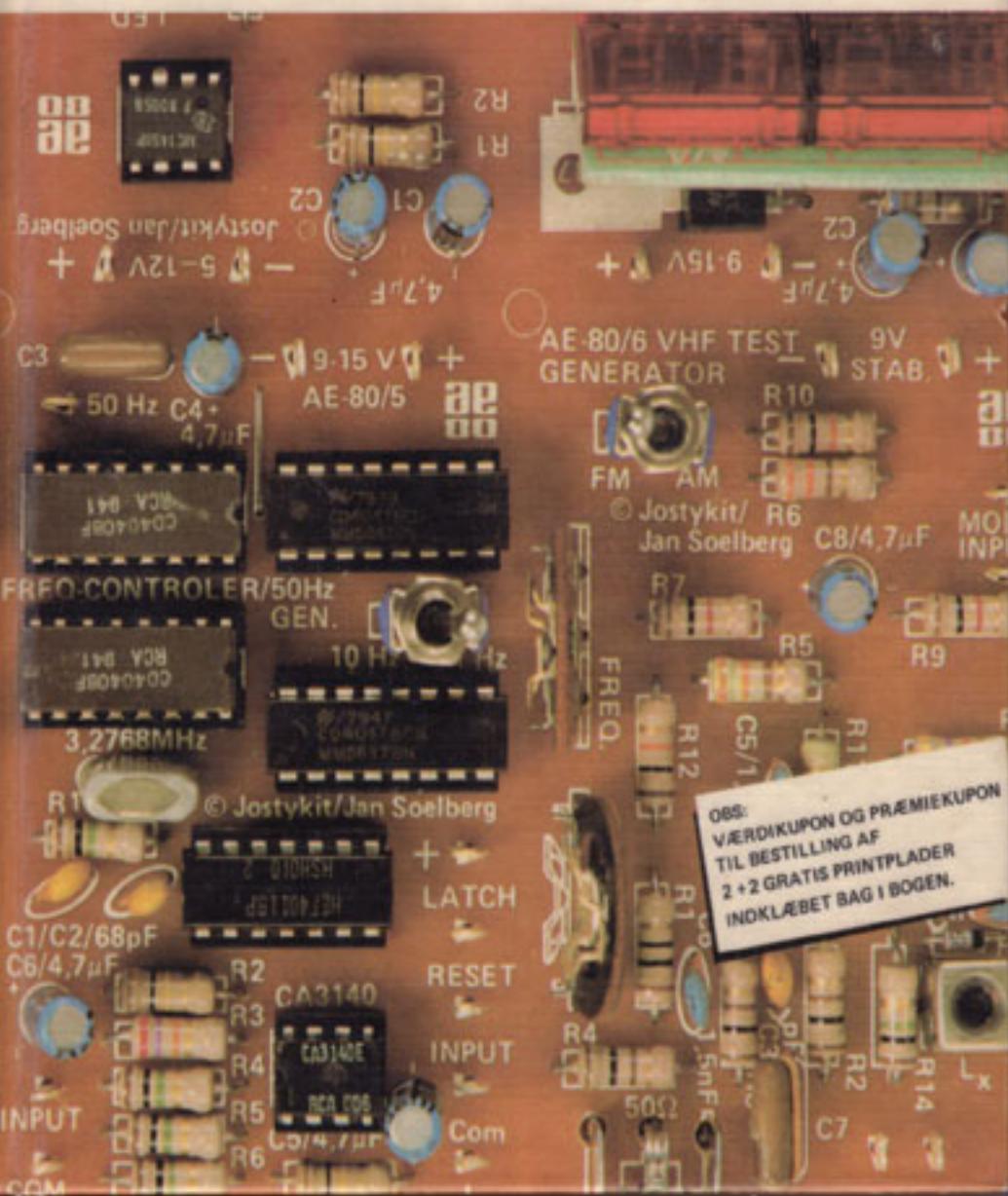


**ae  
80**

Jan Soelberg

1

# Anvendt ELEKTRONIK





## ***bind 1***

**Elektroniske grundbegreber  
Elektroniske komponenter  
Halvlederteknik  
LF- & HF-teknik  
Operationsforstærkere  
Sendere og modtagere  
Måleinstrumenter  
Video og båndoptagere  
Digital teknik**

**København  
JOSTYKIT FORLAG  
1980**

© Jan Soelberg/Jostykit, Sats: Helle Ladiges, Repro: Jostykit  
Montage & layout: C. Vang Petersen, Tegninger: Annette Soelberg  
Foto: Jørgen Strobach/Jan Soelberg, Logo: Jørgen Soelberg  
Tryk: Reproset, Omslag: Jan Soelberg/C. Vang Petersen

ISBN: 8798007963

9. omgearbejdede udgave af AE-bogen, 1' oplag, København 1980  
Nu trykt i mère end 300.000 eksemplarer på dansk, tysk, engelsk,  
fransk, hollandsk, finsk og svensk.

Indholdet af denne bog må ikke udnyttes kommercielt, kopieres  
eller på anden måde reproduceres, helt eller delvist, uden forfatte-  
rens skriftlige tilladelse. Der tages forbehold for fejl og ændringer,  
ligesom data og komponentlister ikke garanteres at svare nøje til  
de af Jostykit producerede byggesæt.

## FORORD



Den bog du nu holder i hånden, en fuldkommen ny udgave af den gamle AE-bog, der så dagens lys i 1970. Der er sket en masse i elektronikkens verden siden da, og det har medført, at AE-bogen har skiftet ansigt. Ikke en side er gået ram forbi, og der måtte hele 3.000 manuskriptsider til at skabe den nye AE-80 bog. Derfor er bogen blevet så omfangsrig, at den har måttet deles op i to bind, lærebogen-bind 1 og diagram bogen-bind 2.

Ved udarbejdelsen af bogen var det nødvendigt at gennemgå og indhente materiale i hundredevis af ind- og udenlandske værker. Mange af afsnittene i denne bog indeholder også det historiske grundlag for vor moderne elektronik. Et aspekt som ikke direkte er nødvendigt for forståelsen af moderne elektronik, men som kan medvirke til forståelsen og give et indblik i grundlaget for vor moderne elektronik.

Den tidligere bogs succes viste sig at bero på de for hobbyfolk ganske væsentlige faktorer: at der til bogens teori var knyttet bånd til dagligdags byggesæt. Bogen indeholdt en printplade til enkle opstillinger, som kunne bygges af enhver med dagligdags komponenter. I AE80-bogen har vi begrænset os til at bringe seks AE-80 print med vor tids moderne halvledere. De bestilles på den i bind i indlagte kupon, og 2 kan tilsendes gratis. Til indlæring anbefales AE80-1 GATE EKSPERIMENT og AE80-2 OP-AMP EKSPERIMENT, men også de øvrige opstillinger er ganske interessante: AE80-4 en 4-ciffer digital tæller, AE80-5 en 50 Hz-digital krystalgenerator og frekvenstæller styring, AE80-3 et 3 ciffer digital voltmeter og en højfrekvens signalgenerator AE80-6.

Arbejdet på AE-80 bogen har stået på i godt 3 år, og manuskriptarbejdet varede 10 måneder. Det har kostet »blod, sved og tårer», og arbejdet har involveret mange ud over det, man sædvanligvis kan forvente. Derfor en tak til familie, personale i Jostykit, og andre som har bistået med hjælp, vejledning, korrektur og arbejdsindsats. Vi beder også om forståelse for eventuelle fejl. I et så stort værk er det umuligt at undgå fejl ved første udgave, hvorfor vi med tak modtager ris og ros til korrektion i de kommende udgaver.

Brug bogen som en blanding af opslagsværk, underholdende elektronik-læsning og som idebog for videreudvikling. Sæt aldrig det mål, at læse den fra ende til anden. Dertil er den for omfattende, og det er ikke intentionen bag AE-80 bogen.

Jan Soelberg

Karlstrup den 15-10-1980.

# INDHOLD

Læsevejledning .....	9
G1 - Atomet .....	11
Elektronerne kan strømme i en leder .....	11
Isolatorer stopper for elektroneme .....	15
G2 - Halvledere .....	18
Et helt rent krystal .....	19
G3 - Strøm & spænding .....	22
Elektriciteten er ældgammel .....	22
Elektricitetsfremstilling .....	26
Strøm er en elektron-mængde .....	26
Spænding er et elektron-pres .....	27
Spænding kan være farlig .....	27
Strøm er i sig selv ikke farlig .....	28
Strøm og spænding er indbyrdes afhængige .....	28
Batterier i serie eller parallel .....	29
G4 - Kondensatoren .....	32
Leyden - en storby i det 16. årh .....	32
Kondensatoren .....	33
Op- og afladning af en kondensator .....	35
G5 - Kondensatorforbindelse .....	37
Parallelforbindelse .....	37
Serieforbindelse .....	38
Standard kondensatorer .....	39
Kondensatorens fejl .....	41
G6 - Kondensatortyper .....	43
Trimmekondensatorer .....	43
Drejekondensatorer .....	43
Keramiske kondensatorer .....	44
Polyesterkondensatorer .....	45
Elektrolytkondensatorer .....	46
Tantalkondensatorer .....	47
Kapacitetsdioder .....	48
G7 - Modstand .....	50
Grundstørrelserne .....	51
Sammenhængen mellem de 4 grundenheder .....	53
G8 - Modstandsforbindelser .....	58
Serieforbindelse .....	58
Parallelforbindelse .....	59
Spændingsdelen .....	60
G9 - Modstandstyper .....	66
Faste modstande .....	66

Trådmodstande .....	66
Kulmodstande .....	67
Standard farvekodning .....	68
Metalfilmmodstande .....	69
Variable modstande og potentiometre .....	70
Trimmemodstande & potentiometre .....	70
Potentiometre .....	71
Påvirkningsafhængige modstande .....	71
NTC-modstande .....	73
PTC-modstande .....	74
VDR-modstande .....	75
LDR-modstande .....	76
Katalytiske detektorer .....	77
Strain Gauges .....	78
G10 - Vekselsstrøm & vekseispænding .....	79
Hvorledes opstår vekselspænding .....	79
Hvad er en frekvens? .....	80
Anderledes formede vekselspændinger .....	81
G11 - Spoler .....	83
Spolens størrelse .....	84
Sammenkobling af spoler .....	85
Spoletyper .....	85
Spolens ækvivalent .....	85
G12 - Transformatorer & netdele .....	86
Primær og sekundær vindingsforhold .....	88
Ensretning .....	90
Ladekondensator .....	91
Spændingsfordobling .....	92
Udglatning og filtrering .....	93
Sammenkoblede transformatorer og netdele .....	94
G13 - Tidskonstant, fasedrejning & impedans .....	96
Op- og afladning af en kondensator .....	96
Op- og afladning af en spole .....	100
Faseforskydning .....	100
Impedans er en slags modstand for vekselsstrøm .....	102
Impedansen i en kondensator .....	103
Impedansen i en spole .....	105
Godhed - et mål for kvalitet .....	106
G14 - Svingningskredse .....	106
Resonanspunktet .....	109
Parallel- og serieforbindelse .....	110
Q er et mål for kredsenes godhed .....	111
Resonansmodstand i parallelkreds .....	113
Resonansmodstand i en seriekreds .....	114
Kredsenes båndbredde .....	114
Ikke alle spoler er lige gode til formålet .....	115
Tilkobling af svingningskredse .....	116
Phi-led .....	118
Mikrobølger .....	119
G15 - Passiv måling .....	123
Elektromekaniske måleinstrumenter .....	123

Drejespoleinstrumentets følsomhed .....	123
Måling af strøm og spænding .....	125
Shuntmodstande med strømmåling .....	126
Faldmodstande til spændingsmåling .....	128
Modstandsmåling med drejespoleinstrument .....	129
Universalmeter .....	131
Effektmeter .....	133
Wheatstones bro .....	134
Luxmeter .....	135
G16 - Halvledere II .....	138
Fra glødelampe til transistor .....	138
Diodens funktion .....	140
Transistorer .....	141
Strømforstærkning .....	142
Køling af transistorer .....	146
Transistorens HF-egenskaber .....	149
Transistorens 3 grundkoblinger .....	151
Field effekt transistoren .....	153
Junction EET'en .....	154
MOS-FET transistoren .....	156
Zenerdioder .....	158
Lysdioder .....	161
Optokoblere .....	168
Kapacitetsdioder .....	169
Diac-dioden .....	170
Uni-junction transistoren .....	171
Thyristorer & triac's .....	172
Diffusion .....	175
Integreret kredsløb .....	177
G17 - Transistorteknik .....	181
Analog transistorteknik .....	181
Ustabiliseret transistorkobling .....	181
Selvjusterende transistorforstærker .....	183
Praktisk transistorforstærker .....	184
Emitterfølger .....	188
Darlington kobling .....	189
Darlington emitterfølger .....	190
To-transistor forstærker .....	192
Differential forstærkeren .....	195
Kaskodeforstærkeren .....	197
Relæ eller lampedriver med transistor .....	198
Komplementære udgangstnn .....	200
Komplementær power-MOS udgangstrin .....	206
J-FET forstærker .....	206
J-FET sourcefølger .....	207
Strømgenerator .....	207
Seriereguleret strømforsyning .....	208
G18 - OP-AMP .....	212
Operationsforstærkere og Bi-MOS kredse .....	212
OP-AMP båndbredde .....	214
Spændingsfølger .....	216

DC-forstærker - non-inverting .....	217
Non-inverting & inverting .....	217
Forstærkning og modkobling med OP-AMP .....	218
Indgangsimpedans for DC-forstærkere .....	218
Offset regulering for DC-forstærkere .....	220
DC-forstærker - inverting .....	220
DC-summing forstærker - inverting .....	221
Differential forstærker .....	222
Komparator .....	223
CMRR .....	223
AC-forstærker - inverting .....	224
AC-forstærker - non-inverting .....	225
AC-mixer/summer inverting .....	229
G19 - Filtre .....	231
Lavfrekvens filtre og tonegeneratorer .....	231
Basfilter .....	231
Diskant filter .....	234
Diskanthævning .....	235
Diskantsænkning .....	236
Bashævning .....	237
Bassænkning .....	237
12dB aktivt diskantfilter .....	241
6dB aktivt basfilter .....	243
12dB aktivt basfilter .....	244
Båndpasfilter .....	246
Dykfilter med højt Q .....	250
RIAA forforstærker for grammofon .....	252
Bas regulering .....	255
Diskant regulering .....	257
Præscence filter .....	259
Abscence filter .....	260
Schmitt-triggeren .....	263
G20 - Akustiske komponenter .....	277
Kondensatormikrofon .....	277
Kulkornsmikrofonen .....	278
Dynamisk mikrofon .....	278
Krystal mikrofon .....	278
Dynamisk pick-up .....	280
Krystal pick-up .....	281
Tonehovedet .....	281
Dynamisk højttaler .....	282
Elektrostatisk højttaler .....	282
Delefiltre .....	283
Højttalerkabinet .....	284
Pas på højttalerimpedansen .....	286
G21 - Antenner .....	292
Radiobølgernes udbredelse .....	293
En antennen er en svingningskreds .....	293
Ground plane antennen .....	297
Standbølgeforhold - SWR .....	298
FM-TV antenner .....	299

G22 - Modulation .....	305
AM-modulation .....	305
FM-modulation .....	306
TV-modulation .....	307
Andre modulationsformer .....	307
Modulationsindeks .....	307
G23 - Senderen .....	311
Blokdiagram for AM-sender .....	312
Blokdiagram for en FM-sender .....	313
LC-svingningskreds .....	314
Krystal-svingningskreds .....	315
Praktisk AM-sender .....	316
Praktisk FM-sender .....	317
G24 - Modtageren .....	322
Diodetektoren .....	322
Regenerativ modtager .....	324
Superen .....	324
HF-forstærkeren .....	326
Oscillator og blander .....	327
Mellemfrekvensforstærkeren .....	327
AM-detektoren .....	328
FM-detektoren .....	329
Kapacitetsdiodeafstemning .....	329
Specielle mellemfrekvensfiltre .....	329
G25 - Stereoforstærker .....	333
Stereo grammofon .....	334
Stereo båndoptagelse .....	336
Stereo radiofoni .....	336
G26 - Aktiv måling .....	340
Forøget DC-følsomhed .....	340
Strømgenerator .....	342
Lineær modstandsmåling .....	344
Enkelt ensretning - små signalspændinger .....	346
Dobbelt ensretning - balanceret - for små signaler .....	349
Dobbelt ensretning - ubalanceret .....	350
Digital multimeter .....	351
AC-voltmeter .....	352
Gitterdykmeter .....	354
Tonegenerator .....	356
RF-generator .....	356
Oscilloskop .....	358
G27 - TV-modtageren .....	366
Billeddannelse .....	366
TV-modtagerens blokdiagram .....	368
Farve TV-billedrøret .....	370
Billedprojection .....	370
Rammesynkronisering, Teletext og wiew data .....	371
Liniesynkronisering og farveinformation .....	372
TV-kameraet .....	373
G28 - Lydbåndoptageren .....	375
Billedbåndoptageren .....	377

G29 - Mekanisk Elektronik .....	381
Elektronik-hobby .....	381
Fra fuglerede til computer .....	382
Hjemmelavede printplader .....	387
Lodning .....	391
Sammenkobling af elektronik .....	393
Selvsving i forstærkere .....	394
Brum i forstærkere .....	395
Forskellige indbygningskasser .....	396
Netspænding er livsfarlig .....	398
Stik og bøsninger .....	398
G30 - Digital teknik .....	402
DTL, TTL og MOS logik .....	403
Gates er vigtige logiske kredsløb .....	404
10-tal og 2-tal systemet .....	404
Binære signaler .....	405
Logiske grund-GATE's .....	407
AND gate .....	407
OR gate .....	408
INVERTING gate .....	409
NAND gate .....	410
NOR gate .....	411
INVERTERING med NAND gate's .....	412
AND gate med NAND gate's .....	413
OR gate med NAND gate's .....	413
EXCLUSIVE OR gate med NAND gate's .....	414
RS-flip-flop med NAND gate's .....	415
Schmitt-trigger med NAND gate's .....	418
Firkant oscillator med NAND gate's .....	419
Impulsforsinkelse med NAND gate's .....	420
Monostabil multivibrator med NAND gate's .....	420
Det kan gates bruges til .....	421
D-flip-flop .....	423
JK-flip-flop .....	424
Sammensatte flip-flop's .....	425
Analoge switch .....	427
Microprocessorer - microcomputere .....	427
Datasprog .....	428
En microdatamat .....	429
AE80 - Konstruktioner .....	432
AE80-1 Digital eksperiment kit .....	435
AE80-2 OP-AMP eksperiment kit .....	439
AE80-3 Digital voltmeter - DVM .....	443
AE80-4 Digital tæller .....	447
AE80-5 Frekvenstæller kontrol/50Hz generator .....	451
AE80-6 AM/FM målesender .....	455
T1 Regneteknik .....	459
T2 Farvekodning .....	464
T3 Diagramsymboler .....	467
T4 Forstærkning og dB .....	473
Feed-back .....	477

## LÆSEVEJLEDNING

Vejledning i læsning af denne bog!

Indholdet er delt op i fire hoved afsnit:

- a. **grundbog**, der indeholder det teoretiske afsnit med praktiske eksempler.  
Grundbogen er kendetegnet ved et G med et kapiteltal.
- b. et **tillægsafsnit**, der giver lidt hjælp, hvad angår farvekoder, matematik etc. Tillægsafsnittet er kendetegnet ved et T med efterfølgende nummerangivelse.
- c. **feed-back liste**. Feed-back listen er kendetegnet ved et F.
- d. **diagrambog**, som omtaler en mængde interessante konstruktioner, dels fra JOSTYKIT, dels AE-konstruktionerne hvortil print medfølger, og endelig en mængde “låneopstillinger” hentet fra elektronik-tidsskrifter over hele Europa.

Grundbogen og tillægsafsnittet er opbygget programmeret. Efter hver opgave er der således en række opgaver, hvor De bliver stillet over for valget mellem 2 til 6 svarmuligheder.

Efter at have løst opgaven og valgt et svar, slår De om i feed-back listen. Her gør et bogmærke god fyldest. Feed-back listen er ordnet fortløbende lige som grundbogen. Ud for det valgte svar læser De, om svaret er rigtigt eller forkert. Hvis det er rigtigt, fortsætter De med næste opgave eller tekst. Hvis De er meget ”skrap”, kan De også løse sidste opgave i næste sæt, og fortsætte indtil De kører fast. Så kan De begynde på teksten.

Hvis De har valgt en forkert løsning, fortæller feed-back listen, hvad De har gjort galt, og forklarer Dem det rigtige. Hvis De så synes, at De har forstået opgaven, fortsætter De blot. Hvis De derimod er usikker, kan det være klogt at læse afsnittet en gang mere.

Det har vist sig, at denne opbygning af en bog giver den største indlæring. Det kræver naturligvis, at De ikke snyder, men virkelig gør et forsøg på at løse opgaverne, og ikke slår op i feed-back listen, før De har besluttet Dem for et svar.

For at demonstrere systemet er denne læsevejledning programmeret. Prøv Dem selv på systemet.

1. Hvad er det, der gør en bog programmeret?  
 — At den er illustreret med tegninger ..... A ()  
 — At den er opgaver med feed-back liste ..... B ()  
 — At den indeholder en programerklæring ..... C ()  
 — At den er opbygget med det nemmeste først og det sværeste sidst ..... D ()

Dernæst kan De se svaret i feed-back listen herunder:

- A. Det er ganske vist væsentligt, at en bog har tegninger, der illustrerer teksten, men det principielle i en programmeret lærebog er opgaverne og feed-back listen. Når De har løst opgaven, fortæller den, om De har

gjort nogen forkert, giver den rigtige løsning på en “anden” måde og fortæller, hvad De nu skal gøre. Prøv nu opgave 2.

- B. Det er rigtigt. Feed-back listen giver kontrol med opgaveløsningen, og fortæller dermed om De har forstået det hele og kan gå videre. Prøv nu opgave 2.
- C. Nej, det er ikke godt. Det er kun ordet, De er gået efter. Programmering består i, at De har en feed-back liste til rådighed. En feed-back liste er ikke nogen faciliste. En facil-liste giver kun den rigtige løsning, medens en feed-back liste giver Dem både den rigtige løsning samt forklaringen på en anden måde og anvisning på, hvad De nu skal foretage Dem. Gå videre til opgave 2.
- D. Det er rigtigt, at en bog begynder med det nemme og slutter med det komplicerede. Det gør den imidlertid ikke programmeret. Feed-back listen udgør det principielle, idet De får fortalt, hvad De har gjort — får forklaret løsningen på en anden måde og får at vide, hvad De skal fortsætte med. Prøv nu opgave 2.

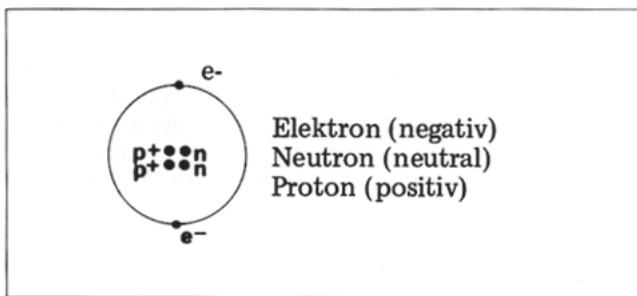
2. Hvad er det vigtige i feed-back listen?

- At den angiver den rigtige løsning? ..... A ()
- At den fortæller om De har regnet forkert? ..... B ()
- At den forklarer, hvad der er rigtigt og forkert,  
samtidig angiver en anden mulig løsning? ..... C ()
- At angive hvad De skal fortsætte med at løse? ..... D ()

Feed-back herpå:

- A. Kun at angive den rigtige løsning er forkert. For at få en virkelig kontrol af forståelsen, skal der være en forklaring på opgaven, samt så vidt det er muligt, en forklaring på hvad De har misforstået, og hvad De skal fortsætte med. Deres gammeldags forstilling om facilitlisten slår altså ikke helt til. Nu håber vi, at De er klar over, hvad vi mener, og De kan gå i gang med bogen.
- B. En kort konstatering af, at De har valgt den rette eller forkerte løsning, er ikke nok. Feed-back listen skal både forklare den rette løsning på en anden måde, samt forsøge at fortælle, hvad De har gjort galt. Endvidere bør der stå, hvad De skal gøre. Nu synes jeg, at De skal gå i gang med selve bogen.
- C. Det er helt rigtigt. Alle tre ting udgør programmenngens ide. De ved nu, hvordan De skal gøre bogen an, og vi ønsker Dem god fornøjelse.
- D. Det er vigtigt, at feed-back listen fortæller Dem, hvad De skal gøre, men mere vigtigt for nytten af opgaverne er forklaringen. Både forklaringen og den rigtige løsning, og en angivelse af, hvad De kan have gjort galt, er ideen i bogens opsætning. Alle tre ting skal med, for at feed-back listen skal være effektiv. De skulle nu have forstået, hvordan De får mest glæde af bogen! God fornøjelse.

# G1 - ATOMENERGI



**Fig. G1.1.**  
Atomet er opbygget med en kerne af neutroner (neutrale), protoner (positive) og elektroner (negative).

## ATOMET

Alt er opbygget af smådele, som kaldes atomer. Ordet er græsk og betyder ”udelelig”. Den græske filosof Demokrit, som levede firehundrede år før Kristi fødsel, antog, at man ikke kunne vedblive at dele et materiale. Man måtte ende med nogle stumper, der ikke kunne deles.

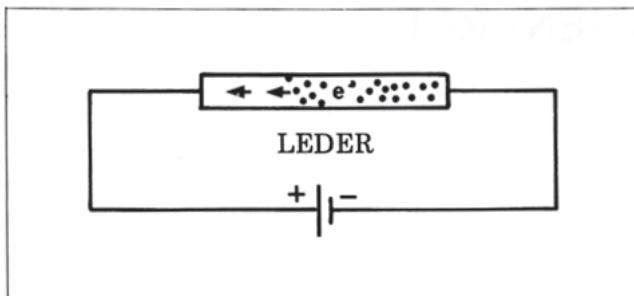
Middelalderens videnskabsmænd forkastede hans ideer, men de er nu atter godkendt i en noget anden form. Man betragter ikke atomet som en hård kugle, der er fuldstændig uangribelig, tværtimod.

Atomets kerne er opbygget af positive partikler, protoner, og neutrale partikler, neutroner, der holder sammen på den. Uden om kerne findes en sky af negativt ladede partikler, elektroner. Skyen er ca.  $10^{-10}$ m i diameter. Fig. G1.1 viser et He-atom (helium) med to protoner, to neutroner og to elektroner. Elektronene i elektronskyen sidder ikke alle lige godt fast. Elektronskyen omkring kernene er delt op i lag, såkaldte skaller, ligesom et spiseløg. I hver skal kan der være indtil 8 elektroner. Når disse 8 elektroner er placeret, er skallen rund, pæn og regelmæssig. Manglende eller overskydende elektroner giver anledning til huller eller bueler i overfladen. Det er ikke stabilt.

## ELEKTRONERNE KAN STRØMMME I EN LEDER

En metalstang er normalt elektrisk neutral. Metallet er opbygget, så der er en eller flere elektroner ved hvert atom, der sidder løst bundet. Disse elektroner kan gå på vandring i metallet.

Hvis vi forbinder en ledning til et materiale, batteri eller strømforsyning, med underskud af elektroner, vil ledningens løse elektroner strømme



**Fig. G1 .2.**  
Tilsluttes en ledere en strømkilde, vil der spadsere elektroner fra negativ til positiv pol.

hen og udfylde pladserne. Hvis ledningen i den anden ende forbindes til et materiale med for mange elektroner, vil disse strømme ind i de huller, der er efterladt. Der vil ske en ladningstransport, hvilket vil sige, at der går en strøm.

Elektronerne går fra overskud (—) til underskud (+) mens mange, som et levn fra elektronikkens barndom, regner strømmen den modsatte vej, fra plus til minus.

## HURTIG PÅVIRKNING MED LANGSOM VANDRING

Man har påvist, at elektronerne i sig selv kun bevæger sig gennem en ledning med et par millimeter hvert sekund. Det hænger sammen med, at atomerne er utroligt små. Selv om elektronerne springer hurtigt fra den ene atomskal til den anden, skal der så mange spring til, at den reelle elektronhastighed bliver nogle millimeter i sekundet. Men den indbyrdes elektronpåvirkning er utroligt hurtig. Fjerner man en lillebitte elektron i den ene ende af en 300.000 kilometer lang ledning, vil der kun gå et sekund, før der flyttes en elektron i den anden ende af ledningen. Elektronvandringen er meget langsom men den indbyrdes elektronpåvirkning er utroligt hurtig. Den foregår med lysets hastighed, - 300.000 km pr. sekund. Til sammenligning er lydens hastighed i luft kun 300 meter i sekundet. En fisker der hamrer bundgarnspæle fast, kan man betragte i store afstande. Og man vil se hamren ramme længe, før slaget høres. Årsagen er hastighedsforskellen mellem lyset og lyden.

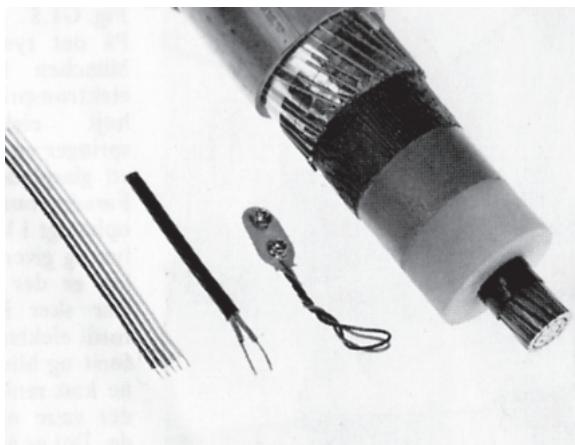
En ledning på 300.000 km's længde kan strække næsten fra jorden til månen (380.000 km).

## LEDNINGER ER RØR FOR ELEKTRONER

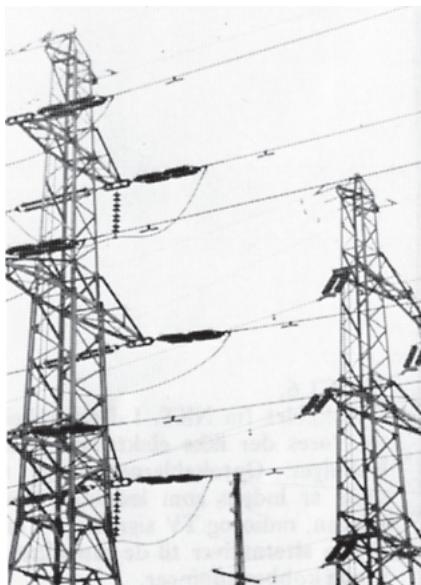
Overalt i elektronikken har man brug for metaller. De kan nemlig lede elektronerne hen til de pladser, man ønsker. Et godt og billigt metal er kobber. Det har i sig selv en masse frie elektroner, der kan vandre eller skubbes omkring. Derfor bruger man for det meste kobber til ledninger og printplader. Men man kan også benytte sølv, guld eller f.eks. jern. Rent sølv er et af de bedst ledende metaller, vi har. Når det kun benyttes i ringe omfang, hænger

**Fig. G1.3.**

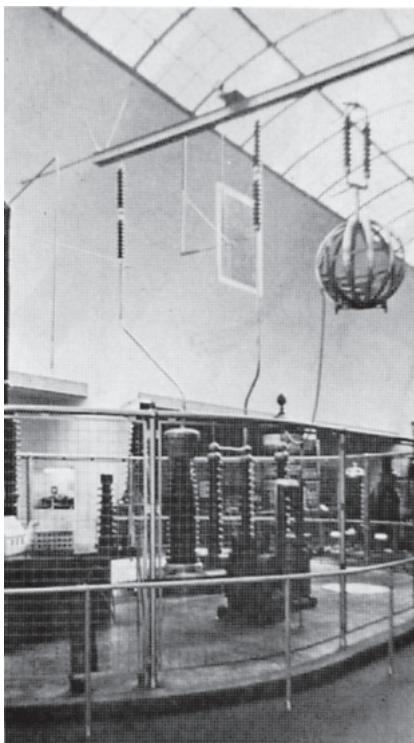
Ledninger består af et metal, der kan overføre elektronerne mellem atomerne. Ofte er der isolasjon omkring ledningen. Billedet viser et antal forskellige ledninger. 1. elektron-teknisk monterings-ledning 2. almindelig PVC dobbelt isoleret netledning 3. isoleret højspændingskabel - ende til 72.500 volt fra NKT.



det sammen med prisen. Sølv er for dyrt. Det er guld også, og guld er endda en dårligere leder for elektronerne. Når man alligevel benytter guld til fine elektriske kontakter (kun i tynde lag), hænger det sammen med at guld ikke angribes af luften og »ruster» (korroderer). Jern benytter man sjældent til elektroniske ting. Metallet jern leder elektronerne dårligt, det ruster hurtigt og det er sværere at lodde på. Aluminium er et forholdsvis billigt materiale, som leder elektronerne meget fint. Men aluminium er meget svært at lodde ordentligt sammen og det korroderer meget hurtigt, hvis det da ikke overfladebehandles ved »eloxering». Eloxering er påføring af et tyndt lag aluminiumoxyd. Det angribes ikke af luften, men isolerer samtidig den rene aluminium elektrisk. Så kan det ikke længere forbindes sammen og lede elektroner-

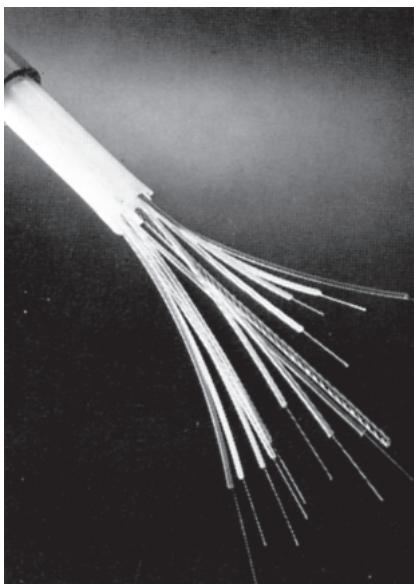
**Fig. G1.4.**

På højspændingsmasten er kobber-ledningerne ophængt med stor afstand direkte i luften, der virker som isolator.



**Fig. G1.5.**

På det tyske tekniske museum i München kan man demonstrere elektronspring i luft. Med utrolig højt elektronpres (spænding) springer en elektronstrøm uden om en glasplade og rammer et såkaldt Faraday-bur - en metal netkugle ophængt i luften. Det er et kunstigt lyn og giver et gevældigt brag. I kuglen er der plads til et menneske. Der sker ikke mennesket noget, fordi elektronerne rammer metallet først og bliver der. Hvis elektronerne kan ramme mennesket først, vil det være øjeblikkeligt dødbringende. Det er årsagen til, at man i naturen bedst søger ly for lyn i en bil af metal.



**Fig. G1.6.**

Optokablet fra NKT. I dette kabel overføres der ikke elektroner men lysbølger. Optokablerne vinder i disse år indpas som ledninger for telefon, radio og TV signaler. De er billige alternativer til de råstofkrævende kobberledninger.

ne. Platin er et overordentlig hårdført metal, der leder elektronerne nogenlunde. Det benyttes ikke til ledninger, fordi det er for kostbart. Men tynde lag af platin påføres store relækontakter. Platinet kan nemlig tåle store mekaniske belastninger - slid og gnister - uden at gennembrydes. Tin og bly er også metaller. De leder rimeligt godt for elektronerne og har lave smeltepunkter - typisk 2-300 grader celcius. Derfor benyttes disse metaller i loddetin som legering - dvs. en metalblanding. Loddetinet kan hæfte kobber og sølv meget fint sammen. Derved kan man samle ledninger, så elektronene uhindret kan løbe over fra en ledning til en anden.

## **ISOLATORER STOPPER FOR ELEKTRONERNE**

I elektronikken skal man skabe forbindelser mellem forskellige materialer med forskellige elektriske egenskaber. Derfor er det ikke nok med elektriske ledninger til elektronerne. Man må også benytte materialer, der kan stoppe eller spærre af for elektronene, så de ikke smutter derhen, hvor de ikke må komme. Sådanne materialer benævnes isolatorer.

I gamle dage var det vanskeligt at fremstille materialer, der kunne isolere ordentligt, så ingen elektroner smuttede på afveje. Materialerne glas og porcelæn var nogen af de bedste, man kendte, men det er umuligt at lave bøjelige ledninger med glas eller procelæn omkring. Derfor var landskabet førhen velforsynt med master for elektricitet- og telefon frembring. Hver mast havde isolerende glas eller porcelæn klokker til hver ledning. Derved blev de enkelte ledninger isoleret fra hinanden. Den atmosfæriske luft omkring ledningerne vil under normale omstændigheder ikke kunne sprede elektronene. Når man nogen gange ser gnister ved højspændingsmaster, hænger det sammen med, at elektronerne pumpes af sted med en sådan fart, at nogen få alligevel smutter væk og skaber gnister. Gnisteme dannes, når elektronerne raser gennem fugtig luft med stor fart. Fugtig luft isolerer nemlig ikke så godt som tør luft.

Nutildags er der udviklet en masse udmærkede plastic materialer, der både er flexible (bøjelige), isolerende og har flere andre gode egenskaber. Nogen plastmaterialer tåler høje temperaturer, andre udelukker fugt. Til daglig benyttes overalt i hjemmet PVC (Poly Vinyl Chlorid) omkring isolerede ledninger. De tåler ikke for meget varme. Til krævende brug benyttes Nylon eller Teflon. De isolerer endnu bedre og kan end ikke brænde.

Det er det isolerende materiales egenskaber og tykkelse, der bestemmer, hvor god isolationen er. Hvis en ledning skal overføre elektroner, der kommer farende med meget stort tryk, må isolationen være særlig tyk eller god. Derfor benytter man mange centimeter tyk isolation til højspændingsledninger. Det er af samme årsag, at højspændingsledningerne ude i landskabet er ophængt i glasisolatorer på op til flere meters længde. Højspændingskabler til meget store net er altså luftisolerede. Det er, fordi der kræves så tykke isolatorer, at det er for dyrt at lave plastisolerede kabler til nedgravning.

## **KONKLUSION OVER ELEKTRONVANDRING**

Et metalatom er opbygget med en skal af frie elektroner. De frie elektroner kan skubbes rundt i metallet med forskellig lethed. Nogen metaller

har mange frie elektroner. De leder elektronerne fint. Andre har færre frie elektroner. De leder elektronerne dårligere.

Et isolerende materiale har overhovedet ingen frie elektroner. Når man ikke kan fravriste atomerne nogen elektroner, kan der ikke gå nogen elektronsstrøm. Sådant et materiale er en isolator.

Materialernes egnethed til at lede elektronene og dermed elektrisk strøm og termisk varme kan opstilles i et lille skema:

Materiale	Elektronledning	Anvendelse
Sølv	fantastisk god	tynde lag på ledninger
Kobber	virkeligt god	alle slags ledninger
Aluminium	virkeligt god	køleplader/kabinetter
Guld	god	tynde lag på kontakter
Platin	god	tynde lag på kontakter
Jern	rimelig god	overfladebehandlede kasser
Kommune vand	nogenlunde	- (elektrolyse)
Destill. vand	helt isolerende	- kemisk/teknisk
Fugtig luft	god isolation	- (højspændingsmaster)
Tør luft	helt isolerende	-
Olieprodukter	helt isolerende	- transformatorer/kond.
Pertinax	helt isolerende	printplader
Glasfiber	helt isolerende	printplader
PVC	helt isolerende	net & mont. ledninger
Nylon	helt isolerende	stikdåser/installationer
Bakelit	helt isolerende	ældre installationer
Teflon	totalt isolerende	ledninger/ledn. net
Mylar	totalt isolerende	isolering plader

Selvfølgelig findes der mange flere forskellige stoffer i elektronikken. Men ens for alle disse stoffer er, at elektronledningen er nogenlunde ligeså god som varmeledningen. Ved elektronledning vandrer elektronerne omkring i materialet. Ved varmeledning påvirker det ene atoms elektronhastighed det andet. Der findes stoffer som f.eks. Beryllium-kobber-oxyd, hvor materialet er elektrisk isolerende, men leder varme meget fint. Dette stof er uhyre giftigt. Andre stoffer opløst i silicone kan have samme egenskaber og benævnes i elektronikken compound el. varmelederpasta.

## ANDRE ENERGILEDERE

I alle ledninger benytter man elektronstrømmen til overførsel af energi. I højspændingsanlæg er der tale om meget store energier. Men energi kan også overføres som stråling i form af radiobølger eller lys. Menneskehedens største energikilde er solen. Den udsender både radio- og lysbølger som resultatet af kerneenergi. Ved denne energiudveksling er der ikke tale om nogen egentlig elektronvandring. Det er bølger som dem, man skaber ved at kaste en sten i vandet. Men ledninger til denne form for energi er idag ved at blive almindelige. Disse ledninger kaldes OPTO-kabler og finder nu udbredelse i telefon teknik og kabel-TV teknik. Det falder udenfor denne bogss rammer at beskrive

opto-teknikken, men man bør medtage optokablerne i fremtidige energibetrægtninger. De laves af det billigst mulige råmateriale glas og kan overføre store energimængder i ganske små dimensioner. Endnu har man dog ikke energiomsettere til lys, der er ligeså effektive som dem, man benytter på moderne kraftværker. Derfor er optokablerne endnu kun beregnet for overførsel af kommunikationssignaler.

## G1 ATOMENERGI OPGAVER.

1. Består atomkernen af:
- Elektroner? ..... A ()  
— Protoner? ..... B ()  
— Andet? ..... C ()
2. Hvilken vej går en elektron i denne leder?
-  — Mod højre? ..... A ()  
— Mod venstre? ..... B ()

Ved hver løst opgave - se feed-back listen.

## G2 - HALVLEDERE

Halvledere er i praksis aldrig rigtige halvledere. Halvledere er stoffer, der leder meget dårligt. Den dårlige ledningsevne skyldes, at elektronerne ikke som i metalleme sidder løst, men er bundet i baner omkring kerneme. Nu viser det sig, at hvis vi blander små mængder af bestemte stoffer i en halvleder, leder den meget bedre. Dette forhold må forklares nærmere, da det danner grundlaget for al halvlederteknik.

For at opnå den største effekt ved iblanding af fremmede stoffer, må halvledermaterialet være i form af en eenkrystal. Vi kender alle krystaller i form af køkkensalt og ædelstene. Metaller er også bygget op af krystaller, men de er små og ligger uordentligt. Hvis en halvleder var bygget ligesådan, ville der være uorden i elektronerne, hvor to krystaller støder op til hinanden, og der ville være mange løse elektroner, som kunne lede strømmen. En eenkrystal af germanium eller silicium ser i to dimensioner ud som på fig. G2.1. Det karakteristiske for disse krystaller er, at hvert atom har 4 elektroner i den yderste skal, og de er alle med til at binde krystallet sammen ved hjælp af elektronbindinger lavet af to elektroner. Elektronbindingens elektroner hører både til det ene og det andet atom, og hver enkelt atom synes derfor, at det har 8 elektroner omkring sig. Skallen er fyldt, og alle elektronerne sidder fast, så der ikke kan ske nogen ladningstransport. Krystallet leder derfor dårligt.

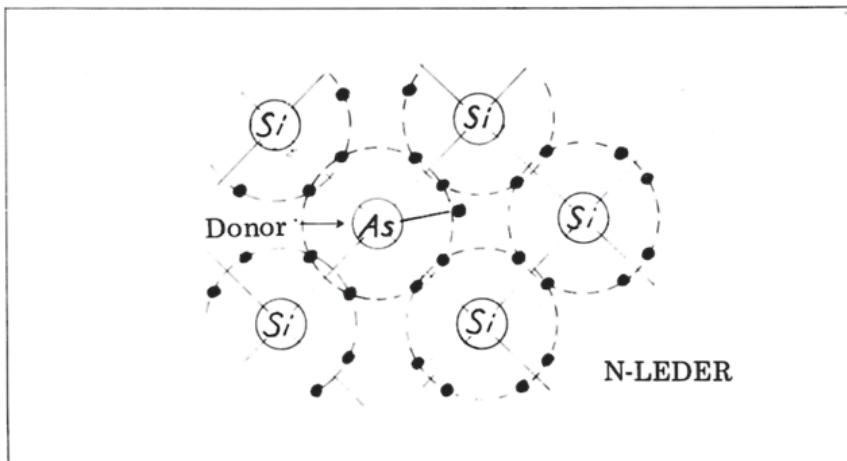
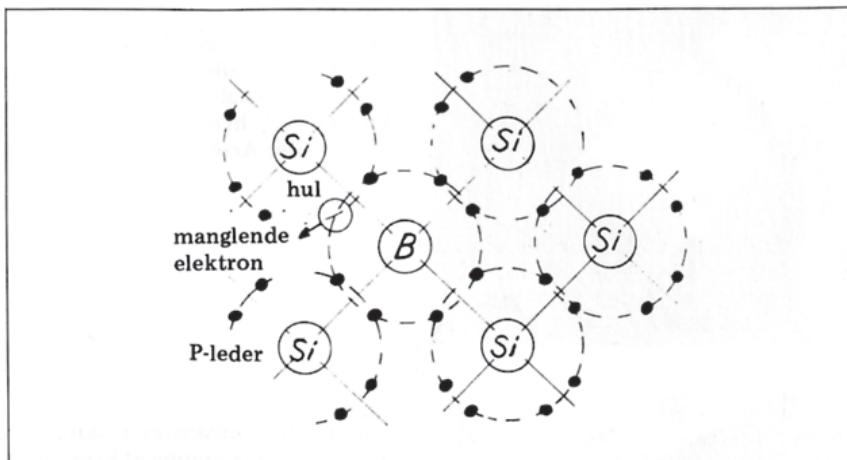


Fig. G2.1.

Hver Si-atom har 4 elektroner og deler 4 andre med nabootomet. Materialeat gøres halvledende med et As-atom og får en elektron i overskud. Det bliver til et N-materiale.



**Fig. G2.2.**

Hver Si-atom er stabiliseret til 8 elektroner ved elektrondeling med nabootomet. Det halvledende atom gøres positivt med et B-atom. Der skabes et hul - og man har et P-materiale.

Hvis nogle enkelte af atomerne byttes ud med andre, f.eks. As (arsen) eller B (bor) der har henholdsvis 5 og 3 elektroner i den yderste skal, ser billedet anderledes ud. På fig. G2.1 ses noget Si (silicium) iblandet As. Der er nu en elektron i krystallen, som ikke er bundet til noget bestemt atom. Den er fri og kan bevæge sig rundt som i et normalt metal. Et halvlederstykke med for mange elektroner kaldes et N-materiale. I fig. G2.2 ses et stykke Si, hvor der er blandet Bor i. Der mangler en elektron, og en naboelektron kan finde på at flytte sig fra sin gamle plads hen i det tomme, der kaldes et hul. Hullet har så flyttet sig, og da det er en mangel på elektroner, kan det betragtes som en positiv ladning. Altså går der en positiv ladning i modsat retning af den elektron, der flyttede sig. På den måde går der strøm i P-materialet, som krystallen med hullerne hedder.

Der kan nu drages følgende vigtige slutning:

**En elektron kan ikke eksistere frit i P-materiale, mens et hul heller ikke kan befndes sig i et N-materiale. I hvert fald ikke i længere tid af gangen.**

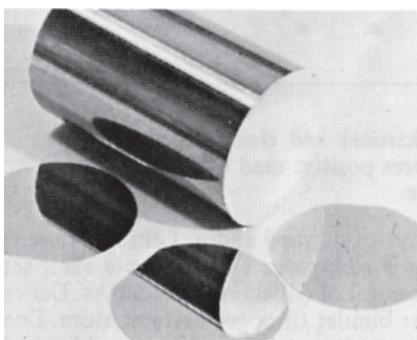
## ET HELT RENT KRYSTAL

Halvledermateralerne benyttes i produktionen af dioder, transistorer og integrerede kredse. De omtales i det senere afsnit II.

Materialerne må renses til fantastisk renhed, for at man kan opbygge de rigtige krystalgitre ved tilføring af Bor og Arsen. En af rensepcesserne for grundstofferne Germanium og Silicium er zonesmelting som afbilledet på fig. G2.3. En stang af materialet trækkes langsomt gennem et kraftigt vekslende magnetfelt. Derved bringes elektronernes hastighed i zonen omkring magnen op på så høje hastigheder, at materialet bliver hvidglødende. Zonen

**Fig. G2.3.**

Grundstoffet renses først ved zonesmelting for alle urenheder. Derefter kan krystalopbygningen ske i dampkamre, hvor man også indfører Bor eller Arsen atomer.

**Fig. G2.4.**

Grundstoffet udskæres i skiver og er klar til pådampning af krystal-gitter.

trækker langsomt ned langs stangen, og derved glider urenhederne med i det glødende område. Efter flere gennemtrækninger ligger alle urenhederne i stangens ene ende og den kan bortskæres. Det rengjorte grundstof kan nu udkrystaliseres eller skæres i skiver - som på fig. G2.4. - og benyttes i produktionen af halvlederkomponenter.

## KONKLUSION

Vi ved nu, at der er to halvledende materialer ved navn Silicium og Germanium. Ved tilføring af Arsen bliver materialet ledende for negativ elektricitet og ved tilføring af Bor bliver det ledende for positiv elektricitet.

**G2 HALVLEDERE OPGAVER**

1. Hvorfor leder rent silicium dårligt, medens forurennet silicium leder overordentligt godt?

- Fordi alle elektronerne i rent silicium sidder fast bundet, medens urenheder skaber løse elektroner eller huller: ..... A ()
- Fordi urenhederne kan vandre og dermed lede elektriciteten: ..... B ()

2. Hvorfor kan elektronerne ikke eksistere frit i et P-materiale i længere tid af gangen?

- Fordi de bliver tiltrukket af N-materialet : ..... A ()
- Fordi de falder i et hul: ..... B ()
- Fordi der slet ikke er plads til dem: ..... C ()

# G3 - STRØM & SPÆNDING

## ELEKTRICITETEN ER ÆLDGAMMEL

Allerede i den græske oldtid omkring år 600 før vor tidsregning, kendte man til elektricitet. De gamle grækere observerede, at ravstænger kunne tiltrække ulddotter, når de blev gnedet tilstrækkeligt på klædningen. Rav hedder på græsk elektron, og den magiske naturkraft benævntes derfor elektricitet. Det er den form for elektricitet, vi idag kender som statisk. Den opstår, når man går over et gulvtæppe med gummisko. Man ser først resultatet, når der udelades en gnist gennem fingeren og f.eks. et varmeapparat eller en vandhane.

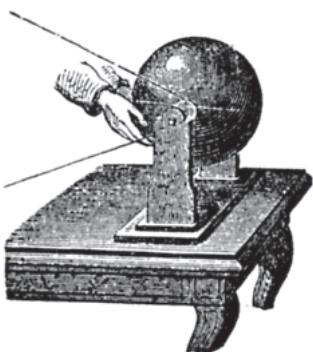


Fig. G3.1.

Otto von Guericke's enkle elektricitetsmaskine var opbygget med en støbt svovl-kugle. Når den roterede og blev berørt, dannedes der statisk elektricitet.

Først i 1700-tallet blev der gjort et stort antal opdagelser, som danner grundlaget for moderne elektronik. Pionærerne var mange. Først påviste William Gilbert i 1600-tallet, at mange materialer var elektriske. Han opdelte en lang række stoffer i elektriske og u-elektriske. Tyskeren Otto von Guericke observerede elektrisk tiltrækning og frastødning og konstruerede en elektricitetsmaskine. Det blev til et stykke underholdning for datidens rige borgere og fyrfester, men minder ikke meget om den statiske elektricitetsmaskine der idag findes i mange fysiksamlinger.

I begyndelsen af det 18.årh. finder engländeren Steffen Gray ud af, at der er forskelle på ledere og isolatorer, og at ledere i virkeligheden er metaller, - de materialer man før antog for u-elektriske. Franskmanden Dufay opdagede at der var to slags elektricitet, - nemlig positiv og negativ, der henholdsvis tiltrak og frastødte hinanden. I løbet af det 18. årh. udviklede kendskabet til elektricitetens natur sig drastisk. Mange fysikere eksperimenterede og gjorde notater om deres opdagelser - nogen sluttede sig til forkerte antagelser. Således den italienske læge og universitets professor Luigi Galvani. Under opskæring af døde frør fandt han ud af, at der måtte foreligge en dyrisk elektricitet. Den døde frøs muskler kunne sarnmentrækkes ved berøring med forskellige metaller.



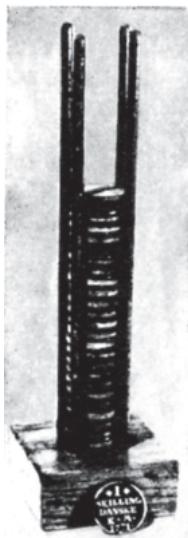
Fig. G3.2.

I det 16. århundrede blev elektricitetsmaskinen adlens legetøj. En datidig illustration viser en elektricitetsmaskine med svovlkugle. Når svovlkuglen drejes hurtigt rundt, oplades manden midt i billedet. Via spidsen på kårdnen kan han gnistantænde brændevinen på en ske. Læg mærke til illustrationens tekniske korrekthed. Manden i midten står på en isolerende plade.



Fig. G3.3.

Alessandro Giuseppe Volta - opfinder i slutningen af 17. hundrede tallet Volta-Søjlen, der kan give kemisk elektricitet.



**Fig. G3.4.**

**Volta-Søjlen opbygget af skillingsstykker fra 1771. Formodentlig en af de allerførste i Danmark og bygget omkring år 1800, hvor Alessandro Volta var 55 år gammel. Klenodiet fmdes på Danmarks Tekniske Museum i Helsingør.**

Først landsmannen Allessandro Guiseppe Volta fandt ud af, at sammenhængen måtte være en anden. At der opstod elektricitet ved selve berøringen mellem den våde frø og metallet. Han gjorde mange forsøg med forskellige metaller og mellemlags af våde papir-, tøj- og læderstykker. Først da han i midten af 1700-tallet bragte kobber- og zinkskiver ovenpå hinanden med papir imellem, kunne han vise en konstant strømkilde. Volta byggede en søjle med flere celler oven på hinanden - den såkaldte volta-søjle - og benævnte strømmen galvanisk efter kollegaen Galvani. Begrebet galvanisk adskillelse går igen i dagens elektronik som en strømforsyning, der ikke har jævnspændingsforbindelse med andre kredsløb.

I 1820 opdagede danskeren Hans Christian Ørsted - måske ved et tilfælde - at strømmen af elektricitet fra en voltasøjle kunne påvirke en magnetnåls



**Fig. G3.5.**

**Danskeren Hans Christian Ørsted opdagede i 1820 sammenhængen mellem strømmen i en ledning og magnetfeltet - måske ved et tilfælde havde han et kompas i nærheden af sine ledninger.**

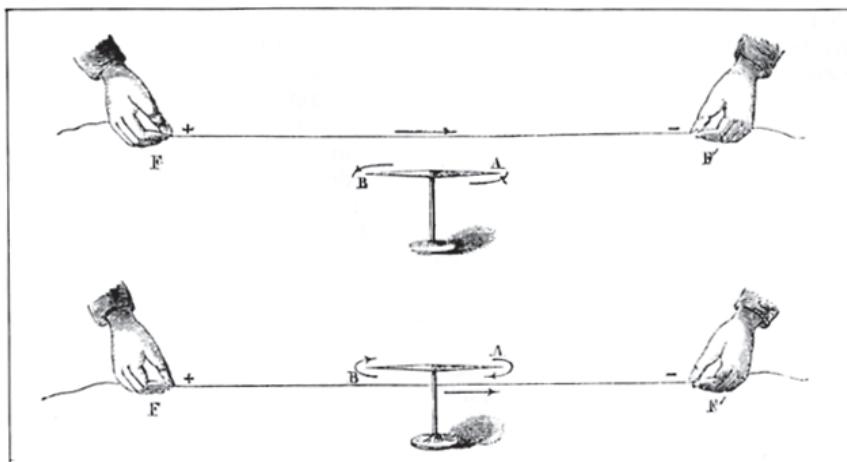


Fig. G3.6.

Ørsteds forsøg blev straks beskrevet og sendt ud til alle europas universiteter (på latin: *Conflictus Electrici In Acum Magneticam*). Strømmen i ledningen får magnetnålen til at bevæge sig væk fra nord-syd visningen. Når ledningen sænkes under magnetnålen, vendes påvirkningen og nålen drejer sig til den anden side. Det er forløberen for alle elektro-mekaniske måleinstrumenter.

udsving. Denne lille opdagelse var revolutionerende. Man havde det helt klare bevis på sammenhængen mellem to fysiske fænomener fra oldtiden - elektriciteten og magnetismen. Ørsted, der siden året 1817 havde været professor ved Københavns Universitet i fysik, udsendte en kort rapport på latin til andre universiteter. Dermed var han med et slag berømt, og en magnetisk feltstyrke benævnes idag ørsted.

På grundlag af Ørsteds opdagelse udarbejdede den franske fysiker André Marie Ampère love for sammenhængen mellem strømmens styrke og



Fig. G3.7.

Den franske fysiker André Marie Ampère fremsatte de grundlæggende love om strømmens påvirkning på magnetfeltet. A.M. Ampère udarbejdede også den første elektromagnetiske telegraf, men fik aldrig selv afprøvet et system i praksis.

den magnetiske påvirkning mellem to ledninger. Den franske fysiker blev hædret ved at man satte hans navn på måleenheten for elektrisk strøm - ampere eller forkortet amp. Først 6 år efter Ørsteds opdagelse fremsatte den tyske forsker Georg Simon Ohm sin lov for sammenhængen mellem strømmen i en ledning og spændingen fra voltagen. Loven blev til den vigtigste ligning, vi idag benytter i elektronikken, - Ohm's Lov. Ohm byggede den fysiske reference måleenhed for modstandsværdien een ohm. Det blev defineret som den modstand, elektronerne møder i en kvisksølvstreg (i et glasrør), når stangen er 106,3 cm lang, har massen 14,4521 gram (i et 1mm<sup>2</sup> tykt rør) og når temperaturen er 0 grader Celcius. Regneteknisk påviste Ohm, at strømmen på en ampere ved en spænding på en volt møder en modstand på en ohm. Han påviste også, at når spændingen øges, stiger strømmen proportionalt i en bestemt modstand.

I nogenlunde samme tidsperiode foretog det engelske geni Faraday forsøg med samme apparater som Ørsted. Men i stedet for at påtrykke ledningerne strøm og se magnetnålens udslag, skabte han den omvendte reaktion. Han lod en kobberleder bevæge sig i et magnetfelt og skabte dermed elektricitet på en helt ny måde end da Alessandro Volta skabte kemisk elektricitet. Faraday fik bygget en roterende elektricitetsmaskine - det apparat vi idag kender som en dynamo- og han byggede den elektriske maskine med den omvendte funktion. Tilføres strøm, bevæger maskinen sig.

Det er blot de vigtigste af de mange fysikere, som for 150 år siden skabte grundlaget for vor moderne elektronik.

## ELEKTRICITETSREMSTILLING

Alessandro Volta skabte den kemiske energikilde, vi idag kender som batterier og Faraday skabte den dynamiske elektriske energikilde. Med vor tids gigantiske resourceforbrug er dynamo-energi den vigtigste. Både kul, olie og atomenergi omsættes til elektricitet ved hjælp af dynamoer. Batterier finder næsten alene anvendelse i lav-strøm forbrugende bærbart udstyr.

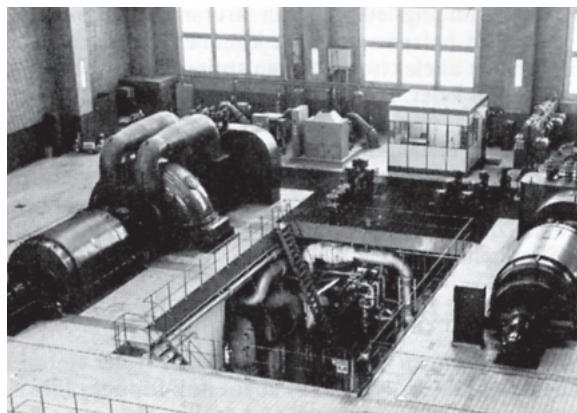
I al elektricitetsfremstilling gælder det om at adskille elektronerne fra de atomer, de før var tilknyttet. At dette er den virkelige årsag til elektriciteten blev først klart omkring århundredeskiftet. Da udviklede man atomteorien. Når elektronerne holdes væk fra atomerne, kan man efter ønske »halde« elektroner ud gennem ledninger, lamper og motorer og lade dem forene sig med atomeme igen. Der sker det samme, når man pumper en vandbeholder fuld med vand. Man kan aftage vandet igen, når det ønskes. Vandet slippes ud af en hane, - elektriciteten slippes ud gennem en kontakt.

## STRØM ER EN ELEKTRON-MÆNGDE

Strøm er navnet på en transport af elektroner. Det kunne ligeså godt være en vandstrøm og kan da også betragtes på samme måde. En stor strøm svarer til en tyk stråle, en lille strøm til en tynd stråle. Den elektriske strøm måles i ampere, vandstrømmen i liter pr. time.

**Fig. G3.8.**

Den moderne damp-turbine drives af gas, olie, kul eller atomkraft. Den trækker en kraftig dynamo opbygget efter Michael Faradays opfindelse.



Strømstyrken 1 ampere blev i ældre tid defineret som den elektron-transport (coulomb), der på et sekund kunne udfælde  $1,118 \text{ mg}$  (tusinde-del gram) sålv på en sølvske nedsenket i en mættet sølvsalt opløsning. I moderne tid har man opdaget, at strømmen een ampere er en transport af  $6 \times 10^{18}$  (et sekstal efterfulgt af 18 nulser!) enkelte elektroner gennem en ledning i et sekund. Det er altså et overordentligt stort tal. Skal man sammenligne med en lommelampepære på  $160 \text{ mA}$ , går der altså  $1 \text{ million-million-million}$  elektroner gennem pæren hvert sekund. Og selv når man går ned på nogen af de laveste strømme man overhovedet kan måle -  $1 \text{ pA}$  ( $\text{pico} = 10^{-12}$ ), spadserer der alligevel  $6 \text{ millioner}$  elektroner gennem ledningen hvert sekund.

## SPÆNDING ER ET ELEKTRON-PRES

Spændingen er et mål for det pres, der er på elektronerne. En beholder, der er pumpet helt fyldt med vand, kan afgive vandet under stort tryk eller pres. Leder man vandet ud i en slange, kan man sprøjte langt med strålen. Ligeså er det med elektronerne. Har man et stort pres på elektronerne, kan de springe meget langt. Naturens lyn opstår netop fordi der ved gnidning mellem luft og skyer bliver opbygget høje spændinger. Når presset i en vandbeholder bliver for stort, revner beholderen med et gevældigt brag. Når spændingen mellem skyerne bliver stor, springer der et lyn - det sker også med et stort brag.

Spændingen een volt er forsøgt defineret på mange måder lige fra opfindelsen af voltasøjlen. Der blev bygget bestemte batterier med bestemte spændinger - ingen dog med spændingen een volt. Idag definerer man spændingen ved hjælp af ohm's lov.

## SPÆNDING KAN VÆRE FARLIG

En trykbeholder, der er presset med vand under stort tryk, kan være farlig. Den kan springe i luften. Et let slag med en hammer kan udløse en katastrofe. Sådan er det også med elektrisk spænding. Kommer man for tæt på

en højspændingsledning, kan strømmen af elektroner springe gennem luften.

Den netspænding, der kommer fra stikkontakten, er også farlig. Ikke på den måde at elektronerne kan springe over, men fordi menneskets fugtige hud er en god leder. Får man rigtig fat, går der strøm gennem legemet. Det er dødsens farligt, og derfor har man sat grænser for den spænding, der må tilføres berørbare installationer uden isolering omkring. Den højeste spænding er 48 volt jævn- eller spids-vekselspænding. Det er størrelser, man knap nok kan mærke. Derfor kan man udmærket berøre almindelige batterier og bilakkumulatorer. Der går så lille strøm gennem huden, at den ikke kan mærkes og det er helt ufarligt.

## STRØM ER I SIG SELV IKKE FARLIG

Strømmen er kun farlig, når der ligger en høj spænding på også. Strømmen kan kun gå, når der er åbent nok for den. Ligeså er det med en stor vandbeholder med meget vand. Det er ikke farligt at stå i nærheden af beholderen, hvis der ikke er tryk på den. Derfor kan man godt berøre en 12 volt akkumulator, som kan give 200 ampere. Der vil ved berøringen aldrig gå disse 200 ampere. Dertil er elektrontrykket ved 12 volt simpelthen for ringe.

## STRØM OG SPÆNDING ER INDBYRDÉS AFHÆNGIGE

Allerede tidligt efter fysikeren Alessandro Volta's opdagelse af den kemiske elektricitet, blev det en anden fysiker fra Nürnberg i Tyskland klart, at strøm og spænding i et elektrisk kredsløb var uadskillelige størrelser. Denne fysiker hed Georg Simon Ohm. Han påviste, at når man lagde flere celler på en voltasøjle, gik der en tilsvarende større strøm. Det skete kun 6 år efter Ørsteds opdagelse af strømmens elektromagnetiske virkning på en kompasnål, og man kan formode at G.S. Ohm har kunne måle udslagets størrelse på et kompaslignende ampere-meter - og via dette har fået bekræftet sine teorier. Ohm fandt ud af, at der var en speciel egenskab ved mange materialer, som gav større eller mindre strøm i kredsløbet. Egenskaben blev benævnt modstand eller resistans. Og denne materiale-egenskab blev en del af den fysiske lovmaessighed, der den dag idag er elektronikkens vigtigste:

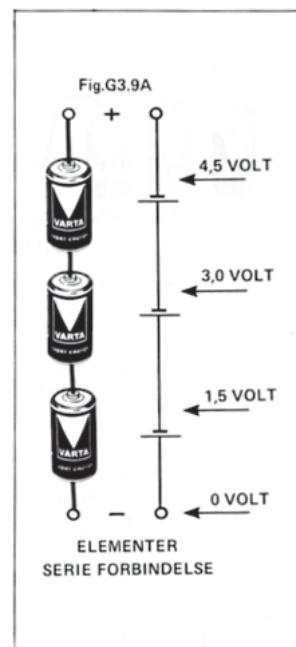
$$\text{STRØMMEN} = \frac{\text{SPÆNDINGEN}}{\text{MODSTANDEN}}, \text{ eller } I = \frac{U}{R}$$

Formlen siger, at gøres spændingen større, vil strømmen stige. Eller, ændrer man modstanden og gør den større, vil strømmen falde. Modstanden bremser elektronerne op. Bytter man om efter almindelige regneregler ses, at man kan finde spændingen, når man kender strømme og modstanden, og man kan finde modstanden, når man kender strømmen og spændingen:

$$\text{MODSTANDEN} = \frac{\text{SPÆNDINGEN}}{\text{STRØMMEN}}, \text{ eller } R = \frac{U}{I} \quad \text{samt}$$

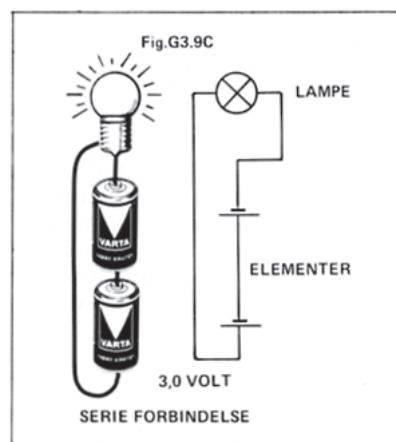
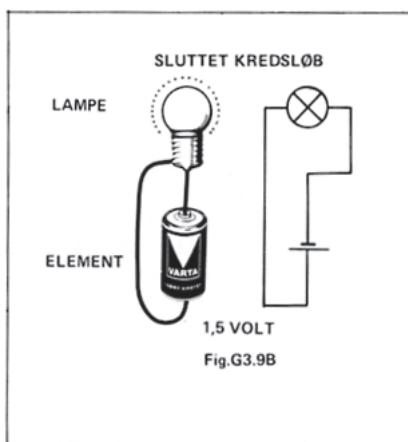
$$\text{SPÆNDINGEN} = \text{STRØMMEN} \times \text{MODSTANDEN}, \text{ eller } U = I \times R$$

**Fig. G3.9.a.**  
Serieforbindelse af elementer giver høje spænding. De enkelte elementers spænding skal adderes.



**Fig. G3.9.b.**  
Tilsluttet glødelampen et element, vil den lyse ganske svagt.

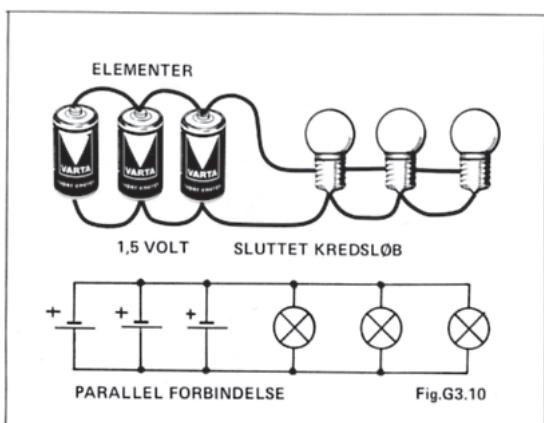
**Fig. G3.9.c.**  
Tilsluttet der to elementer i serie, vil samme glødelampe lyse kraftigere.



Ved nærmere eftertanke bør denne lovmæssighed - der kaldes OHM's LOV - være ganske indlysende for alle. Igen kan man sammenligne med vandrør. Indsætter man et lille tyndt rør midt på et tykt, vil man bremse op for vandstrømmen. Det lille tynde rør yder modstand.

## BATTERIER I SERIE ELLER PARALLEL

Det er vigtigt, at man ikke forveksler begrebene serie og parallel forbin-



**Fig. G3.10.**  
3 parallellforbundne batterier giver mere strøm (benævnes ofte kapacitet) og kan forsyne flere lamper. Spændingen øges ikke!

delse. Volta-Søjlen bestod af et antal kobber og zink mønter med fugtet papir imellem. Der veksles for hver celle mellem kobber og zink. Derved får man en hel række af celler placeret i stabel eller som perler på en snor. Denne rigtige betegnelse er serieforbindelse. I en serieforbindelse af battericeller skal enkeltspændingerne lægges sammen. Så får man den rigtige spænding i enderne. Illustrationen fig. G3.9. viser en serieforbindelse af 3 batterier i praksis og med diagramsymboler (se evt. tillægsafsnittet T3). Hver af de tre batterier er på 1,5 volt. Tre i serie giver en spænding på 4,5 volt. Slutter man en lille glødelampe til et element alene, vil den lyse svagt. Slutter man den til 3 elementer (det kaldes et batteri) vil lampen lyse meget kraftigere. Lampen har en konstant modstand i sig. Med flere batterier kommer der højere spænding og med højere spænding går der større strøm - lampen lyser mere.

Parallelforbindelsen af elementerne giver ikke højere spænding, men man kan trække mere strøm. Elementerne virker som kar for elektronerne. Med 3 kar har man større mængde at tappe af. Batterier kobles sjældent i parallel, fordi det er nemmere at benytte et enkelt tykkere element. Derimod er der næsten altid flere elementer i serie til en transistorradio. Den kan sjældent nøjes med så lav spænding som 1,5 volt men skal have 6 volt eller mere. Kobler man 4 elementer i serie til et batteri, får man spændingen 6 volt. 6 elementer giver 9 volt.

## KONKLUSION

Vi har nu lært, at strømmen er en tidsmæssig mængde af elektroner, som måles i ampere, at spændingen er det pres, der er på elektronerne og at den måles i volt. Desuden ved vi nu, at strømmen forårsager et magnetfelt, som Ørsted opdagede i 1820, og at Georg Simon Ohm fandt materialeegenskaben modstand, som kunne bremse strømmen. Ligeledes ved vi, at Volta-Søjlen er en serieforbindelse af spændingselementer, og at man kan øge spændingen ved at seriekoble mange elementer til et batteri.

## G3 STRØM OG SPÆNDING OPGAVER

1. Hvis der går en strøm på  $6 \times 10^{19}$  elektroner pr. sekund i en ledning, hvor stor er strømmen da?

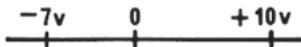
(Se evt. T1: potenser)

- 1 Amp ..... A ()
- 6 Amp ..... B ()
- 10 Amp ..... C ()

2. Hvor stor en strøm, angivet i milliampere, repræsenterer  $6 \times 10^{15}$  elektroner pr. sek.?

(Se evt. T1: nomenklatur, potenser)

- 0,6 mA ..... A ()
- 1,0 mA ..... B ()
- 60 mA ..... C ()



3. Hvilken vej vil elektronerne gå på tegningen?

- Begge mod nul ..... A ()
- Fra -7 til 10 ..... B ()
- Væk fra 0 ..... C ()
- Fra 10 til -7 ..... D ()

4. Tre batterier på hver 450 V forbinderes i serie. Hvor stor er den samlede spænding angivet i KV?

(Se evt. T1: nomenklatur)

- 1,35 KV ..... A
- 4,50 KV ..... B
- 0,135 KV ..... C
- 0,45 KV ..... D

5. Hvor mange mA kan vi trække fra to parallelforbundne batterier, der hver kan afgive 0,1 A, der igen er parallelforbundet med et batteri, der kan give 2 A? — Batterierne er til samme spænding.

(Se evt. T1: nomenklatur)

- 2100 mA ..... A ()
- 1200 mA ..... B ()
- 2200 mA ..... C ()
- 12000 mA ..... D ()

# G4 - KONDENSATOREN

## LEYDEN - EN STORBY I DET 16. ÅRH.

Et af Europas største universiteter i det 16. årh. lå i den hollandske by Leyden. Byen - med ikke mindre end 100.000 indbyggere - fik sit universitet af stifteren Wilhelm af Oranien i år 1575. Også på dette universitet beskæftigede man sig med den elektricitet, man kendte dengang - den statiske. På universitetet i Leyden udviklede ukendte forskere verdens første rigtige kondensator - Leyden Flasken.

Den var opbygget som en tyndvægget glasflaske med et lag metal på inder siden og på ydersiden. Flasken kunne på mystisk vis opmagre elektriciteten fra en elektricitetsmaskine. Man blev dog hurtigt klar over, at der måtte være to slags elektricitet - en positiv og en negativ. Den negative og den positive elektricitet tiltrak hinanden og to ens typer elektricitet frastødte hinanden. Det blev vist ved ophængning af to lette hyldemarvkugler. Når de fik samme elektriske påvirkning skiltes de på trods af tyngdekraftens indvirken.

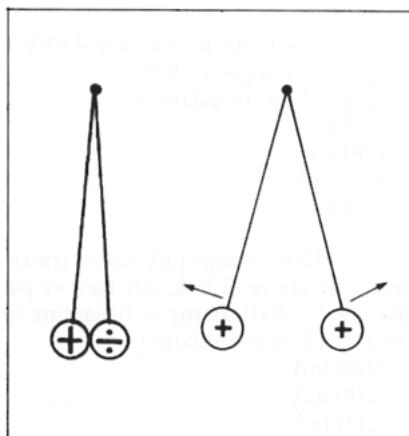
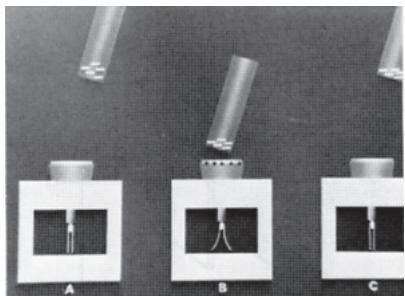
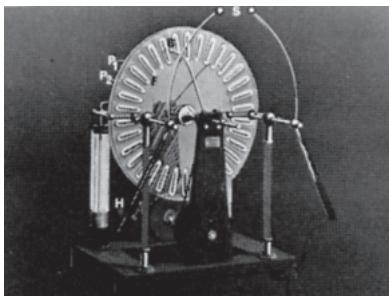


Fig. G4.1. til venstre

Leyden-flasken var den første kondensator. Den tyndvæggede flaske havde et metallag på flaskens inderseite og et på ydersiden. Flasken kunne opfyldes med elektricitet og elektriciteten kunne dermed flyttes til en anden placering, hvor man kunne aflade en elektrisk gnist.

Fig. G4.2. til højre

Hyldemarvkugler er lette. Ophænges de i fine tråde og påføres ens elektricitet, vil de frastøde hinanden. Er de neutrale eller har de forskellig elektricitet, vil de falde sammen.



**Fig. G4.3. til venstre**

Elektricitetsmaskinen som den endnu idag findes på mange fysiksale. Den kan fremstille yderst høje spændinger og give gnister på mange centimeter. Der er to Leyden-flasker på maskinen. De oplager elektriciteten.

**Fig. G4.4. til højre**

Skole elektroskop. På en metalstang er påhæftet et par tynde blade. Når man nærmer en elektrostatisk opladet lakpind til topkuglen, vil bladene slå ud ligesom hyldemarvskuglerne.

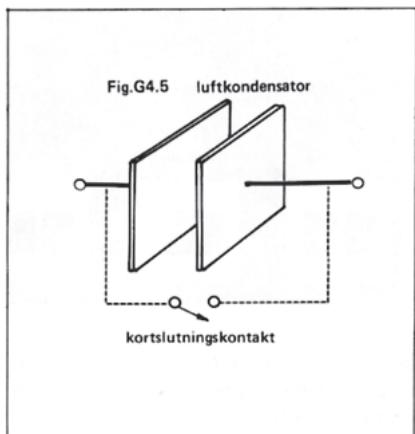
Omkring hundrede år efter udvikledes den elektricitetsmaskine, vi kender fra mange fysiksale idag. Den har en stor skive, der roterer og et par Leyden flasker. Drejer man på maskinen opbygges en stor spænding. Spændingen holdes på Leyden flasken under opbygningen. Når spændingen er nok, kan man skabe kunstige lyn på mange centimeters længde.

I skolerne idag vises oplagring og elektrisk opladning også med såkaldte elektroskoper. Gnides en isolerende stang med et katteskind, vil elektronerne fjernes. Stangens overflade bliver statisk elektrisk. Nærmer man stangen til elektroskopet, vil dets to tynde blade slå ud til siden med et udslag, der er proportionalt med spændingen. Bladene har samme elektricitet.

## KONDENSATOREN

Leyden-flasken var verdens første kondensator. Når flasken var opladet med elektricitet, kunne man bære rundt på den og udnytte den svage gnistspænding hvor som helst. Princippet i flasken går igen i vor moderne kondensatører med plader. Når man påtrykker en positiv spænding på den ene plade og en negativ på den anden, vil den elektrostatiske kraft mellem positiv og negativ elektricitet trække hinanden. Derved holdes elektriciteten fast på pladerne, indtil man giver elektronerne en anden og nemmere vej til forening med atomer med manglende atomer. Man kan f.eks. kortslutte kondensatoren med en metaltråd.

Man fandt hurtigt ud af at kondensatoren ikke kunne føre nogen konstant strøm. Der går kun strøm, når kondensatoren fyldes op og igen tappes for elektroner. Tilfører man en kondensator en strøm gennem et amperemeter vil man se et kort strømstød. Det samme sker, når man slutter et ohm-meter til en elektrolytkondensator. Meteret slår ud, falder igen på plads og kondensatoren er opladet.



**Fig. G4.5. til venstre**

Pladekondensator. Når der er underskud af elektroner på den ene plade og overskud på den anden, vil den elektrostatiske kraft holde på ladningerne. Først når man slutter en forbindelse mellem pladerne via et stykke ledning, vil elektronerne få en let vej at forene sig med atomer, der mangler elektronbesætning.



**Fig. G4.6. til højre**

Lægger man mange kondensatorplader sammen med et rige mellemrum, vil kapaciteten øges.

## DEN MODERNE KONDENSATOR

Straks da man var blevet klar over kondensatorens funktion, blev der gjort forsøg med at øge kondensatorvirkningen. Det var allerede klart, at Leyden-flasken lagrede mest elektricitet, når den var stor og flasken havde tynde vægge. Derfor blev der lavet kondensatorer med mange vægge - som skitseret på fig. G4.6. De havde større virkning.

