende. DC skalaen på US-105 er lige under spejlet. Yderst til højre står 25-10-5. Det er samme skalinddeling for alle jævnspænding og -strøm målinger. Den skala, der er nærmest spejlskalaen, er inddelt i 25 enheder, og den bruges ved aflæsninger på 0,25 V, 2,5 V og 250 V områderne.

10 området er angivet på skalaen med 2-4-6-8-10. Denne skala bruges ved 10 V og 1000 V områderne.

Endelig er der en 5-delt skala.

De samme skalaer bruges ved DC strømmålinger.

Instrumentets følsomhed er $50\,000\ \Omega/\text{V}$, og ved måling på batteriet har vi målt på $10\ \text{V}$ området. Det betyder, at vi ved målingen har belastet batteriet med en resistans på $10 \cdot 50\,000\ \Omega = 500\ \text{k}\Omega$. Vi får en reel måling.

Også med mindre følsomme måleinstrumenter vil vi ved måling på et batteri få samme målte værdi. Et måleinstrument med en følsomhed på $5000\ \Omega/\text{V}$ vil belaste med en resistans på $10 \cdot 5000\ \Omega = 50\,000\ \Omega$, og denne belastning vil ikke påvirke batterispændingen.

Måling på en transistor

Problemer med målinger med U-instrumenter opstår, når der skal måles på transistorkredsløb.

På tegningen er indtegnet et stort antal voltmetre, der skal vise, hvilke spændinger vi kan måle på et transistortrin, og hvordan vi benævner disse spændinger for ikke at forveksle dem.

U = tilslutningsspændingen

U_{RC} = spændingen over kollektormodstanden

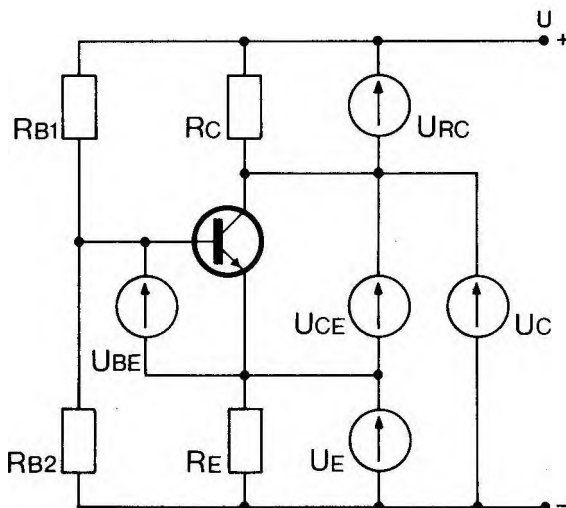
U_{CE} = kollektor-emitterspændingen

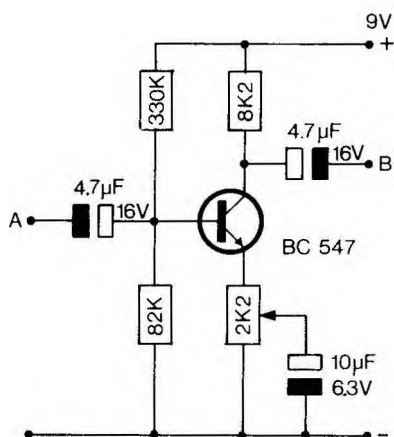
U_E = spændingen over emittermodstanden

U_C = spændingen mellem kollektor og stel

U_{BE} = basis-emitterspændingen

U_B = spændingen mellem basis og stel.





Vi kan prøve at måle disse spændinger på et transistorforstærkertrin.

Spændingerne er målt med et JEMCO US-105. Beregningerne af transistortrinet gennemgås i afsnittet Lavfrekvensforstærker.

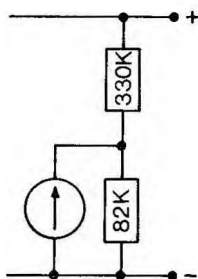
	Beregnete spændinger	Målte spændinger
U :	9 V	9 V
U_{RC} :	3,95 V	3,4 V
U_{CE} :	3,95 V	4,7 V
U_E :	1,1 V	0,9 V
U_C :	5,05 V	5,5 V
U_{BE} :	0,7 V	0,6 V
U_B :	1,8 V	1,4 V

Hvis vi måler spænding mellem basis og minus, vil vi få målefejl med et U -instrument.

Spændingen er $U_{BE} + U_E = 1,9$ V. Måler vi med et instrument med følsomheden $5000 \Omega/V$, vil instrumentet på 5 V området udgøre en belastning på $5 \cdot 5000 \Omega = 25\,000 \Omega$. Denne belastning er parallel med $R_{B2} = 82K$, og det svarer til en resulterende resistans af denne parallelforbindelse på ca. $19\,k\Omega$. Ved målingen forrykkes basisspændingen. Instrumentet influerer på kredsløbet, der måles på.

Med et instrument med en følsomhed på $50\,k\Omega/V$ vil der belastes med $250\,000 \Omega$. Parallelt med $82\,k\Omega$ giver det ca. $62\,k\Omega$. Fejlmålingen bliver mindre.

Det ville være bedre at måle U_B . Den vil for siliciumtransistorer være ca. $0,6-0,7$ V. For germaniumtransistorer er U_B ca. $0,2-0,3$ V.



Praktiske målinger på et transistortrin

Universalmåleinstrumentet er udmærket til at checke, om et transistortrin arbejder. Det er kun nødvendigt med få målinger.

Den første måling må være en måling af kollektorspændingen, U_C .

Den sorte testledning tilsluttes minus. Med den røde måles først tilslutningsspændingen, U . Herefter sættes testledningen på kollektor, og vi måler kollektorspændingen, U_C . Den skal være lavere end U . Hvis den er lig U , er transistoren OFF. Den kan være defekt, men der kan også være en dårlig lodning.

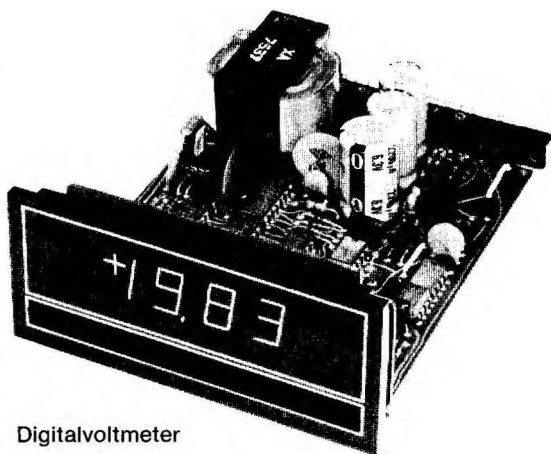
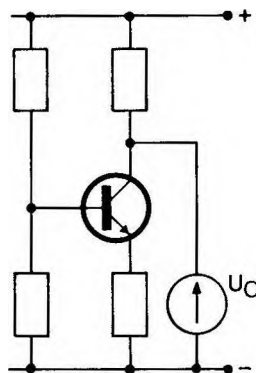
I forstærkertrin vil U_C ofte være ca. halv så stor som U .

Hvis U_C er lavere end U , ser det ud til, at transistoren er i orden, og man kan prøve at forbinde basis til minus. Så skal transistoren blive OFF og U_C stige til U .

Nøjagtige målinger på transistortrin

Et voltmeter skal have en høj indre resistans for ikke at belaste det, der måles på. Foran U -instrumentet kan der sættes en forstærker, så det ikke bliver U -instrumentets indre resistans, der får betydning.

Måleinstrumenter fabrikeres også med indbyggede forstærkere. Tidligere blev der brugt rørdør i forstærkerne, og instrumenterne blev betegnet som »rørvoltmetre«, et navn, der delvis er blevet hængende,



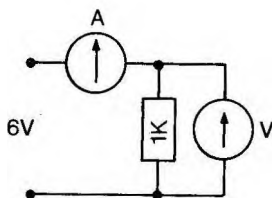
Digitalvoltmeter

efter man er gået over til at bruge halvledere. Nu anvendes der ofte FET's, Field Effect Transistorer, i indgangsforstærkerne, og herved får man instrumenter med følsomhed på 1 M Ω /V. Måler man med et sådant instrument på 10 V området, vil belastningen udgøre 10 M Ω , og det vil et transistortrin ikke »mærke«.

Alle digitalvoltmetre har som FET-voltmetre en stor indre resistans. Det samme gælder oscilloskopet, og under gennemgang af dette instrument senere i bogen vises, hvordan det kan anvendes til måling af spændinger.

Måling af strøm med universalmåleinstrument

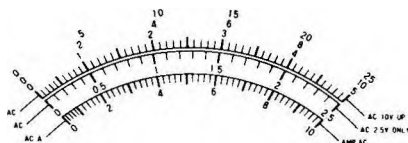
Områdeomskifteren kobler forskellige *shunte* ind over instrumentet ved skift mellem forskellige måleområder. Det vil betyde, at den indre resistans vil variere ved forskellige måleområder. Det bør man være opmærksom på.



Skal der på denne opstilling måles strøm og spænding, måles først spændingen og derefter strømmen eller omvendt. Man skal ikke måle med to måleinstrumenter samtidig. Der vil blive et spændingsfald over det instrument, der måler strøm.

Måling af vekselspænding

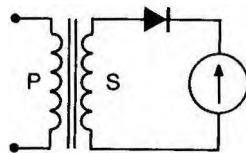
I U-instrumentet er der et ensretterkredsløb, så instrumentet kan måle vekselspændinger.



I elektronik har vi ofte kun, når vi beskæftiger os med højfrekvens, brug for nøjagtige AC målinger. Følsomheden er for AC områderne også meget lavere end for DC områderne på et U-instrument. F.eks. har US-105 en DC følsomhed på 50 k Ω /V, men en AC følsomhed på 10 k Ω /V. Det betyder, at det belaster mere ved AC målinger.

Da instrumentet viser effektiv spænding, er det kun sinus spændinger, man kan måle korrekt.

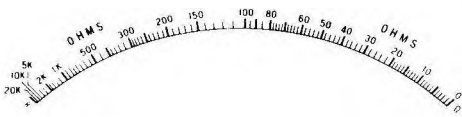
Måling af vekselstrøm



Kun de dyrere U-instrumenter har områder til måling af vekselstrøm.

I U-instrumentet er der en strømtransformator. Jo større strøm, der går i primærviklingen, jo større strøm vil der gå i sekundærviklingen.

Måling på en transistor med universalinstrument



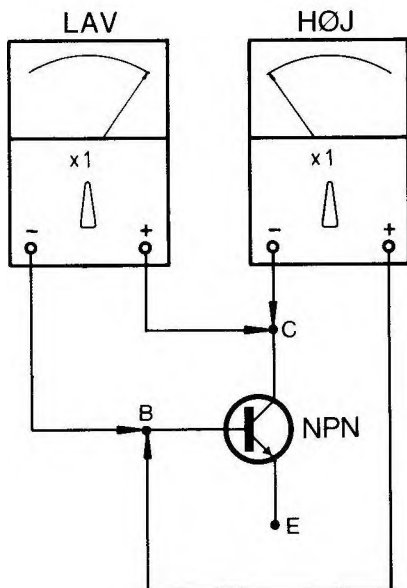
Ohmmetret i universalinstrumentet kan bruges til at måle, om en transistor er i orden. Hvis det ikke drejer sig om en effekttransistor, kan man måle på den i kredsløbet uden at lodde den af.

På de fleste universalinstrumen-

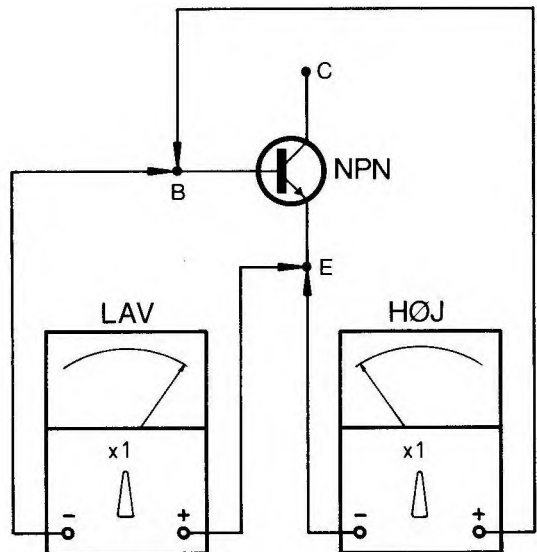
ter er der ved ohmmeterindstillingen byttet om på polariseringen, så terminalen mærket - er den positive, og terminalen mærket + er den negative. Prøv at måle på instrumentet i ohmstilling med et voltmeter. På tegningerne er der anvendt måleinstrumenter af denne type. Måles der med et ohmmeter, et digitalinstrument e.l., skal der byttes om på + og -.

Måling på NPN transistor

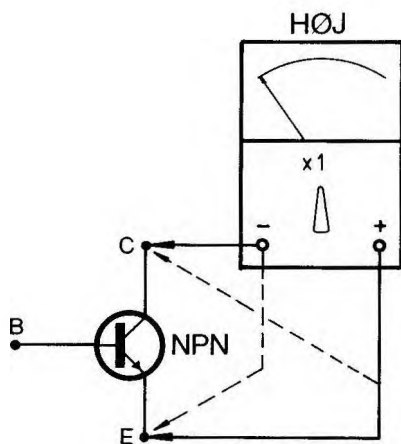
I praksis behøver man ikke at tænke på, om det er et universalinstrument eller et andet ohmmeter, man måler med. Når der måles lav resistans i én retning, skal instrumentet vise høj, når ledningerne byttes om.



Måling på basis-kollektor



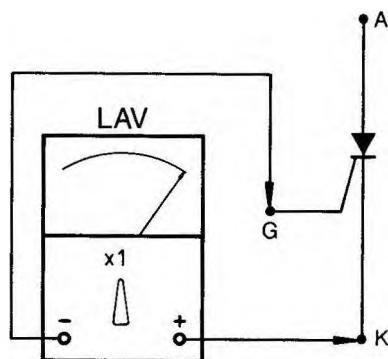
Måling på basis-emitter



Måling på PNP transistor

Måling på PNP transistor vil give modsat resultat. Resistansen mellem kollektor og emitter vil dog altid være stor.

Måling på tyristor



Med universalinstrumentet kan man også måle, om en tyristor er OK. Den skal dog være afloddet opstillingen. Mellem gate (G) og katode (K) skal resistansen være lille med + på K og - på G. Alle andre målinger viser uendelig stor resistans.

Bromålinger med Wheatstone målebro

Til nøjagtige resistansmålinger bruges ofte en målebro. I princippet består en målebro af fire modstande, et midtpunktstillet milliamperemeter og en spændingskilde.

De fire modstande i brokredsløbet er lige store f.eks. $1000\ \Omega$. Spændingsfaldet over hver modstand er det samme, nemlig $4,5\text{ V}$. Hvis vi måler spændingsforskellen mellem A og B vil vi se, at den er 0 V .

I dette kredsløb er R_3 og R_4 stadig $1000\ \Omega$, R_2 er en variabel modstand på $1000\ \Omega$. R_X er den ukendte modstand, der skal undersøges. Lad os antage, at dens resistans er $100\ \Omega$.

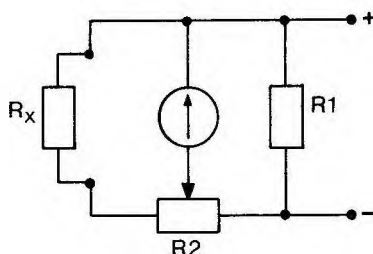
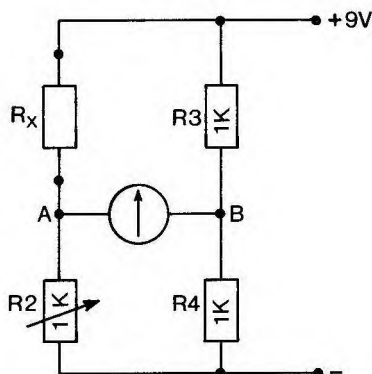
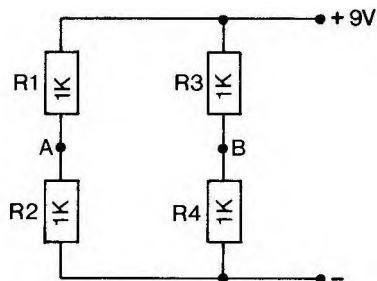
Spændingsfaldet over R_4 , $U_{R4} = 4,5\text{ V}$. R_2 danner sammen med R_X en spændingsdeler, og over R_2 vil spændingsfaldet være ca. 8 V . Det betyder, at der mellem A og B bliver en spændingsforskel på $8\text{ V} - 4,5\text{ V} = 3,5\text{ V}$. Måleinstrumentet giver udslag.

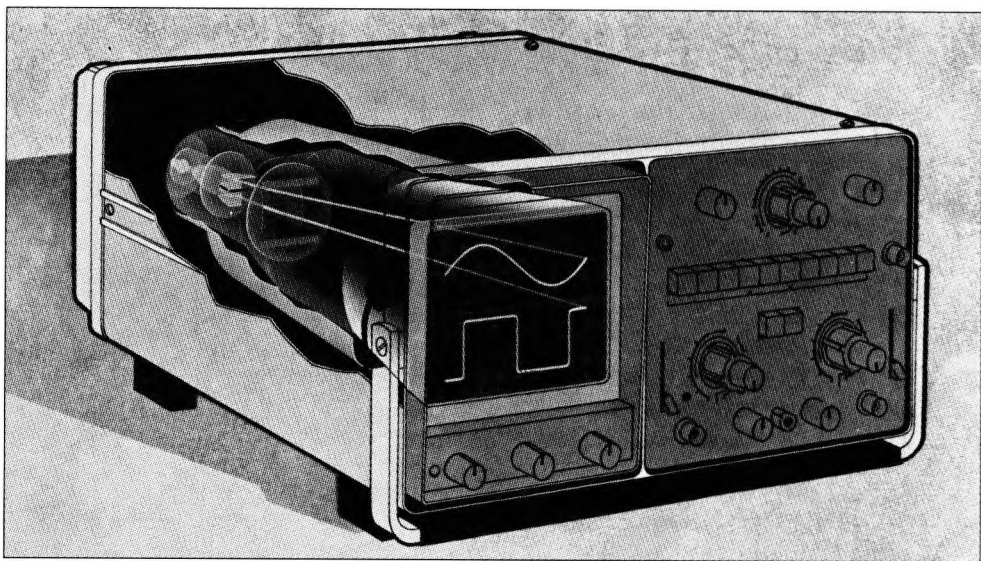
Vi drejer nu på R_2 , til instrumentet viser 0 V . Det gør det, når $R_2 = R_X$.

Ved R_2 er det en kalibreret skala, hvor man kan aflæse R_2 's værdi – og dermed den ukendte modstands værdi.

Denne opstilling kaldes en Wheatstone målebro, og den kan bruges til nøjagtige resistansmålinger fra $0,01\ \Omega$ til $1\text{ M}\Omega$.

En Wheatstone-bro kan også udformes som vist her.





Oscilloskopet

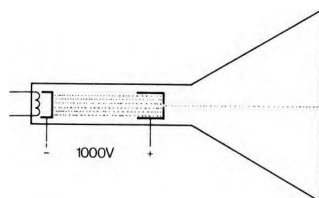
Oscilloskopet er et af de vigtigste måleinstrumenter i elektroniklaboratoriet. Med dette måleinstrument er der mange målemuligheder.

Viseren fra drejespoleinstrumentet er erstattet af en elektronstråle, hvis masse er uendelig lille i forhold til viseren, og derfor er det lettere at bevæge en elektronstråle.

Katodestrålerør

Hjertet i oscilloskopet er et katodestrålerør. Det består af en glaskolbe, der er lufttom. I den ene ende af røret er katoden, der varmes op af en glødetråd, så den kan udsende elektroner. Længere fremme i røret er der en anode, der er udformet som en cylinder uden låg. I bunden er der boret et lille hul.

Til katode og anode tilsluttes høj-



spænding, ca. 1000 V, med plus til anoden. Elektronerne, der er negative, vil tiltrækkes af den positive anode, og farer med stor hastighed hen mod den. Nogle elektroner har så stor hastighed, at de ryger gennem hullet i bunden af anodecylindren, og vi har en tynd elektronstråle, der rammer bunden af glaskolben.

Elektroner er usynlige, men bunden af glaskolben er belagt med et lag fosfor. Det har den egenskab, at det lyser, når det rammes af elektroner. Vi vil derfor på glaskolbens endevæg se en lysende plet.

Endevæggen af glaskolben er

skærmen på katodestrålerøret. I fjernsynet er der også et sådant katodestrålerør. Det er billedrøret. I et farvefjernsyn er højspændingen mellem anode og katode på 25 000 V.

Elektronkanon

Anoden og katoden kaldes tilsammen en elektronkanon. I elektronkanonen er der anbragt en focus elektrode, der kan fokusere elektronstrålen. Med et potentiometer kan man regulere spændingen på elektroden og herved gøre pletten på skærmen større eller mindre. Man kan indstille skarpt. Denne knap benævnes FOCUS.