Man kan påvise 3 faktorer, der er grundlæggende for en kondensators såkaldte kapacitet:

- 1) Pladens areal (størrelse)
- 2) Pladernes afstand
- 3) Plade isolations materiale

**Stor plade = stor kapacitet**  
**Kort afstand = stor kapacitet**  
**Egnet materiale = stor kapacitet**

Det udtrykte fysikeren Coulomb allerede omkring 1830 i følgende lov-mæssighed:

**Kræfterne mellem pladerne er ligefrem proportional med elektricitetsmængden og omvendt proportional med pladeafstanden.**

Fysikeren Faraday fik opkaldt den elektriske kapacitet i en kondensator efter sit navn - i farad. Størrelsen een farad defineres som den elektriske

ladning, man kan aftage ved 1 ampere i eet sekund, når spændingen derved falder een volt. Mere korrekt og enkelt udtrykt:

**En kondensator er på 1 farad, når dens spænding falder 1 volt på 1 sekund ved en strøm på 1 ampere.**

Fysikeren Coulomb fik opkaldt enheden for en elektricitetsmængde efter sit navn. Da sammenhængen mellem elektricitets mængde i en leder i en bestemt tid netop er størrelsen ampere, kan Faradays lov reduceres med kendskab til måleenheden coulomb. Den siger da:

**En kondensator er på 1 farad, når dens spænding kan øges med 1 volt ved tilførelse af elektricitetsmængden 1 coulomb.**

Nu skal man ikke lade sig forskräkke af disse mange fysiske sammenhænge. Mange af dem er for elektronik amatører blot en slags brugsting, man henter i skuffen. Og man får hurtigt en fornemmelse af de elektriske benævnelser og værdier. Således er kondensatorstørrelsen 1 farad overordentlig stor. I praksis benytter man næsten altid mindre kondensatorværdier. Efter international norm benævner man kondensatorer i gruppe efter størrelsesnavnene:

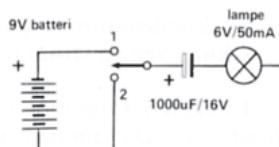
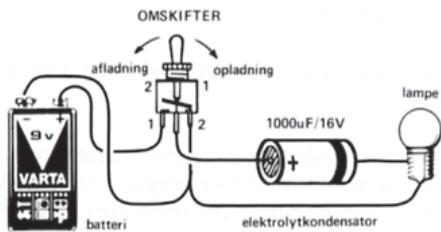
$$\begin{aligned}\text{mikro farad} &= 1/1.000.000'\text{del farad} = 10^{-6} \text{ farad} = 1 \mu\text{F} \\ \text{nano farad} &= 1/1.000'\text{del mikro farad} = 10^{-9} \text{ farad} = 1 \text{ nF} \\ \text{pico farad} &= 1/1.000'\text{del nano farad} = 10^{-12} \text{ farad} = 1 \text{ pF}\end{aligned}$$

## HVOR STORE KONDENSATORER BRUGER MAN HVOR

Kondensatorer benyttes overalt i elektronikken. De kan oplagre elektriciteten i korte tidsrum ligesom akkumulatorer og de kan arbejde som om vekselspænding kan passere. Men jævnspændinger vil aldrig kunne passere. Dem spærre kondensatorene for. Kondensatorer i mikro farad området mellem 1 og 10.000  $\mu\text{F}$  benyttes fortrinsvis i strømforsyninger, hvor de kan holde spændingen konstant i flere sekunder. Kondensatorer i nano farad området mellem 1 nF og 10.000 nF benyttes fortrinsvis i lavfrekvens forstærkere til signaloverføring, til tonekontroller og til afkoblingsformål. Pico farad kondensatorer er meget små og kan kun oplagre elektricitet i tusinde-dele af et sekund. De benyttes fortrinsvis i højfrekvens kredsløb, hvor spændingerne veksler meget hurtigt - flere millioner gange i sekundet.

## OP- OG AFLADNING AF EN KONDENSATOR

En kondensator sluger kun strøm, når den fyldes op eller den tappes for elektroner. Tag en kondensator på 1.000  $\mu\text{F}/16\text{V}$  og tilslut den som på illustrationen fig. G4.7. Når spændingen sluttes til, vil lampen give et kort lysglint. Derefter vil lampen straks slukke og forblive slukket. Lampen lyste kun mens der løb elektroner ind i kondensatoren. Skiftes omskifteren til position 2, vil batteriet afbrydes og kondensatoren kortsluttes af lampen. Derved vil elektronerne fare rundt i kredsløbet til de er genforenet med de atomer, der manglede dem. I den korte tid dette tager, vil lampen atter give et blink, hvorefter den er tömt. En ny opladning kan gentages ved at skifte til position 1 igen.

**Fig. G4.7.**

Praktisk forsøg med en stor elektrolytkondensator og en lommelampepære. Når strømmen sluttet med omskifteren i stilling 1, vil lampen give et blink og kondensatoren er opladet. Skiftes til stilling 2 aflades kondensatoren gennem lampen med et tilsvarende blink. Kondensatoren har altså opmagasimeret strømmen - ligesom en bilakkumulator, blot med mindre elektricitetsmængde.

## KONKLUSION

Vi har nu lært, at en kondensator kan fyldes op med en mængde elektroner, der afhænger af kondensatoren fysiske udformning. Og kondensatoren kan afgive sin ladning igen. Der går kun strøm i en kondensator, når den op- eller aflades, - der går aldrig jævnstrøm i en kondensator, fordi pladerne er isoleret anbragt.

## G4 KONDENSATOREN OPGAVER

1. Vil en frit ophængt nøgle repræsentere en kapacitet af størrelsen:

- Stor ..... A ()
- Lille ..... B ()
- Mellem ..... C ()

# G5 - KONDENSATORFORBINDELSE

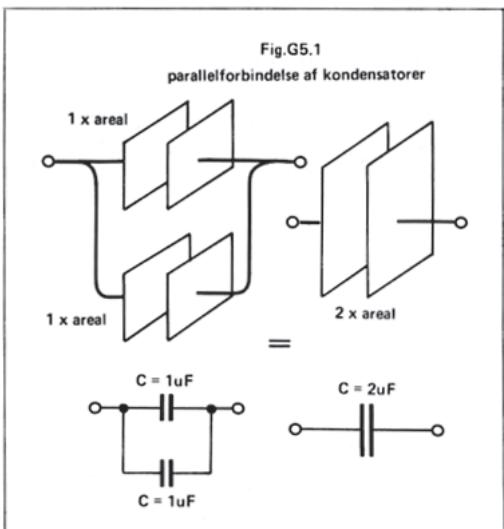
## KONDENSATORFORBINDELSE

I praksis kan man forbinde flere kondensatorer sammen i serie eller i parallel. Dermed får man en ny størrelse kondensator med andre egenskaber. Man ser ofte elektroniske konstruktioner, hvori der benyttes mange kondensatorer sammen på samme ledninger. Således f.eks. JK18 fjernstyringsmodtageren. Her er der ikke mindre end 4 kondensatorer samlet over forsyningsspændingen. Det skyldes i denne konstruktion - som i mange andre - at man på diagrammet har en vis frihed til at samle de forbundne komponenter på et sted. I den praktiske opstilling kan kondensatorerne være anbragt vidt omkring. I JK18 bremser de mange kondensatorer for »falske» vekselstrømme - men mere derom sener.

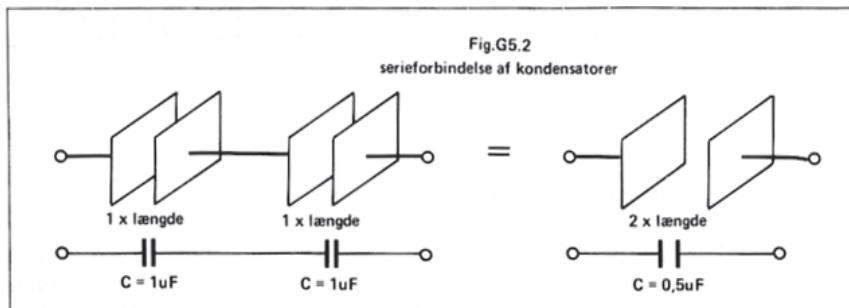
## PARALLELFORBINDELSE

Allerede da kondensatoren blev opfundet i byen Leyden i Holland omkring det 16. årh. var man klar over, at man fik en større elektricitetsoplæring med en større leyden-flaske. Senere da fysikeren Coulomb opstillede love for kondensatoren, fik vi grundlaget for forståelsen af en parallellforbindelse af flere kondensatorer. Coulomb påviste, at når pladearealet blev gjort større, blev kapaciteten ligeså mange gange større.

Fig. G5.1. illustrerer dette forhold. To helt ens kondensatorer sluttet sammen over hinanden - det der kaldes i parallel - kan betragtes som en helt ny kondensator med den dobbelte kapacitet. For elektronerne ser det blot ud



**Fig. G5.1.**  
Ved parallellforbindelse af to kondensatorer med samme størrelse får man den dobbelte kapacitetsværdi. Det sker, fordi pladernes areal fordobles.

**Fig. G5.2.**

Ved serieforbindelse af to ens kondensatorer får man den halve kondensatorværdi. Det sker, fordi pladens reelle afstand fordobles - så halveres kapaciteten.

som om der er blevet dobbelt så meget plads. Derfor bliver kapaciteten af parallelforbundne kondensatorer summen af alle enkelt kondensatorer. Har man to kondensatorer på hver 1 uF, får man samme virkning som med en på 2 uF.

Man vil altid få en samlet parallel kapacitet, der er større end den største kondensator.

Skal man udtrykke dette matematisk - det er jo blot lidt hovedregning - ser det således ud:

$$C_x = C_1 + C_2 + C_3 \dots \text{ osv.}$$

Betegnelsen  $C_x$  benyttes altid for den ukendte nye kondensator man skal udregne værdien af.

Parallelforbindelse benyttes, hvor man ønsker en større kondensatorværdi end den, man kan skaffe med standard komponenter.

## SERIEFORBINDELSE

Når man forbinder kondensatorer i serie, vil man få en mindre kapacitet. Fig. G5.2. illustrerer to serie forbundne kondensatorer. Hver kondensator har en pladeafstand på 1 (f.eks. 1 cm). Når man sætter kondensatorene i serie, ser det for elektronerne ud, som om det er en kondensator med den dobbelte pladeafstand. Og ifølge Coulomb bliver kapaciteten mindre med samme forhold, som man øger plademernes afstand. Kobler man derfor to 1 uF kondensatorer i serie, bliver den resulterende kapacitet den halve - 1/2 uF.

Man vil altid få en serie-kapacitet, der er mindre end den mindste kondensator.

Skal man udtrykke det matematisk, ser formlen således ud:

$$\frac{1}{C_x} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \text{ osv.}$$

Det er et lidt mere kompliceret regnestykke, idet man skal til at arbejde med brøker. Har man en lommeregner, skulle det imidlertid være til at klare. Er kondensatorerne lige store, dividerer man blot med antallet. To ens i serie bliver til en ny på den halve værdi. Tre ens får  $1/3$ -del af hver enkels værdi osv.

Serieforbindelse benyttes ofte, hvor man ønsker en kondensator, der tåler en højere spænding. Kondensatorer fremstilles normalt med ganske små afstande mellem pladerne. Derved får man højere kapacitet, men samtidig lavere modstandsdygtighed overfor de såkaldte gennemslagsspændinger. En kondensator loves nemlig af fabrikanten til en maximal spænding. Overstiges denne spænding, kan der gå gnister i kondensatoren isolation, og gnisterne kan brænde pladerne sammen. Så kortslutter kondensatoren og den er straks ødelagt. Ved at sætte kondensatorer i serie øges den faktiske pladeafstand og dermed modstandsdygtigheden overfor gennemslagsspændinger.

## **STANDARD KONDENSATORER**

Man kan ikke gå ind i en elektronik forretning og bede om en kondensator på nøjagtig 6uF. Sådanne kondensatorer laves ikke, fordi det er svært at producere dem med en nøjagtig kapacitet. En kondensator fremstilles ofte med en unøjagtighed på 20-30% eller mere (tolerance). Kondensatorer på nogle få procents nøjagtighed er meget kostbare og ikke standardtyper. Derfor har man internationalt vedtaget at fremstille kondensatorer efter E6 eller E12 rækken. Disse rækker ser således ud:

**E6:**  
1,0 1,5 2,2 3,3 4,7 6,8

**E12:**  
1,0 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 8,2 . . . 10 . . . osv.

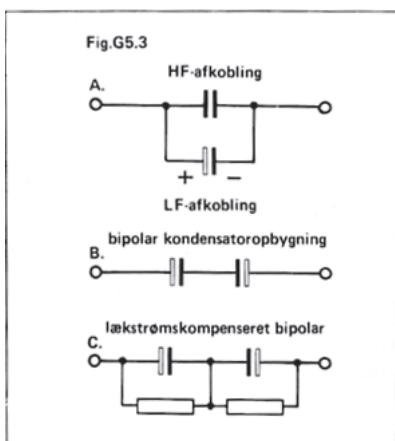
Ved valget af de 6 cifre i E6 rækken får man spring på ca. 50% mellem hver værdi. Det er oftest store elektrolytiske kondensatorer, som er ret unøjagtige i produktion, der fremstilles i E6 rækken.

E12 rækken med 12 cifre har spring på 20% mellem hver størrelse. Det er de mindre kondensatortyper i nano farad (nF) og pico farad (pF) størrelsen, der fremstilles efter E12 rækken.

Den nøjagtighed, man producerer de fleste E12 kondensatorer på, er ofte bedre end 20%. Derfor kan man godt sammensætte en kondensator på 8,2 nF og en på 1,2 nF i parallel og regne med at få en resulterende kapacitet på 9,4 nF. Måske er den 9,3 nF måske 9,5 nF, men under alle omstændigheder er det, set med elektronikteknikerens øjne, en meget nøjagtig kondensator. Kun ganske særlige kredsløb - f.eks. måleinstrumenter til måling af kapacitet - kræver nøjagtigere kondensatorer.

## **ANDRE KONDENSATORFORBINDELSER**

I takt med kravet om større og større kondensatorværdier er en del kondensatorer elektrolytiske med en væske indeni. Sådanne kondensatorer skal have spændingen ind den rigtige vej. Ellers ødelægges kondensatoren ved kortslutning. Man ser ofte to forskellige kondensatorsymboler i diagrammerne. Nogen kondensatorer er tegnet som to ens kasser og nogen som en sort og

**Fig. G5.3.**

Andre kondensatorbindelser. A) To forskellige kondensatorer kan benyttes hvis kondensatorerne har forskellige egenskaber. B) Serieforbindelse af to polariserede elektrolytkondensatorer benyttes, hvis man vil skabe en »bipolar» ikke polariseret kondensator. C) Med et par 10 kOhm modstande udlijnes en skæv elektronfordeling mellem kondensatorerne. Det kan være en nødvendighed, hvis kondensatorernes læk-strøm modstande er forskellige.

en hvid kasse. Kondensatoren med to sorte plader er ikke polariseret, dvs. den kan tilsluttes vilkårligt til plus og minus. Men kondensatorer med forskelligt tegnede kasser (eller streger) er polariserede. Dvs. de skal altid tilsluttes med plus til den hvide kasse og minus til den sorte.

I en del udenlandske diagrammer bruger man lidt anderledes tegn. En stor streg er minus og en lille er plus.

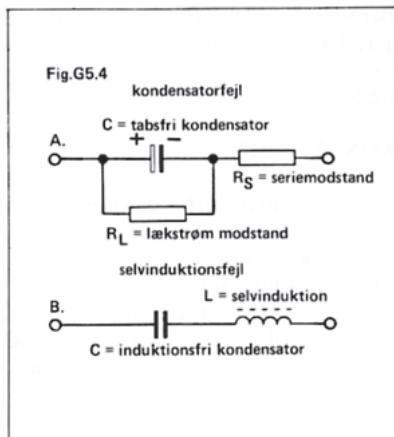
Fig. G5.3a. viser en parallelforbindelse af en almindelig kondensator (upolariseret) og en elektrolytkondensator (polariseret). Denne sammensætning støder man på i mange diagrammer og ved at se i komponentlisten erfarer man, at elektrolytten ofte er ganske stor ( $C_2$ ) medens den upolariserede kondensator er ret lille. Det kan altså ikke være en parallelforbindelse, som skal give øget kapacitet. Hvorfor er den lille kondensator  $C_1$  da indsatt? Jo, kondensatorer har forskellige egenskaber. Nogle er gode til at fjerne brum på strømforsyningssledninger medens andre er gode til at dæmpe støjimpulser. Hvis man ønsker begge virkninger, må man benytte to kondensatorer. Man får da en ny og meget bedre virkende kondensator. Den ny kondensator benyttes selvfølgelig kun der, hvor det kræves. I elektronikken benytter man ikke ekstra komponenter, hvis de ikke er nødvendige.

Fig. G5.3b. viser en serieforbindelse af to polariserede kondensatorer (elektrolytkondensatorer). Det er en metode til at opnå stor kapacitet, uden at man tvinges til at sætte plus og minus rigtigt til kondensatoren. Denne forbindelsesmetode kan man anvende til vekselspænding i f.eks. delefiltre til højttalere, hvor man ikke kan fremskaffe en rigtig »bipolar» kondensator - dvs. en upolariseret elektrolytkondensator.

Fig. G5.3c illustrerer, at man normalt af hensyn til korrekt fordeling af elektronerne på de to kondensatorer må snyde med et par modstande. Modstandenes værdi er uknædlig, - blot de er ens eller har samme forhold som kondensatorerne. Brug f.eks. to modstande på 10 kohm (modstande og deres funktion forklares udførligere i de næste kapitler).

**Fig. G5.4.**

**Kondensatorens fejl og ækvivalent diagram.** A) RL er en læk-strøm modstand på 1 Mohm til hundreder af mega-ohm. RS er en seriemodstand i tilledninger på milli-ohm størrelse. B) Enhver kondensator har en spole (selvinduktion) i serie. Derfor kan den virke som svingningskreds ved høje frekvenser.



## KONDENSATORENS FEJL

Følgende afsnit kan gennemlæses nu, men man bør have lidt kendskab til modstande og spoler. Hvis ikke, må afsnittet læses efter G11.

En kondensator er ikke nogen ideel komponent. Den er næsten altid behæftet med fejl. Fejlene er for det meste uden betydning, men i enkelte tilfælde kan man risikere, at en opstilling ikke fungerer, netop fordi man ikke havde tænkt på eller medregnet fejlene. Fig. G5.4a. viser en kondensators naturlige fejlkildemodstande, RL og RS. RL er en såkaldt LÆK-modstand. En modstand som leder en ganske lille smule jævnstrøm eller krybestrøm gennem kondensatoren. Den ideelle kondensator må ikke lede jævnstrøm gennem sig. Det gør alle kondensatorer alligevel i større eller mindre omfang. En opladet kondensator kan aldrig holde på elektriciteten konstant. Den vil i løbet af minutter, timer, dage eller måske år aflades. Gode kondensatorer aflades meget langsomt og ringe kondensatorer kan aflades på få sekunder. I elektroniske kredsløb, hvor man benytter en kondensator til regulering efter en tidsindstilling, vil læk-strømmen i læk-modstanden nogen gange være et problem. Specielt i kredsløb hvor man ønsker tidskonstanter på flere timer. Vær opmærksom på dette forhold i de såkaldte timer-kredsløb. Læk-modstanden kan være fra 1 MOhm til hundreder af Mega ohm. Dårligst er elektrolytkondensatorene med 1-10 MOhm i lækmodstand. Tantalkondensatorer er lidt bedre med 10-100 MOhm og polyesterkondensatorene kan komme op på 100 til flere tusinde Mega ohm (Giga ohm).

Enhver kondensator indeholder også en seriemodstand. I gode kondensatorer er seriemodstanden uhyre lille og består rent faktisk kun af ben-modstanden (tilledningerne). I de fleste kondensatorer er værdien mindre end i ohm, måske en tusindedel ohm for gode kondensatorer. Modstanden skal sjældent medtages i beregninger, men ved udlægning af printpladens mønstre skal man - specielt i strømforsyninger - tage hensyn til strømvejen fra transformator indgang til strømforsyningens udgang. For lange tilledninger kan give øget støj og brum.

Fig. G5.4b. viser en anden fejlkompontent i en almindelig kondensator - en spole i serie med kondensatoren. I et senere kapitel vises det, at en sådan forbindelse kaldes en »sugekreds». Den har resonans ved en bestemt frekvens.

Benytter man en forkert kondensatortype eller værdi i specielt HF-opstillinger, kan man komme ud for en »velmenende» anbragt kondensator i stedet for bliver til en komplet svingningskreds. Så virker antenneforstærkeren i stedet som sender!

## KONKLUSION

Hvis man forbinder kondensatorer sammen i parallel, virker det som om kondensator-plade arealet øges. Det giver større kapacitet. Sætter man kondensatorer i serie, vil man altid få en kapacitetsværdi, der er mindre end den mindste kondensator.

Kondensatorer er ikke ideelle komponenter. De er næsten altid behæftet med fejl i form af lækmodstande eller seriemodstande. En lækmodstand tapper kondensatoren for den opladede elektricitet.

## G5 KONDENSATORFORBINDELSE OPGAVER

1. To kondensatorer på 0, 5uF forbindes sammen parallelt over hinanden. Hvor stor bliver den resulterende kapacitets værdi?

- 1 uF? ..... A ()  
— 0,25 uF? ..... B ()  
— 50 uF? ..... C ()

2. De mindste kondensatorer, som De får til rådighed, er på 1 nF. Hvor dan kan De ved sammensætning af disse kondensatorer opnå størrelsen 333 pF?

- Ved at lodde 2 sammen parallelt ..... A ()  
— Ved at forbinde 3 i serie ..... B ()  
— Ved at koble 2 parallelt med en i serie ..... C ()

3. Hvor stor en total kapacitet opnås med 2 paralelforbundne kondensatorer, der er mærket brun, sort, orange: (Se afsnittet farvekodning, — T2)

- 50 nF? ..... A ()  
— 2 nF? ..... B ()  
— 20 nF? ..... C ()  
— 5 nF? ..... D ()

4. Tre kondensatorer, der hver er mærket brun, grøn, rød, forbindes i serie. Hvor stor er kapaciteten?

- 1,5 nF? ..... A ()  
— 500 pF? ..... B ()  
— 5 nF? ..... C ()  
— 4,5 nF? ..... D ()

# G6 - KONDENSATORTYPER

## KONDENSATORTYPER

Kondensatorer kan se vældig forskellige ud. Selv de nye kondensatortyper, man idag har til rådighed, adskiller sig meget fra hinanden i udseende. Men funktionen for alle kondensatorene er den samme - at opsamle en »spandfuld« elektroner og gemme dem til de skal bruges.

I hobby og amatør elektronikken vil man hurtigt lære 7 grundtyper at kende:

1. Trimmekondensator	(maximalt til 100 pF)
2. Drejekondensatorer	(maximalt til 500 pF)
3. Keramiske kondensatorer	(1 pF til 10.000 pF)
4. Polyesterkondensatorer	(10 nF-2.000 nF)
5. Elektrolytkondensatorer	(1 uF-10.000 uF)
6. Tantalkondensatorer	(0,1 uF-100 uF)
7. Kapacitetsdioder	(maximalt til 40 pF & 500 pF)

Der findes et utal af andre kondensatorer. Således vil de lidt ældre læse-re måske huske oliekondensatoren, glimmer trimmekondensatorer og papirkondensatoren. Alle er de forsvundet sammen med de radiorør, der ikke længere indgår i elektronikken.

## TRIMMEKONDENSATORER

Trimmekondensatorer er små variable kondensatorer, som man kan justere med en skruetrækker eller en trimmenøgle. De findes sjældent større end 100 pF - de mest almindelige er på 20 pF. Det er den type, man benytter i radioer - specielt FM-tunere - når man skal justere følsomheden eller indlægge skalaen. De fleste trimmere tåler spændinger på omkring 100 volt. Giver man dem mere, kan den tynde folieisolation mellem de to pladesæt ødelægges. Trimmekondensatorer kan virke som resonanskredse ved høje frekvenser. Typen skal derfor udvælges med omhu til opgaven. De fleste standard trimmekondensatorer vil have resonans som svingningskreds på 2-400 MHz. Se også afsnittet G14 - svingningskredse.

## DREJEKONDENSATORER

Drejekondensatorer var i ældre tid særdeles benyttede i AM radio modtagere. På kondensatoren kan man indstille på stationer i lang-, mellem- og kortbølge-båndene. Når man idag sjældent benytter drejekondensatorer hænger det sammen med, at fremstillingen af en drejekondensator kræver stor mekanisk præcision. En drejekondensator var for 20 år siden et helt lille vidunder af mekanisk snilde, og idag vil en drejekondensator i fabrikation koste mere end en lille radio. Derfor er man ved at gå væk fra denne kondensator type og benytter i stedet kapacitetsdioder. De er mindre, billigere og kan

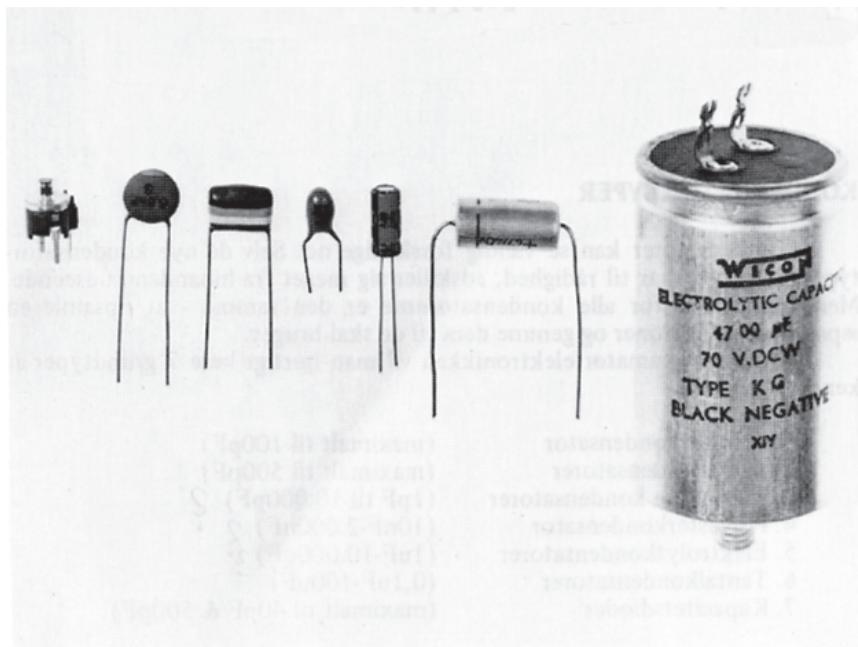


Fig. G6.1.

Forskellige kondensatortyper. Øverst fra venstre mod højre:  
1) trimmekondensator, 2) keramisk skivekondensator, 3) polyesterkondensator, 4) tantalkondensator, 5) elektrolytkondensator for printmontage - stående type, 6) elektrolytkondensator - liggende med axiale tilledninger og 7) stor elektrolytkondensator for chassismontage.

»betjenes« med en spænding. Helt udgået er drejkondensatoren ikke. Der findes en del såkaldte folie-drejkondensatorer, som dem er f.eks. benyttes i HF61-2 og HF361 byggesættene. De er rimeligt gode, billige og opbygget med skiftende lag af polyesterfolie og metalfolie.

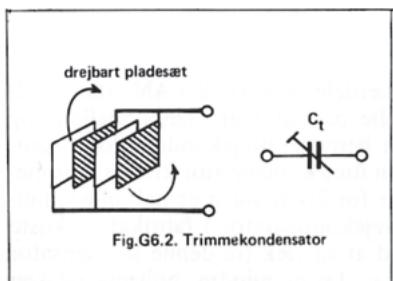


Fig.G6.2. Trimmekondensator

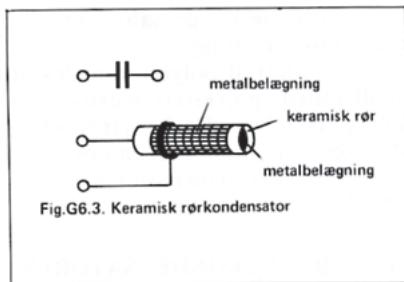
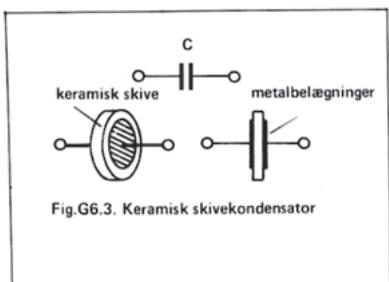
Fig. G6.2.

Dreje- og trimme kondensatorer har luft og/eller polyesterfolie mellem de to sæt plader. Det ene pladesæt kan drejes ud fra det andet og er tilsluttet loddeterninalen via en slæbekontakt.

## KERAMISKE KONDENSATORER

Keramiske kondensatorer opbygges med to adskilte metallag på en keramisk skive eller et keramikrør. Skivetypen er den mest almindelige. Metallet fungerer som befæstigelse for de to tilledninger og som kondensatorplader. Keramikken mellem pladerne fungerer både som isolering mellem metalpladerne og som såkaldt di-elektrikum. Et di-elektrikum kan øge den opnåelige kapacitet - altså gøre kondensatoren større. Forøgelsen er afhængig af det valgte materiale.

Den keramiske kondensators størrelse er desuden afhængig af skivens diameter og tykkelse. Når pladerne er tæt på hinanden, vil kapaciteten være stor.



**Fig. G6.3.**  
Keramisk skive- og rørkondensator.

De fleste keramiske kondensatorer er meget temperaturafhængige. Det vil sige, at de ændrer værdi med højere eller lavere omgivelsetemperatur. Det kan være af stor betydning i f.eks. tonegeneratorer, hvor tonen (frekvensen) ændrer sig ret meget - specielt når man lige har loddet og dermed opvarmet kondensatoren. I sådanne opstillinger bør man i stedet benytte polyesterkondensatorer, som næsten ikke er temperaturafhængige.

## POLYESTERKONDENSATORER

Polyesterkondensatorer opbygger fabrikanterne af polyesterfolie med en utrolig tynd metalbelægning på den ene side.

To lag folie rulles hårdt sammen og forsynes med tillednrnger. Ved fremstillingen pålægges metallagene skiftevis en millimeters isolationsbane i højre og venstre side. Så vil man ikke kunne kortslutte kondensatoren ved montering af tilledninger. Prøv for sjov at skille en foliekondensator ad og rul den ud. Der er mange meter tyndt folie i den.

Polyesterkondensatorer har meget fine egenskaber. De ændrer sig kun lidt med temperatursvingninger, de har meget lave lækstrømme, og de tåler store spændinger i begge retninger. De fine egenskaber beror fortrinsvis på



Fig.G6.4. Polyesterkondensator (rulleglok)

**Fig. G6.4.**  
Polyesterkon-  
densatoren  
vikles op af et  
par polyester-  
folier med me-  
talbelægning.

polyesterfoliens fantastiske isolationsevne. Når en polyesterkondensator er rullet sammen og forsynet med tilledninger, kan den indstøbes i en lille plastkapsel eller dyppes i et egnet materiale. Så er den beskyttet imod fugt og mekaniske belastninger. Nogen af de simplere indkapslinger tillader, at man trykker kondensatoren en lille smule sammen. Det vil ændre kapacitetsværdien, fordi »pladerne» derved kommer nærmere hinanden. Prøv f.eks. at trykke en polyesterkondensator i en tonegenerator lidt sammen. Man vil høre en tydelig toneændring.

En afart af polyesterkondensatoren er polystyrolkondensatoren. Det er uindkapslede polyesterkondensatorer med tilledningstråde ud af enderne - såkaldte axial-ben. De benyttes ikke meget, men kan erstatte små keramiske skivekondensatorer, hvis en høj grad af temperaturstabilitet er påkrævet. Polyesterkondensatorer er ofte med farvemærket værdi. Se evt. afsnittet T2 om farkekodning.

## ELEKTROLYTKONDENSATORER

Elektrolytkondensatorer er opbygget med sammenrullede lag af oxyderet metalfolie (normalt aluminium) og elektrolytvædt papir. Når man oxyderer aluminium (frembringer rustlag), dannes der et totalt isolerende lag på alt metallet. Laget er tyndt og fungerer som isolationslag i kondensatoren. Når kondensatorens isolationsgrad begrænses til det tynde oxydlag, kan kapaciteten øges til meget store værdier - typisk 10.000  $\mu\text{F}$ . Men det tynde oxydlag kan nemt ødelægges af for høje spændinger eller forkert polaritet. Derfor er en standard elektrolytkondensator normalt påtrykt en maximum spænding samt plus eller minus tegn. Man skal altid benytte elektrolytkondensatorer på lave-

**Fig. G6.5.**  
**Elektrolyt kon-**  
**densatoren vikles**  
**op i en rulle med**  
**lag af oxyderet**  
**metalfolie og elec-**  
**trolytvædt papir.**  
**Rullen monteres i**  
**en hermetisk til-**  
**lukket beholder**  
**med elektrolyt-**  
**væske indeni.**

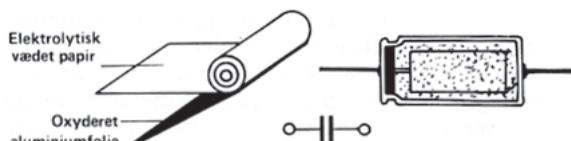
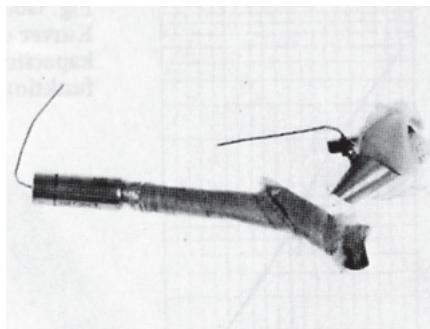


Fig.G6.5. Elektrolytkondensator

**Fig. G6.6.**

**Elektrolytkondensatorer kan i uheldige tilfælde eksplodere ved overspænding eller fejlpolarisering.**



re spænding end den påtrykte og man må aldrig tilslutte plus eller minus forkert. Illustrationen fig. G6.6. viser, hvad der sker, når en elektrolytkondensator får forkert polaritet i en kritisk konstruktion. Den opvarmes i første omgang. Derefter stiger væskens temperatur til kogepunktet og endelig eksploderer kondensatoren på grund af damptrykket. Sker eksplotionen i et elektronisk kredsløb, vil resten af elektrolyt-væsken spredes ud over printpladen og de nærmeste komponenter. Det er ret katastrofalt, fordi elektrolytten leder strøm. Der kan komme forbindelse mellem alle komponenterne, og er der netspænding på konstruktionen, vil det ofte medføre forkulning af printpladen. Hvis der kommer elektrolyt på en konstruktion, kan den i nogle tilfælde vaskes ren i en let opløsning af sæbevand. Derefter lægges konstruktionen til tørre og kan igen tilsluttes spænding efter et par timer. Kom aldrig vand på konstruktioner med højttaler, potentiometre, drejkondensator og omskifte!

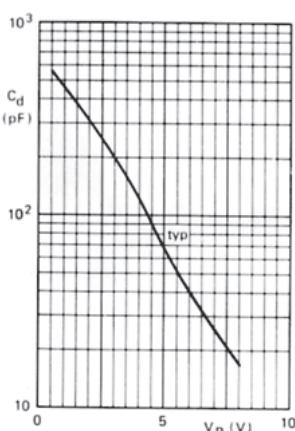
Der findes specielle elektrolytlignende kondensatorer med mærkningen bi-polar. Det er kondensatorer til brug på vekselspænding. De findes for det meste i højttaler delefiltre, hvor der er vekselspænding og hvor der kræves store kapacitetsværdier.

HUSK: Elektrolytkondensatorer kan oplagre ret meget elektricitet. Derfor kan man komme ud for berøringsfarlige kondensatorer. Specielt dem i området til flere hundrede volt. Har en sådan kondensator siddet kortvarigt i en konstruktion og er udtaget uden afladning, vil »den næste», der får fat i den, få et gevældigt »knald» over fingrene!

## TANTALKONDENSATORER

Tantalkondensatorer ligner meget elektrolytkondensatorer. De er også polariserede, hvorfor de ikke tåler vekselspænding eller forkert polaritet. Tantalkondensatorer er lidt mindre end elektrolytkondensatorer, har lidt større kapacitet og en meget lille lækstrøm. Derfor benytter man tantalkondensatorer i timer kredsløb. Men tantalkondensatorer er ikke så sejlivede som elektrolytkondensatorer. En elektrolyt tåler kortvarig overbelastning uden at ødelægges. Det gør en tantal ikke. Polariseres den forkert i blot et sekund, er den straks ødelagt.

De tantalkondensatorer, man oftest benytter, er dråbeformede med tør



**Fig. G6.7.**  
Kurver over typiske FM og AM hyper-abrupt kapacitetsdioder. Kapaciteten vises som en funktion af spændingen i spærretretningen.

elektrolyt. De er alle mærket med et ganske lille plustegn. Derudover er dråbetantalkondensatoren påtrykt kapacitetsværdi og maximal spænding. Der er ikke international enighed om påskriften skal vende opad eller nedad.

## KAPACITETSDIODER

Alle siliciumdioder har en kapacitet, der varierer med den spænding, man sætter på dioden i spærretretningen. Med spænding på i spærretretningen går der overhovedet ingen strøm i dioden, så derfor har den næsten ingen lækstrøm. Almindelige silicium dioder har ca. 4-8 pF over sig ved 0 volt og kapaciteten falder med stigende spænding til 1 pF eller mindre. De specielle kapacitetsdioder udviklet, så de har større kapacitetsværdi og større variation. Typiske FM-bånd kapacitetsdioder varierer mellem 40 pF og 2-3 pF mellem 0 og 25 volt. De nye »hyper-abrupt» kapacitetsdioder kan variere fra 500 pF til 30-40 pF med forspændinger mellem 1 og 10 volt. De benyttes mere og mere til AM-radio modtagelse. Kapacitetsdioder kendes under andre navne - f.eks. varactor-dioder og vari-cap's.

## KONKLUSION

Kondensatorer kan se meget forskellige ud. De største kondensatorværdier opnås med elektrolytiske kondensatorer. De skal altid polariseres rigtigt. Ellers ødelægges de, eller de kan eksplodere. Man benytter kondensatorer i meget små størrelser - helt ned til  $10^{-12}$  farad. Det er fordi farad er en stor størrelse. Man oplever sjældent kondensatorer på mere end milli-farad.

## G6 KONDENSATORTYPER OPGAVER

1. Hvilken enhed måles kondensatorer i?

- Volt ..... A ()
- m ..... B ()
- Farad ..... C ()
- Ampere ..... D ()

2. En kondensator på 30.000 pF forbindes i parallel med en kondensator på 2 nF. Hvor stor er den samlede kapacitet:

- 0.032 uF ..... A ()
- 16.000 pF ..... B ()
- 1,9 nF ..... C ()
- 23 nF ..... D ()

3. Hvor mange lag kan en polyesterkondensator bestå af, når den skilles ad:

- 1 lag ..... A ()
- 2 lag ..... B ()
- 3 lag ..... C ()
- 4 lag ..... D ()

4. Find farvekoderne for følgende kondensatorer: 3.3 nF, 270 pF, 47 pF, 10 pF, 8.2 nF, 3.9 nF, 390 pF. Læs afsnit T2, farvekoder, igennem lær dem, og find ovenstående kondensatorers størrelse uden brug af skema T2. Anfør antal rigtige efter kontrol i T2 under A, B eller C.

- Rigtige 0-3 ..... A ()
- Rigtige 4-5 ..... B ()
- Rigtige 6-7 ..... C ()

5. En trimmekondensator med en kapacitet på 3 til 30 pF forbindes parallelt med en kondensator, der er mærket brun, rød, brun. Hvor stor en kapacitet kan opnås?

- 2,8-23 pF ..... A ()
- 213-240 pF ..... B ()
- 123-150 pF ..... C ()

# G7 - MODSTAND

## MODSTAND

Når man tager i betragtning, at Alessandro Volta byggede det galvaniske element Volta-søjlen omkring år 1800, og at H.C. Ørsted opdagede elektromagnetismen i 1820, er det pudsigt, at der skulle gå 6 år, før fysikeren Georg Simon Ohm finder den ganske enkle sammenhæng mellem strøm og spænding i et kredsløb. Måske hænger det sammen med, at ingen dengang havde noget instrument at måle strømmen med. Måske har Ohm benyttet Ørsteds opstilling med kompasnålen til kontrol af strømstyrken. I 1826 fremsætter Ohm i alt fald den elektriske lov, som vi idag benytter allermest ved beregningen af elektriske og elektroniske kredsløb: Ohm's Lov.

Loven siger:

$$\text{STRØMSTYRKEN} = \frac{\text{SPÆNDINGEN}}{\text{MODSTANDEN}}$$
 eller mere illustrativt udtrykt,

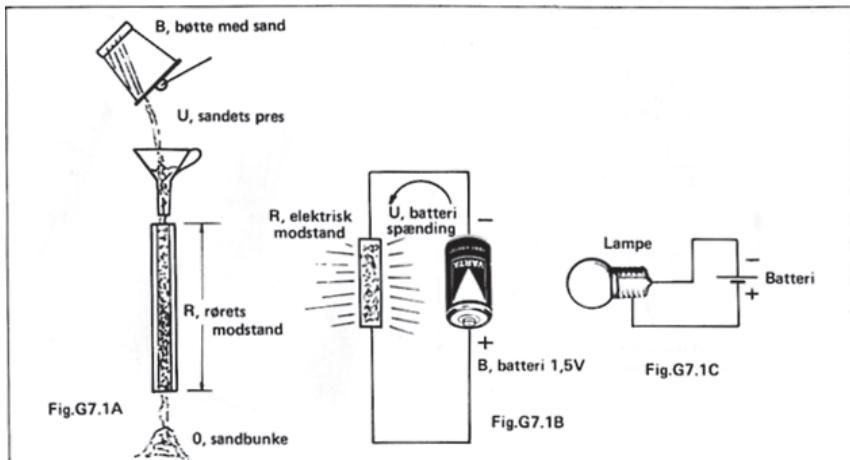
**ELEKTRON MÆNGDEN = ELEKTRON PRESSET divideret med den MODSTAND, som elektronerne møder på vej gennem kredsløbet.**

Strømstyrken måles i ampere og angives i forkortet form I. Spændingen måles i volt og angives i forkortet form U. Modstand måles i ohm og angives altid i forkortet form R. Den regnetekniske formel for ohm's lov skrives derfor:

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

Illustrationen fig. G7.1a-c. illustrerer den modstand, som består i mange fysiske kredsløb. Hælder man sand fra spanden B gennem trægen og slangen R, vil sandet bremses lidt, fordi det støder imod væggene i slangen. Derfor vil der ikke være samme pres på sandet før slangen som efter. Den elektriske sammenligning er nærliggende. Når man hælder elektroner fra batteriet B gennem ledningen med presset (spændingen) E, vil elektronerne løbe gennem modstanden R, hvor de opbremses. Elektronerne ramler ind i mange andre elektroner, som de bytter plads med. Derved falder elektronpresset (spændingen) for at være nul på den anden side af modstanden. Her samler batteriet igen elektronerne op og pumper dem rundt i kredsløbet endnu et antal gange. Det er naturligt at tale om, at der går en strøm af elektroner rundt i kredsløbet.

Fig. G7.1c. viser en lampe i stedet for en modstand. Lampen er også en bremse for elektronerne, og i lampen bremser man så mange elektroner så hurtigt, at den gløder. Man får derved omsat den kemiske energi i batteriet til varme og lys i pæren. Modstanden vil også blive opvarmet, når den bremser elektronerne. Det fik englænderen James Watt til at opstille en tillægslov til ohm's lov. Loven om omsætningen af elektronopbremsning til varme. Den siger:

**Fig. G7.1.**

På illustrationerne a, b og c sammenlignes strandsand med elektroner. Fra en spand B hældes sand med presset E ned gennem et rør med en modstand R. I røret opbremses sandet, hvorved der opstår en smule varmeenergi. Sandkredsløbet sluttes, når man etter skovler spanden fuld med sand og hælder det gennem røret.

Illustration b viser det sammen med elektroner gennem en modstand, og c viser det med en glødelampe. Når der hældes nok elektroner gennem pærens glødetråd, vil den lyse (og varme).

**EFFEKTNEN = STRØMMEN x SPÆNDINGEN, eller mere enkelt**

**VARMEEFFEKTEN = ELEKTRONMÆNGDEN & ELEKTRON-PRESSET gennem det kredsløb, som yder elektronerne modstand.**

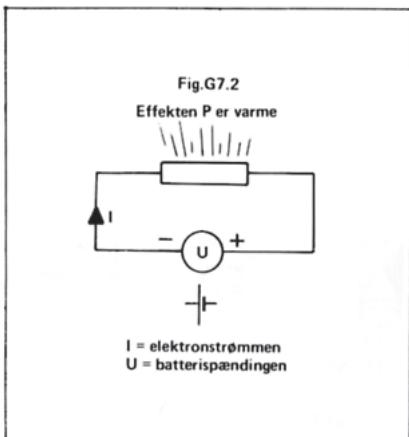
Som før måles strømmen i ampere udtrykt ved  $I$ , og spændingen måles i volt udtrykt ved  $U$ . Effekten er i Watt og den udtrykkes regneteknisk med forkortelsen  $P$ . Opsat i en enkel formel ser Watt's lov således ud:

$$P = I \times U$$

Beregninger af effekt er vigtig i kredsløb, hvor der skal gå store elektriske strømme og spændinger. Der vil der blive tale om betragtelige effektafsætninger. Regner man en effekt forkert ud, vil den modstand, man benytter, kunne ødelægges. Den opvarmes måske til en højere temperatur end den kan tåle. Derved kan den brænde over.

## GRUNDSTØRRELSERNE

De elektriske størrelser passer alle sammen til hinanden efter et enheds-system. Det må man være opmærksom på ved elektriske beregninger. Elektris-

**Fig. G7.2.**

Dette er en symbolsk beskrivelse af et sluttet kredsløb med en spændingskilde  $U$  og en modstand  $R$ . Spændingen fra batteriet forårsager en strøm  $I$  gennem modstanden  $R$ . Derved opvarmes modstanden en smule med effekten  $P$ . Der er total sammenhæng mellem de 4 fysiske størrelser. Giver batteriet  $U$  større spænding over modstanden, vil der gå større strøm gennem den. Derved øges effekten fra modstanden - den bliver varmere.

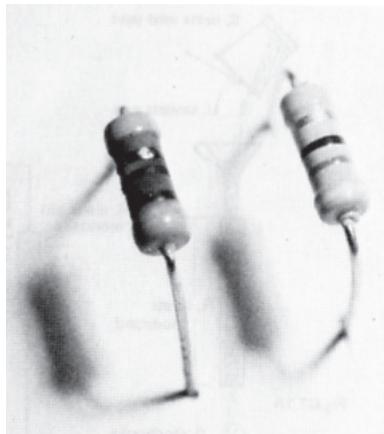
ke størrelser kan være meget forskellige. De kan gå fra måske 1.000 ned til 0,000.000.000.001. For at lette beregningerne arbejder man derfor med en slags fornavne til tallene - fornavne, som man kan give forkortelser.

Lad os først betragte de elektriske sammenhænge i grundenhederne. Vi tager en modstand på een ohm og et batteri (eller strømforsyning) på een volt. Se tegningen fig. G7.2. 1 volt på en modstand med 1 ohm giver per definition en strøm af elektroner på 1 ampere og en varmeeffekt på 1 watt. Det er de to love om modstand og effekt:

$$I = \frac{U}{R} \text{ og } P = U \times I \text{ der sammenkobles.}$$

Øges batterispændingen fra 1 volt til 2 volt, bliver strømmen  $I$  på 2 amper. Den nye strøm kan indsættes i effektformlen, og man får en effekt på 2 watt. Lad os tage et eksempel på beregningerne over en modstand på 10 ohm med en batterispænding på 30 volt:

$$\text{Strømmen bliver da : } I = \frac{U}{R}, I = \frac{30 \text{ volt}}{10 \text{ volt}} = 3 \text{ ampere}$$

**Fig. G7.3.**

Hvis man ikke beregner varmeafgivelsen - dvs. effekten - fornufligt, kan en almindelig lille modstand brænde. Afhængig af overbelastningens styrke vil modstanden først blive misfarvet, derefter ryger den og endelig går der ild i den. Derved brænder den itu og er helt afbrudt for strømmengang.

Og effekten i dette kredsløb bliver:

$$\mathbf{P = U \times I, P = 30 \text{ volt} \times 3 \text{ ampere} = 90 \text{ Watt.}}$$

## NOMENKLATUR

Nu er praktiske beregninger ikke begrænset til hele størrelser i grundenhedene volt, ampere, ohm og watt. Man vil næsten altid skulle benytte større eller mindre tal med mange nuller før eller efter kommaet. Derfor er det yderst vigtigt i formelberegninger at anvende ens sammenhængende størrelser. Har man adgang til en lommeregner med exponentiel notation,lettes arbejdet dog, idet man kan indsætte grundenheder efterfulgt af potensen. Afsnittet Tl forklarer om potenser og brøkregning. De størrelser man oftest vil støde på i de 4 fysiske enheder er:

For effekten (WATT):	Mega Watt = 1.000.000 W	el. fork. MW
	Kilo Watt = 1.000 W	el. fork. KW
	Watt = grundenhed	
	milli Watt = 0,001 W	el. fork. mW
	micro Watt = 0,000.001 W	el. fork. uW
For modstand (OHM):	Giga ohm = 1.000.000.000 ohm	el. fork. Gohm
	Mega ohm = 1.000.000 ohm	el. fork. Mohm
	Kilo ohm = 1.000 ohm	el. fork. kohm
	ohm = grundenhed	
	milli ohm = 0,001 ohm	el. fork. mohm
For strøm (AMPERE):	A = grundenhed	
	milli A = 0,001 A	el. fork. mA
	micro A = 0,000.001 A	el. fork. uA
For spænding (VOLT):	Kilo V = 1.000 V	el. fork. kV
	V = grundenhed	
	milli V = 0,001 V	el. fork. mV
	micro V = 0,000.001 V	el. fork. uV

På en lommeregner indsættes navnene således:

G = 10EE9 og M = 10EE6 og K = 10EE3 og grundenheden uden EE eksponent og m = 10EE-3 og u = 10EE-6. Desuden benyttes meget små kondensatorer på nano farad og pico farad. Nano farad indsættes som 10EE-9 og pico farad som 10EE-12.

Denne form for exponentielregning letter talbehandlingen meget. Tænk f.eks. at skulle indsætte størrelser på een pico, - det er udtrykt i tal 0,000.000.000.001 - et komma med 11 nuller efter. Nano er et komma med 8 nuller efter - udtrykt som: 0,000.000.001.

## SAMMENHÆNGEN MELLEM DE 4 GRUNDENHEDER

En betingelse for at kunne forstå hvad der sker i et elektrisk kredsløb

er, at man kender nogen af de elektriske forhold. Ud fra kendskabet til dem kan man lære at bedømme og beregne flere elektriske størrelser, end dem man kan måle. Kendskabet benyttes i fejlsøgning ved service eller i konstruktioner af nye og ændrede kredsløb. Man kan altid beregne flere elektriske størrelser, når man kender to. Måler man f.eks. spændingen over en modstand, og kender man modstandens størrelse, - ja, så kan man beregne strømmen og den varmeeffekt, der afsættes. Lad os først se på betydningen af de 4 grundstørrelser:

**Spænding** måles i volt og er et udtryk for det pres, der er på elektronerne. Med en stor spænding over en modstand er der et stort pres af elektroner til modstanden. Spænding måles over modstanden med et voltmeter.

**Strøm** måles i ampere og er et udtryk for den mængde elektroner, der passerer i et sekund. Med stor strøm i en modstand passerer der mange elektroner. Strømmen måles gennem modstanden med et amperemeter - dvs. man må afbryde i kredsløbet og sætte amperemeteret ind i serie med modstanden.

**Modstand** måles i ohm og er et udtryk for den opbremsning, der ydes elektronerne. En stor modstand vil bremse elektronerne meget, og der kan kun slippe få elektroner igennem. Derved bliver strømmen lille. Det er det, man udtrykker med ohm's lov. Modstand måles med et specielt ohm-meter.

**Effekten** måles i watt og er et udtryk for den energi, der omsættes. I en modstand vil den elektriske energi blive til varme. I en lampe omsættes energien både til varme og en ganske lille smule lys (2-5%). Watt måles på et specielt watt-meter eller en elektricitetsmåler. El-måleren er indrettet til at måle de store størrelser på kilo-watt-timer (kWh).

I elektriske kredsløb hænger de 4 størrelser ubrydeligt sammen. Selv om man kun har 2 grundformler til rådighed for bestemmelse af sammenhængen mellem modstand, strøm og spænding samt effekt, strøm og spænding, vil man kunne udregne 12 forskellige udtryk, der angiver, hvorledes man kan udregne en størrelse, når man kender to andre. Disse overordentligt vigtige formler er anbragt i en regnecirkel på fig. G7.4. I cirkelens midte står de 4 forkortelser for effekt (P), for spænding (U), for strøm (I) og for modstand (R). Hvis man ønsker at kende f.eks. effekten, viser regnecirklen, at man kan finde den på tre måder. Enten skal man kende 1) strøm og spænding eller 2) spænding og modstandsværdi eller 3) modstandsværdi og strøm. Så kan man udregne effekten. Ligesådan med spænding, modstandsværdi og strøm. Kender man to andre størrelser (det kaldes også parametre), kan man altid finde en tredie størrelse. Beregningerne er alle baseret på de grundlæggende regneregler med brøker. Vi kan tage et eksempel på brøkregning med ohms lov.

**EKSEMPEL:** En radioforhandler vil demonstrere en kraftig forstærker for kunderne. Dertil vil han benytte en automobilprojektør. Han har fået fat på en flot lampe med mærkningen 12V og 55W. Nu vil han gerne vide, om den 60-watt forstærker han har i vinduet kan tåle

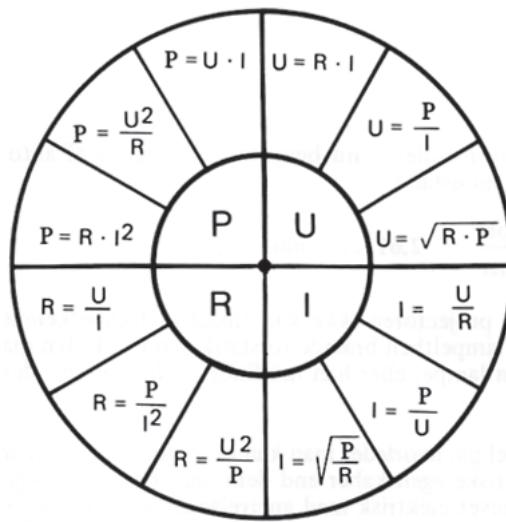


Fig. G7.4.

Regnecirklen for ohms lov er et vigtigt hjælpemiddel i konstruktionen af al elektronik. Hvis man kender éller kan måle blot to af de 4 fysiske størrelser, kan man altid beregne de to resterende,

belastningen. Forstærkerfabrikanten skriver i de tekniske data, at forstærkeren ikke kan tåle en lavere belastning på højttalerudgangen end 8 ohm.

**SPØRGSMÅL:** Hvor stor er auto-projectørens modstand?

Vi ved fra ohms lov, at modstanden  $R = \frac{\text{Spændingen } U}{\text{Strømmen } I}$ , og at effekten  $P = \text{spændingen } U \times \text{strømmen } I$ . Med den første formel kan vi udregne lampens modstand, når spændingen og strømmen kendes. Men hvis vi kun kender spændingen, må strømmen først udregnes. Lad os derfor se på de forkortede udtryk:

$$R = \frac{U}{I} \quad \text{og} \quad P = U \times I$$

Hvis vi i den første formel vil kende  $I$ , må vi lave den anden formel om:

$$P = U \times I \quad \text{bliver til} \quad I = \frac{P}{U}$$

hvorefter dette udtryk for strømmen  $I$  kan indsættes i første formel:

$$R = \frac{U}{I} \quad \text{bliver til} \quad R = \frac{U}{\frac{P}{U}} \quad \text{eller} \quad R = \frac{U \times U}{P}$$

og hvis  $U \times U$  er  $U^2$ , forenkles udtrykket til:

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

Dette udtryk kan radioforhandleren nu benytte til beregning af automobil projektørens indre modstand:

$$R = \frac{12^2 \text{ volt}}{55 \text{ watt}} = \frac{144 \text{ volt}}{55 \text{ watt}} = 2,61 \text{ ohm}$$

Derved er det klart, at projektøren ikke kan tilsluttes forstærkerens højttalerudgang. Den vil simpelthen brænde forstærkeren itu. Enten må forhandleren få en anden lampe, eller han må finde en forstærker, der kan tåle »mosten».

Dette var blot et eksempel på, hvorledes man kan benytte de 12 formler til bestemmelse af andre elektriske egenskaber end dem, der direkte er angivet. Projektørlampen var beskrevet elektrisk med angivelse af en spænding og en effekt. Det radioforhandleren ønskede, var størrelsen af lampens indre modstand. I næsten al form for konstruktion af elektronik, vil man få brug for en eller flere af disse kombinerede formler. Hvis du ikke kan lære dem, bør du hver gang slå op på fig. G7.4. Så kan du indsætte de kendte størrelser i den ønskede formel og straks beregne resultatet. Med en lommeregner er det ingen sag.

## KONKLUSION

I dette afsnit om modstand har vi lært, at der er en ubrydelig sammenhæng mellem de 4 elektriske kredsløbsegenskaber: Strøm, spænding, modstand og effekt. Vi har lært, at effekten er energi - oftest i form af varme - som stiger i takt med stigende strøm og spænding. Ligeså er det vist, at en modstand kan bremse elektronpresset og elektronstrømmen. Det sker efter ohms lov. Ved at sammensætte ohms lov på forskellige måder kan man altid beregne to ukendte størrelser, når man kender to andre af de i alt 4 størrelser. I næste afsnit vil vil se på, hvad der sker, når modstande forbindes sammen på forskellige måder.

## G7 MODSTAND OPGAVER

1. Vi har en modstand på 10 ohm og ønsker at sende en strøm på 0,1 Amp. igennem. Hvor stor skal spændingen være?

- 0,1 v ..... A ()
- 1,0 V ..... B ()
- 100 V ..... C ()

2. Hvor stor er strømmen i en modstand, når den er 0,1 ohm, og spændingen over den er 10 V?

- 1 A ..... A ()
- 0,1 A ..... B ()
- 100 A ..... C ()

3. Hvor meget spænding kommer der ud af en grammofon pick-up, når den sender 10 uA gennem en modstand på 47 kohm?

- 0,047 V ..... A ()
- 470 mV ..... B ()
- 210 mV ..... C ()

4. Vi ønsker et spændingsfald på 1,2 V over en modstand, hvor igennem der går en strøm på i mA. Hvor stor skal modstanden være?

- 1,2 kohm ..... A ()
- 820 ohm ..... B ()
- 120 ohm ..... C ()
- 8,2 kohm ..... D ()

5. Vi vil måle den effekt, der kommer ud af en forstærker. Vi kan ikke måle direkte over en højttaler, fordi dens impedans hele tiden ændrer sig. Istedet benytter vi en 3,3 ohm's modstand, - det »siger» heller ikke så meget. Over denne modstand kan vor forstærker give en spænding på 15 volt AC uden at vi kan høre eller på et oscilloskop se nogen form for forvrængning.

Vi benytter formlen fra rosetten:

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

- 7 Watt ..... A ()
- 70 Watt ..... B ()
- 10 Watt ..... C ()

# G8 - MODSTANDSFORBINDELSE

## MODSTANDSFORBINDELSE

Modstande benyttes overalt i elektriske kredsløb til at bremse for strømmen eller dæmpe spændingen. Har man to modstande, kan man forbinde dem sammen på to måder - enten i forlængelse af hinanden - det kaldes serieforbindelse, eller man kan sætte dem over hinanden - det kaldes parallelforbindelse.

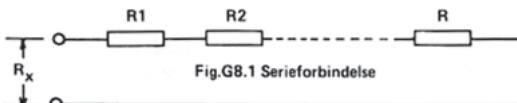


Fig.G8.1 Serieforbindelse

**Fig. G8.1.**  
En serieforbindelse af modstand giver altid en total modstand, som er lig summen af hver enkelt modstand.

## SERIEFORBINDELSE

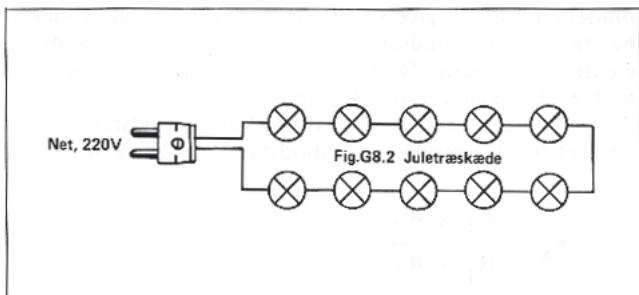
Sætter man to eller flere modstande sammen i en række, kaldes det serieforbindelse. Hver eneste modstand vil give sit bidrag til opbremsningen af elektronerne i et kredsløb. Da elektronerne løber gennem samtlige modstande i en serieforbindelse, vil strømmen i hele kredsløbet være den samme. Det betyder, at spændingen over hver modstand er forskellig. En ting der er væsentlig at forstå, når man snakker om spændingsdelere.

I et serieforbundet kredsløb er den samlede modstand derfor lig sammen af hver enkelt modstands værdi. Formelt kan summen opgøres ved simpel addition af enkeltmodstandene:

$$R_x = R_1 + R_2 + R_3 + \dots \text{ etc.}$$

$R_x$  er den modstand, man beregner - den resulterende - og  $R_1$  til  $R_3$  etc. Til sammenligning med en serieforbindelsé tjener en juletræskæde med en masse små glødelamper. Hver lampe har hver sin modstand. Den samlede modstand af alle kædens lamper giver juletræskædagens elektriske modstand set fra netforsyningen. Lad os tage et eksempel med en sådan juletræskæde af serieforbundne lamper. Hver lampe er mærket med spændingen 22 volt og strømmen 0,1 ampere. Beregning med ohms lov giver en modstandsværdi på 220 ohm. Hvis der er 10 lamper i kæden, vil lamperne tilsammen give en modstand i forhold til netforsyningen på:

**Fig. G8.2.**  
Juletræspærer i kæde er oftest koblet i serie. Hver pære er en modstand, og den samlede modstand giver en bestemt strøm og effekt.



$$R_x = 220 + 220 + 220 \dots 220 \text{ ohm} = 2.200 \text{ ohm}$$

Med denne samlede modstand kan man nu beregne, hvor meget effekt kæden bruger fra nettet:

$$P_x = \frac{U^2}{R} = \frac{220^2 \text{ volt}}{2.200 \text{ ohm}} = \frac{48.400 \text{ volt}}{2.200 \text{ ohm}} = 22 \text{ watt}$$

Af udtrykket for en serieforbindelse vil man se, at den samlede modstand  $R_x$  altid er større end den største modstand i kæden.

## PARALLELFORBINDELSE

Når man forbinder flere modstande sammen over hinanden, kaldes det en parallelforbindelse. Beregningen af den samlede modstand i en parallelforbindelse er lidt mere kompliceret:

$$\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \dots \text{etc.}$$

og for at forstå dem, må man tænke lidt anderledes. Hver modstand i parallelforbindelsen vil lede elektroner gennem sig. Hvor vi i serieforbindelsen ydede modstand gennem hver eneste modstand, vil hver modstand i parallelfor-

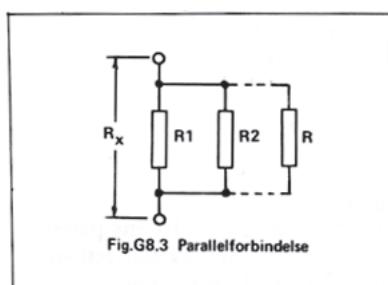


Fig. G8.3 Parallelforbindelse

**Fig. G8.3.**  
I en parallelforbindelse er den resulterende modstand altid mindre end den mindste modstand.

bindelsen i stedet give sit bidrag til overføringen af elektroner. Man bør altså her tale om det modsatte; en ledningsevne. Hver modstand yder sit bidrag til elektronstrømmen. Derfor bliver den samlede modstand mod elektronerne mindre. Der kan komme flere igennem.

Hvis man i et kredsløb kun har to modstande i parallel, kan regneudtrykket for den resulterende modstand forenkles til udtrykket:

$$R_x = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Det er et lidt nemmere udtryk at benytte, hvis man skal udregne modstandsværdien på en lommeregner. Ud af dette udtryk kan man også se, at den samlede modstand i en serieforbindelse altid er mindre end den mindste modstand i parallelforbindelsen, og man kan se, at to ens modstande i parallel altid giver nøjagtig halvdelen af hver modstand. Tre ens modstande giver en trediedel, fire giver en fjerdedel etc. etc.

## SPÆNDINGSDELEREN

En spændingsdeler kan være to serie forbundne modstande. Hver modstand i serieforbindelsen dæmper spændingen over sig med et forhold bestemt efter ohms lov. Spændingsdelere benyttes overalt i elektronikken, og derfor er det meget vigtigt at forstå virkningen. I elektroniske kredsløb ønsker man normalt så få forsyningsbatterier som mulig. Hvis man har brug for en spænding på i volt og kun har et batteri på 9 volt, er det nærliggende at indsætte en spændingsdeler, som kan give den ønskede spænding. Man benytter spæn-

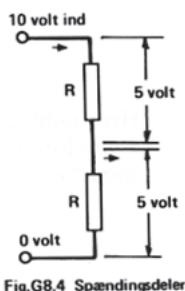


Fig. G8.4 Spændingsdeler

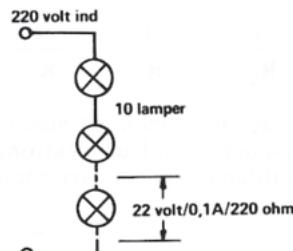


Fig. G8.5

**Fig. G8.4.**  
To ens modstande deler spændingen imellem sig med halvdeen til hver.

**Fig. G8.5.**  
I juletræskæden vil 10 ens pærer dele 220 volt netspændingen op med 22 volt til hver lampe.

dingsdeling. Fig. G8.4. illustrerer dette. To ens modstande er tilsluttet et batteri på 10 volt. Den ene batteripol kalder vi 0 volt og den anden kalder vi +10 volt. Sendes elektronerne nu ind i spændingsdeleren, vil de bremses op i begge modstande, indtil spændingen i bunden af den nederste modstand er på 0 volt. Hvis modstandene er lige store, vil de bremse lige godt. Derfor vil den øverste modstand opbremse halvdelen - dvs. 5 volt og den nederste vil bremse de resterende 5 volt. Midt mellem modstandene er der en spænding på halvdelen, = 5 volt. Derved kan spændingen over den nederste modstand siges at være delt til 5 volt.

Nøjagtig det samme sker i den juletræskæde vi omtalte før. Fig. G8.5. illustrerer det. Kæden består af 10 ens lamper. Hver lampes modstandsværdi yder sit bidrag til spændingens opbremsning. Derfor vil spændingen falde lige meget over hver lampe. Hvis spændingen er 220 volt, vil den deles ud med nøjagtig 22 volt til hver lampe. Derfor kan man benytte små lavvolt lamper i en juletræskæde, der tilsluttes den høje 220 volt netspænding.

## SPÆNDINGSDELEREN DELER I ET FORHOLD

Når man vil beregne spændingen på en spændingsdeler, må man benytte almindelig forholdsregning, hvor modstand og spænding er proportionale - dvs. ligefrem afhængige af hinanden.

Fig. G8.6. viser, hvorledes en spænding på 11 volt deles til en på 1 volt. Det sker med forholdsregning efter udtrykket:

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

Hvor R1 og R2 er de to modstande i spændingsdeleren og hvor U1 og U2 er de to spændinger, der kommer over modstandene. Ofte vil man sende en spænding ind i spændingsdeleren og ønske at få en anden spænding ud. Derfor er det praktisk at opstille et regneudtryk for udgangsspændingen, når man kender indgangsspændingen (måske et batteri eller en strømforsyning) og modstandene. Et sådant udtryk ser således ud:

$$\text{Udgangsspændingen } U_2 = U_{\text{ind}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

I eksemplet fig. G8.6. sender vi 11 volt ind på en spændingsdeler med modstande på 100 ohm og 10 ohm. Derved får en udgangsspænding på 1 volt. Tilnærmet kan man ofte tillade sig at sige, at en spændingsdeler med modstande i forholdet 10 til 1 giver en 10'ende del af spændingen ud, men det er ikke helt korrekt, - det er matematisk set 1/11 'del. Derfor benytter vi indgangsspændingen 11 volt i vort eksempel:

$$U_2 = 11 \text{ volt} \times \frac{10 \text{ ohm}}{100 \text{ ohm} + 10 \text{ ohm}} = 11 \text{ volt} \times \frac{10 \text{ ohm}}{110 \text{ ohm}} =$$

$$U_2 = 1 \text{ volt.}$$

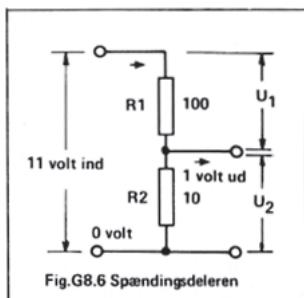


Fig. G8.6.

I en spændingsdeler kan man sende en høj spænding ind og udtagte en lavere. Udgangsspændingen deles med forholdet mellem den samlede modstand og udgangsmodstanden.

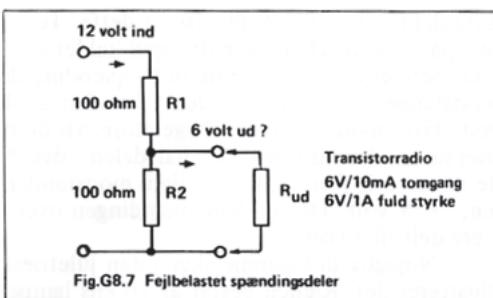


Fig. G8.7.

Et gammelt ordsprog siger; at det man lægger mest af er sine fejl. Denne spændingsdeler belastes med en transistorradio på 6 volt. Forsyningen er en 12 volt akkumulator. På grund af radioens varierende indre modstand svinger udgangsspændingen mellem 0,6 og 5,5 volt. Derfor kan en spændingsdeler ikke bruges i dette eksempel.

## EN SPÆNDINGSDELER KAN NARRE

Spændingsdeler skal benyttes med omtanke. Man kan f.eks. ikke bare lave en tilfældig spændingsdeler med et par modstande på 100 ohm, tilslutte dem en 12 volt akkumulator og så tro, at man kan tilslutte en 6 volt autoradio på midten af spændingsdeleren. Og da slet ikke hvis radioen aftager en strøm, der varierer med lydstyrken (det gør de fleste).

Der sker en ændring i spændingsdeleren, man må være opmærksom på. Det illustreres bedst med den spændingsdeler, vi har afbildet i fig. G8.7. Den består af to modstande på hver 100 ohm, som er sluttet til en 12 volt akkumulator. Derved bliver udgangsspændingen 6 volt. Den spænding vil vi drive en transistorradio med. Når radioen spiller med lav styrke, vil den bruge 10 mA. Ved højere styrke bruger radioen 1 ampere. Det er forholdsvis almindeligt, og ved hjælp af ohms lov kan vi udregne radioens indre modstand (ækvivalent impedans) ved de to styrker:

$$\text{Tomgangsmodstand } R_t = \frac{6 \text{ volt}}{0,01 \text{ ampere}} = 600 \text{ ohm og}$$

$$\text{fuld styrke modstand } R_f = \frac{6 \text{ volt}}{1 \text{ ampere}} = 6 \text{ ohm.}$$

Med den anviste spændingsdeler er de to modstande på 100 ohm hver. I spændingsdeleren vil der ske det, at den nederste modstand vil ændre sig som en parallelforbindelse af værdierne 100//600 ohm og 100//6 ohm. Den resulterende modstand ændrer sig derfor fra 85,7... ohm til 5,66... ohm. Indsætter man disse to værdier i formlen for udregning af spændingsdeling, får man to udgangsspændinger:

$$U_{ud} = U_{ind} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

ved 85,7 ohm med radioen i tomgang:

$$U_{ud} = 12 \text{ volt} \times \frac{85,7 \text{ ohm}}{100 \text{ ohm} \times 85,7 \text{ ohm}} = 5,48 \text{ volt}$$

eller når radioen spiller med fuld styrke:

$$U = 12 \text{ volt} \times \frac{5,66 \text{ ohm}}{100 \text{ ohm} \times 5,66 \text{ ohm}} = 0,64 \text{ volt}$$

Den tilsluttede transistorradio får altså slet ikke 6 volt at arbejde med, men en spænding der i takt med styrken pulserer mellem 0,64 volt og ca. 5 1/2 volt. Det går selvfølgelig ikke. Radioen vil allerhøjst give nogle tøffende lyde fra sig. Eksemplet viser med al tydelighed, at den modstand, man belaster spændingsdelen med, skal være langt større end spændingsdelermodstanden. Ellers vil det være belastningen, der bestemmer udgangsspændingen og ikke selve spændingsdelen.

Som en tommelfingerregel kan man sige, at der skal gå en såkaldt tværstørrelse i spændingsdelen på mindst 10 gange den strøm, man vil trække. Så er udgangsspændingen stabil indenfor 10%, hvilket i mange tilfælde er tilstrækkeligt.

Hvis man havde beregnet spændingsdelen til den før nævnte radio, skulle tværstømmen i spændingsdelen have været 10 gange 1 ampere (det der går i radioen) eller 10 ampere! Det ville have betydet en tabseffekt på omkring 120 watt - en helt urealistisk størrelse til dette formål.

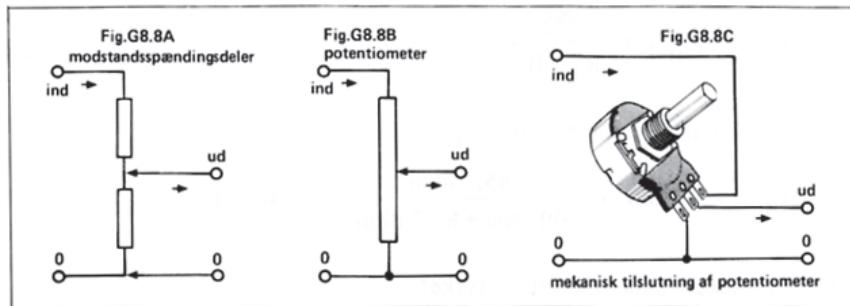
## ET POTENTIOMETER ER OGSÅ EN SPÆNDINGSDELER

Et potentiometer er en variabel spændingsdeler. Med potentiometeret har man mulighed for at indstille en variabel udgangsspænding med en konstant indgangsspænding. Potentiometeret fungerer ganske som spændingsdelen og er opbygget med en åben modstandsbane. Banen kan afsøges med en skyder eller en drejelig aksel. Derved er det muligt at vælge et hvilket som helst spændingsdelerforhold. Fig. G8.8. illustrerer dette.

Potentiometre benyttes som spændingsdeler til mange formål. De indgår i styrkereguleringer, som tonereguleringer, i strømforsyninger og meget mere. I langt de fleste tilfælde skal alle tre potentiometer tildele nogen benyttelse. Der hvor man kun benytter to tildele nogen, vil potentiometervirkningen ofte dannes af en fast modstand og den ene variable del af et ugentligt potentiometer.

## KONKLUSION

I dette afsnit om forbindelse af modstande har vi lært, at serieforbundne modstande altid har større modstandsværdi end den største modstand i kæden. I parallelforbindelser er den resulterende modstand altid mindre end

**Fig. G8.8.**

Et potentiometer (udtales: potæn-sjometer) er en variabel spændingsdeler. Eksemplerne a, b og c viser den glidende forskel fra teori til praktisk anvendelse.

den mindste modstand. Spændingsdelen kan nedsætte spændingen til det, man har brug for, men man må kun belaste spændingsdelen med en 10'ende del af tværstrømmen.

## G8 MODSTANDSFORBINDELSE OPGAVER

1. To modstande forbinderes i serie, den ene er på 5,6 kohm, den anden på 12 kohm. Hvor stor bliver den samlede modstand?

- 3,9 kohm ..... A ()  
— 17,6 kohm ..... B ()

2. To modstande på 100 ohm forbinderes i parallel. Hvor stor bliver den samlede modstand?

- 50 ohm ..... A ()  
— 200 ohm ..... B ()

3. Hvor stor er strømmen gennem 2 parallelforbundne modstande, når spændingen over dem er 10 V, og de hver er på 22 kohm?

- 2,2 A ..... A ()  
— 0,9 mA ..... B ()  
— -0,009A ..... C ()

4. To modstande forbinderes i parallel og tilsluttes en spændingskilde på 4,5 V. Modstandene er på 1 kohm og 1,5 kohm. Hvor stor bliver strømmen?

- 18 mA ..... A ()  
— 1,8 mA ..... B ()  
— 7,5 mA ..... C ()

5. Vores forsyningsspænding er på 7,5 V, og vi har brug for 3 V, hvor der er mulighed for at trække en strøm på 10 uA. Hvor stor skal modstanden være? (Fig. G9.5).

- R1 ..... R2  
— 47 kohm.... 33 kohm ..... A ()  
— 470 kohm... 330 kohm ..... B ()

6. Forholdet mellem **R2** og **R1** i en spændingsdeler er 1:4. Indgangsspændingen er 10 V. Hvor stor en spæning kommer der ud?

- 2 V ..... A ()  
— 2,5V ..... B ()

7. Vi ønsker at dele en spæning i forholdet 1:10. Vi kender ikke spændingen, men vi ved, at indgangsmodstanden til næste trin er 50 kohm. Hvor store skal modstandene være?

- **R1**      **R2**  
— 470 kohm.. 47 kohm ..... A ()  
— 47 kohm.... 4,7 kohm ..... B ()  
— 47 kohm.... 5 kohm ..... C ()

# G9 - MODSTANDSTYPER

## MODSTANDSTYPER

Overalt i elektronikken benytter man modstande, og der findes modstande til overmåde mange formål. Derfor er det mest praktisk at opdele modstandene i tre grupper:

- 1) Faste modstande med konstant værdi
- 2) Variable modstande og potentiometre
- 3) Påvirkningsafhængige modstande

De faste modstande er dem, vi ser overalt i elektroniske kredsløb. De fastlægger strøm og spænding. Variable modstande indstiller man ved mekanisk eller elektrisk påvirkning til den ønskede størrelse. Som oftest er variable modstande udformet således, at de også kan benyttes som potentiometre. De påvirkningsafhængige modstande er specielt udformet således, at de ændrer sig i takt med bestemte fysiske tilstande. Det kan være varmepåvirkning, belysning, fugtighed eller temperatur. Påvirkningsafhængige modstande benyttes til måling og automatisk regulering.

## FASTE MODSTANDE

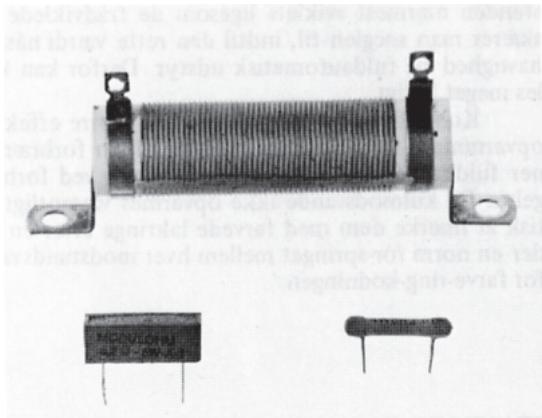
Indenfor gruppen af faste modstande findes der også en hel del forskellige typer. Her skal vi koncentrere os om de mest almindelige. Det er de trådviklede modstande, kulmodstandene og filmodstandene. Historisk set er de trådviklede modstande de første modstandskomponenter, vi støder på.

## TRÅDMODSTANDE

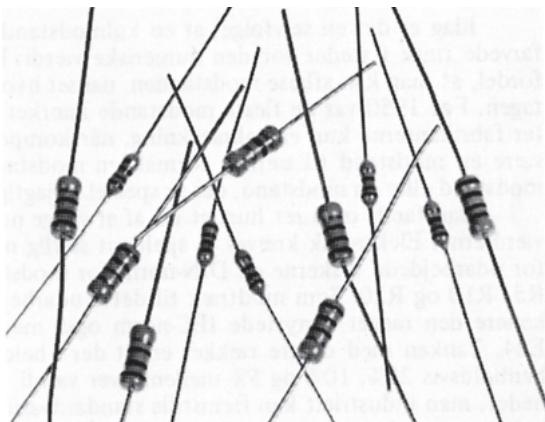
Allerede da fysikeren Ohm blev klar over sammenhængen mellem strømmen i en modstand og spændingen over den, var han klar over, at modstandsegenskaberne var afhængige af det valgte metal, metallets tykkelse og dets længde. Derfor var det ret nemt at udforme trådstykker med forskellige modstandsværdier. Det var også ganske nærliggende at vikle trådene op på spoler, så man kunne få forskellige modstandsværdier. I moderne tid har man så forædlet disse modstandsspoler med specielle metal-legeringer, der uanset ydre fysiske påvirkninger altid udviser ensartet modstandsværdi. Et sådant metal er konstantan. En speciel metallegering, som uanset hvor kraftigt man varmer den op, altid har samme modstand - næsten lige til det punkt, hvor metallegeringen gløder itu.

Idag benytter man konstantan trådviklede modstande i kredsløb med høj effekt. De trådviklede modstande er ofte indstøbt i et keramisk materiale. Så kan de tåle høje temperaturer. Og de er næsten altid stemplet med den nøjagtige modstandsværdi i cifre. Stemplingen skal jo kunne holde til de samme høje temperaturer som selve modstanden. Det nyttet ikke noget at farve kode en trådviklet effektmodstand. Farverne vil hurtigt ødelægges af varmepåvirkningen.

**Fig. G9.1.**  
**Trådvirkede modstande på 50 watt, 5 watt og 2 watt.**  
**Disse modstande vildes næsten altid med tråd af legeringen »konstantan».**



**Fig. G9.2.**  
**Kulmodstande**



Billedet fig. G9.1. viser forskellige trådvirkede modstande. Den største til 50 watt er på 8 ohm og viklet på et keramisk rør. Den benyttes som kunstbelastning for måling på audioforstærkere. De to andre er effektmotstande til henholdsvis 5 watt og 2 watt. Sådanne modstande benyttes ofte i helt små modstandsværdier på 100 ohm eller mindre, ja selv ned til 0,1 ohm. Modstande under 1 ohm af denne type indgår ofte i strømforsyninger og højttaler udgangsforstærkere.

## KULMODSTANDE

Først omkring år 1920 blev man i stand til at lave modstande af andre materialer. Kul, vidste man, havde en betragtelig modstand, og de første kulmodstande bestod af et rør med hårdtstamped kulpulver. Idag laves kulmodstande på små keramiske rør med et lag af kul, der så igen er lakeret med en isolerende maling. I produktionen af kulmodstande har man udviklet en teknologi, hvor man pålægger et kullag af egnet tykkelse. Så skærer man en snegl af isolation ned gennem kullaget til keramikken. Derved bliver mod-

standen nærmest »viklet» ligesom de trådviklede modstande. Ved processen skærer man sneglen til, indtil den rette værdi nås. Operationen sker med stor hastighed på fuldautomatisk udstyr. Derfor kan kulmodstande idag fremstilles meget billigt.

Kulmodstande er ikke egnet til større effekter. De tåler ikke den store opvarmning, fordi kulbanerne simpelthen forbrænder. Kul på modstande ligner fuldkommen det kul, man benytter ved forbrænding til energifrembringelse. Da kulmodstande ikke opvarmes væsentligt, har man fundet det praktisk at mærke dem med farvede lakringe efter en international norm. Dels er der en norm for springet mellem hver modstandsværdi, og dels er der en norm for farve-ring-kodningen.

## **STANDARD FARVEKODNING**

Idag er det en selvfølge, at en kulmodstand er værdimarket med flere farvede ringe i stedet for den numeriske værdi. Farvede ringe har den store fordel, at man kan aflæse modstanden, uanset hvordan den er vendt ved monteringen. Før 1950 var de fleste modstande mærket med cifre, men idag benytter fabrikantene kun en talmækning, når komponenten er speciel. Det kan være en modstand til særlige formål, en modstand med ekstra stor ohm'sk modstand eller en modstand, der er speciel nøjagtig eller støjsvag. Man fandt også ret hurtigt ud af at vælge nogle passende spring mellem værdierne. Elektronik kræver jo sjældent særlig nøjagtige komponenter. Derfor udarbejdede tyskerne en DIN-norm for modstandsværdier i tre rækker, - R5, R10 og R20. Som modtræk til dette udarbejdede englændere og amerikanere den meget benyttede IEC-norm også med tre rækker, - E6, E12 og E24. Tanken med de tre rækker er, at der i hele dekader (10'er rækker) er henholdsvis 20%, 10% og 5% mellem hver værdi. Det er de typiske nøjagtigheder, man industrielt kan fremstille standardværdier i. Det ville da også være helt tosset at benytte numeriske spring på f.eks. 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 og 0. Så ville man have et spring på 100% mellem de to første værdier og 10% mellem de sidste. Man ville aldrig kunne få en 10% nøjagtig modstand mellem værdien 1 og 2. E12 rækken, der er den mest benyttede, springer 20% mellem hver værdi. Starter man med at lægge 10% til i ohm, får man 1,2. Derefter fortsætter man med at lægge 10% til det foregående tal og får følgende rækkefølge:

**1,0 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 og 8,2**

Derefter går man videre dekade for dekade. Kalder vi den foregående række for ohm, bliver de næste dekader:

**10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 ohm,**  
**100 120 150 180 220 330 390 470 560 680 820 ohm,**  
**1 k 1,2 k 1,5 k 1,8 k 2,2 k 2,7 k 3,3 k 3,9 k 4,7 k 5,6 k 6,8 k 8,2 k ohm,**  
**10 k 12 k 15 k 18 k 22 k 27 k 33 k 39 k 47 k 56 k 68 k 82 k ohm,**  
**100 k 120 k 150 k 180 k 220 k 270 k 330 k 390 k 470 k 560 k 680 k**  
**820k ohm,**

---

## **1 M 1,2 M 1,5 M 1,8 M 2,2 M 2,7 M 3,3 M 3,9 M 4,7 M 5,6 M 6,8 M (10 M) ohm.**

Den sidste række af modstande er sværere for fabrikanten at producere. Derfor oplever man her sjældent samtlige værdier men måske kun E6 rækken på:

### **1 M 1,5 M 2,2 M 3,3 M 4,7 M 6,8 M og 10 M ohm i næste række.**

Til beskrivelse af disse forskellige modstande benyttes som før omtalt farvede ringe. Det er normalt med 3 ringe plus eventuelt en speciel ring for tolerancen. De to første ringe angiver rene tal og den tredie ring angiver antallet af nuller. Det er udførligt beskrevet i tillægsafsnittet T2, hvorledes man aflæser farverne. Vi kan blot her nævne, at man fandt på at benytte farverne i spekteret (regnbuen) i talrækkefølge.

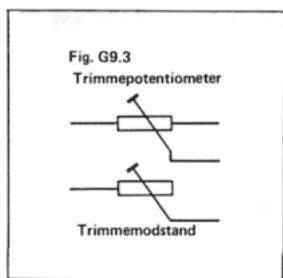
**Derfor er sort = 0, brun = 1, rød = 2, orange = 3, gul = 4, grøn = 5, blå = 6, violet = 7, grå = 8 og hvid = 9.**

En modstand vendes med de tre farvering til venstre og aflæses mod højre. Er en modstand forsynet med farveringene rød, violet og orange, er den på 27.000 ohm eller 27 kohm som det også hedder. Vil man vide mere om farvekoder, kan afsnittet T2 læses nu.

## **METALFILMMODSTANDE**

Ligesom kulmodstande fremstilles metalfilm modstande på et lille keramisk rør. Men i stedet for at pålægge et kullag, pådampes under vacuum en tynd nickel-chrom film. Derefter skæres en snegl gennem filmen til man når den rigtige modstandsværdi. Så er den klar for montage af trådben. Metalfilmmodstande er meget mere støjsvage end kulmodstande, og de kan fremstilles med nøjagtigere tolerancer. Samtidig er de bedre til at bevare værdien ved varierende omgivelsestemperatur. De fleste metalfilmmodstande er værdimærket med 4 ringe. De første tre ringe er rene tal og den 4'te ring angiver antallet af nuller. En 5'te ring angiver tolerancen. Ved kulmodstande er tolerancingene næsten altid sølv eller guld farvede. Det gælder sjeldent metalfilmmodstande. De er meget nøjagtigere, og den 5'te ring til tolerancebestemmelsen er ofte brun (1%), rød (2%) eller grøn (0,5%). Metalffiodstandene fremstilles også efter IEC-normen i E48 (2%), E96 (1%) og E192 (0,5%) rækken.

Metalfilmmodstande er dyrere at fremstille end kulmodstande. Derfor benyttes de kun, hvor der sættes særlige krav til nøjagtighed og egenstøj. Det gælder f.eks. følsomme mikrofon- eller grammofonforstørrelser. Specielt de af typen »Moving Coil». Desuden finder metalfilm modstande udstrakt anvendelse i måleinstrumenter, hvor drift eller unøjagtighed kan bidrage til fejlaflesninger.



**Fig. G9.3.**  
En trimmemodstand har to tilslutningsben, et trimmepotentiometer tre.

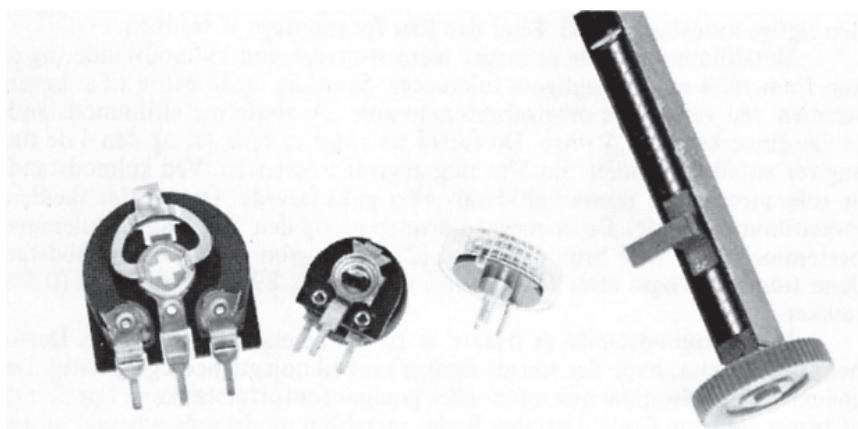
## VARIABLE MODSTANDE OG POTENTIOMETRE

I de fleste elektroniske kredsløb indgår justeringer, hvor man ved at ændre på en strøm eller en spænding kan få kredsløbet til at arbejde bedst muligt. Den nemmeste måde at ændre strøm og spænding på er at indskyde en varierbar modstand. Sidder denne modstand inden i det elektroniske kredsløb, betegnes den trimmemodstand eller trimmepotentiometer.

Men man benytter også variable modstande til justering fra apparaternes yderside. Disse justeringer kaldes potentiometre og benyttes til indstilling af styrke, bas, diskant, balance, spænding, strøm, måleinstrumentets visning og meget mere.

## TRIMMEMODSTANDE OG TRIMMEPOTENTIOMETRE

Illustrationen fig. G9.4. viser forskellige trimmepotentiometre. Til venstre er der et 10-turns (omdrehninger) præcisions trimmepotentiometer. Til højre vises standard trimmepotentiometre fra begge sider. Begge kom-



**Fig. G9.4.**  
Film trimmepotentiometeret har en aksel med snekke. Så skal man dreje 10 omgange fra topstilling til bundstilling. Sådanne trimmere er nøjagtige og stabile, men også kostbare. Standard kulbane potentiometrene til højre er vist i forskellige udformninger.

ponenter er trimme-potentiometre. Det er ret sjældent, man ser trimmemodstande med kun to tilledninger. Fabrikantene har valgt at udforme modstandene som potentiometre, fordi dette kun kræver montering af et ekstra ben. Samtidig er en komponent med tre ben bedre og mere stabilt befæstiget end en med to ben. Det er ret væsentligt, særlig når man betænker, at komponenten jo et antal gange skal kunne belastes mekanisk ved drejning af slæbeskoen.

Trimmepotentiometre fremstilles både med kulbaner og metalfilm baner. Metalfilm trimmere er ofte udført højstabile på et underlag af glas eller porcelain. De er ret kostbare. Kul-bane trimmepotentiometre er på pertinax og derfor ret billige.

Et trimmepotentiometer er mekanisk set udformet, således at det tåler nogen hundrede trimninger. Drejer man mere på trimmeren, vil kulbanen slides, igennem. Modsat almindelige potentiometre, leveres trimmerne normalt kun med en kurveform - LIN. Dvs. for hver drejning vil modstandsværdien ændres lige meget.

## POTENTIOMETRE

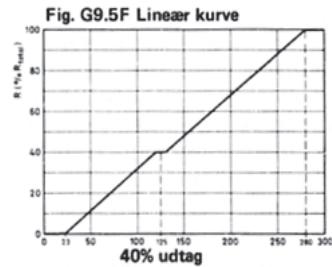
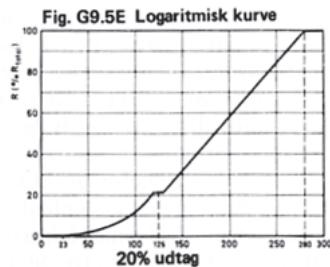
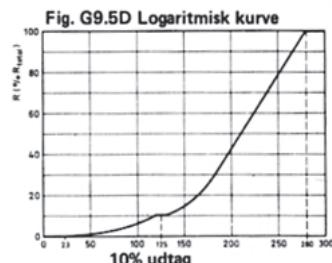
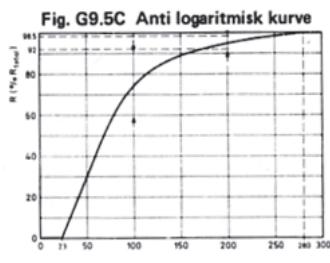
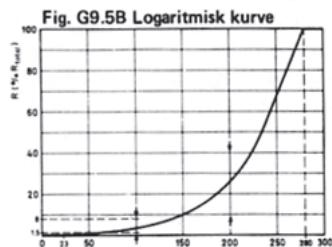
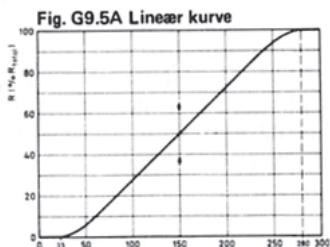
Potentiometre benyttes i elektroniske opstillinger, hvor man ønsker at indstille bestemte funktioner ofte. På forstærkeren er der potentiometre til indstilling af styrke, bas, diskant og balance. På en regulerbar strømforsyning er der potentiometre for indstilling af spænding og strømbegrænsning. Kobler man to potentiometre sammen på en aksel, er det et stereo potentiometer. Man ser også sammenkoblinger med afbrydere.

Potentiometre leveres med forskellige kurveformer. Dvs. ved hver drejning på akslen sker der ikke en tilsvarende modstandsændring. Den mest almindelige ulineære kurveform er LOG-kurven. Den modsatte kurveform er A-LOG-kurven, som kun sjældent benyttes. Potentiometre med LOG kurve indgår normalt i volumenkontroller. På grund af det menneskelige øres logaritmiske følsomhed, må man benytte et logaritmisk styrke potentiometer. Benytter man et LIN potentiometer til styrkeindstilling, vil det lyde som om apparatet for selv en svag opskruning spiller alt for højt.

I mange forstærkere indgår der også et potentiometer af LOG typen med et eller flere udtag. Det hænger sammen med ørets følsomhed for forskellige styrker. De to fysikere Fletcher og Munson udformede kurvesættet af samme navn. Af dette kurvesæt kan man se, at øret ved de lave og høje frekvenser ikke er så følsomt som ved mellemtonen. Ved faldende styrke forringes følsomheden for bas og diskant hurtigere end for mellemtonen. Med en rigtigt udformet logaritmisk volumenkontrol vil en fyldig lyd ved høje styrker lyde tynd ved lave styrker. Derfor har man brug for en regulering, som sænker mellemtonen mere end diskant og bas. Det kaldes for loudness eller fysiologisk regulering. Potentiometrene til dette formål kan være indrettet med udtag ved 10%, 20% eller 40% af modstandsreguleringen. Kurverne på fig. G9.5a-f. viser forskellige modstandsændringer som funktion af drejningen. Fig. G9.6. viser tilkoblingen af en kondensator og en modstand til et fysiologisk udtag. Fig. G9.7. viser forskellige potentiometre af både dreje-og skydetypen.

## PÅVIRKNINGSAFHÆNGIGE MODSTANDE

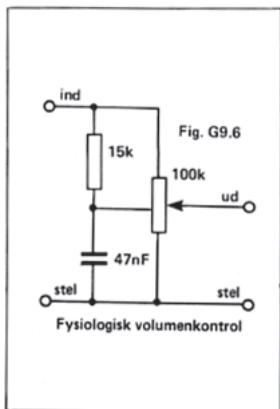
Normalt ønsker man en god stabilitet i faste modstande. En stabilitet



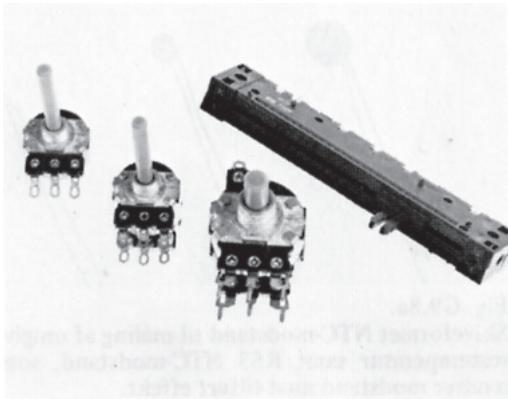
**Fig. G9.5.**

Her er kurverne for forskellige potentiometre med og uden fysiologisk udtag. a) LIN, b) højre LOG, c) venstre LOG, d) LOG med 10% udtag, e) LOG med 20% udtag og endelig f) LIN med 40% udtag.

der ikke påvirkes af ændret temperatur, tryk, fugtighed, lys samt kemisk og elektrisk ændring. Men til måle- og reguleringsformål ønsker man komponenter, der er følsomme for samme ændrede fysiske tilstande. Ved konstruktionen af sådanne komponenter bestræber man sig på at øge følsomheden for en bestemt påvirkning, medens de andre påvirkninger er uønskede og gøres så ringe som mulig. Vi kan lave en hel liste over modstande, der ændrer værdi med påvirkninger af forskellig art:



**Fig. G9.6.**  
En fysiologisk volumenkontrol er logaritmisk og har samtidig en styrke-mæssig frekvensafhængighed. Men sådan en kontrol kan man ophæve den lidt spidse klang, man får, når styrken dæmpes uden fysiologi eller loudness funktion.



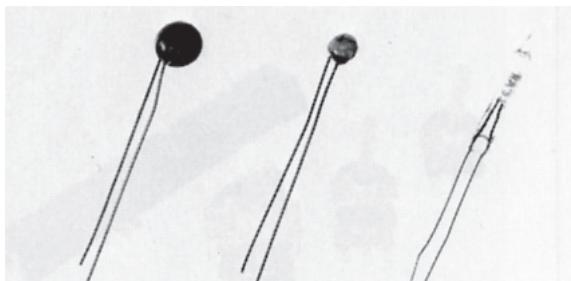
**Fig. G9.7.**  
To drejepotentiometre med henholdsvis 4 og 6 mm aksel samt et skydepotentiometer.

- 1) NTC-modstande - får faldende modstand med stigende temperatur.
- 2) PTC-modstande - får stigende modstand ved stigende temperatur.
- 3) VDR-modstande - får faldende modstand over en bestemt spænding på terminalerne.
- 4) LDR-modstande - af CdS (Cadmium Sulfid), giver lavere modstands værdi med stigende belysning.
- 5) Kalalytisk detektor - går også under fællesbetegnelsen gas- og røg detektor samt ion detektor.
- 6) Strain Gauges - ændrer modstand med træk og tryk.

### NTC-modstande

Man skelner mellem to former for NTC-modstande. Den ene type ændrer modstand med omgivelserstemperaturen og den anden ændrer modstand som en funktion af den effekt, der afsættes ved strømgennemgang. Endelig findes der en speciel afart, som har indbygget glødetråd til opvarmning af NTC-modstanden.

De almindeligste NTC-modstande er skiveformede og har farvekode mærket modstandsværdi ved 20°C. De er mellem 5-10 mm i diameter og benyttes til måling af temperatur i omgivelserne. Den ret store masse giver en tidskonstant på flere minutter. Dvs. modstandsværdien ændres kun langsomt over nogle minutter. Enkelte af denne slags NTC-modstande indstøbes i ge-

**Fig. G9.8a.**

**Skiveformet NTC-modstand til måling af omgivelsestemperatur samt R53 NTC-modstand, som ændrer modstand med tilført effekt.**

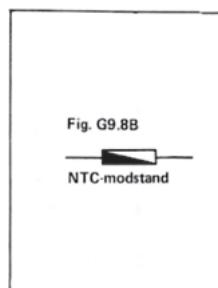
vindhuse af f.eks. aluminium. Så kan man spænde dem på køle- og varmeplader og kontrollere overfladetemperatur.

Et eksempel på en effektafhængig NTC-modstand er R53'eren, som bl.a. benyttes i JK03 tonegeneratoren. Den lille NTC-modstand er mindre end et knappenålshoved og indbygges forsvarligt i et lufttømt glashus. Derved kan kun strømmen gennem NTC'en påvirke til en ændret modstandsstørrelse. Ved at indskyde denne NTC-modstand i modkoblingskredsløbet får man en konstant justering af generatorens udgangssignal. Derved bliver signalet altid det samme uanset frekvensindstilling. En NTC-modstand af denne type har overordentlig lille masse, og når man kun skal opvarme en lille masse, kan det gå hurtigt. I den nævnte tonegenerator indstiller NTC-modstanden sig på mindre end 2 sekunder. Ved 20°C er R53's modstandsværdi 4,7 kohm.

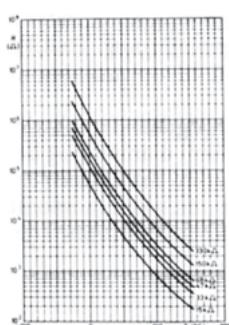
NTC-modstande fabrikeres af metaller i jern-gruppen ved tilsætning af Nickel, Cobolt og Lithium. Fig. G9.9. viser en typisk kurve for en skive-NTC-modstand ved forskellige omgivelsestemperaturer. Fig. G9.10. viser, hvilken strøm og spænding, der skal lægges på en isoleret NTC-modstand for at opnå en bestemt modstandsværdi. Der vises flere NTC-typer i samme skema - fra 4,7 kohm til 68 kohm.

### PTC-modstande

På fig. G9.i i. sammenlignes modstandsforholdet ved varierende temperatur for en NTC-modstand og en PTC-modstand. Det første man observerer er, at modstandsændringen sker den modsatte vej. Hvor NTC'en fik lavere

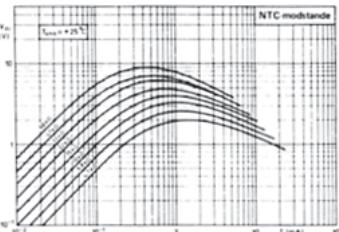
**b. Diagramsymbol.**

**Fig. G9.9.  
6 forskellige skive NTC-modstandes modstandsværdi ved forskellige temperaturer.**



**Fig. G9.10.**

8 forskellige effektafliængige NTC-modstande. På kurven er modstands-værdierne givet ved ændringer i påført strøm og spænding. En fast modstand ville således afbilledet have vist en lineær streg. NTC-virkningen indtræder der, hvor kurven begynder at krumme.

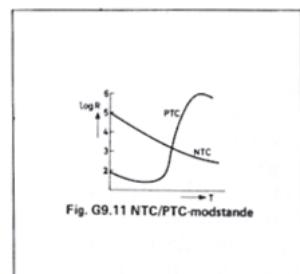


modstand ved stigende temperatur, får PTC-modstanden stigende temperatur. Af kurven ses også at PTC-modstanden til forskel for NTC'en kun virker med positiv temperatur koeficient i et begrænset område, men den procentvise ændring er større. Udenfor området er koeficienten nul eller negativ. PTC-modstande benyttes fortrinsvis til beskyttelse af forskellige kredsløb. Hvis et relæ eller en motor kan blive overophedet, kan man indsætte en PTC-modstand. Den vil skruer ned for strømmen, så apparatet ikke ødelægges. PTC-modstande er opbygget med forskellige komplicerede oxyder som f.eks. BaTiO<sub>3</sub>. Ved processen brændes kemikaliet ned i en keramisk skive under tilføring af ilt. Derved dannes der i keramikkens overflade et tyndt halvledende lag med en positiv temperaturafhængig modstands værdi.

**Fig. G9.11.**

PTC-modstanden ændrer sig meget kraftigere indenfor et mindre temperaturområde end NTC-modstanden. Til gengæld kan PTC-modstanden kun anvendes i det specificerede område.

Udenfor bliver temperaturkoeficienten negativ eller nul.

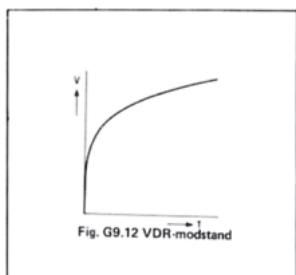


### VDR-modstande

Man har også modstande som med stigende spænding får faldende modstand. Det er de såkaldte VDR-modstande (Voltage Dependent Resistors), som også benævnes Varistorer.

Sætter man spænding på en VDR-modstand, vil der kun gå en lav strøm i starten. Ved en ganske bestemt spænding over VDR'en vil der pludselig gå en stor strøm. Det kan benyttes til kredsløb, hvor man har problemer med overspænding og gnistdannelse. Tilkobles et sæt relækontakter en motor, kan motoren give en større eller mindre gnist over kontakterne, - både når relæet slutter og bryder strømmen. Gnisten opstår, fordi spændingen kortvarigt som følge af induktion stiger til mange tusind volt. Sætter man en VDR-modstand over kontakterne, vil gnisten gå gennem VDR'en, der ikke brændes itu som et sæt kontakter.

VDR-modstande er opbygget af silicium carbid, zink oxid eller titanium oxid. Kurven fig. G9.12 viser den typiske sammenhæng mellem spænding og strøm på en VDR. Læg mærke til at kurven ligner en zenerdiode (beskrives i et senere afsnit), men at virkningen både gælder positive og negative spændinger (zenerdioder kun den ene vej).

**Fig. G9.12.**

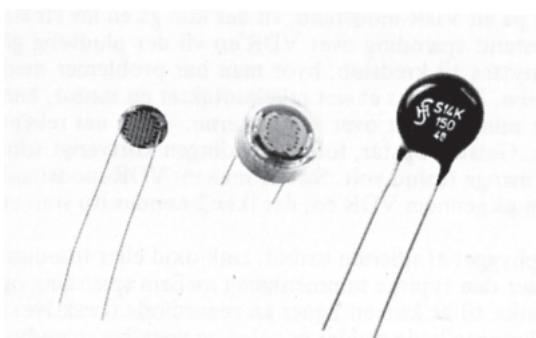
En VDR-modstand får ved en bestemt spænding en brat faldende modstand. Derfor benyttes VDR'er til gnistundertrykkelse ved induktionsspændinger.

## LDR-modstande

LDR-modstande er opbygget af Cadmium-Sulfid. Dette materiale har den egenskab, at det leder elektronstrømmen overordentlig dårligt, når det anbringes i totalt mørke. Men så snart man sender lys mod Cadmium-Sulfiden, frigøres en mængde elektroner fra de ordinære atomplaceringer. Derved falder modstanden drastisk. Materialet bliver ledende. Så snart lyset slukkes, falder de frie elektroner tilbage til atomerne og modstandsverdien stiger. Illustrationen fig. G9.13. viser to forskellige LDR-modstande og en VDR-modstand. Bemærk det typiske slyng-mønster på LDR-modstandene. Kurven fig. G9.14 viser den typiske sammenhæng mellem belysningen til en LDR-modstand og modstandsverdien. Modstanden ændrer sig næsten lineært med belysningen. Jo mere lys, desto lavere modstand. Fig. G9.15. viser den spectrale følsomhed for CdS, LDR-modstanden. Den største følsomhed ligger omkring det langbølgede røde lys.

En CdS fotocelle kan ikke reagere særligt hurtigt på lysændringer. Det tager forholdsvis lang tid for cellen at ændre modstand fra totalt mørke til dagslys. Den typiske ændring per modstandsenhed er 1-2 sekunder/200 kohm. Da en CdS fotocelle udmærket kan variere fra 100 ohm til 10 Mohm, kan den totale ændring altså være hele 50 sekunder. Derfor kan man f.eks. ikke benytte en CdS fotocelle som modtager i et lysfjernstyringssystem. Her benyttes IR-dioder eller IR-transistorer. CdS cellen har dog andre features. F.eks. regulerer den strømmen lige godt i begge retninger. Det kan en fotodiode ikke.

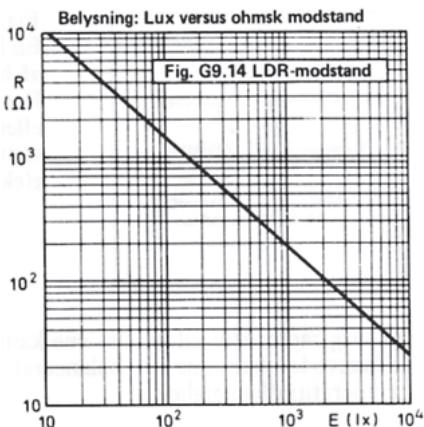
Derfor kan CdS cellen benyttes til signalregulering (automatisk volumenkontrol) uden tilføring af forvrængning.

**Fig. G9.13.**

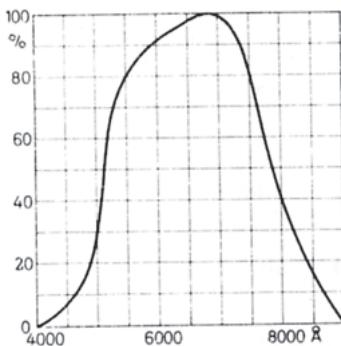
To forskelligt indkapslede LDR-modstande og en VDR-modstand. Bemærk slyngmønstret der er typisk for LDR-modstande af CdS typen.

**Fig. G9.14.**

En LDR-modstand er påvirkelig af lys. Med stigende belysning får den faldende modstand. Kurven viser forholdet mellem belysningen i lux og modstanden i ohm.

**Fig. G9.15.**

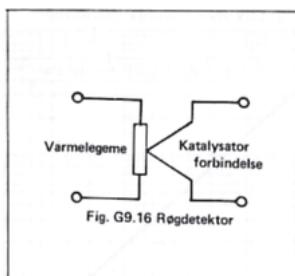
CdS cellen er mest rødfølsom på ca. 6800 Å.



## Katalytiske detektorer

En katalytisk detektor kan afgive en modstandsændring som en funktion af en forbrænding af visse kulbrinter. Der findes detektorer, som er spesielt følsomme over for spritdampe, -  $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$ . Ved fremstillingen har man pålagt et lag porcelain på en lille glødetråd. Porcelainnet opvarmes af glødetråden til nogen hundrede grader. Den på procelainet udfældede katalysator vil påvirke forbrændingen af de brændbare gasser, der er i nærheden. Derved kommer der en ledende forbindelse mellem glødeviklingen og den ydre viking på katalysatoren. Forbindelsesmodstanden vil være afhængig af koncentrationen. Med bestemte katalysatorer vil spritdampe forårsage ændret modstand. Disse detektorer benyttes som alkoholtestere. Andre detektorer er forsynet med katalysatorer for CO, - kulalte. De er gode til at måle koncentrationer af røg. Derfor benyttes de til brandalarmer.

En særlig type detektor til samme formål er ion-kammeret. Det kan også give en modstandsændring som følge af en luftionisering, om end der her er meget store impedansniveauer. Så store at man kun kan benytte FET-transistorer i indgangsforstærkere n. Ion-detektoren har to kamre, der bestråles fra

**Fig. G9.16.**

En katalytisk detektor benyttes til detektion af brændbare luftarter. Rb er glødetråden. Den opvarmes normalt med 1 volt 1 ampere eller 5 volt 200 mA. Når den rigtige gas sætter sig på katalyserøret, går der strøm til elektroderne til højre.

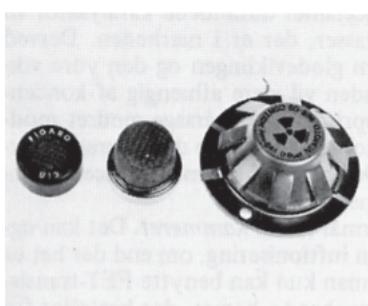
en svag radioaktiv kilde. Det ene kammer er åbent, - det andet lukket. Ved at indsætte ion-kamrene i en balanceret indgangsforstærker kan man opnå en lav temperaturafhængighed.

### Strain Gauges

Strain Gauges er små flexible bånd med modstandsmønstre. De benyttes til måling af tryk og træk. Det der sker er simpelthen, at modstanden trækkes længere. Derved vil modstandsbanerne blive længere og tyndere, hvilket giver en øget modstand. Mønsteret i en stram gauge kan bestå af mange hundrede parallelstående baner. Derved opnås større modstandsændring. Strain Gauges indgår ofte i brokoblede indgangstrin. Kun da kan man udnytte den ganske lille modstandsændring til en nøjagtig måling, som bl.a. ikke er påvirket af temperaturen.

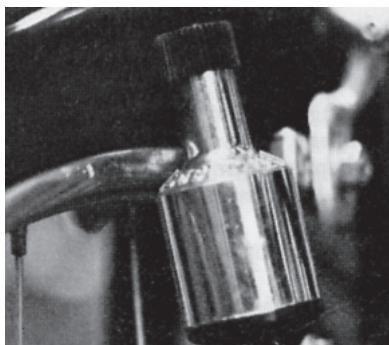
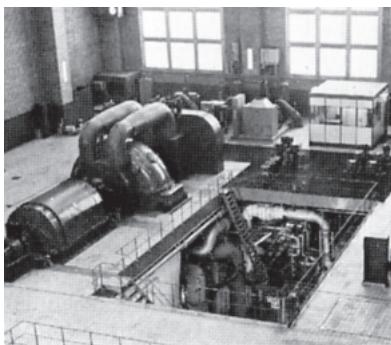
### KONKLUSION

Vi har lært, at der findes mange forskellige modstande, og at nogen af de faste modstande er mærket med en farvekode. Flere modstande er variable. Mellem dem skelnes de to hovedgrupper trimmepotentiometre og alm. potentiometre. De første benyttes næsten altid inden i apparaterne, de sidste til daglige ydre indstillinger. En helt speciel gruppe er de påvirkningsafhængige modstande. Her har man øget følsomheden for lys, varme eller kemiske luftarter. Der findes næsten enhver modstandstype med ønsket fysisk afhængighed.

**Fig. G9.17.**

Sammenligning af en katalytisk røgdetektor - den med et lille net, og en Ion-detektor med radioaktiv kilde.

# G10 - VEKSELSTRØM & VEKSELSPÆNDING



**Fig. G10.1.**

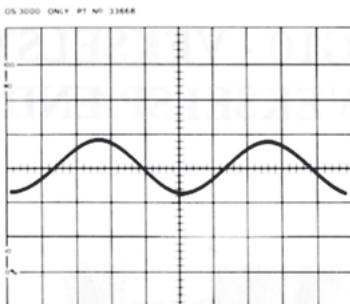
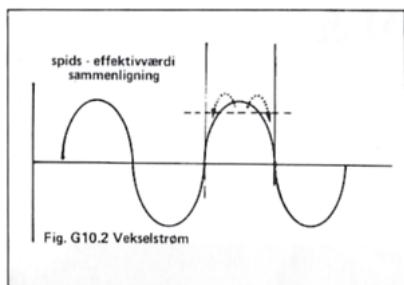
To former for elektricitetsmaskiner efter dynamoprincippet. Et kraftværk til frembringelse af elektricitet (a) og en cykeldynamo (b) er opbygget efter samme principper. På kraftværket drives dynamoen af en dampturbine. På cyklen er det pedalkraften.

## VEKSELSTRØM & VEKSELSPÆNDING

Det, at H.C. Ørsted i 1820 opdagede sammenhængen mellem elektricitet og magnetisme, satte i midten af det 18<sup>th</sup> århundrede virkelig gang i eksperimenterne. De første jævnstrømsdynamoer så dagens lys. Pudsigt nok er det sværere at lave jævnstrøm end vekselstrøm på en dynamo. Det kræver et antal drejelige kontaktforkbindelser til akslen. Men helt op til 1950'erne var der endnu mange jævnstrøms elektricitetsværker i drift. Først senere blev vekselstrømmen vor daglige el-energikilde. Idag er der ikke nogen jævnstrøms elektricitetsværker tilbage. Det hænger sammen med de mange flere fordele, vekselspændingen giver. Vekselspændingen kan omformes i transformatorer uden særlige tab. Derved kan man få nøjagtig den spænding, som er mest fordelagtig til opgaven. En anden ting er, at vekselspændingen kan drive kontaktløse maskiner. Dvs. der er ingen andre slidbare dele end motorlejem. Desuden har vekselspændingen idag så stor konstans, at man direkte kan drive elektriske og elektroniske ure efter dens svingninger.

## HVORLEDES OPSTÅR VEKSELSPÆNDING

Vikler man en masse ledningstråd omkring et magnetiserbart materiale, har man en dynamospole. Bevæger man nu en magnet forbi spoleenden med



**Fig. G10.2.**

Tegningen (a) viser, hvorledes sinusspændingens top puttes ned i mellemrummene. Derved opnås et mål for den tilsvarende jævnspændingseffekt. Spidsspændingen for en sinusspænding  $\sqrt{2}$  gange større. Oscilloskopbilledet (b) viser sinusspændingen på nettet.

en jævn hastighed, vil der komme en veksleende spænding på spolen. Vekselstrønmens styrrelse er afhængig af nærheden til spoleenden. Oppændes magneten på en motoraksel og drejes den rundt med en jævn hastighed, vil spændingen tidsmæssigt betragtet være sinusformet. Fig. G10.2. viser en sinusspænding fra en vekselspændings dynamo. Både det store kraftværk og en lille cykeldynamo giver denne vekselspændingsform.

## VEKSELSPÆNDING KAN SAMMENLIGNES MED JÆVNSPÆNDING

Vekselspændingen har aldrig samme spænding inden for et kort tidsrum. Den skifter hele tiden polaritet og styrke. Alligevel kan man på flere områder beregne med vekselspænding og vekselstrøm, som om det var jævnspænding og jævnstrøm. Vekselspændingen, der i Europa skifter polaritet 50 gange i sekundet, kan opfattes som en jævnspænding, når man tager »toppen» af spændingen og fylder den ned i bunden (fig. G10.2.). Derved får man en firkant-formet vekselspænding med konstant styrke hele tiden. Tilslutter man denne spænding til f.eks. en varmeovn, vil den give den samme varme, som den sinusformede vekselspænding gav. Det er den firkantede vekselspænding, der forårsager den sammenlignelige effekt mellem vekselspænding og jævnspænding. Derfor angives vekselspænding normalt som den såkaldte effektivværdi. Netspændingen fra vore kontakter er opgivet som effektivværdi. Det betyder, at vor netspænding på 220 volt vil veksle mellem +310 volt til 0 og videre til -310 volt. Spændingen 310 volt opstår som følge af den geometriske sinuskurve i toppunktet. Enhver sinus effektivspænding er 1,41 gange større i spidsen. Fra side til side svinger spændingen  $2 \times 310$  volt. Disse 620 volt benævnes ofte pp-spænding (eng. Peak to Peak = Spids til Spids). Dette er årsagen til, at man ved ensretning af en vekselspænding og efterfølgende akkumulering af spændingen i en kondensator kan opnå højere jævnspænding end den vekselspænding, man sender ind!

## HVAD ER EN FREKVENS?

Frekvens er navnet på antallet af svingninger i eet sekund. Det kan være

alle former for svingninger, - både mekaniske og elektriske svingninger. Når vi idag beskriver netfrekvensen som 50 Hertz, siger vi, at den svinger 50 gange mellem plus og minus i et sekund. I Amerika er netfrekvensen 60 Hertz. Dvs. der svinger den fra plus til minus 60 gange i sekundet.

Angivelsen Hertz forkortes Hz og er navnet på den tyske fysiker og professor Heinrich R. Hertz, som på universitetet i Bonn opdagede sammenhængen mellem elektriske svingninger og lysbølgernes svingninger (1889)

I de følgende afsnit støder vi på vekselspændinger og strømme med mange andre og meget høje svingninger. Det hænger sammen med at alt elektrisk - lige fra cykeldynamoen til satellit-senderen - arbejder med svingninger. Ved udbredelse af radiobølger benyttes hurtige elektriske- og magnetiske svingninger til overførsel af signaler gennem atmosfæren.

Man kan opstille et skema over hvilke frekvenser, der benyttes til hvilket formål:

<b>Frekvensområde</b>	<b>Anvendelse</b>
<b>16 - 20.000 Hz</b>	Hørbare toneområde for mennesker
<b>20 kHz - 150kHz</b>	Ultralyd og IR-modulation
<b>150 - 300 kHz</b>	Langbølge radiofoni og telegrafi
<b>520 - 1600 kHz</b>	Mellembølge radiofoni og telegrafi
<b>2.3 MHz - 26 MHz</b>	Kortbølge radiofoni, telegrafi & amatører
<b>26.965 - 27.225MHz</b>	Licensfrit privatradio bånd
<b>48.25 - 62.25 MHz</b>	TV bånd 1, kanal 2 - 4
<b>65.96 - 72.89MHz</b>	FM-stationer, Polen
<b>85.7 - 102.4 (108) MHz</b>	FM-stationer for radiofoni i Europa
<b>144,0 - 146,0 MHz</b>	Amatør radio (2-meter båndet)
<b>175,25 - 217,25 MHz</b>	TV bånd III, kanal 5 - 11
<b>432 - 438 MHz</b>	Amatør radio (70 cm båndet)
<b>471,25 - 759,25 MHz</b>	TV bånd 4 - 5, kanal 21 - 57
<b>1.296 - 1.314 MHz</b>	Amatør radio (23 cm båndet)
<b>3 - 6 GHz</b>	Satellit kommunikation
<b>over 10 GHz</b>	Radar
<b>over 100 GHz</b>	Lys og kosmisk stråling

Ligesom ved modstande og kondensatorer må man forkorte de elektriske angivelser for frekvens:

kilohertz forkortes kHz og  $1 \text{ kHz} = 1.000 \text{ Hz} = 10^3 \text{ Hz}$

megahertz forkortes MHz og  $1 \text{ MHz} = 1.000.000 \text{ Hz} = 10^6 \text{ Hz}$

gigahertz forkortes GHz og  $1 \text{ GHz} = 1.000.000.000 \text{ Hz} = 10^9 \text{ Hz}$

## ANDERLEDES FORMEDE VEKSELSPÆNDINGER

Den sinusformede vekselspænding opstår naturligt i en dynamo. Men der findes også andre spændingsformer. Fig. G10.3. viser vekselspændinger med firkantform, trekantform og savtakform. Sådanne vekselspændinger skaltes normalt elektronisk med bestemte formål for øje. Ofte er spændingerne ret lave, og de betegnes derfor signalspændinger. Signalspændinger ligger nor-

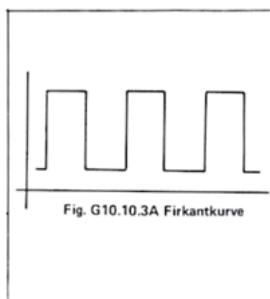


Fig. G10.10.3A Firkantkurve



Fig. G10.3B Savtakkurve

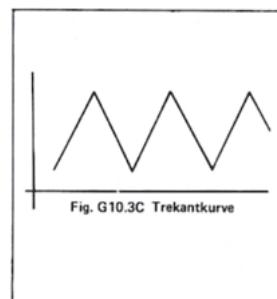


Fig. G10.3C Trekantkurve

**Fig. G10.3.**

Tre kurver for signalspændinger som ofte forekommer i elektronikken. a) er en firkant vekselspænding, b) er en savtakspænding og c) er en trekantet vekselspænding.

malt under 10 volt og går endnu længere ned. Man kan opstille et skema over typiske signalspændingers størrelse og brug.

**Signalstørrelse i volt-eff.****Anvendelse**

**1 - 10 uV ( $10^{-6}$  volt)**

**FM og VHF radiomodtagere antenneingang**

**10 uV - 100 uV ( $10^{-5}$  volt)**

**AM radiomodtagere til mellembølge og lang bølge**

**100 uV - 1mV ( $10^{-4}$  volt)**

**Moving Coil pick-up's**

**1 - 5 mV ( $10^{-3}$  volt)**

**Dynamiske pick-up's**

**100 mV - 240 mV ( $10^{-2}$  volt)**

**Standard signalkilder til audio, f.eks. FM/AM tuner udgang**

**250 -775 mV (775 mV = 0 dB/600 ohm)** Forstærker udgangssignal til udgangsforstærkere

**over 1 volt** Højttalersignaler

Apparater til kontrol af de nævnte eksempler må altså kunne afgive de signaler, man kan få brug for. En radio målesender skal kunne give 1 uV til 100 mV og en tonegenerator til måling på audioforstærkere 1 mV til 1 volt.

**KONKLUSION**

Vekselsspænding kan fremstilles ved at lade en magnet rotere foran en spole. Frekvensen er et mål for antallet af svingninger pr. sekund. Netfrekvensen i Europa er 50 Hertz (Hz). Det er en langsom frekvens. Nogen af de højeste frekvenser er lys, som svinger over 100.000.000.000 gange i sekundet (100 GHz). Når en vekselspænding er meget lille, betegnes den et signal. Det signal en radiomodtager får fra antennen er på få millionedele af en volt. Forstærkere fødes med signaler i millivoltområdet.

# G11 - SPOLER

## SPOLER

Spolens opfindelse er nært knyttet til Ørsteds opdagelse af sammenhængen mellem elektricitet og magnetisme. Ved Ørsteds allerførste forsøg konstaterede han, at en enkelt leder med strøm gennem kunne påvirke kompasnålens udslag. Det var derfor nærliggende for Ørsted at forme sin ledning i en ring og senere som en spole til opnåelse af større og større magnetfelt.

Det Ørsted havde skabt var en elektromagnet. Senere opdagede man, at magnetvirkningen kunne koncentreres med en stang af blødt jern indeni spolen. Derved kunne magnetvirkningen øges til et smalt område omkring stanagens ender.

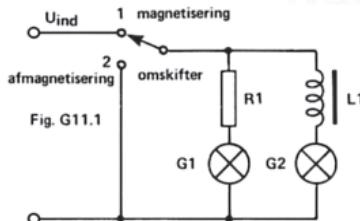
Der skulle gå nogen år, før man blev klar over, at en spole kunne give en modsat rettet spænding, når den blev utsat for et magnetfelt. Det skabte grundlaget for dynamoer og motorer.

Den amerikanske fysiker J. Henry, som var professor i matematik på Princeton universitetet fra 1826, fremsatte beregninger for de virkninger og sammenhænge, der fandtes i elektromagnetismen. Henry blev belønnet ved, at man opkaldte den elektriske enhed for en spoles størrelse: henry eller Hy. Betegnelsen for denne grundenhed er selvinduktion. En spole har nemlig den egenskab, at den sender en næsten lige så stor spænding retur til en strømkilde, som strømkilden selv giver fra sig. Straks når man har tilsluttet f.eks. 6 volt vil spolen selv inducere 6 volt tilbage igen. Først efter nogen tid er spolens magnetfelt opbygget, og så begynder der at gå en egentlig jævnstrøm i spolen.

Når strømmen atter tages fra spolen, vil den forsøge at holde strømmen konstant, til magnetfeltet igen er brutt ned. Hvis man åbner en kontakt til en spole, kan spændingen stige til mange tusinde volt. Det vil kunne forårsage gnistdannelse, fordi spændingen over spolen prøver at stige, så der går den strøm, der skal.

De af vore læsere, der har prøvet at ohmmåle på en relæspole eller en transformator, vil vide, at man kan få et ret pænt stød i fingrene, når ohmmeteret igen fjernes. Det hænger sammen med, at ohm-meterets prøvepinde ofte fjernes, før man slipper de ben, man har ohm'er på. Derved stiger spændingen til nogen hundrede volt, og strømmen udlades den nemmeste vej - dvs. gennem fingrene.

Opstillingen på fig. G11.1. demonstrerer spolevirkningen. Uind er en jævnspænding på f.eks. 10 volt. G1 og G2 er to glødelamper og R1 er en modstand med samme værdi som jævnstrømsmodstanden i selve spolen L1. Spolen L1 vælges så stor som mulig og med så lille spolemodstand som mulig. Benyt evt. en stor transformator som spole. Med omskifteren i position 2 er der ikke spænding på nogen af lamperne. Hverken gennem modstand eller spole. Sættes omskifteren i stilling 1, vil G1 tænde straks og G2 lidt efter. Det er fordi spolen til at starte med yder en induktionsspænding. Få øjeblikke efter er magnetfeltet i spolen opbygget, og så går der strøm i G2 glødelampen. Når

**Fig. G11.1.**

**Spolens virkning over for jævnstrøm vises bedst med dette arrangement. En stor spole - f.eks. primæren på en kraftig nettransformator - sættes i serie med en lampe. En anden lampe sættes i serie med en modstand af samme størrelse som kobbermodstanden i spolen. Når kontakten sluttet til 1, vil G1 tænde først, - derefter G2. I position 2 vil G2 lyse uden ydre strøm til magnetfeltet i spolen er tömt.**

kontakten atter stilles i stilling 2, slukkes G1 straks, men G2 lyser lidt længere. Det er fordi magnetfeltet under nedbrydningen frigives som elektricitet. Hvis spolen er stor, kan den give strøm nok til at lampen G2 kan lyse kortvarigt.

### SPOLENS STØRRELSE

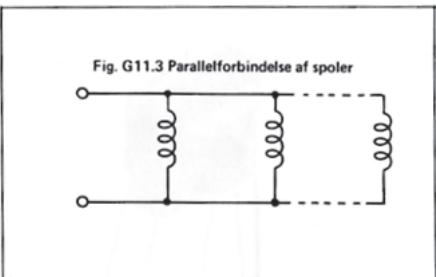
Forskeren R. Henry fremsatte en lov for størrelsen af en spole. Loven siger at:

**Induktansen i en spole er 1 henry, når der induceres 1 volt ved en strømændring på 1 ampere pr. sekund.**

Nu er en strøm på 1 ampere en stor størrelse i forhold til de små strømme, der går i spoler og afstemte kredse i moderne elektronik. Derfor er størrelsen 1 henry sjælden. De spoler, man støder på, er sjældent på mere end 100 mH.

**Fig. G11.2 Serieforbindelse af spoler****Fig. G11.2. Serieforbindelse af spoler.**

**Fig. G11.3.**  
Parallelforbindelse af spoler.



## SAMMENKOBLING AF SPOLER

Ligesom ved kondensatorer og modstande kan man koble spoler sammen i serie og parallel. Hvis man kobler spoler i serie, får man en resulterende induktans, der er summen af hver spole:

$$L_x = L_1 + L_2 + L_3. \dots$$

Seriekobling af spoler kan jo faktisk blot opfattes som en spole med flere vindinger over.

Hvis man kobler spoler i parallel, bliver den resulterende induktion mindre end den mindste spole:

$$\frac{1}{L_x} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_4} \dots$$

Det er nu sjældent, at man kommer ud for at skulle sammensætte spoler i serie eller parallel. I langt de fleste kredsløb prøver man at undgå spoler. Dels er de kostbare at fremstille, dels fylder de meget og dels er de følsomme for magnetiske felter. Det kan give problemer i forbindelse med nettransformatorer eller højttalere i umiddelbar nærhed.

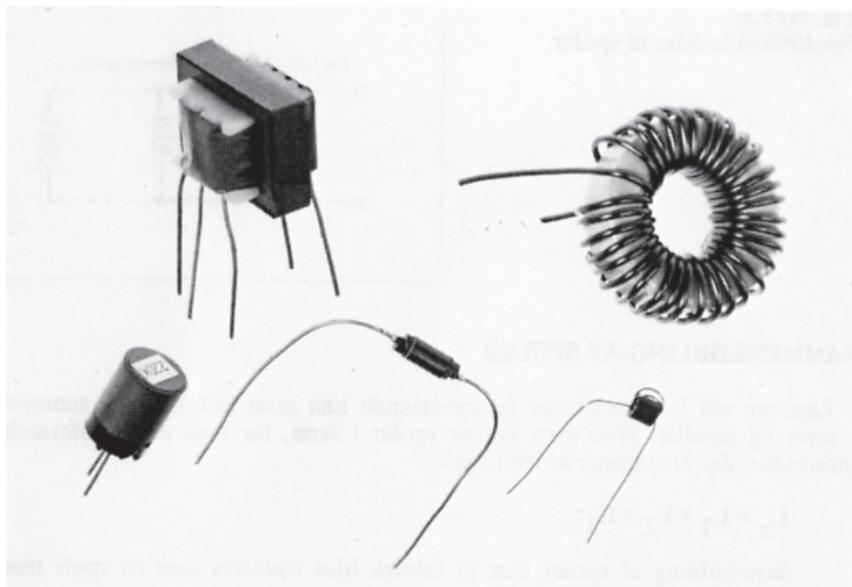
## SPOLETYPER

Der findes mange spoletyper. De fleste er beregnet for høje radiofrekvenser og indgår der som adskillelse i filtre og som afstemte kredse. Fotoet fig. G11.4. viser nogle typiske og meget forskellige spoletyper.

Den største ligner en transformator. Mange transformatorer har da også en ganske betragtelig selvinduktion. Til højre for den transformatorlignende spole ses en ringkeme støjspole, og nedenfor fra venstre mod højre er der en tonespole til equalizere, en modstands-lignende drosselspole til filtrering i VHF opstillinger, og endelig til sidst en lille hjemmelavet FM-filterspole med to tynde vindinger tråd på en ferritperle. Kun den helt store spole vil kunne anvendes i forsøget fig. G11.1.

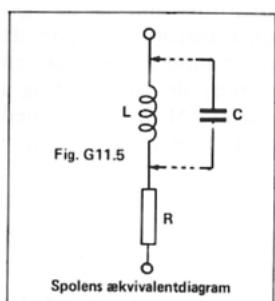
## SPOLENS ÅEKVIVALENT

En spole består normalt af kobbertråd viklet på en passende kerne - ofte af jern eller ferrit. Hvis spolen skal give stor selvinduktion, må man benytte

**Fig. G11.4.**

5 forskellige spoler til forskellige formål. Øverst fra venstre mod højre og nederst fra venstre mod højre: Transformatorlignende spole med stor selvinduktion, ringkerne støjspole, tonespole, VHF drossel el. filterspole og hjemmelavet spole til FM med to vindinger kobbertråd gennem en ferritperle.

mange vindinger. Det vil ofte give en ikke helt lille kobbertabs modstand. Desuden ligger der ofte mange vindinger tæt sammen. Derfor vil der også i en spole være en resulterende ækvivalent kondensator virkning. Fig. G11.5. illustrerer dette i diagramform. Man kan ganske vist øge spolens selvinduktion ved at montere spolen på en kerne af ferrit eller jern, men hvis man alligevel får mange vindinger, er modstanden  $R$  betragtelig.  $R$  kan antage værdier mellem ca. 0 til 1.000 ohm. Kondensatoren  $C$  opstår som følge af den nære placering vindingerne imellem. Værdien kan ligge mellem nogen pF og op til 1 nF.

**Fig. G11.5.**

Spolens ækvivalentdiagram. I store spoler kan seriemedstanden komme op i nærheden af i kilo ohm. Parallelkondensatoren er som oftest i pico-farad størrelsen.

Man skal være opmærksom på, at en spole kan udgøre en resonanskreds med sin egen falske kondensator. Resonanskredse omtales i et af de følgende afsnit.

## KONKLUSION

Spoler er yderst modvillige til at trække strøm, når de tilsluttes en spændingskilde. Først efter en tid begynder strømmen at gå. Det er, når magnetfellet er opbygget. Man siger, at spolen mætter. Spolens størrelse er afhængig af vindingstallet og det magnetiske materiale, man lægger inden i spolen. Store spoler har ofte transformator-jernkerne og små spoler har ferritkerne af sammentrykte pulver-metalforgivelser. I alle spoler indgår serie-modstande i kobberviklingerne. Jo flere og jo tyndere vindinger, desto større seriemodstand.

# G12 - TRANSFORMATORER & NETDELE

## TRANSFORMATORER

Transformatorer og transformatorvirkningen hænger ubrydeligt sammen med spoler og deres selvinduktion, og det er selvinduktionen, man anvender i transformation af en vekselspænding til en anden.

Lad os starte med at sætte jævnspænding på de 2 spoler i fig. G12.1a. ved Uind. Til at starte med går der kun svag strøm, fordi spolen selv ved induktion sender en næsten ligeså stor spænding tilbage. Derefter opbygges magnetfeltet, og strømmen stiger til den maximale størrelse. I fig. G12.1b. er spolen delt op i to ens vindinger. Vi sender igen spænding ind på Uind i den såkaldte primær spole. Derved induceres en ligeså stor spænding i sekundæren. Når spolen er magnetiseret, vil der ikke længere komme nogen modsat spænding ud på hverken primær eller sekundær. Strømmen på primærkredsen vil derfor være maximal og spændingen på sekundær vil falde mod nul. Først når strømmen igen fjernes, vil der komme spænding på sekundærvindingen, fordi magnetfeltet nedbrydes. Det kan lære os den meget vigtige ting: Transformatoren kan overføre vekselspændinger, men ikke jævnspænding.

## PRIMÆR OG SEKUNDÆR VINDINGSFORHOLD

Tilfører man en transformator spænding og er antallet af vindinger på de to spoler det samme, vil spændingerne være de samme på primær og sekundær. Det viser sig, at forholdet mellem vindinger netop giver forholdet i spænding. Laver man en transformator med 1.000 vindinger på primær og 100 på sekundær, så vil 10 volt på primær automatisk give 1 volt på sekundær. Man kan opsætte en forholdsregning:

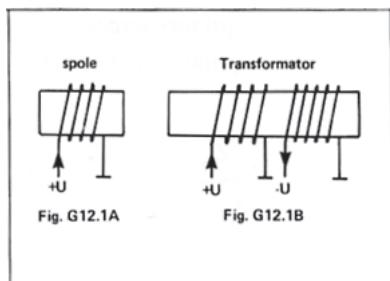
$$\frac{\text{sekundær spænding}}{\text{sekundær vindinger}} = \frac{\text{primær spænding}}{\text{primær vindinger}}, \text{ eller}$$
$$\frac{U_p}{N_p} = \frac{U_s}{N_s}, \text{ eller } \frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

hvor U betegner spænding og N betegner vindingstal.

Oftest vil man komme ud for at spændingen fra en transformator ikke passer helt. Det hænger sammen med, at der er et tab på 10-20 % i en transformator. Derfor fremstiller fabrikanterne transformatorerne med en spænding ved den mærkestrøm, kunden bestiller. Er en transformator således mærket med 220 V/30 V-1 A, vil den ofte give 32 til 34 volt fra sig, når den ikke tilsluttes nogen belastning. Først når den belastes med 1 ampere, vil spændingen falde til de 30 volt. Når man beslutter sig for en transformator til en strømfors-

**Fig. G12.1.**

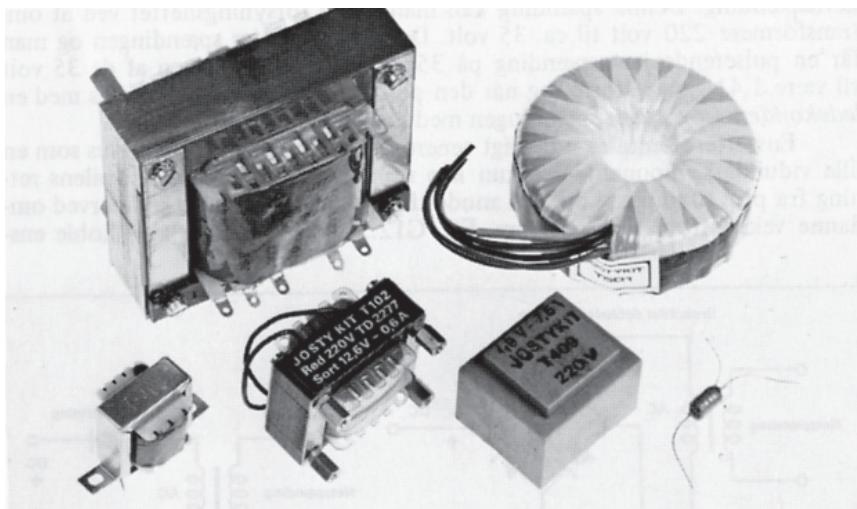
a) en spole sender en spænding retur imod den påtrykte spænding fra et batteri. Denne inducerede spænding kan adskilles som i fig. b, hvor der er to viklinger. Den vikling, man sender spænding ind på, betegnes primær, og den spænding, der kommer ud på benævnes sekundær.



syning, må man samtidig tænke på om netspændingen er nøjagtig 220 volt, og om transformatoren efterfølges af et ensretterkredsløb med ladekondensator. Med det almindelige forsyningsnet må man påregne et spændingssving på  $\pm 10\%$ . Ved ensretning og efterfølgende ladekondensator vil jævnspændingen desuden stige med 1,41 gange.

Det blev nævnt, at forholdene mellem vindingstal og spænding på primær og sekundær af transformatoren var proportionale. I bestemte sammenhænge vil man opgive en impedans i stedet for en spænding eller et omsætningsforhold. Det gælder i forbindelse med signaltransformatorer til mikrofoner og højttalere.

For impedancer gælder, at de forholder sig til spændingsomsætning eller vindingsomsætning med kvadratet:

**Fig. G12.2.**

Forskellige transformatorer. Fra venstre mod højre øverst: a) Almindelig nettransformator med lameleret jemkerne, b) ringkerne transformator med kerne af båndjern (nemmere at begrænse for ydre magnetfelter, men dyrere at bevikle med tråd), c) indstøbt transformator, d) mini nettransformator, e) signaltransformator med balanceret udgang (for højttalertilslutning) og f) tændtransformator for blitz udladningsrør.

$$\frac{\sqrt{\text{primær spænding}}}{\text{primær vindinger}} = \frac{\sqrt{\text{sekundær spænding}}}{\text{sekundær vindinger}}, \text{ eller}$$

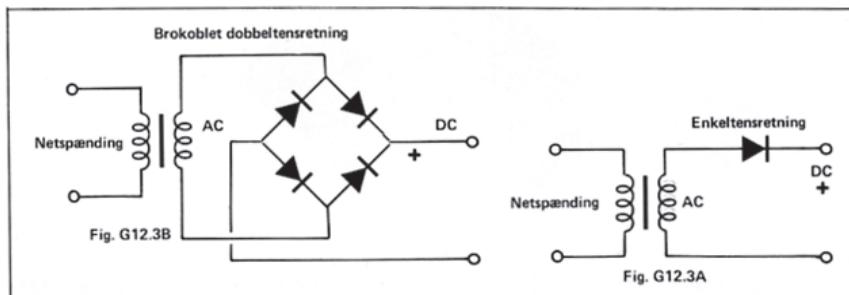
$$\frac{\sqrt{Z_p}}{N_p} = \frac{\sqrt{Z_s}}{N_s}, \text{ eller} \quad \frac{\sqrt{Z_p}}{Z_s} = \frac{\sqrt{N_p}}{N_s}$$

## ENSRETNING

I forbindelse med nettransformatorer, netdrevet apparatur og strømforsyninger møder man ofte betegnelserne AC og DC. Det er de engelske forkortelser for vekselstrøm og jævnstrøm. Betegnelserne står for Alternating Current og for Direct Current. Betegnelserne benyttes i flæng, - også når man i stedet vil beskrive en spænding. Således AC-spænding og DC-spænding, som betegner vekselspænding og jævnspænding. Det transformatoren giver fra sig er altså AC-spænding, og det transformatoren kan trække, er AC (strøm). Efter ensretning tales der om DC-spænding og DC (strøm).

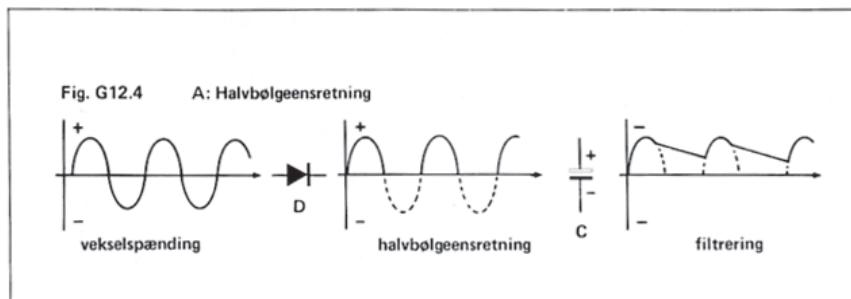
Med en transformator kan man omsætte 220 volt netspændingen til alle andre spændinger. I en strømforsyning til elektronisk apparatur indgår der derfor altid transformatorer. En forstærker f.eks. kræver måske 40 volt jævnspænding. Denne spænding kan man få fra forsyningsnettet ved at omtransformere 220 volt til ca. 35 volt. Derefter ensrettes spændingen og man får en pulserende jævnspænding på 35 volt. Spidsspændingen af de 35 volt vil være 1,41 gange større, og når den pulserende spænding udglattes med en ladekondensator, stiger spændingen med næsten denne faktor.

Ensrettere omtales udførligt senere men skal her blot betragtes som en lille vidunderkomponent, der kun kan slippe strøm igennem sig i pilens retning fra plus til minus, - dvs. fra anode til katode. Ensretteren kan derved om-danne vekselstrøm til jævnstrøm. Fig. G12.3. viser to måder at tilkoble ens-



**Fig. G12.3.**

A) transformator med enkelt ensretning via en diode. B) transformator med dobbelt ensretning via en brokoblet ensretter med 4 dioder. Det kaldes også en Gratz-kobling.

**Fig. G12.4.**

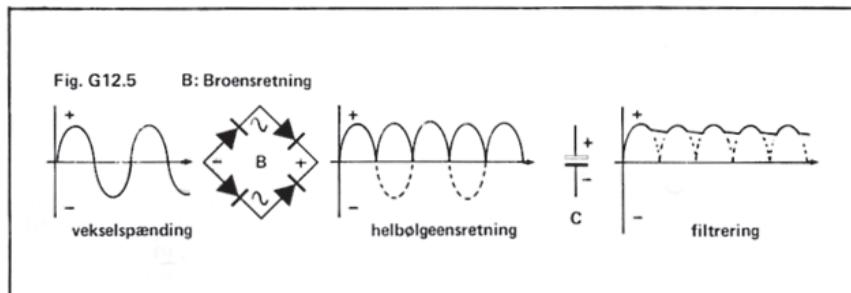
Ved enkelt ensretning af vekselspændingen a, fjernes hver anden vekselspændingsimpuls b, og ladekondensatoren udglatter og vedligeholder spændingen c.

rettere til en transformator. A-metoden med kun een diode ensretter den ene halvperiode fra transformatoren. Det er en billig løsning, men den har den bagdel, at nettransformatoren kommer til at arbejde med jævnstrøm gennem sig. Dioden kan jo kun lede den ene halvperiode vekselstrøm igennem sig. I den anden halvperiode er opstillingen afbrudt. Det vil medføre kraftigt reduceret virkningsgrad, idet transformatoren mættes af magnetisering. Derfor vil transformatoren afgive varme med mindst ligeså stor effekt som den effekt, man aftager i belastningen.

Det er langt bedre at benytte den brokobledte ensretter B med 4 dioder. Her påtrykkes transformatoren ikke en jævnstrøm, og den kan udnyttes fuldt ud. Brokoblingen har samtidig den ekstra fordel, at frekvensen omdannes til 100 Hz. Det giver bedre filtrering med en efterfølgende filterkondensator.

## LADEKONDENSATOR

Efter en ensretter i en jævnspændingsstrømforsyning er der normalt indsats en ladekondensator. Den har til opgave at akkumulere noget af den

**Fig. G12.5.**

Hvis man ensretter vekselspændingen med en brokoblet ensretter, får man en pulserende jævnspænding på den dobbelte frekvens. Spændingen ser ud som på fig. b uden ladekondensator og som på fig. c med ladekondensator.

kraftigt varierende pulserende jævnspænding i korte tidsrum. Ladekondensatoren virker udglattende på jævnspændingen. Jo flere impulser der kommer i sekundet, jo bedre er jævnspændingen holdt ved lige. Det illustrerer diagramtegningerne fig. G12.4-5. Med en enkelt diodeensretning får man kun den vekselspændingsimpuls. Derfor skal kondensatoren fylde et stort mellemrum mellem impulserne op. Det giver igen en øget brumspænding overlejret i jævnspændingen på udgangen. Med den brokoblede ensretter kommer impulserne hele tiden, og der er kun få og små mellemrum, som kondensatoren skal holde spændingen ved lige i. Derfor vil der være en lavere brumspænding med en brokoblet ensretter og samme størrelse ladekondensator. Ladekondensatorenens størrelse bestemmes af den strøm, man vil trække, sammen med den brumspænding man vil tillade. Som tommelfingerregel gælder, at man skal benytte 1.000  $\mu$ F kapacitet for hver 1 ampere, man vil trække ud af en brokobling. Hvis brumspændingen bliver for høj, kan det næsten altid betale sig at inddskyde en elektronisk regulering, frem for at øge ladekondensatoren væsentligt. Ved dimentionering af ladekondensatorenens spænding skal man altid tage i betragtning, at en transformator i tomgang kan give op til 20 % mere spænding fra sig, og at hele spidsspændingen af den ensrettede vekselspænding i tomgang vil lægge sig over ladekondensatoren. Benytter man f.eks. en 30 volt transformator, skal kondensatorenens spænding udregnes således:

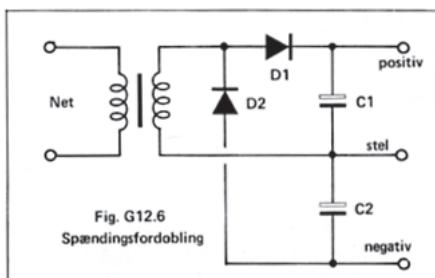
$$C - prøvespænding = (30 \text{ volt} \times 1,41) + 20 \% = 50 \text{ volt.}$$

Hvis man vil flotte sig og samtidig medregne forsyningsnettets svingninger må yderligere 20 % lægges til. Derved kan spændingen komme op på hele 60 volt. En ting der kan være væsentlig ved dimentionering af strømforsyninger. Under alle omstændigheder vil man komme grueligt galt af sted med at benytte en 30 volt's ladekondensator med en 30 volt's transformator. Der vil være direkte eksplorationsfare for kondensatoren, der jo påtrykkes dobbelt så megen spænding, som den er lavet til. Man gør altså klogt i altid at følge formlen:

$$U_C = (U_{AC-IND} \times 1,41) + 20 \%, \text{ min.}$$

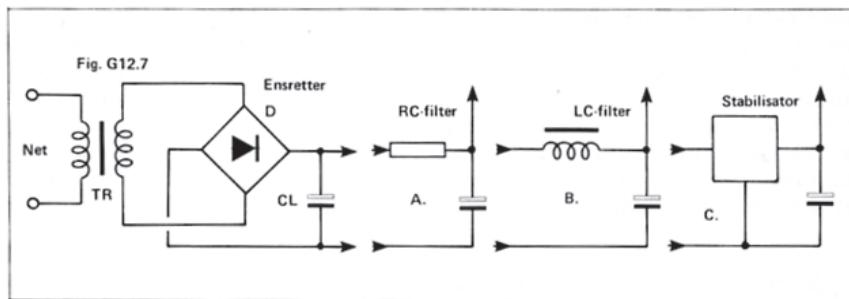
## SPÆNDINGSFORDOBLING

Ved at koble en transformator sammen med to dioder og to kondensatorer, kan man opnå en spændingsdobling. Det er vist i det særlige ens-



**Fig. G12.6.**

Man kan udmærket opnå ensretning af begge halvperioder med bare to ensretterdioder. Opstillingen fungerer som et par sammenkoblede enkelt ensrettere for positiv og negativ elektricitet. Udgangsspændingen bliver dog 2 gange højere end den sædvanlige spidsspænding.

**Fig. G12.7.**

**Brumundertrykkelse med enten a) RC-led, b) LC-led eller c) elektronisk stabilisator. Idag benyttes den sidste metode mest, fordi man kan fremstille prisbillige stabilisatorer i IC-teknik.**

etterkredsløb fig. G12.6. Det der i virkeligheden sker er to enkelt ensretninger af hver halvperiode i vekselspændingen. Lægges spændingen sammen, får man en udgangsspænding:

$$\mathbf{U_{ud} = U_{ac} \times 1,41 \times 2}$$

Opstillingen giver den dobbelte vekselspidsspænding ud som jævnspænding. Det lyder i sig selv dejligt, idet man så sparer et par ensretterdioder. Men besparelsen sættes til livs igen med en ekstra kondensator, og kondensatorerne skal oven i købet beregnes efter frekvensen 50Hz. Derfor kræves der i dette tilfælde 2.000uF kondensatorer per ampere strøm, man vil trække. Alligevel kan spændingsdobleren være nyttig i mere specielle strømforsyninger.

## UDGLATNING OG FILTRERING

Når man har ensrettet en vekselspænding, udglattes jævnspændingen med en ladekondensator. Det blev beskrevet i det foregående afsnit, og et så enkelt ensretterkredsløb er ofte tilstrækkeligt til f.eks. audioforstærkere, som i sig selv benytter en del af modkoblingen til brumundertrykkelse.

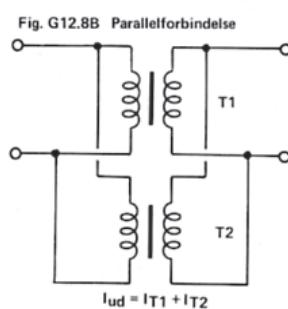
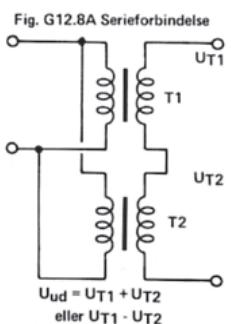
Men til andre kredsløb kan brumspændinger på bare 100 mV være af det onde. F.eks. vil en diodeafstemt FM-radio slet ikke kunne spille med 100 mV brum over forsyningen. Her vil brummet forstærkes i afstemningskredsløbet, så man slet ikke vil kunne høre selve stationen for bar brum. Derfor må man benytte ekstra brumundertrykkende kredsløb. Fig. G12.7. viser tre forskellige muligheder. Der er et RC-led, et LC-led og en elektronisk brumundertrykkelse (a, b og c). RC-ledet har den bivirkning, at spændingen på udgangen ændres proportionalt med belastningsstrømmen. Derfor benyttes RC-led kun i opstillinger hvor forbruget er konstant. Et LC-led er mere ideelt, idet både spole og kondensator kan dæmpe brum, samtidig med at der ikke er særlig stort jævnspændingsfald over spolen. Når denne filtrering sjældent benyttes, hænger det sammen med, at spolerne skal være overordentlig store for at skabe en god filtrering. Elektronisk filtrering af brumspændinger benyttes idag overalt. Med moderne IC-teknik kan man fabrikere små kredsløb, der både holder spændingen stabil og samtidig dæmper brummet. Den brumdæmpen-

de virkning for disse små vidundere ligger på 100 til 1.000 gange. Derfor vil en brumspænding over ladekondensatoren i en IC-regulator kunne dæmpes til 1/1.000 del volt eller 1 mV! Det er tilstrækkeligt til de fleste formål. En elektronisk regulering betegnes ofte stabiliseret. Det er ikke noget normeret udtryk, idet en stabilisering kan være alt fra en ekstra kondensator til et 1.000-kroners elektronisk kredsløb. Alligevel finder denne betegnelse udstrakt brug sammen med elektroniske regulerbare og stabiliserede strømforsyninger. Eksempler herpå findes i de praktiske afsnit i bogens bagerste del.

## SAMMENKOBLEDE TRANSFORMATORER OG NETDELE

Med forsigtighed og omtanke kan man sammenkoble transformatorer på samme måde som batterier. Dvs. man kan serieforbinde og parallelforbinde. Ved transformatorer må man bare være opmærksom på fasen i de to transformatorer, man sætter sammen. Hvis to transformatorer sættes i serie, kan man ligesom for batterier få summen af de to spændinger. Men hvis den ene transformator vender i modfase, kan spændingerne trækkes fra hinanden. To serie forbundne transformatorer på 20 og 10 volt kan altså give enten 10 volt ud eller 40 volt ud.

Parallelforbindelse af transformatorer kan kun anbefales, hvis viklingerne er fuldkommen ens - helst bifilart viklet (to eller flere tråde påviklet samti-



**Fig. G12.8.**

Seriekobling af to transformatorviklinger (a) kan give enten sum eller differens som resulterende spænding, dette afhængig af hvordan ledningerne vendes (fasen). Parallelkobling af netdele og transformatorer skal foretages med den yderste omtanke. Vendes den ene ledning på den ene transformator forkert, vil modfasen forårsage direkte kortslutning. Det kan hurtigt ødelægge en transformator. Også hvis der er forskel i viklingsantallet på de to transformatorer, kan det gå galt. Derfor bør man altid benytte bifilare vindinger på samme transformatorer ved parallelforbindelse.

dig). Man kan da øge strømmen, - men hvis der ikke er helt samme viklingsantal, eller det ene viklingssæt sættes på det andet i modfase, vil transformatorerne kortslutte hinanden og hurtigt ødelægges. Hvis man ved parallelforbindelse af viklingerne får gnister, er der noget galt med spænding eller fase. Hvis der er fasefejl, må den ene vinding på den ene transformator vendes eller ledningerne byttes. Samme betragtninger gælder sammenkobling af transformator netdele med ensretterkredsløb og ladekondensator.

## KONKLUSION

Transformatorer virker ved selvinduktion. De kan kun benyttes på vekselspænding og opfører sig som spoler. Med transformatorer kan man fra netets 220 volt skabe enhver anden spænding. Kombineres en transformator med en ensretter og en ladekondensator, får man en strømforsyning. Hvis strømforsyningen skal være særlig stabil, benytter man elektronisk stabilisering.

Transformatorer kan seriekobles, men parallelkobling kan indebære kortslutningsfare på grund af viklingernes fase.

## G12 TRANSFORMATORER & NETDELE OPGAVER

1. Hvorfor er spændingen større efter ensretning og filtrering?

- Fordi ensretteren forstærker ..... A ()
- Fordi vi får maximalspændingen af den indkomne vekselspænding ..... B ()

2. Vi benytter en transformator med en primær mærkespænding på 220 volt. Primæren har 10.000 vikinger. Den sekundære viking er optalt til 500 vindinger. Hvor stor bliver spændingen på en efterfølgende brokoblet ensretter med ladekondensator i tomgang?

- 155 volt ..... A ()
- 15,5 volt ..... B ()
- 11 volt ..... C ()

# G13 - TIDSKONSTANT, FASEDREJNING OG IMPEDANS

## TIDSKONSTANT, FASEDREJNING OG IMPEDANS

Kun få ting her i livet er konstant i længere tid ad gangen. Betragningen gælder også elektronik og da især kondensatorer og spoler i forhold til vekselstrøm og vekselspænding.

Spændingen i batteri kan betragtes som konstant i batteriets levetid. Solens stråler kan betragtes som en konstant energistrøm i menneskets levetid. Men alligevel kan næsten alle konstante ting opfattes som noget, der varierer, blot man iagttager dem længe nok. Vekselspænding på nettet varierer fra plus til minus og igen tilbage til plus med 50 perioder i sekundet. Derfor er det, vi betragter som vekselspænding, noget vi selv kan se, høre eller måle i en afmålt tidsperiode.

Spoler og kondensatorer er praktiske komponenter i en størrelse, vi kan opfatte som noget, der ændrer sig over afmålte tidsperioder. En kondensator kan fyldes op med statisk elektricitet, og den kan tappes igen. Det tager en hvis tid at fylde den op og tömme den igen. En spole kan fyldes med strøm, så der dannes et magnetfelt, men når strømmen falder bort, tömmes magnetfeltet. Det er med disse komponenter som timeglas. De kan fyldes og tömmes. Begge ting tager en tid, der er afhængig af fysiske faktorer. I timeglasset betyder rumfang, åbning (lysning) og tyndgekraften noget for den tid, der går med transporten. I elektricitetslæren har vi lært, at strøm, modstand og spænding har lignende virkning. Det er de tidsmæssige parametre i forhold til kondensatorer og spoler, dette afsnit handler om. En del af afsnittet - især i sidste del kan være lidt tungere for nybegyndere at forstå. Kniber det, bør man gå lettere hen over stoffet. Det er bedre at vende tilbage, når »fornemmelsen» af de mange begreber begynder at rodfæstes.