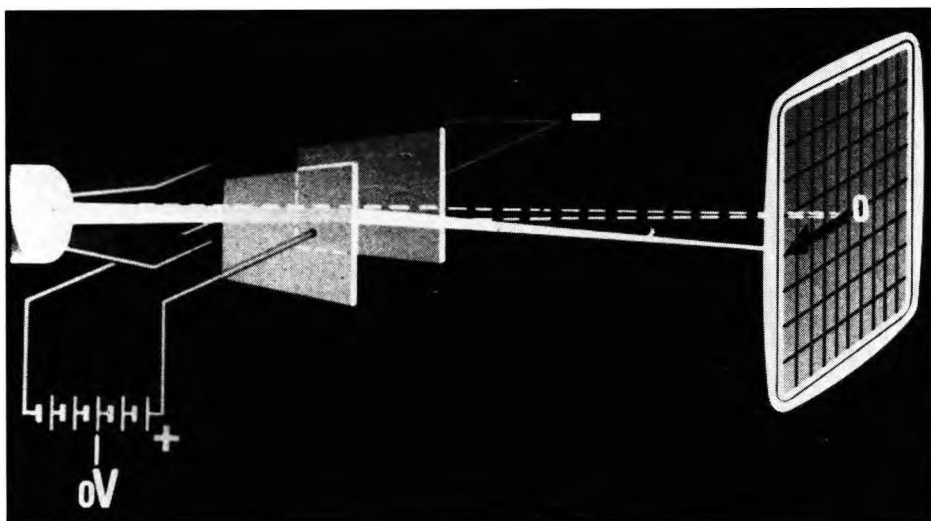
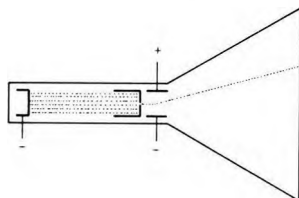
Med et andet potentiometer kan elektronudsendelsen reguleres. Herved reguleres lysstyrken. Knappen benævnes INTEN (engelsk: intensity = styrke).

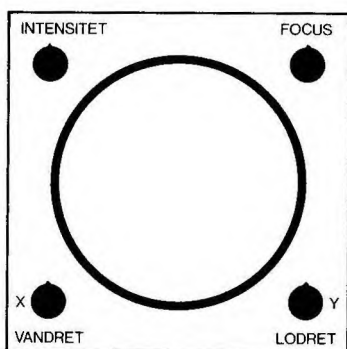
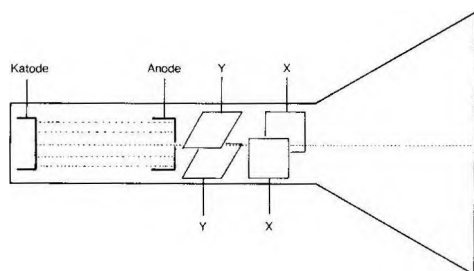
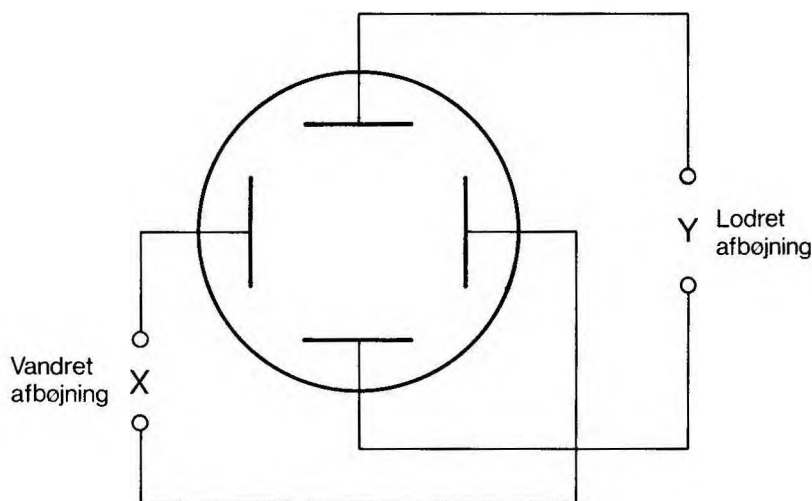
Afbøjningsplader

I glaskolbens hals er der efter elektronkanonen indbygget et par vandrette metalplader, som elektronstrålen passerer mellem. Sættes der spænding på pladerne, så den øverste bliver positiv og den nederste negativ, vil elektronstrålen blive tiltrukket af den øverste plade. Lyspletten på skærmen vil bevæge sig opad. Jo højere spændingsforskel, der bliver mellem pladerne, jo højere vil lyspletten bevæge sig op.

Byttes der om på polariteten på metalpladerne, vil pletten bevæge sig ned.

Med et potentiometer kan man





på oscilloskopet regulere spændingen på pladerne. Når potentiometret står i midterstilling, er pletten midt på skærmen. Drejes potentiometret til den ene side, bevæges pletten opad, drejes potentiometret til den anden side, bevæges pletten nedad.

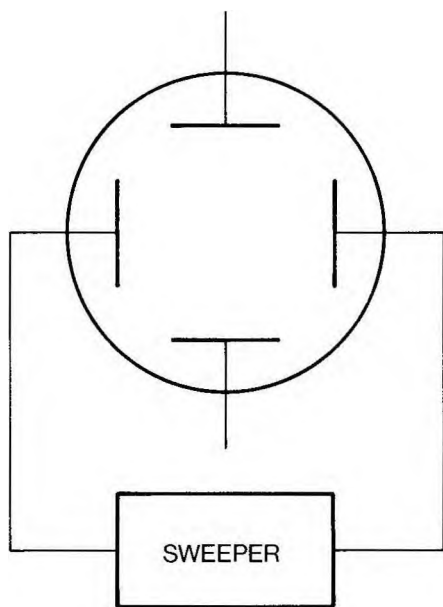
I et koordinatsystem er bevægelser op og ned i Y-aksens retning. Pladerne benævnes derfor Y-plader eller lodrette afbøjningsplader.

Efter Y-pladerne er der to lodrette plader. Ved hjælp af et andet potentiometer kan spændingen over disse plader også reguleres, og vi kan bevæge elektronstrålen og dermed pletten fra side til side. Det er X-retningen i koordinatsystemet, og afbøjningspladerne benævnes som X-plader eller vandrette afbøjningsplader.

Med de to potentiometre, X- og Y-afbøjning, kan lyspletten placeres overalt på skærmen. Vi kan afbilde et punkt, hvor vi ønsker i koordinatsystemet.

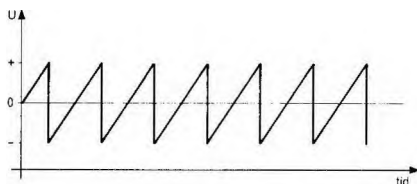
Sweeper – time base

Til X-pladerne kan der fra en sweep-generator tilføres en savtakspænding. Det vil sige en spænding, der vokser, og når den når sit højeste, skifter polariteten – der byttes om på plus og minus.



I starten af en sådan savtakspænding er højre X-plade meget negativ og venstre afbøjningsplade maksimal positiv. Lyspletten befinder sig helt vil venstre på skærmen.

Kurven viser spændingsforløbet på højre plade. Den får højere og højere positiv spænding, og lyspletten vandrer over skærmen, til den når højre side. Vi har nået maksimum på savtakkurven. Polariteten skifter nu meget hurtigt, så højre X-plade fra at være maksimum po-



sitiv, bliver negativ. Lyspletten farer hurtigt til venstre side af skærmen. Dette skift sker så hurtigt, at det ikke opfattes.

Savtakspændingen over X-pladerne bevirker således, at lyspletten hele tiden bevæger sig over skærmen fra venstre mod højre, og savtakspændings-generatoren har derfor fået det engelske navn »sweeper«. (Engelsk: to sweep = at feje). Tyskerne kalder det en »kip-generator«.

Hastigheden på strålens forløb over skærmen kan reguleres. Knappen benævnes TIME/CM, og den angiver den tid, målt i sekunder, det tager for pletten at bevæge sig en cm eller én inddeling. Foran skærmen er der anbragt et kvadratnet. Det er ofte i cm. Hvis nettet ikke er inddelt i cm, benævnes time base knappen TIME/DIV (tid pr. inddeling).

Hastigheden på lysplettens vandring kan varieres fra 200 ms/cm til 1 μ s/cm. Hvis skærmen er 10 cm bred, vil det i første tilfælde tage

pletten $200 \text{ ms} \cdot 10 = 2000 \text{ ms} = 2$ sekunder at passere over skærmen. Ved $1 \mu\text{s}$ vil det tage $10 \mu\text{s} = 10$ mikrosekunder. Det svarer til en hastighed på 36 000 km i timen.

Når hastigheden når over 10 ms/cm, vil plettens vandring ses som en streg over skærmen. Det skyldes, at fosforbelægningen har en efterglød, dvs. den lyser, efter den er blevet ramt af elektronstrålen. Til visse målinger har man brug for et oscilloskop med en lang efterglød.

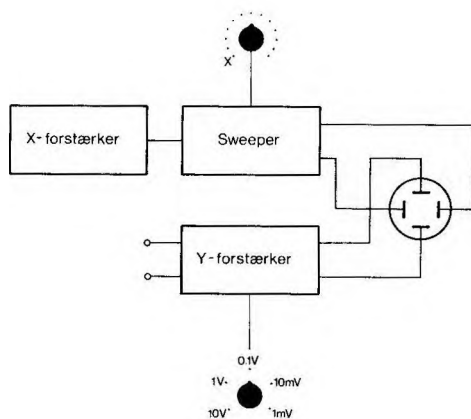
TIME BASE knappen har ofte en yderstilling mærket »X«. Her er sweeperen afbrudt, og der kan sendes signal direkte ind på X-pladerne.

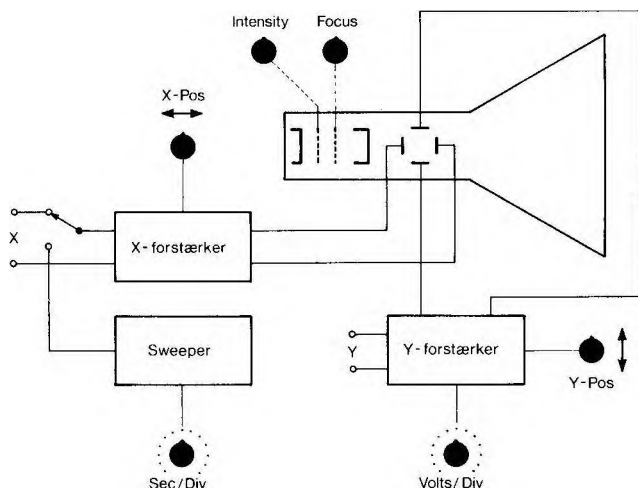
X- og Y-forstærker

Signaler, der sendes til X og Y afbøjningspladerne, forstærkes i oscilloskopet af en intern forstærker. X-forstærkningen kan reguleres med et potentiometer, så man kan få billedet på skærmen til at blive bredere eller smallere.

Y-forstærkeren er trinvis inddelt, og knappen mærkes ofte med AMPL/DIV eller VOLTS/DIV, og kan i inddelingen gå fra f.eks. 10 V/DIV til 1 mV/DIV. Man ser på skærmen, hvor meget et signal fylder. Står omskifteren på 10 V/DIV, og signalet bevæger sig mellem to vandrette inddelinger, er det målte signals spænding 10 Vss. Breder det sig over hele skærmen – otte vandrette inddelinger – er det målte signal $8 \cdot 10 \text{ Vss} = 80 \text{ Vss}$.

Med AMP/DIV knappen drejet helt med uret, vil et signal på 1 mV fylde én inddeling. I oscilloskoper





anvendtes tidligere radorør i forstærkerdelen, og en maksimal forstærkning (følsomhed) på 0,1 V/DIV var almindelig. I dag er forstærkerne bestykket med transistorer, og en forstærkning på 5 mV/DIV er almindelig i den billigste klasse.

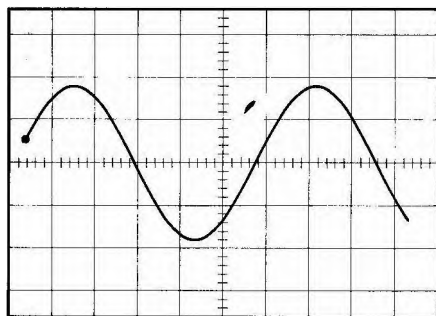
Trigget

Oscilloskopet er forsynet med en »trigger«. Triggeren er ansvarlig for, at der vises et stabilt, stillestående billede på skærmen.

Triggeren har den funktion, at den får det målte signals frekvens til at gå i takt med sweeperen, og den sørger for, at det billede, vi ser på skærmen, altid begynder det samme sted. Triggeren betyder, at billedet står helt stille på skærmen.

Triggeren kan sættes i forskellige positioner.

INT (internal: engelsk = indre).



Triggingen bestemmes af det signal, der vises. Denne triggemåde er den normale, og signalet kan triggere automatisk.

LINE (engelsk: power line = elektricitetsnet). Triggeren arbejder med netfrekvensen, og LINE bruges ved målinger på spændingsforsyninger, transformatorer og vekselspændinger fra nettet.

EXT (engelsk: external = ydre). Her styres triggeren udefra. Det kan

være direkte af det signal, man arbejder på. Et trigger-signal udefra tilsluttes en særlig tilslutningsbøsning mærket EXT TRIG.

TV. Denne triggerfunktion bruges ved målinger i fjernsynsapparater.

POS/NEG. Her vælges, om billedet skal starte med at vise den positive eller den negative del af et signal.

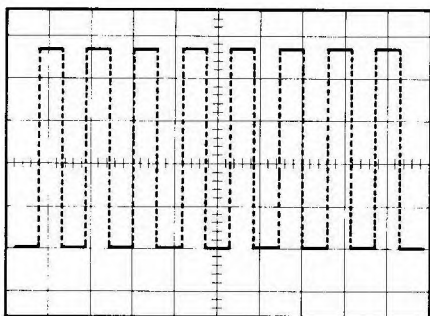
Dobbeltstråleosilloskop

Et dobbeltstråleosilloskop har, som navnet siger, to elektronstråler, og ved et »ægte« dobbeltstråleosilloskop er der to elektronkanoner. Man er herved i stand til at se to billeder på skærmen samtidig. Er man i færd med at undersøge en forstærker, kan den ene kanal vise for-

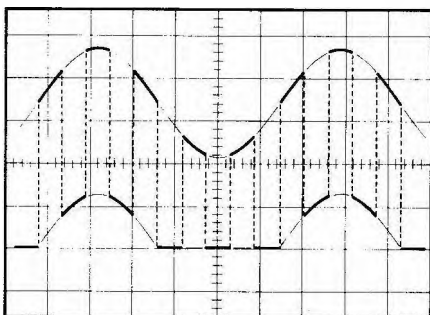


stærkerens indgangssignal og den anden kanal vise det signal, der kommer ud af forstærkeren.

De fleste oscilloskoper, der benævnes dobbeltstråleoscilloskoper er ikke »ægte«, dvs. der kun er én elektronstrålekanon. Elektronstrålen »klippes« i stykker af en multivibrator så det ser ud, som om der er to stråler.



Elektronstrålen er splittet op i to stråler

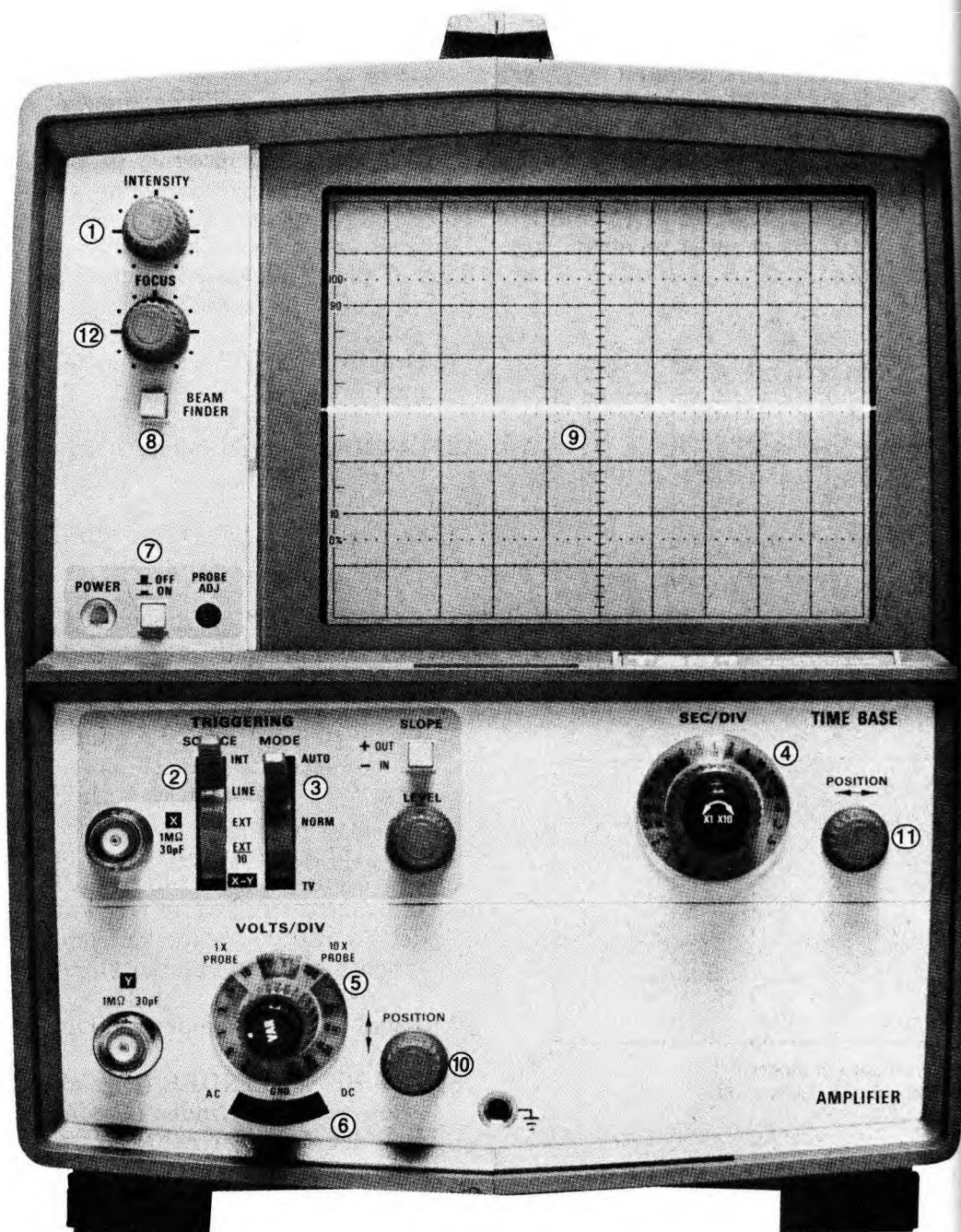


Princippet i et uægte
dobbeltstråleoscilloskop

Hvordan får man billede på oscilloskopet?

Inden der startes målinger med et oscilloskop, kan der indstilles på nogle af kontrolknapperne, og her skal gennemgås, hvordan man får billede på et enkeltstråleoscilloskop. Der refereres til et TEKTRONIX T921. Tallene henviser til numrene på fotografiet på næste side.

1. Drej INTENSITY knappen helt mod uret.
2. Sæt triggerfunktionen SOURCE på INT.
3. Sæt triggeren på AUTO (automatisk trigning).
4. Sæt time base knappen SEC/DIV (sekunder pr. delstreg) på 1 ms.
5. Sæt VOLTS/DIV på det mindst følsomme område (det største tal).
6. Sæt indgangsskifteren på GND (engelsk: ground = jord). Indgangsbøsningen er forbundet til minus, og der kan ikke sendes signal ind i oscilloskopet.
7. Tænd for oscilloskopet ved ON.
8. Med BEAM FINDER (engelsk: beam = stråle) findes billedet, hvis det er drejet helt væk fra skærmen. Der trykkes på knappen og drejes op for INTENSITY, til der er et billede på skærmen.



9. Med BEAM FINDER trykket ind drejes på lodret og vandret position, til billedet står midt på skærmen.
10. Slip BEAM FINDER knappen.
11. Juster med FOCUS, til billedet står helt skarpt.

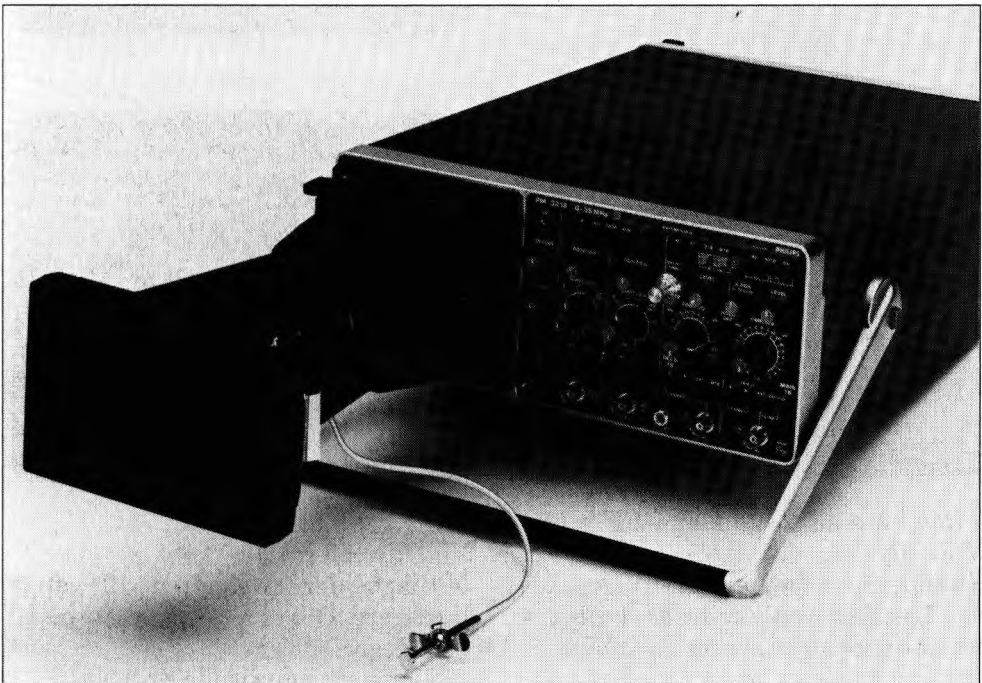
Nu vælges ved 6, om der skal måles et AC (vekselspænding) eller et DC (jævnspænding) signal.

Tilslut en sinusgenerator indstillet på 1000 Hz til Y indgang. Drej på VOLT/DIV, til billedet har en passende størrelse. Drej på SEC/DIV, til der ses en passende del af sinus-signalet på skærmen.

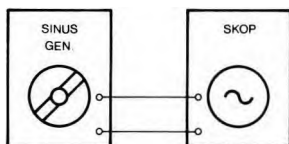
Målinger med oscilloskop

Til at illustrere nogle af mulighederne for anvendelse af oscilloskopet, er der her en række fotografier optaget direkte fra oscilloskopets skærm. Man kan fotografere med et almindeligt fotografiapparat med forsatslinse eller med mellemringe.

Der er til disse optagelser brugt et apparat specielt udviklet til at tage oscilloskop billeder. Oscilloskopet er et Philips PM3218, og fotografiapparatet er Philips PM9381. Det er et Polaroid kamera, og det er en stor fordel, at man lige efter optagelsen kan se resultatet.



Til målingerne bruges en sinus/firkantgenerator og et dobbeltstråleoscilloskop.

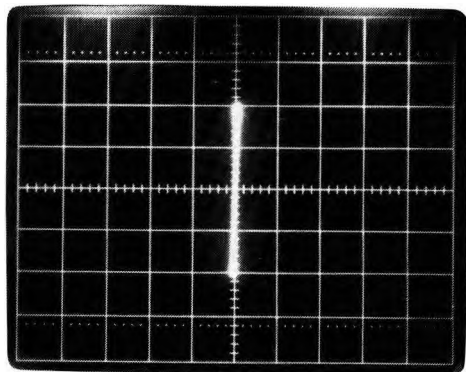
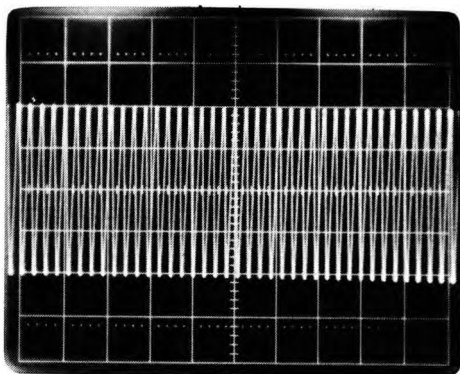


Time base på 10 ms/div.

Volt/div på $\frac{1}{2}$ V.

Nu kan vi se signalet. Der er 4 svingninger pr. delstreg.

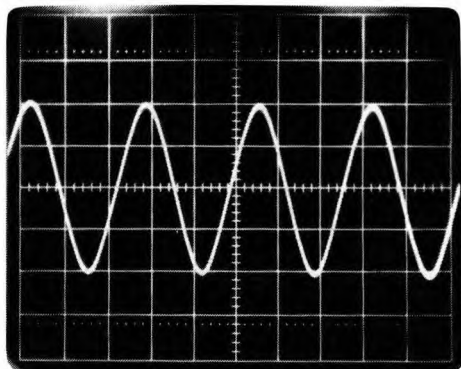
Signalets amplitude er 2 Vss.



Time base er på X eller OFF.

Volt/div på $\frac{1}{2}$ V.

Sweeper'en arbejder ikke. Vi kan se, at signalets amplitude er 4 div., 4 inddelinger. Det svarer til 2 Vss.



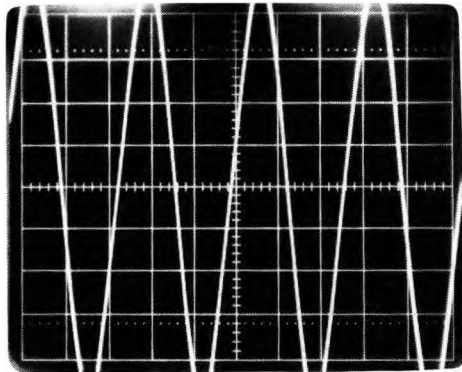
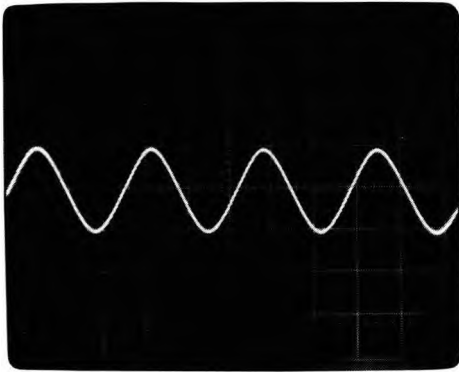
Time base på 100 ms.

Volt/div på $\frac{1}{2}$ V.

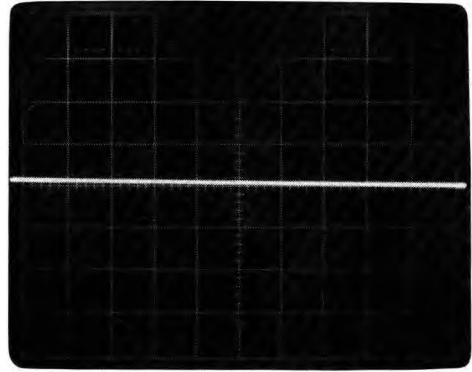
Nu arbejder sweeperen 10 gange hurtigere. Der er 4 svingninger på 10 delstreger.

Signalets amplitude er 2 Vss.

Time base på 100 ms.
Volt/div er på 1 V.
Igen 4 svingninger på 10 delstreger.
Signalet fylder 2 delstreger.
Amplituden er 2 Vss.



Time base på 100 ms/div.
Volt/div på 0,2 V/div.
Igen 4 svingninger på 10 delstreger.
Signalet går ud over kvadratnettet.
Det fylder 10 delstreger.
Amplituden er 2 Vss.



Time base på 100 ms/div.
Volt/div på GND eller OFF.
Vi ser kun en streg. Der er ingen
Y-forstærkning. Signalet går til mi-
nus (GND), eller forstærkeren er
ude af funktion.

Måling af frekvens med oscilloskopet

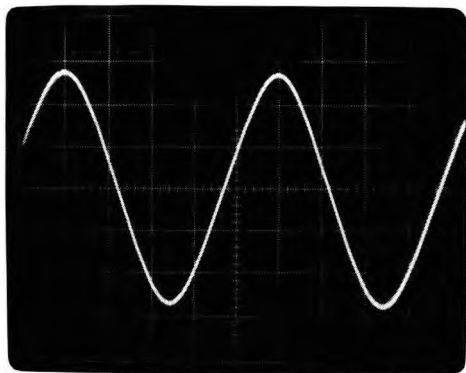
Oscilloskopet kan bruges til måling af frekvens. Hvis time base kan varieres, stilles den på CAL (Calibration = kalibrering eller justering).

Til oscilloskopet sluttes et sinusformet signal. På billedet kan vi se, at der er 2 hele svingninger. Time base er på 2 ms/div. 2 ms/div betyder, at det tager signalet 2 ms at passere én delstreg og 20 ms at nå over hele skærmen.

På 20 ms har vi 2 svingninger.

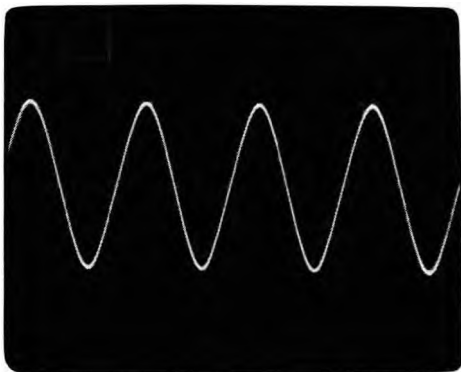
På 1000 ms = 1 s vil der være 100 svingninger.

Frekvensen er 100 Hz. Det betyder jo 100 svingninger pr. sekund.

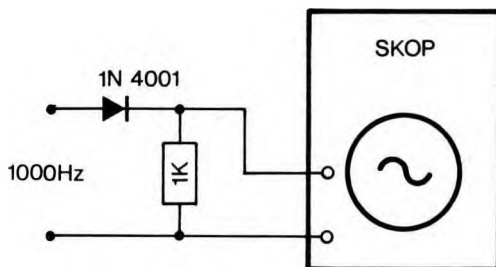


Ensretning af vekselstrøm

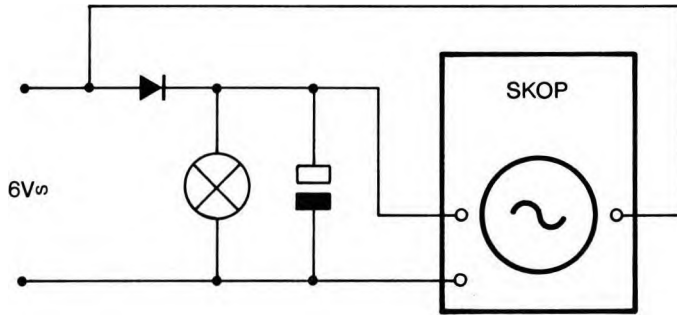
Med oscilloskopet kan vi se, hvad der sker ved ensretning af vekselstrøm.



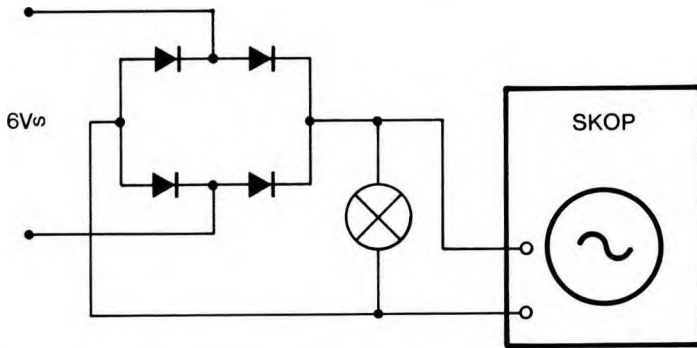
Oscilloskopet skal ikke sluttes direkte til spændingskilden, der skal måles på. Da indgangsimpedansen på et oscilloskop er omkring 10M Ω , vil der ikke gå strøm gennem oscilloskopet. Der skal derfor måles over en belastning.



Vi kan vælge at slutte en glødelampe til 6 V \sim . Det giver dog et lidt uroligt billede, da det jo er 50 Hz vekselstrøm.



Enkeltensretning
vist på dobbelt
stråleosilloskop

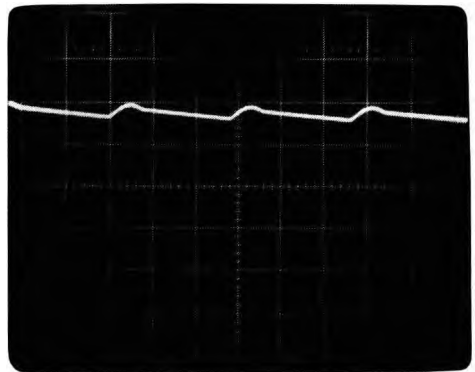
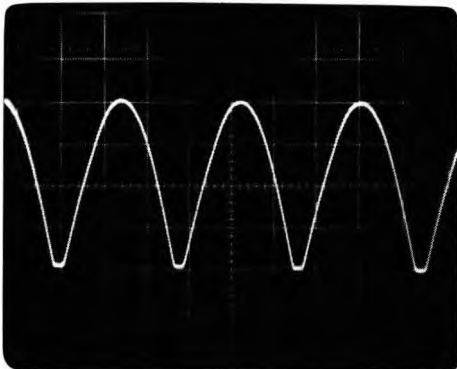


Måling med oscilloskop
på brokoblet ensretter

Vi kan også bruge en sinusgenerator med en frekvens på 1000 Hz som spændingskilde og lade belastningen være en 1000 Ω modstand.

Her ses signalet, efter det har passeret en brokoblet ensretter. Det er en pulserende jævnspænding.

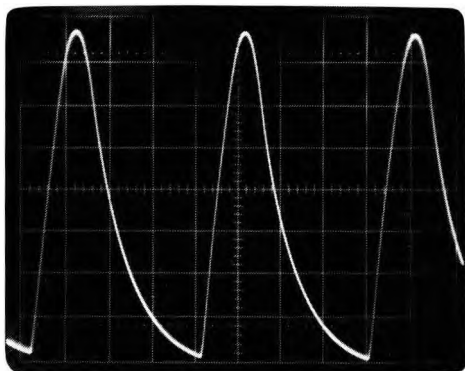
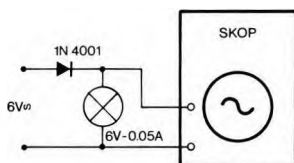
Spændingskilden er 6 V~.



Her er signalet, efter der er monteret en laderkondensator.

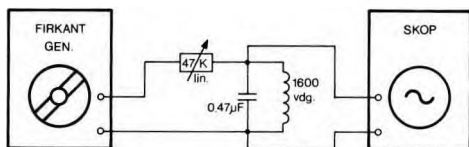
Belastningen er en glødelampe, 6 V - 0,05 A. Oscilloskopet måler i DC stilling.

Belastningen er nu en glødelampe 6 V - 1 A. Belastningen er større, meget større strøm. Resultatet er ikke mere en pæn jævnspænding.

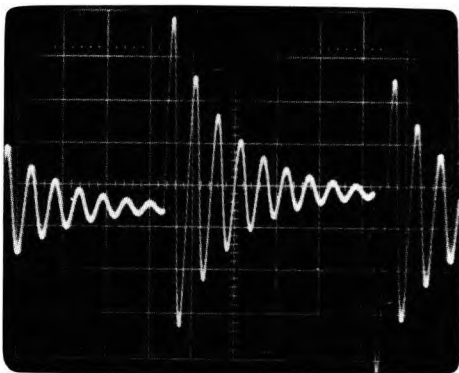
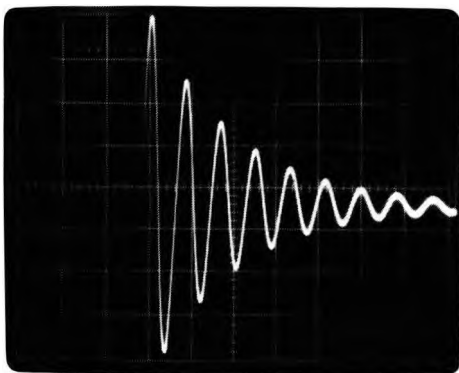


Dæmpede svingninger

På oscilloskopet kan man også iagttage dæmpede svingninger. Firkantgeneratoren er tilsluttet en sving-



ningskreds bestående af en spole med 1600 vindinger og en kondensator på $0,47 \mu\text{F}$. Der er indskudt en variabel modstand mellem firkantgenerator og skop. Billedet viser stående svingninger efter 1 firkant.

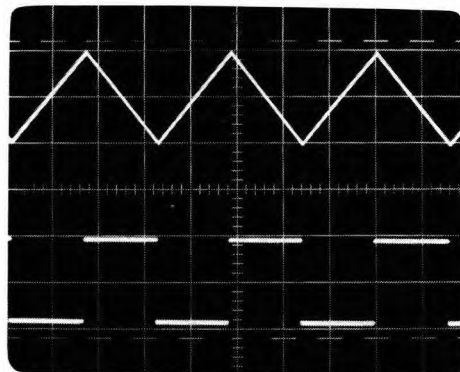
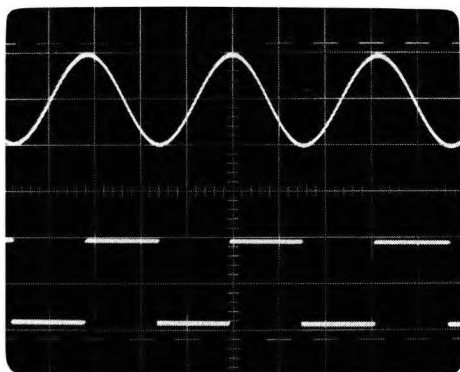


Her ses forløbet af 2 firkantimpulser.

Hver gang, der kommer en firkantimpuls til svingningskredsen, får vi dæmpede svingninger.

Dobbeltstråleosilloskop

Her ses et billede fra et dobbeltstråle oscilloskop. Øverst ses et sinusformet signal, nederst ses signalet, efter det har passeret en schmitt trigger.



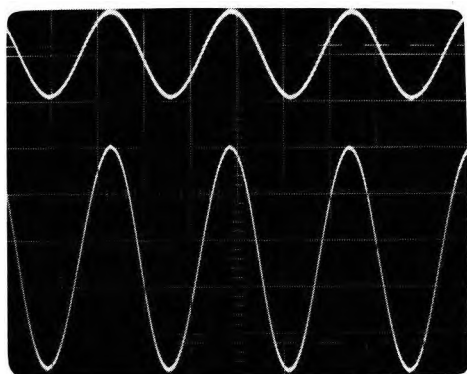
Her er øverst en savtakspænding og nederst en firkantspænding. Vi ser kun de vandrette linjer i firkantspændingerne. Strålen bevæger sig så hurtigt i lodret retning, at den ikke kan ses på oscilloskopet.

Lavfrekvensforstærker

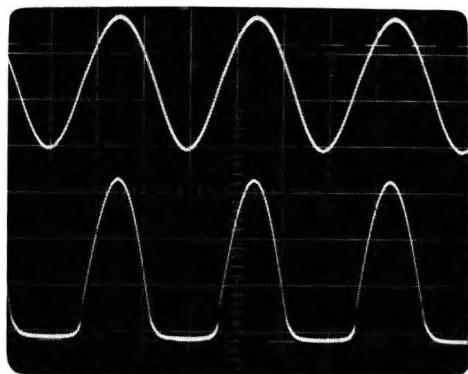
I kapitlet Lavfrekvensforstærker er oscilloskopets anvendelse også behandlet. Oscilloskopet kan straks afgøre, hvad en forstærker fejler.

Vi bruger her et dobbeltstråleosilloskop.

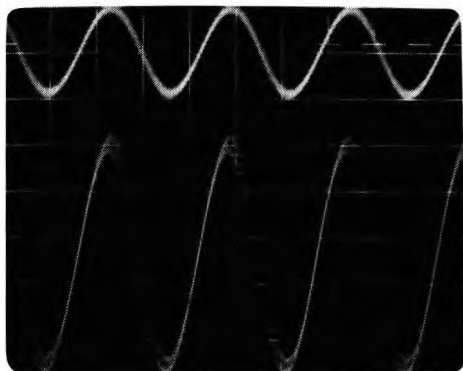
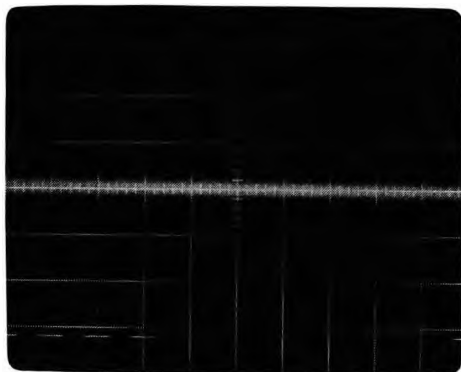
Billedet viser øverst et signal, der kommer til forstærkeren. Nederst ses signalet, som kommer fra forstærkeren. Ved at måle på signalerne, kan man måle spændingsforstærkningen.



Her er udgangssignalet klippet i bunden. Indgangssignalet har været for stort til, at forstærkeren kunne behandle det. Resultatet er en grov forvrængning.



Dette billede viser forstærkerstøj. Y-forstærkeren er sat på 10 mV/div, så støjen har en amplitude på 2 mV. Det er forstærkerens egenstøj.



Indgangssignalet er her lidt »uldent«. Der er brum på. Det forstærkes også op og er med i udgangssignalet.

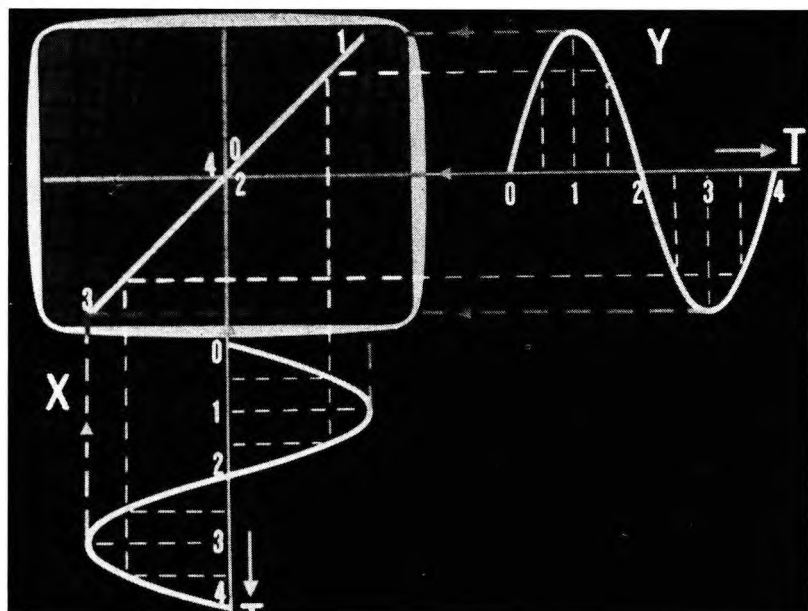
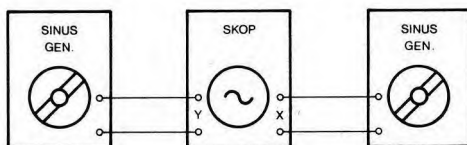
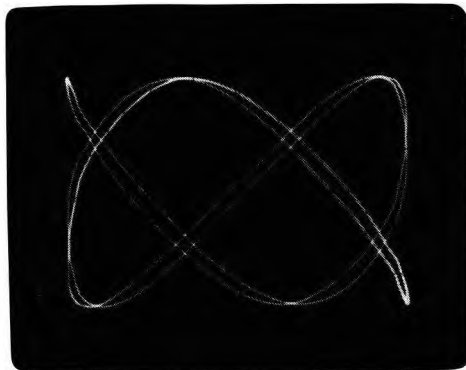
Lissajous figurer

På oscilloskopet kan der frembringes mange smukke kurver. De kaldes Lissajous figurer. Der skal bruges to sinusgeneratorer og et oscilloskop.