## OP- OG AFLADNING AF EN KONDENSATOR

Fig. G13.1. viser de elektroniske timeglas med kondensator og spole opstillet i skemaform. I øverste række er der 3 diagrammer, som alle ligner spændingsdeler. a1 er en spændingsdeler og b1 er et »timeglas» med en kondensator. Kondensatoren fyldes med elektroner fra en spændingskilde på 10 volt ved IND. Modstanden på 90 kohm indsnævrer eller begrænser strømmen til kondensatoren. Så kan den ikke fyldes op med det samme. Den tid det tager at fylde kondensatoren med elektroner vil afhænge af strømmen af elektroner og kondensatoren størrelse. Elektronstrømmen bestemmes af modstanden og presset, - dvs. spændingen. Vi tænker os nu, at kondensatoren er helt tom og slutter så spænding på. Til at starte med er der slet ikke elektroner i kondensatoren og derfor er spændingen over den 0 volt. Så løber der strøm gennem 90 kohm modstanden og kondensatoren begynder at fyldes. I starten sker fyldningen hurtigt, fordi der er hele 10 volt til at presse på over modstanden. Men efterhånden går det langsommere. Når kondensatoren er ved at være helt fyldt op, sker resten af fyldningen endnu langsommere. Så er der næsten ingen spændingsforskell over 90 kohm modstanden til at fyde

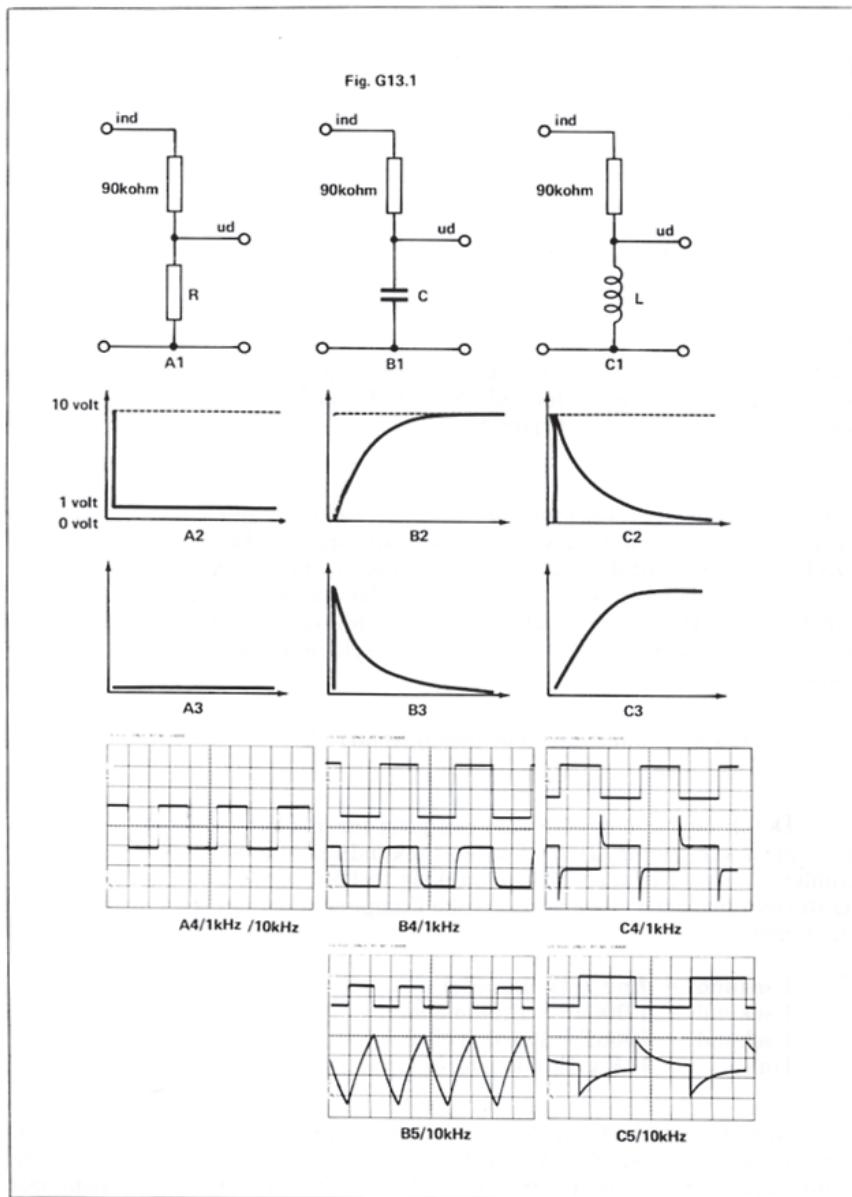
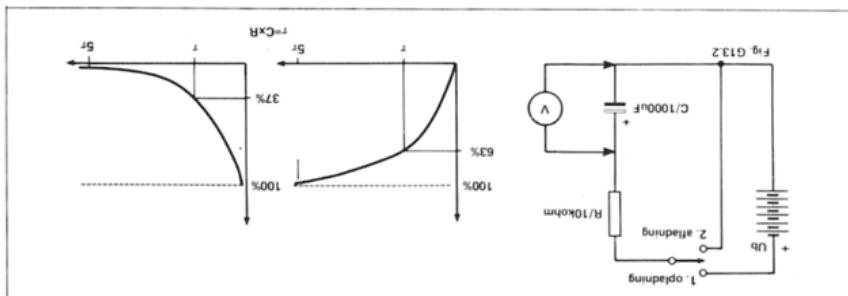


Fig. G13.1.

Tegningerne i de tre lodrette kolonner viser, hvad der sker, når man sætter spænding til en modstands spændingsdeler, en kondensator spændingsdeler og en spole spændingsdeler. Vi følger forløbet ved til- og frakobling af spænding og ser på 4 og 5 sammenligningen med firkant vekselspænding på en oscilloskopskærm.



**Fig. G13.2.**

Med denne opstilling kan man demonstrere op- og afladning af en kondensator. Tidskonstanten er den tid, der går fra ladningen påbegyndes til kondensatoren har nået 70 % af spændingen.

kondensatoren med. Teoretisk set vil kondensatoren aldrig nogensinde blive fyldt helt op. Der vil altid kunne fyldes lidt mere på. Det er ligesom med timelægssæt. Der er altid plads til et par sandkorn mere. Derfor sætter man en norm for, hvornår kondensatoren er fyldt. Man kan jo ikke vente i en evighed. Fig. G13.2. illustrerer dette. Man angiver en tidskonstant med det græske bogstav  $T$  (tau). Tidskonstanten bestemmes af fyldmodstanden  $R$  og kondensatoren:

$$T = C \times R \text{ (kondensatorens tidskonstant)} \quad T = \frac{1}{f}$$

Det er en bestemmelse man een gang for alle har taget af andre og særdeles praktiske grunde. Tiden  $T$  måles i sekunder, når modstanden er i ohm og kondensatoren er i farad. Med almindelig forholdsregning kan man bytte om på størrelsesnavnene til mere realistiske komponentværdier. Lad os tage et par eksempler:

$$\begin{aligned} 1 \text{ sekund} &= 1 \text{ mF} \times 1 \text{ kohm} \text{ eller} \\ 1 \text{ sekund} &= 1.000 \text{ uF} \times 1 \text{ kohm} \text{ eller} \\ 1 \text{ sekund} &= 100 \text{ uF} \times 10 \text{ kohm} \text{ eller} \\ 1 \text{ mS} &= 1 \text{ uF} \times 1 \text{ kohm} \text{ osv. osv.} \end{aligned}$$

Man har altså et mål for, hvor lang tid det tager at fylde kondensatoren til en vis grænse. Grænsen er sat til ca. 63 %, når man siger, at en total fyldning er 100 %. Læg mærke til at der IKKE indgår noget i beregningen med spænding - dvs. fyldningspresset. Har man et batteri på 10 volt til rådighed og et voltmeter på 10 over kondensatoren, er tidskonstanten nået, når viseren på 10 volt måleinstrumentet står på 6,3 volt. Man har bestemt, at målet for en 100 % fyldning er nået, når der er forløbet 5 hele tidskonstanter. Det kan være raret at vide, men dette tal er uden særlig praktisk betydning i de fleste elektronik sammenhænge.

Fig. G13.2. eksemplet kan benyttes til praktisk demonstration af tids-

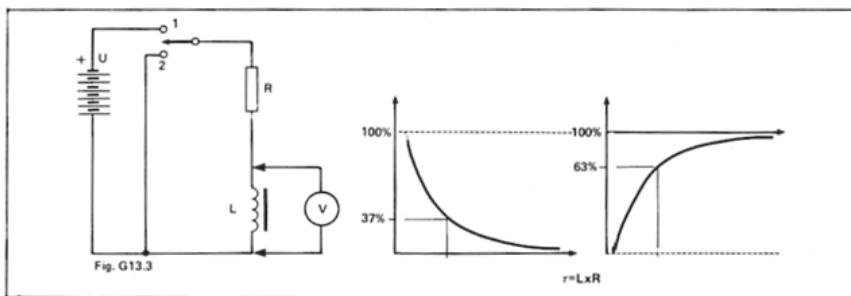


Fig. G13.3.

Magnetisering af en spole kan ske på samme måde som opladning af en kondensator. I praksis er det dog sværere at demonstrere, da det er vanskeligt at købe store spoler. I nødstilfælde kan man benytte den primære vikling på en nettransformator.

konstant, hvis man har et rimeligt godt voltmeter eller universalmåleinstrument til rådighed. Tag f.eks. en spændingskilde på 10 volt (strømforsyning), en modstand på 10 kohm og en kondensator på 1.000  $\mu\text{F}$ . Stil måleinstrumentet på 10 volt (følsomhed på mindst 10 kohm/volt) og sæt omskifteren i position 1. Spændingen vil stige og stige. Når der er gået 10 sekunder, vil måleinstrumentet vise spændingen 6,3 volt. Hvis der benyttes en elektrolytkondensator på 1.000  $\mu\text{F}$ , kan man let komme ud for, at der går længere tid. Det hænger sammen med, at elektrolytkondensatorer har store tolerancer, - ofte 40-50 % større kapacitet end det påstemplede. Hvis der går 20 sekunder, er kondensatoren altså dobbelt så stor, - 2.000  $\mu\text{F}$ .

Skiftes omskifteren tilbage til stilling to, vil spændingen frakobles og modstanden sluttet til nul volt. Derfor vil den nu opladede kondensator aflades mod nul volt. Afladningen vil ske på samme måde men med modsat fortegn. Den 100 % fuldt opladede kondensator vil hurtigt aflades, og for afladning gælder samme procentregel. Tidskonstanten gælder stadig, og der skal aflades 63 %. Men en afladning fra 100 % - 63 % giver resultatet 37 %. Dvs. når voltmeteret viser 37 % af den maximale værdi, er tiden gået. Med visningen 10 volt ved 100 % bliver spændingen 3,7 volt, - stadig under forudsætningen af, at kondensatoren har den virkelige påstemplede værdi. Også for afladning gælder, at kondensatoren er helt tømt, når der er gået 5 tidskonstanter.

Vi kan nu vende tilbage til oversigtsskemaet fig. G13.1. I de to lodrette rækker a1 - a5 og b1 - b5 har vi en almindelig spændingsdeler med modstande og til sammenligning en »spændingsdeler» med kondensator i stedet for modstanden  $R$ . Sluttes spænding til spændingsdelen, vil udgangsspændingsdelen med de angivne værdier slippe 1 volt ud med 10 volt ind. Sættes en kunstigt fremstillet firkantspænding ind som i fig. a4 og a5 - vist med to forskellige frekvenser - vil udgangsspændingen blot dæmpes med den rene a - spændingsdeler. Men med kondensatoren placeret i bunden af spændingsdelen, vil kurverne b4 - b5 være afrundet. Rundingen er alene bestemt af den hastighed, hvormed kondensatoren kan fyldes og tømmes. Med en hurtig frekvens (b4) vil kondensatoren aldrig fyldes helt op til tidskonstanten  $T$ . Derfor er der stor runding. Sættes frekvensen ned og dermed også op- og afladetiden, fyldes og tømmes kondensatoren hurtigt helt op. Der er kun en svag afrunding. Vi vil

senere i afsnittet om elektroniske tonefiltre se, at netop dette vil kunne benyttes til toneændring, hvor diskanten - dvs. de høje lyse toner - fjernes eller dæmpes.

## OP & AFLADNING AF EN SPOLE

Vi talte før om op- og afladning af en kondensator. Den korrekte betegnelse for samme forhold med en spole er magnetisering og de-magnetisering. Fig. G13.1. viser i grove træk, hvordan en spole opfører sig, når man tilfører strøm og igen afbryder. I starten yder spolen en ligeså stor modspænding og trækker næsten ingen strøm. Spændingen springer hurtigt op til fuld indgangsværdi. Derefter opbygges magnetfeltet, og når spolen er mættet med det fulde magnetfelt, synker udgangsspændingen mod nul. Når man afbryder igen og kortslutter som med omskifteren i fig. G13.3. stiger spændingen til fuld batterispænding. Det tømmer magnetfeltet, og spændingen på udgangen vil igen gå mod nul.

Det kan være vanskeligt at demonstrere dette eksempel med gængse standard komponenter, idet store spoler er både dyre og vanskelige at fremstille. Oscilloskopbillederne fig. G13.1 - c4 - c5. kan dog let frembringes med en firkant tonegenerator ved henholdsvis 10 kHz og 1 kHz, samt en spole på 150 mH og en modstand på 100 ohm. Tidskonstanten for en spole beregnes efter samme normer som for en kondensator:

$$T = L \times R \quad (\text{tidskonstant for en spole}) \quad T = \frac{1}{f}$$

Spoler kan byde på flere fordele i filtre til toneregulering. De omtales senere i afsnittet om filtre.

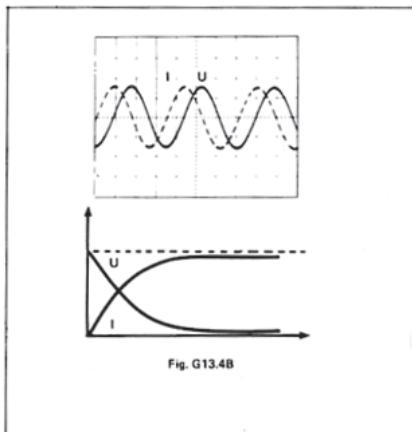
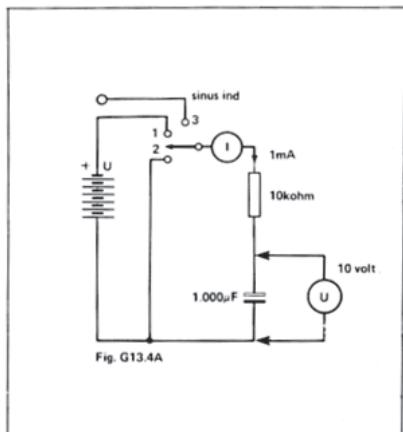
## FASEFORSKYDNING

Faseforskydning er, når et sæt elektriske størrelser ikke følger hinanden, som de normalt skulle i jævnstrømskredsløb. Derfor er faseforskydning også noget, man skal tage sig iagt for i forbindelse med vekselspænding, spoler og kondensatorer.

For spoler og kondensatorer følges spændingen og strømmen nemlig ikke ad hånd i hånd, som ohm's lov foreskriver. Man kan ganske vist stadig bruge ohm's lov, man må da foretage en vektoriel regneoperation. Det kræver kendskab til trekant beregning med hypotenusen og to kateterne i en retvinklet trekant (Pythagoras'ke læresætning). Vi vil senere komme lidt ind på, hvad dette indebærer, men ikke fortælle noget egentlig om vektorer og trekantberegninger.

## FASEFORSKYDNING I EN KONDENSATOR

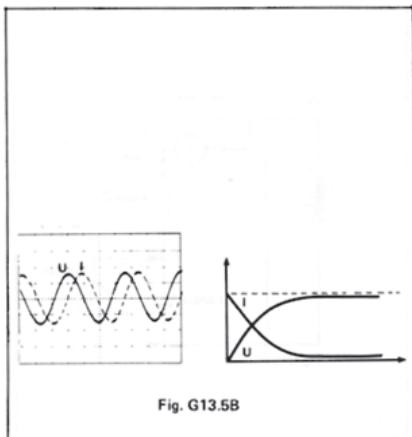
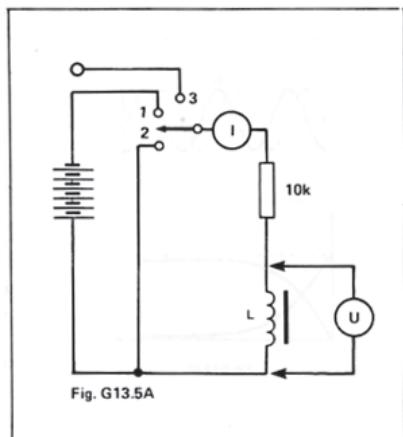
I en kondensator farer strømmen foran spændingen. Hvorfor dog det? Joh, det får man en forklaring på ved at kigge på fig. G13.4. Ved starten er

**Fig. G13.4.**

Strømmen kommer først i en kondensator. Derefter spændingen. Det kaldes for fasedrejning. Tilfører man vekselspænding, kan man på et oscilloskop iagttagge forskydningen, som er på 90 grader. Med de viste komponenter og formodstanden på 10 kohm kan man demonstrere op- og afladningen på »langsommere» drejespole instrumenter. Amperemeteret skal være til et følsomt område på ca. 1 mA for fuldt udslag, og voltmeteret til ca. 10 volt med mindst 100 kohm indre modstand (følsomhed 10 kohm/volt).

kondensatoren afladet for elektroner og omskifteren står i stilling 2. Derefter skiftes til stilling 1. Nu vil der stå fuld spænding over formodstanden R på 10 kohm og amperemeteret på 1 mA for fuldt udslag. Samtidig vil spændingen på voltmeteret vise 0 volt, fordi der endnu ikke er hældt nogen elektroner i kondensatoren. Fra start vil strømmen være maximal, mens spændingen er nul. Derefter vil der gradvist komme elektroner i kondensatoren og spændingen stiger. Til at starte med sker det hurtigt, derefter går det langsommere. Samtidig vil strømmen fra start falde med samme hast, hvorefter strømmen fortsat synker langsommere og langsommere. Det er det, man kalder faseforskydning eller fasedrejning mellem strøm og spænding på en kondensator under op- og afladning. I mange undervisningssituitioner prøver man at give eleverne huskeregler for at strømmen kommer før spændingen i en kondensator, men blot man tegner en kondensator under opladning af en strøm med et voltmeter over og tanker sig startsituationen, er det da indlysende, at der ikke er spænding på den tomme kondensator, og at strømmen i formodstanden er maximal, når spændingen over den også er maximal. Det er en ren ohm's lov betragtning af en øjeblikstilstand, og ohm's lov må altid benyttes i korte tidsrum af en periode. Kondensatoren opfører sig som en sløv eller genstridig person, der for et ordentlig håndslav holder godt igen og kommer lidt bagefter.

Med en tredie stilling på omskifteren kan man sende et vekselspændingssignal ind på kondensatoren. Har man adgang til et dobbeltstråle oscilloskop, kan man betragte en vekselspænding direkte på omskifteren med den ene kanal og sammenlignende vekselspænding over kondensatoren på den anden kanal. Derved vil man direkte kunne se forskydningen mellem de to spændinger. Samtidig skal man huske, at kondensatoren indgår i en spændingsdeler

**Fig. G13.5.**

Spændingen kommer først over en spole, derefter strømmen. Det kan demonstreres med en stor spole - f.eks. princiærvirklingen på en stor nettransformator.

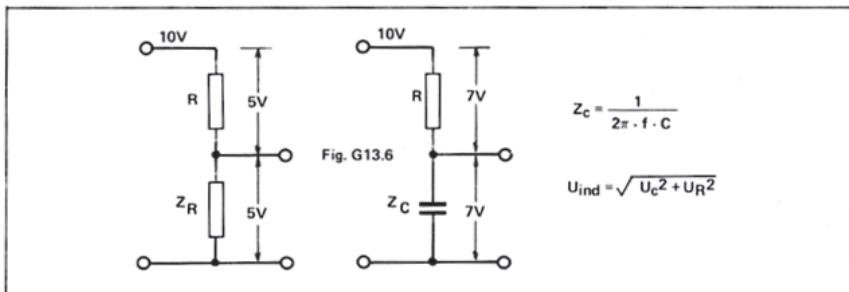
for vekselspændingen, og derfor skal signalet på den oscilloskopkanal, der sættes på kondensatoren være skruet op på meget større følsomhed, - typisk 10 gange mere. Hvis man benytter en frekvens på 1 kHz og en modstand på 10 kohm, bør kondensatoren skiftes til en polyesterstype (u-polariseret og kan tåle vekselspænding) på 100 nF (250V).

### FASEFORSKYDNING I EN SPOLE

I en spole farer spændingen frem før strømmen. Hvorfor nu det. Joh, (se fig. G13.5.) når der kommer spænding fra forsyningen med omskifteren i stilling 1, vil spolen sende en næsten lige så stor spænding tilbage. Uden en spændingsforskæl mellem spole og forsyning, går der ingen strøm. Derfor springer spændingen over spolen - og udgangen - straks op. Derved kan en opbygning af magnetfeltet påbegyndes. Efterhånden som magnetfeltet opbygges, vil spændingen på udgangen falde. Derved begynder spolen at trække strøm fra forsyningen. Opstillingen kan demonstreres i praksis, men det kræver en stor spole på omkring en henry. Ligesom ved test af kondensatorer kan man i stilling 3 på omskifteren sende vekselspænding ind i kredsløbet og se virkningen med en firkantspænding. Til dette kan man benytte en meget mindre spole, - en på 100 mH er f.eks. velegnet. Oscilloskopbilledet fig. G13.1.c4 - c5 viser dette.

### IMPEDANS ER EN SLAGS MODSTAND FOR VEKSELSTRØM

Spler og kondensatorer opfører sig som modstande overfor vekselstrøm og vekselspænding. Modstandsverdiene er afhængig af både komponentsstørrelse og vekselstrømmens frekvens. Derfor angiver man aldrig en modstandsverdi for en spoles eller kondensators elektriske størrelse. Værdien vil ændre sig fra alt til intet afhængig af frekvensen. I stedet kan man

**Fig. G13.6.**

Man kan udregne kondensatorens modstand ved en bestemt frekvens. Denne vekselstrømsmodstand betegnes impedansen  $Z_C$ , og den falder i numerisk værdi med stigende frekvens. Når formodstanden og kondensatoren har samme impedans, er spændingen over komponenterne ens, men på grund af fasedrejningen er der ikke den halve indgangsspænding på udgangen.

beregne en impedans. Denne vekselstrømsmodstand gælder da kun for en bestemt frekvens, og impedansen for spoler og kondensatorer ændrer sig omvendt i forhold til hinanden. Det er en ting, som er vigtig at lære og at forstå. Man vil da meget nemmere kunne følge funktionerne i et kompliceret diagram.

En pudsig ting for spoler og kondensatorer's impedans er, at de ikke selv bruger effekt som modstande. På grund af faseforskydningen mellem strøm og spænding, vil der aldrig gå en egentlig elektronstrøm. Den ladning der kommer fra strømforsyningen vil blive returneret fra kondensatoren, når den aflades eller når spolens magnetfelt nedbrydes. Når man alligevel hører om spoler eller transformatorer, der bliver varme, hænger det sammen med, at der er en lille tabsmodstand af ren ohm'sk størrelse. Den kan der selvfølgelig afsættes effekt i.

## IMPEDANSEN I EN KONDENSATOR

Når man starter med at sætte spænding på en stor tom kondensator, vil der gå en gevaldig strøm. Det lærte vi, da emnet var op- og afladning af en kondensator. Næsten enhver tom kondensator vil virke som en kortslutning for et batteri eller en strømforsyning. Derfor kan man tale om en startmodstand på næsten 0 ohm. Når kondensatoren er fyldt, vil der ikke gå strøm længere. Der kan jo ikke være flere elektroner i kondensatoren. Nu er modstanden mange millioner ohm.

På vej under opladningen af kondensatoren vil elektronerne møde modstand. En modstand der er afhængig af den hastighed, hvormed man fylder - eller alternativt tømmer - kondensatoren. Fig. G13.5. viser til sammenligning en spændingsdeler med rent ohm'ske modstande og een med en modstand og en kondensator. Begge bundmodstande kan betragtes som impedanser. Modstanden får da navnet  $Z_R$  og kondensatoren  $Z_C$ . Vi sender nu vekselspænding ind på begge spændingsdelere og benytter tre ens modstande på f.eks. 1 kohm. Modstandsspændingsdelen vil levere halvdelen af forsyningsspændin-

gen ud. Man kan kontrollere efter ved at måle spændingen over begge modstande. Der skal være halvdelen af spændingen over hver modstand. Både den i top og den i bunden. Nu er ideen, at vi indsætter den kondensator i kondensator spændingsdeleren, som giver samme spænding over både modstand og kondensator. Efter nogen tids eksperimenteren vil man se, at det er en kondensator på omkring 3 uF. Men under målingen vil man observere det mærkelige, at spændingen over modstanden sammenlagt med spændingen over kondensatoren tilsammen giver en højere spænding end forsyningsspændingen! Det skyldes phasedrejningen mellem strøm og spænding i modstand og kondensator.

$$7 + 7 = 10 !$$

Det er naturligvis lidt vovet at opstille dette regnestykke. Ethvert skolebarn i første klasse vil bestride rigtigheden. Alligevel stemmer regnestykket for kondensator spændingsdeleren i fig. G13.6. Sender vi 10 volt ind på modstands spændingsdeleren, vil spændingen fordeles med 5 volt til hver modstand (1 kohm). Sender vi 10 volt ind på kondensator spændingsdeleren, vil der være 7 volt over kondensatoren og 7 volt over modstanden. Vi kan i hvert tilfælde være sikker på, at modstandens impedans er lige så stor som kondensatorens impedans. Der er jo samme spænding over de to komponenter. Men hvorfor er da spændingerne på 7 volt på de to komponenter? Joh, det skyldes phasedrejningen. Da fasen drejes forskellig for strøm og spænding i modstand og kondensator - med 0 grader i en modstand og 90 grader i en kondensator - skal spændingerne lægges sammen vektorielt. Derfor må man benytte pythagoras retvinklede trekantberegning:

$$U_{ind} = \sqrt{UR^2 + UC^2} \quad \text{eller omskrevet,}$$

$$UR = \sqrt{U_{ind}^2 - UC^2} \quad \text{eller omskrevet,}$$

$$UC = \sqrt{U_{ind}^2 - UR^2} \quad \text{hvilket i vort eksempel giver:}$$

$$U_{ind} = \sqrt{7 \text{ volt} + 7 \text{ volt}} = \sqrt{49 + 49} = 10 \text{ volt (oprundet)}$$

Dette er den egentlige praktiske og matematiske forklarting på at  $7 + 7$  alligevel giver resultatet 10, når der regnes med vektorer på grund af phasedrejning.

## SÅDAN BEREGNES KONDENSATORENS IMPEDANS

Vi så før, at når der var samme spænding over modstand og kondensator, var impedanserne lige store. Modstandens impedans var da 1 kohm og kondensatoren 3 uF. På dette grundlag er formlen for beregning af en kondensators impedans skabt. Formlen indeholder frekvensen f. i hertz, kapaciteten C. i farad og en konstant hidrørende fra vektoregningen af faseforskydningen på  $2 \times \pi$ . Denne størrelse benævnes også ofte vinkelfrekvensen og angives med det græske bogstav lille omega ( $\omega$ ):

$$ZC = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} = \frac{1}{\omega \times f \times C}$$

Vinkelfrekvensen er for en ren kondensator eller en spole altid  $2 \times 3,1415 = 6,283$ , hvis man ikke skal medregne tabsmodstande. Det er ingen sag at beregne en kondensators impedans efter den forenkede formel:

$$ZC = \frac{159}{f \times C}$$

Afhængig af hvilke størrelser man indsætter i grundværdierne, vil resultatet blive:

**kohm når frekvensen er i MHz og kapaciteten i pF eller  
kohm når frekvensen er i kHz og kapaciteten i nF eller  
kohm når frekvensen er i Hz og kapaciteten i uF eller  
ohm når frekvensen er i Hz og kapaciteten er i mF (1.000 uF)**

Denne form for beregning indvolverer ikke potensregning og kan benyttes i en lommeregner af simpleste type.

Vi kan tage eksemplet fra før:

$$ZC = \frac{159}{50 \text{ hz} \times 3,0 \text{ uF}} = 1,06 \text{ kohm - tæt ved 1 kohm}$$

## IMPEDANSEN I EN SPOLE

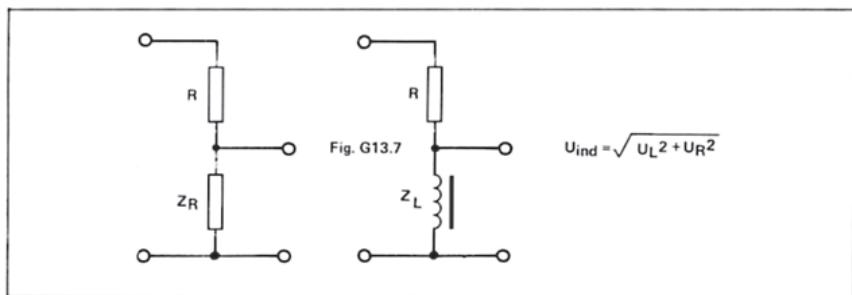
For en kondensator lærte vi, at startmodstanden var meget lille, når kondensatoren ikke var ladet op. Ja, en kondensator er nærmest kortsluttet i det øjeblik, man sætter spænding på. En spole derimod har det lige omvendt! Så snart man sætter spænding på, vil den modinducere en næsten ligeså stor spænding, og derfor går der næsten ingen strøm. En komponent, som ikke trækker strøm, svarer til en afbrydelse eller i hvert fald en meget høj impedans. Så snart magnetfeltet i spolen er opbygget, går der al den strøm, som spoletrådens jævnstrømsmodstand tillader. Er der få og tykke ledninger på spolen, vil den efter magnetiseringen opføre sig som en kortslutning.

Solen adskille sig fra kondensatoren ved at opføre sig som en stor modstand i starten, og kondensatoren har en lav modstand i starten. Sætter man vekselspænding over spændingsdeleren fig. G13.7. vil man se, at spændingen over modstand og spole fordeler sig efter spolens størrelse og veksel-spændingens frekvens. Derfor er spolen en slags vekselstrømsmodstand, som beregningsmæssigt må opfattes på lige fod med en kondensator, - blot med det omvendte forhold til frekvens og spolestørrelse:

$$ZL = 2 \times \pi \times f \times C = \omega \times f \times C$$

Ligesom for kondensatoren er spolens vinkelfrekvens altid  $2 \times 3,1415 = 6,283$ , hvis man ikke skal medregne tabsmodstande.

Også for solen kan man udregne impedanserne efter en forenklet form:

**Fig. G13.7.**

Solen har også en ækvivalent modstand. Det er impedansen  $Z_L$  og den stiger med stigende frekvens, På grund af fasedrejningen må spændingerne over spole og modstand lægges sammen som ved geometriske beregninger over en retvinklet trekant.

$$ZL = 6,28 \times f \times L \text{ (Hz/H)}$$

Afhængig af hvilke størrelser man indsætter i grundformlen, vil resultatet blive:

**kohm når frekvensen er MHz og induktansen mH eller  
kohm når frekvensen er kHz og induktansen H eller  
ohm når frekvensen er kHz og induktansen er mH eller  
ohm når frekvensen er Hz og induktansen er H (grundværdierne)**

Denne form for beregning omfatter ikke potensregning og kan benyttes med enhver lommeregner. Vi kan tage et eksempel:

Man ønsker at beregne en spole til et højttalerdelefilter. Den ønskede impedans er 8 ohm og delefrekvensen er 1 kHz. Formlen til beregning af impedansen lyder:

**$ZL = 6,28 \times f \times L$ , og dette udtryk kan med almindelige regneregler omdannes til:**

$$L = \frac{ZL}{6,28 \times f} = \frac{8 \text{ ohm}}{6,28 \times 1 \text{ kHz}} = 1,27 \text{ mH} = 1 \text{ mH}$$

Hvis spolen indgår i en spændingsdeler med en modstand eller hvis spolen har tabsmodstande i sig, skal man på grund af fasedrejningen beregne spændingsfaldene efter samme formel som for kondensatorer.

## GODHED - ET MÅL FOR KVALITET

En spole og en kondensator er ofte behæftet med fejl. Spolen har en kobbermodstand i vikingerne og kotidensatoren har både en tab-lækmodstand og en di-elektrisk modstand. For spoler er tabsmodstanden ofte ganske stor, og man giver et mål for en bestemt spoles godhed. Det gør man sjældent for kondensatorer, fordi der er tale om meget ringe tab.

Spoler angives med bogstavet Q. I fabrikanternes opgivelser er dette mål altid ubelastet. Dvs. målet gælder for en spole, der ikke er tilsluttet en væsentlig impedans. Spolens Q opgives matematisk til:

$$Q = \frac{\omega \times L}{R} = \frac{2 \times \pi \times L}{R} = \frac{6,28 \times L}{R} = \frac{ZL}{R}$$

Hvor R er den jævnstrømsmodstand, der er i spolen og ZL den impedans, spolen har ved den frekvens, man vil benytte den ved.

Tonespoler til lavfrekvens formål opgives ofte til frekvensen 1 kHz. Hvis spolen har en godhed på 100 ved denne frekvens, er spolen 10 gange så dårlig ved 100 Hz. Ved 20 Hz er frekvensen 50 gange lavere end ved opgivelsesfrekvensen. Derfor vil godheden være 50 gange lavere end ved 1 kHz - i det nævnte eksempel blot 2 gange. Indenfor visse områder er godheden derfor proportional med frekvensen.

## KONKLUSION

Med den viden vi har om spoler og kondensatorer, når der sættes jævnspænding på, har vi udvidet kendskabet til, hvordan komponenterne opfører sig, når de udsættes for vekselspænding. Det viste sig, at kondensatoren nærmest kunne betragtes som en kortslutning i startøjeblikket. Derfor har den en lav impedans for hurtige udsving. Dvs. kondensatoren får lavere og lavere modstand, efterhånden som vekselspændingens frekvens stiger. Det omvendte gælder for spolen. Den reagerer trægt og modvilligt på hurtige spændingsændringer. Når frekvensen stiger, får den højere og højere impedans. Man kan derfor benytte kondensatorer til at kortslutte for hurtige spændingsændringer og benytte spoler i serie til at filtrere hurtige ændringer væk. Sætter man modstande i serie med spoler og kondensatorer, deles vekselspændingen efter trekantberegninger (vektorer). Derfor kan spændingerne i en vekselspændingsdeler med kondensatorer eller spoler ikke adderes på en simpel måde. I det følgende afsnit vil vi se på, hvordan spoler og kondensatorer opfører sig sammen. Prøv dog først kræfter med følgende opgave:

## G13 TIDSKONSTANT, FASEDREJNING OG IMPEDANS OPGAVER

1. Ved den givne frekvens 1 kHz skal en kondensator have en impedans på 1 kohm. Hvor stor skal kondensatoren være?

$$ZC = \frac{1}{2\pi \times f \times C}, \text{ eller } C = \frac{1}{2\pi \times f \times Zc}$$

- 160 nF ..... A ()
- 16 nF ..... B ()
- 1 uF ..... C ()

# G14 - SVINGNINGSKREDSE

## SVINGNINGSKREDSE

En spole og en kondensator kan forbindes sammen. Derved får man en såkaldt svingningskreds, - et af de allermest interessante radiotekniske kredsløb. Det benyttes i mange udformninger og må ubetinget forstås. Med kendskabet til svingningskredse vil man næsten altid kunne få noget ud af at læse diagrammer for sendere, modtagere og filtre.

Svingningskredse kendes også fra fysikkens andre områder. Hvem kender ikke en stemmegaffel. Et lille tofigret apparat som når det slås an med en hammer giver en ganske bestemt tone fra sig. Eller et krystalglas. Knipser man på kanten, kommer der en fin tone fra det, og hvert glas giver sin tone. Et stort glas giver en lav tone og et lille fint glas giver en høj tone.

Krystalglasset ligner meget det elektroniske krystal. Når det slås an med en elektrisk strøm, svinger det med på sin bestemte tone (fig. G14.1b). Med en spole og en kondensator kan man bygge et elektronisk kredsløb, som ganske ligner det mekaniske forbillede. Først fyldes der elektricitet på kondensatoren. Den vil derefter give strøm til spolen, og spolen magnetiseres. Når kondensatoren er tømt, er spolens magnetfelt helt opbygget. Derefter vil spolens magnetfelt nedbrydes, og det giver en strøm tilbage til kondensatoren. Den fyldes igen op og er helt fyldt, når magnetfeltet er forsvundet. Derefter genta-

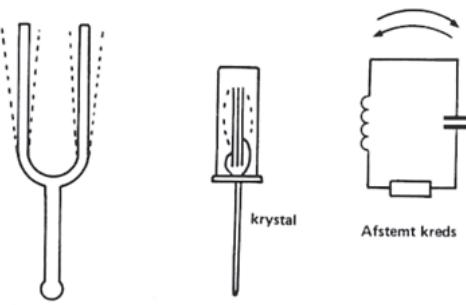


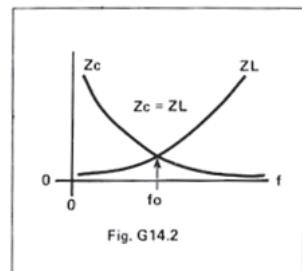
Fig. G14.1

Fig. G14.1.

Sammenligning mellem tre forskellige svingningskredse. Stemmegflen kan kun vibrere på en bestemt tone. Deri ligner krystallet (eller et krystalglas) meget stemmegflen. Svingningskredsen med en spole og en kondensator er en elektrisk efterligning af den mekaniske svingningskreds.

**Fig. G14.2.**

Spolen og kondensatoren har impedanser, der ændres modsat i forhold til frekvensen. Der hvor impedanserne er ens, har svingningskredsen resonans. Punktet betegnes resonansfrekvensen eller overgangsfrekvensen og angives med bogstavet  $f_0$ .



ger forløbet sig, og denne udveksling af energi mellem spole og kondensator kunne vedblive, hvis komponenterne var ideelle. Det er de selvfølgelig ikke. Der er tabsmodstand i spolens kobberviklinger og tab i kondensatoren. Derfor vil svingningerne efterhånden ophøre, og den først tilførte energi vil til sidst afsættes som varme i tabsmodstandene ( $R_t$ ).

## RESONANSPUNKTET

Den hastighed, hvormed spole og kondensator vil udveksle svingninger, er bestemt af kondensatoren og spolens størrelse. En lille kondensator vil hurtigt aflades. Det giver en hurtig svingning. En lille spole vil hurtig magnetiseres. Det giver også en hurtig svingmng. Af vor viden om fasedrejning i spoler og kondensatorer ved vi, at strømmen kommer først i kondensatoren og sidst i spolen, samt at spændingen i spolen kommer før spændingen i kondensatoren. Hvis de to ting modsvarer hinanden, vil der aldrig nogensinde gå strøm samtidig med at der er spænding på. Det sker kun ved en ganske bestemt frekvens, som er bestemt af spole og kondensator størrelse. Ved denne frekvens er impedansemene i spole og kondensator ens. På fig. G14.2. er der optegnet en kurve over en spole og en kondensator i samme koordinatsystem. Ved lave frekvenser er kondensatorens impedans høj, men spolens impedans lav. Ved høje frekvenser er kondensatorens impedans lav, men spolens impedans høj. De to impedanskurver forløber altså modsat. Netop der hvor kurverne mødes, er impedanserne selvfølgelig ens - og kun der! Samme sted er strøm og spænding modsat rettede. Punktet kaldes resonans-frekvensen og det kan udregnes af kendskabet til impedansberegningerne. Spolens impedans skal være den samme som kondensatorens. Det udtrykker man i tal:

$$ZC = ZL$$

Og formleme for impedans kan let indsættes for både spole og kondensator:

$$ZC = \frac{1}{2\pi f C}, \text{ samt } ZL = 2\pi f L, \text{ hvorfor:}$$

$$2\pi f C = \frac{1}{L} , \text{ eller}$$

$$(2\pi \times f)^2 = \frac{1}{L \times C} , \text{ eller}$$

$$2\pi \times f = \frac{1}{\sqrt{L \times C}} , \text{ eller}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} , \text{ eller}$$

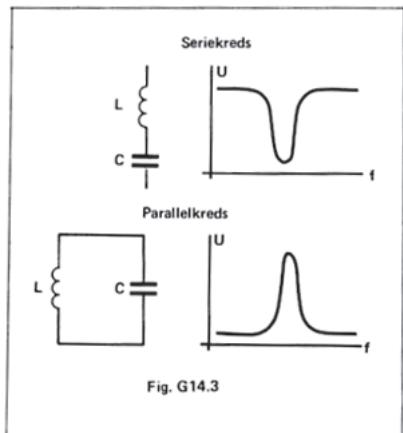
$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}}$$

De mange matematiske udtryk er altså reduceret til en lille enkel formel, hvorefter man kan udregne resonansfrekvensen, når man kender spolen og kondensatorens størrelse. Også denne formel kan nemt bruges i forbindelse med en lommeregner, når blot regneren er udstyret med en tast for kvadratrod. Man kan da indsætte følgende elektriske størrelser, når man vil kende frekvensen i:

**MHz frekvens med uH spole og pF kondensator eller  
kHz frekvens med mH spole og nF kondensator eller  
Hz frekvens med H spole og uF kondensator**

## PARALLEL- OG SERIEFORBINDELSE

En spole og en kondensator kan forbindes sammen på to måder. Enten kan man sætte de to komponenter over hinanden til en parallel svingningskreds, eller man kan forbinde dem i række til en seriesvingningskreds. Parallelforbindelse af spole og kondensator benævnes ofte en spærre kreds, medens en serieforbindelse kaldes en sugekreds. De to sidste meget maleriske beteg-



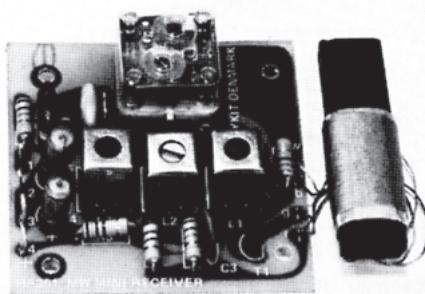
**Fig. G14.3.**

En parallelforbindelse af en spole og en kondensator udgør den mest benyttede svingningskreds. Denne kreds har en stor modstand for resonansfrekvensen og ganske lille modstand udenfor resonans. Ved høje frekvenser kortslutter kondensatoren og ved lave kortslutter spolen.

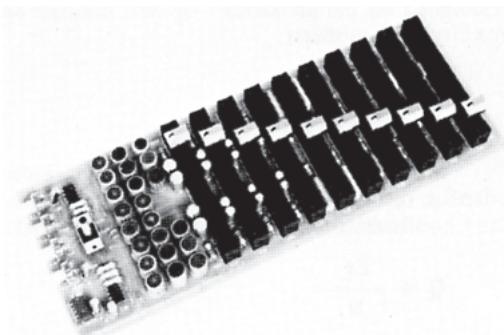
En serieforbindelse af spole og kondensator udgør en sugekreds. Den har en meget lav modstand ved resonans og en høj udenfor resonansfrekvensen.

**Fig. G14.4.**

I en lille radiomodtager indgår der mange afstemte kredse. Den lille mellembølge-modtager har 3 afstemte kredse i spole-dåser og en afstems kreds med ferrit-antennen.

**Fig. G14.5.**

Afstemte kredse kan også benyttes til lav-frekvens formål. Den viste konstruktion er en grafisk equalizer. Den har 10 afstemte kredse i hver af stereo kanalerne og kan regulere det hørbare toneområde ved 10 tonefrekvenser.

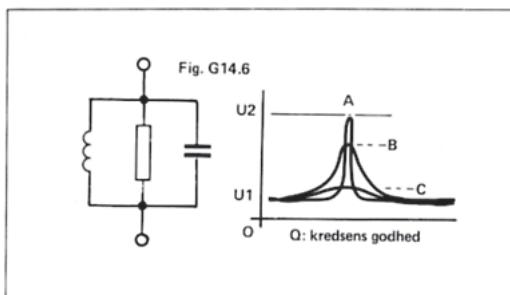


nelser fører hen til kredsenes funktion og anvendelse. Fig. G14.2. illustrerer spærrekredsen, og på kurven ser man, hvad der sker, når man sender en varirende frekvens ind på sådan en kreds. Både lave og høje frekvenser kvæles, så der ikke kommer til at stå spænding (U) over kredsen. Kun ved een ganske bestemt frekvens stiger spændingen voldsomt. Det er i resonanspunktet. For resonansfrekvensen vil spærrekredsen ikke have dæmpende virkning, men udenfor resonans vil spændingen spærres af, - dvs. kvæles. For sugekredsen er det omvendt (fig. G14.3.). Her vil kun resonansfrekvensen kvæles. Alle andre frekvenser vil forblive uberørte. Resonansfrekvensen vil blive suget væk!

Som det ses af illustrationerne fig. G14.4. og 5, indgår der afstemte kredse i både radioer og tonefiltre (equalizer). Kredse har til opgave at fremhæve specielle frekvenser og fjerne andre. I en radiomodtager har de afstemte kredse til opgave at skille sende stationer med forskellig frekvens fra hinanden. I et tonefilter kan funktionen være at hæve eller sænke toner i et bestemt område.

## Q ER ET MÅL FOR KREDSENS GODHED

Foruden resonansfrekvens (kaldes ofte overgangsfrekvens =  $f_0$ ) i en afstemt kreds er det vigtigt at vide, hvor god en kreds er til at skille de ønskede



**Fig. G14.6.**  
En afstemt kreds har en godhed, som opgives med bogstavet Q. Jo bedre Q, desto højere er kredsens virkning ved resonans.

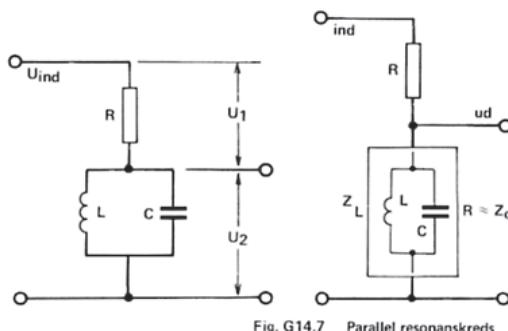
frekvenser ud fra de uønskede. Denne kvalitet udtrykkes som godhed og forkortes med bogstavet Q (ligesom for spolerne).

I fig. G14.6. er der optegnet tre kurver over resonanskredse med forskellige godheder. Forholdet mellem den størst mulige spænding - det er ved resonans i en parallelkreds - og den mindste spænding udenfor resonans angiver direkte godheden:

$$Q = \frac{U_{res}}{U_{ikke\ res}}$$

Måler man f.eks. spændingen ved resonans til 10 volt og spændingen udenfor resonans til 1 volt, er kredsens godhed  $Q = 10$ . Ses bort fra de små tab i kondensatoren kan Q også udtrykkes ved:

$$Q = \frac{ZL}{R}$$



**Fig. G14.7.**  
I en parallel resonans kreds er impedansen ved resonansfrekvensen Q gange højere end spolen eller kondensatorens enkeltimpedanser.

hvor ZL er spolens impedans ved overgangsfrekvensen og R er spolens jævnstrømsmodstand.

## RESONANSMODSTAND I PARALLELKREDS

Fig. G14.7. viser en parallel svingningskreds tilsluttet en tonegenerator eller en målesender gennem en stor modstand R. Ved at måle signalet over selve svingningskredsen (U2) og spændingen over modstanden R (U1), kan man beregne den tabsmodstand, der er i selve kredsen. Det er simpelthen forholdet mellem spænding i de to rent ohm'ske modstande:

$$Ro = R \times \frac{U_2}{U_1}$$

Det viser, at impedansen i kredsen er et bestemt antal gange større end impedansen af kondensatoren eller spolen. Det antal gange den er større er samtidig også et udtryk for kredsns godhed. Derfor gælder at:

$$Ro = Q \times ZL = Q \times ZC$$

Indsætter man praktiske værdier, f.eks. godheden 100 og kondensatoren's impedans på 500 ohm, bliver  $Ro = 500 \times 100 = 50$  kohm. De to udtryk for kredsns godhed kan nu samles til et, hvor vinkelfrekvensen omega udgår:

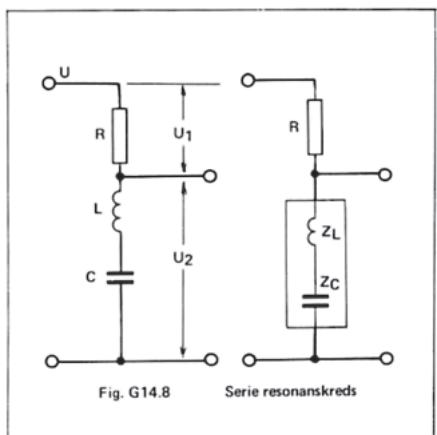
$$Ro = \frac{L}{R \times C}$$

hvor R er spolens tabsmodstand (ofte lig jævnstrømsmodstanden). Ofte vil man også benytte en anden formel, som fremkommer, når man ganger de to Q-formler med hinanden:

$$Q \times Q = Q^2 = \frac{\omega \times L}{r} \times \frac{1}{\omega \times C}, \text{ eller}$$

$$Q = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Den store resonansmodstand benyttes f.eks. i diodemodtageren, hvor svingningskredsen er tilsluttet en antennen direkte. Kun en bestemt frekvens vil komme gennem modtageren. Alle andre vil blive kvalt af kredsen. Kredsns godhed bestemmer, hvor godt stationerne bliver adskilt fra hinanden. Godheden i en detektormodtager ødelægges ofte, fordi antennen har en lav modstandsværdi og tilkobles parallelt over spolen. Derfor får man den bedste filtrering ved en lille antennen, som ikke kan belaste kredsen ret meget. Samtidig får man dog et svagt signal, så i en diodemodtager indgår man altid et kompromis mellem følsomhed og godhed (selektivitet).

**Fig. G14.8.**

I en serie resonans kreds er impedansen ved resonansfrekvensen  $Q$  gange lavere end spolen eller kondensatorens enkeltimpedanser.

## RESONANSMODSTAND I EN SERIEKREDS

I en seriekreds vil filtervirkningen være den modsatte. Her vil resonansfrekvensen kvæles, mens alle andre frekvenser ikke vil blive berørt. Ved resonans har seriekredsen en impedans, der er godheden mindre end impedanserne af spole eller kondensator:

$$R_o = \frac{Z_L}{Q} = \frac{Z_C}{Q}, \text{ eller}$$

$$R_o = \frac{\omega \times L}{Q} = \frac{1}{Q \times \omega \times C}$$

Ud fra dette kan vi tage et eksempel. Hvis impedansen er 1 kohm og godheden 100, vil seriekredsenes resonansmodstand  $R_o$  blive 10 ohm.

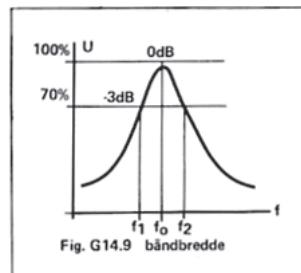
## KREDSENS BÅNDBREDDE

I radioteknikken støder man ofte på begrebet båndbredde. Det er en praktisk størrelse, der fortæller noget om kredsenes kvalitet i forhold til den frekvens, hvorfed man benytter den. Man har defineret båndbredden som det lille frekvensområde omkring resonansfrekvensen, hvor signalet er dæmpet til 70 % af det, det var ved resonans. 70 % dæmpning benævnes også 3 dB (se evt. afsnittet om dB, - T4). Fig. G14.9. viser en kurve for frekvens og styrke (amplitude) for en parallel svingningskreds. Ved resonansfrekvensen  $f_0$  sættes styrken til 100 %. På begge sider af  $f_0$  vil styrken på bestemte punkter være faldet til 70 %. Punkteme angiver de to frekvenser over og under resonans, og afstanden udmålt i Hertz er båndbredden. Den kan altid udregnes, når man kender godheden og resonansfrekvensen:

$$\text{Båndbredden } b = \frac{\text{Resonansfrekvensen } f_0}{\text{Godheden } Q}, b = \frac{f_0}{Q}$$

**Fig. G14.9.**

Båndbrede opgives som det frekvensområde, hvor styrken lige netop er faldet til 70 % af det, den var ved resonans (-3 dB). Båndbredden er lig med resonansfrekvensen divideret med kredsens Q.



Vi kan atter tage et hverdagseksempel fra en FM-radio. En modtager er forsynet med en resonanskreds i antenneneindgangen på 100 MHz. Godheden er på 100 (en pån storrelse). Derfor kan båndbredden udregnes til:

$$b = \frac{f_0}{Q} = \frac{100 \text{ MHz}}{100} = 1 \text{ MHz}$$

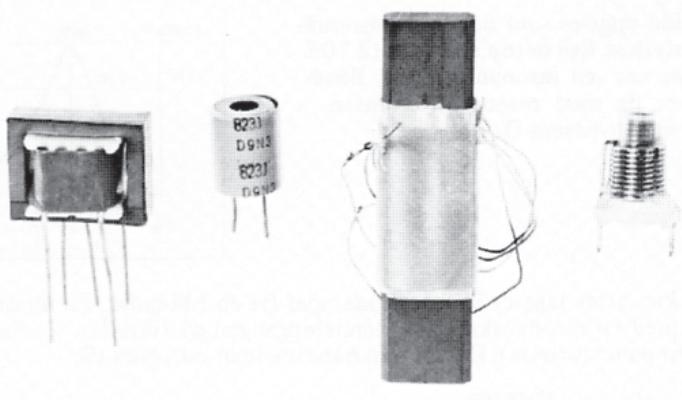
Benyttes nu en afstemningskondensator på 15 pF, er ZC impedansen på 106 ohm ved 100 MHz. Med godheden Q på 100 kan kredsens parallelmodstand ved resonans beregnes:

$$R_o = Q \times ZC = 100 \times 106 \text{ ohm} = 10,6 \text{ kohm.}$$

Det er på FM-området en overordentlig fin parallelmodstand, der giver en god kreds med fin selektivitet, - dvs. adskillelse mellem stationer. Men man kan meget let sætte de fine egenskaber over styr ved f.eks. at tilkoble en 50 ohm FM antennen direkte. Så ødelægger man totalt kredsens virkning, og det havde været bedre, om den slet ikke var anbragt. Derfor må man tilpasse tilslutningssignaler og efterfølgende forstærkere med omhu, så der bliver impedanstilpasning. Det vil man kunne gøre med udtag på spolen eller ved at benytte et tilpasset kondensatorudtag med to kondensatorer.

## IKKE ALLE SPOLER ER LIGE GODE TIL FORMÅLET

Det har vist sig, at de spoler, som er vældig gode til lavfrekvens, er vældig dårlige til højfrekvens. Det hænger sammen med, at de høje frekvenser helst vil løbe på overfladen af ledningerne. De trænger ikke ind i dybden på selv gode ledere. Derfor må man benytte spoler til det rette formål. Fig. G14.10. viser spoler til forskellige frekvenser. Transformatorspoler med transformatorblik er kun gode op til nogle hundrede hertz. Derefter må man benytte specielt udformet jern, evt. med en såkaldt luftspalte. Højere oppe i teleområdet er jernet ikke godt nok, og man går over til de såkaldte pulverkerfler. Dvs. keramisk materiale med små jernkorn indeni. På radiofrekvenser benytter man ferrit som kernemateriale - dvs. fra 100 kHz - og en speciel kobbertråd med mange fine indertråde (litze). Det giver en stor overflade på kobberet og virker bedre for de høje frekvenser. Går man op på endnu højere radiobånd, dvs. over 30 MHz og op til UHF, anvender man normalt tykt forsøvet tråd til spoleme. Ved så høje frekvenser løber strømmene alligevel kun i den yderste overflade af spoletråden og altså selve sølvlaget. Sølv leder overordentlig godt.



**Fig. G14.10.**

Spoler skal udformes til de frekvenser, man vil benytte dem ved i resonanskredse. En transformatorlignende spole kan benyttes i det lave lavfrekvensområde. Ferritspolen kan benyttes i området op til radiofrekvenserne ved 100 kHz. Ferritstaven ligner ferritspolen, men kobverbindingerne er udført med litzetråd, - dvs. mange sammensnoede tynde kobberledninger. Det giver større overflade og leder høje frekvenser bedre. Spolen med den tykke tråd er til helt høje frekvenser op til UHF området. Tråden er forsøvet, fordi højfrekvensstrømmene kun kan løbe helt ude på spolens overflade.

## TILKOBLING AF SVINGNINGSKREDSE

Vi nævnte tidligere, at man ikke bare kunne sætte en 50 ohm FM-antenne til en svingningskreds. Derved kunne selektivitet og godhed ødelægges. Man må sørge for impedanstilpasning mellem det, man sender ind på svingningskredsen, og man må passe på ikke at belaste svingningskredsen på udgangen.

Impedanstilpasning for afstemte kredse opnås på helt samme måde som for nettransformatorer, der blev omtalt i et tidligere kapitel. Impedanstransformation benyttes ofte ved afstemte kredse i radiomodtagere. Man kan nemlig sjældent opnå en tilstrækkelig lav resonansmodstand på selve kredsen. Derfor må man ty til udtag eller ekstra viklinger. Selve resonansvindingen betegnes da næsten altid primær og den eller de andre viklinger er da sekundær.

Hvis man f.eks. har en kreds med en impedans på 5 kohm, og belaster den med 5 kohm, vil den samlede kredsimpedans blive på 2,5 kohm. Derved vil båndbredden fordobles og Q'et halveres. Det kan ofte tolereres, men yderligere belastninger vil ødelægge kredsenes funktion. I dette tankeeksempel bliver kredsenes resonansmodstand 5 kohm. Tilkobler man nu en antennen på 50 ohm, skal det ske på en ekstra viking eller et udtag, som omtransformerer antennenimpedansen til de nævnte 5 kohm. Her gælder omsætningsforholdet for kredse som for transformatorer:

$$R_p = \frac{Vdg\ primær^2}{Vdg\ sekundær^2} \times R_s, \text{ eller } R_p = \left( \frac{np^2}{ns^2} \right) \times R_s, \text{ eller}$$

$$R_p = m^2 \times R_s$$

Hvor  $m$  er et udtryk for forholdet mellem primær og sekundær vinding. Dette udtryk kan regneteknisk også omformes, således at man kan finde forskelle i vindingstal, når man kender impedanserne:

$$m = \sqrt{\frac{R_p}{R_s}}$$

Da man ofte er gået ud fra et bestemt vindingstal på selve primærspolen, kan man finde ud af, hvor mange vindinger der skal på det sekundære udtag (måske et antenneudtag):

$$ns = np \times \sqrt{\frac{R_p}{R_s}}$$

Lad os tage eksemplet fra før: FM-modtagerens antennespole har en impedans  $R_p$  på 5 kohm. Vi tæller vindingerne på primæren  $np$  til 5 vindinger og vi har forudsat en antenneneimpedans på 50 ohm:

$$np = 5 \times \sqrt{\frac{50 \text{ ohm}}{5000 \text{ ohm}}} = 5 \times \sqrt{\frac{1}{100}} = 5 \times \frac{1}{10} = 0,5 \text{ vinding}$$

Ud fra denne beregning skal spolens antenneneudtag være 1/2 vinding hvis selve spolen har 5 vindinger. Fig. G14.11.a. illustrerer dette. På b-tegningen vises en variant, som kan være fuldstændig ligeså god. Her er spolen ikke adskilt i to dele med separat primær og sekundær, men impedanstransformationen sker på den nederste del af spolen med 1/2 vinding fra jord (minus). Fig. G14.11.c. illustrerer sekundærimpedansen, som transformeres oven i kredsens

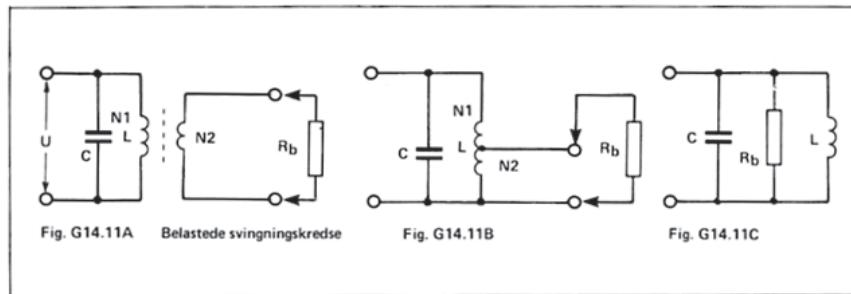


Fig. G14.11.

Hvis man belaster en svingningskreds for meget, kan man ødelægge Q'et, - dvs. kredsens resonansvirkning. Derfor kan man benytte udtag eller en sekundær transformatorvikling.

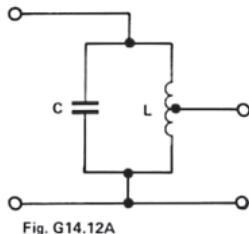


Fig. G14.12A

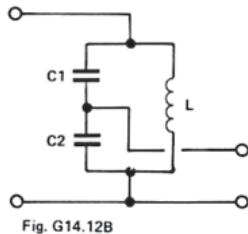


Fig. G14.12B

**Fig. G14.12.**

Man kan lave udtag til impedanstilpasning både på spole og kondensatordelen af en svingningskreds.

egen impedans. Tilkobler man en kondensator på udtaget eller en sekundær vikling, vil kondensatoren selvfølgelig få indflydelse på kredsens resonansfrekvens. Men tilkoblingskondensatorens kapacitetsvirkning vil også omsættes med viklingsforholdet i anden potens:

$$C_p = m^2 \times C_s$$

Fig. G14.12a-b. viser til sammenligning to lige gode måder at impedanstransformere på. Hvis spolen har et udtag i midten, kan man erstatte dette udtag af en serieforbindelse af to lige store kondensatorer, der giver samme resulterende kapacitet, som kredsen har behov for til en bestemt resonansfrekvens. Kapacitetsværdierne forholder sig til impedansomstillingen som kvadratet til omsætningsforholdet  $m$ . Benytter man f.eks. en kondensator på 40 pF i bunden og 4 pF i toppen, vil man få en kapacitiv deling på 10 gange, men en impedansomstilling på kvadratrodens af  $10 = 3,16$  gange.

## PHI-LED

Specielt i forbindelse med walkie-talkie sendertrin benyttes et phi-led i antenneneudgangen. Det er aftegnet på fig. G14.13. Det kan opfattes som en afstemt kreds, hvor indgangskapaciteten fælles med udgangskapaciteten bestemmer resonansfrekvensen. Derfor skal man lave de to kapaciteter dobbelt så store som for en normal svingningskreds. PHI-ledets store fordel er, at det kan

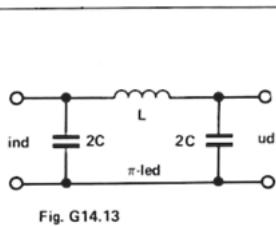
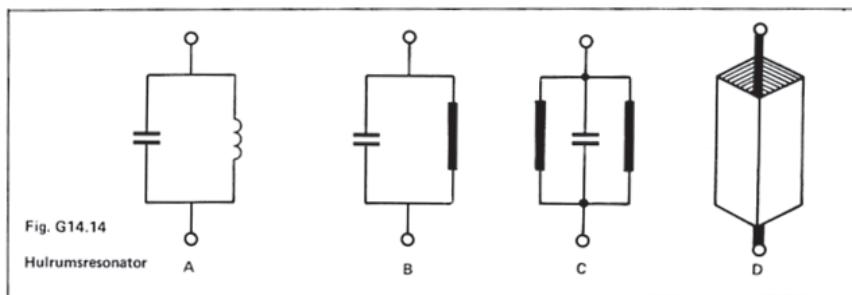


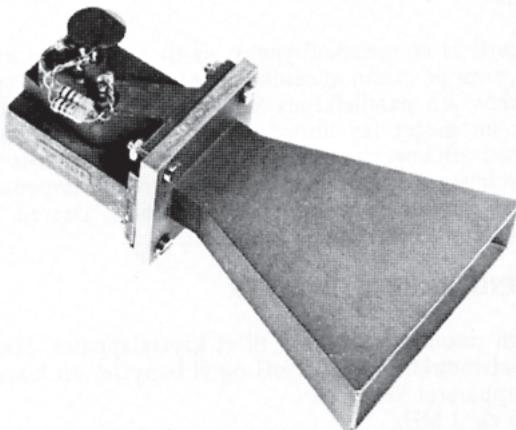
Fig. G14.13

**Fig. G14.13.**

PHI-led'et benyttes meget i udgangen af walkie-talkie anlæg. Det har en tilpas høj udgangsimpedans for en »dårlig» teleskopantenne med høj impedans.

**Fig. G14.14.**

a) til d) viser den glidende overgang mellem en konventionalt opbygget svingningskreds og en hulrumsresonator. En afstemt kreds til de høje radar frekvenser.

**Fig. G14.15.**

Lille radar enhed med en GUNN-diode og en SCHOTTKY detektor. De to komponenter udgør en sender og en modtager for radarbølger ved 10 GHz (10.000 MHz), og de er indbygget i en svingningskreds. Antennesignalet udtages i et hul i siden. Elektrisk set ligner svingningskredsen dem, vi kender fra alm. radioer, men i teknisk henseende er opbygningen ganske anderledes.

filtrere signalerne fra indgang til udgang særlig godt, og at spændingen på udgangen kan svinge meget højt op og ned. Den høje udgangsimpedans er velegnet som tilpasning til »halvdårlige» teleskopantennen. De har aldrig tilstrækkelig længde til resonans og er derfor ret højimpedansede. Jo lavere impedans der er på udgangen af PHI-ledet, desto ringere bliver godheden.

## MIKROBØLGER

Når man vil arbejde med meget høje frekvenser, bliver både spoler og

kondensatorer meget små. Fig. G14.14. illustrerer dette forhold. a) er en almindelig afstemt kreds med en spole og en kondensator. b) viser en kondensator og en lille spole, som blot er en enkel ret ledning på nogen centimeter. I c) er spolen gjort endnu mindre, idet der er parallelkoblet to af de fornævnte spoler, og samtidig er kondensatorens plader trukket så langt fra hinanden, da de for den sags skyld kunne udgøres af spolernes ender. Så er der ikke langt til opfattelsen af et rør som afstemt kreds. Illustration d) viser da også dette. Når man kommer helt op på radarfrekvenser, kan de afstemte kredse udformes som kamre og rørstykker. Fig. G14.15. viser en lille radarenhed til afstandsmåling og tyverialarmer. Dens resonanskreds er et lille hult kammer indeni metalæsken. Antennetilkoblingen sker via et hul i siden. Det ligner ikke meget elektronik, men mere et svendestykke fra en gas- og vandmester skole. Og dog er det et stykke elektronik efter helt samme principper, som vi lige har lært om. Beregningerne for sådanne kredse er selvfølgelig meget anderledes, og de hører ikke hjemme i denne elementære bog.

## KONKLUSION

Vi har lært, at en sammenbygning af en spole og en kondensator er en afstemt kreds, som på grund af resonans opfører sig ganske specielt på een og kun een frekvens. En parallelkreds har en høj impedans ved resonans og en seriekreds har en meget lav impedans ved resonans (nærmest kortsluttet). Kredses godhed afhænger primært af belastningen, og hvis man belaster for meget, vil virkningen dæmpes eller ophøre. Man kan impedanstransformere i afstemte kredse, ganske som ved transformatorer. Derved kan de uheldige virkninger af lavohm's belastninger reduceres.

## G14 SVINGNINGSKREDSE OPGAVER

1. Udregn resonansfrekvensen til et krystalapparat. Spolen er en ferritstav med en selvinduktion på 0,1 mH og vi benytter en kondensator på 100 pF. Er krystalapparatet til:

- Mellembølge ca. 1 MHz ..... A ()
- Kortbølge over 2 MHz ..... B ()
- Langbølge ca. 150 kHz ..... C ()

# G15 - PASSIV MÅLING

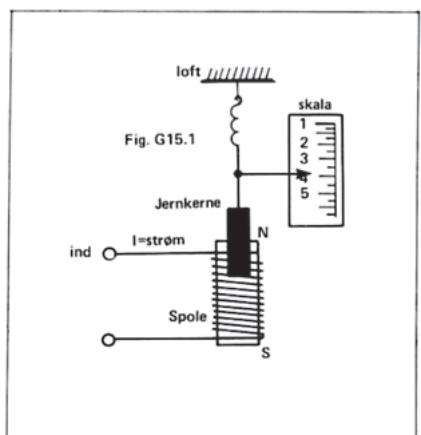
## PASSIV MÅLING

De første egentlige målinger af elektricitet blev allerede udført i oldtiden på statisk elektricitet. To ens elektrisk opladede papirskugler kunne frastøde hinanden, når de var ophængt i lange tråde. Jo større elektrisk opladning, desto større var frastødningen. Langt senere - først omkring år 1800 - fandt den franske fysiker Andre Marie Ampere en nøjagtig metode til bestemmelse af en elektrisk strøm. Denne måling foregik ved vejning af en sølvske, der i et elektrolyse sølvbad var påført en af strømmen afhængig mængde ekstra sølv. Det var selvfølgelig en meget besværlig metode, men man havde dengang yderst nøjagtige vægte og kunne derfor bestemme strømmen med stor sikkerhed. Men først med Ørsteds opdagelse af elektromagnetismen kom der muligheder for at øjeblikksbestemme strøm og spænding. H.C. Ørsted opdagede, at strømmen i en ledning inducerer et magnetfelt, som kan pavirke en magnethånd. Allerede det var en måling. Ved at øge spændingen med flere Volta-cellér kunne strømmen øges. Derved blev kompasnålens udslag større. H.C. Ørsted havde fremstillet en slags måleinstrument for strøm. De elektromekaniske måleinstrumenter, vi kender idag, er selvfølgelig meget mere forfinede og viser strømmen med langt større nøjagtighed. Moderne finmekanik kan udføres med stor præcision. Den moderne tids måleinstrumenter kan fremstilles både til måling af strøm og måling af spænding. Ved at indskyde et element, kan man desuden måle modstand. Ja, endog effekt kan måles elektromekanisk.

Passive måleinstrumenter benyttes overalt i elektronikken. De går også under navnet analoge instrumenter, og med dem tilstræber man en visning, der er proportional med den strøm, man sender gennem. Modsat digitale instrumenter som via logiske kredsløb omsætter den analoge spænding til et direkte aflæsbart tal. I den forbindelse bør det nævnes, at analoge viserinstrumenter ikke vil blive »distanceret» af dem med tal. Det er nemlig sådan, at det menneskelige øje langt hurtigere kan aflæse en visers stilling end et tal med måske 4 cifre. At der findes digitale måleinstrumenter med viserlignende udslæsning er en anden ting. De ses bl. a. på markedet for elektroniske ure. Her kan man få analog visning af klokkeslettet på et flydende krystal display (LCD). Det sker ved at tænde rækker af tynde steger tæt på hinanden. I dette afsnit vil vi alene omtale de elektromekaniske - eller »passive måleinstrumenter» uden indbygget elektronisk forstærkning.

## ELEKTROMEKANISKE MÅLEINSTRUMENTER

Blødjernsinstrumentet var det foretrukne elektromekaniske måleinstrument fra omkring år 1900 til 2' verdenskrig. Det var robust og ret nøjagtigt, men visningen var ikke lineær. Dvs. der var ikke lige langt mellem hver delstreg på skalaen. Fig. G15.1. viser et blødjernsinstrument. På en trisse er der viklet omkring 100 vindinger kobbertråd. Inden i trissen er der plads til en lit-



**Fig. G15.1.**  
**Blødjern instrumentet er robust men har en u-lineær skala.**

le jempind, evt. af magnetisk materiale. Jernet er ophængt i en fjeder over trissen som lod. Når der sluttet strøm til spolen, vil jernet suges ind i trissens indre, men kun så langt som fjederkraften tillader. Med stor strøm vil jempinden suges helt ind i spolen, og med lille strøm vil den kun bevæges svagt. Jempinden er forsynet med en viser, der peger på en opmærket skala. På skalaen kan man aflæse strømmen. Blødjern instrumentets bevægelse er ulineær. Derfor benyttes det sjældent idag. Instrumenter af denne type er meget robuste, så i forbindelse med specielle apparater kan de forekomme.

Varmetrådsinstrumenter, som den type der skitseres på fig. G15.2., blev også tidligere benyttet en del. De har den store fordel, at de fungerer lige godt på vekselstrøm som på jævnstrøm og specielt godt til effektmåling ved høje frekvenser. Strømmen sendes ind gennem en termotråd. Når tråden opvarmes, vil den udvide sig. Udvidelsen kan overføres til en viser via en lille fjederbelastet trisse. Visningen er ren effekt. Dvs. strøm eller spænding kan kun vises på en logaritmisk skala. Et termotråd-instrument er idag en meget bekostelig investering, men kan komme på tale i helt specielle tilfælde.

Drejespoleinstrumentet er det i elektronikken mest benyttede. Moderne finmekanik har gjort det muligt både at skabe et robust måleinstrument og et instrument med en god nøjagtighed. Fig. G15.3. viser den skematiske opbyg-

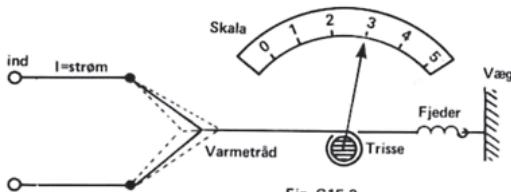
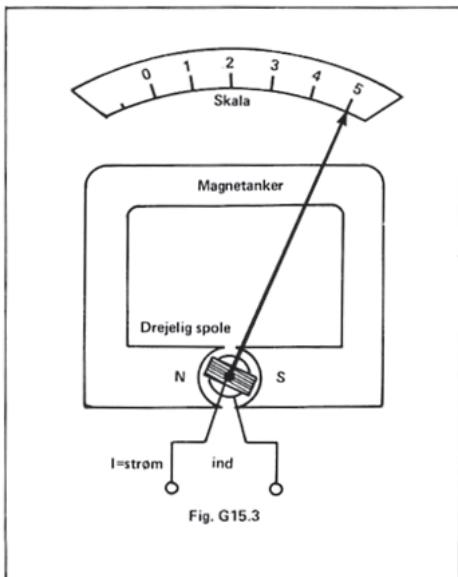


Fig. G15.2

**Fig. G15.2.**  
**Varmetrådsinstrumentet egner sig fortrinsvis til måling af effekt. Det er kostbart og benyttes kun til specielle opgaver.**

**Fig. G15.3.**

Drejespoleinstrumenter benyttes overordentligt meget i elektronikken. Det er lineært og meget følsomt. Ved specielle finmekaniske tricks kan man ophænge spolen i et bånd, hvorved det bliver mere robust imod stød.

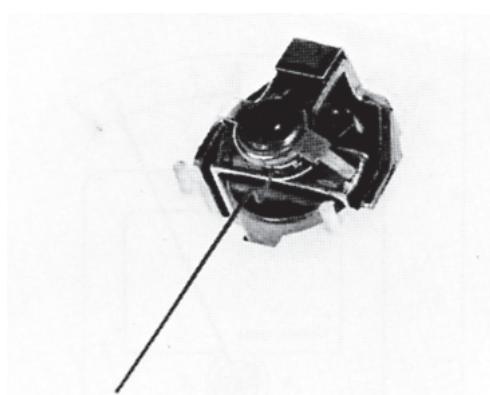


ning af et drejespoleinstrument. Som navnet siger, består det i det væsentlige af en drejelig spole. Spolen er ophængt i et meget kraftigt magnetfelt og fæstet i to fine lejer af glas. Den elektriske forbindelse til den drejelige spole løber gennem to spiralfjedre, - een omkring hvert leje. Spiralfjedrene giver fjederkraft til spolen, så visemålen altid holdes på en bestemt position med samme kraft. Når der går strøm gennem spolen, vil dens magnetfelt dreje den i det permanente magnetfelt. Udsvinget er afhængig af spolens magnetfelt, dvs. antallet af spolevindinger, det permanente magnetfelts styrke og fjederkraften. Visningen med drejespoleinstrumentet er helt lineært i et drejeområde på ca. 90 grader. Specielle typer kan fremstilles med drejning på hele 270 grader. I disse instrumenter går viseren næsten en hel omgang rundt. Drejespolen er ofte forsynet med små vægtklodser modsat viseren. De har til opgave at udkompensere viserens vægt, så instrumentet altid viser korrekt, uanset hvorledes man drejer det i de tre plan.

Spejlgalvanometret er en specialudgave af drejespole instrumenter. Her har man erstattet viseren med et lille bitte spejl direkte på drejespolen. Spejlet kan afbøje en lysplet, så man kan opnå en »viserlængde» på mange meter uden masse. Spejlgalvanometre kan fremstilles med utrolig stor følsomhed, fordi en viserlængde på nogen meter beforder et overordentligt stort udslag for blot en lille drejning af spolen. Idag benyttes de sjældent, fordi mekanikken er meget følsom og let ødelægges. I stedet anvender man ufølsomme drejespoleinstrumenter med forstærkere foran. Mange vil nikke genkendende til betegnelserne »rørvoltmeter» og FET-voltmeter. Det er simpelthen drejespoleinstrumenter med rør eller FET-transistor forstærkning indbygget.

## DREJESPOLEINSTRUMENTETS FØLSOMHED

Spolen i et drejespoleinstrument sætter bestemte grænser for den strøm



**Fig. G15.4.**  
Et lille drejespoleinstrument med aftaget kappe.  
Bemærk den fine fjederspiral.

og spænding, man kan måle med selve instrumentet. Når man i elektronik faghandlen kan købe instrumenter til alle mulige strømme og spændinger, hænger det sammen med, at der er indbygget tilpasningsmodstande til den valgte skala. Skiller man instrumenterne ad, vil man næsten altid se, at der enten sidder en ganske lille modstandsværdi over spolens tilledninger eller en ret stor modstandsværdi i serie, med den ene tilledning. Den første type er altid et amperemeter og den anden et voltmeter. I en serie af instrumenter vil man se, at fabrikanten benytter den samme drejespole og magnet. For drejespolen kan man opgive et elektrisk tal, der benyttes til udregning af formodstande til andre områder. Dette tal benævnes følsomheden. Den er altid opgivet ved fuldt udslag på måleinstrumentet. Når viseren slår ud på det største tal, går der en ganske bestemt strøm i drejespolen, og da jævnstrømsmodstanden i spolen ikke ændrer sig under udslaget, har den en konstant modstand og dermed spænding over sig.

Den strøm der typisk skal til at få en drejespole til at slå fuldt ud er på 50  $\mu$ A, 100  $\mu$ A eller 500  $\mu$ A. Vi kan nu tage et typisk eksempel. En fabrikant har opgivet et 100  $\mu$ A instruments indre modstand til 1.000 ohm (1 kohm). Med ohm's lov kan vi nu udregne den spænding, der ligger over samme instrument for fuldt udslag:

$$U_i = R_i \times I_i, \text{ eller med de nævnte værdier,}$$

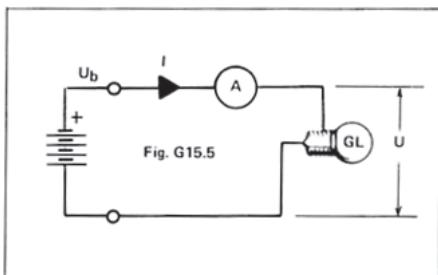
$$U_i = 1 \text{ kohm} \times 100 \text{ } \mu\text{A} = 100 \text{ mV}$$

Hvis man vil sammenligne flere instrumenters følsomhed, kan man omregne til spændingen een volt og da opgive modstanden. I det praktiske eksempel er den indre modstand 1 kohm og spændingen 100 mV. Følsomheden i kohm per 1 volt bliver da:

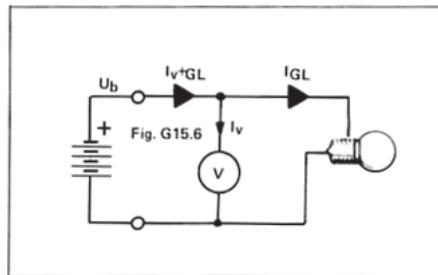
$$F = \frac{1.000 \text{ volt}}{U_i} \times R_i = \frac{1.000 \text{ volt}}{0,1 \text{ volt}} \times 1 \text{ kohm} = 10 \times 1 \text{ kohm} =$$

$$F = 10 \text{ kohm/V}$$

**Fig. G15.5.**  
Strøm måles GENNEM et amperemeter.



**Fig. G15.6.**  
Spænding måles OVER belastningen.



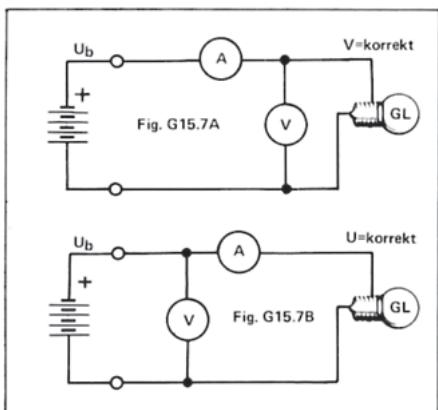
## MÅLING AF STRØM OG SPÆNDING

Før man kaster sig ud i at tilslutte voltmetre eller amperemetre, er det fornuftigt at tænke igennem, hvad man er i færd med. Hvis man f.eks. tilslutter et 100 uA strøminstrument direkte over et 1,5 volt batteri, vil viseren rimeeligvis snurre et par gange rundt om sin egen aksel, og der vil komme en besked den røgsky fra drejespolen. Dermed er det drejespoleinstrument ødelagt. Man må altså vide, hvordan et amperemeter og et voltmeter indskydes, hvordan de to instrumenter fungerer i kredsløbet og hvilken størrelse strøm og spænding, der kan forventes. Blot nogle få ganges overbelastning ødelægger straks et drejespoleinstrument, - og det kan ikke repareres!

Fig. G15.5. viser en typisk strømmåling. Batteriet sender sin strøm af elektroner gennem amperemeteret til glødelampen og igen tilbage til batteriet. Ved strømmåling skal man altid sætte amperemeteret i sene med den belastning, man mäter strøm til. Desuden skal man altid starte med at vælge et amperemeter, der mindst kan tåle den maximale strøm, man kan forestille sig i det tilsluttede kredsløb. Sætter man fejlagtigt amperemeteret parallelt over batteriet, vil det levere al den strøm til amperemeteret, som det kan. Det er aldeles ødelæggende.

Fig. G15.6. viser, hvorledes man mäter spændinge, dvs. elektronpresset med et voltmeter. Voltmeteret sættes direkte over belastningen, - i dette tilfælde en glødelampe. Lampen trækker det meste af strømmen, men der går også en lille smule gennem voltmeteret. Ellers kan dets spole ikke magnetiseres og viseren ikke bevæges.

Hvis man sætter både amperemeter og voltmeter ind i kredsløbet som



**Fig. G15.7.**  
Måling af både strøm og spænding på to måder. I tilfældet a. måler voltmeteret rigtigt på belastningen, men forkert strøm, idet voltmeteret selv forbruger lidt af strømmen. I eksempel b. er det omvendt. Her mäter amperemeteret rigtigt og voltmeteret lidt forkert. Der tabes lidt spænding over amperemeteret.

på fig. G15.7., er der to tilslutningsmuligheder med hver sin fejlkilde. I a) eksemplet mäter voltmeteret spændingen direkte over belastningen (en lampe). Derfor er voltmetervisningen helt korrekt. Amperemeteret mäter derimod både strømmen i belastningen og strømmen i voltmeteret. Hvis det er et godt voltmeter, skal det have en meget lille strøm for at vise spændingen. Derfor vil man ofte kunne se bort fra denne ekstra fejlstrøm. I b) eksemplet viser amperemeteret derimod den helt korrekte strøm til lampen og kun lampen. Voltmeteret derimod viser desværre spændingen på forsyningsbatteriet, og det spændingsfald, der er over amperemeteret på grund af den indre modstand, vil addere sig til spændingsfaldet over lampen. Derfor får lampen lidt for lav spænding. Men er det et godt amperemeter, vil spændingsfaldet være så ringe, at man kan se bort fra denne fejlkilde.