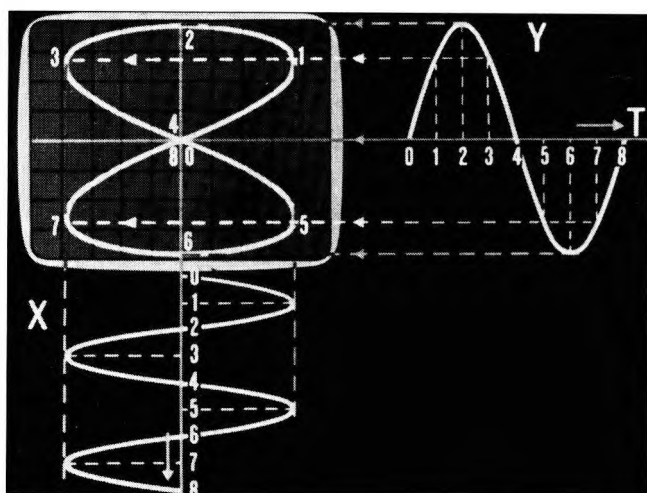
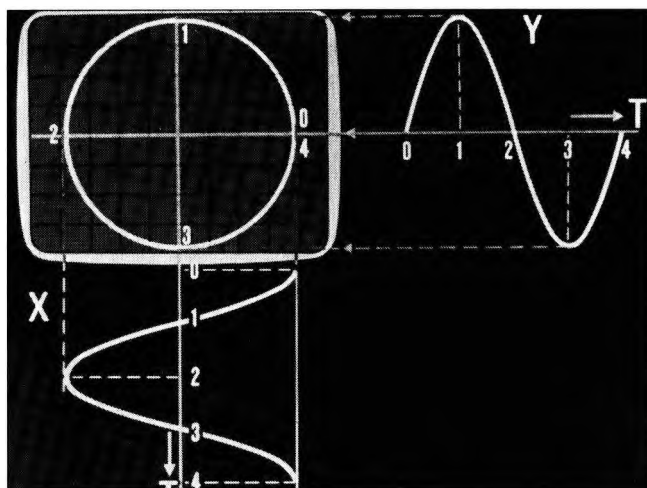
Fra den ene generator sendes et signal ind på Y-indgangen. Fra den anden generator sendes et signal ind på X-indgangen. Her er oscilloskoper af forskellige fabrikater forskellige. Nogle har en speciel X-indgang, ved andre dobbeltstråleoscilloskoper bruges den anden Y-indgang som X-indgang.

Her har signalerne, der sendes ind på X og Y, samme frekvens. Signalerne er også i fase. Det vil sige, at de følges helt ad. Når det ene signal er ved 0, er det andet signal også ved 0.

Billedet bliver en ret linie på skærmen. (Tegning fra Philips).



Signalerne er nu ikke længere i fase, men forskudt 90° . Vi får så en cirkel. (Philips).

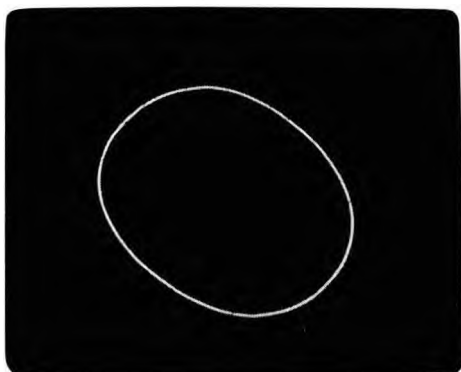


Har signalerne, der sendes ind på X og Y pladerne ikke den samme frekvens, kan vi få figurer frem som denne. Her er X frekvensen den

dobbelte af Y frekvensen.

Vi kan skrive $f_x = 2 \cdot f_y$
 Frekvensen for X er to gange frekvensen for Y. (Philips).

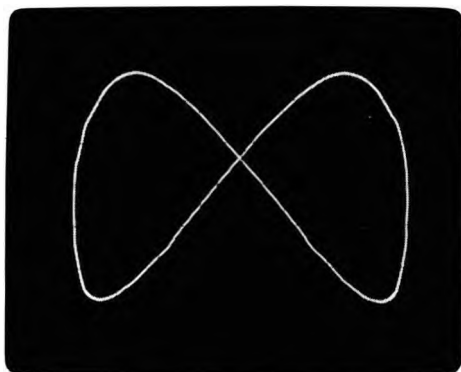
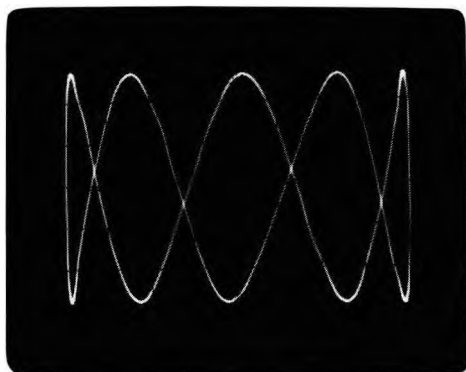
Her er $f_x = f_y$, men der er faseforskel mellem signalerne. Figuren drejer rundt. Det ser tredimensionalt ud.



Ved at gøre y frekvensen større, fås flere toppe på signalet.

$$f_y = \frac{5}{2} f_x$$

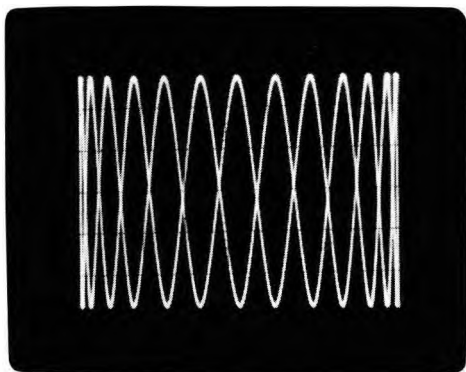
$$X = 1000 \text{ Hz}, y = 2000 \text{ Hz}$$



På dette er

$$f_y = 2 f_x$$

$$X = 1000 \text{ Hz}, y = 2000 \text{ Hz}$$

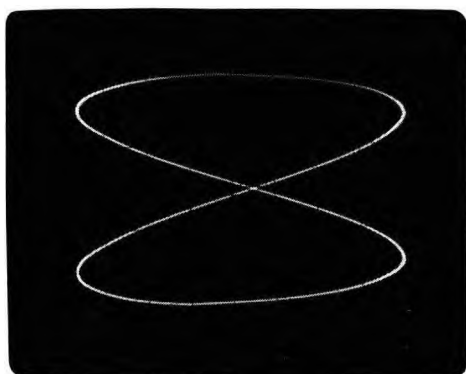


X frekvensen er igen 1000 Hz. Y frekvensen er 6500 Hz.

Hvis frekvensen af y signalet bliver mindre end frekvensen på x signalet, vender billedet.

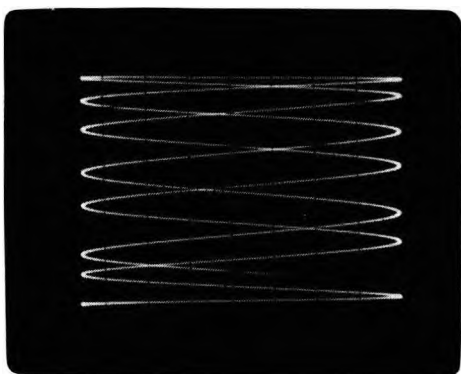
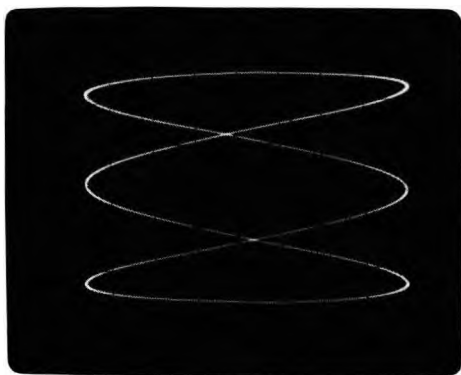
$$f_x = 2f_y$$

$$X = 1000 \text{ Hz}, y = 500 \text{ Hz}$$



$$f_x = 3f_y$$

$$X = 1000 \text{ Hz}, y = 333 \text{ Hz}$$



$$f_x = 8f_y$$

$$X = 1000 \text{ Hz}, y = 125 \text{ Hz}$$

Målinger i en LF forstærker med oscilloskop

I en LF forstærker, hvor der fortrinsvis optræder sinusformede vekselspændinger, kan oscilloskopet anvendes under fejlfinding.

I LF forstærkeren vil der i de første trin være relativt lave AC værdier, og oscilloskopet skal indstilles på største følsomhed.

DC værdien vil ofte være meget høj i forhold til AC spændingen, og når man derfor anvender høj Y forstærkning og DC stilling, vil kurven ofte »ryge« så langt uden for skærmen, at den ikke kan reguleres ind. Ved måling på disse trin må man derfor anvende AC stillingen. Det primære vil være at kontrollere sinussignalets værdi samt få et indtryk af forvrængning.

Den forstærker, som målingerne foretages på, er en typisk LF forstærker med diskrete komponenter. Den har en udgangseffekt på 15 W sinus.

Det første diagramudsnit viser de

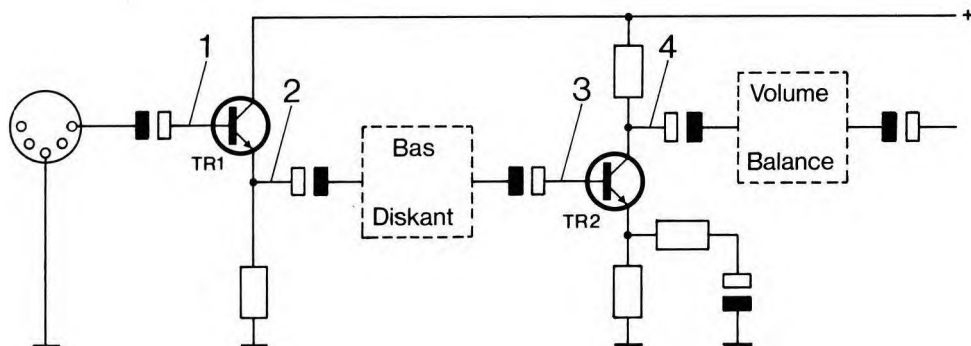
to første trin, der er AC koblede. Signalet overføres fra det ene trin til det næste via en kondensator, der kun tillader AC at passere. Af hensyn til overskueligheden er der kun medtaget komponenter, der direkte indgår i signalvejen.

Til forstærkeren er der først sluttet en 8 ohm højttaler. Forstærkerens styrkeindstilling stilles på maksimum, medens bas, diskant og balancekontrollerne stilles i midterstilling.

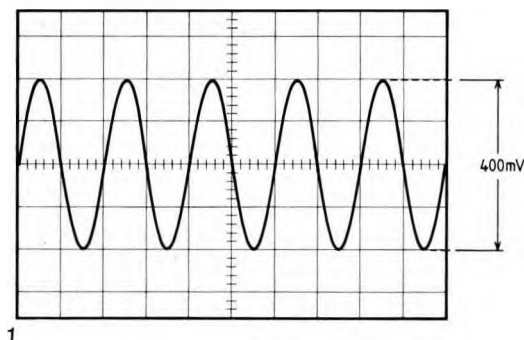
Et signal fra en sinusgenerator, 1000 Hz, tilsluttes forstærkeren, og der drejes op på generatorens styrkeinddeling til halv styrke i højttaleren. Højttaleren erstattes så af en 8 ohm modstand, der kan tåle den afsatte effekt (10 W).

I eksemplet her er outputtet fra sinusgeneratoren ca. 170 mV. Det er den effektive værdi. Målt med et oscilloskop bliver det ca. 400 mVss.

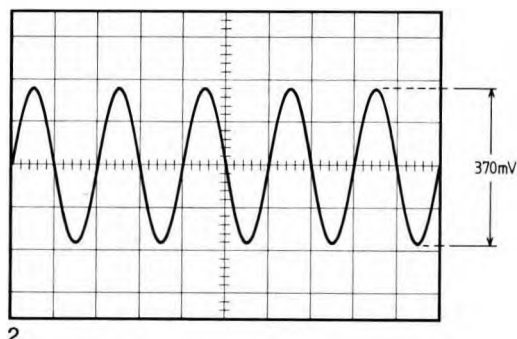
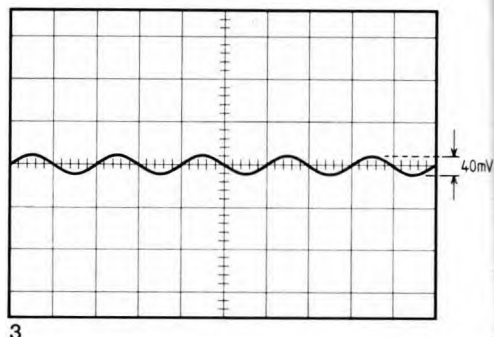
Oscilloskopet indstilles til 100 mV/delstreg og time/base på 0,5 ms. Det giver 5 hele sinussvingninger på skærmen.



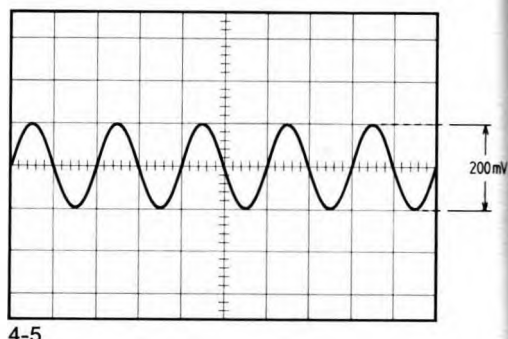
Kurve 1 viser praktisk taget det signal, sinusgeneratoren afgiver. Indgangsimpedansen for TR1 er høj, fordi trinet er koblet som emitterfølger. DC spændingen er høj i forhold til AC signalet, og det er nødvendigt at bruge AC stillingen på oscilloskopet. DC = 16 V, AC = 400 mVss.



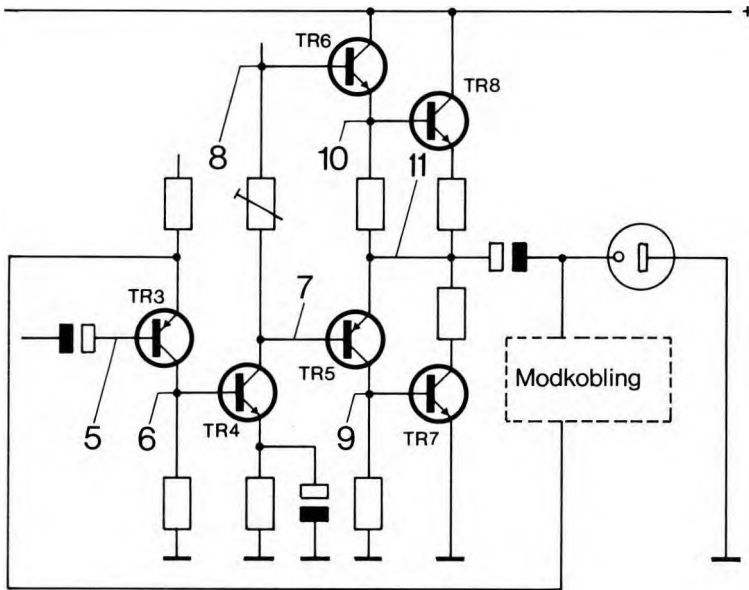
Kurve 3 viser, at signalet er blevet svagere, efter det har passeret bas- og diskantreguleringen. Det er nu 40 mVss.



Kurve 2. TR1 giver ingen spændingsforstærkning, da trinet er koblet som emitterfølger. Der er et mindre fald til 370 mVss.



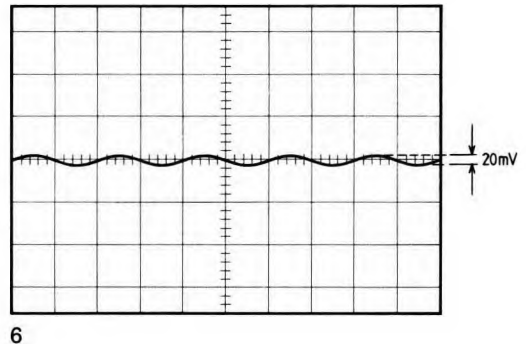
Kurve 4. TR2 giver nogen forstærkning, og der måles 200 mVss på kollektoren.



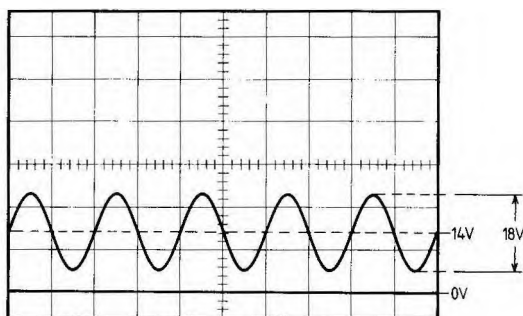
Den resterende del af diagrammet viser, at der er to forstærkertrin, drivertrin og udgangstrin.

Kurve 5, basis TR3, svarer til kurve 4. Der sker intet under passage af styrke- og balanceregulering.

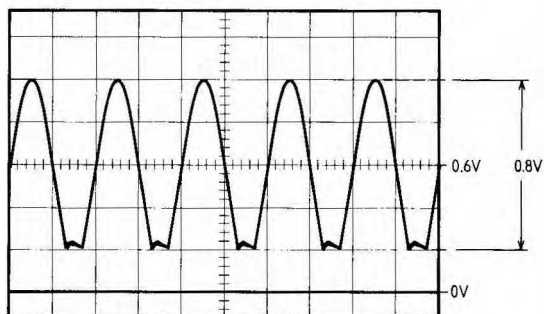
Kurve 6, kollektor TR3 og basis TR4, viser en nedgang i signalstyrken til ca. 20 mVss. Det skyldes, at emitter TR3 modtager et modkoblingssignal fra højttalerudgangen. Læg mærke til, at der anvendes en PNP transistor, der »står på hovedet«. Årsagen er, at der er DC kobling uden overføringskondensatorer til de følgende transistorer. En forkert DC spænding ved TR3 vil derfor have betydning for driver- og udgangstrin.



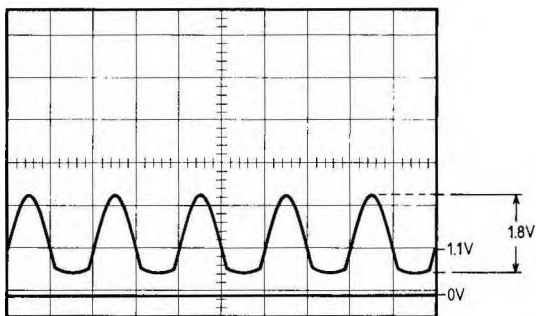
6



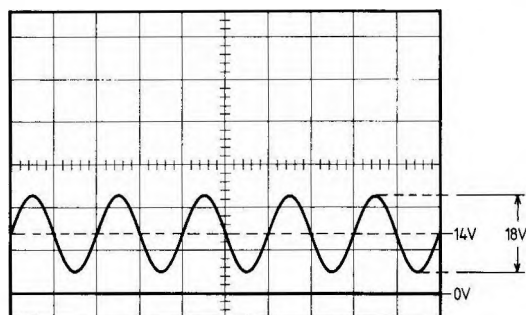
7 - 8



9



10



11

Kurve 7-8. Her er forskellen mellem DC værdien og AC spændingen ikke så stor, som i de foregående trin, og vi kan derfor måle i DC stillingen på oscilloskopet og på denne måde få begge informationer ved samme måling. Der er målt ved 10 V/delestreg.

TR5 og TR6 er drivertrinet, et komplementært sæt med en PNP og en NPN transistor. De får tilført samme AC spænding og afgiver samme spænding til de efterfølgende udgangstransistorer.

Kurve 9 viser signalet til den ene udgangstransistor, TR7. Indgangsvælgeren er på 1 V/delestreg, og både AC og DC kan aflæses. Der er tale om et push-pull udgangstrin, og kurven er ikke sinusformet, da TR5 kun behandler den ene halvdel af den tilførte sinusspænding.

Kurve 10 viser den tilsvarende AC spænding for TR8. Oscilloskopets stelledning er flyttet til punkt 11. Det er nemlig transistorens input mellem basis og emitter, der gælder i dette tilfælde, og med normal stel-forbindelse ville vi blot se det endelige udgangssignal.

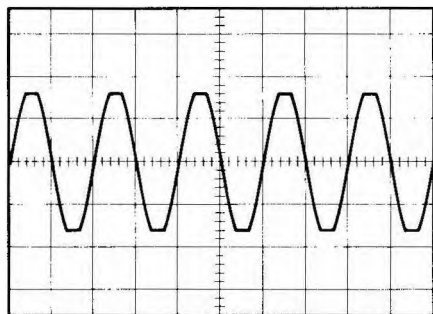
Kurve 11 viser det endelige udgangssignal til højttaleren. Kurven svarer til 7 og 8, basis på drivertransistorerne, idet driver- og udgangstrin arbejder med ren strømforstærkning for at kunne afgive den ønskede effekt over en lav modstand, højttaleren.