## SHUNTMODSTANDE MED STRØMMÅLING

Amperemetre fremstilles så følsomme, at den strøm, de skal have gennem sig for at slå fuldt ud, næsten altid er meget lavere end den strøm, man har i et givet elektrisk kredsløb. I en almindelig transistoropstilling går der strømme fra nogle få milliampere til mange ampere (1 mA til 10 A). Et 100 uA instrument må derfor laves om til en højere strøm. Det kan man gøre som i fig. G15.8. Her skal et batteri trække en lampe på ca. 50 mA. Den strøm vil vi gerne måle med et til rådighed stående instrument på 100 uA. Vi kan vælge at lave 100 uA instrumentet om til et på 100 mA. Det gøres ved at føre det meste af strømmen udenom selve instrumentet og lave en ny skala. Vi sætter en shuntnmodstand over amperemeteret. Hvis amperemeteret skal vise 100 mA, skal det selv have 100 uA af strømmen. Shuntnmodstanden må føre resten udenom. I dette eksempel skal shunten altså føre 100.000 uA - 100 uA = 99.900 uA udenom. Hvis instrumentet er opgivet med en indre modstand  $R_i$  på 1 kohm, er spændingen over det i.flg. ohms lov 100 mV. Nu kan shuntnmodstanden udregnes. Den er jo anbragt parallelt over amperemeteret og får altså samme spændingsfald:

$$R_s = \frac{U_A}{I_S} = \frac{100 \text{ mV}}{99,9 \text{ mA}} = 1,001 \text{ ohm.}$$

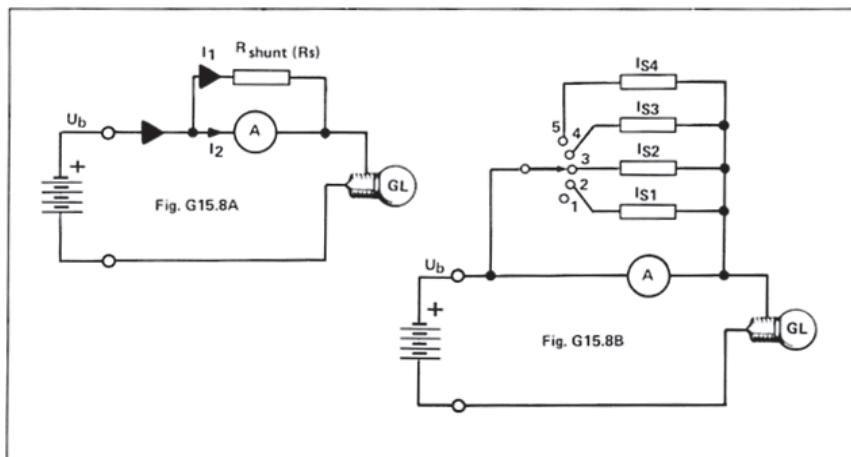


Fig. G15.8.

Shuntnedstændde benyttes over amperemetre til højere strømmområder. Shunten leder den overskydende strøm udenom instrumentet. Med en omskifter og flere shunte (b) kan man skifte område.

Hvis instrumentet har en fejltolerance på 2%, kan man udmærket benytte en modstand på 1 ohm. Er modstanden en fin 1% type, kan den alligevel variere fra 0,99 til 1,01 ohm. Sådanne forholdsvarueringer må man altid foretage, så man ikke ofrer penge på urimeligt fine eller nøjagtige komponenter.

Man kan opstille beregningen af shuntnedstændde mere matematisk. Så bliver beregningen af shunten til en ren rutinesag. Først må man kende shunstrømmen:

$$IS = IM - II$$

hvor IS er den strøm i shunten, man vil beregne, IM den totale målestrøm og II den strøm instrumentet skal have for fuldt udslag. Indføres shuntnedstænddens udtryk i ohms lov, får man shuntnedstændden:

$$RS = \frac{UI}{IM - II} = \frac{II \times RI}{IM - II}$$

hvor RS er den shuntnedstændde, man vil beregne, IM en maximale strøm man vil have fuldt udslag for, RI instrumentets indre modstand, UI instrumentets spændingsfald ved fuldt udslag og II er instrumentets strøm ved fuldt udslag.

Vi kan tage et andet eksempel. Et drejespoleinstrument er opgivet til en indre modstand på 100 ohm, dets strøm for fuldt udslag er 50 µA og vi vil måle 1 mA. Shuntnedstændden beregnes da:

$$RS = \frac{50 \times 10^{-6} \text{ A} \times 100 \text{ ohm}}{1.000 \times 10^{-6} \text{ A} - 50 \times 10^{-6} \text{ A}} = 5,263 \text{ ohm.}$$

Man kan med god tilnærrelse benytte en modstand RS på 5,3 ohm. På samme måde kan man beregne shuntmodstanden til andre strømmme. Prøv f.eks. med samme instrument at beregne shunten til området 1 ampere og 10 amperre. Modstandene RS bliver da 0,005 ohm eller 5 mohm og 0,0005 ohm eller 0,5 mohm. Det er så utroligt små modstande, at de med fordel kan laves af et stykke kobbertråd på nogle centimeters længde.

I forhold til andre komponenter er et drejespoleinstrument ret kostbart. Derfor vil man ofte tilkoble flere shunte over en omskifter, så man kan måle strøm over et større område. Selv med en god viserinddeling på et amperemeter kan man ikke med den bedste vilje aflæse mindre end 1-2 % af det fulde udslag. De strømmme, man kan komme ud for i elektronikken, varierer fra 100 uA til 10 ampere. Det er et område på hele 100.000 gange. I stedet for at prøve at aflæse så utrolig små procentdele på samme skala, kan man med flere shunte og en omskifter benytte et og samme instrument til f.eks. 100 uA, 1 mA, 10 mA, 100 mA og 1 A for fuld skalavisning. Det er vist i eksemplet fig. G15.8b.

## FALDMODSTANDE TIL SPÆNDINGSMÅLIING

Ethvert drejespoleinstrument er i realiteten et amperemeter. Men da amperemeteret har en fast størrelse indre modstand, er spændingen over drejespolen helt proportional med strømmen. Kender man den indre modstand og strømmen for fuldt udslag, kan man udregne spændingen. I afsnittet om shunte beregnede vi et måleinstrument på 100 uA/1 kohm til 100 mV. Hvis der er 100 mV over drejespoleinstrumentet, vil det slå fuldt ud, fordi det har 100 uA gennem sig.

I et voltmeter indgår amperemeteret som en modstand i en spændingsdeler. Det gælder normalt om at sænke instrumentets følsomhed. I stedet for 100 mV, der jo er en meget lav spænding, kan vi tænke os at øge måleområdet til 10 volt. Først beregnes spændingen:

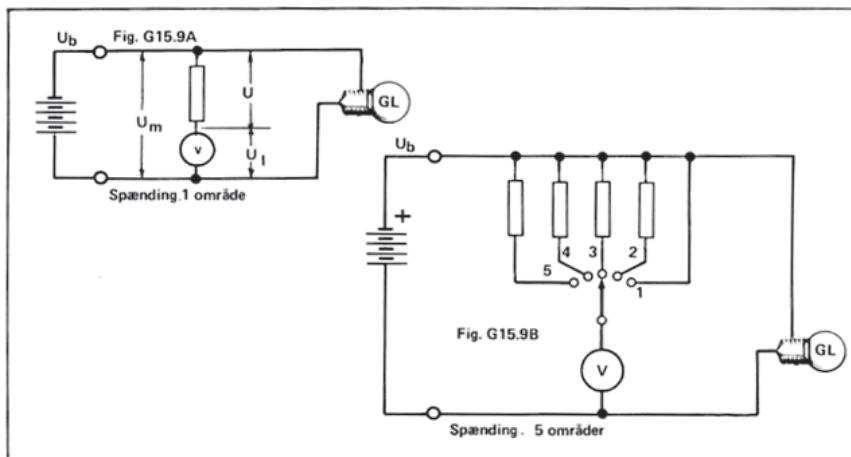
$$UV = UM - UI,$$

Hvor UV er spændingen over faldmodstanden, UM forsyningsspændingen til det målte kredsløb og UI spændingen over instrumentet ved fuldt udslag.

Formodstanden RV har altså til opgave at dæmpe spændingen ned, så der ved 10 volt ind kun kommer 100 mV ud til instrumentet. Sætter man det ind i ohms lov, får man:

$$RV = \frac{UM - UI}{II} = \frac{UM - (II \times RI)}{II} = \frac{UM}{II} - RI$$

Vi kan prøve at indsætte værdierne til et 10 volt instrument med RI = 1 kohm strømmen 100 uA:

**Fig. G15.9.**

Med en formodstand til et amperemeter kan man måle spænding. Formodstanden tager det spændingsfald, der er for meget for selve måleinstrumentet. Med flere formodstande og en omskifter kan man på samme instrument måle i flere områder.

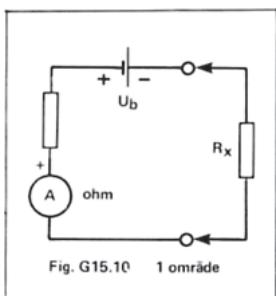
$$RV = \frac{10 \text{ volt}}{0,1 \times 10^{-3} \text{ A}} - 1 \text{ kohm} = 99 \text{ kohm}$$

Fig. G15.9. viser, hvorledes man kan udvide et voltmeter til flere områder. Fra position 1 til 5 kan man prøve at beregne formodstandene med det før omtalte instrument til spændingerne: 100 mV, 1 V, 10 V, 100 V og 1.000 V. Resultaterne skal blive: 0 ohm (kortslutning), 9 kohm, 99 kohm, 999 kohm og 9.999 Mohm. Man kan bemærke, at standardværdierne til de tre sidst-nævnte områder: 99k = 100 kohm, 999k = 1 Mohm og 9.999M = 10 Mohm.

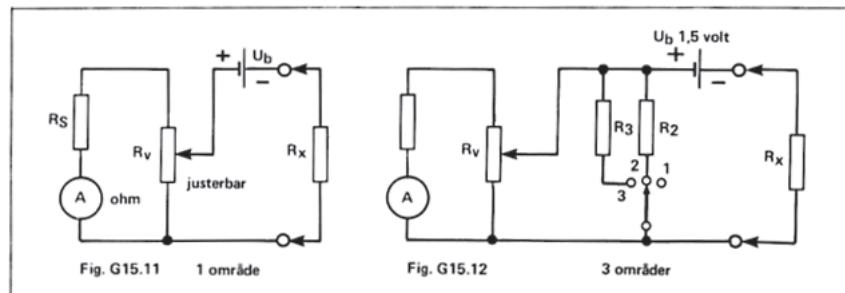
## MODSTANDSMÅLING MED DREJESPOLEINSTRUMENT

Efter principippet i fig. G15.10. kan man opbygget et ohmmeter med et drejespoleinstrument. Ohmmeteret benyttes til måling af modstandsværdier på defekte eller umærkede modstandskomponenter. Ohmmeteret kan også anvendes som gennemgangstester, og det kan benyttes til kontrol af dioder og transistorer. Det sidste vil blive omtalt i kapitlet om dioder og transistorer (Halvledere II).

Funktionen er den, at amperemeteret er indskudt i serie med en modstand og et batteri. Når kredsen kortsluttes, skal viseren slå nøjagtigt fuldt ud på skalaen. På dette sted opmærkes modstanden til 0 ohm. Åbnes kredsen, vil viseren falde tilbage på 0, idet der jo ikke går strøm. På dette sted opmærkes modstanden til »∞« ohm, - dvs. uendelig mange ohm.



**Fig. G15.10.**  
Ved ohm måling indskyder man et batteri og en formodstand i kredsløbet.



**Fig. G15.11. til venstre**

Med et potentiometer i ohm meteret kan man nulpunktsjustere visningen med kortsluttede terminaler. Uanset om batteriet er helt friskt eller gammelt og brugt.

**Fig. G15.12. til højre**

Man kan skifte ohm område ved at indkoble shuntmodstande over viserinstrumentet.

Sætter man en modstand over tilslutningsklemmerne, vil viseren vælge at stoppe et eller andet sted mellem 0 og uendelig angivelsen. Dette sted opmærkes så med den aktuelle modstandsstørrelse. Sådan fortsætter man, indtil man har opmærket en skala med passende mange modstandspunkter. Man kan altså ikke opmærke modstandsstørrelserne med lige stor afstand mellem hver værdispring. En modstandsskala vil altid være klemt sammen i den ene ende. Fig. G15.11. viser en måde, hvorpå man kan justere for den altid faldende batterispænding. I stedet for at sætte en fast modstand ind i ohmmeteret, benytter man altid et juster-potentiometer. Det stilles til 0 ohm (dvs. fuldt udslag) med kortsluttet ohmmeter indgang. Fig. G15.12. viser, hvordan man kan ændre ohm-områderne, så den samme skala stadig kan benyttes blot ved at gange aflæsningen med 10, 100 og 1000 eller hvad man nu ønsker. Fig. G15.13. skitserer, hvorledes man kan lave et ohmmeter med en lineær skala. Fra en strømgenerator (opbygges elektronisk) sender man en konstant strøm ned gennem den ukendte modstand. Derefter aflæser man spændingen med et høj-høj ohm's voltmeter og har i.flg. ohm's lov et direkte mål for modstanden RX. Hvis man vil måle modstand med 1 % nøjagtighed op til 10 Mohm, skal voltmeterets indgangsmodstand have en impedans på mindst 1000 Mohm

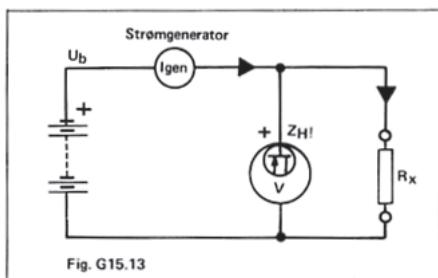


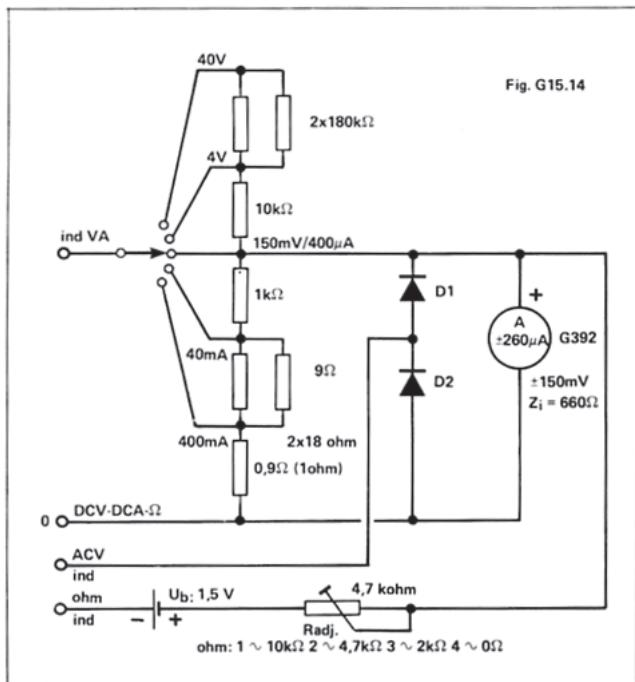
Fig. G15.13

**Fig. G15.13.**  
Ved aktiv ohmmåling med transistorstyrede strømgeneratører kan man opnå en lineær skala.

eller 1 Gohm. I digitale instrumenter aflæser man med 0,05 %'s nøjagtighed. Der har man brug for den gigantiske indgangsimpedans 200 Gohm. Det får man kun med specielle FET transistorer eller operationsforstærkere. De omtales i et senere afsnit.

## UNIVERSALMETER

Med det kendskab vi nu har til at benytte et og samme instrument til måling af både strøm, spænding og modstand, er det naturligt at prøve at bygge et universal måleinstrument. Det kan gøres ret enkelt, hvis man ikke stiller de helt store krav. Men vil man bygge et instrument med mange måle-



**Fig. G15.14.**  
Simpel demonstrationsmodel af et multimeter med flere strøm-, spændings og ohmområder.

områder, må man belave sig på et meget stort beregningsarbejde og en yderst kompliceret omskifterfunktion. I fig. G15.14. har vi bygget et universalmeter ud fra et lille prisbilligt balancemeter af typen G392 (Jostykit). Det kan måle følgende:

<b>DC spænding</b>	<b>0 - 150 mV, 0 - 4 V og 0 - 40 V</b>
<b>DC strøm</b>	<b>0 - 400 uA, 0 - 40 mA og 0 - 400 mA</b>
<b>AC spænding</b>	<b>0 - 4 V og 0 - 40 V</b>
<b>ohm</b>	<b>0 - 20 kohm</b>

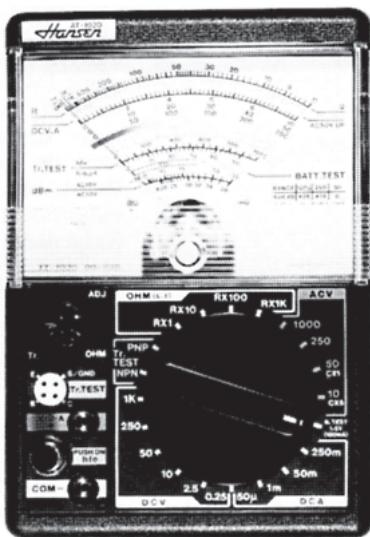
Det er selvfølgelig ikke en særlig ophidsende samling data. Men kreds-løbet er til at gennemske, beregne og anskaffe for nybegyndere. Vi vil her ikke komme ind på den totale beregning, men blot overgive de nødvendigste strøtanker til kontrolberegning for interessererede læsere. En grundliggende beregning for det lille målekredsløb kunne udmarket fylde 10-20 sider i denne bog. Men principperne baseres alle på fornuftig brug af ohms lov og kendskab til shuntmodstande og faldmodstande.

Det benyttede G392 drejespoleinstrument har følgende data:

<b>Strøm visning for fuldt udslag med midtpunkt:</b>	<b><math>\pm 260 \mu A</math></b>
<b>Spænding ved fuld strømvisning over midtpunkt:</b>	<b><math>\pm 150 \text{ mV}</math></b>
<b>Indre modstand RI:</b>	<b>660 ohm</b>

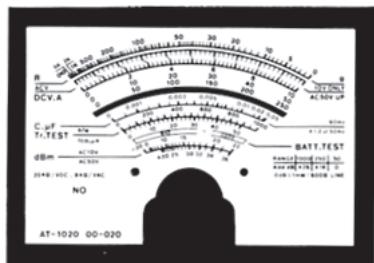
Da visningen er inddelt som: -4, -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3 og +4, vælges først strømmen i det laveste område til 400 uA. Dvs. følsomheden på 260 uA skal »ødelægges» med en shuntmodstand.

Shuntmodstanden kan da samtidig indgå i omskiftningen af strømområder. Med 400 uA til indgangen og 260 uA i instrumentet bliver der 140 uA tilbage til shuntmodstandene. Da spændingen over måleinstrumentet er 150 mV, bliver den samlede serieforbindelse af shuntmodstandene ca. 1 kohm. Med god tilnærmede kan man vælge den første modstand til 1 kohm, fordi det næste strømområde er 100 gange større, - 40 mA. I dette område skal serie-modstanden i et amperemeter være lille. Vi kan udregne følsomheden efter 1 kohm modstanden til 400 mV. Spændingsfølsomheden falder, fordi der afsættes en spænding på ca. 250 mV over modstanden. Det kan udregnes med ohms lov på grundlag af strømmen 260 uA og modstandens egen værdi på 1 kohm. Det giver egentlig 260 mV eller en reel modstands værdi på 0,96 kohm, men en 4 % fejl kan ikke erkendes på det nævnte instrument. Strømmen på de 40 mA skal løbe gennem de to shuntmodstande, og med følsomheden 400 mV til instrumentet bliver modstands værdien samlet 10 ohm. Ved 400 mA området bliver modstanden 1 ohm. Derfor skal de to shuntmodstande i bunden opfattes som en serieforbindelse, og den mellemste skal være 9 ohm og den nederste 1 ohm. Det giver tilsammen de 10 ohm. Men en 9 ohm's modstand kan man ikke købe i enhver forretning. I stedet kan man lave en 9 ohm's modstand ved at parallelkoble to modstande på 18 ohm. Det giver eksakt 9 ohm. Den første modstand til spændingsmåling skal have 4 volt - instrumentspændingen 150 mV over sig. Det bliver 3,85 volt. Strømmen til instrument og shuntmodstande i amperemeterdelen er udregnet til 400 uA. Derfor kan 4 volt modstanden udregnes til 9,6 kohm. Vi vælger en på 10 kohm. Det giver en fejl på kun 4 %. I 40 volt området er der 36 volt over formodstanden i toppen. Denne spænding opstår ved fraträkning af 4 volt området fra 40 volt. Strømmen er de samme 400uA fra før, og modstands værdien kan beregnes til 90



**Fig. G15.15.**  
Et professionelt multimeter har mange områder og er et ganske kompliceret kredsløb.

**Fig. G15.16.**  
Skalaen for det professionelle multimeter viser, hvor mange målinger man kan foretage.



kohm. Denne værdi kan sammensættes af to parallelforbundne modstande på hver 180 kohm. 180 kohm er standardværdier.

Indkobler man to små germaniumdioder, - f.eks. af typen AA143, kan man til nød måle vekselspændinger med meteret. Dioderne taber godt nok ca. 100 til 200 mV af spændingen over sig, men det kan accepteres på 4 volt og 40 volt området. Diagrammet viser indkoblingen af de to dioder. Når man skal måle vekselspænding på et af de to områder, benyttes indgangene mærket ind og ACV-0.

Med et batteri på 1,5 volt og et lille potentiometer på 4,7 kohm, kan man måle modstand. Batterispændingen og instrumentets følsomhed sætter en målegrænse på 0 ohm til ca. 20 kohm. Større modstande kan man ikke umiddelbart måle. I det oprindelige instrument vil opmærkningerne svare til følgende modstands værdier: 4 = 0 ohm, 3 = 2 kohm, 2 = 4 kohm og 1 = 10 kohm. ohmmeteret nulstilles ved, at man kortslutter ohm indgangen til ohm-0 indgangen og justerer til visningen 4 ved fuldt udslag. Her er modstanden 0 ohm.

Fig. G15.15. viser et færdigfabrikeret professionelt universal multimeter. Det har en masse måleområder sammenkoblet via en yderst kompliceret omskifterfunktion. Skalaen på fig. G15.16. for samme instrument har opmærkninger for alle disse måleområder.

## EFFEKT METRE

Mange større udgangsforstærkere er udstyret med watt-metre. De er simpelthen udformet som vekselspændingsmetre og kan kun vise den aktuelle effekt ved en bestemt belastningsmodstand/højttalerimpedans. Fig. G15.17. viser en sådan opbygning. Forstærkeren sender udgangseffekt til højttalerimpedansen med en bestemt vekselspænding efter ohm's lov.

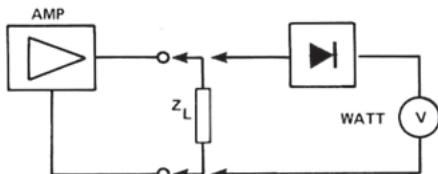


Fig. G15.17

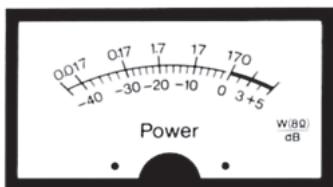
**Fig. G15.17.**  
I et watt meter udnytter man ohms lov, og meteret viser kun rigtigt med en bestemt belastning - modstand (impedans).

$$W = \frac{U^2}{R}$$

Af formlen kan man se, at effekten forholder sig kvadratisk til spændingen. Derfor er almindelige effektskalaer udformet kvadratisk. Det er også det mest praktiske, idet opfattelsen af lydtrykket fra højttalerne er kvadratisk. Skalaen fig. G15.18. viser den kvadratiske effekt fra milli watt til mange watt.

## WHEATSTONES BRO

Hvis man vil måle modstand med stor nøjagtighed, kan man bruge en opfindelse fra midten af 18 - hundrede tallet, beskrevet af den engelske fysiker Wheatstone. Målingerne af modstandsværdi bliver da lineær og ren forholdsregning. Fig. G15.19a. og b. viser Wheatstone broens funktion. Indsætter vi f.eks. 4 ens modstande i broen på fig. a., vil der ikke være nogen spændingsforskel på samlingspunkterne af de to spændingsdelere. Derfor vil der ikke komme noget udslag på måleinstrumentet. Hvis den ene modstand RX gøres halvt så lille som før, vil strømmen løbe fra den venstre spændingsdeler mod højre. Gøres modstanden større, vil strømmen løbe den modsatte vej. Hvis både R2 og RX ændres lige meget, vil spændingerne på spændingsdelerne ændres lige meget, men der opstår ikke nogen spændingsforskel, som kan give udslag på instrumentet. Det benyttes i fig. b. til en »lineal« måling. Hvis nemlig R1 og R2 samles til et skydepotentiometer, kan man altid regulere ind til et punkt, hvor der ikke kommer udslag på instrumentet. Dette uanset hvor stor modstandsværdien på skyderen er. Det er kun forholdet på skyderen, der har indflydelse på udslaget. Ved at indsætte forskellige RK modstande, kan man skifte områder. Målingen af modstand udføres da ved at sætte den ukendte modstand RX ind i kredsløbet og skubbe skyderen til det punkt, hvor det midtpunktsvisende instrument står på 0 volt. Beregningen for denne forholdsregning ser således ud:



**Fig. G15.18.**  
Watt meterets skala er kvadratisk.

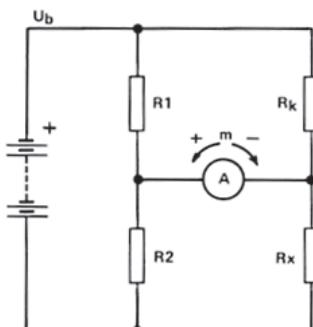


Fig. G15.19A Wheatstones bro

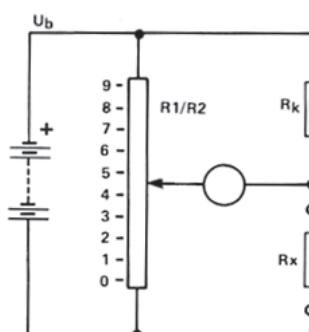


Fig. G15.19B

Fig. G15.19.

Wheatstones bro benyttes til bestemmelse af modstande, kondensatorer og spoler.

$$R_X = R_K \times \frac{R_1}{R_2}$$

og da skyderen kan opmærkes efter en lineal med direkte indikering af forholdet bliver:

$$R_X = R_K \times \text{forholdet}$$

Vi kan tage et eksempel på dette. Skyderen er indstillet på 6 og RK er valgt til 1 kohm:

$$R_X = 1 \text{ kohm} \times 6 = 6 \text{ kohm.}$$

Med wheatstone broen har man den meget store fordel, at der ikke indgår kredsløb, som kan forfalske resultatet, og man kan ved at indsætte et vekselstrømsmeter (eller en højttaler/hovedtelefon) måle impedanser af spoler og kondensatorer. Samtidig har man mulighed for i stedet for RK at indsætte en spole eller kondensator af kendt størrelse. Så kan man indsætte en ukendt spole eller kondensator på RX's plads, og med skyderen finde samme forhold og altså den reelle induktion eller kapacitetsværdi.

## LUX METER

I fotografien har man ofte brug for at kunne måle belysningen. Det lader sig let gøre med en CdS modstand. Den ændrer sin modstandsværdi med belysningen. Fig. G15.20. viser et sådant lux-meter. Der er indsat en omskifter, så man kan skifte område. Lux-meteret er simpelthen et ohmmeter med en fotomodstand og en skala opmærket til formålet. Belysningsmålere kan og

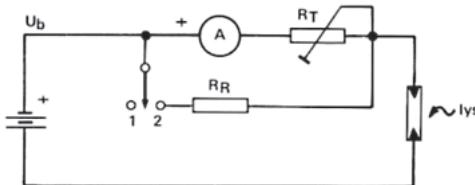


Fig. G15.20

**Fig. G15.20.**  
En lysmåler kan opbygges med et simpelt ohm meter og en lysfølsom modstand af CdS typen.

så opbygges med solceller. Man behøver da kun et rent voltmeter til målingen, fordi solcellen afgiver spænding ved belysning.

Indsætter man andre former for variable modstande i et enkelt ohm-meter, kan man måle andre fysiske enheder. Med en NTC-modstand kan man f.eks. måle temperatur.

## KONKLUSION

I dette afsnit om passive måleinstrumenter har vi lært, at man for det meste benytter drejespoleinstrumenter. De kan forbindes som amperemetre med shunte og som voltmetre med formodstande. Strømmåling skal altid ske gennem en af ledningerne til belastningen og spændingsmåling skal ske over belastningen. Prøv nu kræfter med nogen af de følgende opgaver.

## G15 PASSIV MÅLING OPGAVER

1. Et måleinstrument opgives ofte i et antal mA/Volt (pr. 1 Volt). Hvilke andre størrelser er nødvendige for at kunne udregne den indre modstand:

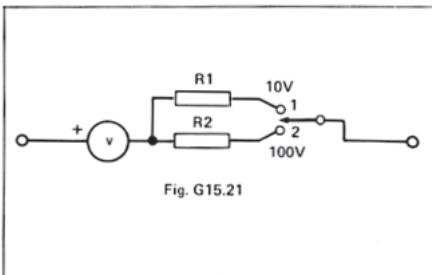
- Strømmen ..... A ()
- Følsomheden ..... B ()
- Ingen størrelse ..... C ()
- Spændingen ..... D ()
- Målet for fuldt udslag ..... E ()

2. Hvor stor en strøm skal der løbe i en shunt ved måleområdet 100 mA, når det benyttede instrument er af typen 1 mA/V og har fuldt udslag for 100 uA:

- 10 mA ..... A ()
- 999 mA ..... B ()
- 99.9 mA ..... C ()

3. Hvor stor skal den ovennævnte shunt være for det nævnte instrument. Find først spændingen over shunt (og instrument) ved forholdsregning:

$$\frac{1 \text{ mA}}{1 \text{ V}} = \frac{100 \text{ uA}}{X \text{ V}} \quad X \text{ V} = ? \text{ mV}$$

**Fig. G15.21.**

Strømmen kendes fra opgave 2. Vi benytter ohm's lov. Hvor stor er modstanden:

- 9 ohm ..... A ()
- 10 ohm ..... B ()
- 1 ohm ..... C ()

4. Samme instrument skal vi nu benytte til spændingsmåling for 100 V. Fra opgave 3 kendes spændingen over instrumentet. Ud af det kan modstanden beregnes. Hvor stor er formodstanden:

- 1 kohm ..... A ()
- 1 Mohm ..... B ()
- 100 kohm ..... C ()

5. Udregn komponentværdiene. Med en omskifter skal vi kunne måle spændingerne 10 volt og 100 volt. Instrumentets data er 1 kohm/V og fuldt udslag 1 mA. Hvilken kombination er rigtig:

- |                |                     |
|----------------|---------------------|
| — R1           | R2                  |
| — 9 kohm ..... | 99 kohm ..... A ()  |
| — 9 kohm ..... | 990 kohm ..... B () |

# G16 - HALVLEDERE II

## FRA GLØDELAMPE TIL TRANSISTOR

Den store amerikanske opfinder Thomas Alva Edison arbejdede i mange år på at finde en egnet opbygning på en elektrisk lampe til belysningsformål. Først efter utallige forsøg lykkedes det i slutningen af 18-hundrede tallet endelig for Edison at fremstille kultråds glødelampen, som han da patenterede. Der var gået mange forsøg forud for dette. Bl.a. havde Edison observeret et svagt blåligt lys i en lufttom lampe uden glødetråd. Denne »lampe» blev også patenteret, selvom Edison på daværende tidspunkt ikke vidste, hvad den opfindelse kunne medføre.

Englænderen John Ambrose Fleming udførte i 1904 en række forsøg med Edisons lampe. Fleming indbyggede både glødetråd og elektrode i en lufttom glaskolbe, og derved skabte han verdens første ensretterrør. Det var på den tid nærmest en revolution, fordi man ikke havde haft særlig stor succes med tyskeren Ferdinand Brauns krystalensretter. Brauns ensretter fra 1901 fik kun reel betydning i datidens små krystalapparater. Fysikeren Walter Schottky forklarede i 1906 krystaldetektorens virkning, og som resultat foreslog han, at man i stedet benyttede grundstoffet germanium eller silicium. Noget praktisk arbejde kom der aldrig ud af dette. Det var simpelthen for vanskeligt at fremstille grundstoffene med tilstrækkelig renhed, og udviklingen på dette område stoppede, måske fordi man på samme tid fik stor teknisk

Fig. G16.1A Radiorør år: 1920

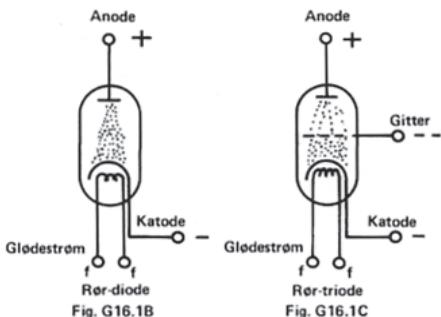
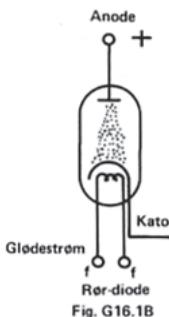
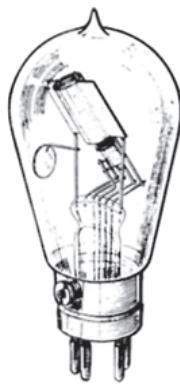
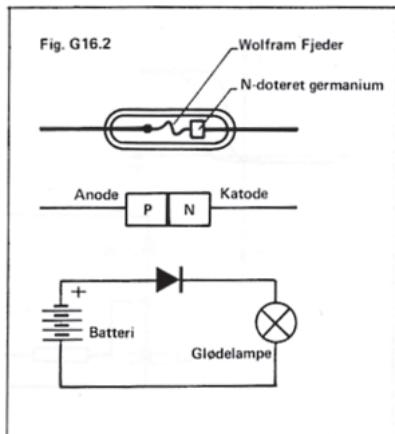


Fig. G16.1.

Op til 1960'erne var de mest benyttede forstærker og ensretterkomponenter vacuumrør. A viser et forstærkerrør fra ca. 1920. B viser et ensretterrør og C et trioderør.

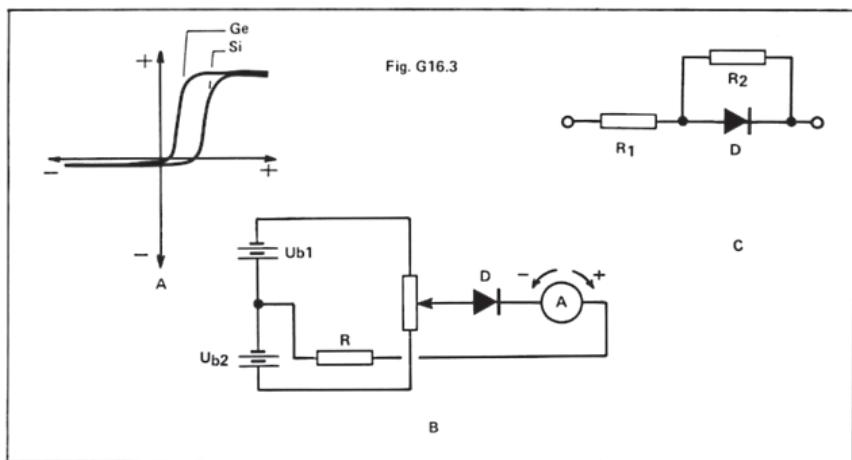
**Fig. G16.2.**

**Punkt kontakt diode af germanium.**  
**Benyttes stadig idag på grund af den lave ledespænding.** Dioden skal vendes rigtigt. Ellers kan der ikke gå strøm til lampen.



succes med Flemings vacuumdiode. Den var i stand til at ensrette store strømme. Overalt i verdenen arbejdede man videre med Flemings opfindelse, og i 1906-1907 opfandt amerikaneren Lee de Forest og tyskeren Robert von Lieben forstærkerrøret trioden. Trioden er et ensretterrør med et styremitter. Styremitteret kan med en spænding spætte for en stor elektronstrøm. Derved blev man i stand til at forstærke elektroniske signaler, - en vigtig funktion for de første radio-pionærer. Med forstærkning blev det i 1913 muligt for tyskeren Alexander Meissner at skabe en selvsvingende sender, og på verdensudstillingen i Berlin i 1920 kunne man vise det første elektroniske udstyr til trådløs overføring af elektriske signaler. Samtidig med dette arbejdede danskeren Valdemar Poulsen med sin lysbue sender. Poulsen patenterede allerede i 1904 principippet, men først i 1906-1907 byggede man en fungerende radiosender i Lyngby - Lyngby Radio - som var placeret ca. 20 km fra København. Poulsen senderen rakte i første omgang kun nogle hundrede meter, men med hans princip kunne man udvide strøm og spænding i sådan et omfang, at denne form for sender i en årrække var den dominerende. Således var der 78 Poulsen sendere igang i 1922.

I næsten 40 år blev der udviklet bedre og bedre vacuumrør, og først omkring 1960 havde den nye halvlederteknologi fået overtaget. Halvlederteknologiens historie begynder i Tyskland, hvor Siemens i München i 1942 udviklede den første egentlige halvlederdiode af germanium. En lignende udvikling var igang overalt i verden. Det var krigstider, og netop derfor var der fart på udviklingen af moderne teknologi. 2' verdenskrig blev også en kamp på teknologi. I München var man i 1944 nået så langt med udviklingen, at man kunne producere ca. 1.000 punkt-kontakt dioder om måneden. Punktkontakt dioden var opbygget af næsten rent germanium, som blev berørt af en wolframfjeder. Ved at tilføre det rene germanium kunstige urenheder af Arsen, blev diodevirkingen forbedret. Fig. G16.2. viser en sådan punkt-kontakt diode. På samme tidspunkt offentliggjorde det amerikanske forskerpar John Bardeen og Walther H. Bradley en rapport over en halvlederopbygning af germanium, som kunne forstærke elektriske strømme. Opfindelsen skete ifølge historien ved et tilfælde under forsøg og målinger på en PN-diode. Man satte en prøveledning til N-germanium laget og opdagede, at strømmen gennem prøvespids og N-lage havde indflydelse på strømmen gennem P-laget. Derved

**Fig. G16.3.**

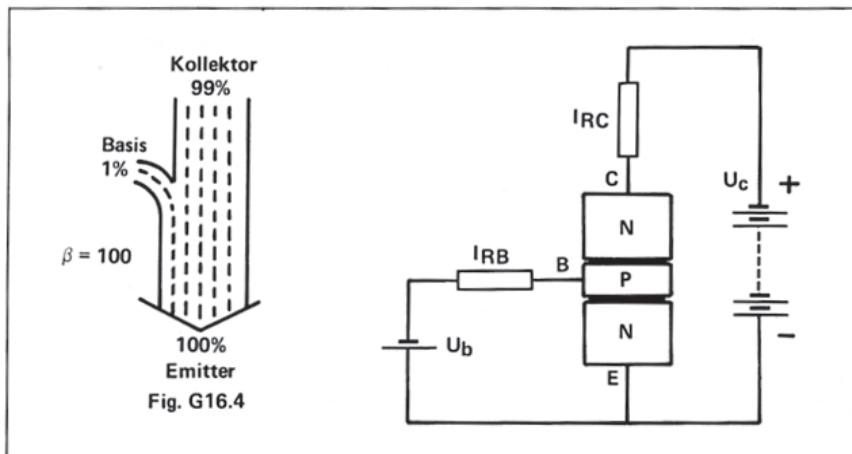
Sætter man spænding på en diode i de to retninger, vil man se, at dioder af germanium begynder at lede ved 0,3 volt i lederetningen og siliciumdioder ved 0,6 - 0,7 volt. Germaniumdioder har store parasitmodstande. Typisk 300 ohm i lederetningen og 100 kohm i spærretretningen. Siliciumdioder har ca. 1 - 10 ohm i lederetningen og mange mega ohm i spærretretningen.

var der skabt et egentligt PNP-krystal, og man observerede en slags modstandsændring. Det ene grænseområde kunne øve indflydelse på det andet, og man talte om en »transfer-resistance». Deraf udledtes ordet Transistor. De forhold der betingede opfindelsen blev forklaret af kollegaen William Shockley, og på dette grundlag fik Bardeen og Bradley i 1956 Nobelprisen i Fysik.

## DIODENS FUNKTION

Den type dioder Siemens producerede i 1944 var alle af punkt-kontakt typen. En ret primitiv diode med en spids wolframfjeder, som berørte et germanium krystal. Mange af vore dages germaniumdioder er fremstillet på samme måde. Denne type dioder har på visse punkter særligt gode egenskaber, som det idag ikke er lykkedes at skabe bedre med andre diodetyper. Fig. G16.2. viser punkt-kontakt dioden, en symbolsk P-N diode og en diode indsat i et kredsløb med en lampe og et batteri. Byg den enkle lille opstilling, og vend dioden skiftevis den ene og den anden vej. Kun med dioden i den ene retning vil lampen lyse. De benyttede komponenter er: Diode = 1N4005, Lampe = 6 V/50 mA og batteri 4,5-6 volt.

Man kan indtegne diodens virkning i et koordinatsystem som på fig. G16.3a. Til det kan man benytte diagrammet b. To spændingsforsyninger (batterier) kobles til et potentiometer, og mellem potentiometerakslen og batteriernes midtpunkt kan man aftage en variabel forsyningsspænding, der er kontinuerligt stilbar mellem - 3 volt og + 3 volt. Med potentiometeret i midterstilling er spændingen 0 volt. I serie med den diode vil måle på er der indskudt et ampermeter og en strømbegrænservaristor. Varistoren skal hindre, at diode og ampermeter brændes af. Reguleres nu i positiv retning vil der til at



**Fig. G16.4.**

I en transistor skal der en ganske lille strøm i basis til at trække en stor kollektor til emitterstrøm. Man kan sammenligne med en stor stabel af dåser. Når man fjerner en af de nederste, kan hele stablen vælte.

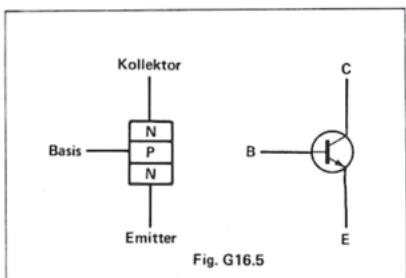
starte med ikke gå strøm. Men når spændingen når 0,6 volt (for germaniumdioder 0,3 volt), vil der pludselig gå meget strøm. Drejer man videre, vil modstanden begrænse strømmen, og kurven vil fortsætte lineært opad. Drejer man den modsatte vej, vil dioden forspændes i spærretretningen. Dvs. man kan øge minus spændingen, uden at der går nogen væsentlig strøm. Det er den måde en diodekarakteristik optegnes på.

Ensretter og detektordioder produceres af næsten samtlige store halvlederproducenter i verden. Mange af producenterne benytter samme mærkning efter internationale normer. Det gør det nemmere at finde ersatningskomponenter. Dioderne kan være yderst forskellige i udformningen, men de har næsten alle to tilledninger til lodning eller fastskruning i apparater. Dioder fremstilles til meget forskellige strømme og spændinger. Til elektroniske apparater benytter man dioder til strømme mellem 50 mA og ca. 10 ampere. Den spænding, dioder kan tåle, varierer fra ca. 20 volt til 1.000 volt. Enkelte specialtyper kan tåle 20-30.000 volt. De benyttes i forbindelse med TV-apparater.

## TRANSISTORER

Transistorer fremstilles af enten germanium eller silicium. Silicium transistorer har den fordel frem for germaniumtyper, at de tåler en højere temperatur. Både germanium og silicium transistorer kan fremstilles som N- og P-typer. Dvs. man kan producere typer, der arbejder med minus spænding på kollektor (PNP) og andre med plus spænding på kollektor (NPN).

Transistorer har 3 ledninger, en til hver del af det halvlederkrystal, de er opbygget af. Styreledningen benævnes basis, strømindgangen benævnes kollektor og strømudgangen emitter. Navnene forkortes med bogstaverne b, c og e. Man benytter bogstavet c til kollektor, fordi det engelske navn er collector.



**Fig. G16.5.  
Transistorens halvledekrystal og  
diagrams signatur.**

Fig. G16.4. viser funktionen for en NPN-transistor. Først sætter man en spændingsforsyning til transistoren mellem kollektor og basis. Det benævnes kollektor/basis strækningen og forkortes  $U_{ce}$ . Det må ikke medføre, at der går strøm, før der tilføres en lille bitte smule strøm fra et batteri, der er tilsluttet mellem transistorens styreindgang basis og emitter. Når dette sker, vil den lille strøm, som passerer PN-strækningen i transistoren, medføre en meget større strøm fra kollektor til emitter. Tilføres en basisstrøm på kun 1 % kan det medføre en kollektorstrøm på 99 %. Tilsammen bliver strømmen 100 %. Når man taler om forstærkning i en transistor, er det et forhold mellem den styrestrøm, der skal medføre en meget større kollektorstrøm. I de senere afsnit vil vi se, at det er ganske væsentligt at have forståelse for at en transistor er en strømforstærker. Spændingsforstærkning opnås ved at indkoble passende modstande i basis og kollektor. Med en strømvariation over en modstand får man ifølge ohms lov en proportional spændingsvariation.

## TRANSISTORPARAMETRE

En parameter er et mål for en størrelsес variation i forhold til andre størrelser. Transistorens parametre kan optegnes i koordinatsystemer, hvorved man får mulighed for at bestemme sig til de arbejdsbetingelser, man vil give sin opstilling. For at forstå dette tilslutter man transistoren strøm fra batterier over kollektor-emitter og basis-emitter strækningen. Med variable potentiometre kan man indstille strømmene til forskellige værdier og måle resultatet med voltmetre og amperemetre. Hver måling kan så prikkes ind i koordinatsystemer, og man får en række kurver, der er typiske for netop den komponent (transistor), man tester.

## STRØMFORSTÆRKNING

Fig. G16.6. viser en opstilling til udmåling af transistor parametre. Med et amperemeter i basis til transistoren kan man måle basisstrømmen  $I_b$ . Voltmeteret mellem basis og emitter måler spændingen over transistorens basis-emitterstrækning  $U_{be}$ . I kollektor er der også indsatt et amperemeter. Det mäter kollektorstrømmen  $I_c$ . Voltmeteret fra kollektor til emitter mäter  $U_{ce}$ . Kurven fig. G16.8. er optegnet med de to elektriske størrelser for basisstrømmen i forhold til kollektorstrømmen. Det kurven afspejler, er transistorens strømförstærkning beta. Beta ændrer sig kun lidt i forhold til strømmen i kollektor og basis, og derfor bliver kurven næsten en ret linie. Forholdet opstilles matematisk således:

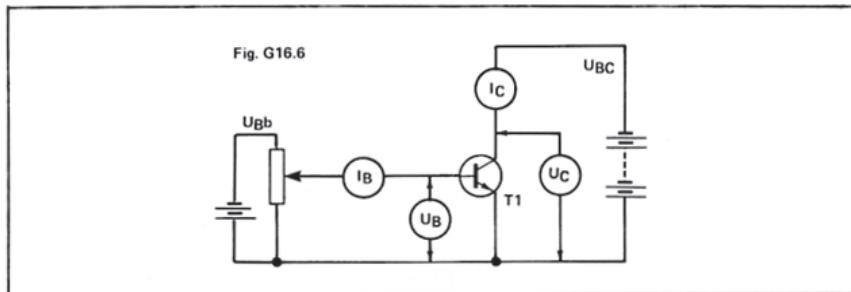


Fig. G16.6.

Måleopstilling til bestemmelse af strømme og spændinger i en transistor.

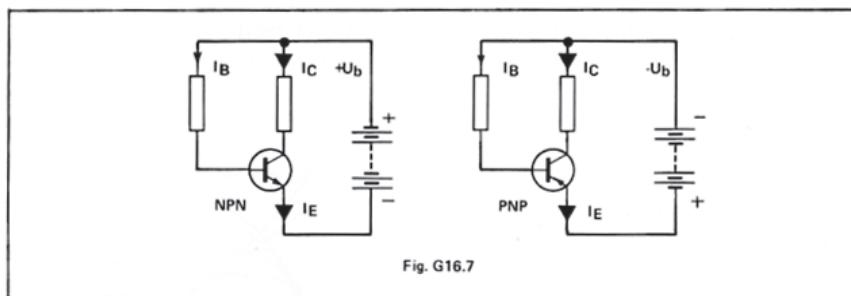
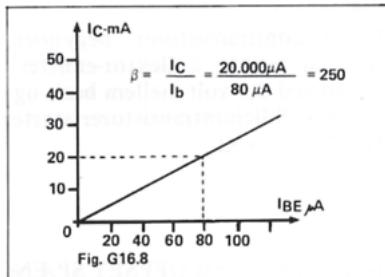


Fig. G16.7.

Korrekt forsyningsspænding for en PNP og en NPN transistor.

Fig. G16.8.

Transistorens strømförstærkning er forholdet mellem basis/emitterstrøm og kollektorstrøm. Forholdet udtrykkes ved »beta».



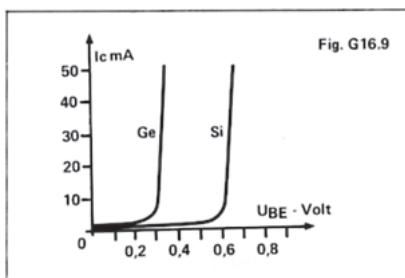
$$\beta \text{ (beta)} = \frac{\text{kollektorstrømmen } I_C}{\text{basisstrømmen } I_B}, \text{ eller}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B},$$

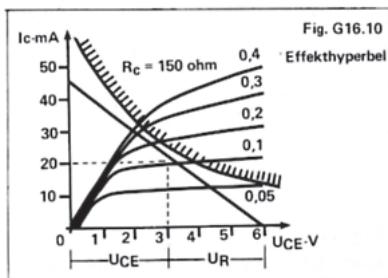
og på grundlag af dette kan vi beregne forstærkningen, når vi har målt de to strømme i kollektor og basis. Lad os tage et illustrativt eksempel. Vi mäter en kollektorstrøm på 175 mA og en basisstrøm på 1,5 mA:

$$\beta = \frac{175 \text{ mA}}{1,5 \text{ mA}} = 116,6 \dots \dots \text{ gange} = 117 \text{ gange}$$

Forstærkningen i en transistor er selvfølgelig af stor betydning for den samlede forstærkning, man kan opnå i et elektrisk kredsløb, men på grund af en transistors store følsomhed for temperatursvingninger udnytter man sjældent hele forstærkningen, men benytter modkobling. Med modkobling kan man sænke forstærkningen til et passende niveau. Ofte ønsker man maksimalt 10 ganges forstærkning i et enkelt transistortrin, og de forskellige transistor typer forstærker fra ca. 30 til 800 gange. Med modkobling kan man indstille en forstærkning til f.eks. 10 gange og får da denne forstærkningsfaktor uanset om man benytter den dårlige transistor med 30 ganges forstærkning eller den gode med 800 ganges forstærkning. Man kan sammenkoble to eller flere transistorer i samme hus til en såkaldt darlingtontransistor. Derved får man en total strømforstærkning, der er lig strømforstærkningen i den ene gange strømforstærkningen i den anden. To transistorer med beta på hver 200 giver i en darlingtontransistor 40.000 ganges forstærkning.



**Fig. G16.9.**  
Germaniumtransistorer begynder først at trække kollektor-emitter strøm ved 0,3 volt mellem basis og emitter. Siliciumtransistorer starter ved 0,6 - 0,7 volt.



**Fig. G16.10.**  
Fastlæggelse af transistorens arbejdspunkter. Man må ikke overskride transistorens mærkeeffekt. Den er indtegnet som en effekt-hyperbel. Den rette skrå linje viser en kobling med en kollektormodstand på 150 ohm.

## BASIS-EMITTER OFFSET SPÆNDING

Vi vil nu se på en af de næste vigtige transistorparametre. Det gælder spændingen på basis som en funktion af den opnåede kollektorstrøm. Som det ses af kurven fig. G16.9. sker der noget lignende som i en diode. I basis-emitter spændingsområdet fra 0 volt til 0,6 volt går der slet ingen kollektorstrøm i transistoren (0,3 volt for germaniumtransistorer). Først når spændingen overstiger 0,6 til 0,7 volt sker der rigtigt noget, - og så går det hurtigt opad i strøm. Med dette kendskab til transistoren må man altså altid sørge for, at den får tilstrækkelig spænding på basis-emitter - Ube. Ellers vil den slet ikke kunne forstærke.

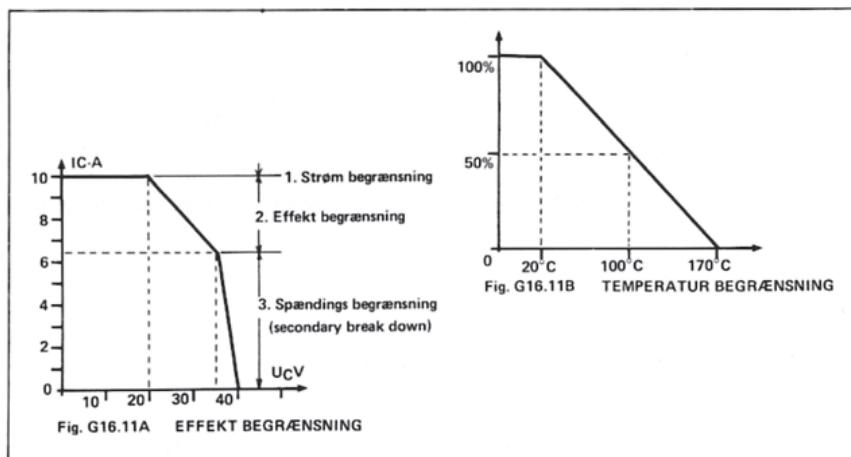
En anden vigtig parameter, som man ikke kan aflæse af denne kurve, er transistorens følsomhed for temperaturstigninger. Varmer man transistoren op, vil den basis-emitter spænding, der skal til for at der trækkes kollektorstrøm, falde. Derved skal der mindre spænding ind i transistoren, for at få den til at trække kollektorstrøm. Virkningen er selvforstærkende. Hvis nemlig transistoren arbejder med effekt, vil den varme sig selv op, og det kan medføre, at den løber løbsk. Derfor indfører man altid stabiliseringer, der modvirker dette forhold. Især i kraftforstærkere til højttalere må der tages specielle hensyn.

## ARBEJDSSLINIER

Man kan også optegne en række kurver ved forskellige basisstrømme med ændret kollektorspænding. Ændres basisstrømmen, vil også kollektorsstrømmen ændre sig. Det vil igen medføre en ændret kollektorspænding. Den lige skrålinie i koordinatsystemet viser spændingsændringen over en kollektormodstand på 150 ohm som en funktion af strømændringerne i kollektor. Normalt vil man tilstrebe at placere halvdelen af forsyningsspændingen over modstanden og halvdelen over transistoren. Ved at gå hen ad den vandrette akse til halv forsyningsspænding og op hvor man møder 150 ohm linien, kan man se den tilsvarende kollektorstrøm på den lodrette akse. Ved eksemplet 3 volt er strømmen 20 mA.

## EN TRANSISTORS FORMÅEN ER BEGRÆNSET

En transistor kan ødelægges. Derfor angiver fabrikanten et par vigtige kurver for, hvad man kan tillade sig at belaste en transistor med. Kurven fig. G16.11. beskriver 3 typiske transistor begrænsninger i et koordinatsystem. 1) er en ren strømbegrænsning. Af kurven kan man se, at transistoren maksimalt kan tåle en strøm  $I_c$  på 10 ampere og en spænding på 40 volt - men absolut ikke samtidig. Det ville iflg. ohms lov give en effekt på 400 watt. Det er der ingen almindelige transistorer, der kan tåle. Vi kan da også se, at den tretrins effektkurve knækker af et par gange. Det sker først ved 20 volt. Fra 0 til 20 volt kan denne transistor altså tåle alle de 10 ampere. Det vil sige, at der må være tale om en stor 200 watt transistor. 10 ampere og 20 volt giver som bekendt 200 watt. Ved 6,6 ampere knækker kurven igen. Samtidig er spændingen 35 volt. 35 volt og 6,6 ampere giver også 230 watt, så i område 2 er der tale om en ren effektbegrensning. Ved højere effekt vil transistoren simpelthen ikke kunne nå at slippe af med varmen hurtigt nok. Det andet knæk sker mere brat. Dette område benævnes »secondary break down» området. Her falder også effekten drastisk mod 0 ved den fulde prøvespænding på 40 volt. Transistorens indre halvlederegenskaber kan ødelægges af høje spændinger, og kurver for andre transistorer udviser lignende forløb, om end ved andre strømme og spændinger. Mange konstruktører forsynder sig imod den sidste lille kurvedel, og det medfører pludseligt afbrændte forstærkere. Springer spændingen i en transistor ind over secondary breakdown stregen, er der stor fare for, at den kortslutter fra kollektor til emitter - men mærkeligt nok sjældent fra basis til kollektor og basis til emitter.

**Fig. G16.11.**

A viser transistorens begrænsning for strøm, effekt og secondary break down (spænding) og B viser temperaturbegrænsningen.

## TEMPERATURSTIGNING REDUCERER DATA

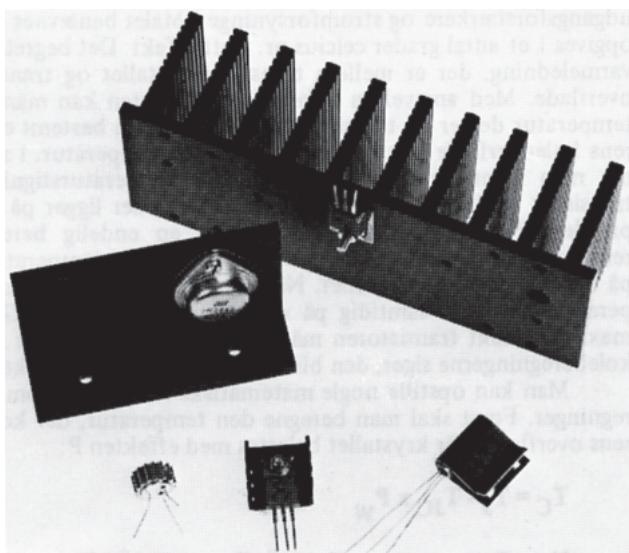
Ingen krafttransistorer kan tåle at arbejde med fuld effekt og en høj temperatur samtidig. Siliciumkrystallet ødelægges ved ca. 170 grader celcius. Hvis man er nær denne temperatur, ødelægges transistoren af blot 1 % af sin mærkeeffekt. Derfor er køling en vigtig ting. Uden køling vil en 200 watt's transistor med mærkeeffekt nå de 170 grader på mindre end 5 sekunder! Med temperaturstigninger kan aldrig undgås. Hvis transistoren skal slippe af med bare 100 watt, må man påregne mindst 100 graders temperaturstigning. Ved 120 grader er effekten reduceret til 50 %. Derfor kan en 200 watt transistor kun tåle 100 watt i længere tid, selv med den bedst mulige køling. Forstærkerfabrikanter som ukritisk bygger 100 watt forstærkere med 100 watt transistoreffekt vil hurtigt komme til at føle sådan en fejlberetning, som er næsten 100 % serviceydelse til køberen.

Fig. G16.12. viser forskellige køleplader for imødegåelse af overophedning af transistorer.

## KØLING AF TRANSISTORER

Hvis man vil belaste en transistor med en effekt på mere end ca. 1 watt, kan der opstå problemer med tilstrækkelig køling. Transistorer køles normalt med køledips, kølerør, køleflancher eller køleprofiler. Det mest anvendte kø-

**Fig. G16.12.**  
**Forskellige måder at køle transistorer på fra den mindste lille køleflanche i kobber til den store sorte aluminium køleprofil.**



lemateriale er aluminium, der efter opgaven er udformet, så luftens bevægelse kan give den tilstrækkelige køling. Normalt er kølepladerne desuden malet eller »eloxeret» sorte. Derved forbedres køleevnen med 10 til 20 %. Man kan også benytte køleplader af rent kobber. Det er mægtigt godt til at bortlede varmen, men samtidig meget kostbart i de store mængder, der er tale om. Monterer man transistorer på malede køleplader, må man skrabe malingen af, der hvor transistoren skrues på. Ellers vil malingen virke som isolator for varmen. Eloxering er et ganske tyndt glaslignende lag, man kan påføre aluminium. Det beskytter aluminium mod oxydering (dvs. rustdannelse), og det kan farves med den sorte farve, man tilstræber på transistorkøleplader. Ofte skal de transistorer, man vil have kølet, opspændes, så de ikke kan kortslutte elektrisk. Dertil anvender man de såkaldte »glimmerskiver». De placeres mellem transistorens kølefylde og køleprofilen. Da en sådan glimmerskive også isolerer lidt for varmegennemstrømningen, bør man benytte en varmelederpasta på begge sider af glimmerskiven. Pastaen benævnes compound og er lavet af bindemidlet silicone med et hvidt finkornet salt, som leder varme, men isolerer for elektriske strømme. Det skal altid smøres på i et jævnt og meget tyndt lag på begge sider af glimmerskiven. Derved udfylder det også alle små uregelmæssigheder og effektiviserer varmeledningen. Rigtigt påført compound kan fordoble eller tredobле varmeledningen. Man må aldrig opspænde transistorer på jern. Jern, træ og andre materialer bremser eller stopper varmeafledningen.

### JUNCTION TO CASE - ET MÅL FOR VARMELEDNING

Transistorfabrikanterne angiver altid et mål for, hvor god en transistor er til at afgive varmen til omgivelserne. Det er en størrelse, som er overordentlig vigtig i forbindelse med store effekter, - som dem der f.eks. kommer i kraft

udgangsforstærkere og strømforsyninger. Målet benævnes Junction to Case og opgives i et antal grader celcius pr. watt effekt. Det begrebet indikerer, er den varmeledning, der er mellem transistorkrystallet og transistorens egen køleoverflade. Med angivelsen i forhold til effekten kan man beregne, hvor stor temperatur der er på transistorkrystallet ved en bestemt effekt, når transistorens køleoverflade kan holdes på en anden temperatur. I sådanne beregninger må man samtidig tage højde for den temperaturstigning, der er mellem transistor og køleprofil, og den temperatur der ligger på overfladen af køleprofilen. Resultatet skulle gerne blive en endelig beregning af transistorens krystaltemperatur som en funktion af den temperatur, man kan tillade på overfladen af køleprofilet. Når man har beregnet den endelige krystaltemperatur, kan man samtidig på »deratning-kurven» i fig. G16.11b. se, hvilken maximal effekt transistoren må belastes med, når den er netop så varm, som køleberegningerne siger, den bliver ved den påtrykte effekt.

Man kan opstille nogle matematiske formelsæt, som benyttes i disse beregninger. Først skal man beregne den temperatur, der kommer på transistorens overflade, når krystallet belastes med effekten P:

$$TC = TJ - TJC \times PW$$

Hvis TJ er opgivet til 175°, TJC til 1,0° C/W og effekten til 100 watt kan hustemperaturen tillade sig at være:

$$TC = 175^\circ C - 1^\circ C/W \times 100 W$$

$$TC = 75^\circ C.$$

Hvis omgivelsestemperaturen TO er 25° C, kan vi finde hele det resterende temperaturspillerum. Tx:

$$Tx = Tc - To; Tx = 75^\circ C - 25^\circ C = 50^\circ C.$$

Disse 100 watt varme, som kommer fra transistoren, skal nu ledes væk, vel at mærke uden at temperaturen fra transistor til luft gennem køleprofil overstiger 50° C, TTK. Køleprofilets køleevne udtrykkes på samme måde som for transistoren TK:

$$TK = \frac{TTK}{PW}$$

og i det givne eksempel:

$$TK = \frac{50^\circ C}{100 PW} = \frac{1}{2} ^\circ C/W$$

En køleplade til 1/2° C/W er særdeles stor, specielt når man tænker på, at mellemrummet mellem transistor og køleplade, med glimmerskive og compound ofte regnes lig med 0,2 - 0,3° C/W

Hvis man i det her givne eksempel havde benyttet to transistorer, havde den nødvendige køleplade kun behøvet at være på 1° C/W.

Det er lige ved at vandkøling havde været nødvendigt - ikke? Prøv selv at regne efter.

Som konstruktør af udgangstrin med køleprofile til man normalt være interesseret i at kende enten den effekt, som man kan afsætte i en bestemt køleplade, eller hvor stor kølepladen skal være for en given effekt. Først effekten:

$$P = \frac{TJ - To}{TJC + TGK + TK}$$

hvor TJ er krystaltemperaturen (max. 175° C),  
 To er omgivelsestemperaturen (vælges 25-50° C),  
 TJC er JUNCTION to CASE varmeledningen (0 C/W for TO 3 normalt 1,2° C/W og plast ca. 2° C/W),  
 TGK er varmeledningen fra transistorhus gennem luft, glimmerplade og compound. Luft regnes ved moderat sammenspænding til 0,3 og glimmerskive til 0,7. Hvis man smører compound på begge sider forbedres til mellem 0,2 - 0,3.  
 TK er kølepladens »til luftstrøm» varmeledning. Denne størrelse er helt afhængig af profil og størrelse mellem 100 og 0,3.

Hvis man vil kende den nødvendige køleplades varmeledning, kan nedststående formel benyttes:

$$TK = \frac{TJ - TJC \times P - TGK \times P - To}{PW}$$

Alle størrelser, som indgår her, kendes og er omtalt under effektudregningen.

## TRANSISTORENS HF-EGENSKABER

Transistorfabrikanterne kan fremstille transistorer med specielle egenskaber. Nogle typer egner sig til store strømme, andre til store spændinger og andre egner sig fortrinsvis til forstærkning af høje frekvenser. Derfor angiver fabrikanterne altid et mål for, hvor højt op en transistor kan arbejde. Fabrikanten kan angive både tal og kurver for dette. Kurven fig. G16.13a. viser forskellen mellem to måder at angive en transistors egenskaber ved så høje frekvenser. Kurvens vandrette forløb viser frekvenser fra 0 til 1.000 MHz (1 GHz) og lodret vises strømforstærkningen beta - som ofte ses betegnet hfe (fortrinsvis i engelsk litteratur).

Man kan dels angive en transistors grænsefrekvens fg. Det er den frekvens,

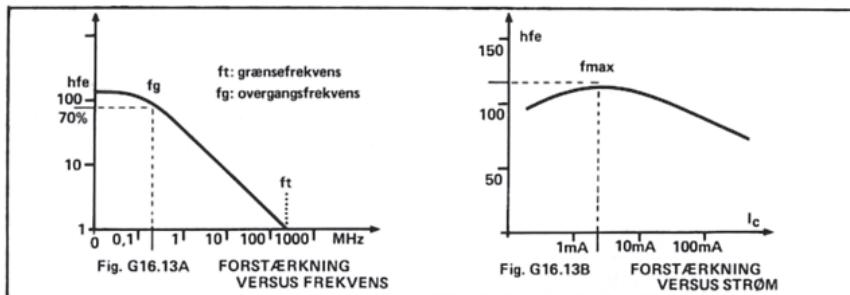


Fig. G16.13.

To kurver for transistorens frekvensbestemende parametre. A-kurven opgives sjældent i fabrikantens datablade, fordi en talopgivelse er tilstrækkelig. Den anden kurve viser frekvenssammenhængen versus strømmen i transistoren.

hvor transistorens forstærkning er faldet til 70 % af det, den er med jævnstrøm. For lavfrekvenstransistorer ligger denne grænse mellem 25 kHz og 100 kHz.

Den anden måde at angive transistorens frekvensegenskaber på er at opgive den frekvens, hvor transistorens strømforstærkning er faldet til een gang. Det er  $f_t$  overgangsfrekvensen (eng: Transition frequency). Dette mål er overordentligt godt at have, fordi man da 1) ved hvor højt op transistoren er anvendelig og 2) hvad forstærkningen er ved enhver anden frekvens. Forstærkningen reduceres nemlig efter en ret linie mellem  $f_t$  og  $f_g$ . Det kan opstilles i en meget enkel formel:

$$\text{forstærkningen} = \frac{\text{overgangsfrekvensen}}{\text{brugsfrekvensen}}, \text{ eller}$$

$$hfe = \frac{f_t}{f}$$

Vi kan tage et simpelt eksempel på sådan en beregning. En transistor har en grænsefrekvens på 300 MHz, og vi vil benytte den som antenneforstærker ved 95 MHz på FM-båndet. Hvad er den forstærkning, man kan få?

$$hfe = \frac{300 \text{ MHz}}{95 \text{ MHz}} = 3,15 \text{ gange (eller ca. } 10 \text{ dB)}$$

Regnestykket passer ned til  $f_g$  punktet, - dvs. det punkt hvor forstærkningen begynder at runde af til 70 % for at stoppe ved jævnstrømsforstærknin-gen. Vi kan tage et eksempel, som er forkert. Transistoren, vi nu vil regne på, har en grænsefrekvens på 500 MHz. Vi vil bruge den til en frekvens på 1 kHz. Hvad bliver forstærkningen ved denne frekvens?:

(forkert konklusion!)

$$hfe = \frac{500.000 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 500.000 \text{ gange !}$$

Det er selvfølgelig fuldkommen forkert i forbindelse med en enlig transistor. Det viser sig da også, at forstærkningen med den testede transistor ved jævnstrøm kun er 100 gange. Man kan derfor kun benytte frekvens-båndbredde regnestykket til det punkt, hvor jævnstrømsforstærkningen begrænser.

Da man kan regne forstærkningen ud ved forskellige frekvenser, vil transistorfabrikantene normalt begrænse sig til at opgive tallene for jævnstrøms-forstærkningen og få Man må da selv beregne forstærkningen ved brugsfrekvensen.

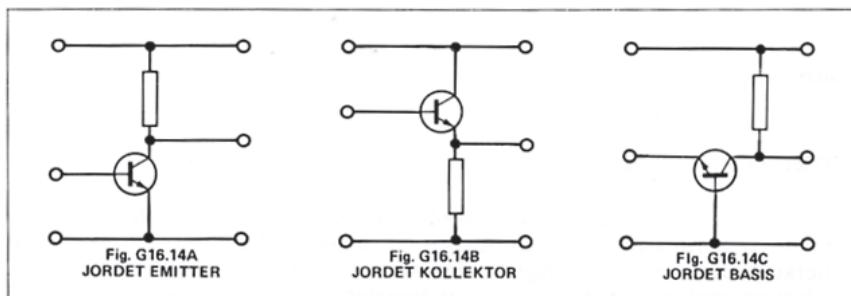
## HVILKE TING BEGRÆNSER FREKVENSOMRÅDET?

I en transistor er der såkaldte parasitiske kapaciteter mellem alle benene. Disse små »indbyggede» kondensatorer vil kvæle forstærkningen ved høje frekvenser. Det kaldes parasitkapaciteter. De der findes mellem kollektor og basis kaldes tilbageføringskapaciteten, de der findes mellem basis og emitter kaldes indgangskapaciteten, og de der findes mellem kollektor og emitter kaldes udgangskapaciteten. Hver parasitisk kapacitet medvirker til ødelæggelse af forstærkningen ved høje frekvenser. Desuden kan kapaciteterne i uheldige tilfælde medføre selvsving i kredsløb, hvor man slet ikke ville have ventet det. Især VHF og UHF transistorer kan begynde at selvvinge (dvs. virke som sendere) på de indre parasit-kapaciteter. Alene tilledningerne til transistorerne kan virke som spoler, og så har man fine afstemte resonanskredse.

Parasitkapaciteterne ændrer værdi med den strøm, der går gennem transistoren, og til dels også den spænding transistoren har at arbejde med. Derfor angiver næsten alle transistorfabrikanter en kurve for frekvensegenskaber i forhold til strømmen. Sådan en kurve er afbilledet på fig. G16.13b. Man kan af kurven aflæse, at frekvensen  $f_{max}$  er størst ved en strøm på ca. 5 mA. Da vil også få grænsefrekvensen være størst.

## TRANSISTORENS 3 GRUNDKOBLINGER

Hidtil har vi kun betragtet en transistor som en strømforstærker, der giver en høj udgangsstrøm  $I_c$  med en lav styrestrøm i basis  $I_b$ . Men i realiteten kan man koble transistoren på tre forskellige måder og derved fremhæve forskellige egenskaber. Fig. G16.14a til c tegningerne viser de tre grundkoblinger.



**Fig. G16.14.**

Transistorens tre grundkoblinger: A jordet emitter, B jordet kollektor (emitterfølger) og C jordet basis.

I a. sender man strøm ind på basis og tager en større strøm ud på kollektor. I b. sender man strøm ind på basis og tager den ud igen på emitter og i c. sendes strømmen ind i emitter og tages ud på kollektor.

Hver kobling har sit eget navn, som beskriver hvilket af benene, der er forbundet til strømforsyningen - dvs. hvilket der er jordet. Deraf navnene a. emitterjordet, b. kollektorjordet og c. basisjordet. Man kan opstille et skema for de egenskaber, der er med hver type kobling:

Parameter	Jordet emitter	Jordet kollektor (emitterfølger)	Jordet basis
Indgangsimpedans $Z_1$	mellem $Z_{1e}$	stor $Z_{1c} = \beta \times R_L$	lille $Z_{1b} = \frac{Z_e}{\beta}$
Udgangsimpedans $Z_2$	stor $Z_{ze}$	meget lille $Z_{zc} = \frac{Z_{1e} + RG}{\beta}$	meget stor $Z_{2b} = Z_{ze} \times \beta$
Strømforstærkning	stor $\beta$	stor $\tau = \beta + 1$	mindre end 1 $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$
Spændingsforstærkning	stor	mindre end 1	stor
Effektforstærkning	meget stor	mellem	stor
Grænsefrekvens	lav $f_B$	lav $= f_B$	høj $f_A = \beta \times f_B$

Ud fra dette skema kan man bestemme sig for, hvilken kobling man vil anvende til et ønsket formål.

## JORDET EMITTER

Det er standardkoblingen, som man benytter til udmåling af transistorens strømforstærkning. Koblingen er mest velegnet til lavfrekvensforstærkere, hvor man vil udnytte den store forstærkning. Ved tilslutning af indgangssignal må man passe på, at signalets impedansniveau er så lavt, at det også kan udstyre transistoren. Indgangsimpedansen for dette trin er netop meget lav. Man kan dog tilføje en modstand i den jordede emitter og får da en indgangsimpedans, som passer bedre til de fleste signalkilder. Ind-

gangsimpedansen stiger nemlig med strømforstærkningen beta gange emitterimpedansen (eller den indsatte emittermodstand).

## JORDET KOLLEKTOR

I denne kobling er indgangsimpedansen meget højere, og udgangens impedans er lav. Det betyder, at den jordede kollektorkobling - eller emitterfølgeren som den også kaldes - ikke belaster signalet med en lav impedans, og at udgangen har så lav en impedans, at transistoren kan belastes hårdt. Men man får til gengæld heller ikke nogen spændingsforstærkning. Emitterfølgeren benyttes til hårde udgangsbelastninger, og næsten alle udgangsforstærkere til lavohm's højttalere har emitterudgang.

## JORDET BASIS

Jordet basis koblingen ses ikke så ofte, fordi strømforstærkningen er mindre end 1, fordi indgangsimpedansen er lav og udgangsimpedansen er høj. Men koblingen har en meget høj spændingsforstærkning og meget fine HF-egenskaber. Derfor finder den fortinsvis anvendelse som forstærkertrin i antenneindgange på radiomodtagere. Korrekt tilpassede antenner har netop lav impedans, så det passer fint til jordet-basis koblingen. HF-egenskaberne ønskes altid så gode som muligt i radiomodtager indgange. Derfor ser man denne kobling i mange FM-tunerer indgang.

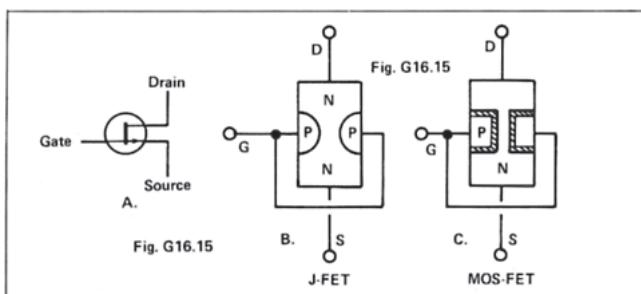
## FIELD EFFEKT TRANSISTOREN

Helt tilbage til 1920 har man arbejdet på at fremstille en funktionsdygtig halvleder triode. De spæde forsøg på at eftergøre triode radiorøret med en halvleder mislykkedes dengang, fordi man ikke var i stand til at fremstille passende rene halvledermaterialer, og fordi man ikke nøjagtig vidste, hvad der skete indeni halvledermaterialerne. Alligevel kom nogle forskere på den tid så langt, at de forsøgte at patentere et ikke fungerende kredsløb.

Først i 1950, da W. Shockley havde forklaret funktionen af transistoren, kunne man genoptage udviklingen af en halvleder, der ikke behøvede nogen styreeffekt, men blot krævede et elektrostatisk felt som i en kondensator. I starten frembød udviklingen de allerstørste vanskeligheder, og først da man hos Fairchild havde udviklet planar-processen, kunne en egentlig produktion af denne revolutionerende halvleder påbegyndes.

I principippet styres strømmen i en FET af et elektrisk felt gennem en halvleder. Feltet kan enten komme fra en PN-overgang, der er forspændt i spærreretningen (spærrelags fet af Junction typen- en J-FET) eller fra en totalt isoleret gate, der er afskilt fra halvledermaterialet med et ultra-tyndt lag af glas ( $\text{SiO}_2$ ). Den isolerede gate type benævnes MOS-FET.

De to mest interessante features ved en FET er, at der ikke går nogen effekt i styreledningen (gaten) og at FET'en, når den leder strøm, ikke har nogen egentlig NPN eller PNP overgange. Derfor kan FET'er fremstilles med meget lav egenstøj.



**Fig. G16.15.**  
Diagramsymbol  
og opbygning af  
FET transis-  
terer efter J-FET  
teknologien og  
MOS teknolo-  
gien.

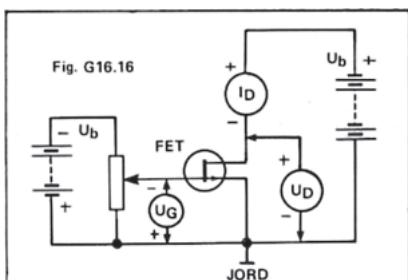
### JUNCTION FET'en

J-FET'en kan teoretisk opfattes som en stang af svagt N-dopet siliciumkrystal. Midt på stangen findes der et kraftigt P-dopet område. P-laget går så dybt ind i stangen, at det er i stand til at fortrænge elektronerne. Derfor kan det spærre af for strøm gennem N-stangen. Når der ikke er spænding på gaten, vil der gå en strøm gennem FET'ens N-lag. Sættes der spænding på FET'ens gate i spærretretningen, vil det statiske felt fortrænge strømmen i N-laget. Derfor vil der ikke kunne gå nogen strøm. Styregaten vil opføre sig som en diode, der er forspændt i spærretretningen, og derfor vil der gå utrolig lille strøm i gaten. Det medfører en uhyre høj indgangsimpedans - typisk i størrelsesorden 1000 Mega ohm. ( $10^9$  ohm - 1 Gohm).

På fig. G16.15. vises signaturen for en FET og J-FET'ens teoretiske funktion sammenlignet med MÖS-FET'en. I MOS-FET'en er P-gate laget adskilt fra N-laget med det før omtalte SiO<sub>2</sub> lag. Da FET'en under strømgennemgang ikke har nogen egentlige halvlederovergange, kan den fungere som styrbar modstand. Standard FET'er kan variere modstand fra ca. 100 ohm til 1.000 Mohm eller mere, og de nye POWER MOS-FET's kan gå fra 1 ohm til 1.000 Gohm.