Forvrængning

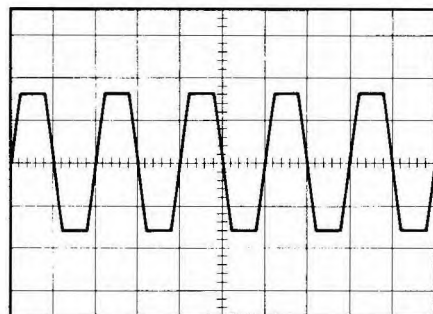
Hvis udgangssignalet er forvrænget, vil kurven blive ændret. Der vil ske en afskæring eller deformation i top og bund, cross-over forvrængning.

Med oscilloskopet kan man ikke måle forvrængningen i % med tilstrækkelig nøjagtighed. F.eks. vil den forvrængningsgrad på 1 %, som DIN45500 normerne stiller som minimumskrav til en forstærker, kun kunne anes på et oscilloskop. Til måling heraf kræves et særligt forvrængningsmeter.

Som sammenligningsgrundlag ses her to kurver med hver sin grad af forvrængning målt med oscilloskop på udgangssignalet. Det angivne %-tal er målt med et forvrængningsmeter.



1%



3%

Frekvenstæller

Med oscilloskopet kan man måle frekvens. Mere praktisk er det at måle frekvensen med en frekvenstæller.

Vi ser først på princippet i en sådan og derefter hvordan man med forskellige simple moduler kan opbygge en frekvenstæller med digital udlæsning.

Frekvenstællerens funktion

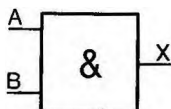
En frekvenstæller kan deles op i fire blokke: pulsformer, gate, time/base og tæller. Vi skal se på hver blok og omtale de enkelte afsnits funktion.

1. Pulsformer



Frekvenstælleren skal kunne måle frekvensen af sinusformede svingninger, trekant- og firkantspændinger. Tællerdelen kan kun tælle firkanter, og alle signaler, man vil måle på, må derfor omdannes til firkantspændinger. Det sker i *pulsformeren*. Det er en schmitt-trigger. Uanset hvordan det signal, der tilføres, ser ud, vil det, der kommer ud fra schmitt-triggeren, være firkantspændinger.

2. Gate



Den næste blok er en *gate*. Gate er engelsk og betyder »port« eller »låge«, og i denne blok åbnes og lukkes der for det signal, der skal til tællerdelen.

Der er mange typer gates. Vi vil se på princippet i en AND gate.

Symbolet for en AND gate viser, at der er to indgange, A og B, og én udgang, X. Det er et digitalt element, og i den digitale elektronik kan en spænding enten være HØJ eller LAV. Der er ingen mellemveje.

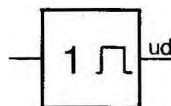
En AND gate er opbygget sådan, at når både A og B er HØJ, bliver X HØJ. Hvis A eller B eller begge er LAV, bliver X LAV.

Disse krav kan opstilles i et sandhedsskema:

A	B	X
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

For at »lukke« en AND gate op, skal både indgang A og indgang B være HØJ.

3. Time base



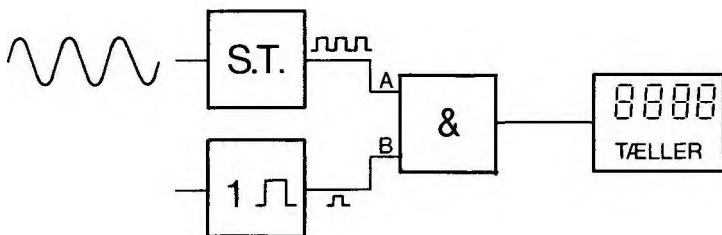
Den tredje blok, vi skal se på, kaldes *time base*. Det kan være en monostabil multivibrator. Den hører til i familien af multivibratorer.

Udgangen på en MM er LAV. Når der kommer en impuls på indgangen, skifter den MM, og udgangen bliver HØJ i et bestemt tidsrum, hvorefter den igen bliver LAV. Udgangen kan vælges at blive HØJ i 1 sekund, $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$ eller $\frac{1}{1000}$ sekund. Det bestemmes af et RC led, bestående af en kondensator og en modstand.

4. Tæller

Den sidste blok er tællerdelen. Den kan tælle, hvor mange firkantimpulser den får tilført. Udlæsningen i den model, vi skal se på, sker digitalt med syvsegment display. Lysende tal viser, hvor mange impulser, den har talt.

Tælleren tæller fortløbende og kan ved ny tælling nulstilles. Antallet af displays, lystal, afgør, hvor langt man kan tælle til.



Tegningen viser, hvordan blok 1, 2, 3 og 4 kan kobles sammen.

Til indgang på pulsformereren sluttes en sinusgenerator med frekvensen 1000 Hz. Schmitt-triggeren omdanner sinusspændingerne til et impulstog af firkantspændinger. Frekvensen er stadig 1000 Hz. Disse firkanter kommer på indgang A på AND gaten.

Indgang B er tilsluttet den monostabile multivibrator, og her er udgangen LAV. Derfor kommer der ingen impulser gennem AND gaten.

Hvis MM åbner 1 sekund, bliver udgangen HØJ i 1 sekund, og indgang B på AND gaten bliver således også HØJ i 1 sekund. I dette tidsrum kan der så slippe 1000 firkanter gennem AND gaten.

De 1000 firkantimpulser når frem til tælleren, og på displayet står der 1000. Vi har målt frekvensen. Frekvenstælleren måler frekvensen i Hz.

Hvis MM kun er HØJ i $\frac{1}{1000}$ sekund, ville kun 1 firkant impuls være nået igennem. På displayet ville der stå 1. Frekvenstælleren har nu målt frekvensen i kHz (kilohertz).

Datablade

I bogen *Elektronik konstruktioner* er der til de mange konstruktioner brugt forskellige komponenter. Til de mest anvendte komponenter bringes her datablade fra Philips, Signetics, Lintronix o.a. Har man brug for yderligere oplysninger om en komponent, henvises til de respektive data håndbøger, alle komponentfabrikanterne udgiver.

POINT CONTACT DIODE

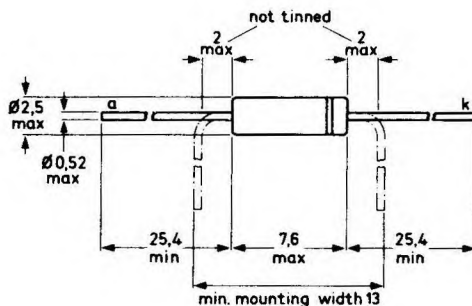
Germanium diode in all-glass DO-7 envelope primarily intended for use in a.m. detector and ratio detector circuits.

QUICK REFERENCE DATA			
Continuous reverse voltage	V_R	max.	30 V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	45 V
Forward current (d.c.)	I_F	max.	35 mA
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	max.	100 mA
Operating ambient temperature	T_{amb}	max.	60 °C
Forward voltage at $I_F = 10$ mA	V_F	<	2.2 V

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

DO-7



The coloured band indicates the cathode

ULTRA-HIGH-SPEED SILICON DIODES

Whiskerless diodes in subminiature DO-35 envelopes.
These diodes are primarily intended for fast logic applications.

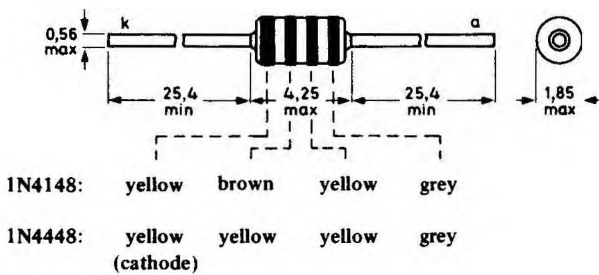
QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	75	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	75	V
Repetitive peak forward current <u>1N4148</u>	I_{FRM}	max.	225	mA
<u>1N4448</u>	I_{FRM}	max.	450	mA
Forward voltage				
<u>1N4148</u> : $I_F = 10$ mA	V_F	<	1	V
<u>1N4448</u> : $I_F = 100$ mA				
Reverse recovery time when switched from $I_F = 10$ mA to $I_R = 60$ mA; $R_L = 100 \Omega$; measured at $I_R = 1$ mA	t_{rr}	<	4	ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

DO-35



SILICON RECTIFIER DIODES

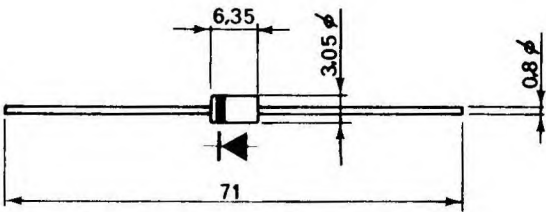
Silicon rectifiers designed for general purpose applications.

QUICK REFERENCE DATA

MAXIMUM RATINGS		1N 4001	1N 4002	1N 4003	1N 4004	1N 4005	1N 4006	1N 4007	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Average forward current	I_{FAV}	1 A at 75 °C Tamb							
Repetitive peak forward current	I_{FRM}								
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM}								
Junction temperature	T_{jmax}								
		50 A							
		10 A							
		175 °C							

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm



BRIDGE RECTIFIER ASSEMBLY

Plastic encapsulated bridge rectifier assembly comprising four silicon double diffused diodes. It is primarily intended for use in the power supplies of many types of transistorized equipment operating at frequencies up to 400 Hz.

QUICK REFERENCE DATA

Input

R.M.S. voltage	$V_I(\text{RMS})$ max.	60 V
Repetitive peak voltage	V_{IRM} max.	120 V

Output

Continuous voltage	V_O	85 V
with C load	V_O	54 V
with R load		

Average current with R load

$$V_I(\text{RMS}) \leq 60 \text{ V}$$

$$I_O \text{ max. } 1,2 \text{ A}$$

$$V_I(\text{RMS}) \leq 42 \text{ V}$$

$$I_O \text{ max. } 1,4 \text{ A}$$

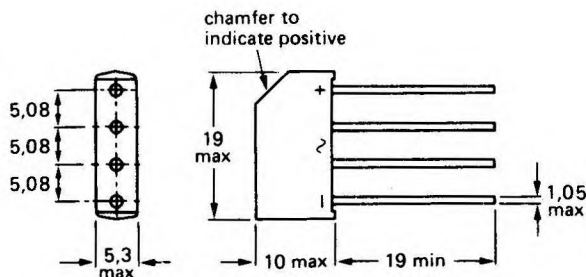
Repetitive peak current

$$I_{ORM} \text{ max. } 5 \text{ A}$$

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

SOD-28



The sealing of the plastic envelope withstands the accelerated damp heat test of IEC recommendation 68-2 (test D, severity IV, 6 cycles).

SILICON THYRISTORS

The BTX18series is a range of p-gate reverse blocking thyristors, in a TO-5 metal envelope, intended for use in general low power applications up to 1 A average on-state current

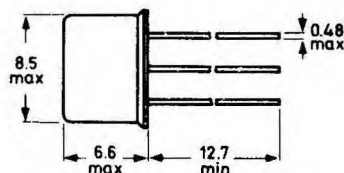
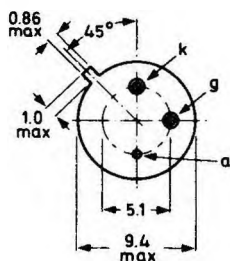
QUICK REFERENCE DATA		BTX18-100 200 300 400 500					
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	100	200	300	400	500 V
Crest working off-state voltage	V_{DWM}	max.	100	200	300	400	500 V
Average on-state current up to $T_{case} = 105^{\circ}C$	$I_{T(AV)}$	max.			1.0	A	
$T_{amb} = 60^{\circ}C$; in free air	$I_{T(AV)}$	max.			250	mA	
Non-repetitive peak on-state current $t = 10$ ms; $T_j = 125^{\circ}C$ prior to surge	I_{TSM}	max.			10	A	
Junction temperature	T_j	max.			125	$^{\circ}C$	

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Anode connected to the case

TO-39



SILICON BI-DIRECTIONAL TRIGGER DEVICE

Silicon bi-directional trigger device in a DO-14 plastic envelope intended for use in triac and thyristor trigger circuits.

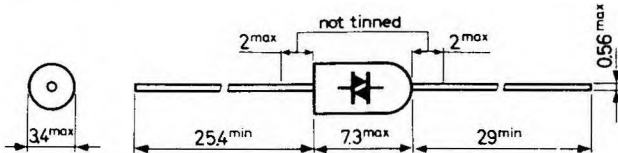
QUICK REFERENCE DATA

Breakover voltage	$V_{(BO)}$	28 to 36 V
Breakback voltage at $I_F = 10 \text{ mA}$	ΔV	> 6 V
Repetitive peak current ($t \leq 20 \mu\text{s}$)	I_{FRM}	max. 2 A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

DO-14



Devices may be supplied in an alternative (smaller) envelope.

The envelope fulfils the accelerated damp heat test described in I.E.C. publication 68.2 (test D, severity IV, 6 cycles).

RATINGS (Limiting values) ¹⁾

Total power dissipation up to $T_{amb} = 70^\circ\text{C}$	P_{tot}	max. 150 mW
Repetitive peak current ($t \leq 20 \mu\text{s}$)	I_{FRM}	max. 2 A
Storage temperature	T_{stg}	-65 to +100 $^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max. 100 $^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th j-a}$	= 0.2 $^\circ\text{C}/\text{mW}$
--------------------------------------	--------------	----------------------------------

¹⁾ Limiting values according to the Absolute Maximum System as defined in IEC publication 134.

TRIACS

Glass-passivated, eutectic-bonded triacs intended for use in applications requiring high bidirectional transient and blocking voltage capability, and high thermal cycling performance with very low thermal resistances, e.g. a.c. power control applications such as motor, industrial lighting, industrial and domestic heating control and static switching systems.

QUICK REFERENCE DATA

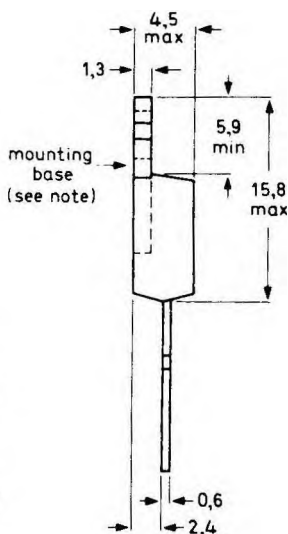
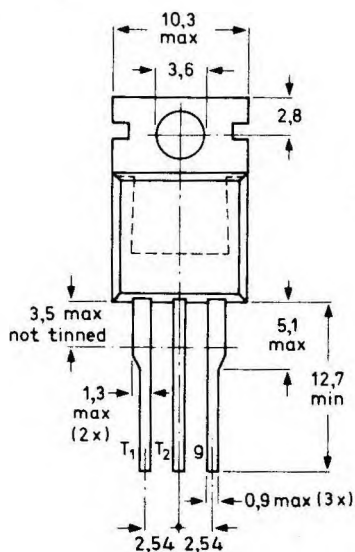
		BT138-500	600
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	max. 500	600 V
R.M.S. on-state current	$I_T(RMS)$	max.	10 A
Non-repetitive peak on-state current	I_{TSM}	max.	90 A

		BT139-500	600
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	max. 500	600 V
R.M.S. on-state current	$I_T(RMS)$	max.	15 A
Non-repetitive peak on-state current	I_{TSM}	max.	115 A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

TO-220AB



Net mass: 2 g

Note: The exposed metal mounting base is directly connected to terminal T_2 .

GaAsP RED LIGHT EMITTING DIODE

Gallium arsenide phosphide light emitting diode which emits visible red light when forward biased.
Red, light-diffusing plastic envelope.

It has been designed for high-density arrays.

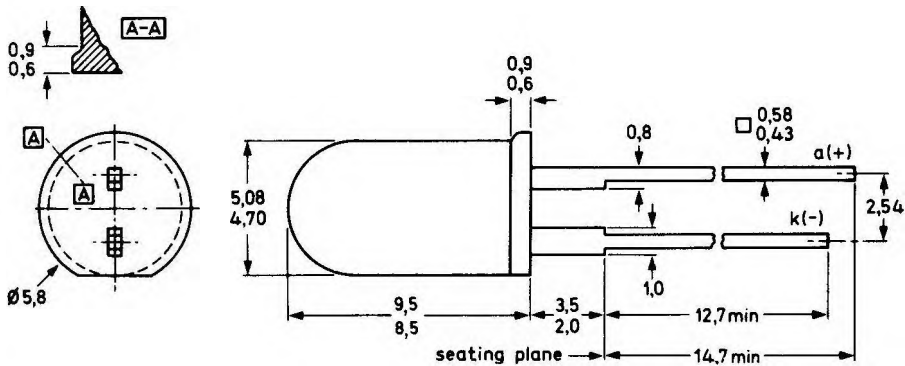
QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	3 V
Forward current (d.c.)	I_F	max.	50 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 37,5^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	100 mW
Luminous intensity (on-axis) at $I_F = 20\text{ mA}$	CQY24B CQY24B-I CQY24B-II CQY24B-III CQY24B-IV	I_v	> 0,5 mcd 0,7 to 1,6 mcd 1,0 to 2,2 mcd 1,6 to 3,5 mcd > 3,0 mcd
Wavelength at peak emission	λ_{pk}	typ.	650 nm
Beamwidth between half-intensity directions	$\alpha_{50\%}$	typ.	55°

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-63.



litronix $GaAsP$ 7-SEGMENT DISPLAYS

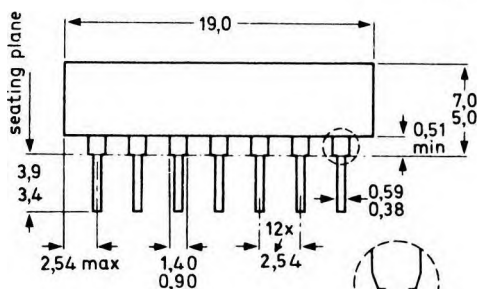
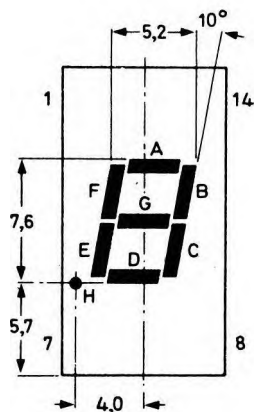
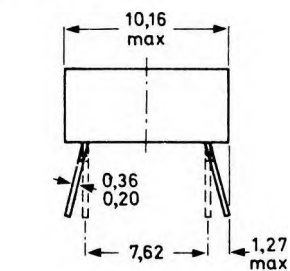
Gallium arsenide phosphide seven diode segment displays for the numerals 0 to 9 and a decimal point, or the letters A, C, E, F, H, J, L, P and U. Red light emission. Dual in-line plastic encapsulations : decimal point on the left

QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	3	V
Forward current (d.c.) per segment or decimal point	I_F	max.	30	mA
Luminous intensity (of segment, normal to surface) $I_F = 20$ mA	I_v	> typ.	100 250	μ cd μ cd

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm



- 1 Cathode A
- 2 Cathode F
- 3 Common anode
- 4 No pin
- 5 No pin
- 6 Cathode H (d.p.)
- 7 Cathode E
- 8 Cathode D
- 9 Not connected
- 10 Cathode C
- 11 Cathode G
- 12 No pin
- 13 Cathode B
- 14 Common anode

GERMANIUM ALLOY TRANSISTORS

The AC187 is an n-p-n audio transistor in a TO-1 metal envelope. It is primarily intended for use, together with its p-n-p complement AC188, as matched pair AC187/AC188 in class-B output stages with outputs up to about 3 W.

QUICK REFERENCE DATA

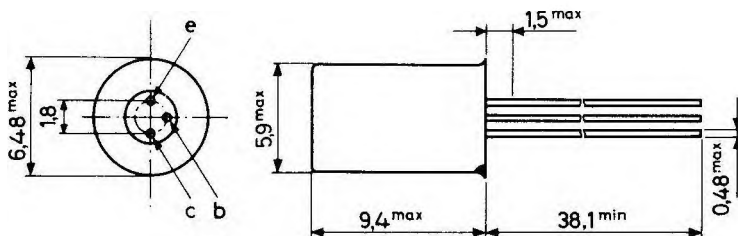
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max.	25 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	15 V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	2 A
Total power dissipation up to $T_{amb} = 35^{\circ}C$	P_{tot}	max.	1 W
Junction temperature	T_j	max.	90 $^{\circ}C$
D.C. current gain at $T_j = 25^{\circ}C$ $I_C = 300 \text{ mA}; V_{CE} = 1 \text{ V}$	h_{FE}	100 to 500	
Cut-off frequency $I_C = 10 \text{ mA}; V_{CE} = 2 \text{ V}$	f_{hfe}	typ.	20 kHz

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

AC187

TO-1



The coloured dot indicates the collector.

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

P-N-P transistors in plastic TO-92 variant envelopes, primarily intended for use in driver and output stages of audio amplifiers.

The BC327, BC328 are complementary to the BC337 and BC338 respectively.

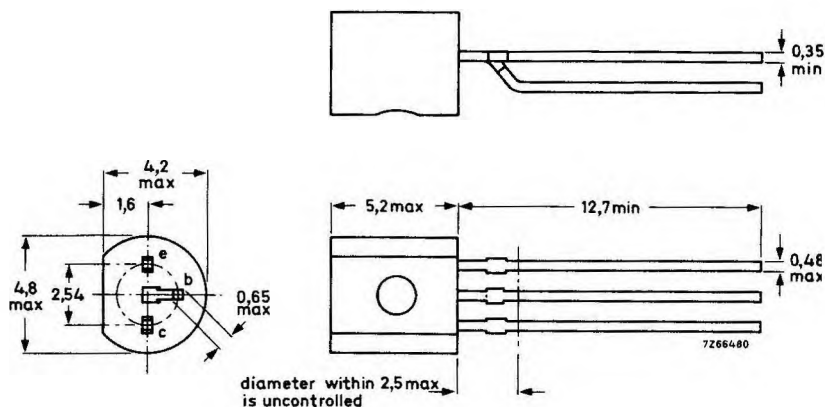
QUICK REFERENCE DATA

			BC327	BC328	
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	$-V_{CES}$	max.	50	30	V
Collector-emitter voltage (open base)	$-V_{CEO}$	max.	45	25	V
Collector current (peak value)	$-I_{CM}$	max.	1000		mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	max.	800		mW
Junction temperature	T_j	max.	150		$^{\circ}\text{C}$
Transition frequency at $f = 35\text{ MHz}$ $-I_C = 10\text{ mA}; -V_{CE} = 5\text{ V}$	f_T	typ.	100		MHz

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-92 variant.



SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

N-P-N transistors in plastic TO-92 variant envelopes, primarily intended for use in driver and output stages of audio amplifiers.

The BC337, BC338 are complementary to the BC327 and BC328 respectively.

QUICK REFERENCE DATA

			BC337	BC338	
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CES}	max.	50	30	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	45	25	V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	1000		mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	max.	800		mW
Junction temperature	T_j	max.	150		$^{\circ}\text{C}$
Transition frequency at $f = 35\text{ MHz}$ $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$	f_T	typ.	100		MHz

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

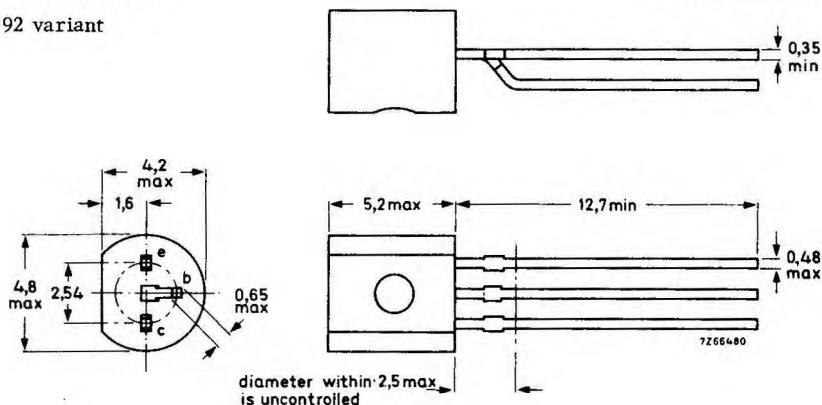
General purpose n-p-n transistors in a plastic TO-92 variant, especially suitable for use in driver stages of audio amplifiers.

QUICK REFERENCE DATA					
			BC546	BC547	BC548
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CES}	max.	80	50	30 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	65	45	30 V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	200	200	200 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	max.	500	500	500 mW
Junction temperature	T_j	max.	150	150	150 $^{\circ}\text{C}$
Small-signal current gain					
$I_C = 2 \text{ mA}; V_{CE} = 5 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}$	h_{fe}	$>$	125	125	125
		$<$	500	900	900
Transition frequency					
$I_C = 10 \text{ mA}; V_{CE} = 5 \text{ V}$	f_T	typ.	300	300	300 MHz
Noise figure at $R_S = 2 \text{ k}\Omega$					
$I_C = 200 \mu\text{A}; V_{CE} = 5 \text{ V}$ $f = 1 \text{ kHz}; B = 200 \text{ Hz}$	F	typ.	2	2	2 dB

MECHANICAL DATA

TO-92 variant

Dimensions in mm



SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

N-P-N transistors in plastic TO-92 variants, primarily intended for low-noise input stages in tape recorders, hi-fi amplifiers and other audio-frequency equipment.

QUICK REFERENCE DATA

			BC549	BC550
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CES}	max	30	50 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max	30	45 V
Collector current (peak value)	I_{CM}	max	200	200 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	max	500	500 mW
Junction temperature	T_j	max	150	150 $^{\circ}\text{C}$
Small-signal current gain $I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}; f = 1\text{ kHz}$	h_{fe}	$>$	240	240
		$<$	900	900
Transition frequency $I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	f_T	typ	300	300 MHz
Noise figure at $R_S = 2\text{ k}\Omega$ $I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}$ $f = 30\text{ Hz to }15\text{ kHz}$	F	typ	1,4	1,4 dB
		$<$	4	3 dB
$f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	F	typ	1,2	1 dB
$f = 10\text{ Hz to }50\text{ Hz}$ (equivalent noise voltage)	V_n	$<$	—	0,135 μV

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

General purpose p-n-p transistors in plastic TO-92 envelopes, especially suitable for use in driver stages of audio amplifiers.

QUICK REFERENCE DATA

			BC556	BC557	BC558	
Collector-emitter voltage (+ $V_{BE} = 1$ V)	$-V_{CEX}$	max.	80	50	30	V
Collector-emitter voltage (open base)	$-V_{CEO}$	max.	65	45	30	V
Collector current (peak value)	$-I_{CM}$	max.	200			mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25$ °C	P_{tot}	max.	500			mW
Junction temperature	T_j	max.	150			°C
Small-signal current gain $-I_C = 2$ mA; $-V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz	h_{fe}		75 to 500			←
Transition frequency at $f = 35$ MHz $-I_C = 10$ mA; $-V_{CE} = 5$ V	f_T	typ.	150			MHz
Noise figure at $R_S = 2$ k Ω $-I_C = 200$ μ A; $-V_{CE} = 5$ V $f = 1$ kHz; $B = 200$ Hz	F	<	10			dB

P-N-P transistors in a plastic TO-92 variant, primarily intended for low-noise input stages in tape recorders, hi-fi amplifiers and other audio frequency equipment.

QUICK REFERENCE DATA

			BC559	BC560	
Collector-emitter voltage (+ $V_{BE} = 1$ V)	$-V_{CEX}$	max.	30	50	V
Collector-emitter voltage (open base)	$-V_{CEO}$	max.	30	45	V
Collector current (peak value)	$-I_{CM}$	max.	200	200	mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25$ °C	P_{tot}	max.	500	500	mW
Junction temperature	T_j	max.	150	150	°C
Small-signal current gain $-I_C = 2$ mA; $-V_{CE} = 5$ V; $f = 1$ kHz	h_{fe}	> <	125 500	125 500	
Transition frequency $-I_C = 10$ mA; $-V_{CE} = 5$ V	f_T	typ.	150	150	MHz
Noise figure at $R_S = 2$ k Ω $-I_C = 200$ μ A; $-V_{CE} = 5$ V $f = 30$ Hz to 15 kHz	F	typ. <	1, 2 4	1 3	dB
$f = 1$ kHz; $B = 200$ Hz	F	<	4	4	dB

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTOR

N-P-N transistor in a TO-3 metal envelope, intended for use in linear applications such as hi-fi amplifiers and signal processing circuits.

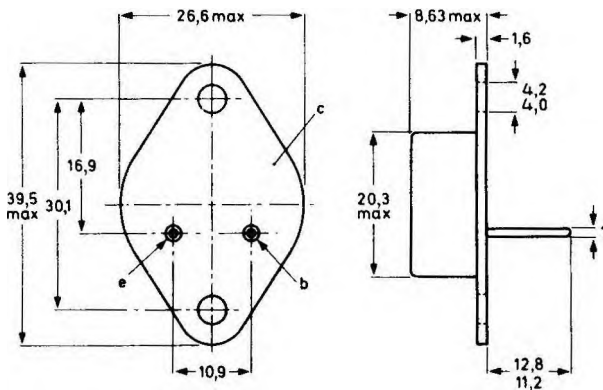
QUICK REFERENCE DATA

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CBO}	max. 100 V
Collector-emitter voltage ($R_{BE} = 100 \Omega$)	V_{CER}	max. 70 V
Collector current (d.c.)	I_C	max. 15 A
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	max. 115 W
Junction temperature	T_j	max. 200 $^\circ\text{C}$
D.C. current gain	h_{FE}	20 to 70
Transition frequency at $f = 1 \text{ MHz}$	f_T	$> 0.8 \text{ MHz}$
$I_C = 4 \text{ A}; V_{CE} = 4 \text{ V}$		
$I_C = 1 \text{ A}; V_{CE} = 4 \text{ V}$		

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Collector connected to envelope
TO-3



SILICON UNIJUNCTION TRANSISTOR

PN unijunction transistors designed for use in pulse and timing circuits, sensing circuits and thyristor trigger circuits.

MAXIMUM RATINGS	Symbol	Value	Unit
RMS Power Dissipation*	P_D^*	300	mW
RMS Emitter Current	I_e	50	mA
Peak-Pulse Emitter Current**	i_e^{**}	1.5	Amp
Emitter Reverse Voltage	V_{B2E}	30	Volts
Interbase Voltage†	V_{B2B1}^\dagger	35	Volts
Operating Junction Temperature Range	T_J	-65 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

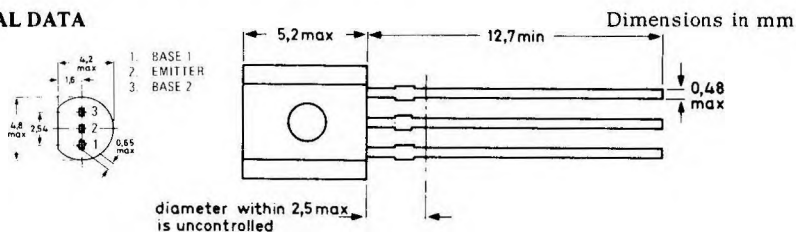
*Derate 3.0 mW/°C increase in ambient temperature.

**Duty cycle $\leq 1\%$, PRR = 10 PPS (see Figure 5).

†Based upon power dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

MECHANICAL DATA

TO-92



GATES

54/7400, LS00, S00

Quad Two-Input NAND Gate

TYPE	TYPICAL PROPAGATION DELAY	TYPICAL SUPPLY CURRENT (Total)
7400	9ns	8mA
74LS00	9.5ns	1.6mA
74S00	3ns	15mA

ORDERING CODE

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	N7400N • N74LS00N N74S00N	
Ceramic DIP	N7400F • N74LS00F N74S00F	S5400F • S54LS00F S54S00F
Flatpack		S5400W • S54LS00W S54S00W

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

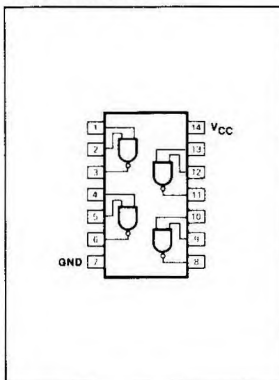
H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE

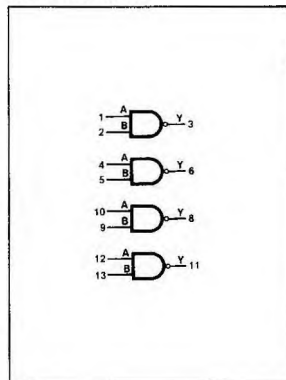
PINS	DESCRIPTION	54/74	54/74S	54/74LS
A, B	Inputs	1uI	1Sul	1LSul
Y	Output	10uI	10Sul	10LSul

NOTE
Where a 54/74 unit load (uI) is understood to be $40\mu A$ I_{IH} and $-1.6mA$ I_{IL} , a 54/74S unit load (Sul) is $50\mu A$ I_{IH} and $-2.0mA$ I_{IL} , and 54/74LS unit load (LSul) is $20\mu A$ I_{IH} and $-0.4mA$ I_{IL} .

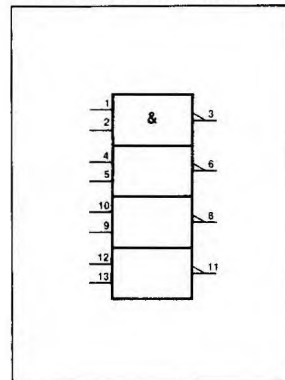
PIN CONFIGURATION



LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/IEC)



GATES

54/7413, LS13

Dual 4-Input NAND Schmitt Trigger

DESCRIPTION

The '13 contains two 4-input NAND gates which accept standard TTL input signals and provide standard TTL output levels. They are capable of transforming slowly changing input signals into sharply defined, jitter-free output signals. In addition, they have greater noise margin than conventional NAND gates.

Each circuit contains a 4-input Schmitt trigger followed by a Darlington level shifter and a phase splitter driving a TTL totem-pole output. The Schmitt trigger uses positive feedback to effectively speed-up slow input transitions, and provide different input threshold voltages for positive and negative-going transitions. This hysteresis between the positive-going and negative-going input threshold (typically 800mV) is determined by resistor ratios and is essentially insensitive to temperature and supply voltage variations. As long as three inputs remain at a more positive voltage than V_{T+MAX} , the gate will respond in the transitions of the other input as shown in Waveform 1.

TYPE	TYPICAL PROPAGATION DELAY	TYPICAL SUPPLY CURRENT (Total)
7413	17ns	17mA
74LS13	17ns	3.5mA

ORDERING CODE

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	N7413N • N74LS13N	
Ceramic DIP	N7413F • N74LS13F	S54LS13F
Flatpack		S54LS13W

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUT
A	B	C	D	Y
L	X	X	X	H
X	L	X	X	H
X	X	L	X	H
X	X	X	L	H
H	H	H	H	L

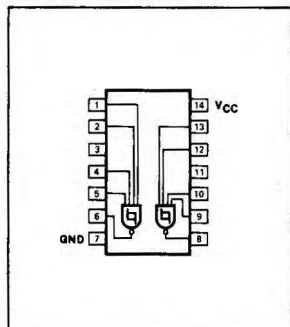
H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level
X = Don't care

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE

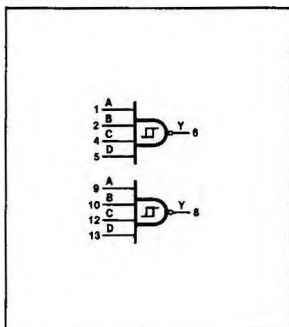
PINS	DESCRIPTION	54/74	54/74LS
All	Inputs	1uI	1LSuI
Y	Output	10uI	10LSuI

NOTE
Where a 54/74 unit load (uI) is understood to be 40: A I_{IH} and $-1.6mA$ I_{IL} , and a 54/74LS unit load (LSuI) is 20: A I_{IH} and $-0.4mA$ I_{IL} .

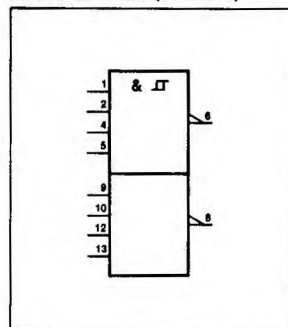
PIN CONFIGURATION



LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/IEC)



Signetics

BCD-TO-SEVEN SEGMENT DECODER/DRIVER

N7446
N7447

N7446-B • N7447-B

DIGITAL 54/74 TTL SERIES

DESCRIPTION

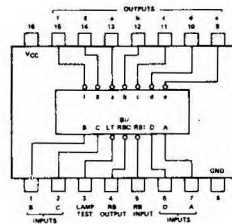
The 7446 and 7447 BCD-to-Seven Segment Decoder/Driver are TTL monolithic devices consisting of the necessary logic to decode a BCD code to seven segment readout plus selected signs.

Incorporated in this device is a blanking circuit allowing leading and trailing zero suppression. Also included is a lamp test control to turn on all segments.

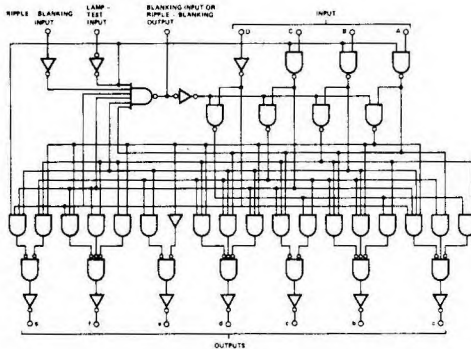
The 7446 and 7447 provide bare collector output transistors for directly driving lamps. The output transistor breakdown of the 7446 is 30 volts and the 7447 is 15 volts.

PIN CONFIGURATION

B PACKAGE



LOGIC DIAGRAM



JK PULSE TRIGGERED FLIP-FLOP

54/74 SERIES "72"

54/7472
54H/74H72

DESCRIPTION

The "72" is a positive pulse triggered master slave Flip-Flop with gated JK inputs and direct Set and Reset inputs. JK information is loaded into the master while the Clock is HIGH and transferred to the slave on the HIGH-to-LOW Clock transition. The J and K inputs should be stable while the Clock is HIGH for conventional operation. J or K

input transitions from HIGH-to-LOW should be avoided while the Clock is HIGH due to "One's catching" feature of this flip-flop.

The Set (\bar{S}_D) and Reset (\bar{R}_D) are asynchronous active LOW inputs. When LOW, they override the Clock and data inputs forcing the outputs to their steady state level as shown in the Truth Table.

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig A	N7472N	• N74H72N		
Ceramic DIP	Fig A	N7472F	• N74H72F	S5472F	• S54H72F
Flatpak	Fig B			S5472W	• S54H72W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
\overline{CP} Clock input	$I_{IH} (\mu A)$ $I_{IL} (mA)$	80 -3.2	50 -2.0		
\bar{R}_D Reset input	$I_{IH} (\mu A)$ $I_{IL} (mA)$	80 -3.2	100 -4.0		
\bar{S}_D Set input	$I_{IH} (\mu A)$ $I_{IL} (mA)$	80 -3.2	100 -4.0		
JK Data inputs	$I_{IH} (\mu A)$ $I_{IL} (mA)$	40 -1.6	50 -2.0		
Q & \bar{Q} Outputs	$I_{OH} (\mu A)$ $I_{OL} (mA)$	-400 16	-500 20		

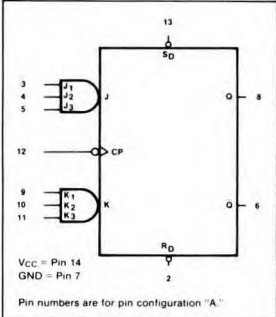
DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{CP} = 0V$		20		25					mA

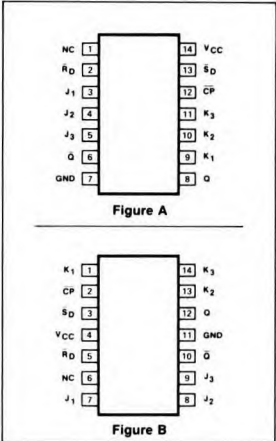
NOTES

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

LOGIC SYMBOL



PIN CONFIGURATIONS



COUNTERS

54/7490, LS90

Decade Counter

DESCRIPTION

The '90 is a 4-bit, ripple-type Decade Counter. The device consists of four master-slave flip-flops internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-five section. Each section has a separate Clock input to initiate state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used for clocks or strobes.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR_1, MR_2) is provided which overrides both clocks and resets (clears) all the flip-flops. Also provided is a gated AND asynchronous Master Set (MS_1, MS_2) which overrides the clocks and the MR inputs, setting the outputs to nine (HLLH).

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the succeeding stages, the device may be operated in various counting modes. In a BCD (8421) counter the \overline{CP}_1 input must be externally connected to the Q_0 output. The \overline{CP}_0 input receives the incoming count producing a BCD count sequence. In a symmetrical Bi-quinary divide-by-ten counter the Q_3 output must be connected externally to the \overline{CP}_0 input. The input count is then applied to the CP_1 input and a divide-by-ten square wave is obtained at

TYPE	TYPICAL f_{MAX}	TYPICAL SUPPLY CURRENT
7490	30MHz	30mA
74LS90	42MHz	9mA

ORDERING CODE

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	N7490N • N74LS90N	
Ceramic DIP	N7490F • N74LS90F	S54LS90F
Flatpack		S54LS90W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE

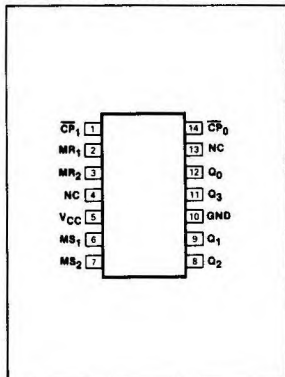
PINS	DESCRIPTION	54/74	54/74LS
\overline{CP}_0	Input	2uI	6LSuI
\overline{CP}_1	Input	4uI	8LSuI
MR, MS	Inputs	1uI	1LSuI
Q_0-Q_3	Outputs	10uI	10LSuI

NOTE
Where a 54/74 unit load (uI) is understood to be $40\mu A I_{IH}$ and $-1.6mA I_{IL}$ and a 54/74LS unit load (LSuI) is $20\mu A I_{IH}$ and $-0.4mA I_{IL}$.

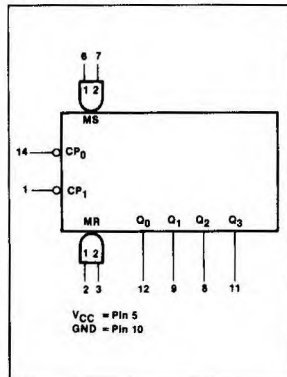
output Q_0 . To operate as a divide-by-two and a divide-by-five counter no external interconnections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the

divide-by-two function (\overline{CP}_0 as the input and Q_0 as the output). The \overline{CP}_1 input is used to obtain a divide-by-five operation at the Q_3 output.

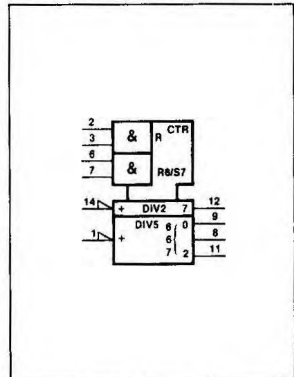
PIN CONFIGURATION



LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/IEC)



MULTIVIBRATOR

54/74121

Monostable Multivibrator

- Very good pulse width stability
- Virtually immune to temperature and voltage variations
- Schmitt trigger input for slow input transitions
- Internal timing resistor provided

TYPE	TYPICAL PROPAGATION DELAY	TYPICAL SUPPLY CURRENT (Total)
74121	43ns	18mA

ORDERING CODE

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	N74121N	
Ceramic DIP	N74121F	S54121F
Flatpack		S54121W

DESCRIPTION

These multivibrators feature dual active LOW going edge inputs and a single active HIGH going edge input which can be used as an active HIGH enable input. Complementary output pulses are provided.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for the B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with an excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to V_{CC} noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry. Once fired, the outputs are independent of further transitions of the inputs and are a function only of the timing components. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 20 nanoseconds to 28 seconds by choosing appropriate timing components. With no external timing components (i.e., R_{int} connected to V_{CC} , C_{ext} and R_{ext}/C_{ext} open), an output pulse of typically 30 or 35 nanoseconds is achieved which may be used as a dc triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length.