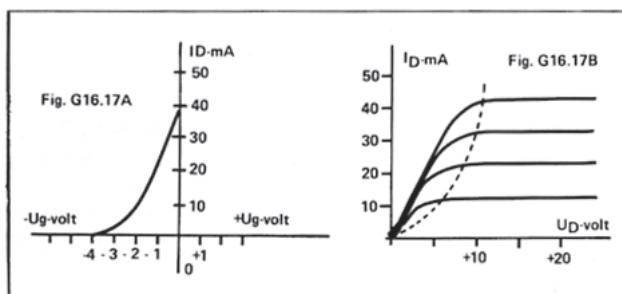
### PINCH-OFF SPÆNDING OG FORSTÆRKNING

En J-FET's pinch-off spænding er et mål for den negative spænding, man skal lægge på gaten for at spærre af for strømmen gennem dram til source - de samme terminaler man kan sammenligne med kollektor og emitter på



**Fig. G16.16.**  
Opstilling til udmåling af J-FET'ens  
parametre.

**Fig. G16.17.**  
**To kurver for en J-FET transistor.**  
**A viser forstærkningen som en funktion af gate spændingsændring versus drainstrøm. B viser kurver til indlæg gelse af arbejdspunktet ved forskellige gatespændinger.**



en transistor. Vi kan prøve at udføre målinger på en J-FET transistor og bestemme pinch.off området. Dertil benyttes måleopstillingen fig. G16.16. På et voltmeter gennem gaten og jord kan man måle gatespændingen  $U_g$ . Strømmen i drain måles med et amperemeter indskudt i drain tilledningen  $I_d$ . Den tilsvarende drainspænding måles med et voltmeter fra drain til jord  $U_d$ . Kurven fig. G16.17a viser forholdet mellem den negative gate styrespænding og den tilsvarende strøm i drain. Fra kurven kan forstærkningen eller stejlheden g udregnes efter formlen:

$$gm = \frac{Id \text{ strømændring i mA}}{Ug \text{ spændingsændring i volt}} \text{ mmhos, eller}$$

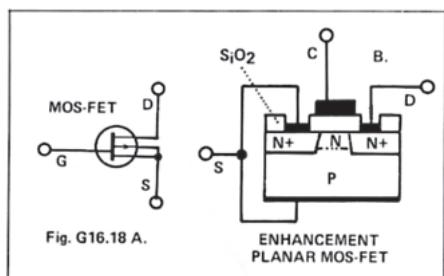
$$gm = \frac{dId}{dUg} \text{ mmhos,}$$

hvor den mærkværdige betegnelse mhos er dannet som ombyttet bogstavspil af ohm betegnelsen. I ohms lov er spænding divideret med strøm lig modstand. Når forstærkningen udregnes som det omvendte, - strøm divideret med spænding, har man fundet på den omvendte ohm betegnelse for forstærkningen: mhos. Når man måler forstærkning i en FET, skal man altid måle den differentielt. Det betyder i al sin enkelhed, at man varierer gatespændingen mellem to værdier og aflæser strømmen. Dernæst aflæser man to værdier for den tilsvarende strømændring og får en forskel i strøm. Lad os tage et nemt eksempel:

Hvis gatespændingen varieres fra -2 til -1 volt, og dette medfører en drain strømændring fra 20 til 30 mA, vil gatespændingsændringen på 1 volt medføre en drain strømændring på 10 mA. Derfor er FET'ens forstærkning på 10 mmhos.

## FIELD-EFFEKT-TRANSISTORENS UDGANGSKARAKTERISTIK

I området til venstre for den stiplede linie virker fet'en som spændingsstyret modstand. Lægges en fast forspænding på fet'en gate, kan man lave en kurve over sammenhængen mellem drainstrøm og drainspænding for bestemte negative gatespændinger. Området betegnes »trioområdet», fordi kurverne ligner kurver for trioderør. Til højre for den stiplede kurve er drainstrømmen mættet. Det kaldes pentodeområdet efter pentoderør. I dette område skal fet'en arbejde med lineære signaler til forstærkerformål.

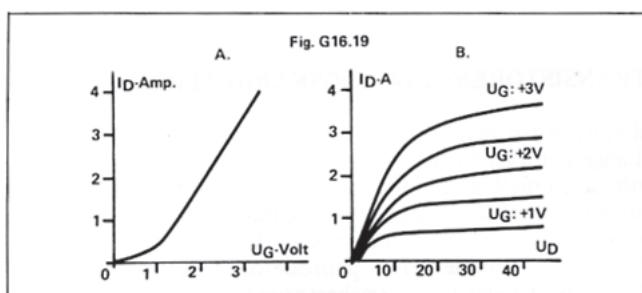


**Fig. G16.18.**  
MOS-FET i enhancement opbygning. Denne type kan arbejde med gatespændinger mellem 0 og ca. 5 volt for drainstrømme mellem 0 og 4 ampere (power MOS-FET).

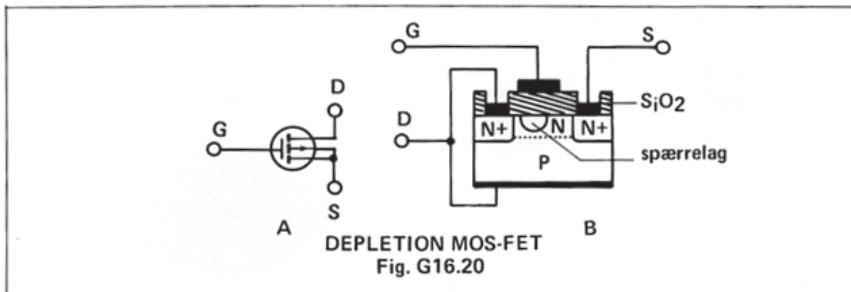
## MOS-FET TRANSISTOREN

MOS-FET transistorenens gate er fuldkommen isoleret fra halvledermalet med et lag af glas -  $\text{SiO}_2$ . Derfor virker dens gate nærmest som en slags styre.kondensator. MOS-FET'en stammer fra midten af 1960'erne og dens realisering hænger nøje sammen med den af Fairchild udviklede planar proces, som vi vil omtale særskilt senere. Fig. G16.18. viser Enhancement (engelsk: forøgelse) typen af MOS-FET'erne. Når der ikke er spænding på gaten, er transistoren helt afspærret, fordi drain og source er tilsluttet to kraftigt ledende N-lag med et P-lag imellem. Tæt på overfladen under gaten har man doreret eller injiceret et tyndt område med en ganske lille smule N materiale. Dette materiale er ikke tilstrækkeligt kraftigt doreret ind i P-laget til at der kan gå en strøm, men når der sættes spænding på gaten, vil feltet påvirke N-laget, så det bliver »tykkere» og kan lede strøm mellem de to N+ områder. Elektronerne nærmest suges ind i dette kanalområde fra N+ områderne.

Kurverne fig. G16.19. viser henholdsvis drainstrøm versus positiv gate-spænding og drainstrøm versus drainspænding med tre fastholdte positive gate forspændinger. Af kurverne kan man se, at enhancement MOS-FET'en leder drainstrøm med gatespændinger større end nul volt. Det er den eneste transistor, der gør. Fordi gate'en skal strække sig lidt ind over source-området, er denne type MOS-FET mest anvendt til POWER-MOS-FET's og andre »lav-

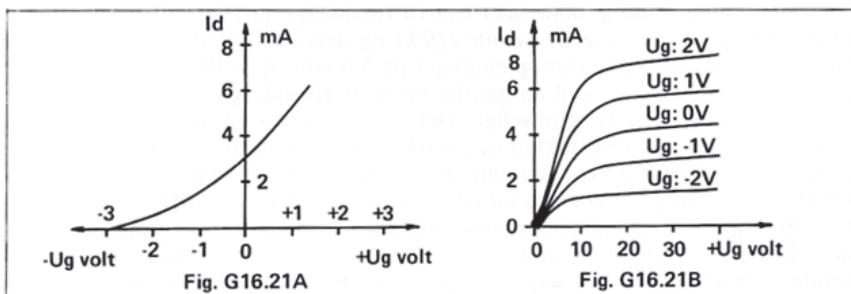


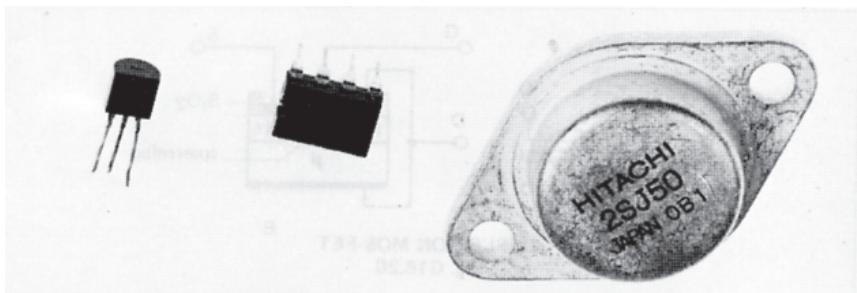
**Fig. G16.19.**  
Forstærkningskurven for MOS-FET'en viser stejlheden og gatespændings arbejdspunkterne. B kurven benyttes til arbejdspunktindlæggelse.

**Fig. G16.20.****Depletion type MOS-FET med forbedrede HF-egenskaber.**

frekvente» opgaver. N-MOS kredse er opbygget med sådanne transistorer. C-MOS betyder Complementær MOS, og det er en teknik med både P-MOS-FET's og N-MOS-FET's. Diagramsymbolet fig. G16.18a viser kun en N-MOS, men P-MOS'en ligner den. Pilen vender blot den anden vej ind i transistoren.

Depletion MOS-FET transistoren er en forbedret type MOS-FET, som kan benyttes til forstærkning ved høje frekvenser. Netop her var den almindelige MOS-FET ikke god, fordi gaten skulle strække sig helt ud over de to N+ områder ved drain og source. Depletion typerne har indbygget et såkaldt spærrelag i kanalen, som samtidig er doreret lidt kraftigere end N-materiale. Derved bliver FET'en ledende uden gate forspænding, men gates udstrækning kan formindskes overordentligt meget. Det medfører, at man får en ganske lille tilbagevirkningskapacitet fra drain til gate. Ofte er kapaciteten mindre end 1/10 del pF. Det giver særdeles fine HF egenskaber, men man må tage hensyn til, at gaten skal kunne påtrykkes negativ spænding, hvis FET'en skal afbrydes. Fig. G16.21a og b viser stejlhed og udgangskarakteristik som ved de tidlige transistorer. Bemærk specielt, at depletion typen (engelsk: formindskel-ses typen) arbejder fortræffeligt lineært med en gatespænding på 0 volt. Der trækker den i kurven viste type en strøm på ca. 3 mA.

**Fig. G16.21.****Depletion typerne kan arbejde med både positive og negative gateforspændinger. Ved 0 volt forspændinger går der en middel drainstrøm.**



**Fig. G16.22.**

Forskellige typer FET transistorer. A: en standard J-FET, B: en IC-hus indbygget dobbelt dual gate MOS-FET og C: en enhancement type POWER-MOS-FET fra hitachi i Japan.

En særlig udgave af depletion MOS-FET'en er udstyret med hele to styregates. På den ene gate kan man sende signal ind til forstærkning, og på den anden gate kan man regulere forstærkningsfaktoren. Sådanne FET's benyttes ofte i radiomodtagere i tunerdelen. Man kan da styre forstærkningen for den modtagne station. Det er også muligt at benytte en sådan dobbeltgate FET som mixer-blander i radioens indgangstrin. Der sendes da antennesignal ind på den ene gate og oscillatorsignal ind på den anden gate. På drain kan man udtagе mellemfrekvenssignalet. Den slags MOS-FET transistorer går under navne som dual gate MOS-FET og MOS-PET tetroder.

## ZENERDIODER

Når man tilslutter en almindelig diode en spænding i lederetningen, vil den trække strøm, når spændingen overstiger 0,6 til 0,7 volt. Vendes en diode om, vil den under normale omstændigheder ikke trække nogen som helst strøm, før man når en så høj spænding, at krystallet gennembrydes og ødelægges. Almindelige siliciumdioder tåler 100 til ca. 1.000 volt før de ødelægges. Man kan dogtere siliciumkrystaller forskelligt, hvorved ensrettervirkningen ændres. I spærretningen vil dioden derved kunne lede afhængig af den påtrykte spænding. Man taler om to forskellige effekter for dette fænomen. Dels en Avalanche eller Lavine-effekt og dels en Feltstyrke-effekt. Avalancheeffekten optræder over spændinger på 5,6 volt og Feltstyrke-effekten optræder under 5,6 volt. Ved en ganske bestemt spænding - Zenerspændingen, stiger strømmen ganske pludseligt. Det kan udnyttes til spændingsstabiliseringens formål. Avalanche-effekten er påvirket af temperatur, og stigende temperatur giver faldende zenerspænding. Feltstyrke-effekten vil med stigende temperatur give stigende zenerspænding. Ved spændingen 5,6 volt vil de to effekter være lige kraftige, og derfor vil temperaturafhængighederne ophæve hinanden. Det er årsagen til, at man oftest vil benytte 5,6 volt zenerdioder til krævende formål. Her vil zenerspændingen ikke ændre sig med ændret omgivelserstemperatur. Avalanche og feltstyrke-effekterne optræder også i spærrelaget på almindelige transistorer af silicium. Det kan demonstreres med måleopstillingerne fig. G16.23a til d. I a. eksemplet er en standard silicium transistor forsørpet modsat i emitter-basis strækningen. Når spændingen fra forsynin-

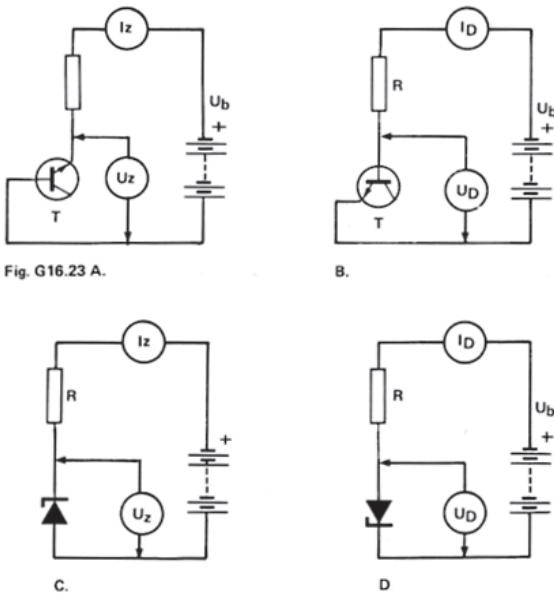


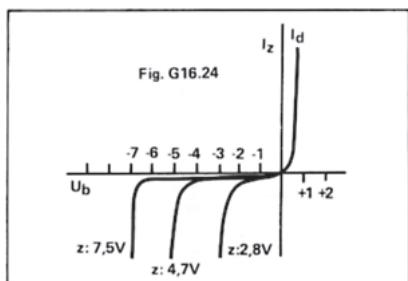
Fig. G16.23.

Zenerdioder skal forspændes rigtigt. Ellers kan de ikke stabilisere spændingen til den ønskede værdi. Vendes de modsat, vil de lede som en siliciumdiode ved 0,7 volt. Enhver transistor har på basis-emitterstrækningen en parasitisk zenerdiode på ca. 5 volt. Den kan benyttes i støjgereneratorer på grund af egenstøjen.

gen øges, vil der ret pludseligt gå en strøm ved en bestemt modsat forspænding. Det er transistorens indbyggede zenerspænding, der træder i funktion. For standard silicium transistorer af BC547 typerne vil spændingen ligge mellem 5 og 15 volt. Eksemplet b. viser den identiske opstilling med en zenerdiode. Med zenerdioden er spændingspunktet defineret fra fabrikanten, og man kan anskaffe en hvilken som helst zenerdiode med spændingsknæk på 2 til ca. 100 volt.

Forspænder man som i c. transistoren i ledretningen, vil der begynde at gå strøm ved 0,6 til 0,7 volt. Helt det samme gælder i d. eksemplet med en zenerdiode, som er fastspændt modsat af, hvad man normalt vil gøre. Den begynder også at trække strøm ved 0,6 til 0,7 volt.

Zenerdioder støjer ved den spænding, hvor de begynder at trække strøm. Man kan lave zenerdioder med lav støj ved at dotere krystalmaterialet på specielle måder. Den »hjemmelavede» transistor zenerdiode i fig. G16.23a er ikke fremstillet henblik på en lav støj, så den kan man benytte til generering af et såkaldt hvid-støj spekter. Over  $U_z$  kan man aftage støjsignalet,



**Fig. G16.24.**  
Forskellige zenerdiode karakteristikker. Højvolttyperne har kraftigere »knæk».

som rækker fra lavfrekvens til mange mega hertz. Det benyttes bl.a. til støj-måle instrumenter og støjgeneratorer. Støjspændingerne har en signalstyrke på ca. 10 mV.

I fig. G16.24. er der optegnet tre kurver over forskellige zenerdiode. Til denne måling kan man benytte opstillingen fig. G16.23b. Bemærk specielt, at zenerdioder i det lave spændingsområde under ca. 5 - 6 volt har ret »bløde» knæk. Disse dioder har ikke så veldefineret en zenerspænding, og man må benytte dem med hensyntagen til den strøm, man sender igennem. En høj strøm giver her en lidt højere zenerspænding og en lav strøm giver en lidt lavere zenerspænding.

Fig. G16.25. viser et praktisk kredsløb med en zenerdiode og den altid nødvendige formodstand R1. I eksemplet benytter vi en zenerdiode på 9,1 volt (en standardværdi) og en indgangsspænding på 12 volt. Kredsløbet kan betragtes som en ganske almindelig spændingsdeler, hvor bundmodstanden er erstattet med zenerdioden. Den valgte zenerdiode kan tåle 100 mA gennem sig, hvorfor det er den maximale udgangsstrøm.

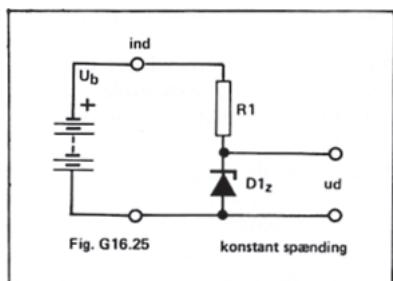
Spændingsfaldet over R1 er indgangsspændingen minus udgangsspændingen.

I dette eksempel:

$$UR1 = UIND - UUD = (12,0 - 9,1) V = 2,9 \text{ V}.$$

Strømmen gennem R1 er 100 mA, da den også løber i zenerdioden. Det er jo en serieforbindelse, hvor strømmen overalt er den samme. ohm's lov giver:

$$R1 = \frac{UR1}{I2} = \frac{2,9 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 29 \text{ ohm} = 27 \text{ ohm, - standard}$$



**Fig. G16.25.**  
Praktisk eksempel på anvendelse af zenerdiode spændingsstabilisering.

Effekten for R1 er:

$$\text{PR1} = \text{UR1} \times \text{IZ} = 2,9 \text{ V} \times 100 \text{ mA} = 290 \text{ mW}$$

En 1/4 Watt modstand vil være en smule underdimensioneret.

Det der nu sker, når vi tilslutter et forbrug på mellem 0 og 100 mA, er, at strømmen deles mellem zenerdiode og forbrug. Hvis man bruger 75 mA fra kredsløbet, vil der gå 25 mA i zenerdioden. Forbrug indtil 100 mA er stabile. Hvis indgangsspændingen svinger lidt, vil udgangsspændingen altså stadig være stabil. Hvis indgangsspændingen svinger flere volt, må man dimensionere R1 efter den største spænding, der er over den. Ved en indgangsspænding på 15 volt i det anviste eksempel er spændingen 5,9 volt over R1 og R1 skal være 59 ohm!

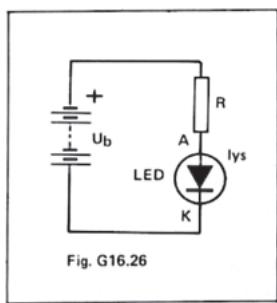
## LYSDIODER

Lysdioder er fremstillet af halvledermateriale. Når denne gennemløbes af en strøm, kan den udsende synlig eller usynlig (Infra-Rød) elektromagnetisk stråling. Bølgelængden og dermed farven afhænger af det valgte halvledermateriale og doteringen. Forkortet benævnes en lysdiode med navnet LED efter det engelske udtryk Light Emission Diode, som betyder Lys Emitterende Diode. GaAsP-LED (Gallium-Arsenid-fosfid-LED) udsender rødt lys, GaP-LED (Gallium-fosfid-LED) udsender grønt, grønligt, orange eller gult lys og GaAs-LED (Gallium-arsenid) udsender det usynlige Infra-Røde lys. Lys-dioder som udsender synligt lys benyttes fortrinsvis som signallamper eller lysende indikatorer, medens IR-LED's benyttes som strålingsgiver til overførelse af f.eks. fjernstyringssignaler, audiosignaler eller galvanisk adskilte koblinger (OPTO-KOBLER) af elektriske styringssignaler. Sammensatte lysdioder benyttes i de såkaldte LED-displays, hvor man f.eks. med 7 stregformede lysdioder kan danne tal. Med flere segmenter - dvs. lysdiode-streger - kan man danne bogstaver. Afhængig af bogstavernes udformning kan man benytte 14 eller 16 segmenter til at danne alfanumeriske karakterer. En alfanumerisk karakter kan vise både tal og bogstaver ved at man tænder bestemte segmenter.

Frem for glødelamper, har LED's en række fordele:

1. Levetiden er lang, - der går over ca. 100.000 timer før lysudbyttet er halveret.
2. LED's er modstandsdygtige mod stød og vibrationer.
3. LED's kan indpasses elektrisk i de fleste transistorkredsløb.
4. Strålingen kan meget let moduleres, fordi LED's ikke besidder en glødelampes træghed.
5. LED findes i så mange forskelligartede mekaniske udformninger, at man kan indbygge dem overalt og ikke er bundet af glødelampernes klodsede størrelse.

Sammen med disse mange fordele må det dog nævnes, at lysdioder først i disse år er ved at være så effektive, at de kan konkurrere med glødelampernes fine lysstyrke.

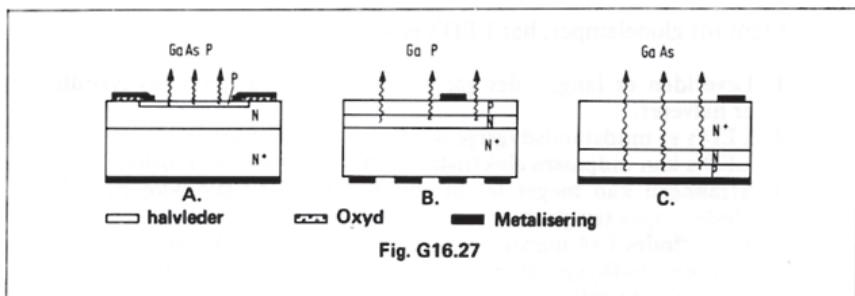
**Fig. G16.26.**

Lysdioder skal have strøm fra en formodstand. Ellers ødelægges de øjeblikkeligt. Modstanden skal begrænse strømmen til de ca. 50 mA en lysdiode kan tåle i lederejningen. Vender man en lysdiode (LED) forkert, vil den ikke lyse.

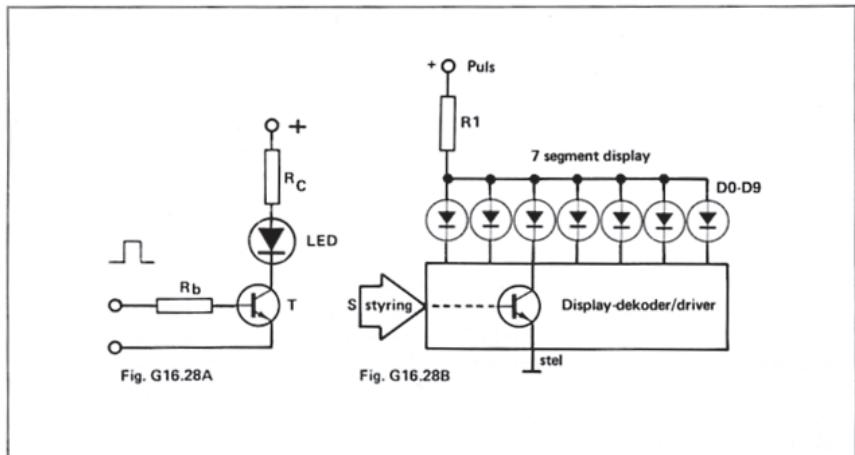
## LYSDIODENS OPBYGNING

Lysdioder tilsluttes strøm i gennemgangsretningen. Enten må opstillingen i fig. G16.26. tilsluttes en jævnstrøm i gennemgangsretningen, eller man må tilslutte en vekselstrøm. Ved vekselstrøm vil dioden altid kun lyse på en positiv strømgennemgang. Dvs. der er spærret for negativ strøm som en ganske almindelig diode. Når man tilslutter en lysdiode, må man altid benytte en formodstand, som kan begrænse strømmen gennem dioden til det, den kan tåle at arbejde ved. Dertil anvendes ohm's lov. Over en lysdiode vil der altid ligge en ledespænding på ca. 1 volt. De røde dioder skal have ca. 1,2 - 1,4 volt over sig for at lyse, og de gule og grønne skal have 1,6 til 2,0 volt. Tilslutter man en lysdiode over en spænding på 10 volt, og kan den tåle 50 mA, skal der ligge ca. 9 volt over modstanden. Modstanden skal derfor være 180 ohm i dette tilfælde. Benytter man vekselstrøm, skal modstanden være halvt så stor, fordi vekselspændingen kun leder i halvdelen af perioden, - i dette tilfælde ca. 90 ohm.

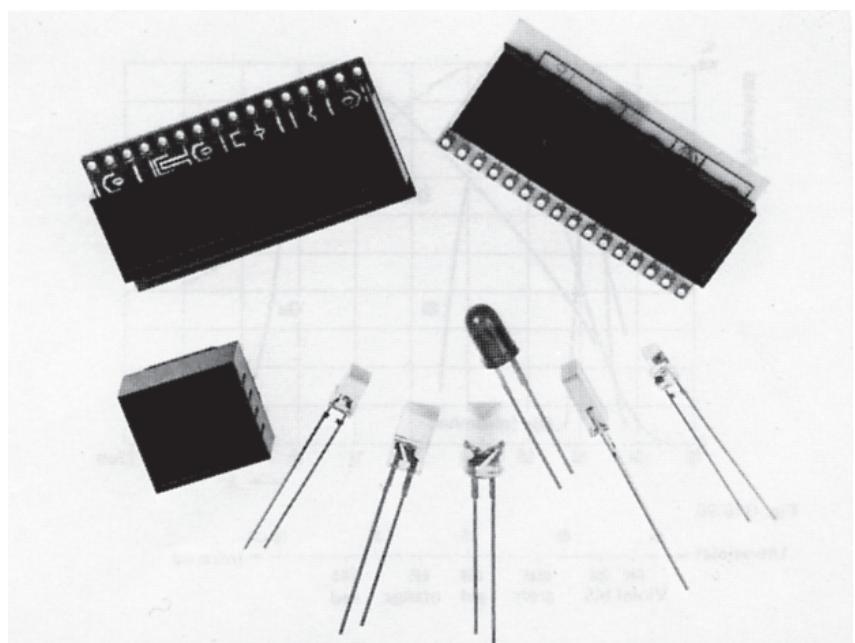
Når en lysdiode tilsluttes strøm i gennemgangsretningen, vil strømmen skubbe frie elektroner over PN-overgangen til P-laget, hvorved elektronerne rekombinerer i et andet valensmønster. Dette skift vil udløse en elektromagnetisk stråling,- dvs. lys. Fig. G16.27a til c viser forskellige LED opbygninger i planarteknikken (omtales senere mere udførligt). GaAsP-LED'en i fig.

**Fig. G16.27.**

Opbygningen af forskellige lysdioder. A viser en rød lysdiodes planar opbygning, B viser opbygningen for grønt, orange og gult lys og C viser opbygningen i en infrarød lysdiode (IR).

**Fig. G16.28.**

Lysdioder kan moduleres. De er ikke så langsomme som glødelamper. LED's benyttes meget til displays, hvor man ved at tænde to eller flere streger (segmenter) kan danne tal mellem 0 og 9. Til styringen benytter man TTL eller MOS digitale kredsløb.

**Fig. G16.29.**

Forskellige lysdiodetyper og LED-diaplays med cifre.

G16.27a er opbygget med PN-overgangen ca. 2 til 4 um (1 um = 1/1000 mm) under selve halvlederoverfladen. Lyset opstår i det ganske tynde P-lag og forlader overfladen her. Alt andet lys bremses i de underliggende lag og omsættes til varme. GaP- og GaAs-LED er »epitaktiske» dioder, hvor lyset opstår i P-laget. Det er ca. 20 - 50 um tykt. I disse materialer er absorptionen af lys ret lille, så man kan alligevel få en rimelig virkningsgrad. I Infra-Røde dioder ønsker man højt lysudbytte og større strømme. Det udvikler varme, og derfor kan man med fordel montere P-laget på en varmeafledende metalflade.

Lysdioderne indbygges i forskellige plast- og metalhuse efter opgave. Normalt udførtes huset som en linse, der kan samle lyset. Det giver forøget lysudbytte i en bestemt retning. Samtidig kan man placere LED-krystallet i en lille hulspejlreflektor og via dette forøge lysudbyttet yderligere. Fig. G16.28. viser to forskellige transistorstyrede lysdiodedisplays. I a. eksemplet styres strømmen gennem lysdioden fra en transistor. Med transistoren kan man tænde og slukke for dioden, eller man kan modulere lyset med langsomme eller hurtige blink. Hurtige blink - ofte 10.000 til 50.000 blink i sekundet - benyttes i trådløs signaloverføring. Hvis blinkene har en bestemt frekvens, kan den speciel modtage detektor kende LED-lyset fra omgivelseslyset. B. eksemplet viser et 7-segment LED display, som direkte kan styres af en integrereret kreds. Kredsen kan via en styreindgang 5 tænde og slukke 7 segmenter, så man kan danne alle tal mellem 0 og 9. Der findes en mængde forskellige integrerede kredse på markedet, som kan trække nok strøm til, at LED-displayene kan lyse med pæn styrke.

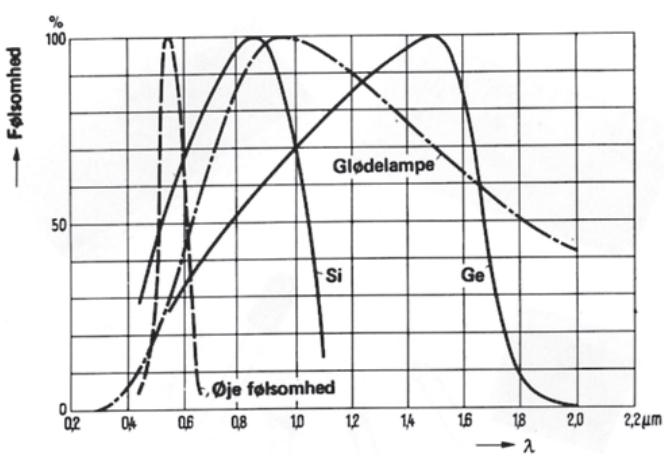


Fig. G16.30

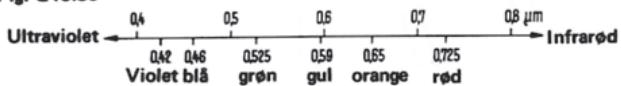
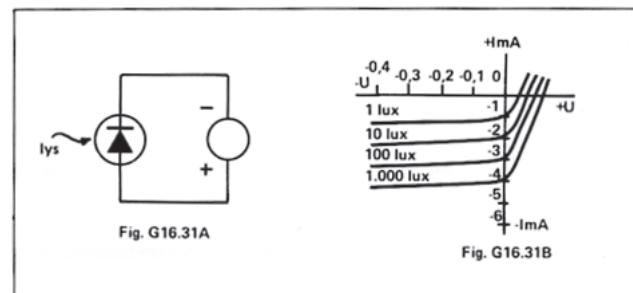


Fig. G16.30.

Øjets lysfølsomhed sammenlignet med udstrålingen fra en glødelampe og fotodektorer af silicium og germanium.

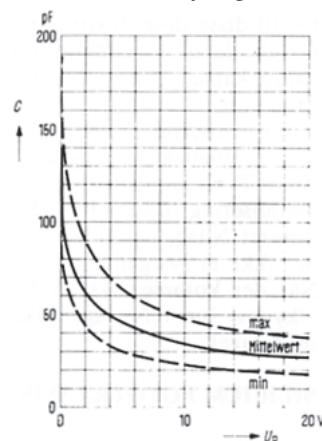
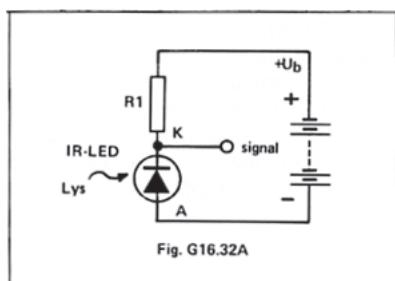
**Fig. G16.31.**  
En fotodiode (og i praksis også en lysdiode) kan give en strøm, når den blyses. Strømmen er proportional med lyset.



## SILICIUM FOTODIODER

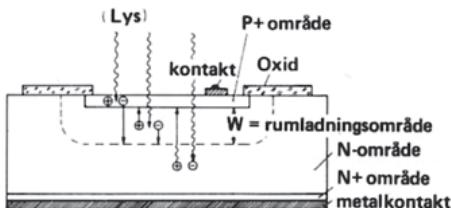
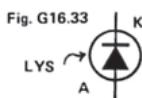
En LED lysdiode kan afgive lys, når man sender strøm gennem den i ledretningen. Med hvad mange ikke ved er, at den også kan frembringe spænding og strøm, når den blyses. Det er ikke meget, men dog nok til, at man kan måle den med et godt digital multimeter. En prøve på en tilfældig rød lysdiode afslørede, at den kunne give op imod 1 volt med en strøm på 1 uA. Nu er en milliontedel af en ampere ikke meget, men dog tilstrækkeligt til at bevise familiefællesskabet mellem lysdioder og fotodioder.

Fotodioder fremstilles til detektion af lys. De fleste af de typer, man kan få, er fremstillet, så de er mest følsomme i det infrarøde område. Derfor egner de sig vældig godt til at modtage signaler fra IR-sender LED-dioder, og de benyttes overalt til fjernstyring af radio, TV og belysning i hjemmet. Desuden finder de udstrakt anvendelse som personkontrol og tyveri sikringsanlæg. Ideen er, at man udsender et usynligt IR-lys med en bestemt modulationsfrekvens. På fotodioden opsamles en lille smule af dette lys, og modulationssignalet kan så forstærkes op og benyttes til de omtalte styringsformål.



**Fig. G16.32.**

Når man vil benytte en fotodiode til detektion af høje frekvenser, må den forspændes i spærretretningen. Derved kan man dæmpe den høje spærrelagskapacitet (parasitisk). Kurven viser sammenhængen mellem parasitkapacitet og spærrespænding.



**Fig. G16.33.**  
**Opbygning af et fotodiode krystal.**

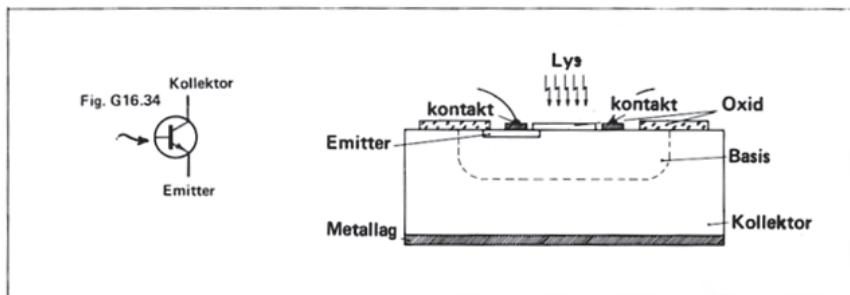
Modulationsfrekvensen vælges så høj, at intet vekselstrømsdrevet omgivelseslys kan influere på signaloverføringen. Specielt lys fra lysstofrør kan generere simplere anlæg uden modulation. På fig. G16.31a ses en sammenkobling af en fotodiode og et amperemeter. Når der kommer lys på dioden, vil den afgive en strøm, som er kvadratisk proportional med belysningen. Kurven fig. G16.31b viser samhørigigheden mellem belysningen i lux og strømmen i mA.

I praksis er den simple spændingsgenerering ikke god til detektion af høje frekvenser (10 til 100 kHz), men selvfølgelig god nok til solbatterier, der blot skal give en jævn effekt, når der er lys nok. Det der er problemet med detektion af de høje frekvenser er, at fotodioden må have en stor geometrisk udstrækning for at være følsom nok. Typisk er en detektordiodes belysningsareal 5 til 7 mm<sup>2</sup>. Det giver en meget stor parasitkapacitet mellem anode og katode. Den store kapacitet vil ødelægge detektorens følsomhed for hurtige modulationsfrekvenser, hvorfor man altid må forspænde dioden med lidt modspænding. Derved falder kapaciteten, så fotodioden kan benyttes til disse detektorformål. Fig. G16.32a viser den korrekte forbindelse af en fotodiode til signaldetekttering og fig. G16.32b viser samhørigheden mellem parasitkapacitet og modspænding. Man vil normalt vælge modspændingen til ca. 5 volt.

Fotodioder fremstilles i silicium planar processen. Fig. G16.33. viser den skematiske opbygning af en fotodiode. Et kraftigt doreret og meget tyndt P+-lag er forbundet til den ene tilledning via en ganske lille kontakt-metallisering. Under P+-laget er der en såkaldt rumladningszone af et svagt doreret N-lag, og under N-laget er der igen et kraftigt ledende N+-lag. Når der ikke er lys gennem P-laget, vil det svagt dorerede N-lag virke som isolator. Når der kommer lys på N-laget, vil der rives elektroner fri af N-laget, så de »skydes« ind i N+-laget. Derved vil der opstå en spændingsforskell mellem P- og N-laget.

## SILICIUM FOTOTRANSISTORER

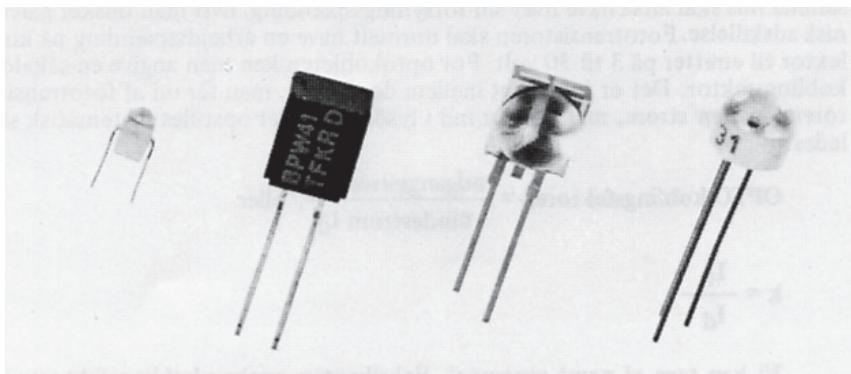
Både germanium transistorer og silicium transistorer kan ændre forstærkning ved belysning af spærrelaget mellem emitter og basis. Det sker, fordi lyskvanterne i dette lag river elektroner eller huller med sig fra basis til emitter. Derved dannes der en svag basisstrøm, som vil forårsage en kollektørstrøm, der er strømforstærkningen beta gange større. I transistorens barndom



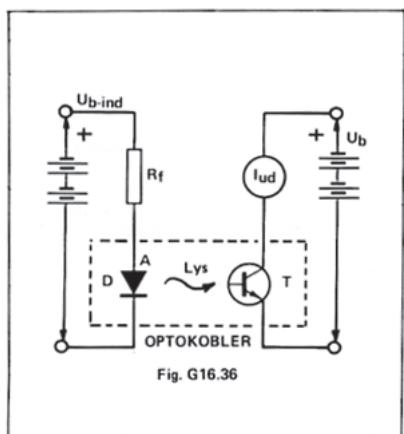
**Fig. G16.34.**  
Opbygning af en fototransistor i planarteknik.

havde man nemt ved at påvise dette fænomen. Da var transistorerne indbygget i små klare glashuse (OC70 og OC71) med et lag sort maling på ydersiden. Når malingen blev skrabet af, kunne disse transistorer være følsomme overfor belysning. I den tids lavfrekvensforstærkere kunne man opleve, at belysning fra glødelamper eller lysstofrør kunne forårsage brum. Brummet kom fra lysgennemtrængning i transistorer med afskallet maling!

Idag er det vanskeligere at efterprøve det samme med siliciumtransistorer, fordi de er indkapslet i metalhuse eller i plast. Her vil man ødelægge transistoren, hvis man prøver at frigøre huset fra transistorkrystallet. Men man fremstiller specielle fototransistorer til detektorformål. De kan være indbygget i metalhuse med glaslåg eller i klar eller IR-gennemskinnelig plastic. Fotodioder og fototransistorer er ofte indbygget i sorte huse. Husene er dog ikke sorte for IR-stråling, men blot forsynet med et filter, der skærmer fotoelementet af for det synlige lys. Fig. G16.30. viser den spektrale sammenhæng mellem øjets lysfølsomhed og lysfølsomheden for silicium og germaniumkristaller. Med et IR-filter slippes kun bølgelængder på ca. 0,8 µm ind til halvledermaterialet (det langbølgede lys). Fig. G16.34. viser opbygningen af en foto-



**Fig. G16.35.**  
Forskellige typer fotodektorer. De helt sorte typer er til hirrarød lys detektion. IR-lyset kan passere den sorte plast, men det usynlige lys filtreres bort.



**Fig. G16.36.**  
En OPTO-kobler er en sammenbygning af en lysdiode og en fototransistor.

transistor. Det er her basislaget, der fungerer som fotofølsomt område. Derfor er det fysisk set placeret nær detektions overfladen. Det er kun muligt med planarteknikken.

## OPTOKOBLERE

En optokobler er en sammensætning af en IR-LED sendediode og en IR-fototransistor i den samme indkapsling. Med en optokobler får man mulighed for at overføre signaler fra en del af et kredsløb til en anden del, uden at der går nogen strømme mellem de to kredsløb. Optokobleren kan adskille et kredsløb med højspænding (max. 5.000 volt) fra et andet med berørbar lavspænding. Derfor ser man ofte optokoblere i netdrevet udstyr, hvor man skal styre spændingsførende og berøringsfarlige kredsløb med lavspændingskredsløb.

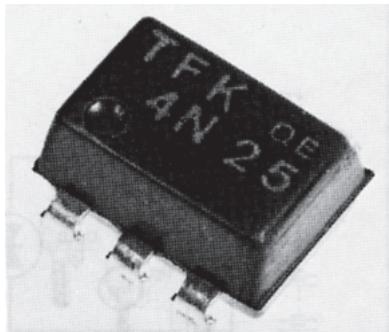
Optokoblerens lysdiode fungerer som alle andre lysdioder. Den skal have en spænding på mindst 1 volt for at lyse, og den skal have en strøm, der er stor nok til, at den kan udstyre fototransistoren. Begge adskilte kredse i det samme hus skal altså have hver sin forsyningsspænding, hvis man ønsker galvanisk adskillelse. Fototransistoren skal normalt have en arbejdsspænding på kollektor til emitter på 3 til 30 volt. For optokobleren kan man angive en såkaldt koblingsfaktor. Det er forholdet mellem den strøm, man får ud af fototransistoren og den strøm, man sender ind i lysdioden. Det opstilles matematisk således:

$$\text{OPTO - koblingsfaktoren} = \frac{\text{udgangsstrøm } I_t}{\text{diodestrøm } I_d}, \text{ eller}$$

$$k = \frac{I_t}{I_d}$$

Vi kan tage et nemt eksempel. Fabrikanten opgiver koblingsfaktoren  $k$  til 0,5. Vi sender en strøm ind i lysdioden på 10 mA. Derved kommer der i.flg. beregningen 5 mA ud gennem fototransistoren. Koblingsfaktorerne for almindelige optokoblere ligger mellem 0,1 og 1. Med to fototransistorer i darling-

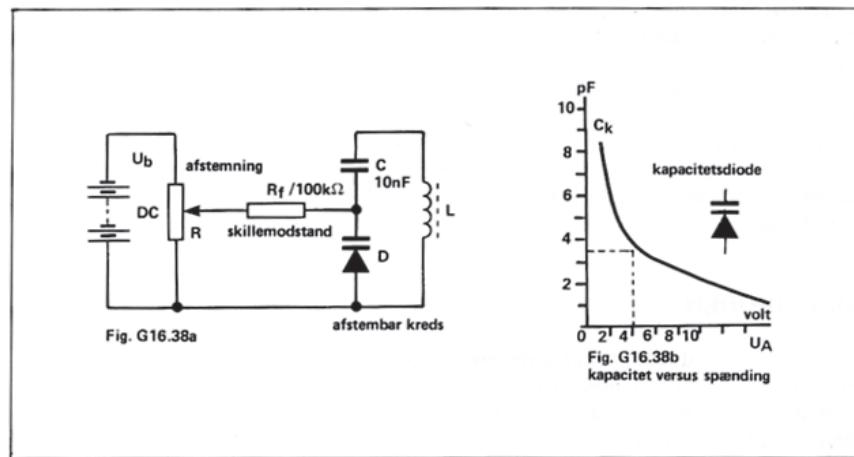
**Fig. G16.37.**  
Typisk optokobler indbygget i et lille 6-ben IC-hus (DIL).



tonkobling indeni optokobleren kan man opnå koblingsfaktorer mellem 1 og 10. Har man en koblingsfaktor på 5, skal der kun 1 mA ind i lysdioden for at få 5 mA ud i fototransistoren.

## KAPACITETSDIODER

Enhver diode har en såkaldt spærrelagskapacitet. Det er en lille kondensatorvirkning, som opstår mellem diodens anode og katode, når der ikke er spærrespænding på dioden. Små standard ensretterdioder har en spærrekapacitet på omkring 2 til 4 pF. Når man forspænder dioden i spærretningen, vil kapaciteten falde. Det kan udnyttes i kapacitetsdioder eller varactordioder, som de også kaldes. I en kapacitetsdiode fremhæver man ved fabrikationen denne virkning, og man kan få kapacitetsvariationer på 40 til 2-3 pF med negative forspændinger på 0 til 30 volt. Det muliggør brugen af kapacitetsdioder



**Fig. G16.38.**  
A-diagrammet viser, hvorledes man kan indkoble en kapacitetsdiode i en afstemt resonanskreds. Kurven B viser samhørigigheden mellem spærrespænding over dioden og den resulterende kapacitetsværdi.

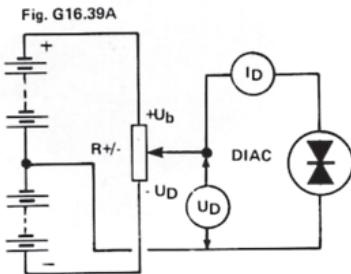


Fig. G16.39B

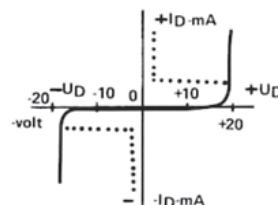


Fig. G16.39.

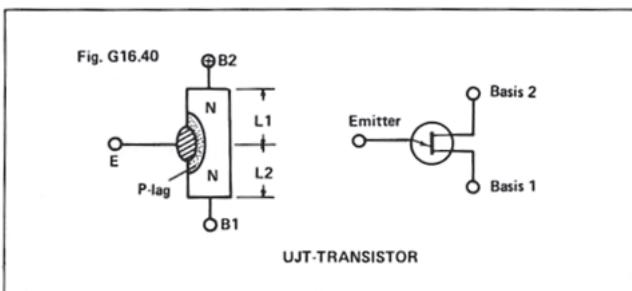
En DIAC leder strøm i begge retninger som en neon-glimlampe. Tændspændingen er blot lavere, - typisk ca. 15 volt.

til radio afstemningskredsløb, og idag er der kapacitetsdioder i afsteliningskredsløbene i både radio og TV tunere. Med en kapacitetsdiode får man mulighed for at afstemme modtagestationerne med en spænding. Så undgår man de store og kostbare afstemnings-drejkondensatorer, og man har endvidere mulighed for at digitalafstemme via en frekvenssynthese. Fig. G16.38a viser et lille afstemningskredsløb, som udmærket kan benyttes i en FM-tuner. Kondensatoren på 10 nF er indsatt for at spolens jævnstrømsmodstand ikke skal kortslutte afstemningsspændingen. Kurven i b. figuren viser kapacitetsvariationen som en funktion af spærrespændingen. I kurven vises en variation på kun 10 pF for en spændingsændring på 1 til 10 volt. Bemærk, at kapaciteten er størst, når spændingen er mindst. I et afstemningskredsløb vil resonansfrekvensen være lavest ved 0 volt forspænding og højest ved 10 volt forspænding. Ved brug af specielle fremstillingsteknologier kan man idag fremstille kapacitetsdioder, som rækker fra 10 pF til over 500 pF. Sådanne kapacitetsdioder finder anvendelse i afstemningskredsløb til langbølge, mellembølge og kortbølge.

## DIAC-DIODEN

En diac diode virker som en gammeldags glimlampe. Når der er en lav spænding på - enten positiv eller negativ - vil der kun gå en ringe strøm. Når spændingen over glimlampen nær tændspændingen, vil den lyse, og spændingen vil falde til brændespændingen. Sådan opfører en DIAC-diode halvleder sig også, men hvor neon-glimlampen skulle have næsten 100 volt for at tænde, kan diacen tænde ved kun 15 volt. Forskellen mellem tænde- og brændespænding gør diacen velegnet til trigning af TRIAC vekslestrømsregulatoren. Kurven i fig. G16.39b viser, hvordan DIAC'en tænder og trækker strøm ved både positive og negative forspændinger. En DIAC er altså en symmetrisk

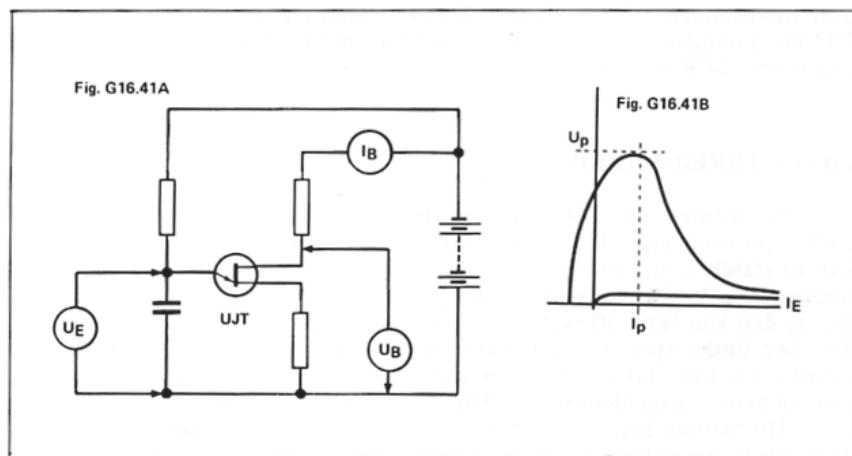
**Fig. G16.40.**  
UNI-JUNCTION  
transistoren er  
opbygget som en  
stang af N-mate-  
riale med et ind-  
smeltet P-mate-  
riale.



og den kan vendes vilkårligt i kredsløbet. Derfor er en DIAC aldrig mærket med anode og katode-ring som en almindelig diode. Man kan derfor ikke erstatte en DIAC med to serie forbundne zenerdioder anbragt »ryg mod ryg».

### UNIJUNCTION TRANSISTOREN

Unijunction transistoren - UJT'en - er en slags diode med to tilledninger på en stang af N-materiale og en til et P-lag midt på stangen. De to N-ledninger tilsluttes strømforsyningen, og ved at styre spændingen på P-laget (emitter) kan man få N-laget til at bryde sammen, så der går en strøm i både N-lag og fra N-laget ud gennem P-laget. De to N-ledninger benævnes Basis 1 (minus forbindelse) og Basis 2 (plus forbindelse).



**Fig. G16.41.**

Måleopstilling til bestemmelse af UJT'ens parametre. Når emitter-basis-1 spændingen overstiger tændspændingen, vil samme strækning udvise en negativ modstand. UJT'en benyttes som impulsgiver og triggekredsløb for f.eks. scr'er og triac's.

N-leder stangen er jævnt dopet med en svag dopingsgrad. Derfor vil potentialet fra den tilsluttede forsyningsspænding fordele sig som afstanden mellem basis 2 til emitter og emitter til basis 1, og man kan udregne forholdet som i en almindelig spændingsdeler:

$$U_p = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \times U_b = \eta \times U_b = \text{emitter potentialet i P-laget},$$

hvor  $U_b$  er forsyningsspændingen,  $U_e$  er spændingen mellem emitter og basis 1 og  $\eta$  forholds faktoren, som opgives på fabrikantens datablad. Denne faktor vil normalt ligge mellem 0,4 - 0,6 og kaldes for intrinsic stand-off ratio.

Lad os nu kigge lidt på funktionen i en UJT på fig. G16.4la-b. PN-overgangen på emitter er spærret så længe emitter-ledningen er tilsluttet et potentiale, der er lavere end  $U_p$ . Når emitterspændingen overstiger  $U_p$ , vil der difundere huller ind i stangen fra emitteren. De tiltrækkes af  $B_1$  på grund af potentialet -  $B_1$  er negativ. Hullerne, der repræsenterer en positiv ladning, vil ligeledes tiltrække elektroner fra  $B_1$ , og dermed vil modstanden mellem emitter og basis 1 falde lavineagtigt. Laget nedbrydes midlertidigt, indtil der ikke længere er spænding på emitter.

Sætter man et ladekredsløb på emitter, vil kondensatoren  $C$  oplades af modstanden  $R$ . Når intrinsic stand-off ratio spændingen nås, vil laget gennembrydes og kondensatoren aflades, indtil spændingen på emitter er så lav, at gennembrydningen igen ophører. Man taler om et område med negativ modstand. På emitter vil der hele tiden ske en jævn opladning og en hurtig afladning, bestemt af den strøm der kan gå fra basis 1 til emitter. Normalt benytter man en strømbegrænsermodstand på omkring 100 ohm i basis 2. Hvis den ikke indsættes, vil UJT'en kunne ødelægges. Samtidig kan man over modstanden aftage en nåleimpuls til trigning af efterfølgende kredsløb. UJT'en anvendes i praksis som trigger for andre kredsløb, - f.eks. styrede ensrettere - SCR'er.

## THYRISTORER & TRIAC'S

Thyristorer, eller SCR'er som de også kaldes, er en 4 lags halvleder med 3 PN overgange. Thyristorer virker som en bistabil kontakt, og den har kun to stabile tilstande. Enten er den ledende fra anode til katode eller også spærre den. Ved at styre strøm ind på en styregate, gøres thyristoren ledende, og den kan først afbrydes, når spændingen over diodekontakten forsvinder. Der findes specielle »gate turn off» typer, som med modsat rettet gatestrøm også kan slukke, dvs. afbryde strømmen i anode-katode retningen, men de benyttes sjældent og er uden betydning for amatører.

Thyristorer benyttes fortrinsvis i vekselstrømskredsløb sammen med brokoblede ensrettere. Ensrettes vekselstrømmen med en brokoblet ensretter, vil den resulterende jævnstrøm være pulserende, og spændingen vil ved 220 volt netspænding variere mellem 0 volt og 310 volt. Når spændingen fra anode til katode er over et par volt, vil man kunne tænde thyristoren med en gatestrøm på mellem 0,1 og 100 mA afhængigt af type. De almindelige standardtyper skal have en gatestrøm på 1 til 50 mA for at tænde. Specielle »sensitive gate typer» kan klare sig med mellem 0,1 og 1 mA, men de er til gen-

Fig. G16.42A

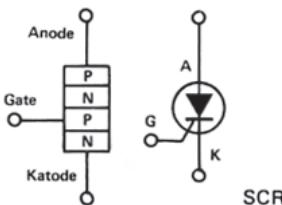


Fig. G16.42B

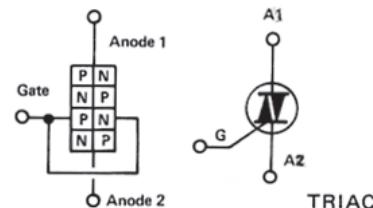


Fig. G16.42C

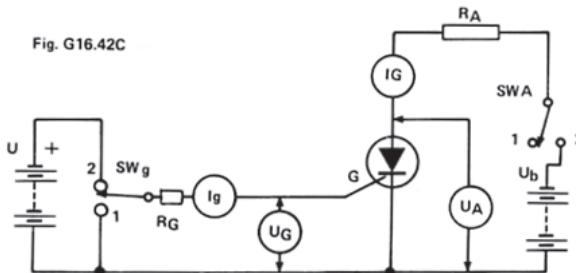


Fig. G16.42D

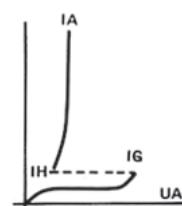


Fig. G16.42.

Thyristoren eller SCR'en er opbygget med et 4-lag krystal og kan tænde og bryde positive strømme. Triacen kan tænde og bryde både negative og positive strømme. Det gør den velegnet som vekselstrømsregulator.

gæld ret følsomme overfor temperatur og må have en lav dc-modstand mellem gate og katode for ikke at åbne af sig selv.

TRIAC's er sammenkoblinger af komplementære thyristorer. Fig. G16.42b viser opbygningen af en triac. Triacen kan styre strømme i begge retninger. Derfor har en triac ikke nogen egentlig katode og anode, men i stedet to terminaler med anode 1 - A1 og anode 2 - A2. Anode 2 tilsluttes altid den fælles stel eller jordforbindelse og anode 1 tilsluttes styrestrømmen. Da triacen kan lede strøm i begge retninger, er den vældig anvendelig til effektregulatorer på vekselspænding. I takt med vekselspændingen kan man synkront tænde triacen bestemte steder i perioden. Den vil straks slukkes igen ved vekselspændingens nulgennemgang. Derfor må den helt tiden tændes på bestemte tidspunkter. Derved vil vekselstrømmen hakkes i småstykker, og man får reduceret effekten. Når triacen tændes midt i veksel-perioden, er spændingen de maximale 310 volt. Det giver naturligvis en kraftig støjstrøm, og man må benytte et filter med en støjspole på mindst 3 mH og en støjkondensator på mindst 100 nF/630 volt. Derved kan radiostøjen dæmpes ned til et lovligt niveau.

Fig. G16.42c viser en opstilling til måling på thyristorer og triac'er. Opstillingen arbejder med jævnspænding. Det er derfor nemmere at se, hvad der

Fig.G16.43.A-M

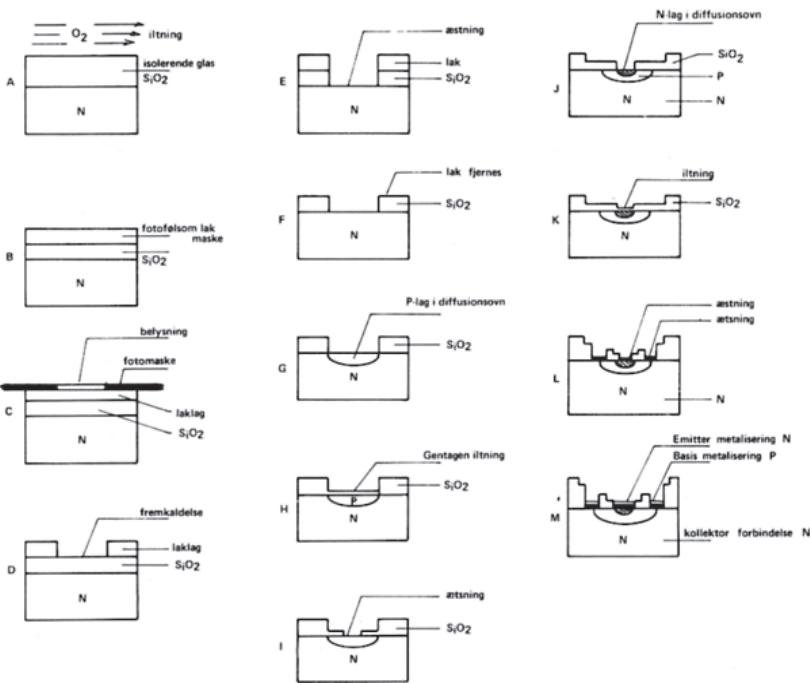


Fig. G16.43a til i.

Ved planarprocessen difunderer man under lavt tryk og høje temperaturer P- og N-lag sammen til transistorer og integrerede kredse i både bipolar og MOS teknik.

sker. Med de to omskiftere SW<sub>g</sub> og SW<sub>a</sub> i stilling 1 afbrydes både gate styrestrømmen og anodestrømmen til halvlederen. Skiftes anodekontakten SW<sub>a</sub> om til position 2, kommer der spænding over anoden UA, men der går ikke strøm, før der sendes gatestrøm ind. Det sker ved at skifte SW<sub>g</sub> omskifteren ind i stilling 2. Nu vil der gå strøm i halvlederen, også selv om man fjerner gatestrømmen igen. Først når anodeomskifteren igen åbnes og lukkes, vil der slukkes for strømgennemgang. Kurven fig. GI6.42d viser sammenhængen mellem anodestrøm og anodespænding for en bestemt fast gatestrøm. Spændingen over anoden kan reguleres op til et bestemt punkt, hvorefter der ret pludseligt går anodestrøm, og spændingen falder mod nul.

Triac' er kan styre strømgennemgangen i begge retninger med positiv gatestrøm og med negativ gatestrøm. Man siger, at triacen kan trigges i alle 4 kvadranter. Gatespændingen for trigning er normalt ret uinteressant, idet det er strømmen som trigger, men ved trigning opfører gaten sig som en diode i

lederetningen til stel. Dvs. spændingen ligger på ca. 0,7 volt. I forbindelse med trigning af triacer og scr'er skal man være opmærksom på, at der ved trigning kan komme en ret betragtelig modspænding og strøm ud af gaten. Derfor må man aldrig benytte en større kondensator med lav indre modstand over gate til stel. Strømstødet gennem gaten vil kortsluttes af kondensatoren med afbrænding af triacen til følge. Der kan udmærket komme strømme på 10 til 20 ampere ud fra gaten.

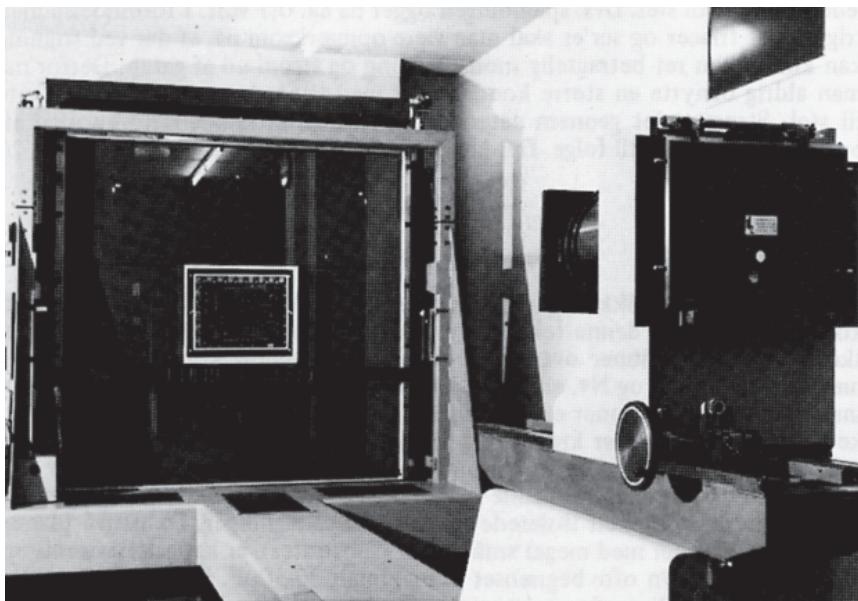
## DIFFUSION

Diffusionsteknikken er den vigtigste metode til fremstilling af halvlederkomponenter. Med denne teknik kan man lave halvledende N-lag, P-lag i forskellige koncentrationer oven på hinanden. Forskellige koncentrationer benævnes f.eks. N-, N og N+, eller med P-materiale, P-, P og P+. De med et minus mærkede koncentrationer er svage og dårligt ledende, mens de med plus mærkede koncentrationer er kraftigt ledende. Med samme teknik kan man opbygge isolerende lag af glas ( $\text{SiO}_2$ ) og ledere med forskellige modstande. Selv små kondensatorer kan man fremstille i planarteknikken. Kondensatorer er opbygget som adskilte og helt isolerede lag af metalbelægninger. Da man i planarteknikken arbejder med meget små emner (substrater), er kapacitetsværdierne af plads/prishensyn ofte begrænset til maximalt 20-30 pF. Planarprocessen benyttes til fremstilling af transistorer, lysdioder, integrerede bipolare kredse og MOS-kredse.

I planarprocesseme udnytter man diffusion. Ved diffusion sker der en udjævning af partikelkoncentrationerne. Det kan sammenlignes med, hvad der sker, når man putter et stykke sukker i en kop kaffe. Uanset om man rører rundt, vil sukkeret efter nogen tid fordele sig i kaffen, så den bliver lige sød overalt. Men det går selvfølgelig hurtigere, når man rører, og derved skaber bevægelse i koncentrationerne.

Nu er det ikke helt så nemt at fremstille transistorer som at putte sukker i kaffen. Ved halvlederfremstillingen ønsker man at pålægge dotedede grundstoffer og metaller, og de smelter først ved ca. 1.000 grader. Derfor må man opvarme kraftigt, og samtidig må man lægge emnet ind i en inaktiv atmosfære, så der ikke iblandes forureninger. Ofte vil man endog benytte et vacuum-kammer, der er helt lufttomt under processen. Men lad os nu starte ved den praktiske begyndelse af planarprocessen.

Grundmaterialet til planar-processing er en tynd halvlederskive af silicium. Efter udskæring af en stang silicium af rent monokrystalinsk materiale slibes og poleres overfladen til en helt utrolig finhed. Derved fjernes enhver krystraldeformation. Næste skridt i processen er en oxydering. I en vanddamp atmosfære ved ca. 1.000 til 1.200 grader pålægges oxydlaget. Dvs. halvlederskiven pålægges et jævnt »rustlag». Dette materiale er ren siliciumoxyd  $\text{SiO}_2$ , eller glas, og det isolerer fantastisk godt. Følg med i fig. G16.43.  $\text{SiO}_2$  laget dannes i løbet af ca. 30 minutter og er kun 0,5 µm tykt. Derefter pålægges et tyndt lag fotofølsom lak, og gennem en maske belyser man halvlederskiven. Der dannes et fotografisk billede af transistormønstrene på skiven. Fig. G16.44. viser et trin på vejen under nedfotografering af maskemønstret. Udgangsmaterialet er normalt 100 gange større end transistoremnet. Den belyste halvlederskive (den benævnes »dice», eng: skive) fremkaldes og de ikke belyste områder vaskes bort. Derefter ætses der gennem  $\text{SiO}_2$  laget, hvor masken er åbnet fotografisk. Det sker med specielle fluor væsker, og endelig vaskes den



**Fig. G16.44.**

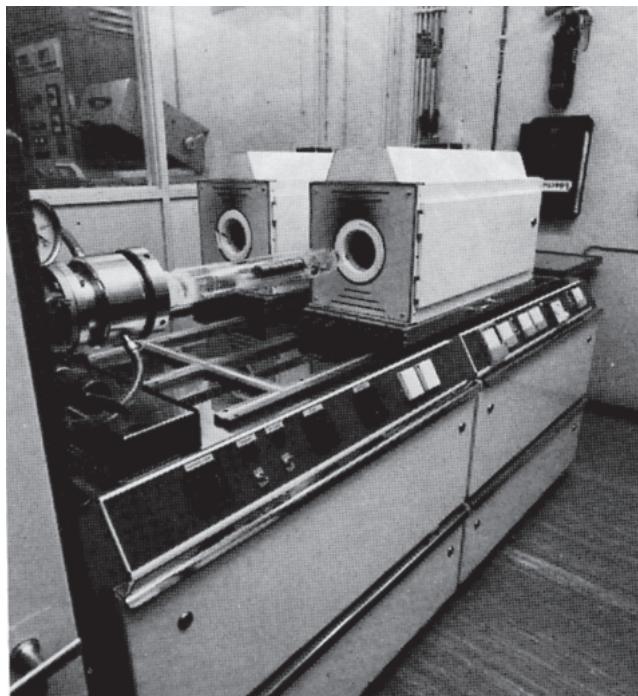
En transistor eller IC (Integreret Circuit) tegnes manuelt eller på computer og nedfotograferes flere hundre gange. Derefter kan mønstrene kontaktkopieres over på halvlederkrystallet, der senere doteres ved diffusion eller ion-implantation.

resterende fotolak af. Nu har halvlederskiven åbninger i det isolerende  $\text{SiO}_2$  lag, og den egentlige diffusion kan begynde.

Siliciumskiverne sættes i rækker og skydes ind i en diffusionsovn. Sådan en ovn vises på fig. G16.45. Her opvarmes skiverne til en temperatur på ca. 1.200 grader i en atmosfære af N- eller P- holdigt donormateriale. Til N-dotering benyttes en atmosfære af Arsen (acceptor-atomer) og til N-dotering benyttes f.eks. en Indium atmosfære (donor-atomer). Med Arsen vil der i selve maskeåbningen difundere en Arsen forbindelse ind, og der dannes  $\text{As}_2\text{O}_3$ . Diffusionsområdet forløber ekspotentiel i dybden fra overfladen. Dette lag danner en halvlederzone. Jo længere diffusionsprocessen forløber, desto dybere og kraftigere bliver doteringen (N-, N+ eller P-, P+). Har man krav om at processen skal udføres med uhyre stor nøjagtighed, kan man i stedet for den almindelige diffusion benytte ion-implantation. Ved denne proces »skydes« der ioner ud fra en opvarmet beholdning af doteringsmaterialet, - ganske som i en elektronkanon i et billedrør til TV eller et oscilloskop. Strålen kan afbøjes elektronisk og focuseres på netop de områder på krystallet, man vil have doteret, - og ved denne avancerede proces kan man arbejde med stofmængder på 100 ioner ad gangen!

Når diffusionen er slut, pålægger man atter et isolerende lag af  $\text{SiO}_2$  over hele krystallet, og man kan igen udføre en fotoproces og igen diffundere et nyt halvlederlag ind i det først skabte. Til sidst står man med en skive med måske 1.000 transistorer, hvor der er pålagt et ledende metallag til benforbindelse af kollektor, basis og emitter. En sådan skive vises i fig. G16.46. Samme

**Fig. G16.45.**  
Diffusionsovne til  
planarprocessen.



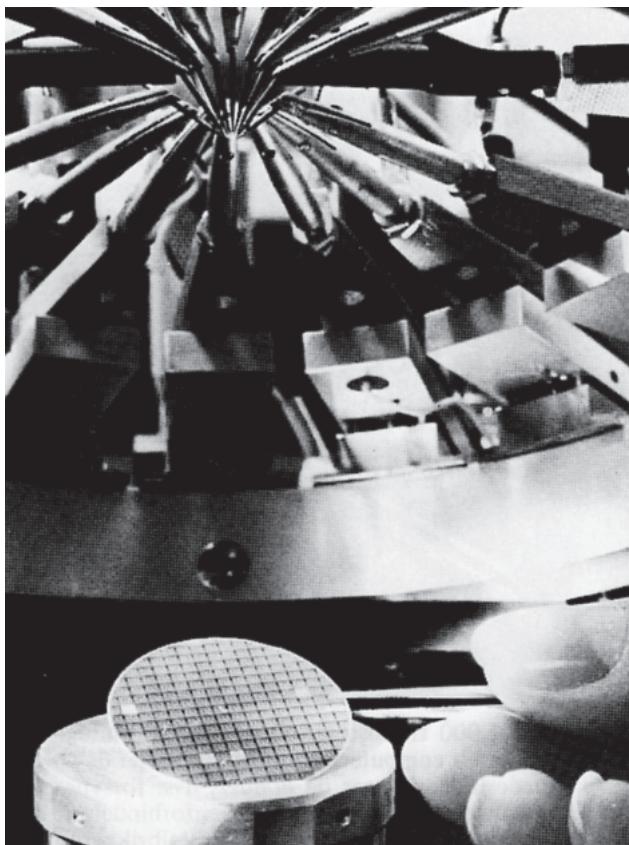
skive kan indeholde op imod 1.000 transistorer eller 50 til 500 integrerede kredsløb. Hver brik skæres efter en computertesting fri, hvorefter de enkelte brikker kan monteres i egnede indkapslinger og bondes, dvs. forsynes med tynde guldledninger mellem halvlederbrikken og husets benforbindelser. Bondingen sker normalt med kold ultralydssvejsning, så krystalbrikkerne ikke ødelægges. I megen litteratur om emnet benyttes navnet chip for de enkelte små halvlederbrikker.

## INTEGREREDE KREDSLØB

Ved skiftevis at pålægge N-lag og P-lag afvekslende med isolerende  $\text{SiO}_2$  lag og metalbelægninger, kan man bygge hele kredsløb med mange dioder og transistorer ind på hver chip. Det bliver til integrerede kredsløb. Modstande dannes f.eks. ved diffusion af Nikkel-Chrom forbindelser. Fig. G16.47 og 48 viser typiske IC-mønstre i ca. 50 ganges forstørrelse. Den lille chip i fig. G16.47 er en bipolar forstærkerkreds og G16.48 er en stor MOS-hukommelseskreds med mange tusinde transistorfunktioner. Fig. G16.49 viser den endnu bondede MOS kreds i sit store keramiske IC-hus. Benene sidder på bånd og er endnu ikke klippet af.

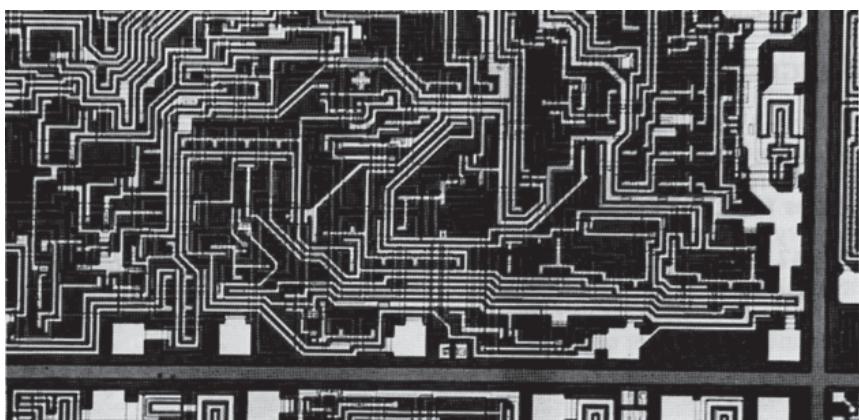
## KONKLUSION

Dette afsnit om halvledere skal nok være en stor bid for de fleste. Der er meget stof til eftertanke og mange svære forklaringer. Fortvivl ikke, men



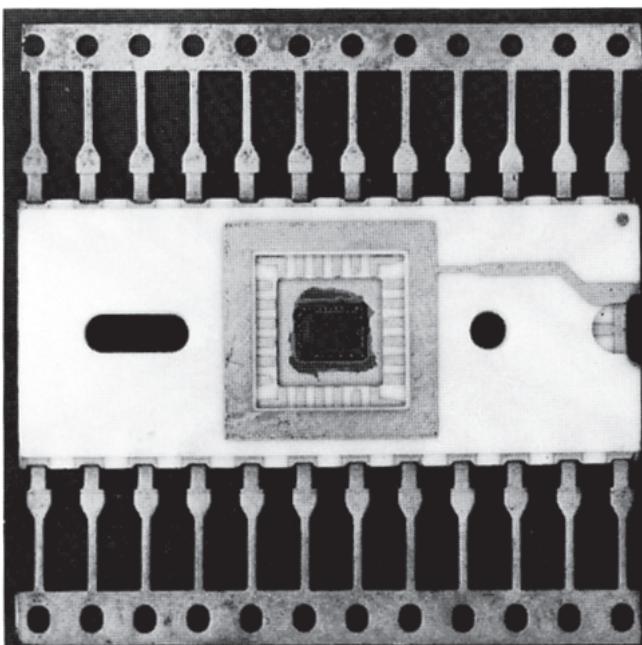
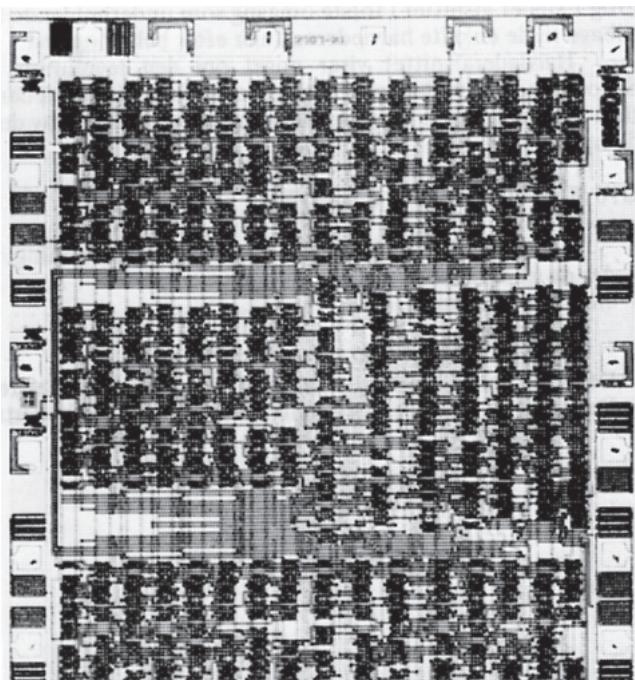
**Fig. G16.46.**  
Ved planarpro-  
cessen fremstilles  
en halvlederskive  
(dice) med om-  
kring hundrede  
integrede  
kredse.

Kredsene testes  
elektronisk med  
nåletynde måle-  
pinde, før man  
ofrer penge på at  
montere de en-  
kelte udskårne  
»chip's» i huse.



**Fig. G16.47.**  
100 gange forstørret bipolar integreret kreds.

**Fig. G16.48.**  
100 gange forstørret MOS kreds med tusind transistorfunktioner.



**Fig. G16.49.**  
Den færdige IC-chip limes ind i et  
IC-hus klar til  
»bonding» - dvs.  
trådning mellem  
halvleder-krystal  
og de ydre tilslutningsben.

brug i stedet afsnittet i første omgang som underholdende læsning, og vend  
så tilbage til de enkelte halvlederomtaler efter behov og lyst.

Halvlederafsnittet viser noget om den revolution, der er sket siden Shockley i begyndelsen af 1950'erne forklarede halvlederfunktionerne. Vigtigst er det at forstå hvordan en transistor arbejder. Prøv derfor at løse følgende opgaver:

## G16 HALVLEDERE II OPGAVER

1. Hvis en diode tilsluttes plus/minus i pilens retning, vil  
— der da gå en strøm ? ..... A ()  
— eller ingen strøm ? ..... B ()

2. Hvad er Beta? -  $\beta$   
— Det antal gange kollektørstrømmen er større end basisstrømmen ..... A ()  
— Det antal gange kollektørstrømmen er mindre end basisstrømmen ..... B ()

# G17 - TRANSISTORTEKNIK

## ANALOG TRANSISTORTEKNIK

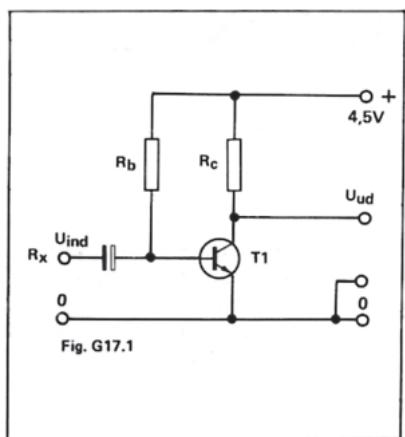
I dette afsnit om transistorteknik vil vi omtale, hvorledes man opbygger forskellige kredsløb til forstærkning med almindelige transistorer og field-efekt transistorer. Det vil ikke være muligt at komme ind på gennemgribende beregninger for alle kredsløb. Det vil simpelthen være uoverkomeligt af pladsmæssige årsager, men det beskrives, hvorledes man beregner de enkle opstillinger. Større opstillinger beregnes på samme måde. Når man har fået et indblik i beregning af enkle kredsløb, kan man uden videre overføre denne beregningsteknik på flere sammensatte forstærkertrin.

Man kan også benytte transistorer og FET's i digitale opstillinger. Det beskrives i afsnittet om digital teknik - G30, men da digital teknik kræver store opbud af halvlederkomponenter, vil G30 fortrinsvis omtale kredsløb med integrerede kredsløb. Modsat digital teknik er analog teknik læren om bl.a. forstærkerkredsløb. Forstærkerkredsløb kan man idag opbygge overordentlig nemt med de såkaldte operationsforstærkere og specielle integrerede kredsløb. Alligevel er den diskrete analog teknik med transistorer og FET'er af stor betydning i elektromkken. En hel del kredsløb kan nemlig kun opbygges diskret. Det gælder især kredsløb, hvor man ønsker særligt høje strømme, spændinger, effekter, frekvensområde og lav støj. Men for at forstå hvorledes man bygger en 500 watt kraftforstærker, er en basisviden om enkle transistorkobninger en nødvendighed - også selvom man kan bygge de enkle kredsløb både bedre og billigere med IC-kredse.

Een gang for alle bør vi også aflatte den gamle skrøne med, at ny teknologi gør folk arbejdsløse. Det viser sig i praksis, at de elektroniske kredsløb med IC-teknologi blot bliver mange gange bedre og mere avancerede. Man bliver i stand til at løse elektroniske kredsløbsopgaver, der tidligere ansås for umulige eller uhensigtsmæssige.