FUNCTION TABLE

INPUTS			OUTPUTS	
\bar{A}_1	\bar{A}_2	B	Q	\bar{Q}
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	L	H	\downarrow	\uparrow
L	H	H	\downarrow	\uparrow
L	L	H	\downarrow	\uparrow
L	X	L	\downarrow	\uparrow
X	L	L	\downarrow	\uparrow

H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level
X = Don't care
↓ = LOW-to-HIGH transition
↑ = HIGH-to-LOW transition

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE

PINS	DESCRIPTION	54/74
\bar{A}_1, \bar{A}_2	Inputs	1ul
B	Input	2ul
Q, \bar{Q}	Outputs	10ul

NOTE
A 54/74 unit load (ul) is understood to be $40\mu A$ I_{IH} and $-1.5mA$ I_{IL} .

Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of V_{CC} and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and V_{CC} ranges for more than six decades of timing capacitance (10pF to 10 μ F) and more than one decade of timing resistance (2k Ω to 30k Ω)

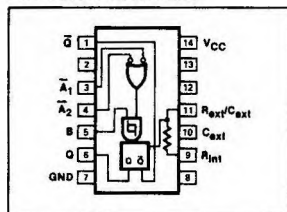
for the 54121 and 2K Ω to 40k Ω for the 74121). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship: (see Figure 1)

$$t_W(\text{out}) = C_{ext} R_{ext} \ln 2$$

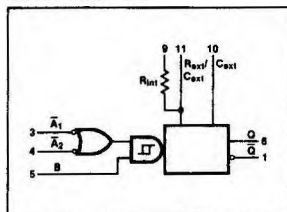
$$t_W(\text{out}) \approx 0.7 C_{ext} R_{ext}$$

In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μ F and timing resistance as low as 1.4k Ω may be used.

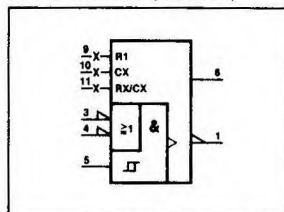
PIN CONFIGURATION



LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/IEC)



These specifications cover the common electrical characteristics of the entire HE4000B family, unless otherwise specified in the individual device data sheet.

The LOC MOS HE4000B family devices will operate over a recommended V_{DD} power supply range of 3 to 15 V, as referenced to V_{SS} (usually ground). Parametric limits are guaranteed for V_{DD} of 5, 10 and 15 V. Because of the wide operating voltage range, power supply regulation is less critical than with other types of logic. The lower limit of the supply voltage is 3 V, or as determined by required system speed and/or noise immunity or interface to other logic. The recommended upper limit is 15 V or as determined by power dissipation constraints or interface to other logic. Unused inputs must be connected to V_{DD} , V_{SS} or another input. Inputs and outputs are protected against electrostatic effects in a wide variety of device-handling situations. However, to be totally safe, it is desirable to take handling precautions into account.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage	V_{DD}	-0,5 to +18 V
Voltage on any input	V_I	-0,5 to $V_{DD} + 0,5$ V *
D.C. current into any input or output	$\pm I_I$	max 10 mA
Power dissipation per package for $T_{amb} = -40$ to $+60$ °C	P_{tot}	max 400 mW
for $T_{amb} = +60$ to $+85$ °C		derate linearly with 8 mW/°C to 200 mW
Power dissipation per output	P	max 100 mW
Storage temperature	T_{stg}	-65 to $+150$ °C
Operating ambient temperature	T_{amb}	-40 to $+85$ °C

* $V_{DD} + 0,5$ V should not exceed 18 V.

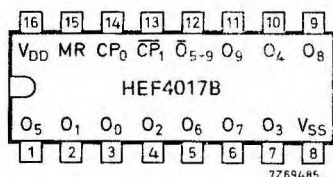
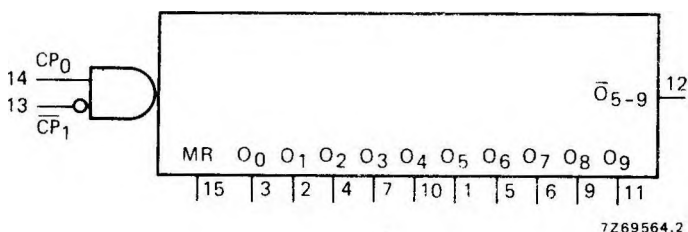
5-STAGE JOHNSON COUNTER

The HEF4017B is a 5-stage Johnson decade counter with ten spike-free decoded active HIGH outputs (O_0 to O_9), an active LOW output from the most significant flip-flop (\bar{O}_{5-9}), active HIGH and active LOW clock inputs (CP_0 , \bar{CP}_1) and an overriding asynchronous master reset input (MR).

The counter is advanced by either a LOW to HIGH transition at CP_0 while \bar{CP}_1 is LOW or a HIGH to LOW transition at \bar{CP}_1 while CP_0 is HIGH (see also truth table on page 3).

When cascading counters, the \bar{O}_{5-9} output, which is LOW while the counter is in states 5, 6, 7, 8 and 9, can be used to drive the CP_0 input of the next counter.

A HIGH on MR resets the counter to zero ($O_0 = \bar{O}_{5-9} = \text{HIGH}$; O_1 to $O_9 = \text{LOW}$) independent of the clock inputs (CP_0 , \bar{CP}_1).



HEF4017BP: 16-lead DIL; plastic (SOT-38Z).

HEF4017BD: 16-lead DIL; ceramic (SOT-74).

PINNING

CP_0	clock input (LOW to HIGH triggered)
\bar{CP}_1	clock input (HIGH to LOW triggered)
MR	master reset input
O_0 to O_9	decoded outputs
\bar{O}_{5-9}	carry output (active LOW)

FAMILY DATA

I_{DD} LIMITS category MSI

see Family Specifications

TIMER

NE/SE555/SE555C

NE/SE555/SE555C-F,H,N,FE

DESCRIPTION

The 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA.

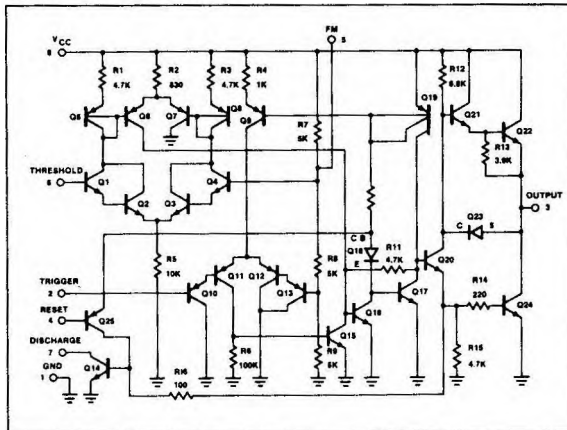
FEATURES

- Turn off time less than $2\mu\text{s}$
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle

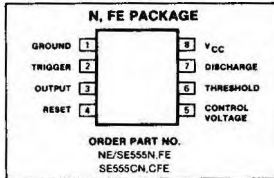
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
SE555	+18	V
NE555, SE555C	+16	V
Power dissipation	600	mW
Operating temperature range		
NE555	0 to +70	°C
SE555, SE555C	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering, 60sec)	300	°C

EQUIVALENT SCHEMATIC



PIN CONFIGURATIONS

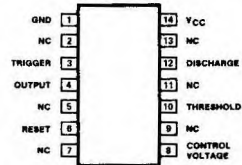


- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per °C

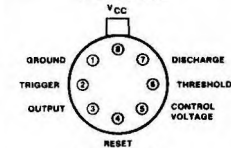
APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector

F PACKAGE

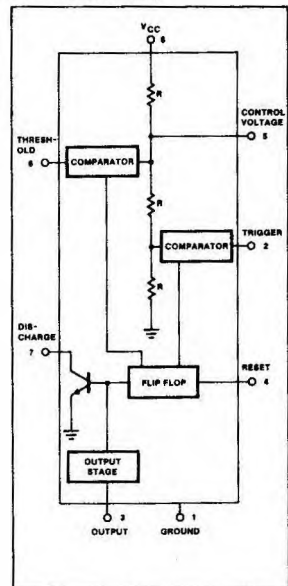


H PACKAGE*



*Metal cans (H) not recommended for new designs

BLOCK DIAGRAM



GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

μA741/μA741C/SA741C

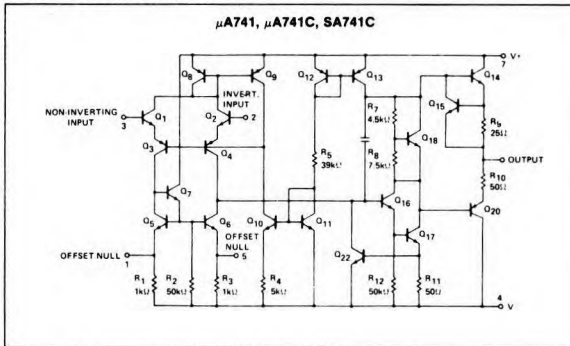
DESCRIPTION

The μA741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μA741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

FEATURES

- Internal frequency compensation
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
μA741C	±18	V
μA741	±22	V
Internal power dissipation		
N package	500	mW
FE package	1000	mW
Differential input voltage	±30	V
Input voltage ¹	±15	V
Output short-circuit duration	Continuous	
Operating temperature range		
μA741C	0 to +70	°C
SA741C	-40 to +85	°C
μA741	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering 60sec)	300	°C

NOTE

1. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

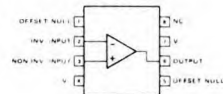
μA741/741C-N,FE

SA741C-N

μA741C-D

PIN CONFIGURATION

D,N,FE PACKAGE



ORDER PART NO.

μA741N μA741FE
μA741CN μA741CFE
SA741CN
μA741CD

THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

μA78L00 Series

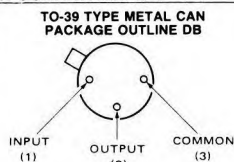
FEATURES

- OUTPUT CURRENT UP TO 100mA
- NO EXTERNAL COMPONENTS
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
- AVAILABLE IN JEDEC TO-92 AND LOW PROFILE TO-39 PACKAGES
- OUTPUT VOLTAGES OF 2.6V, 5V, 6.2V, 12V AND 15V
- OUTPUT VOLTAGE TOLERANCES OF $\pm 5\%$ (78L00-AC) AND $\pm 10\%$ (78L00C) OVER THE TEMPERATURE RANGE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage	2.6V, 5V and 6.2V	30V
	12V and 15V	35V
Internal Power Dissipation		Internally Limited
Storage Temperature Range		
Metal Can (TO-39 Type)		-65°C to +150°C
Molded TO-92		-55°C to +150°C
Operating Junction Temperature Range		0°C to +150°C
Lead Temperatures		
Metal Can (Soldering, 60 s time limit)		300°C
Molded TO-92 (Soldering, 10 s time limit)		260°C

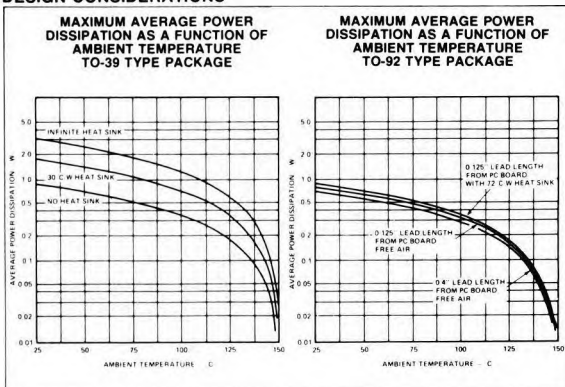
PIN CONFIGURATION



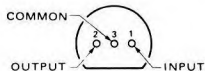
ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	PART NO.
5V	78L05A DB
5V	78L05 DB
12V	78L 12A DB
12V	78L 12DB
15V	78L 15A DB
15V	78L 15 DB

DESIGN CONSIDERATIONS



JEDEC (TO-92) PACKAGE PACKAGE OUTLINE S



OUTPUT VOLTAGE	PART NO.
2.6V	78L02A S
2.6V	78L02 S
5V	78L05A S
5V	78L05 S
6.2V	78L06A S
6.2V	78L06 S
12V	78L12A S
12V	78L12 S
15V	78L15A S
15V	78L15 S

NOTE

Typical thermal resistance of the TO-39 type metal can package without a heat sink is junction to case of 40°C/W and junction to ambient of 140°C/W. Typical thermal resistance of the TO-92 package is junction to ambient of 180°C/W with 400 inch leads from PC board and 160°C/W with 125 inch lead length.

synetics

THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

μ A78M00 Series

FEATURES

- OUTPUT CURRENT UP TO 500MA
- NO EXTERNAL COMPONENTS
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
- OUTPUT TRANSISTOR SAFE-AREA COMPENSATION
- AVAILABLE IN THE TO-220 AND THE TO-39 PACKAGE
- OUTPUT VOLTAGES OF 5, 6, 8, 12, 15, 20 AND 24 VOLTS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

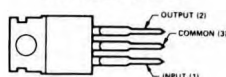
Input Voltage (5V through 15V)	35V
Internal Power Dissipation (20V, 24V) (Note 1)	40W Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
TO-39	-55°C to +125°C
Operating Junction Temperature Range (Note 2)	-55°C to +150°C
78M00	0°C to +125°C
78M00C	
Lead Temperature TO-39 Package (Soldering, 60 second time limit)	300°C
TO-220 Package (Soldering, 10 second time limit)	230°C

NOTES:

- Thermal resistance of the packages (without a heat sink)
Junction to Case: TO-220 Package 2°C/W TO-39 Package 20°C/W
Junction to Ambient: TO-220 Package 50°C/W TO-39 Package 170°C/W
- Operating Ambient Temperature Range
-55°C to +125°C
0°C to +85°C

PIN CONFIGURATION

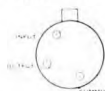
TO-220 PACKAGE PACKAGE OUTLINE U



ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	ORDER PART NO.
5V	78M05CU
6V	78M06CU
8V	78M08CU
12V	78M12CU
15V	78M15CU
20V	78M20CU
24V	78M24CU

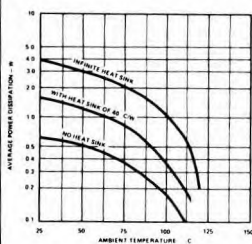
TO-39 TYPE METAL CAN PACKAGE OUTLINE DB



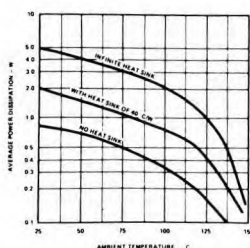
OUTPUT VOLTAGE	ORDER PART NO.
5V	78M05DB
6V	78M06DB
8V	78M08DB
12V	78M12DB
15V	78M15DB
20V	78M20DB
24V	78M24DB
5V	78M05CDB
6V	78M06CDB
8V	78M08CDB
12V	78M12CDB
15V	78M15CDB
20V	78M20CDB
24V	78M24CDB

TYPICAL CURVES

MAXIMUM AVERAGE POWER
DISSIPATION AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATURE
(TO-39, 78M00C)



MAXIMUM AVERAGE POWER
DISSIPATION AS A FUNCTION OF
AMBIENT TEMPERATURE
(TO-39, 78M00)



signetics

THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

μA7800 Series

FEATURES

- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1 AMP
- NO EXTERNAL COMPONENTS
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
- OUTPUT TRANSISTOR SAFE-AREA COMPENSATION
- AVAILABLE IN THE TO-220 AND THE TO-3 PACKAGE
- OUTPUT VOLTAGES OF 5, 6, 8, 12, 15, 18, AND 24 VOLTS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

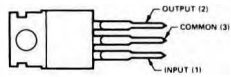
Input Voltage (5V through 18V)	35V
(24V)	40V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Junction Temperature Range (Note 2)	-55°C to +150°C
7800C	0°C to +125°C
Lead Temperature	
TO-3 Package (Soldering, 60 second time limit)	300°C
TO-220 Package (Soldering, 10 second time limit)	230°C

NOTES

1. Thermal resistance of the packages (without a heat sink) Junction to Case: TO-3 Package 4°C/W; TO-220 Package 2°C/W Junction to Ambient: TO-3 Package 35°C/W; TO-220 Package 50°C/W
2. Operating Ambient Temperature Range 7800 -55°C to +125°C 7800C 0°C to +85°C

PIN CONFIGURATION

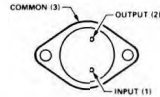
TO-220 PACKAGE PACKAGE OUTLINE U



ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	ORDER PART NO.
5V	7805CU
6V	7806CU
8V	7808CU
12V	7812CU
15V	7815CU
18V	7818CU
24V	7824CU

TO-3 PACKAGE PACKAGE OUTLINE DA

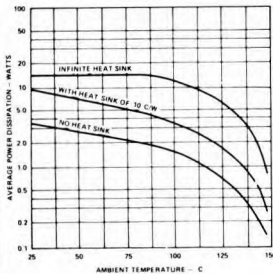


ORDER INFORMATION

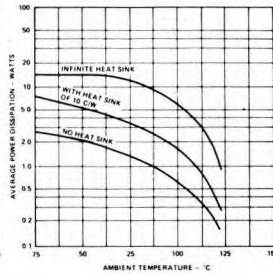
OUTPUT VOLTAGE	ORDER PART NO.
5V	7805DA
6V	7806DA
8V	7808DA
12V	7812DA
15V	7815DA
18V	7818DA
24V	7824DA
5V	7805CDA
6V	7806CDA
8V	7808CDA
12V	7812CDA
15V	7815CDA
18V	7818CDA
24V	7824CDA

TYPICAL CURVES

MAXIMUM AVERAGE POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE (TO-3, 7800C)



MAXIMUM AVERAGE POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE (TO-3, 7800C)



signetics

μA78G • μA79G **4-TERMINAL POSITIVE AND NEGATIVE** **ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATORS** FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION — The μA78G and μA79G are 4-Terminal Adjustable Voltage Regulators. They are designed to deliver continuous load currents of up to 1.0 A with a maximum input voltage of 40 V for the positive regulator 78G and -40 V for the negative regulator 79G. Output current capability can be increased to greater than 1.0 A through use of one or more external transistors. The output voltage range of the 78G positive voltage regulator is 5 V to 30 V and the output voltage range of the negative 79G is -30 V to -2.2 V. For systems requiring both a positive and negative, the 78G and 79G are excellent for use as a dual tracking regulator with appropriate external circuitry. These 4-terminal voltage regulators are constructed using the Fairchild Planar* process.

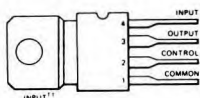
- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1.0 A
- μA78G POSITIVE OUTPUT VOLTAGE 5 TO 30 V
- μA79G NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE -30 TO -2.2 V
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT PROTECTION
- OUTPUT TRANSISTOR SAFE AREA PROTECTION
- MILITARY AND COMMERCIAL VERSIONS AVAILABLE
- AVAILABLE IN 4-PIN TO-202 TYPE AND 4-PIN TO-3

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage	
μA78G, μA78GC	40 V
μA79G, μA79GC	-40 V
Control Pin Voltage	
μA78G, μA78GC	0 < V < V _{OUT}
μA79G, μA79GC	-V _{OUT} < -V < 0
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	
Military (μA78G, μA79G)	-55°C to 150°C
Commercial (μA78GC, μA79GC)	0°C to 150°C
Storage Temperature Range	
4-Pin Power TAB (U1)	-55°C to +150°C
4-Pin TO-3 (K)	-65°C to +150°C
Lead Temperature	230°C
4-Pin Power TAB (U1) (Soldering, 10 s)	300°C
4-Pin TO-3 (K) (Soldering, 60 s)	

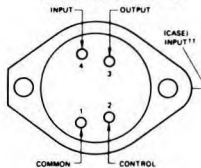
μA79G CONNECTION DIAGRAMS (TOP VIEWS)

POWER TAB PACKAGE
PACKAGE OUTLINE 8Z
PACKAGE CODE U1



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
μA79GC μA79GU1C

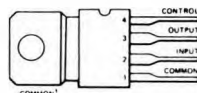
TO-3 PACKAGE
PACKAGE OUTLINE GK
PACKAGE CODE K



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
μA79G μA79GKM
μA79GC μA79GKC

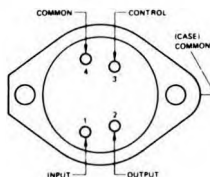
^{††}NOTE:
Heat sink tabs connected to input through device substrate. Not recommended for direct electrical connection.

μA78G
POWER TAB PACKAGE
CONNECTION DIAGRAMS
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 8Z
PACKAGE CODE U1



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
μA78GC μA78GU1C

TO-3 PACKAGE
PACKAGE OUTLINE GK
PACKAGE CODE K
(TOP VIEW)



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
μA78G μA78GKM
μA78GC μA78GKC

[†]NOTE:
Heat sink tabs connected to common through device substrate.

*Planar is a patented Fairchild process.