## USTABILISERET TRANSISTORKOBLING

Fig. G17.1. viser en simpel transistorforstærker med een transistor. Transistoren er koblet med jordet emitter, og der sendes signal ind på basis. På kollektor kan man udtagte et forstærket signal, der er strømforstærkningen beta gange større. Da der ikke er tale om nogen tilbageføring af signal fra udgang til indgang, vil forstærkningen blive den maximale af, hvad transistoren kan klare. Det er selvfølgeligt ret uheldigt, fordi man da vil få en forstærkning, der er helt afhængig af den enkle transistor. Vi vil senere vise, hvorledes man kan eliminere disse problemer og nu prøve at beregne det lille transistortrin i praksis. Startgrundlaget er en transistor med en specificeret forstærkning på 100 gange. Den vil vi tilslutte et batteri på 4,5 volt, og vi vil tillade en kollektorstrøm på 0,5 mA. Spændingen på kollektor vil vi gerne have til at kunne svinge helt fra + 4,5 volt ned til 0. Derfor skal kollektorpotentialet ligge i midten ved 2,25 volt - nøjagtig halvdelen af forsyningsspændingen. På dette grundlag kan vi beregne kollektormodstanden:



**Fig. G17.1.**  
Dårligt stabiliseret transistorforstærker med fuld forstærkning.

$$R_c = \frac{\text{halv forsyningsspænding}}{\text{kollektorstrømmen } I_c} = \frac{U \times 0,5}{I_c} = \frac{2,25 \text{ v}}{0,5 \text{ mA}} = 4,5 \text{ kohm},$$

og vi kan vælge den nærmeste standardmodstand  $R_c$  på 4,7 kohm. Med kendskabet til strøm forstærknings faktoren kan vi nu beregne den nødvendige basisstrøm:

$$I_b = \frac{\text{kollektorstrømmen } I_c}{\text{strømforstærkning}} = \frac{I_c}{\beta} = \frac{0,5 \text{ mA}}{100} = 5 \text{ uA}$$

Vi ved nu, at basisstrømmen til transistoren skal være 5 uA, og for at beregne modstandsværdien efter ohms lov må vi også kende spændingen over modstanden. Fra afsnittet om transistorer i Halvledere II ved vi, at der over en silicium transistor altid vil være en basis-emitterspænding  $U_{be}$  på ca. 0,7 volt, og da vi kender forsyningsspændingen på 4,5 volt, må der være forsyningsspænding minus  $U_{be}$  på 0,7 volt tilbage til modstanden:

$$U_{Rb} = U_{fors} - U_{be} = 4,5 \text{ volt} - 0,7 \text{ volt} = 3,8 \text{ volt},$$

og så kan  $R_b$  modstanden beregnes efter ohms lov. Strømmen i  $R_b$  er 5 uA og spændingen over modstanden er 3,8 volt:

$$R_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{3,8 \text{ volt}}{5 \text{ uA}} = 760 \text{ kohm}$$

Den nærmeste standardværdi vi kan vælge bliver 680 kohm eller 820 kohm. Med det enkle kredsløb er behæftet med nogen alvorlige fejl. For det første er indgangsimpedansen ret lav, i dette tilfælde 5 kohm. Man må aldrig belaste en signalkilde med en impedans, der er lavere end signalkildens egen. Samtidig må en overføringskondensator være ret stor, hvis den skal kunne overføre bastoner til transistoren. I afsnittet G13 lærte vi netop, at en kondensators impedans kunne udregnes ved bestemte frekvenser efter formlen:

$$Z_c = \frac{159}{f(\text{Hz}) \times C(\mu\text{F})} \text{ kohm}$$

og af samme formel kan vi beregne kapaciteten:

$$C(\mu\text{F}) = \frac{159}{f(\text{Hz}) \times Z_c(\text{kohm})}$$

Hvis vi nu forlanger af kredsløbet, at indgangs overføringskondensatoren ved 20 Hz kan tillades et tab på 3 dB, skal kondensatoren have en impe-dans på samme værdi som transistorens basis-emitter strækning. Hvis den er 5 kohm, kan vi beregne kondensatorverdien:

$$C(\mu\text{F}) = \frac{159}{20 \text{ Hz} \times 5 \text{ kohm}} = 1,5 \mu\text{F}$$

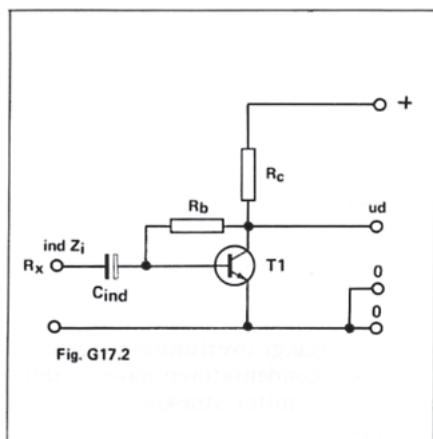
og for en sikkerheds skyld vælger vi den nærmeste større kondensatorværdi på 2,2  $\mu\text{F}$ . Udgangsoverføringskondensatoren i kollektor beregnes på samme måde i forhold til den efterfølgende belastningsimpedans.

Fig. G17.1. kredsløbet har en anden overordentlig stor fejl. Det er tem-peratur-ustabilt og afhængigt af transistorens forstærkning. Hvis vi forestiller os de helt samme modstandsværdier, vil en transistor med 300 ganges forstærkning give en udgangsmidtpunktsspænding på kollektor på næsten nul volt. Det kan man komme tilbage til ved at gange basisstrømmen med den nye forstærkning på 300 gange. Det giver en kollektorstrøm på 1,5 mA. Med 1,5 mA i kollektormodstanden på 4,5 kohm får vi et teoretisk spændingsfald på 6,75 volt over modstanden  $R_c$ . Det er en umulighed, da der kun er en batte-riispænding på 4,5 volt. Deraf kan man slutte, at transistoren er helt mættet med strøm. Den virker som en kortslutet kontakt over udgangen. Så afhæn-gig kan man naturligvis ikke være af transistorens parameterforskelle, og man kan heller ikke tillade sig at indsætte justennger i hvert eneste transistortrin i en større forstærker. I stedet kan man gøre transistorkredsløbet selvjusterende.

## SELVJUSTERENDE TRANSISTORFORSTÆRKER

Fig. G17.2. viser en lidt anderledes kobling med det samme antal komponenter. Den eneste forskel er, at basismodstanden  $R_b$  er sluttet på kollek-tor af transistoren i stedet for til plus-forsyningen. Det vil modkoble den uhensigtsmæssige afhængighed af strømforstærkning og temperaturdnft, der kendetegnede den foregående opstilling. Når basis får strøm fra kollektor, vil basisstrømmen falde, når kollektorstrømmen prøver at stige.

Det sker, fordi transistorens kollektorspænding falder mod nul, når der går for stor strøm. Med faldende kollektorspænding vil også spændingen over basismodstanden  $R_b$  falde, og dermed falder basisstrømmen. Det selvstabilis-eende kredsløb er hermed lukket. I forhold til fig. G17.1. er den eneste bereg-



**Fig. G17.2.**  
Rimeligt godt stabiliseret forstærker, hvor forstærkningen er forholdet mellem basismodstanden  $R_b$  og indgangsmodstanden  $Z_i$  i signalkilden.

ningsmæssige forskel, at basismodstanden  $R_b$  skal udregnes med en mindre spænding over:

$$U_{Rb} = U_c - U_{be} = 2,25 \text{ volt} - 0,7 \text{ volt} = 1,55 \text{ volt}$$

og med strømmen  $5\mu\text{A}$  til basis bliver modstanden  $R_b$ :

$$R_b = \frac{U_{be}}{I_b} = \frac{1,55 \text{ volt}}{5 \mu\text{A}} = 310 \text{kohm}$$

og den nærmeste standardmodstand bliver 330 kohm i E12 rækken.

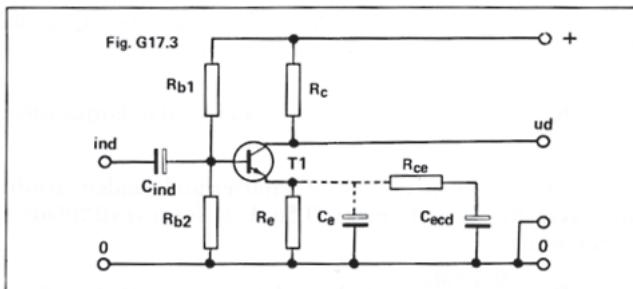
## PRAKTISK TRANSISTORFORSTÆRKER

Diagrammet fig. G17.3. viser en fuldt stabiliseret forstærker med een transistor. Dette kredsløb udviser i alle henseender gode data, når det dimensioneres fornuftigt. Den vigtigste komponent, der adskiller dette kredsløb fra de andre, er emittermodstanden  $R_e$ . Den har fire væsentlige funktioner. For det første giver modstanden en reduceret forstærkning i kredsløbet, for det andet kompenserer den for forskelle i transistorernes strømforstærkning, for det tredie kompenseres der for temperaturdrift i transistoren og for det fjerde hæves indgangsimpedansen op til et niveau, der passer til de fleste signalkilder så som radioer, kassettebåndoptagere og grammofoner.

Lad os tage de enkelte funktioner hver for sig og glem i første omgang de kondensatorer, der vises med pile til transistorens emittermodstand  $R_e$ .

Lad os først se på signalforstærkningen fra basis indgangen til kollektor udgangen. Når man benytter en emittermodstand, kan man med god tilnærrelse sige, at spændingsforstærkningen er lig med forholdet mellem kollektormodstanden og emittermodstanden. Vi kan opstille det nemme regneeksempel således:

**Fig. G17.3.**  
God stabiliseret  
transistorfor-  
stærker. Forstærkningen kan  
bestemmes nøje  
ved forholdet  
mellem kollek-  
tormodstanden  
og emitterimpe-  
dansen.



$$g = \frac{\text{kollektormodstand}}{\text{emittermodstand}} = \frac{R_c}{R_e}$$

Derved bliver det muligt med simple modstande at bestemme den ønskede forstærkning. Vi kan tage et eksempel. Hvis  $R_c$  er på 3,9 kohm og  $R_e$  er på 1 kohm, hvad bliver da forstærkningen?

$$g = \frac{3,9 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = 3,9 \text{ eller tilnærmet } 4 \text{ gange}$$

og det vil forstærkningen blive uanset transistorens egenforstærkning er 100 eller 800 gange.

Kredsløbets indgangsimpedans i basis kan vi også regne på, idet indgangsimpedansen jfr. afsnittet Halvledere II er lig med emittermodstanden gange transistorens strømforstærkning:

$$Z_b = R_e \times \beta$$

Hvis strømforstærkningen er på 100 gange og emittermodstanden er på 1 kohm, bliver basis impedansen:

$$Z_b = 1.000 \text{ ohm} \times 100 \text{ ganges forstærkning} = 100 \text{ kohm}$$

Forskelle i temperatur har kun ringe betydning for dette kredsløb. Hvis temperaturen stiger, vil spændingsfaldet mellem basis til emitter på 0,7 volt falde lidt, - typisk til 0,5 eller 0,6 volt. Men da  $R_1$  og  $R_2$  udgør en ret fast spændingsdeler, vil det blot betyde, at emitterspændingen stiger tilsvarende. Der sker ikke nogen særlig påvirkning på kollektorspændingen. Vi kan nu prøve at regne på et praktisk eksempel. Kollektormodstand, transistor (c-e) og emittermodstand udgør tilsammen en spændingsdeler. Hvis der skal gå strøm i transistoren og kollektormodstandefl, må den nødvendigvis gå samme strøm i serieforbindelsens nederste led. Det giver et spændingsfald over emittermodstanden. Spændingsfaldet skal man normalt ofre for at få en god stabilitet og en rimelig forstærkning. »Ofringen» ligger i størrelsesordenen 10 til 30 %. Vi kan f.eks. vælge ca. 10 % og tillade, at 0,5 volt af forsyningsspændingens 4,5 volt ligger over  $R_e$  modstanden. Hvis transistoren skal svinge mellem fuld strøm og ingen strøm, kan udgangsspændingen variere +/- 2 volt. Derfor må transistoren i tomgang have 2 volt over sig, og det samme har så

også kollektormodstanden. Vælger vi som før en strøm i transistoren på 0,5mA, kan kollektormodstanden udregnes:

$$R_C = \frac{2,0 \text{ volt}}{0,5 \text{ mA}} = 4 \text{ kohm, vi vælger standardværdien på } 3,9 \text{ kohm}$$

Samtidig kan vi beregne emittermodstanden, fordi vi har valgt strømmen gennem transistoren til 0,5 mA og fordi vi vil tillade at tage 0,5 volt over modstanden:

$$R_E = \frac{0,5 \text{ volt}}{0,5 \text{ mA}} = 1 \text{ kohm - det er en standardværdi,}$$

og på dette grundlag kender vi allerede kredsløbets forstærkning:

$$g = \frac{R_C}{R_B} = \frac{3,9 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = 3,9 \text{ eller } 4 \text{ ca. } 4 \text{ gange}$$

Nu skal vi til at bestemme basismodstandene. Det kan man gøre lidt anderledes end tidligere. Først må vi udregne spændingerne over de to modstande, og dernæst den nødvendige basisstrøm til transistoren. Vi ved, at der altid ligger 0,7 volt på en basis-emitterstrækning på en silicium transistor. Vi ved også, at spændingen over emittermodstanden blev valgt til 0,5 volt. Summen af de to spændinger svarer til spændingen over basis bundmodstanden Rb2. Modstanden er jo netop tilsluttet disse to spændingsfald. Derfor er spændingen UbR2:

$$U_{bR2} = U_{be} + U_{R2} = 0,7 \text{ volt} + 0,5 \text{ volt} = 1,2 \text{ volt,}$$

og af dette kan vi bestemme spændingen over top basismodstanden Rb1, idet den har den spænding, der er tilovers i forhold til forsyningsspændingen:

$$U_{bR1} = U - U_{bR2} = 4,5 \text{ volt} - 1,2 \text{ volt} = 3,3 \text{ volt.}$$

Nu skal vi til at se lidt på strømmen i modstandene Rb1 og Rb2. Det er den størrelse, vi mangler for at kunne bestemme modstandsverdierne efter ohms lov. Først kan vi udregne den absolut nødvendige transistor basisstrøm. Den kan vi beregne, når vi har fundet ud af den anvendte transistortype minimum forstærkning. Vi vælger en transistor med en minimum strømforstærkning på 100 gange. Kollektorstrømmen har vi allerede besluttet skal være 0,5mA:

$$I_C = \frac{I_C}{b} = \frac{0,5 \text{ mA}}{100} = 5 \mu\text{A}$$

Men det betyder blot, at der skal gå mindst 5uA i basismodstanden Rb1. Så er der ikke noget tilbage til bundmodstanden Rb2. Derfor må vi vælge en passende stor tværstrøm gennem basis modstandsspændingsdeleren. Hvis vi vælger en strøm, der er 10 gange højere, behøver vi ikke at tage hensyn til, at der i virkeligheden både går spændingsdelerstrøm (tværstrøm) og basisstrøm gennem Rb1, men vi kan lade som om der går 50 uA gennem begge

modstande. Det letter beregningen og giver en høj kredsløbsstabilitet:

$$R_{b1} = \frac{3,3 \text{ volt}}{50 \mu\text{A}} = 66 \text{ kohm, og vi vælger } 68 \text{ kohm i E12,}$$

$$R_{b2} = \frac{1,2 \text{ volt}}{50 \mu\text{A}} = 24 \text{ kohm, og vi vælger } 22 \text{ kohm i E12.}$$

Nu har vi et godt kendskab til modstandene på indgangen og transistorimpedansen, og derfor kan den resulterende indgangsimpedans beregnes som parallelforbindelse af de tre modstandsværdier. Transistorens basis impedans var 100 kohm. Derfor er den resulterende impedans:

$$Z_{ind} = \left( \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} + \frac{1}{R_b} \right) \times \frac{1}{x} = 14,25 \text{ kohm}$$

Faktoren en X'te-del betegner blot den regnetekniske invertenng af resultatet. Modstandene er sammenlagt ganske som andre parallelforbindelser, - se evt. afsnit G7 om modstande.

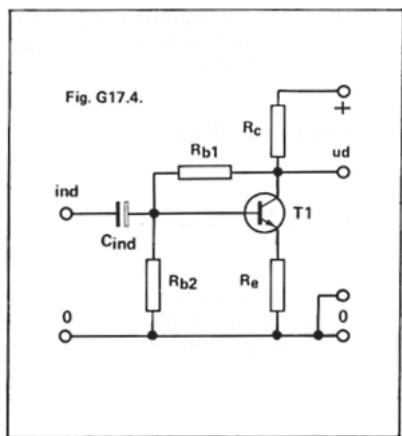
På fig. G17.3. vil man se aftegnet de såkaldte emitterafkoblinger. De har til opgave at hæve vekselstrømsforstærkningen i kredsløbet. En kondensator har jo ingen indflydelse på jævnstrømmene. Med en kondensator direkte over emittermodstanden får man næsten total forstærkning i transistoren. Det medfører de tidligere omtalte problemer med lav indgangsimpedans og ustyrilige forstærkningsforhold - her dog kun for vekselspændingssignaler. Kobler man i stedet for en serieforbindelse af en kondensator og en modstand ind i parallel med emittermodstanden Re, kan man indstille en vilkårlig vekselspændingsforstærkning i kredsløbet. Forstærkningen bliver da lig med forholdet mellem kollektormodstanden Rc og parallelforbindelsen af de to emittermodstande. Lad os tage et nemt eksempel. Vi kobler en serieforbindelse af en større kondensator og en i kohm's modstand i parallel med den allerede udregnede emittermodstand på 1 kohm. Parallelforbindelsen af to ens modstande giver den halve værdi, - 500 ohm. Nu bliver kredsløbsforstærkningen

$$g = \frac{R_c}{R_e \text{ total}} = \frac{3,9 \text{ kohm}}{500 \text{ ohm}} = 7,8 \text{ gange}$$

Men man må huske, at indgangsimpedansen i transistoren samtidigt bliver tilsvarende lavere, jfr. de tidligere beregninger. Kondensatoren Ce beregnes efter den impedans, den sidder i serie med. Rce er på 1 kohm, og ved denne impedans og f.eks. 20Hz kan kapaciteten udregnes:

$$C_e = \frac{157}{20 \times 1} \text{ uF} = 7,84 \text{ uF, og vi vælger en } 10 \text{ uF type.}$$

Kredsløbet fig. G17.4. ligner meget fig. G17.3. og det kan beregnes på næsten samme måde, når man blot husker, at Rbl basismodstanden i toppen



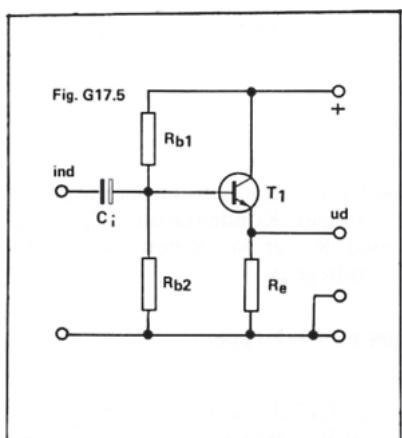
**Fig. G17.4.**  
Perfekt stabiliseret transistorforstærker med samme funktion som fig. G17.3.

kun får spænding fra kollektor, i dette tilfælde 2,5 volt. Derfor bliver der kun 1,3 volt over denne modstand, men stadig samme spænding på 1,2 volt over den nederste bundmodstand til basis, -  $R_b2$ . Kredsløb af denne type er blandt de allermest stabile 1-transistor kredsløb.

## EMITTERFØLGER

I en emitterfølger som den i fig. G17.5. er der ikke nogen spændingsforstærkning. Emitter følger basis, blot med den lille jævnspændingsforskell på 0,7 volt fra emitter til basis. Emitterfølgeren har en overordentlig høj indgangsimpedans, som er lig med emittermodstanden gange strømforstærkningen:

$$Z_{ind} = \frac{R_b}{\beta}$$



**Fig. G17.5.**  
En emitterfølger giver ikke nogen spændingsforstærkning men kun en impedansomslætning.

Emittermodstandens størrelse vælges efter den spænding og strøm, man vil påtrykke. Normalt lægges den halve forsyningsspænding over modstanden og den halve over transistoren. Det giver det største symetriske spændingsvælv på udgangen i forhold til forsyningsspændingen. Med basismodstandene fastlægger man spændingen på udgangen. Modstandene vælges som i vore tidligere eksempler med 10 gange højere strøm end der kræves til basis. Med 4,5 volt spændingsforsyning og 0,5 mA gennem transistoren bliver spændingen over den øverste modstand ved helt symmetrisk udgangsspænding:

$$\text{URb1} = U \times 1/2 - U_{be} \text{ og derfor bliver}$$

$$\text{URb2} = U \times 1/2 + U_{be}$$

De to spændinger udregnes ved indsættelse i regneudtrykket til  $\text{URb1} = 1,55$  volt og  $\text{URb2} = 2,95$  volt. Med en strømforstærkning på 100 bliver basisstrømmen mindst 5 uA. Den vælges også her 10 gange højere af sikkerhedshensyn. Derfor kan alle 3 modstande nu beregnes:

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{2,25 \text{ volt}}{0,5 \text{ mA}} = 4,5 \text{ kohm, vi vælger } 4,7 \text{ kohm,}$$

$$R_{b1} = \frac{\text{URb1}}{I_b \times 10} = \frac{1,5 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 31 \text{ kohm, vi vælger } 33 \text{ kohm,}$$

$$R_{b2} = \frac{\text{URb2}}{I_b \times 10} = \frac{2,95 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 59 \text{ kohm, vi vælger } 56 \text{ kohm.}$$

Kondensatorerne skal udregnes til den laveste frekvens, hvor man ønsker at benytte kredsløbet. Deres impedanser skal ved den lave frekvens højst være lig indgangsimpedansen, der fortrinsvis er en parallelforbindelse af de to basismodstande  $R_{b1}$  og  $R_{b2}$ . I dette tilfælde bliver impedansen 20 kohm.

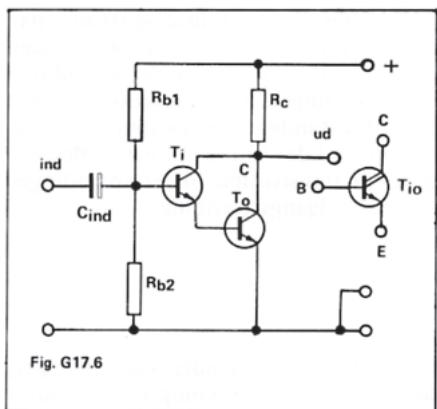
Emitterfølgere finder anvendelse overalt, hvor man vil sikre, at en signalkilde ikke bliver belastet, og en emitterfølger har en meget lav udgangsimpedans. Emitterfølgerens udgangsimpedanser lig den samlede indgangsimpedans divideret med strømforstærkningen:

$$Z_{ud} = \frac{R_{b1}/R_{b2}/R_{generator}}{\beta} = \frac{\left(\frac{1}{33} + \frac{1}{56}\right) \times \frac{1}{x}}{\beta} = \frac{207,6 \text{ ohm}}{\beta}$$

under forudsætning af at generatormpedansen er mange gange højere end  $R_{b1}/R_{b2}$ . En så lav udgangsimpedans vil i de fleste tilfælde virke som en kortslutning for brum- og støjindstråling på lange efterfølgende ledninger.

## DARLINGTON KOBLING

Kobler man to transistorer sammen som på fig. G17.6. kaldes det en darlington-kobling, - efter opfinderen af samme navn. Med to transistorer opnår man en væsentlig forøget forstærkning, idet forstærkningen i den ene transistor ganges med forstærkningen i den anden. Benytter man to ens transistorer med hver 100 ganges forstærkning, får man en resulterende forstærk-



**Fig. G17.6.**  
Darlington transistorforstærkeren giver en totalforstærkning, som er lig enkeltforstærkningen i den ene transistor gange forstærkningen i den anden.

ning på 10.000 gange. Samtidig omsættes basis-emitter impedansen af udgangstransistoren fra de sædvanlige ca. 5 kohm til strømforstærkningen i indgangstransistoren gange de 5 kohm. Derfor vil denne kobling have både høj forstærkning og rimelig høj indgangsimpedans. Kobler man kredsløbet fig. G17.6. som samme kredsløb med en almindelig transistor - fig. G17.2. - kan man få overordentlig stor forstærkning, så stor at man bør vælge et indsatte en emittermodstand til dæmpning af forstærkningen. Man vil da få større modkobling af det forstærkede signal og dermed lavere forvrængning og højere båndbredde. Darlingtontransistorer behøver man ikke at opbygge med to diskrete transistorer, man kan i stedet købe dem indbygget i samme hus. Funktionen er for småsignaltransistorer helt den samme. Men det gælder ikke darlingtontransistorer til store effekter. I dem er der indsat modstande fra basis til emitter mellem hver transistor. Modstandene er i området 10 kohm (indgangstransistoren) og 300 ohm (udgangstransistorerne), og de har til opgave at forbedre skiftetiderne. Uden sådanne modstande kan basisområderne ikke tømmes lige så hurtigt, som man kan fyldе dem op med elektroner. Derfor vil en darlingtontransistor lukke af for strømmen langsommere, end den kan åbne for strømmen. Modstandene mellem basis-emitter strækningerne forbedrer dette forhold, men man bør være opmærksom på dette forhold for darlingtontransistorer. I transistortrin med høj effekt kan det være en nødvendighed at benytte en almindelig effekttransistor. Den er meget hurtigere at fyldе og tømme for strøm, - men den skal selvfølgelig også have mere basisstrøm »at leve af». Over kollektor-emitter strækningen på en darlingtontransistor af effekttypen er der normalt indbygget en diode i spærretretningen. Under normal drift vil man ikke lægge mærke til denne diode, men ved drift i induktive belastninger (spoler, delefiltre og højttalere) kan dioden dæmpe de modsat rettede strøm- og spændingsspidsen. Da ødelægges transistoren ikke så nemt.

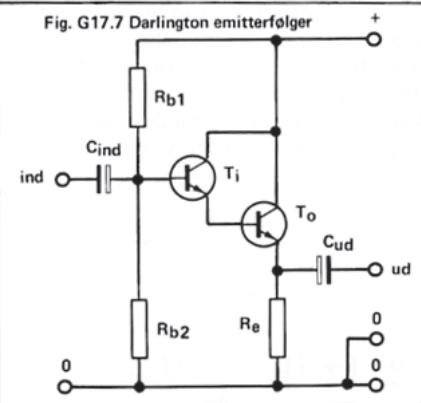
## DARLINGTON EMITTERFØLGER

Hvis man ønsker en overordentlig høj indgangsimpedans og en yderst lav udgangsimpedans, kan man benytte darlington transistoren i koblingen fig. G17.7. Dette eksempel beregnes på samme måde som i fig. G17.5., bortset fra

Fig. G17.7.

Darlington emitterfølgeren har 1 Mohm indgangsimpedans og 4 ohm's udgangsimpedans!

Fig. G17.7 Darlington emitterfølger



at der skal indregnes to basis-emitterspændingsfald fra indgang til udgang. Vil man have en udgangsjævnspænding på den halve forsyningsspænding bliver:

$$URb1 = U \times 1/2 - Ube \times 2 \text{ og derfor bliver}$$

$$URb2 = U \times 1/2 + Ube \times 2$$

Vi kan nu på dette grundlag udregne koblingen ved en bestemt strøm og spænding. Af sammenligningsgrunde kan vi benytte de tidligere værdier: Forsyningsspænding  $U = 4,5$  volt, forstærkning  $\beta = 100$  i hver transistor og strøm  $Ic = 0,5$  mA:

$$Re = \frac{U \times 1/2}{Ic} = \frac{URe}{Ic} = \frac{2,25 \text{ volt}}{0,5 \text{ mA}} = 4,5 \text{ kohm, og}$$

$$URb1 = U \times 1/2 - Ube \times 2 = 4,5 \text{ kohm} \times 1/2 - 0,7 \times 2 = 0,85 \text{ volt og}$$

$$URb2 = U \times 1/2 - Ube \times 2 = 4,5 \text{ kohm} \times 1/2 - 0,7 \times 2 = 3,65 \text{ volt og}$$

$$Ib = \frac{Ic}{\beta} = \frac{0,5 \text{ mA}}{10.000} = 0,05 \text{ uA og med 10 gange større tværstrøm i}$$

Basisspændingsdelen sættes  $IRb$  til 0,5 uA, hvorfor basismodstanden på dette grundlag kan beregnes:

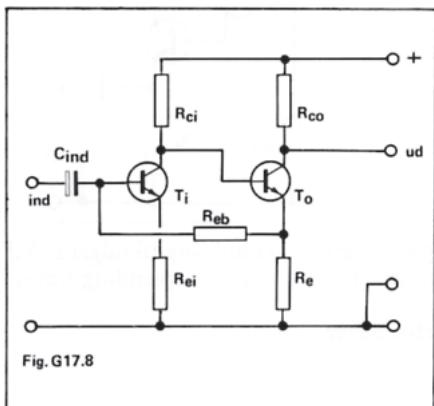
$$Rb1 = \frac{URb1}{Ib \times 10} = \frac{0,85 \text{ volt}}{0,5 \text{ uA}} = 1,7 \text{ Mohm} = 1,50 \text{ Mohm og}$$

$$Rb2 = \frac{URb2}{Ib \times 10} = \frac{3,65 \text{ volt}}{0,5 \text{ uA}} = 7,3 \text{ Mohm} = 6,8 \text{ Mohm og}$$

$$Zb = \beta \times Re = 10.000 \times 4,7 \text{ kohm} = 47 \text{ Mohm og}$$

$$Ze = \frac{Re}{\beta} = \frac{1,2 \text{ Mohm}}{10.000} = 120 \text{ ohm.}$$

Af dette ses, at indgangsimpedansen bliver ca. 1,2 Mohm, fordi den dannes ved parallelforbindelse af de to basismodstande og  $Z_b$  indgangsimpedansen. Ind- og udgangskondensatorerne beregnes efter indgangsimpedansen i Mohm (just udregnet), og den belastning man sætter til emitterudgangen. Vi har tidligere vist, hvorledes man beregner kondensatorens værdi med en kendt impedans og en nedre grænsefrekvens efter eget valg - normalt 20Hz ved LF.



**Fig. G17.8.**  
To-transistor forstærkerkreds-  
løbet kan give en høj og stabil  
forstærkning og en høj indgangs-  
impedans.

## TO-TRANSISTOR FORSTÆRKER

Man behøver ikke nødvendigvis at sammenkoble flere forstærkertrin som kondensatorer, men man kan afpasse de forskellige forstærkertrins spændinger til hinanden og samtidig føre en stabiliseringssløjfe fra udgang til indgang. Derved holdes kredsløbet selvstabiliserende, uanset hvor mange trins forstærkning der indskydes.

Fig. G17.8. viser den praktiske opstilling. Før vi påbegynder beregningerne, må vi fastsætte en række arbejdsbetingelser:

- 1) Kollektorstrømmen i udgangstransistoren vælges til 1,5 mA. Det giver en passende effekt til efterfølgende højimpedanstrin,
- 2) Forstærkningen i transistorne vi benytter er min. 100,
- 3) Den ønskede totalforstærkning vælges til 100 gange,
- 4) Forsyningsspændingen er 4,5 volt,
- 5) Vi vil tillade et spændingsfald på 30 % over udgangstransistorens basismodstand  $R_b$  og
- 6) Vi ønsker en indgangsimpedans på ca. 15 kohm.

Vi starter med at beregne kollektormodstanden ud fra ønsket om (som altid) det størst mulige spændingssving på udgangen. Med emitterspændingsfald på ca. 30 % af forsyningsspændingens 4,5 volt, bliver det ca. 1,5 volt. Så bliver der 3 volt tilbage til transistoren og kollektormodstanden  $R_c$ . Transistor og kollektormodstand deles om denne spænding, og der kommer 1,5 volt på  $R_c$  og 1,5 volt på transistorens kollektor-emitter strækning. Med strømmen 1,5 mA i transistoren kan de to modstande  $R_c$  og  $R_e$  beregnes:

$$R_c = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{1,5 \text{ volt}}{1,5 \text{ mA}} = 1 \text{ kohm og emittermodstanden,}$$

$$R_b = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{1,5 \text{ volt}}{1,5 \text{ mA}} = 1 \text{ kohm.}$$

Vi må på nuværende tidspunkt se på udgangstransistorens basisstrøm og spændingen på basis for at kunne beregne basismodstanden, der også er kollektormodstand for To. Strømmen er strømforstærkningen mindre end udgangstransistorens kollektor-emitterstrøm. Dvs. den er 100 gange mindre (forstærkningen  $\beta$ ) i alt 1/100'del af 1,5 mA. Det giver 15 uA. Nu må vi opfatte kollektormodstanden som en del af en spændingsdeler ligesom i opstillingen med en transistor fig. G17.3. Derfor skal tverstrømmen være 10 gange større. Det betyder, at der i modstanden  $R_{ci}$  skal gå en strøm på 10 gange de 15 uA, der skal gå til To's basis. Strømmen kan da fastsættes til 150 uA. Den næste størrelse vi må kende er spændingen over modstanden. Den findes let, idet modstanden er sluttet mellem plus forsyningsspændingen U og basis på To. På basis af To ligger der en spænding, som er summen af spændingsfaldet over  $R_e$  og det sædvanlige basis-emitterspændingsfald på 0,7 volt for en silicium transistor:

$$U_{Rci} = U - U_{beTo} - U_{Re} = 4,5 \text{ volt} - 1,5 \text{ volt} - 0,7 \text{ volt} = 2,3 \text{ volt,}$$

og så kan modstanden beregnes:

$$U_{Rci} = \frac{U_{Rci}}{R_{ci}} = \frac{2,3 \text{ volt}}{150 \text{ uA}} = 15,33 \text{ kohm} = 15 \text{ kohm.}$$

Vi skal nu til at beregne indgangstransistorens emittermodstand. Vi har forudsat, at indgangsimpedansen skal være ca. 15 kohm. Derfor må emittermodstanden minimum være strømforstærkningen gange mindre:

$$R_{ei} = \frac{Z_{ind}}{\beta} = \frac{15.000 \text{ ohm}}{100} = 150 \text{ ohm}$$

Nu er der kun en modstand tilbage at beregne. Det er basismodstanden  $R_{eb}$ , som er tilsluttet emitter på udgangstransistoren. Modstanden kan bestemmes, når man kender den nødvendige strøm til basis på indgangstransistoren samt spændingsfaldet fra To's emitter til Ti's basis. På To's emitter er spændingen allerede fastlagt til 1,5 volt. Spændingen på basis af indgangstransistoren er basis-emitter spændingsfaldet på 0,7 volt adderet til spændingsfaldet over emittermodstanden  $R_{ei}$ . Dette spændingsfald kan udregnes med de resultater, vi allerede har til rådighed. Der går en strøm  $I_{ci}$  i indgangstransistoren på 150 uA, og modstanden er på 150 ohm. Derfor bliver spændingen over modstanden:

$$U_{Rei} = I_{ci} \times R_{ei} = 150 \text{ uA} \times 150 \text{ ohm} = 0,022 \text{ volt}$$

og basisspændingen på indgangen bliver da:

$$\text{Ubi} = \text{UbeTi} + \text{UREi} = 0,7 \text{ volt} + 0,022 \text{ volt} = 0,722 \text{ volt.}$$

Nu kan man bestemme den sidste modstand, idet spændingen over den bliver:

$$\text{URbi} = \text{URE} - \text{Ubi} = 1,5 \text{ volt} - 0,722 \text{ volt} = 0,778 \text{ volt.}$$

Dernæst må vi kende strømmen til basis på indgangstransistoren. Den skal mindst være lig kollektorstrømmen divideret med transistorens strømforstærkning:

$$Ibi = \frac{Ici}{\beta} = \frac{150 \mu\text{A}}{100} = 1,5 \mu\text{A}$$

og så kan vi beregne modstanden efter:

$$\text{Reb} = \frac{\text{URbi}}{\text{Ibe}} = \frac{0,778 \text{ volt}}{1,5 \mu\text{A}} = 518 \text{ kohm} = 470 \text{ kohm}$$

Vi har nu beregnet forstærkerens jævnspændingspotentialer, så den kan arbejde stabilt. Derefter skal den såkaldte råforstærkning bestemmes. Forstærkningen uden modkobling gennem Reb modstanden er lig forstærkningen i indgangstransistoren Ti gange forstærkningen i udgangstransistoren To. Vi benytter tommelfingerreglen med, at forstærkningen er lig forholdet mellem kollektor-emittermodstande og går for To og Ti følgende råforstærkning:

$$gTo = \frac{Rc}{Re} = \frac{1 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = 1 \text{ gangs forstærkning i To og}$$

$$gTi = \frac{Rci}{Rei} = \frac{15 \text{ kohm}}{150 \text{ ohm}} = 100 \text{ ganges forstærkning i Ti.}$$

Derfor kan vi beregne råforstærkningen til:

$$g = gTo \times gTi = 1 \times 100 = 100 \text{ gange,}$$

og så kunne man tro, at hele regnestykket passede. Det gør det desværre ikke. Der er nemlig tale om en råforstærkning uden hensyntagen til den modkobling udgangssignalet giver på indgangen via modstanden Re. Re sender en del af udgangssignalet tilbage fra udgangen til indgangen. Hvis indgangen drives af en meget lav impedans, vil forstærkningen være lig råforstærkningen, fordi den lave indgangsimpedans fra signalkilden »kvæler« retursignalet gennem Reb. Det vil normalt ikke være tilfældet. Hvis signalkilden f.eks. har en impedans på 15 kohm (det vi fra starten forudsatte) og indgangsimpedansen også er 15 kohm, vil de to modstande i parallel give 7,5 kohm. Vi vil få en spændingsdeling mellem modstanden Reb modstanden og indgangsimpedansen, og det er dette forhold, der bestemmer den egentlige lukketsløjfeeforstærkning, dvs. den reelle forstærkning vi kan opnå med kredsløbet. Den bliver da:

$$\text{forstærkningen } g1 = \frac{\text{Reb} + \text{Zi}}{\text{Zi}} = \frac{470 \text{ kohm} + 7,5 \text{ kohm}}{7,5 \text{ kohm}} = 63 \text{ gange}$$

Hvis kravet til forstærkning ved impedanstilpasning er 100 gange, må man enten sænke indgangsimpedansen eller hæve modstandsværdien for Reb. Men høver man Reb's modstand, vil det sætte krav til en lavere strøm i indgangstransistorens basis eller det vil kræve enten større forstærkning i indgangstransistoren. Vi kan f.eks. vælge at kræve større forstærkning. Det er ikke så meget, der skal til, og vi kan tillade os at gå den anden vej i beregningen af forstærkning. Vi kan finde den ønskede Reb modstand:

$$\text{modstanden Reb} = \frac{\text{gi} \times \text{Z}_i - \text{Z}_i}{\text{Z}_i} = 100 \times 7,5 - 7,5 \text{ kohm} =$$

$$\text{Reb} = 742,5 \text{ kohm, vi vælger } 680 \text{ kohm.}$$

Regner man nu alle jævnspændinger igennem een gang til, vil man se, at den øgede Reb modstand blot kræver 30 % større strømforstærkning i indgangstransistoren. Dvs. i stedet for at vælge en transistor med 100 ganges forstærkning skal man vælge en med 130 ganges forstærkning. Det er sjældent noget problem med almindelige siliciumtransistorer. De har ofte en forstærkning på 300 - 800 gange.

Som vi kan se af dette eksempel, bliver beregningerne ret komplicerede, når der indgår flere halvledere og flere modstande. Alligevel skal man ikke vide tilbage for at beregne større transistorforstærkere. Der bliver godt nok flere beregninger, men ohm's lov går hele tiden igennem, og de beregninger vi her har udført er typiske for alle de beregninger, man kommer ud for i praksis.

## DIFFERENTIAL FORSTÆRKEREN

I dette og de følgende transistortekniske afsnit vil vi ikke gå i dybden med beregninger på de enkelte komponenter. Beregningerne vil blot virke triuelle, selvom de naturligvis vil være nødvendige, hvis man skal konstruere transistorforstærkere. Vi vil derimod benytte pladsen til at beskrive, hvordan beregningsproblemerne skal gribes an. Metoderne er fuldkommen magen til dem, vi beskrev i de indledende afsnit.

Differentialforstærkeren fig. G17.9. er en ideel symetrisk opstilling med gode stabilitets egenskaber. En differential forstærker kræver blot to transistorer. Til gengæld får man to indgange og to udgange. Det giver mulighed for at bestemme forstærkningen med modkoblingskredsløb uanset den tilsluttede signalkildes indgangsimpedans har nogen betydning. Man kan simpelthen modkoble på den ene indgang og sende signal ind på den anden.

I en differentialforstærker vil strømmen i den ene transistors kollektormitter strækning påvirke den anden i lige stor grad. De to transistorer er nemlig sluttet til hinanden via en fælles emittermodstand. Den vil der altid gå den samme strøm i, uanset et signal på den ene indgang får strømmen i den ene transistor til at stige. Strømmen i den anden transistor falder bare tilsvarende.

Sender man et signal ind på den ene transistors basis, vil der komme et signal ud på kollektoren i modfase. På den anden transistors kollektor vil signalet derimod være i medfase. Lidt mere primitivt udtrykt kan man sige, at en plusspænding på basis vil give en minusspænding på kollektor. Samtidig vil der komme en plusspænding på den anden transistors kollektor. Man bliver derfor i stand til at benytte den ene transistors basis som indgang og den an-

Fig. G17.9

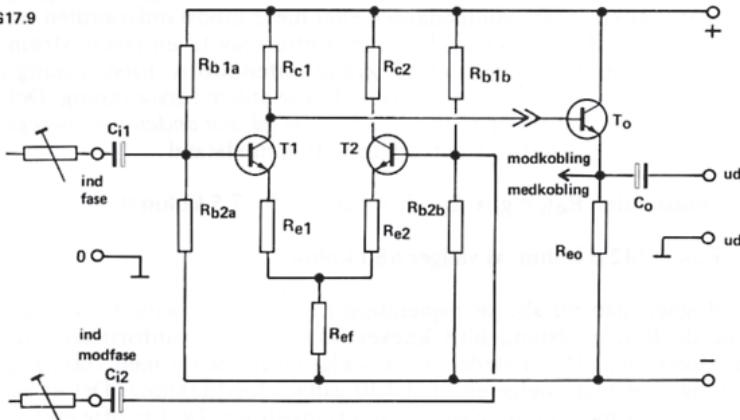


Fig. G17.9.

Differentialforstærkeren er ideel symetrisk, og princippet benyttes da også i de integrerede OP-AMP kredse.

den transistors kollektor som udgang. Man får et positivt signal ud for et positivt signal ind. Modkoblingssignalet føres fra samme transistors udgang til basis indgangen, og totalforstærkningen kan alene bestemmes som et forhold mellem denne spændingsdeler.

Hvis man ønsker upåvirkelighed for belastninger på udgangen, sætter man en emitterfølger på kollektor af den transistor, man vil benytte som udgang. På emitteren kan man føre signal tilbage til modkoblingen på indgang i. Denne indgang kaldes derefter inverting, idet de signaler, der sendes ind her, vil være i modfase med udgangssignalet - dvs. inverteret.

Den anden indgang kan man sende sit signal ind på. Dette signal vil ikke påvirkes af modkoblingssignalet, men man vil få den af modkoblingen bestemte forstærkning. En sådan opstilling benævnes en operationsforstærker eller op-amp, og den kan opbygges som integreret kredsløb. Det beskrives og benyttes i det følgende kapitel G18 og G19.

Forstærkningen i de to differentialtransistorer bestemmes af modstanden Re1 og Re2 i forhold til kollektormodstandene. Kortslutter man modstanden til 0 ohm, vil forstærkningen være den maximale og indgangsimpedansen ret lav. Man bør benytte modstanden for at få en rimelig indgangsimpedans.

Spændingen over T1-2 indlægges med ca. 30-50 % over emittermodstanden, 30 % over transistorerne og 30 % over kollektormodstandene. Strømmene kan fastlægges på sædvanlig måde til den indgangsimpedans, man ønsker og den effekt transistorerne skal give videre. Ofte arbejder man med +/- spændinger på en differentialforstærker, og så skal basisindgangene sluttes til 0-volt skinnen for 0-volt på udgangen. Slutter man de to indgange sammen, kan man komme ud for, at udgangen alligevel ikke ligger på samme 0-spænding. Det skyldes de uhyre små forskelle i transistorerne, og denne fejl skyldes offset-spændingen. Det er den specificerede spændingforskell, der skal ligge

mellem de to indgange for at udgangen er 0 volt. Modkoblingen er forskellen mellem råforstærkningen og den benyttede forstærkning:

$$\text{Modkoblingsgraden } gm = \frac{\text{råforstærkning } g_{\text{um}}}{\text{brugsforstærkning } g}$$

Vi kan tage et simpelt eksempel. Opstillingens transistorer giver en strømforstærkning på 100 gange, og vi tilslutter et modkoblingskredsløb, der giver en reel signalforstærkning på 5 gange. Modkoblingsgraden bliver da:

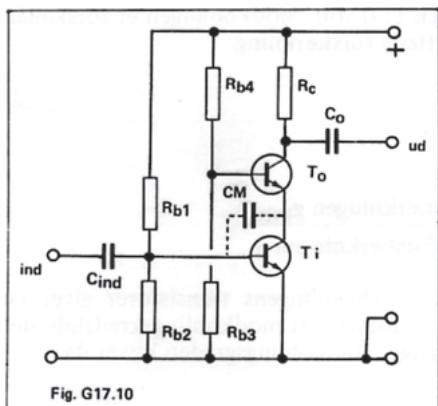
$$gm = \frac{g_{\text{um}}}{g} = \frac{100 \text{ gange}}{5 \text{ gange}} = 20 \text{ ganges modkobling.}$$

Symmetrien i en differentialforstærker er stor, hvis komponenterne er meget ens i de to halvdeler. Strømforsynings svingninger vil dermed ubalance med samme faktor som balance, hvis de 4 basismodstande er ens. Hvis tolerancerne er 5 %, vil kun 5 % af strømforsynings svingninger komme ud på udgangen. Men samtidig vil modkoblingen virke stabiliserende med en faktor, der modkobles med. Er modkoblingsgraden 20 gange, vil resultatet blive yderligere 20 gange bedre, - dvs. 0,25 % stabilitet. Det kan udtrykkes i et antal dB af 100 % og benævnes CMR - Common Mode Rejection. 1 % er da 40 dB og 0,25 % er ca. 50 dB. I en rigtig operationsforstærker er denne værdi naturligvis forbedret på grund af det store komponentopbud. I en IC-op-amp ligger CMR mellem 60 og 120 dB (120 dB er 1.000.000 gange!).

## KASKODEFORSTÆRKEREN

En kaskodeforstærker som i fig. G17.10. består af to seriekoblede transistorer. Den nederste transistor virker som indgangsforstærker og den øverste som udgangsforstærker. Med en kaskodeforstærker kan man undgå den såkaldte tilbagevirkningskapacitet i en een-transistor forstærker. Der ligger nemlig en indre kapacitet fra kollektor til basis i en transistor, og den kapacitet »forstærkes» med forstærkningsfaktoren. Hvis man har en kredsløbsforstærkning på 100 gange og en kollektor-basis kapacitet på 5 pF, vil virkningen af kondensatoren blive som en kapacitet på hele 500 pF. Det sker, fordi de 5 pF ser ind i et forstærket spændingssving. Ganske vist er kondensatoren kun på 5 pF, men den svinger så kraftigt ud i kollektorenden, at man kan betragte den som en kapacitet, der blot er gjort forstørrelsen gange større. Det vil naturligvis påvirke indgangssignalet, der, hvis impedansen ikke er nul, vil blive modkoblet til lavere forstærkning.

Miller-kapaciteten, som den også kaldes, forringes forstørrelsen ved høje frekvenser, og i FM-tunere ved 100 MHz ses kaskodekoblingen ofte. Den ophæver nemlig Miller virkningen, så kollektor-basis kapaciteten ved forstørrelsen ikke stiger ud over det, den i forvejen er. Hvorfor nu det?, - joh, den nederste transistors kollektor ser ind i en ganske lav emitterfølgerimpedans. Den lave impedans modvirker spændingsændringer, og derfor vil den øverste transistor strømstyres i emitter. Uden spændingssving på kollektor kan kollektor-



**Fig. G17.10.**  
Med en kaskodekobling øphæves  
»Miller» kapacitetsforøgelsen  
mellem indgangstransistorens  
kollektor-basisstrækning.

basis kapaciteten ikke forstærkes til en Miller-kapacitet. Der er jo intet spændingssvung på kollektoren. Derfor bliver der kun den nævnte 5 pF tilbagevirkningskapacitet. I kaskodekoblingen må man afkoble den øverste transistors basis med en kondensator. Ellers vil kredsløbsforstærkningen falde. Ved beregning af kaskodekoblingen, vil man normalt fordele forsyningsspændingen med 1/3'del til de to transistorer og 1/3'del til kollektormodstanden. Ønsker man en emittermodstand til indgangstransistoren, må man lægge 1/10'del af forsyningsspændingen over den. Strømmen i kaskodekoblingen besluttes efter kravet til effekt. Ofte vælges i transistortrin 1 til 10 mA. Her vil småsignaltransistorerne støje mindst mulig. Kaskodekoblingen kan kombineres med differentialkoblingen, hvis man ønsker begge koblingsers fordele.

## RELÆ ELLER LAMPEDRIVER MED TRANSISTOR

De fleste forstærkerkredsløb kan ikke give udgangsstrøm og spænding nok til at trække et relæ eller en lampe. Derfor må man ofte benytte en »driver» transistor. Fig. G17.11 a og b viser de to typiske driverkoblinger med et relæ. I a vil styretransistoren kræve en styrestørrelse til basis, samt en spænding der altid er højere end basis-emitterspændingen på 0,7 volt. Modstanden bestemmes efter den styrespænding, man har til rådighed og den strøm, der skal ind på basis for at trække transistoren i mætning. Først da vil relæet med sikkerhed trække. Vi kan tage et eksempel. Til rådighed for forsøget har vi en transistor med mindst 100 ganges forstærkning og et relæ, der skal have en strøm på 30 mA ved 12 volt, og som styrespænding har vi et signal på min. 2 volt. Først må vi udregne den nødvendige basisstrøm:

$$I_b = \frac{I_c}{b} = \frac{30 \text{ mA}}{100} = 300 \text{ uA}$$

På dette grundlag kan vi beregne modstanden, når vi kender spændingen over den ved udstyring. Spændingen er lig styrespændingen minus transistorens almindelige basis-emitter spændingsfald Ube:

$$U_R = U_5 - U_{be} = 2 \text{ volt} - 0,7 \text{ volt} = 1,3 \text{ volt og}$$

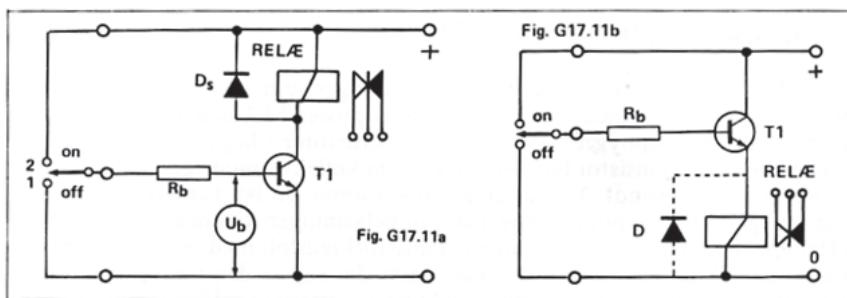


Fig. G17.11a-b.

Drivertrin til styring af relæer, spoler eller lysdioder. Benyttes lysdioder, må man huske passende formodstande. Benyttes relæer, må man huske sikringsdioder.

modstanden kan beregnes til:

$$R_b = \frac{U_R}{I_b} = \frac{1,3 \text{ volt}}{200 \mu\text{A}} = 4,3 \text{ kohm vi vælger } 3,9 \text{ kohm.}$$

Når man i stedet benytter en emitterfølger, som i fig. G17.11b, til styring af relæet, skal spændingen på basis være mindst lige så høj som relæspændingen under udstyring. Det er næsten altid tilfældet i forbindelse med relæstyring via digitale C-MOS kredse. I dette tilfælde behøver man ikke nogen basismodstand, fordi basis vil følge emitter spændingsmæssigt. Der er jo en ganske høj indgangsimpedans i basis til en emitterfølger. Først hvis belastningen på emitter bliver for stor eller emitteren kortsluttes, vil der gå en egentlig strøm i basis. Den tilsluttede signalkilde skal derfor kunne levere en strøm, der blot er strømforsænkningen gange mindre end emitterbelastningen.

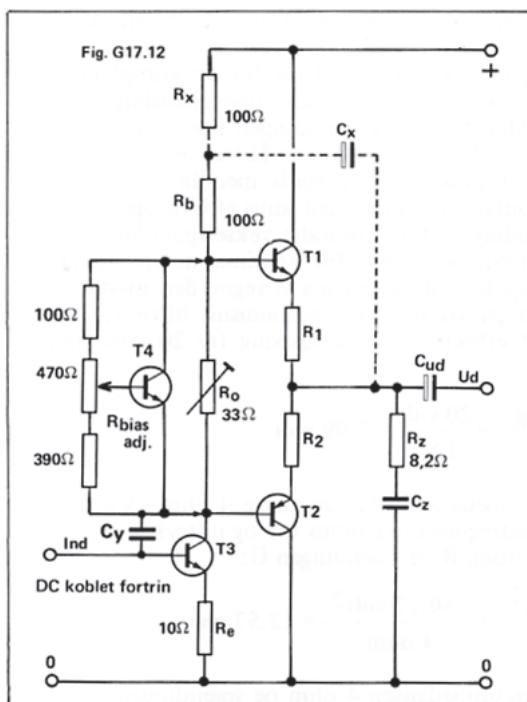
Når man tilslutter et relæ til en transistor, vil relæets spole magnetiseres. Når transistoren afbrydes, vil relæspolen prøve at modinducere en lige så stor strøm. Hvis spolen ikke kan give en strøm, vil spændingen over spolen stige meget hurtigt mod en teoretisk uendelig høj spænding. Det er uheldigt, fordi de fleste transistorer ødelægges ved ret lave kollektor emitterspændinger. Derfor må man i eksempel G17.11a altid sætte en afledningsdiode over relæspolen i modsat retning. Spolen kan da udlade sin mærkestrøm gennem dioden. Benytter man et 30 mA relæ, skal dioden mindst kunne tåle denne strøm. I opstillingen fig. G17.11b er relæet indsatt i emitter. Her skal man kun benytte en diode i de tilfælde, hvor basis kan afbrydes totalt. Dvs. via en mekanisk afbryder eller en ægte halvlederafbryder. De fleste styrepstillinger til relækredsløb afbryder ikke, men styrespændingen synker blot mod nul. I sådanne kredsløb behøves dioden ikke. Men man kan naturligvis godt ofre dioden, hvis man er i tvivl om styrekredsløbets funktion.

Benytter man lamper eller lysdioder på drivertransistoren, behøver man ikke nogen sikringsdiode. Disse komponenter sender ikke modspændinger retour, som spoler gør det.

## KOMPLEMENTÆRE UDGANGSTRIN

Når man skal trække så hårde belastninger som audiohøjtalerne, benytter man ofte komplementære transistor eller power FET udgangstrin. Et komplementært trin opbygges med kraftige transistorer i begge strømforsyningsgrene. Den ene transistor har den anden som kollektormodstand eller emittermodstand og omvendt. Ved at give transistorerne en lav tværstrøm og samtidig mulighed for en høj udgangsstrøm til belastningen kan man reducere tabs-effekten. Regner man på et simpelt transistorkredsløb med en højttalerbelastning i kollektor eller emitterkredsen, viser det sig, at den nødvendige kreds-løbseffekt er cirka tre gange større end udgangseffekten. Idag er det ikke ualmindeligt med en  $2 \times 100$  watt stereoforstærker. Hvis en sådan forstærker skulle opbygges simpelt med højttaleren anbragt i kollektorkredsen, vil effekttabet blive 600 watt! I forhold til en dagligdags spillestyrke på ca. 1 watt, vil de fleste nok medgive, at der er et overordentligt stort energiråds. Alligevel er der specielle forstærkere, som arbejder således. Det er forstærkere, hvor man ønsker overordentlig fine data uanset omkostningerne. Sådanne forstærkere, siger man, arbejder i klasse A. De opbygges i ringe antal, koster utroligt mange penge og har kæmpekøleplader og indbygget blæser. Derfor er de selvfølgelig ikke særlig udbredte, og man er da også i stand til at fremstille store HI-FI forstærkere med ganske udmarkede data uden det for klasse A helt urimelige energiråds. En rimeligt godt opbygget 100 watt forstærker kan opbygges, så den i tomgang bruger omkring 3 watt. Ved fuld effekt kan man lave forstærkere sådan, at de kan gengive sinustoner med et forbrug på omkring 140 watt, når der slippes 100 watt ud til højttaleren. Det giver en såkaldt tabseffekt i forstærkeren på ca. 40 watt. Udregnes effektforholdet i procent af udgangseffekt og tabseffekt, kan man med klasse AB opnå en virkningsgrad på ca. 70 %. Det er klasse-AB udgangsforstærkere, vi i det følgende vil beskæftige os med. Før vi tager fat på eksemplerne, skal det nævnes, at der også findes en klasse-B, en klasse-C, en klasse-D og en klasse-H type forstærker. Klasse-B forstærkere udmarkrer sig ved, at de overhovedet ikke bruger strøm i tomgang. Det kan give væsentlige forvrængningsproblemer i audioforstærkere, hvorfor denne klasse ikke anvendes til dette formål. Klasse-C forstærkere gengiver kun en del af indgangssignalet, så de kan ikke benyttes til audioforstærkere overhovedet men indgår i senderkredsløb til radiotransmission. Klasse-D forstærkere arbejder med modulerede impulsler og kan benyttes til audioformål i forbindelse med kraftige filtre før højttaleren. Klasse-D blev benyttet til enkelte kraftforstærkere i transistorens barndom, fordi man ved impulsdrift kan »overbelaste» for svage transistorer til en høj udgangseffekt. Ved impulsdrift svinger forstærkeren med 100 kHz firkantsignaler på udgangen. Firkanternes bredde omsættes i filtrer til et proportionalt lavfrekvensignal, men selv med de bedste filtre får man problemer med radioudstråling, hvorfor klasse-D ikke har fået nogen reel betydning. Klasse-H betegnelsen blev tidligere brugt lidt i flæng af enkelte forstærkerfabrikanter. De havde løst virkningsgrad-problemet i udgangsforstærkere på mere eller mindre snedige måder.

Det Japanske firma Hitachi har bl.a. fremstillet en forstærker med to dobbelte strømforsyninger og en dobbelt udgangsforstærker. Den kaldte de Dyna-Harmony og ideen var den, at man ved lave lydstyrker kun benyttede »den lille» forstærker og ved høje indkoblede den kraftige. I Holland udviklede elektronikmagasinet Elektor en »Edwin»-forstærker i sin egen klasse, men her var der i virkeligheden tale om en mellemting mellem klasse-A og klasse-AB forstærker.



**Fig. G17.12.**  
Principdiagram for komplementær udgang til drift af højttalere.

Dvs. en klasse-AB forstærker med lidt højere strømforbrug, - så højt, at det lå midt mellem de to klasser. Det kalder man reelt klasse-AB1 eller AB2.

Fig. G17.12. viser en ganske lille klasse-AB udgangsforstærker til drift af 4 til 16 ohm højttalere. Forstærkeren har to komplementære udgangstransistorer, T1 og T2. Hver transistor skal forbundes forskelligt til forsyningsspændingerne, og man kan trække udgangssignal i både positiv og negativ retning fra lavimpedans emitterfølgere. Når højttaleren tilsluttes udgangen, vil den kunne få lige så stor strøm og spænding i positiv retning som i negativ retning. Vi forestiller os her, at højttaleren er sluttet til et nulpunkt mellem de to forsyningsspændinger. Nu indrettes spændingsdeleren fra plus til basis på T1, fra basis på T1 til basis på T2, og fra basis på T2 til minus (gennem T3) sådan, at spændingsfaldet mellem de to basis'er lige netop bliver det samme som de to transistors spændingsfald  $U_{BE}$ . På dette punkt vil hverken den ene eller anden udgangstransistor trække særlig meget strøm. Det kalder man at indstille tomgangsforbruget eller for en tomgangsjustering. Når der ikke går særlig meget strøm i udgangstransistorerne, vil der heller ikke afsættes effekt. Men i bunden af basis-spændingsdeleren har vi indsat en transistor. Når den ændrer sin strøm, vil spændingerne på de to basis'er T1 og T2 ændre sig i helt samme takt. En strømændring i T3, som medfører en spændingsændring på 1 volt, vil trække med 1 volt på begge udgangstransistorer, og den emitterkoblede udgang vil følge med. Derved kommer der strøm til højttaleren, fordi den udstyres med en spænding på 1 volt. T3 indgår i kredsløbet som en strømstyrbar modstand, og den giver en forstærkning, der bestemmes af den samlede kollektormodstand og den emittermodstand, der vælges. T3 kan få styresignal

fra en transistor eller en differentialforstærker. Differentialforstærkeren er tidligere beskrevet. Vi skal nu til at se lidt på beregningsmetoderne for det komplementære udgangstrin. Allerførst må vi beslutte os for en forsyningsspænding, lad os sige +/- 10 volt, 20 volt ialt. Med forsyningsspændingen kan vi danne en udgangsspænding spids til spids på 20 volt, hvis vi kan få transistorerne til at gå helt i mætning. 20 volt spids til spids er 10 volt spids, men da vi i de fleste tilfælde ikke arbejder med firkantsignaler, men med sinus effektivspænding, må vi udregne sinus effektivspændingen. Da vi omtalte vekselspænding i forbindelse med transformatorer, beskrev vi, hvorfor en sinus netspænding blev 1,41 gange større i top eller spidsværdien. Nu må vi regne den modsatte vej. En sinuskurve med sin spids på 10 volt vil i gennemsnit blive 1,41 gange mindre. Derfor reduceres det effektive spændingssving fra 20 volt spids til spids til:

$$U_{\text{sinus ud}} = \frac{U \text{ forsyning}}{2\sqrt{2}} = \frac{20 \text{ volt}}{2,82} = 7,09 \text{ volt}$$

Når vi kender højtalerimpedansen - vi kan vælge 4 ohm - kan den højest opnåelige udgangseffekt udregnes efter ohms lov og udtrykket for beregning af effekten P med impedansen R og spændingen U:

$$P_{\text{ud}} = \frac{U^2}{R} = \frac{7,09 \text{ volt}^2}{4 \text{ ohm}} = \frac{50,27 \text{ volt}}{4 \text{ ohm}} = 12,57 \text{ watt.}$$

På grundlag af belastningsimpedansen 4 ohm og spændingen kan vi udregne strømmen. Men strømmen vi skal beregne må ikke være en middel sinusstrøm. Når spændingen er maximal, vil strømmen også være det, og strømmen skal med sikkerhed også kunne leveres i spidsimpulserne. Med den viden vælges spids-spændingen til beregningen af den strøm, transistoren mindst skal kunne leve og derefter kan minimum basisstrømmen beregnes. Først beregnes spidsstrømmen:

$$I_{pT1} = I_{pT2} = \frac{U_p}{R} = \frac{10 \text{ volt}}{4 \text{ ohm}} = 2,5 \text{ ampere}$$

I almindelige effekt udgangstransistorer er strømforstærkningen lavere end i småsignaltransistorer. Man møder sjældent forstærkninger mellem 300 og 800 ved de høje strømme. Derfor må man tage til takke med strømforstærkninger mellem ca. 25 til 70 gange. Vi kan vælge en effekttransistor (slang: power transistor) med en strømforstærkning på 50 gange. Ud fra dette beregnes basisstrømmen til hver udgangstransistor:

$$I_b = \frac{I_c}{b} = \frac{2,5 \text{ ampere}}{50 \text{ gange}} = 50 \text{ mA}$$

og det er den mindste strøm, der må løbe i basismodstanden R<sub>b</sub>. Spændingen over basismodstanden varierer ganske meget. Når udgangen er helt positiv, er der så godt som ikke nogen spænding over R<sub>b</sub>. Indsætter man en spænding på næsten nul volt i ohms lov sammen med en strøm på 50 mA, bliver modstan-

den næsten nul ohm, og samtidig bliver effekten i modstanden næsten uendelig stor, når udgangsspændingen er i ro midt mellem de to forsyningsspændinger. Derfor må vi nødvendigvis foretage en tilnærmet beregning og finde os i et mindre spændingsfald over modstanden ved fuld udstyring. Lad os forsøgsvis »spilde» 2,5 volt over modstanden, vel vidende at udgangsspændingen dermed også vil synke med 2,5 volt, således at vi ikke får den maximale udgangsspænding til rådighed:

$$R_b = \frac{U_b \text{ min}}{I_b} = \frac{2,5 \text{ volt}}{0,05 \text{ A}} = 50 \text{ ohm, vi vælger } 47 \text{ ohm}$$

Ro modstanden kan beregnes, når vi kender strømmen gennem Rb basismodstanden. Den skal findes med udgangsspændingen i midten. Der vil da ligge halvdelen af forsyningsspændingen minus et basis-emitter spændingsfald over den. Det er 10 volt - 0,7 volt = 9,3 volt. Med denne spænding skal den nye middelstrøm beregnes:

$$I_{b\text{-reel}} = \frac{U_{b\text{-reel}}}{R_b} = \frac{9,3 \text{ volt}}{47 \text{ ohm}} = 197 \text{ mA,}$$

og herefter kan vi beregne Ro modstanden til:

$$R_o = \frac{2 \times U_{be}}{I_b} = \frac{2 \times 0,7 \text{ volt}}{197 \text{ mA}} = 7,1 \text{ ohm, vi vælger } 6,8 \text{ ohm.}$$

Nu vil vi forestille os, at transistoren T3 i serie med emittermodstanden Re også skal have en modstandsværdi på 47 ohm, når udgangstransistorerne er udstyret mod minus. Derfor kan Re aldrig vælges højere end 47 ohm. Hvis man gør det, kan transistoren ikke under nogen omstændigheder trække midtpunktet på plads. Det største spændingsfald, vi kan tillade, er 2,5 volt, ligesom det spændingsfald vi »gik med til» som minimum over Rb, når transistorerne var fuldt udstyret den anden vej. Strømmen i spændingsdeleren udregnes efter:

$$I = \frac{20 \text{ volt} - 2,5 \text{ volt}}{47 \text{ ohm} + 6,8 \text{ ohm}} = 325 \text{ mA}$$

Dertil lægges T2 basisstrømmen på 50 mA, og vi får i alt 375mA gennem Re:

$$R_e = \frac{U_b \text{ min}}{R_e} = \frac{2,5 \text{ volt}}{375 \text{ mA}} = 6,6 \text{ ohm, vi vælger } 4,7 \text{ ohm}$$

Samtidig bør vi beregne den nødvendige styrestrøm og impedans til basis på styretransistoren. Først strømmen efter forstærkningen 100:

$$I_{bT3} = \frac{I_{b\text{-reel}}}{\beta} = \frac{375 \text{ mA}}{100} = 3,75 \text{ mA} = 4 \text{ mA, og}$$

indgangsimpedansen ZbT3 kan beregnes:

$$\text{ZbT3} = \text{Re} \times \beta = 4,7 \text{ ohm} \times 100 = 470 \text{ ohm}$$

Det trin man sætter foran skal altså kunne levere mindst 4mA med en indre impedans på mindst i kohm. Det giver et krav til spændingssving på ca. 4 volt.

Hvis vi prøver at beregne effekten i basis kredsløbet til den teoretiske forsøgsforstærker, kan vi se, at den er ret betragtelig i forhold til den nye forventede udgangsspænding på 7,09 volt - 2,5 volt (Ub min.) = 4,59 volt, som giver en effekt på kun 5,26 watt. T værstrøms effekttabet i basis spændingsdeleren udregnes med maximalstrømmen og forsyningsspændingen:

$$\text{Pb-total} = \text{Uforsyning} \times \text{Itværstrøm} = 20 \text{ volt} \times 197 \text{ mA} = 3,94 \text{ watt!}$$

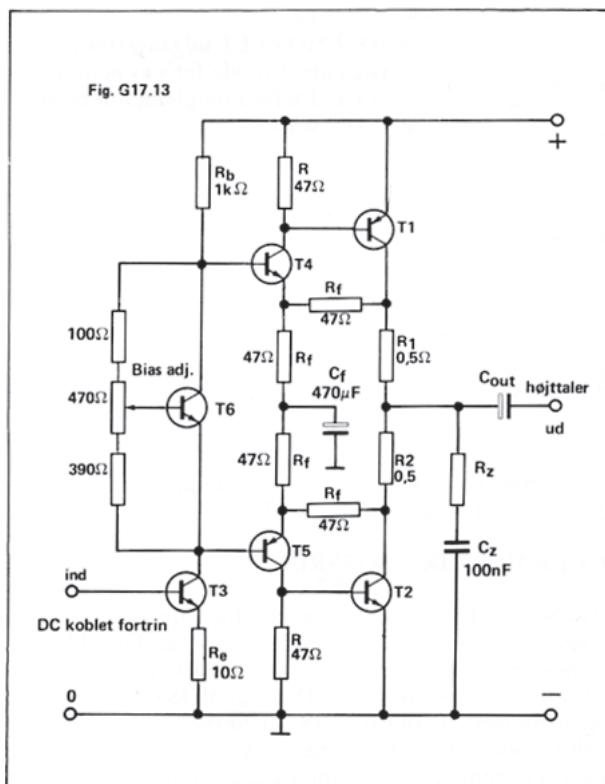
I forhold til den forventede udgangseffekt på 5,26 watt er denne selvfolgelig helt uacceptabelt. Beregningerne er korrekte nok, men der bør findes en løsning, så der ikke frådses med effekt i basiskredsløbet. Derfor kan vi prøve at ændre kredsløbet en lille smule. Vi kan indsætte et boot-strap kredsløb i form af en ekstra modstand Rx og en kondensator Cc.

Dette kredsløb vil sørge for, at Rb modstanden altid følger op i spænding med udgangen, blot Cx kondensatorene er stor nok til at holde strømmen i den tid, det tager de laveste gengivetoner at nå spidsstrømmen. For basis på T1 vil et hurtigt sving mod plus medføre, at basis forsyningsspændingen svinger med op, og oven i købet op over plus forsyningen. Derved vil basismodstanden altid få en forsyningsspænding på 10 volt. Uanset det signal der udstyrer T1 transistoren. Man kan i dette tilfælde lade som om T1's basismodstand altid har den halve forsyningsspænding over sig og til beregning af modstanden benytte den nødvendige styrestrøm på 0,05A eller 50 mA:

$$\text{Rb-boots trap} = \frac{\text{U} + \text{forsyning}}{\text{Ib}} = \frac{10 \text{ volt}}{0,05 \text{ A}} = 200 \text{ ohm}$$

Nu kan beregningerne gennemføres som før, blot med en helt anden basisstrøm til udgangstransistorerne. Vælger vi Rb og Rx til hver 100 ohm, bliver strømmen 46,5 mA. Det giver en Ro modstand på 33 ohm og en tabs-effekt på kun 0,93 watt, en langt bedre værdi i forhold til udgangseffekten. Samtidig kan Re modstanden bevares på 10 ohm, og man får næsten fuldt udgangs spændingssving. Nu vil udgangseffekten kunne komme op på de 12,57 watt, vi forudsatte i indledningen. Emittermodstandene R1 og R2 indsættes, hvis man ønsker en forbedret temperaturstabilitet for tomgangsstrømmen. Når udgangstransistorerne bliver varme kan tomgangsstrømmen løbe løbsk, og det modvirkes til dels af emittermodstandene. Benyt små modstande på ca. 0,5 til 1 ohm under 10 watt's udgangseffekt og 0,2 til 0,5 ohm ved større effekter. Modstandenes stabiliserende virkning kan selvfolgelig beregnes, men beregningerne kan blive ret komplicerede og skal ikke beskrives her.

I en udgangsforstærker, der bliver varm, må man yderligere indsætte en stabilisering. Den mest normale måde at gøre dette på er at sætte en »føle« transistor fast på udgangstransistorernes køleplade og montere den i stedet for modstanden Ro. Det er vist med T4 stabiliseringskredsløbet. Modstandsværdierne til styretransistoren er indrettet i størrelse efter strømmen, så man kan justere tomgangsforbruget på potentiometeret.



**Fig. G17.13.**  
Effektivt udgangsforstærker-trin med fuldt udgangsspændingssving.

Kondensatoren  $C_y$  er normalt indsatt for at hindre selvsving. Med en differentialforstærker i indgangen til  $C_y$  skulle være ca. 47 pF for at afhjælpe sådanne problemer. Nogenlunde samme funktion har serieforbindelsen af kondensatoren  $C_z$  og modstanden  $R_z$  direkte over højttalerudgangen. Det kaldes et Zobel netværk og kompenserer for fasefejl i den samlede transistorforstærker. Fasedrejningen kan være en medvirkende årsag til selvsving.

## KOMPLEMENTÆRT KOLLEKTORKOBLET UDGANGSTRIN

Hvis man ønsker at udnytte hele forsyningsspændingen til at skabe højttalereffekt, kan kredsløbet fig. G17.12. anvendes. Her er der to udgangstransistorer i hver forsyningsgren af udgangsforstærkeren, og som koblingen er udført, vil man kunne få en reel forstærkning. Det betyder, at styretransistoren T3 ikke behøver at levere det fulde spændingssving. Hvis man benytter modstandene  $R_f$ , der alle kan være lige store, får man en forstærkning på 2 gange. Derved sænkes kravet til spændingsudstyring til den halve forsyningsspænding. Er der 20 volt over forsyningen, skal udstyringsspændingen kun være på 10 volt. Modstandene  $R$  er strømafledningsmodstande til udgangstransistorerne. Dem kan man gøre ligeså store som  $R_f$  modstandene.  $R_f$  modstandene tilpasses den nødvendige styrestrøm til udgangstransistorerne T1 og T2. Af dia-

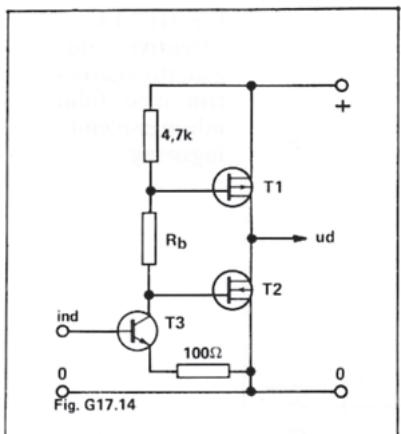


Fig. G17.14.

**POWER MOS-FET udgangstrin med enhancement mode fet's er nemme at bruge. De fås komplementære til over 100 watt.**

gramværdierne fremgår de typiske størrelser ved forsyningsspændingen 20-30 volt. Generelt skal dette trin udregnes som fig. G17.12.

## KOMPLEMENTÆR POWER-MOS UDGANGSTRIN

Med POWER-MOS eller V-FET's transistorer af enhancementstypen, kan man forholdsvis enkelt lave et udgangstrin med gode data - fig. G17.14. Det arbejder på et nøjagtig samme måde som et udgangstrin med komplementære transistorer, men har en modsat temperaturdrift. Dvs. når MOS'erne bliver varme, sænkes tomgangsstrømmen. POWER-MOS forstærkeren er altså temperurmæssigt selvstabiliserende, og samtidig kræves ikke nogen særlig styreeffekt, og man kan gøre tværstrømmen til gatene og styretransistoren meget mindre. Styretransistoren tilsluttes en differentialforstærker på basis. Den giver den tilstrækkelige kredsløbsforstærkning. Power-MOS transistorer har desuden ikke nogen secondary break down begrænsning, og tomgangsjusteringen er ikke så følsom, fordi transistorerne er spændingsstyret over et område på ca. 1-3 volt Ugs ved Id mellem 0 og 3 ampere.

## J-FET FORFORSTÆRKER

Opstillingen fig. G17.15. viser en typisk J-FET forstærker. Da de almindeligste J-FET's skal have negativ gatespænding i forhold til source - med pinch off på ca. -3 volt, må man beregne kredsløbet med mindst 3 volt over R5. DC forstærkningen er forholdet mellem source impedansen og drain modstanden, ganske som for transistorer, og spændingen fra forsyningen skal deles ligeligt mellem FET'en og drainmodstanden Rd, når man har fratrukket pinch-off spændingen. Gatemodstanden til stel behøver man ikke beregne. Den skal bare holde gatespændingen på 0, og da J-FET'ens indgangsimpedans er over 1000 Mohm, er det tilstrækkeligt at benytte samme modstand, som man ønsker i indgangsimpedans. Vil man ikke belaste signalkilden, benyttes en i Mohm modstand i lavfrekvens audiogrej. Hvis man af forsyningsmæssige hensyn ikke kan opnå et passende stort forhold mellem Rd og R5 til en tilstrækkelig forstærkning, kan man indsætte en AC-koblet modstand over R5. Kondensatoren sikrer, at DC-balancen ikke ødelægges og modstanden i paral-

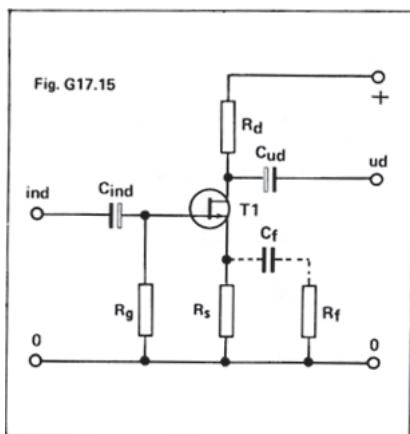


Fig. G17.15.  
J-FET forforstærker.

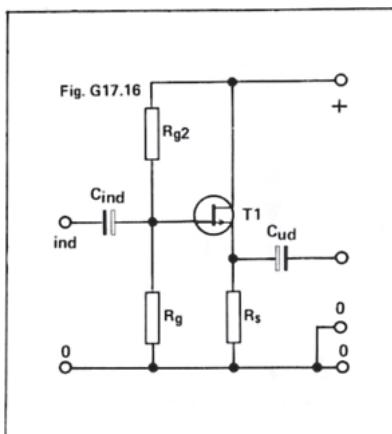


Fig. G17.16.  
J-FET sourcefølger opfører sig som  
en transistor emitterfølger, men har  
langt højere indgangsimpedans -  
typisk 1.000 Mohm.

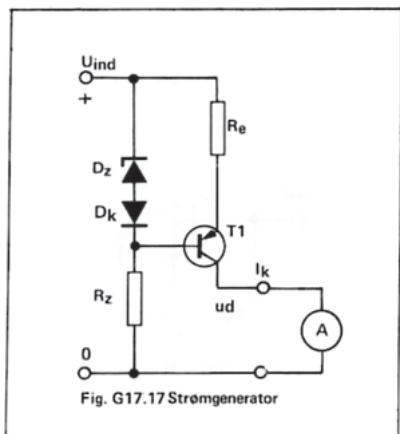
lel med  $R_5$  giver den samlede sourceimpedans. Med den i forhold til drain modstanden beregnes forstærkningen.

## J-FET SOURCEFØLGER

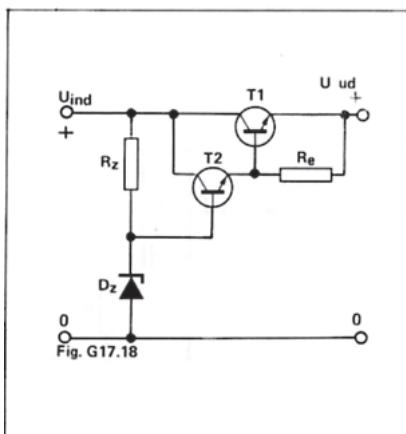
J-FET sourcefølgeren er med FET's, hvad en emitterfølger er med transistorer, kun en impedansomsætter uden spændingsforstærkning. Blot med den forskel at FET'en kan give en større indgangsimpedans. Modstanden  $R_{g2}$  kan eventuelt undværes, fordi pinch-off spændingen vil hæve source udgangsspændingen til omkring 3 volt, ønskes højere sourcespænding, må man benytte spændingsdelen  $R_{g2}$  og  $R_g$  og sørge for, at gatespændingen bliver pinch-off spændingen højere end den halve drifts forsyningsspænding. Er forsyningsspændingen f.eks. 10 volt, skal spændingsdelen give gatespænding 8 volt. Så er udgangen i stand til at svinge fra +7 volt til +3 volt.

## STRØMGENERATOR

En transistor kan opbygges, så den på kollektor leverer en konstant strøm, uanset den belastningsmodstand man tilslutter. For belastningsmodstanden udgør en spændingsgenerator en høj modstand. På fig. G17.17 har vi opbygget en konstantstrømsgenerator af den type, man benytter meget i udgangsforstærkere. Man kan f.eks. benytte den i stedet for  $R_b$  og  $R_x/C_x$  komponenterne i fig. G17.12. Den strøm, man vil leve fra kollektor, opstår som følge af en konstant holdt spænding over emittermodstanden  $R_e$  i fig. G17.17. Basisspændingen kan holdes konstant med en zenerdiode  $D_z$  til transistoren basis. Det vil medføre, at  $T1$ 's emitterspænding er på samme spænding som zenerdioden  $D_z$ , når man samtidig indsætter dioden  $D$  i lederetningen. Dioden kompenserer også for temperaturudsving i  $T1$ .



**Fig. G17.17.**  
Strømgeneratoren kan leverere fra 1 til 100 mA uanset spændingssving. Generatorens udgangsimpedans er meget høj.