78H05

5 AMP VOLTAGE REGULATOR

FAIRCHILD INTEGRATED MICROSYSTEM

GENERAL DESCRIPTION — The 78H05 positive Voltage Regulator is a hybrid integrated circuit. The nominal output voltage is 5.0 V \pm 200 mV. The output current capability is 5.0 A. Internal current limiting and thermal shutdown circuitry make the device essentially indestructible. The 78H05 is intended for a wide range of systems where a regulated 5.0 V supply is required and can be used for a variety of on-card regulation and circuit isolation applications.

- 5.0 A OUTPUT CURRENT
- NO EXTERNAL COMPONENTS
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
- STANDARD TO-3 PACKAGE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

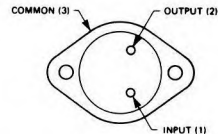
Input Voltage	25 V
Internal Power Dissipation	50 W @ 25°C Case
Operating Junction Temperature Range	0°C to +150°C
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{IN} = 10$ V, $I_{OUT} = 2.0$ A, $T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage		4.8	5.0	5.2	V
Line Regulation	$8.5\text{ V} < V_{IN} < 25\text{ V}$		5.0	100	mV
Load Regulation	$10\text{ mA} < I_{OUT} < 5.0\text{ A}$		80	100	mV
Drop Out Voltage*	$I_{OUT} = 3.0\text{ A}$		2.6	3.0	V
Drop Out Voltage*	$I_{OUT} = 5.0\text{ A}$		3.0	3.5	V
Quiescent Current	$I_{OUT} = 0\text{ A}$			10	mA
Output Noise Voltage	$BW = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$		40		μV_{rms}
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$, $I_{OUT} = 1.0\text{ A}$	60			dB
Thermal Resistance (Junction to Case)	$V_{IN} = 20\text{ V}$		2.0		°C/W

*That value of differential input-output voltage below which the line regulation exceeds the specified maximum value.

TO-3 PACKAGE
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE GJ
PACKAGE CODE K



ORDER INFORMATION

OUTPUT VOLTAGE	TYPE	PART NO.
5.0 V	78H05	78H05KC

μ A78H00/ μ A78HG SERIES

5 AMP VOLTAGE REGULATOR

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION

Fixed Output – The μ A78H00 series hybrids are regulators with fixed output voltages and 5 A output current capability with all the inherent characteristics of the monolithic 3-terminal regulators, i.e., full thermal overload, short-circuit and safe-area protection. The μ A78H00 is packaged in a hermetically sealed TO-3 providing 50 W power dissipation. The regulator consists of a monolithic chip driving a discrete series-pass element and two short-circuit detection transistors. A beryllium-oxide substrate is used in conjunction with an isothermal layout to optimize the thermal characteristics of the device and still maintain electrical isolation between the various chips. This unique circuit design limits the maximum junction temperature of the power output transistor to provide full automatic thermal overload protection. If the safe operating area is ever exceeded, the device simply shuts down, rather than failing or damaging other system components. This feature eliminates the need to design costly output circuitry and overly conservative heat sinking arrangements typical of high-current regulators built from discrete components.

Adjustable Regulators – The μ A78HG is an adjustable 4-terminal positive voltage regulator capable of supplying in excess of 5 A over a 5.0 V to 20 V output range. The same features and construction details of the μ A78H00 series have been incorporated into the μ A78HG. Only two (2) external resistors are required to set the output voltage. Input and output capacitors should be used to improve input filtering and transient response.

- 5 A OUTPUT CURRENT
- INTERNAL CURRENT AND THERMAL LIMITING
- INTERNAL SHORT-CIRCUIT CURRENT LIMIT
- LOW DROP-OUT VOLTAGE
- 50 W POWER DISSIPATION

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Internal Power Dissipation
Input Voltage

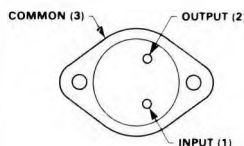
μ A78H00C (fixed voltage series)	25 V
μ A78HGC (adjustable voltage series)	40 V

Storage Temperature Range
Lead Temperature (Soldering, 60 s)

50 W @ 25°C Case

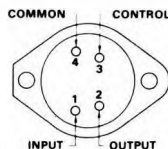
–55°C to 150°C
300°C

CONNECTION DIAGRAMS TO-3 PACKAGE (TOP VIEW) PACKAGE OUTLINE GJ PACKAGE CODE K



ORDER INFORMATION		
OUTPUT VOLTAGE	TYPE	PART NO.
5.0 V	78H05C	μ A78H05KC
12 V	78H12C	μ A78H12KC
15 V	78H15C	μ A78H15KC

TO-3 PACKAGE (TOP VIEW) PACKAGE OUTLINE GK PACKAGE CODE K



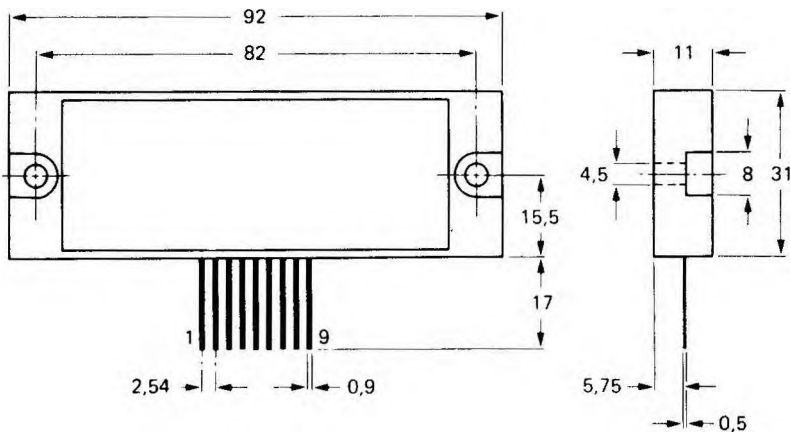
ORDER INFORMATION		
OUTPUT VOLTAGE	TYPE	PART NO.
5–24 V Adjustable	78HGC	μ A78HGC

HYBRID INTEGRATED CIRCUIT HI-FI AUDIO POWER AMPLIFIERS

The OM931 and OM961 are thin-film hybrid integrated circuit hi-fi audio amplifiers for sinusoidal output power up to 60 W. The modules offer maximum design possibilities regarding amplification, ripple rejection, stability for complex loads, etc. The amplifiers have built-in short-circuit protection (SOAR protected), and are especially designed for low transient and harmonic distortion. All built-in resistors are dynamically adjusted for optimum performance over a wide temperature range.

QUICK REFERENCE DATA

Sinusoidal output power for $d_{tot} < 0,2 \%$ $f = 20 \text{ Hz to } 20 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega$ $R_L = 8 \Omega$	OM931		OM961
	P_O	P_O	
	$> 30 \text{ W at } \pm 23 \text{ V}$	$> 60 \text{ W at } \pm 31 \text{ V}$	
	$> 30 \text{ W at } \pm 26 \text{ V}$	$> 60 \text{ W at } \pm 35 \text{ V}$	
Total harmonic distortion $P_O = 1 \text{ W}; f = 1 \text{ kHz}$	d_{tot}	typ. 0,02	0,02 %



Outline; dimensions in mm.

2 TO 6 W AUDIO POWER AMPLIFIER

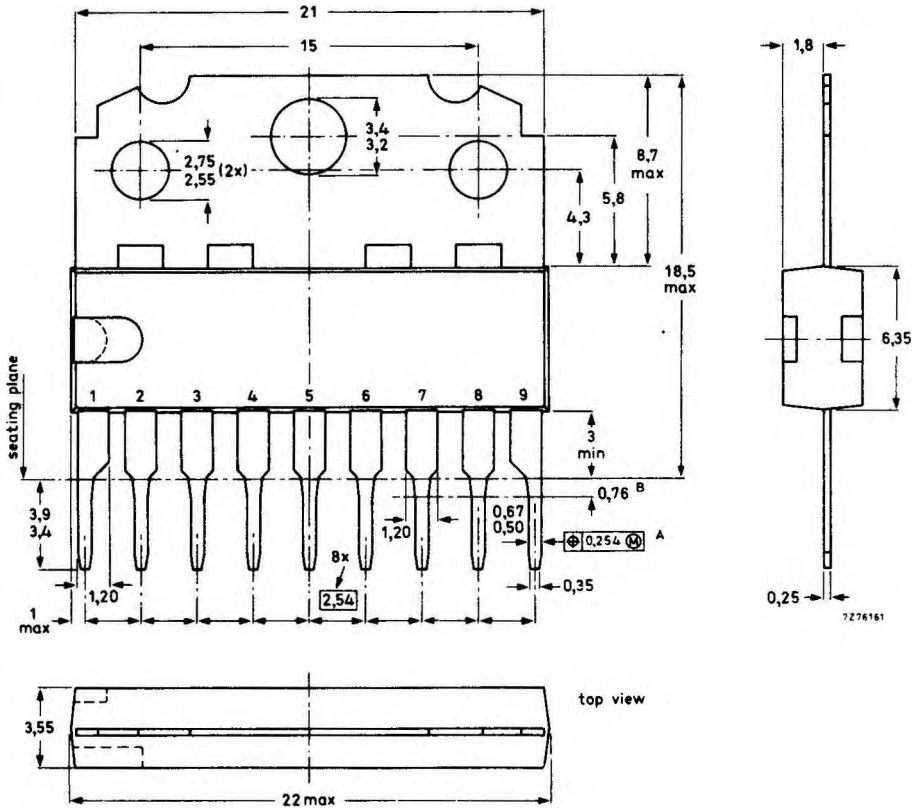
The TDA1011 is a monolithic integrated audio amplifier circuit in a 9-lead single in-line (SIL) plastic package. The device is especially designed for portable radio and recorder applications and delivers up to 4 W in a $4\ \Omega$ load impedance. The device can deliver up to 6 W into $4\ \Omega$ at 16 V loaded supply in mains-fed applications. The maximum permissible supply voltage of 24 V makes this circuit very suitable for d.c. and a.c. apparatus, while the very low applicable supply voltage of 3,6 V permits 6 V applications. Special features are:

- single in-line (SIL) construction for easy mounting
- separated preamplifier and power amplifier
- high output power
- thermal protection
- high input impedance
- low current drain
- limited noise behaviour at radio frequencies

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage range	V_p	3,6 to 24 V
Peak output current	I_{OM}	max. 3 A
Output power at $d_{tot} = 10\%$		
$V_p = 16\text{ V}; R_L = 4\ \Omega$	P_o	typ. 6,5 W
$V_p = 12\text{ V}; R_L = 4\ \Omega$	P_o	typ. 4,2 W
$V_p = 9\text{ V}; R_L = 4\ \Omega$	P_o	typ. 2,3 W
$V_p = 6\text{ V}; R_L = 4\ \Omega$	P_o	typ. 1,0 W
Total harmonic distortion at $P_o = 1\text{ W}; R_L = 4\ \Omega$	d_{tot}	typ. 0,2 %
Input impedance		
preamplifier (pin 8)	$ Z_i $	> 100 k Ω
power amplifier (pin 6)	$ Z_i $	typ. 20 k Ω
Total quiescent current	I_{tot}	typ. 14 mA
Operating ambient temperature	T_{amb}	-25 to + 150 °C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to + 150 °C

9-LEAD SINGLE IN-LINE; PLASTIC (SOT-110A)



Dimensions in mm

- ⊕ Positional accuracy.
- Ⓜ Maximum Material Condition.

A Centre-lines of all leads are within $\pm 0,127$ mm of the nominal position shown; in the worst case, the spacing between any two leads may deviate from nominal by $\pm 0,254$ mm.

B Lead spacing tolerances apply from seating plane to the line indicated.

Register

- AA119 71, 74, 280
 AC187 85, 86, 161, 289
 AC188 86, 161
 AC 34
 afbøjningsplade 251
 afladning af kondensator 52
 afskæringsfrekvens 59
 akkumulator 26
 aktiv tonekontrol 171
 amperemeter 235, 239
 analog instrument 234
 analog kreds 100
 AND 202, 216, 219
 AND-gate 202, 216, 219
 anode 64
 arbejdslinje 139
 arbejds punkt 140
 astabil 107, 108
 astabil multivibrator 107, 108, 180, 183, 188, 224
 atom 80

 BA102 79
 basic 110
 basismodstand 145
 basis 86, 89
 baskontrol 168
 batteri 13, 14
 BC327/328 290
 BC337/338 291
 BC546/547/548 292
 BC547 85, 86, 292
 BC549/550 293
 BC556/557/558 294
 BC557 86
 BD135/136 161
 beregning af forstærkertrin 146, 158
 binære talsystem 198

 binær tæller 199, 201
 bistabil multivibrator 192, 203, 215
 blødtjernes instrument 234
 brokoblet ensretter 19
 brokobling 70, 226
 BTX18-100 230, 284
 BUS 112
 BY127 66, 71
 BY164 71, 283
 BZX79 76
 båndbredde 132

 CPU 110
 CQY24 77, 287
 CQY81 209
 cross-over 275

 databus 112
 datamat 110
 DC 34
 delefilter 174
 demodulator 112
 DIAC 79, 230, 285
 diagram 12
 digitale kredse 99
 digital elektronik 99
 digital instrument 234
 digital voltmeter 245
 DIN 132
 DIN45500 132
 diode 18, 64, 84
 diskantkontrol 168
 display 203, 207, 208
 DO-7 280
 DO-14 285
 DO-35 281
 dobbeltstråle 256
 drejekondensator 18, 49
 drejespoleinstrument 234

 dynamo 26
 dæmpede svingninger 264
 dæmpningsfaktor 133
 dB 117, 127

 effekthyperbel 141
 effekt 32, 122, 141
 egenstøj 118
 elektrolytkondensator 18, 48
 elektromagnet 60
 elektronkanon 251
 element 14, 26
 emitter 86, 89, 94
 enkel afbryder 15
 ensretning 68
 ensretter 226, 263
 eprom 112

 fan-out 100
 farvekode for kondensatorer 50
 farvekode for tantal elektrolytter 51
 farvekode for »pin-up« kondensatorer 51
 farvekode for modstande 36, 37
 fejl ved forstærker 152
 FET 101
 firkantgenerator 23
 firkantimpulser 199
 flip-flop 194, 200, 224
 fo 59, 165
 focus 251
 forstyrrelse, HF 154
 forstærker 23, 95, 104, 114, 148, 155, 265
 forstærkerfejl 152
 forurening af germa-

- niem 82
- forvrængning 275
- fotocelle 45
- frekvens 34
- frekvensgang 125
- frekvensområde 133
- frekvenstæller 275
- full-adder 222
- følsomhed 117, 134

- gate 73, 94, 223, 276
- germanium 64, 80, 81
- germaniumdiode 74
- germaniumtransistor 85, 87, 93
- glødelampe 13, 14
- graetzkobling 70

- half-adder 222
- halvleder 64, 81
- harmonisk forvrængning 132
- HEF4017 304
- high-fidelity 132
- hovedtelefon 22
- HØJ 191
- højpasfilter 59, 62, 164, 166, 177

- I/O 112
- indgangsimpedans 123
- indgangskararakteristik 137
- indgangssignal 116
- indstråling 154
- integreret kredsløb 20, 98
- intermodulation 133
- intervenittrin 216, 219, 221
- I 30

- jordet emitter 90
- jævnspænding 34
- jævnstrøm 34

- kanaladskillelse 134
- kapacitans 46, 47
- kapacitetsdiode 19
- karakteristik 71, 72, 75, 135
- katodestrålerør 250
- katode 64
- keramisk kondensator 47
- kipgenerator 253
- klipping 157
- kollektor 86, 89
- komplementære transistorer 159
- kondensator 17, 46
- kondensatorer i parallelforbindelse 56
- kondensatorer ved vekselspænding 56, 57
- kondensatorer i serieforbindelse 55
- koordinatsystem 72, 136
- kortslutningssikring 228
- kulfilm modstand 39

- lampedrivertrin 191
- LAV 191
- lavpasfilter 58, 62, 166, 199
- LC-led 62, 176
- LDR 17, 44
- LED 19, 77, 287
- ledning 24
- lissajous 267
- lysdiode 19, 77
- lysdæmper 230

- medkobling 103
- metalfilm modstand 39
- mikrofarad 46
- mikrofon 22
- milliamperemeter 13
- modem 112
- modkobling 102, 150

- modstand 16
- modstande 36
- modstand, resistans 29, 31
- modstande i serieforbindelse 54
- modstande i parallelforbindelse 55
- modulator 112
- molekyle 80
- monitor 112
- monostabil 21, 214
- monostabil multivibrator 107, 210, 214
- MOS 99
- motorboating 153
- multivibrator 107
- målebro 249
- måleinstrument 16
- måling med oscilloskop 259
- måling på forstærker 265, 271
- måling på tyristor 248

- N-krystal 82, 88
- NAND 217, 219, 220
- NOR 218, 219, 220
- NOT 216, 220
- NPN 85
- NPN transistor 20
- nF 46
- NTC 17, 43

- OFF 92, 93, 180
- ohmmeter 31, 64, 240, 247
- ohms lov 30, 34
- OM931 313
- OM961 313
- omskifter 15
- ON 91, 93, 180
- operationsforstærker 100

- opladning af kondensator 52
 OR 217, 219, 220
 oscilloskop 23, 32, 67, 96, 115, 250
 overførings karakteristisk 142
 overstyring 117
- P-krystal 82, 88
 parallelforbinding, kondensatorer 56
 parallelforbinding, modstande 54
 periode 66
 pick-up 22
 picofarad 46
 PN-krystal 82, 88
 PNP 85, 93
 PNP transistor 20
 Po 122
 potentiometer 16, 41
 PROM 110
 PTC 17, 43
 puls-shaper 213, 275
 pulsformer 213, 275
 pulstid 211
 P 32
 pF 46
- radiostøj 232
 RAM 112
 RC-led 57, 58, 59, 162, 199
 relæ 21, 64
 resistans, modstand 29, 31
 ringetryk 15
 ripple 69
 ROM 110
 RS 194
 RS flip-flop 194
 rulleblok kondensator 46
- schmitt-trigger 212, 215, 275
 schottky 99
 SCR 73, 74
 selvsving 153
 serieforbinding, kondensatorer 55
 serieforbinding, modstande 54
 shunt 235
 signal/støj forhold 120, 123
 signalforstærkning 143
 signalforstærker 148
 sikring 24
 silicium 64, 80, 81
 siliciumtransistor 85, 87
 sinusgenerator 23, 96, 115
 sinus effekt 132
 skydeomskifter 15
 SOD-28 283
 SOD-63 287
 solcelle 45
 spejlskala 242
 spole 21, 59, 199, 216
 spole med jernkerne 21
 spændingsforstærkning 96, 117, 143, 144
 spændingsforskel 26, 27
 spændingsmåling 241
 spændingsregulator 109
 spærrekreds 63
 stabilisering 149
 strøm 246
 strømbegrænser 228
 strømforstærkning 143, 144
 strømmåling 246
 strømstyrke 28
 støjfilter 232
 sugekreds 63
 svingningskreds 63
- sweeper 253
 switch 91, 180
 syvsegment 208
- tantal elektrolyt 48
 TDA1011 314
 temperatur koefficient 38, 44
 termisk generation 82
 tidsforsinker 109
 timer 104, 305
 time-base 253, 276
 TO-1 289
 TO-3 295, 310, 311, 312
 TO-39 284
 TO-92 290, 292, 296
 TO-220 308, 309
 TO-220AB 286
 tonekontrol 168, 171
 transformator 21, 60
 transistor 85, 88, 89
 transistorens karakteristik 135
 transistormåling 243, 245, 247
 TRIAC 79, 230, 287
 trigger 255
 trimmekondensator 18
 trimmepotentiometer 16, 42
 trykknop 15
 trådviklet modstand 40
 TTL 99
 typebetegnelse 97
 tyristor 20, 73, 230
 tæller 277
 tørelement 26, 28
 T flip-flop 196
- U_{BE} 155
 U_B 155
 U_{CE} 155
 U_C 155

udgangseffekt 122, 161
udgangsimpedans 120,
122
udgangstrin 151
udgangs karakteristik
135
 U_E 155
UJT 94
unijunktionstransistor 94
universalinstrument 241
 U_{RC} 155
 U 130, 155
 μF 46

variabel kondensator 18,
49
variabel modstand 13, 16
 V_{eff} 33, 121
vekselspænding 34, 246
vekselstrøm 34, 246
ventil 66
voltmeter 27, 237, 239
 V_{ss} 33, 116, 121

watt 32
wheatstone-bro 249

x-akse 72
x-plade 252
x-afbøjning 252

y-akse 72
y-plade 252
y afbøjning 252

zenerdiode 19, 75
zenereffekt 75



Ryan Holm (f. 1937) startede sin interesse for elektronik, da han var 14 år. Som licenseret radioamatør med kaldesignalet OZ8RH har han siden gennem radioen holdt kontakt med andre radioamatører over hele verden.

Som uddannet lærer var han en af de første herhjemme, der begyndte en systematisk undervisning i elektronik, og de erfaringer, han her har fået, har han givet videre til andre, bl.a. gennem sit virke ved kurser på Danmarks lærerhøjskole.

Ryan Holm har forfattet en lang række bøger om elektronik, bl.a. *System elektronik*. I mange år var han redaktør af bladet »Philips Informations Bulletin«, ligesom han er en flittig skribent i forskellige elektronik fagblade.

Farvekode for modstande

10R	100R	1K	10K	100K
12R	120R	1K2	12K	120K
15R	150R	1K5	15K	150K
18R	180R	1K8	18K	180K
22R	220R	2K2	22K	220K
27R	270R	2K7	27K	270K
33R	330R	3K3	33K	330K
39R	390R	3K9	39K	390K
47R	470R	4K7	47K	470K
56R	560R	5K6	56K	560K
68R	680R	6K8	68K	680K
82R	820R	8K2	82K	820K

SINUS

Serien omfatter

Elektronik grundbog

Elektronik konstruktioner

Trykt kredsløb

Positiv film til Elektronik konstruktioner

Negativ film til Elektronik konstruktioner

ISBN 87-00-17633-8