**Fig. G17.18.**  
Fast stabiliseret strømforsyning til 13,6 volt/10 ampere.

Benytter vi en zenerdiode på 3,3 volt og en  $R_b$  på 330 ohm bliver den konstante strøm  $I_k$ :

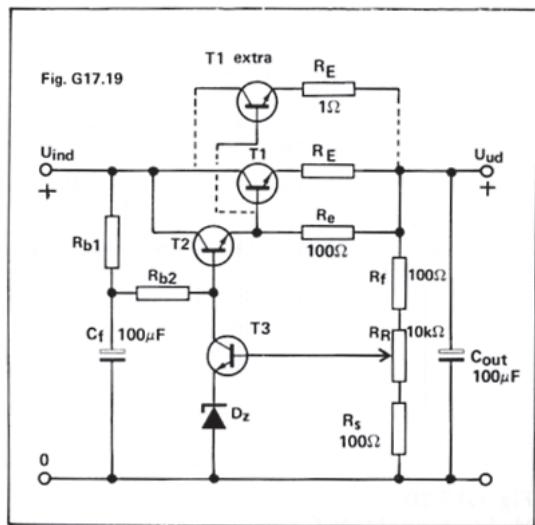
$$I_k = \frac{U_z}{R_e} = \frac{3,3 \text{ volt}}{330 \text{ ohm}} = 10 \text{ mA.}$$

Benytter man en lavere emittermodstand får man en højere strøm. Benytter man en lavere zenerspænding får man en lavere strøm. Hvis man ønsker en zenerspænding, der er mindre end ca. 3 volt, f.eks. 100 mV, benyttes en spændingsdeler over zenerdioden. Modstanden  $R_z$  har kun til opgave at give zenerdioden en smule strøm. Benyt f.eks. en strøm på 3-5 mA. Det giver tilstrækkelig zenerstabilitet.

## SERIEREGULERET STRØMFORSYNING

I en seriereguleret strømforsyning fungerer en eller flere serietilsluttede transistorer - evt. i darlington-kobling - som variabel modstand. Fig. G17.18 viser sådan en opstilling. Modstanden  $R_z$  skal kunne leve strøm nok i forhold til forstærkningen i  $T_1 \times T_2$  til den ønskede udgangsstrøm. Tilslutter vi en spænding på 20 volt  $U_{ind}$  og en zenerdiode på 15 volt, kommer der 5 volt over  $R_z$ . Hvis strømforstærkningen i de to transistorer er 1.000 tilsammen og vi ønsker 10 ampere ud, skal  $R_z$  leve 10 mA. Med 5 volt over bliver modstanden 500 ohm. Vi vælger 470 ohm. Udgangsspændingen bliver lig zenerspændingen minus de to basis emitterspændingsfald i  $T_1$  og  $T_2$  på hver 0,7 volt. Det giver spændingen 13,6 volt.  $R_e$  kan vælges til 100 til 200 ohm. Det er en strømafledningsmodstand, som sikrer, at der ikke på grund af lækstrøm-

**Fig. G17.19.**  
Stabiliseret variabel strømforsyning.



me i udgangstransistoren kommer fuld spænding på udgangen, når den  
 i k k e  
 er belastet.

## VARIABEL STRØMFORSYNING

Med få og billige midler kan man lave en regulerbar strømforsyning. Den vises på fig. G17.19. og adskiller sig fra den foregående konstruktion ved at være modkoblet over en transistor. Som transistoren er indkoblet, vil den give en forstærkning af zenerdioidens spænding ved regulering. Er zenerdioden på 4,7 volt, kan man på spændingsdelen  $R_r$  indstille fra 4,7 volt til maximal indgangsspænding på udgangen. Driftsstrømmen til T1 og T2 får fra modstanden  $R_b1$  og  $R_b2$ . De er på samme værdi tilsammen, som  $R_z$  var på i det foregående eksempel, men hvis man laver denne opsplitning og sætter en kondensator til stel, bliver brummet på udgangen mindre, fordi det ikke kan smutte ind gennem T1 og T2's basistilstlutninger.

## BROKOBLING AF FORSTÆRKERE

Hvis man tilslutter 2 udgangsforstærkere over een højttaler og samtidig sender signalet ind i modfase i den ene og medfase i den anden, vil højttaleren arbejde med dobbelt spændingssving af det, man får med en enkelt udgangsforstærker, som den vi beskrev i fig. G17.12 og 13. Med dobbelt spænding vil samme højttaler trække den doblette strøm, og det giver den 4-dobbelte effekt. Effekten er jo lig spænding gange strøm. Derfor er brokoblingen et fint alternativ, når man vil have høj effekt med lav forsyningsspænding. To fig. G17.13 forstærkere kan ved 20 volt forsyningsspænding give  $4 \times 12,56$  watt = 50,24 watt.

## KONKLUSION

I dette afsnit om transistorer har vi lært noget praktisk om, hvordan

G17.20 Brokoblet forstærker

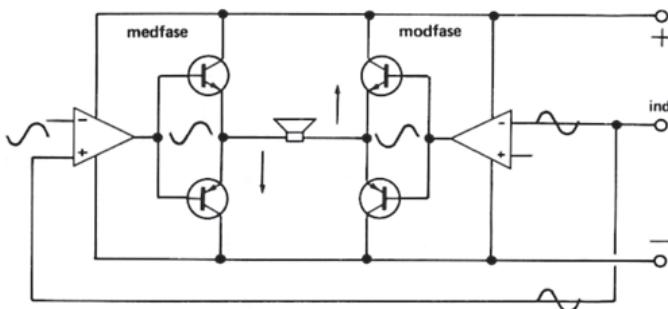


Fig. G17.20.

Med to brokoblede forstærkere opnår man den 4-dobbelte udgangseffekt.

man kan beregne sine egne små og store forstærkere. Afsnittet viser de generelle beregninger, som man i praksis ville udføre dem, hvis opgaven ikke skal være af videnskabelige, dimensioner. Der er indgået et antal små kompromiser, som ikke har praktisk betydning for amatøropstillinger. Med dette afsnit som opslagsbog kan man komme ret langt i design og kredsløbsforståelse af forstærkere og strømforsyninger: Vi har lært om simple transistortrinn med een transistor, om to-transistor forstærkere, om differentialforstærkeren, kaskodeførstærkeren, udgangsforstærkere og også lidt om strømforsyninger. For reelle praktiske opstillinger henvises til de professionelle konstruktioner senere i bogen. Prøv de følgende opgaver og test om noget af stoffet er indlært.

## G17 TRANSISTORTEKNIK OPGAVER

1. Et transistortrin ønskes konstrueret som i fig. G17.1. Strømforstærkningen er 75, ønsket kollektorstrøm 0,5 mA og forsyningsspændingen er 6 V. Hvor store skal  $R_c$  og  $R_b$  vælges?

- |                           |                           |      |
|---------------------------|---------------------------|------|
| <b>— <math>R_c</math></b> | <b>— <math>R_b</math></b> |      |
| — 12 kohm ..              | 680 kohm ..               | A () |
| — 5,6 kohm ..             | 820 kohm ..               | B () |
| — 5,6 kohm ..             | 680 kohm ..               | C () |
| — 12 kohm ...             | 1,5 Mohm ..               | D () |

2. Nu gælder det om at konstruere et transistortrin som i fig. G17.3. Forsyningsspændingen er 3 V, ønsket kollektorstrøm 1 mA og vi lægger 0,7 V over emittermodstanden.  $\beta = 100$  for T1. Hvilken kombination af modstande er bedst?

- |                           |                           |                              |                              |      |
|---------------------------|---------------------------|------------------------------|------------------------------|------|
| <b>— <math>R_e</math></b> | <b>— <math>R_c</math></b> | <b>— <math>R_{b1}</math></b> | <b>— <math>R_{b2}</math></b> |      |
| — 680 ohm ..              | 1,2 kohm ..               | 6,8 kohm ..                  | 2,2 kohm ..                  | A () |
| — 680 ohm ..              | 1,2 kohm ..               | 15 kohm ..                   | 15 kohm ..                   | B () |
| — 1,2 kohm ..             | 2,2 kohm ..               | 15 kohm ..                   | 15 kohm ..                   | C () |
| — 680 ohm ..              | 2,2 kohm ..               | 6,8 kohm ..                  | 22 kohm ..                   | D () |

# G18 - OP-AMP

## OPERATIONSFORSTÆRKERE OG Bi-MOS KREDSE

Den simpleste aktive halvleder med forstærkning i er en transistor, og den benyttes idag overalt, hvor man ønsker at et signal skal gøres større end det i virkeligheden er. Transistoren har dog en række fejl i forhold til en ren forstærker, og den skal have bestemte strømme på ind- og udgang for at kunne arbejde.

En af fejlene for en transistor er at den er ulineær. Det kan man komme over ved at modkoble, men så sætter transistoren sin egen begrænsning i forhold til forstærkningen. Man kan gå over til FET'er, men de viser sig at være endnu mere ulineære, selv om de er lettere at benytte.

Løsningen vil i mange tilfælde være en stor konstruktion med mange transistorer og modstande, og med vor moderne teknik er det intet problem at lave idealiserede forstærkere i ganske små IC-huse. Den mest benyttede standardforstærkertype er OP-AMP'en eller operationsforstærkeren. Sådan en består af en mængde transistorer og modstande og de mest moderne typer indeholder også FET-transistorer.

Disse operationsforstærkere benævnes Bi-MOS. Ordet er en sammensætning af Bipolar Metal Oxid Semiconductor.

En OP-AMP eller en Bi-MOS er karakteriseret ved en serie ideelle data og en simpel tilslutningsform. Man har en udgang og to indgange. Den ene indgang følger med udgangen (medfase og non-inverting), og den anden er i modfase med udgangen (inverting).

Desuden er en IC kreds forsynet med en plus og minus forbindelse til strømforsyningen og ofte to ben til OFFSET-indstilling. Offset indstilling benyttes i kredsløb, hvor man stiller store krav til kredsens »lige vægt» ved store forstærkninger.

En OP-AMP er karakteriseret ved følgende krav:

- 1) **Den skal have uendelig stor forstærkning - så man kan modkoble ned til en ønsket forstærkning og få en bestemt høj grænsefrekvens.**
- 2) **Den skal have en uendelig høj indgangsimpedans - så den ikke belaster signalkilden.**
- 3) **Den skal have uendelig lav udgangsimpedans - så den kan tilsluttes alle former for belastende udstyr på udgangen.**
- 4) **Den skal have uendelig høj grænsefrekvens - så både høje og lave frekvenser forstærkes lige meget.**
- 5) **Den skal være DC-koblet - så den kan forstærke både jævn- og vekselspænding.**

- 6) Den skal være fri for offset fejl - så udgangssignalet er nul volt, når indgangssignalet er nul volt.

I praksis kan ingen af kravene imødekommes. Det er jo som skruen uden ende at sige, at grænsefrekvensen skal være uendelig høj. Nævn et tal og man kan altid nævne et højere.

Går man et datablad for en Bi-MOS operationsforstærker igennem, ser man ofte følgende data:

- |    |                   |  |
|----|-------------------|--|
| 1) | Forstærkning:     | 10.000 - 1.000.000 gange   |
| 2) | Indgangsimpedans: | større end 1.500.000.000 ohm (1,5 Tohm)                            |
| 3) | Udgangsimpedans:  | 60 ohm   |
| 4) | Grænsefrekvens:   | 1 - 15 MHz   |
| 5) | DC-kobling:       | plus/minus samme spænding ind som ud som<br>for forsyningsspænding |
| 6) | Offset:           | 1 - 5 mV   |

I forhold til standard operationsforstærkere adskiller Bi-MOS kredsene sig ved at have meget store indgangsimpedanser, som er uafhængige af mod-koblingen og ved at have grænsefrekvenser, der er omkring 10 gange højere.

### Operationsforstærkere er nemme at bruge

Diagrammet for en bipolar operationsforstærker og en MOS-operationsforstærker er ens. Fig. G18.1a viser det maximale antal tilslutninger, man be-

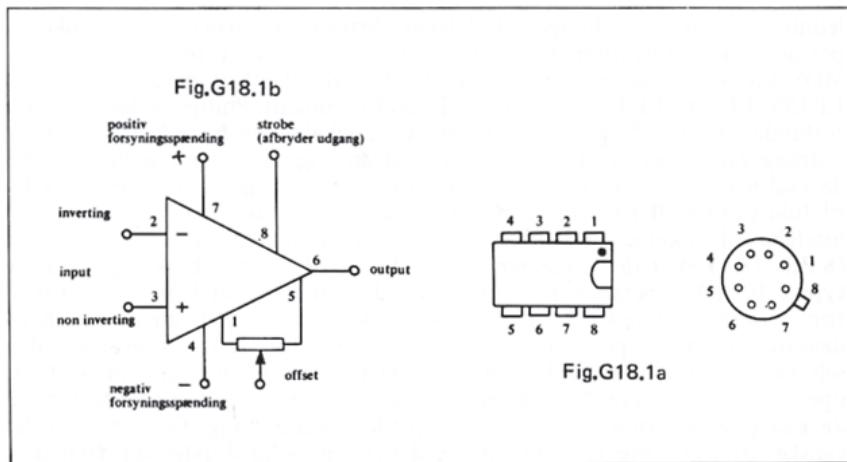


Fig. G18.1b.  
Typiske indbygningshuse for enkelt-operationsforstærkere.

Fig. G18.1a.  
Standard operationsforstærker tilslutninger, hvor forbindelsesledningerne er identiske for kredse af typen 741, CA3140 og LF356.

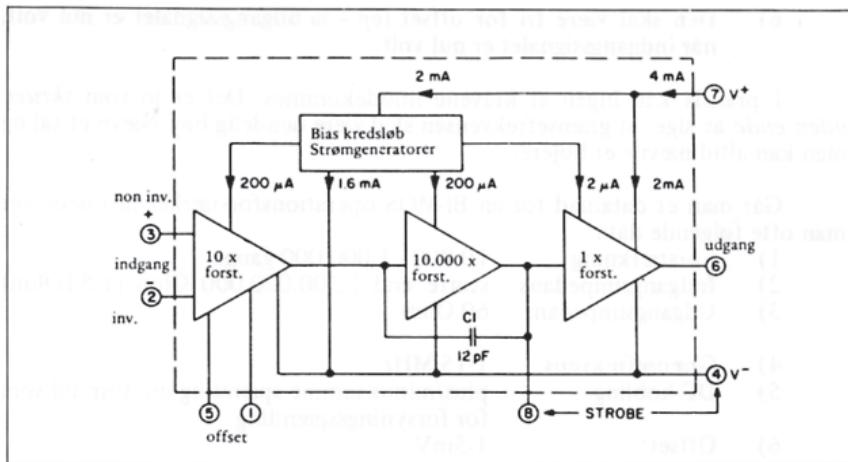


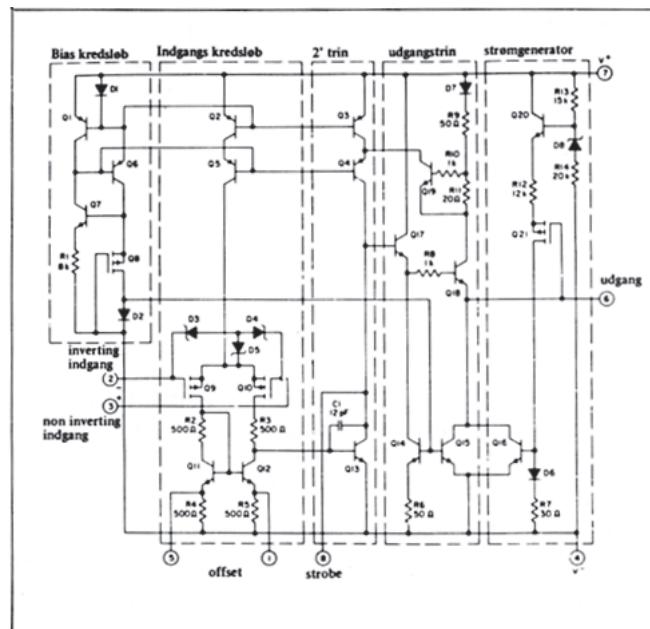
Fig. G18.2a.

Blokdiagram af en Bi-MOS operationsforstærker type CA3140.

nytter til en standard op-amp. Den viste standardkreds er en Bi-MOS type. Den skal tilsluttes en minusforsyning og en plusforsyning på benene 4 og 7 (+/- 2,5 til 20 volt). Indgangssignalerne kan vilkårligt tilføres inverting indgangen 2 eller non-inverting indgangen 3. Udgangssignalet tages på ben 6. Hvis der stilles krav til en meget høj jævnstrømsforstærkning, kan det være nødvendigt at montere et offset-potentiometer mellem benene 1 og 5 til minusledningen eller plusledningen. Halvlederfabrikantene specificerer, hvilke typer der skal offsetforbindes til minus og hvilke der skal forbindes til plus. Bi-MOS kredse i serien CA3140 fra RCA skal offsetforbindes til minus og LF355, LF356, LF357-typeme fra Texas Instrument, Philips og Siemens skal forbindes til plus. Nogen af kredse har en såkaldt Strobe indgang. Sådan en indgang kan benyttes til at afbryde for udgangssignalet, men i de fleste tilfælde skal man være opmærksom på, at udgangen ved signal på strobe vil skifte til fuld positiv eller negativ spænding.

Fig. G18.1b viser den typiske benforbindelse til enkelte operationsforstærkere i de små firkantede 8-ben huse (8-PIN DIL) eller de runde metalhuse. Fig. G18.2a er et blokdiagram af en typisk Bi-MOS operationsforstærker. Kredsen indeholder hele 3 forstærkertrin, strømforsyningskredsløb og frevens kompensationskondensator. Kondensatoren har til opgave at hindre, at operationsforstærkeren giver sig til at selvsvinge på en tilfældig høj frevens. Det er der nemlig fare for med alle operationsforstærkere. Den meget store ráforstærkning og den høje båndbredde kan give selvsving i uhedligt udformede kredsløb. Fig. G18.2b viser det ganske utroligt store komponentopbud i en operationsforstærker. Hvis man skulle efterbygge dette kredsløb med diskrete komponenter (dvs. standardkomponenter med enkeltfunktioner), vil det have kostet 10 til 100 gange flere penge.

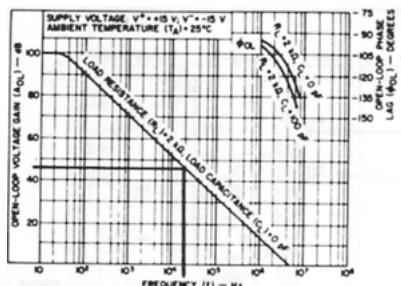
**Fig. G18.2b.**  
**Totalt kredsløbs-**  
**diagram for CA**  
**3140 Bi-MOS**  
**operations-**  
**forstærker.**



### OP-AMP båndbredde

Når IC-fabrikantene opgiver forstærkningen for en kreds, er det normalt ved jævnstrøm. Så snart man tilfører vekselspænding, vil forstærkningen falde. Kredsen kan ikke nå at følge med til hurtige svingninger. En frekvens-båndbredde kurve som i fig. G18.3. er en meget vigtig parameter. På kurven kan man aflæse ved hvilken frekvens, man kan opnå en bestemt forstærkning. Ved at modkoble en del af signalet fra udgangen til invertingindgangen, kan man reducere forstærkningen til det, man ønsker. Det kræver, som vi vil se i de følgende afsnit, blot et par modstande. Vi kan tage et illustrativt eksempel. Vi vil benytte en operationsforstærker af den type, der er afbilledet i fig. G18.4. kurven - en CA3140. Vi ønsker et frekvensområde på 20.000 Hz (det maximalt hørlige). Hvad er den største forstærkning, man kan opnå ved denne frekvens? Det spørgsmål løses ved at gå op i kurven ved første streg til højre for  $10^4$ . Der hvor koordinaten rammer forstærningskurven, kan man finde forstærkningen udtrykt i dB. På den lodrette akse aflæses forstærkningen til ca. 45 dB. Det er omkring 200 gange. Se evt. tillægsafsnittet T4 om db - deci-Bell. ønsker man en forstærkning på 45dB, må man ikke regne med større frekvensområde end 0-20.000 Hz. Af kurven kan man også aflæse, at forstærkningen er faldet til 1 gang ved frekvensen 3,5 MHz (ft). Højere op er kredsen ikke anvendelig til forstærkningsformål. Der vil den i stedet dæmpe signalet.

I de følgende afsnit vil vi vise praktiske eksempler på brugen af forskellige operationsforstærkere i praksis. Disse kredsløb fortæller mere end mange indviklede tekniske beregninger.

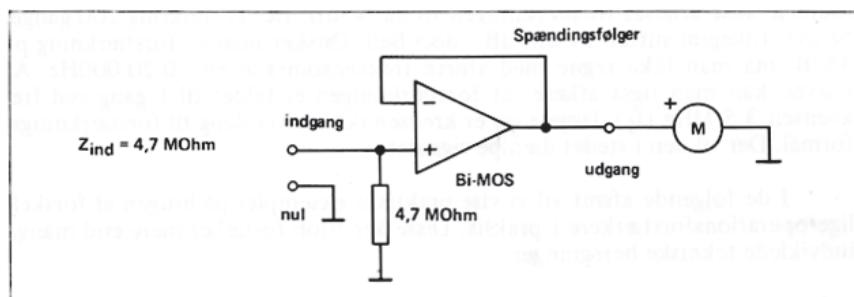


**Fig. G18.3.**  
Forstærkning i forhold til båndbrede for en typisk operationsforstærker CA3140.

### Spændingsfølger

En spændingsfølger benyttes alle steder, hvor man ønsker en lav udgangsimpedans og en høj indgangsimpedans. Det ønsker man mange steder, fordi man normalt ikke vil belaste sin signalkilde, men gerne vil kunne trække en stor strøm. Man indskyder en spændingsfølger.

En Bi-MOS operationsforstærker har en MEGET høj indgangsimpedans og en lav udgangsimpedans. Indgangsimpedansen er typisk 1,5 Tohm (terra ohm) og udgangsimpedansen 60 ohm uden modkobling. Meget symbolsk kan man sammenligne de to størrelser med en vægt med to vægtskål; når man lægger en fjer på 1 gram på den ene skål, skal der et 25 tons lastvognstog på den anden skål for at der er ligevægt! Det må da kunne imponere enhver. Man kan sammenligne en almindelig bipolar operationsforstærker (f.eks. 741) på denne måde, og så skal fjeren sammenlignes med en 8 tons belastning. Spændingsforstærkningen i spændingsfølgeropstillingen er én. Der er altså ikke tale om forstærkning, men kun impedansområdning. Det gælder alle spændingsfølgere. En spændingsfølger benyttes på grund af sit impedansområdningstilstand til mange ting. Hvis man har lange ledninger mellem en måleprobe og et viserinstrument sættes spændingsfølgeren ind FØR den lange ledning, og på grund af den lave udgangsimpedans vil spændingsfølgeren ligesom kortslutte ledningen. Så er den ufølsom over for omgivelsernes elektriske påvirkning, brum og statisk støj. Som spændingsfølger har Bi-MOS'en og operationsforstærkeren sin mindste offsetfejl og sin kraftigste modkobling.



**Fig. G18.4.**  
Spændingsfølger med en gangs forstærkning.

For de som måske ikke er hjemme i de svære ords betydning, kan vi repetere:

**OFFSET fejl:**

Den fejlspænding der skal lægges på indgangen når udgangen er 0 volt. Fejlen ligger normalt på mellem 0,5 til 5 mV.

**CMRR undertrykkelse:**

IC'ens ufølsomhed over for ens ændringer på de to indgange ved balance.

**MODKOBLING:**

Den del af forstærkningen som sendes tilbage i forstærkerens indgang og som skaber IC'ens egentlige forstærkning.

**TOMGANGSFORSTÆRKNING:** Den »rå-forstærkning» IC'en selv er i besiddelse af, og som den har uden modkoblingskredsløb.

Hvis man benytter en almindelig bipolar operationsforstærker som f.eks. 741 i spændingsfølgeropstillingen, vil indgangsimpedansen være lig med råforstærkningen gange med indgangsimpedansen UDEN modkobling. Den tommelfingerregel passer for de fleste almindelige operationsforstærkere i modsætning til alle Bi-MOS'erne, som har indgangsimpedanser i størrelsesorden 1500 Mohm uanset modkobling og forstærkning.

Hvis man ønsker at benytte spændingsfølgeren alene til vekselspændinger må man sætte en kondensator i serie med indgangen. På grund af den høje indgangsimpedans kan kondensatoren være på 1 nF for en nedre grænsefrekvens på 30 Hz! I almindelige transistorkredsløb har man behov for elektrolytkondensatorer på mange uF for en så lav nedre grænsefrekvens.

3dB grænsen udregnes efter den almindelige formel for frekvens/impedans:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times C \times R} = \frac{1}{6,28 \times 1 \times 10^{-9} \times 4,7 \times 10^6} = 33,86 \text{ Hz}$$

## DC-FORSTÆRKER - NON INVERTING

En DC-forstærker (DC = jævnstrøm) benyttes de steder, hvor man ønsker at et svagt jævnspændingssignal skal forstærkes op med en fastlagt faktor.

DC-forstærkere benyttes i forbindelse med målemstrumenter, relæforstærkere og funktionskredsløb af alle arter.

På diagrammet fig. G18.4. vises en sådan DC-forstærker i en såkaldt »non-inverting» konfiguration.

De to udtryk »non-inverting» og »inverting» benyttes ofte i forbindelse med operationsforstærkere, og derfor må man fra starten gøre sig klart, hvad disse udtryk dækker.

### Non-inverting & inverting

Begge udtrykkene er engelske betegnelser, der efterhånden er blevet in-

ternationale, - selvfolgtlig fordi udviklingen af begreberne kommer fra USA og England; som så megen anden elektronik.

NON-INVERTING oversættes direkte med »ikke omvendende». En non-inverting indgang vender derfor IKKE fasen til udgangen. Hvis man påtrykker en positiv spænding på en non-inverting indgang, vil udgangen også svinge i positiv retning. Kobler man signalet fra udgangen tilbage til non-inverting indgangen, vil man få en MEDKÖBLING.

INVERTING oversættes direkte med »omvendende». En inverting indgang vender fasen og signalet med 180 grader til udgangen. Hvis man påtrykker en positiv spænding på inverting indgangen, vil udgangen svinge i NEGATIV retning. Kobler man udgangssignalet tilbage til inverting indgangen, vil man få en MODKÖBLING.

På diagrammer mærker man af praktiske grunde altid non-inverting indgangen med et plus og inverting indgangen med et minus.

## Forstærkning og modkobling med OP-AMP

Når man kobler en Bi-MOS non-inverting, vil det sige, at man sender signalet ind på non-inverting indgangen. Det giver et helt tilsvarende udgangssignal, der er forstærket med den forstærkningsfaktor, som modkoblingen fastlægger.

Nu kan man engang ikke modkoble til non-inverting indgangen direkte, og derfor føres modkoblingen i stedet for fra udgangen til inverting indgangen.

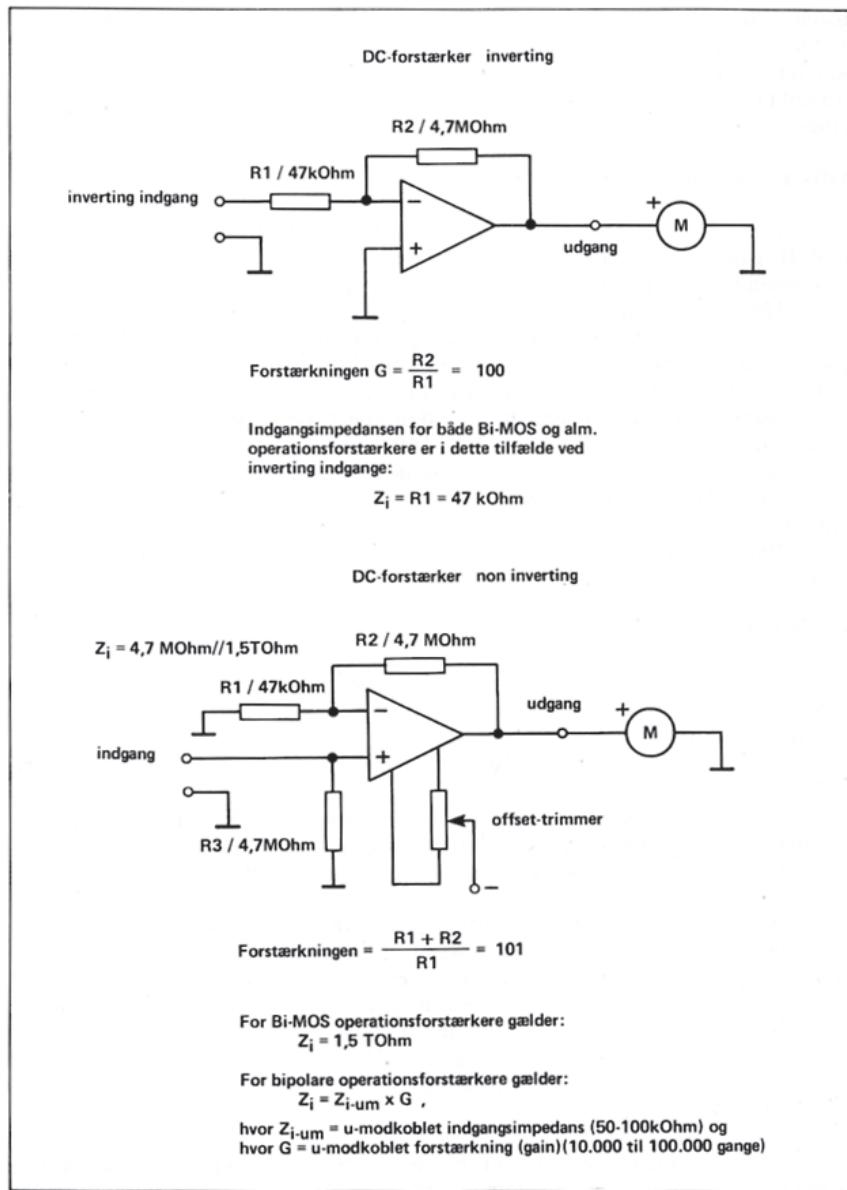
Hvis man ikke ønsker forstærkning er det nok at forbinde en ledning fra udgang til inverting indgang - så får man en spændingsfølger; som i eksempel G18.4.

Hvis man ønsker forstærkning, må man dæmpe modkoblingen. Man kan sige, at man »kvæler» en del af forstærkningen. Det gøres med to modstande i en spændingsdeler, og spændingsdelerens forhold fastlægger forstærkningen. På fig. G18.5. diagrammet er forstærkningsformlen opgivet som spændingsdelerforholdet mellem de to modstande R1 og R2. Man kan ved DC vælge en hvilken som helst forstærkning mellem 1 og den maximale mulige. Det angives i databladet som »open loop voltage gain». Denne størrelse er med Bi-MOS kredse typisk 100.000 eller 100 dB.

For en bipolar operationsforstærker 741 ligger forstærkningen på 10.000-50.000 gange eller 80-90 dB.

## Indgangsimpedans for DC-forstærkere

Det er lidt flot at tale om en indgangsimpedans i forbindelse med DC-forstærkere (jævnstrøm). Ved DC er det en konstant spænding eller strøm, man har med at gøre og reelt en ren ohmsk modstand. Først ved AC forstærkning er der tale om »impedans». I praksis benyttes ordet impedans dog altid om ind- og udgange for operationsforstærkere. Hvis vi har med en Bi-MOS kreds at gøre, bestemmes indgangsimpedansen faktisk kun af den høje indre modstand på 1500 Mohm og den eller de shuntmodstande man kobler over indgangen. Da disse modstande i langt de fleste tilfælde er mange-mange gange lavere end Bi-MOS'ens indre modstand regnes kun med shuntmodstanden.



**Fig. G18.5.**  
**Jævnspændingsforstærker - inverterende indgang.**

For en bipolar operationsforstærker er indgangsimpedansen afhængig af den u-modkoblede forstærkningsrest. Hvis man bruger 100 ganges forstærkning, hvor der er 10.000 ganges forstærkning at tage af, bliver der 100

gange tilbage ved DC. Indgangsimpedansen er lig med impedansen uden modkobling gange med forstærkningsresten. En almindelig 741 operationsforstærker har 50 kohm »open loop» indgangsimpedans. Derfor bliver dens indgangsimpedans lig med  $50 \text{ kohm} \times 100$  (restforst.) = 5 Mohm, - og det er 300 gange ringere end for Bi-MOS'en!

## Offset regulering for DC-forstærkere

Når en DC-koblet forstærker er opbygget med forstærkning på mere end 10 gange, begynder der at komme offset problemer. Offsetfejlen forstærkes nemlig med samme faktor som de andre signaler.

Hvis en operationsforstærker er »født» med en offsetfejl på 5 mV, og man ønsker en forstærkning på 100 gange, får man uvægerligt en fejfspænding på udgangen på 500 mV! Det er næsten altid for meget ved DC drift, og derfor har man ofte to offset-indgange til rådighed for justering af fejlen. De to offset-indgange forbides forskelligt fra den ene type IC til den anden. For Bi-MOS'erne CA3130, CA3140 og CA3160 benyttes et trimmekontakt, hvor midtpunktet skal gå til minus, og potentiometeret skal normalt være på 22 til 100 kohm. Den samme offset regulering kan en bipolar operationsforstærker som 741 også have, men trimmeren skal ligge mellem 1 til 22 kohm. Hvis man benytter en af typerne LF355, LF356 eller LF357 skal offset trimmerens midterben gå til plus i stedet.

## DC-FORSTÆRKER - INVERTING

En DC-forstærker arbejder med jævne spændinger og strømme. Hvis den er koblet »inverting», betyder det, at den vender indgangssignalets polaritet til udgangen.

Hvis man lægger en negativ spænding på indgangen, vil man få en positiv gående udgangsspænding.

Forstærkningen i en inverterende DC forstærker bestemmes af forholdet mellem modkoblingsmodstanden og indgangsmodstanden.

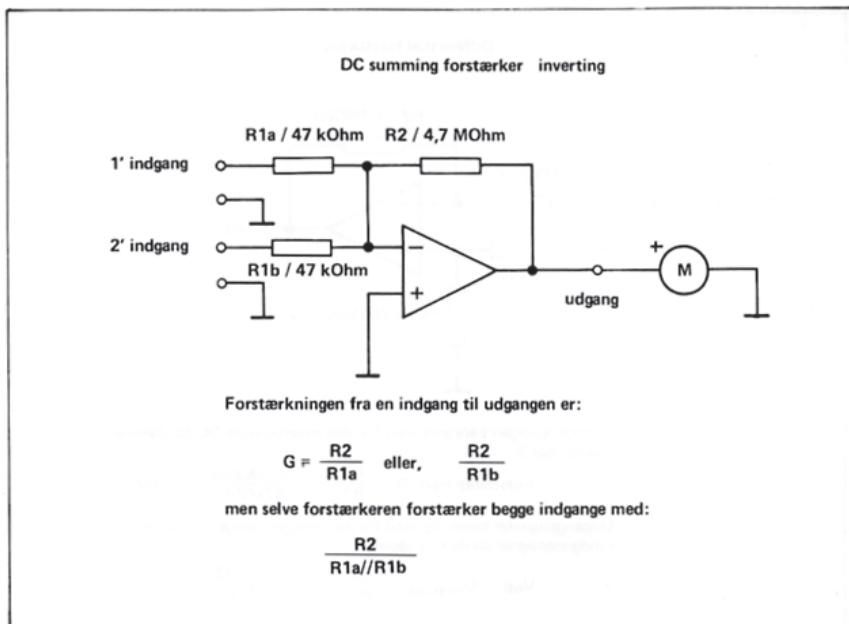
Man kan forklare forstærkningen på følgende måde:

Når indgangssignalet har passeret indgangsmodstanden, går det ind gennem IC'en, som forstærker alt, hvad den kan. IC'en sender en portion tilbage til samme indgang men med modsat polaritet - det er inverteret. Derfor vil dette modkoblingssignal modvirke indgangssignalet. Når man kun sender en lille del af signalet tilbage i modkoblingskredsen, vil indgangssignalet stadig »overdøve» modkoblingssignalet, om end indgangssignalet ikke længere kan drive udgangen op og ned med den fulde styrke.

Den del udgangssignalet er blevet større end indgangssignalet kaldes »forstærkningen», og den benævnes ofte G efter det engelske udtryk GAIN.

Det er modkoblingsmodstanden R2's størrelse i forhold til indgangsmodstanden R1, der giver forstærkningen.

Hvis modkoblingsmodstanden er stor, skal udgangen svinge meget ud for at modvirke indgangssignalet fra indgangsmodstanden.



**Fig. G18.6.**  
**Jævnspændingsforstærker - adderende inverterende indgange.**

### Fordele ved inverting forstærkeren

Da modkoblingsmodstanden sender et signal tilbage til indgangsmodstanden, vil indgången mærket (-) altid ligge fast på samme spænding som (+) indgangen, når IC'en er i balance. I vort tilfælde er (+) indgangen sluttet til nul, og derfor er indgangsimpedansen i denne kobling altid lig med  $R_i$ , - indgangsmodstanden.

Den signalkilde, man tilslutter inverting forstærkeren, ser altså ind i en fast indgangsimpedans, - her 47 kohm. Hvis signalkilden kræver impedanstilpasning, skal man benytte en indgangsmodstand med samme ohm-værdi som signal - kildens indre modstand.

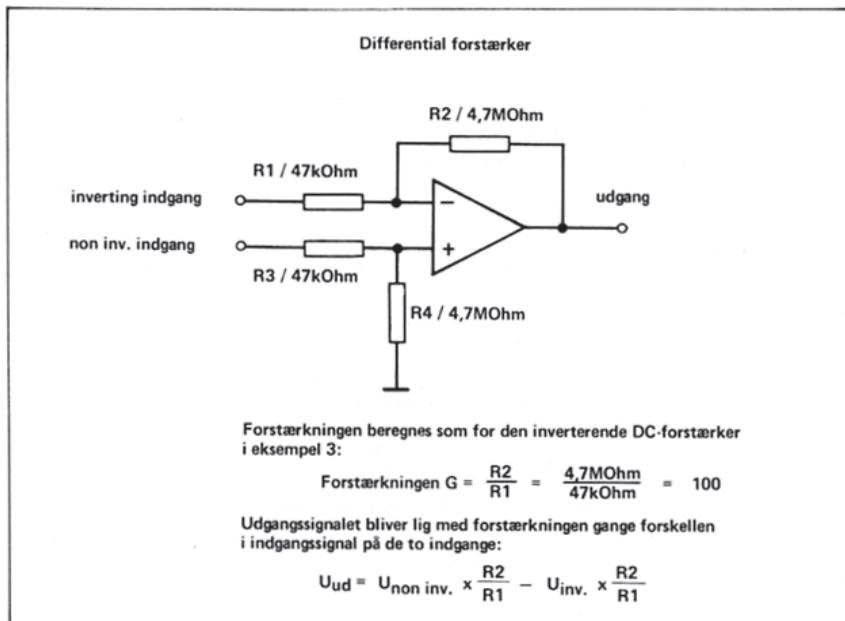
I det tilfælde hvor signalkildens impedans ( $R_i$ ) varierer, har inverting koblingen også mange fordele.

Det er næsten altid sådan, at en lavohm signalkilde giver lave spændinger. Det vil give den maximale forstærkning fra kredsløbet, - og en højimpedanset signalkilde giver ofte en højere spænding fra sig. Det medfører lavere forstærkning.

Inverting forstærkeren ændrer altså automatisk sin forstærkning til en forud fastlagt udgangsspænding for en varierende indgangsimpedans.

### DC-SUMMING FORSTÆRKER - INVERTING

Hvis man udvider den inverterende forstærker med en eller flere ekstra indgangsmodstande, får man en såkaldt »summing» forstærker. De to ind-



**Fig. G18.7.**  
**Jævnspændings differential forstærker.**

gangsspændinger lægges sammen og forstærkes med en faktor, der bestemmes af tilbagekoblingsmodstanden og indgangsmodstanden. (fig. G18.6)

I de tilfælde hvor man skal bruge mange indgange og store forstærkningsfaktorer, kan det være, at man når IC'ens grænse i »råforstærkning». Den samlede forstærkning bestemmes jo af enkelforstærkningerne for hver indgang, og derfor kan man nemt nå op på store forstærkningsfaktorer, når der er mange indgange. Med de benyttede komponenter er forstærkningen fra en indgang til udgangen på 100. Da der er to indgange med denne forstærkning, bliver kravet til IC'en 200 gange. Det er forstærkningen fra hver enkelt indgang, man skal lægge sammen for at få den totale IC-forstærkning.

Ligesom for inverting forstærkeren er indgangsimpedansen lig den ohmske værdi for indgangsmodstanden. Da modkoblingsmodstanden modvirker indgangssignalet på samme måde i summerforstærkeren som i invertingforstærkeren, opnår man ydermere, at de to signalkilder er isoleret fra hinanden, selvom de går til samme indgang. Sammenkoblingspunktet kan reelt opfattes som en kortslutning til nul.

## DIFFERENTIAL FORSTÆRKER

Ordet differential er opstået af differens og altså FORSKEL. Det er netop forskellen mellem de to indgange på operationsforstærkeren, som styrer indgangen. Man kan godt lægge en volt på den ene indgang og en volt

på den anden indgang, men det vil ikke have indflydelse på udgangsspændingen. Der er ingen spændingsdifferens og derfor er udgangen nul volt.

Differentialforstærkeren benyttes ofte balanceret, dvs. med svævende indgange. Derved opnår man, at driftspændingsvariationer og omgivelser ikke påvirker udgangssignalet.

## Komparator

I de tilfælde hvor forstærkningen er meget høj, benævner man differentialforstærkeren KOMPARATOR.

Komparatoren benyttes for det meste der, hvor en lille spændingsændring skal få udgangen til at gå helt fra den ene side af forsyningsspændingen til den anden. Ofte sætter man ekstra krav til omslagshastigheden for komparatorer som f.eks. i digitale voltmetre, hvor komparatoren indgår i »analog/digital» converteren (AD-converter).

## Brokobling

Når forstærkningen i differentialforstærkeren er middel eller lav, dvs. under ca. 1.000 gange, kan man benytte den til måleformål i brokoblninger. Man kan lave en hvilken som helst brokobling med modstande, spoler eller kondensatorer og måle balanceret med de to indgange, inverting og non-inverting.

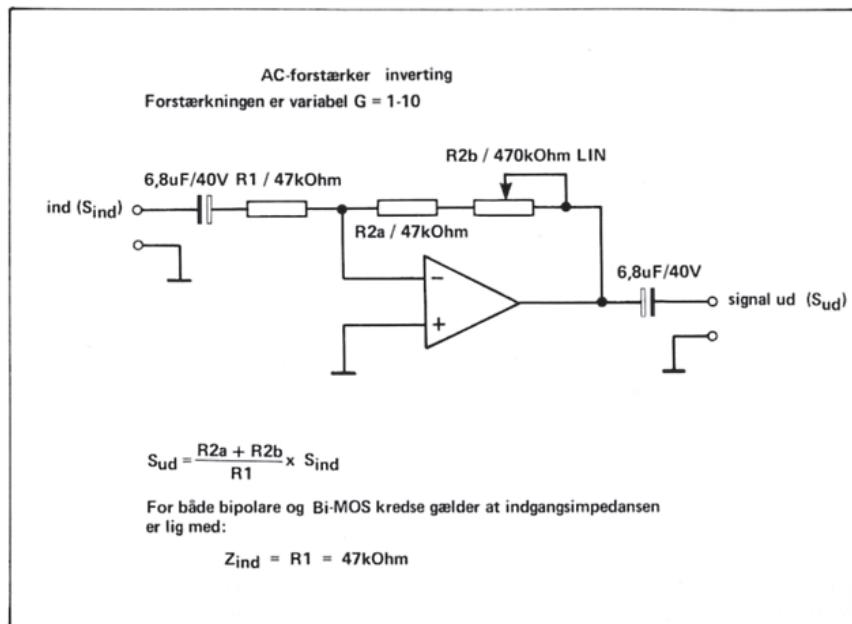
En ren modstandsbro kan fødes med jævnspænding, men hvis man vil måle på kondensatorer eller spoler, må man føde broen med vekselspænding. Det ændrer ikke på beregningerne for selve differentialförstärkeren, men den efterfølgende indikator må selvfølgelig kunne detektere vekselspændingen. Hvis vekselspændingen har en frekvens højere end nogen få Hz, må man koble en småsignalensretter efter.

## CMRR

I alle datablade over operationsforstærkere er størrelsen CMRR opgivet. CMRR betyder Common Mode Rejection Ratio eller på dansk »fælles-signal undertrykkelses faktor». Det er et mål for den balance, operationsforstærkeren er »født» med. Når den er i balance med korrekte udvendige modstande, vil udgangssignalet være upåvirkeligt over for LIGE STORE fejlsignaler på begge indgange. Helt ufølsom for lige store indgangssignaler er den ikke i praksis, men den faktor som angiver, hvor LIDT følsom den er, ligger et antal gange under det en tilsvarende U-BALANCERET opstilling ville være under samme elektriske forhold. Faktoren angives CMRR.

CMRR'en udtrykkes næsten altid i dB, og for CA3140 er den - 90 dB. 90 dB er ca. 30.000 gange, og det betyder, at en fejlpænding på f.eks. 3 volt vil give et udgangssignal på 0,1 mV!

CMRR'en ødelægges, når man ikke tilpasser de udvendige modstande for differentialforstærkeren til balance. Kravet er at modstandene  $R_1 = R_3$  og  $R_2 = R_4$ . Man må altså tilpasse sin forstærkning og indgangsmodstandene til dette krav, hvis opstillingen skal være ufølsom over for ENS fejlpændinger på de to indgange inverting og non-inverting.



**Fig. G18.8.**  
**AC-forstærker - inverting indgang.**

### AC-FORSTÆRKER - INVERTING

Tidligere har vi kun set på Bi-MOS operationsforstærkeren i forbindelse med jævnspændinger. Når man skal benytte den til vekselspænding, vil arbejdsbetingelserne være ændret, specielt når man skal forstærke signaler med højere frekvenser.

På fig. G18.8. har vi opbygget en inverting forstærker med et »gain» på 1-10. Potentiometeret i modkoblingen kan stilles ind i dette område. Indgangssignalet og udgangssignalet tages over et par kondensatorer. Det medfører, at forstærkerens jævnspændingsstabilitet bliver størst mulig. Da kondensatorerne spærre for jævnspændinger, kan man betragte konstruktionen som kraftigst muligt modkoblet, og stor modkobling sikrer stor stabilitet og deraf følgende lille jævnspændingsdrift.

#### Nedre grænsefrekvens

Opstillingen i fig. G18.8. har en nedre grænsefrekvens, som er bestemt af kondensatorernes overføringsevne i forhold til den modstand, de skal »se ind i».

Man beregner en kondensators impedans for en given frekvens efter formlen:

$$Z_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

med frekvensen f indsat i Hz og kondensatoren C's størrelse indsat i Farad.

Når kondensatorens vekselspændingsmodstand  $Z_C$  er lige så stor som den modstand den ser ind i, halveres signalet. Det er den grænse, man interesserer sig for i beregningen af nedre grænsefrekvens. Man indsætter simpelt hen modstandens størrelse og kondensatorens værdi, hvorefter man kan beregne frekvensen:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C} \quad \text{og med værdier efter fig. G18.8.}$$

$$f = \frac{1}{6,28 \times 47 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-6}} = 0,5 \text{ Hz}$$

På samme måde beregner man udgangskondensatoren, men man må vide i hvilken impedans, den skal arbejde.

### Øvre grænsefrekvens

Når frekvensen stiger, kan operationsforstærkeren ikke følge med uenligt højt op. Der er en grænse, og den varierer med den ønskede forstærkning efter en for operationsforstærkeren typisk kurve; benævnt Open Loop Voltage Gain. På den kurve kan man se, hvor stort et frekvensområde, man kan få for en given forstærkning. I fig. G18.3. ses kurven for Bi-MOS'en CA3140. Brugen af denne kurve til bestemmelse af båndbredden er tidligere beskrevet.

### AC-FORSTÆRKER NON-INVERTING

Denne type forstærker er den oftest benyttede. Den er opbygget således, at den kun overfører vekselspændinger, og den vender ikke signalets fase, fordi den fødes på non-inverting (+) indgangen. (Fig. G18.9a)

På indgangen Sind er der koblet en elektrolytkondensator i serie med signalet. Det er den, der spærer for jævnspændinger. Kondensatoren aflades af modstanden  $R_3$  på 4,7 Mohm. Indgangssignalet løber fra indgangen til operationsforstærkerens udgang, og en del af signalet sendes tilbage i »modkoblingssløjfen» til inverting indgangen (-).

På den måde opnår man, at forstærkeren ikke har maximal forstærkning med deraf ringere elektriske data, men at den har en styret forstærkning med gode data.

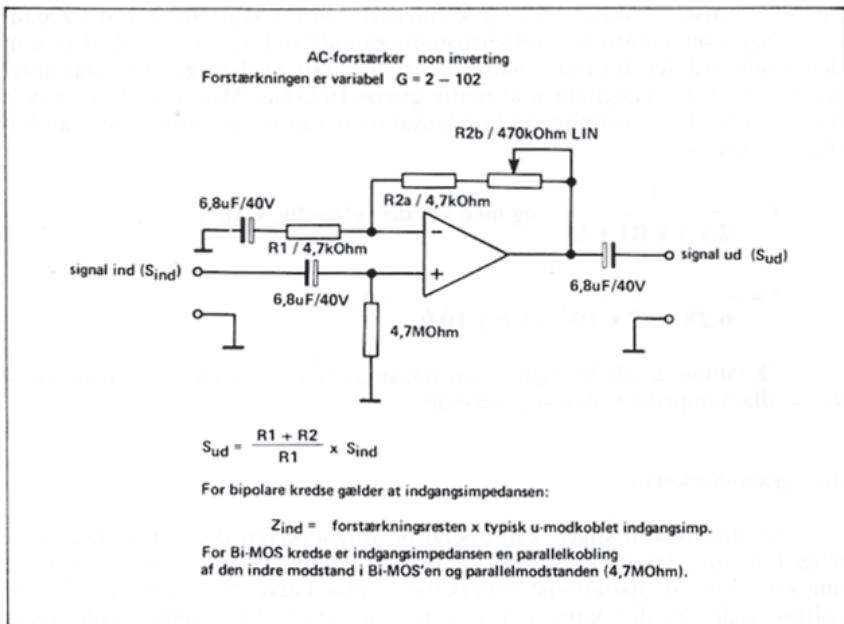
Forstærkningen bestemmes af spændingsdeleren  $R_2$  og  $R_1$  som:

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

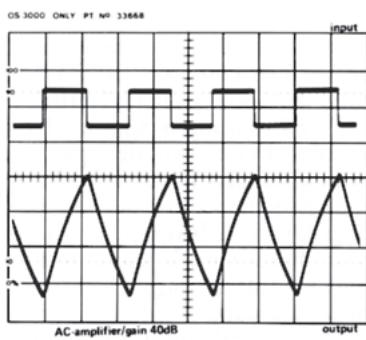
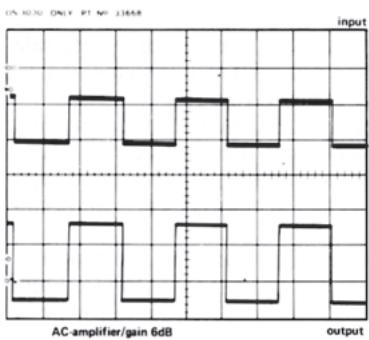
### Forstærkningen er variabel

I den praktiske opstilling fig. G18.9. diagrammet ses det, at  $R_2$  i modkoblingssløjfen er variabel og består af to komponenter, - en fast modstand på  $R_{2a}$  på 4,7 kohm og et potentiometer  $R_{2b}$ , der er på 0 til 470 kohm.

Afhængig af dette potentiometers indstilling opnås en forstærkning på



**Fig. G18.9.**  
AC-forstærker - ikke inverterende indgang.



**Fig. G18.9b-c.**  
Oscilloskopbilleder af indgangssignal (øverst på hver kurve) sammenlignet med udgangssignal ved a. 2 ganges forstærkning og 100 kHz, og b. 100 ganges forstærkning og 100 kHz. I b. udnytter man for høj en forstærkning, og firkantkurven på indgangen bliver savtakformet på udgangen.

2 til 102 gange. Disse tal fremkommer, når man udregner forstørkningen med potentiometeret drejet ind til 0 ohm og ud til 470 kohm.

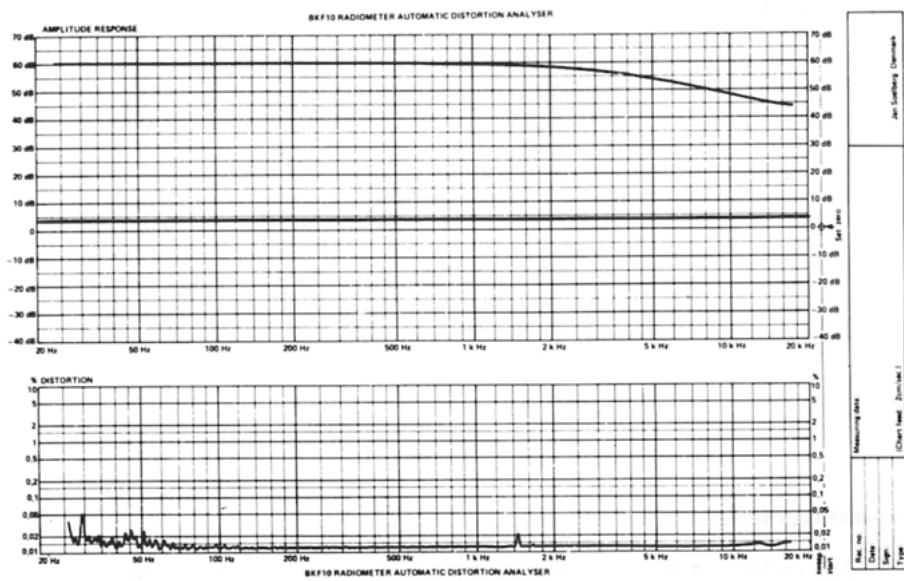


Fig. G18.9d.

Frekvenskurve ved 10 ganges forstærkning og 1.000 ganges forstærkning. Den »for højt» udnyttede forstærkning viser sig som et kraftigt fald i diskantområdet.

### Firkantkurver

Hvis man har adgang til et oscilloskop og en firkant tonegenerator, kan man på en god og forholdsvis billig måde få et indtryk af forstærkerens signalbehandling ved forskellige forstærkninger. Firkantgengivelsen afslører mange af de konventionelle mangler ved en forstærker, - specielt ved høje forstærkninger. På fig. G18.9b ses et dobbelt oscilloskopbillede af indgangssignalet og det dobbelt så store udgangssignal. Bortset fra størrelsesforholdet er der ingen forskel på signalformen. Billedet er optaget med een volt ind og 2 volt ud (pp). På fig. G18.9c ses et lignende billede, men her er forstærkningen 100 gange og frekvensen 100 kHz.

Indgangssignalet er på 10 mV og udgangssignalet er 1.000 mV = 1 V. Oscilloskopattenuatoren er drejet godt ned i følsomhed for udgangsspændingen, så man kan sammenligne de to kurveformer. Udgangssignalets kurveform viser sig at være blevet savtakformet.

Det er fordi forstærkeren ikke kan nå at »følge med» det hurtige indgangssignal på 100 kHz, når forstærkeren samtidig skal være på 100 gange og udgangssignalet på 1.000 mV.

På denne måde kan man få et visuelt indtryk af, hvad netop den operationsforstærker formår, når man begynder at sætte krav til stort udgangssving og højere frekvenser i forhold til middelstore forstærkninger.

## Lavfrekvensanalyse

Såfremt man skal benytte Bi-MOS 3140 til lavfrekvenskredsløb, må man vide noget om dens egenskaber i det hørbare område 20 Hz til 20 kHz. På kurven fig. G18.9d ses frekvensgangen ved 10 dB's forstærkning og ved 50 dB's forstærkning.

Endvidere er der en forvrængningskurve for 10 dB's forstærkning. Ved 10 dB forstærkning er kuven aldeles lineær til 20 kHz, men ved 50 dB forstærkning kniber det i den høje ende. Det er forstærkerens åbensløjfeforstærkning der begynder at have indflydelse.

CA3140 kan jævnfør kurverne anbefales til alle former for forstærkertrin af høj kvalitet, når forstærkningen er under 40 dB, dvs. 100 gange. Man får en forstærker med høj grænsefrekvens, yderst lav forvrængning, høj indgangsimpedans og helt lineær frekvensgang.

## Uønsket signalindstråling

Når en forstærker er bredbåndet og forstærkningen høj, kan man af og til høre »radio MOSKVA« eller kraftigt brum. Disse problemer bliver ikke mindre med en Bi-MOS forstærker som CA3140, der har en indgangsmodstand på 4,7 Mohm. I de fleste tilfælde vil brummet nok være det værste.

For at eliminere brum kan man indbygge opstillingen i en lille metalkasse og forbinde kassens metal til stel/nul på forsyningsspændings tilgangens nul. Ved HF-indstråling kan det være nødvendigt at sætte en modstand i serie med indgangssignalet og måske endog en lille kondensator (10-100 pF) over indgangsterminalerne.

## Nedre grænsefrekvens

Kondensatorerne i ind- og udgang samt afkoblingskondensatoren i spændingsdelen bestemmer den nedre grænsefrekvens.

Indgangskondensatoren har en 3 dB grænsefrekvens nedadtil, som bestemmes af indgangsmodstanden.

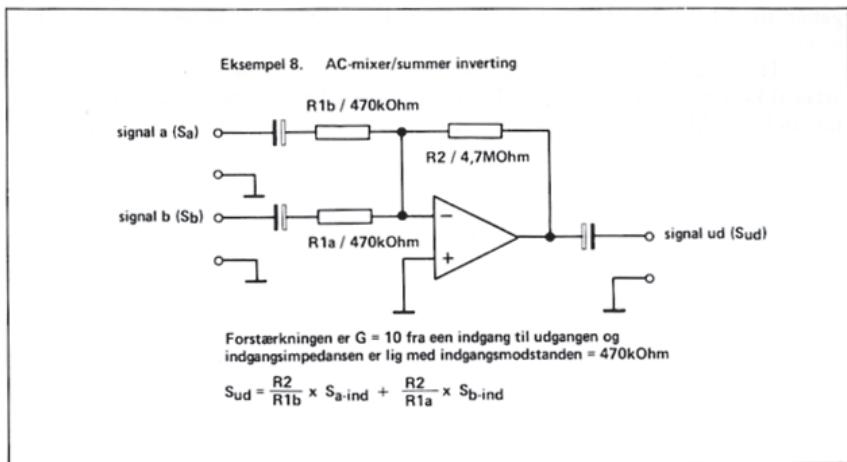
Denne frekvens er:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times C \times R} = \frac{1}{6,28 \times 6,8 \times 10^{-6} \times 4,7 \times 10^6} = 0,0059 \text{ Hz!}$$

I forhold til denne lave størrelse er det klart, at kondensatoren kan være tusind gange mindre og stadig overføre 5 Hz uden tab. Da 20 Hz er den laveste hørbare frekvens, er kondensatoren rigelig stor.

Kondensatoren i udgangen bestemmes af den belastning, man vil tilkoble. Vi kan tage problemet fra den anden side ved at udregne, hvor lav en belastningsmodstand, man kan tillade uden at frekvensen 20 Hz beskæres:

$$R_{bel} = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} = \frac{1}{6,28 \times 20 \times 6,8 \times 10^{-6}} = 1,2 \text{ kohm.}$$



**Fig. G18.10.**  
**Signalmixning uden gensidig påvirkning med en operationsforstærker i »summer» eller adder konfiguration.**

Endelig er der spændingsdelerkondensatoren på 6,8 uF at beregne. Denne kondensator er indsat for at operationsforstærkeren skal kunne arbejde fuldt jævnspændingsmodkoblet, hvilket giver laveste offsetfejl.

Den nedre grænsefrekvens for den beregnes efter modstanden »den ser ind i», dvs. 4,7 kohm. Ved brug af samme formler bliver 3 dB fn her lig 5 Hz. Prøv selv at regne efter!

### AC-MIXER/SUMMER INVERTING

Denne kobling benyttes i alle former for hel og halvprofessionelle mixersystemer. Ofte ses den omtalt adder.

Det er fordi den lægger de to indgangssignaler sammen til et. Det sker endog sådan, at een indgang ikke indvirker på en anden selvom modstandene er koblet sammen. Det er modkoblingen, der giver adskillelsen. Modkoblingen sender nemlig lige så meget signal tilbage, som man sender ind på een eller flere af indgangene.

Med de i diagrammet benyttede komponenter er der en forstærkning på 10 gange fra hver indgang til udgangen. Ved at gøre alle modstande lige store bliver forstærkningen én.

### IC-forstærkning i mixeren

Når man skal regne på en mixers formåen, må man benytte den totale forstærkning. Ved at sammenligne kurven fra forrige eksempel kan man se, at der ikke må udnyttes mere end 40 dB/100 ganges forstærkning, før data forringes.

Hvis man udnytter mixeren med 10 ganges forstærkning til to indgange, må selve IC'en forstærke 20 gange. Den øvre grænse er i dette tilfælde 10 ind-

gange med hver 10 ganges forstærkning. Det bliver 100 ganges totalforstærkning.

Hvis man skal benytte mixeren til 100 indgange, må forstærkningen altså ikke være større end én! Ellers falder forstærknings båndbreddeproduktet under 20 kHz.

# G19 - FILTRE

## LAVFREKVENS FILTRE OG TONEGENERATORER

I afsnittet G13 om spoler og kondensatorers vekselstrømsmodstand snusede vi lidt til, hvad en serieforbindelse af en modstand og en kondensator kunne gøre med vekselspændingen ved forskellige frekvenser. I dette afsnit vil vi se på, hvorledes man benytter een og flere RC-led til lavfrekvensformål, - dvs. påvirkning af det hørbare toneleje. Det regnes fra 20 Hz til 20 kHz, når vi taler om forstærkere, selvom et normal menneskes hørelse i virkeligheden opfatter frekvenser mellem 16 Hz og 16-18 kHz. I det høje område vil ørets følsomhed falde med alderen. Indtil 30-års alderen vil de fleste kunne opfatte høje frekvenser til 18 kHz, men i 50-års alderen vil frekvensopfattelsen sjældent gå højere end til 12-15 kHz, og i 70-års alderen vil man næppe kunne høre toner over 5-8 kHz.

Men den opfattelse vi har af lyd er ikke alene afhængig af alder, men også af den styrke, hvormed lyden gengives. Det har det engelske forsøkspar Fletcher-Munson optegnet i en kurve omkring 1930. Fletcher-Munson hørekurven er afbilledet i fig. G19.1., og af den kan vise, at man ved lave lydstyrker skal have meget højere bas og diskant for at opnå samme lydopfattelse. I bas og diskantområdet er lydopfattelsen ved lav styrke meget ringe. Derfor indbygger de fleste forstærkerfabrikanter filtre i forbindelse med volumenkontrolen. Filterne har til opgave at modvirke en styrkesænkning i bas og diskantområdet, og en sådan volumenkontrol benævnes »fysiologisk« eller »buddness».

Desværre kan selv den bedste fysiobogiske kompensation ikke kompensere for lydopfattelsen, hvis man benytter andre højtalere end dem, forstærkerfabrikanten har lavet kompensationen for. Tilslutter man en forstærker med fysiologisk volumenkontrol til tilfældige højtalere, kan kompensationen nemt blive for svag eller for kraftig. Det medfører, at lyden kan opfattes for spids eller for rund ved neddrejet styrke. Det kan man kompensere for ved at korrigere frekvensområdet på bas og diskantkontrollen. Derfor er frekvenskontrollerne på en forstærker vigtige for at kunne indstille frekvensområdet ved varierende lydtryk.

I det følgende vil vi omtale sådanne tonefiltre, - dels fast indstillede og dels variable filtre, og til sidst afsluttes med en beskrivelse af forskellige tonegeneratorer.

## BASFILTER

Fig. G19.2a viser det simplest mulige basfilter og kurven fig. G19.2b illustrerer, hvorledes filteret fungerer. Kondensatoren C sender indgangssignalet til udgangen, men for lave frekvenser vil kondensatoren udgøre en stor modstand (impedans), og derfor vil de lave frekvenser blive spændingsdelt mellem kondensatoren og modstanden. Ganske som i en modstandsopbygget spændingsdeler. På grund af den i afsnit G13 beskrevne fasedrejning, vil der komme 70 % signal ud af filteret, når kondensatorens impedans og modstands-

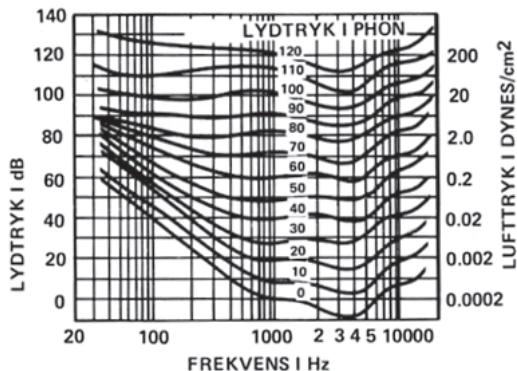


Fig. G19.1a.

Fletcher-Munson kurven viser ørets lydopfattelse af rene tonefrekvenser ved forskellige styrker (amplituder- målt i dB).

Fig. G19.2a Bas filtrering

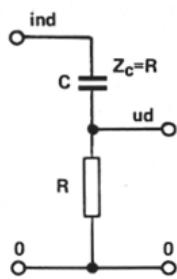


Fig. G19.2b

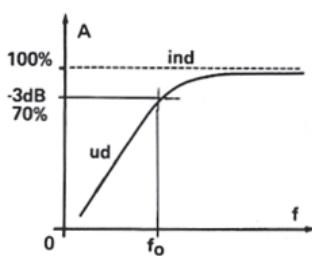
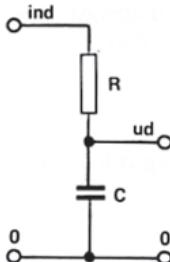
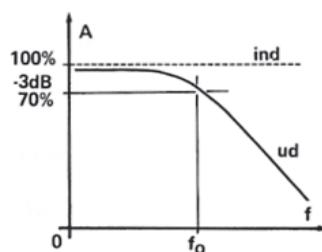


Fig. G19.2a.

Simpelt CR-led til basfiltrering.

Fig. G19.2b.

Ved overgangsfrekvensen er amplituden faldet 3dB.

**Fig. G19.3a Diskant filtrering****Fig. G19.3b**

**Fig. G19.3a.**  
**Simpelt RC-led til diskant filtrering.**

**Fig. G19.3b.**  
**Ved overgangsfrekvensen er amplituden faldet 3 dB.**

værdien er lige store. Spændingerne vil ikke deles med 50 % til hver som i en modstandsspændingsdeler. Man udtrykker det i den bogaritmiske skala som 3 dB ved den ønskede overgangsfrekvens  $f_h$ . Forkortelsen  $f_h$  betyder frekvenshigh og indikerer, at de høje frekvenser overføres godt, mens de lave selvfølgelig dæmpes. Med en 3 dB overgangsfrekvens får man en frekvensafhængig styrkeændring på 6 dB per oktav. Betegnelsen oktav beskriver en frekvensændring på det dobbelte eller det halve af grundfrekvensen. Er grundfrekvensen 1.000 Hz, vil området fra 1.000 til 2.000Hz udgøre en oktav. Det samme gælder området nedaf fra 1.000 til 500Hz. Det er også en oktav. Med et 3 dB filter får man en styrkeændring på 6 dB per oktav. Det kan vi illustrere med et eksempel. Hvis vi udregner en overgangsfrekvens på 1.000 Hz, vil signaændringen blive 3 dB ved denne frekvens. Ved 2.000 Hz er ændringen 6 dB, ved 4.000 Hz er den 12 dB, ved 8.000Hz i 8 dB og ved 16.000 Hz 24 dB. I afsnittet T4 beskrives regnemetoden dB, og man vil her kunne fmde ud af, at 24 dB svarer til en signalændring på ca. 16 gange (15,84).

Før vi kan beregne kondensatorværdien, må vi fastsætte modstanden  $R$ 's værdi.  $R$  bør altid i simple beregninger vælges til  $1/10$ 'del af indgangsimpedansen i den forstærker, man sætter på udgangen af filteret. Kan man ikke det på grund af en stor belastning af signalkilden, må modstanden  $R$  beregnes som en parallelforbindelse mellem  $R$  og den efterfølgende forstærkers indgangsimpedans. I nogen tilfælde må man endog helt undlade (afbryde) modstanden  $R$  og alene beregne kondensatorens størrelse efter den efterfølgende forstærkers indgangsimpedans. Det gælder f.eks. et højttalerdelefilter. Her kan man ikke benytte nogen  $R$ -modstand men alene den tilsluttede højtalers impedans. Vi kan prøve to typiske beregningseksempler:

- 1) Lavfrekvens basfilter til indskydelse mellem en forstærker og en udgangsforstærker. Filteret skal dæmpe rummel fra en gramofon

ved 40 Hz og udgangsforstærkerens tilslutningsimpedans er 100 kohm, og forstærkerens udgangsimpedans er 1 kohm.

Først vælger vi en R-modstand på 1/10' del af udgangsforstærkerens indgangsimpedans. Det er 1/10' del af 100 kohm = 10 kohm. På dette grundlag kan kondensatoren C beregnes:

$$C = \frac{157}{ZR \times f_1} = \frac{157}{10.000 \text{ ohm} \times 40 \text{ Hz}} = 0,39 \text{ uF} \text{ og vi kan vælge}$$

vælge enten 0,47 eller 0,22 uF standardværdien.

0,22 uF kondensatoren vil give en lidt højere frekvens (71,3 Hz) og 0,47 uF kondensatoren en lidt lavere frekvens (33,4 Hz). Hvis denne nøjagtighed ikke er tilfredsstillende, må man benytte en anden modstand. Kombinerer man en 0,22 uF kondensator med en modstand på 18 kohm (17,84 kohm reel) får man nøjagtigt 40 Hz. Vi kan nu prøve et eksempel, hvor man ikke benytter modstanden R, men i stedet en 8 ohm's højttaler:

- 2) Diskant højttaler filterkondensator til 8 ohm's højttalere. Filtergrænsen vælges til 2.500 Hz.

Denne kondensator (husk altid bipolar type til vekselspænding) udregnes direkte til højttalerimpedansen:

$$C = \frac{157}{Zht \times f} = \frac{157}{8 \text{ ohm} \times 2.500 \text{ Hz}} = 7,85 \text{ uF} = 8 \text{ uF.}$$

## DISKANT FILTER

Man kan opbygge et diskantfilter på helt samme måde som et basfilter og med de helt samme forudsætninger. Blot skal kondensator og modstand byttes om som vist i fig. G19.3a-b. Filterets beregning er også den samme. I diskantfilteret vil kondensatoren ved overgangsfrekvensen »kvæle« diskanttonerne. Ligesom før kan serieforbindelsen af modstand og kondensator udregnes som en spændingsdeler. Ved overgangsfrekvensen er modstandsverdi den samme som kondensatoren's impedans. Vi kan tage et nemt eksempel på et diskantfilter til indskydelse mellem en forstærker og en udgangsforstærker af samme type som ved beregningen af basfilteret fig. G19.2. Et praktisk eksempel er udregningen af kondensatorens værdi med en modstand R på 10 kohm og en overgangsfrekvens på 10 kHz (nålestøjsfilter):

$$C = \frac{157}{ZR \times fh} = \frac{157}{10 \text{ kohm} \times 10 \text{ kHz}} = 1,57 \text{ nF} = 1,5 \text{ nF}$$

Dette filter vil give den ret høje afskæringsfrekvens 10 kHz, som næppe er hørbar i forbindelse med audiosignalet, men alligevel kan fjerne en del sus. Ønsker man en kraftigere virkning, vælges en lavere frekvens fo. Ved frekvensen 5 kHz skal C være 3,14 nF = 3,3 nF.

Fig. G19.4a Diskant hævning

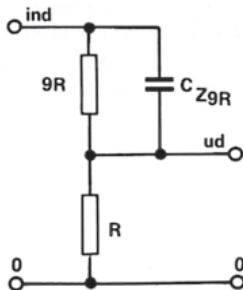


Fig. G19.4b

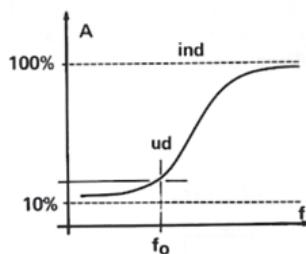


Fig. G19.4a.

Ved diskanthævning uden forstærkning dæmpes signalet først. I dette tilfælde er dæmpningen 20 dB - 100 % til 10 %.

Fig. G19.4b.

Kurve over passivt filter til diskanthævning.

## DISKANTHÆVNING

I de to foregående eksempler har vi udelukkende omtalt filtre, der kan skære bas og diskant væk. Vil man i stedet have øget bas eller diskant, er det nødvendigt først at dæmpe hele signalniveauet i en spændingsdeler, og derefter hæve det ønskede område. Sådan en opstilling vil kræve, at forforstærkeren kan levere signal nok til dæmpningen. Er det ikke tilfældet, må man indskyde en  $\times 10$  forstærker efter filteret. Sådan en forstærker kan opbygges med transistorer (afsnit G17) eller operationsforstærkere (afsnit G18).

I fig. G19.4. har vi opbygget en »diskanthævning«. De to modstande R og 9R dæmper signalet nøjagtigt 10 gange. Teoretisk set skal man benytte modstande i dette forhold for at få indgangssignalet dæmpet 10 gange fra f.eks. 1 volt til 100 mV. Det kaldes en 20 dB's signaldæmpning. Med denne dæmpning kan man så med kondensatoren hæve den ønskede frekvensområde op til indgangssignalets niveau (1 volt i eks.).

I praksis vil man anvende to modstande på f.eks. 82 kohm på 9R's plads og 10 kohm på R's plads. Det giver et dæmpningsforhold på 9,2 gange i stedet for 10 gange, som man ikke kan få med standardkomponenter. Man kan godt nok købe modstande på 10 kohm, men 90 kohm er det vanskeligt at skaffe.

Vi kan nu prøve at beregne et praktisk eksempel på diskanthævning med modstandene 82 kohm på 9R's plads og 10 kohm på R's plads:

$$C = \frac{157}{Z9R \times fh} = \frac{157}{82 \text{ kohm} \times 2,5 \text{ kHz}} = 765 \text{ pF} = 680 \text{ pF.}$$

Som det ses af eksemplet har udgangspunktet for beregningen været en frekvens på 2,5 kHz. Vi har altså fra starten forudsat, at diskanttoneme skal hæves med 3 dB ved 2,5 kHz. Af forklaringen i fig. G17.1. kan vi da slutte, at diskanten ved 5 kHz - en oktav højere - er 6 dB, og at den er hævet med 12 dB ved 10 kHz. Når vi nærmer os 20 dB's diskanthævning, kan spændingsdeleren ikke give mere signal, fordi kondensatoren C da virker helt kortsluttet for høje frekvenser. Da vil udgangsspændingen være lige så stor som indgangsspændingen.

Fig. G19.5a

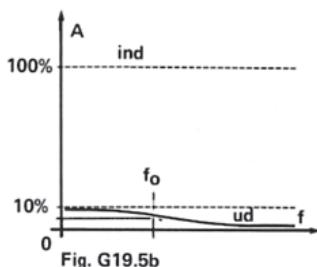
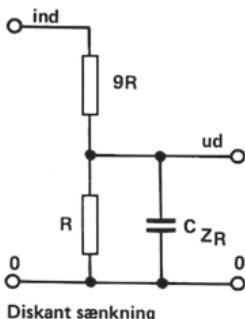


Fig. G19.5a.

Ved diskantsænkning i forbindelse med hæve-kredsløbet fig. G19.4. dæmper man først 20 dB

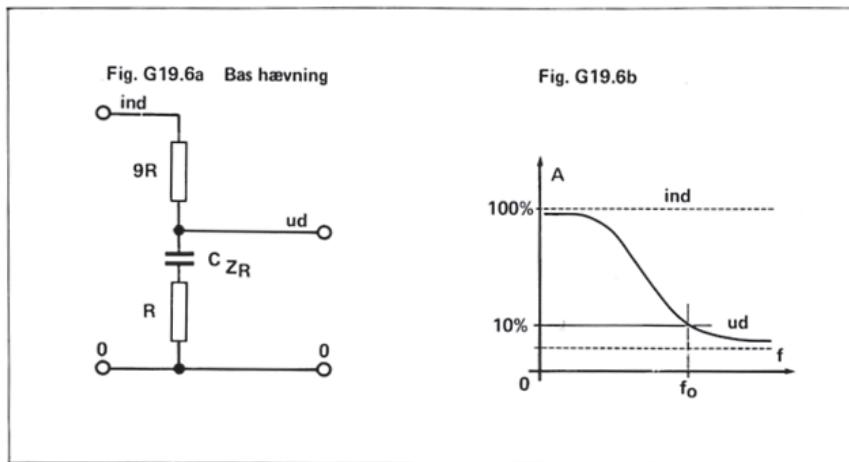
Fig. G19.5b.

Før diskantsænkningen reduceres signalet til 10 % af det oprindelige.

## DISKANTSÆNKNING

Flytter vi nu kondensatoren fra det foregående eksempel ned på modstanden R - som vist på fig. G19.5. - vil hele signalet dæmpes 10 gange, og diskantsignalet dæmpes yderligere af kondensatoren C, som nærmest kortslutter udgangssignalet. Overgangsfrekvensen f<sub>1</sub> udregnes nu efter den modstand kondensatoren virker over. Det er modstanden R. Benyttes samme modstande som i det tidligere eksempel, kan man udregne en ny kondensatorværdi ved samme frekvens - 2,5 kHz. Kondensatorens impedans ZC skal ved -3 dB være den samme som modstanden R's værdi:

$$C = \frac{157}{f_h \times R} = \frac{157}{2,5 \text{ kHz} \times 10 \text{ kohm}} = 6,28 \text{ nF}$$

**Fig. G19.6a.**

Ved bashævning sænkes grundsignalet først fra 100 % til 10 %, derefter hæves det ønskede basområde igen til 100 %.

**Fig. G19.6b.**

Kurve over passivt filter til bashævning.

## BASHÆVNING

Med de samme forudsætninger som i de to foregående eksempler kan man, som i eksempel fig. G19.6., opbygge en bashævning. Ved basregulering må man indskyde den frekvensbestemmende kondensator i serie med den modstand, den skal virke over. I fig. G19.6. er kondensatoren indsatt i serie med bundmodstanden R. Kondensatoren vil for bastoner virke som en stor modstand. Derved dæmper spændingsdeleren mindre end den skulle ved bastoner, og der kan ved bastonerne komme samme signal ud, som man sender ind. Vi kan nu tage et eksempel med samme modstande som før og vælge en bassfrekvens-hævning ved 150 Hz:

$$C = \frac{157}{Z_R \times f_1} = \frac{157}{10 \text{ kohm} \times 150 \text{ Hz}} = 104 \text{ nF} = 100 \text{ nF}$$

## BASSÆNKNING

Man kan sænke bastonerne ved at placere den frekvensbestemmede kondensator i den anden modstand, 9R. Det vises på fig. G19.7. Kondensatoren vil da ligge i serie med indgangssignalet og udgøre en stor impedans i serie med signalet. Derfor vil spændingsdeleren i basområdet ikke få noget bassignal at dele. Kondensatoren virker over 9R modstanden. Hvis vi vælger R til 10 kohm, 9R til 82 kohm og bassænker frekvensen til 15 0Hz, kan kondensatoren C beregnes:

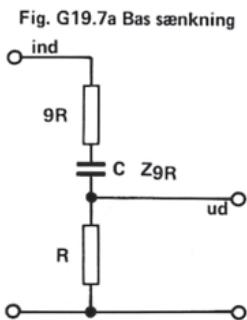


Fig. G19.7a Bas sækning

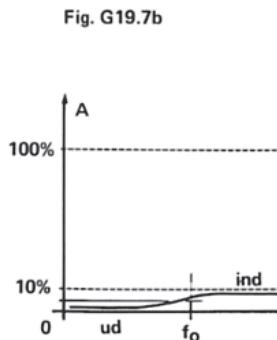


Fig. G19.7b

Fig. G19.7a.

Ved bassænkning i forbindelse med bashævning sænkes signalstyrken først 20 dB. Derefter sænkes bassignalet yderligere under dette niveau.

Fig. G19.7b.

Før bassænkningen reduceres signalet til 10 % af det oprindelige.

$$C = \frac{157}{Z9R \times f1} = \frac{157}{82 \text{ kohm} \times 150 \text{ Hz}} = 12,8 \text{ nF} = 10 \text{ nF}$$

Vælges kondensatoren for lav, vil bassen sænkes i begyndelsen af mellemtoneområdet, og vælges den for stor, vil kun dybbassen sænkes.

## KOMBINATIONSFILTER

Man kan - som det er vist i eksempel G19.8. - udmærket anvende kombinationer af de 4 grundfiltre. I det viste eksempel er der udført en såkaldt RIAA kompensation. Denne filterkarakteristik benyttes i grammofonforstærkere, fordi man efter RIAA normen indspiller grammofonpladerne med for meget diskant og for lidt bas. Årsagen er den simple, at grammofonrillerne fylder ret så meget i basområdet og kun ganske lidt i diskantområdet. Fig. G19.8. filteret skal iflg. RIAA modforvrængnings karakteristikken hæve basområdet med 3 dB fra 500 Hz og sænke diskantområdet med 3 dB fra 2150 Hz. Hævning og sænkning skal i styrke (amplitude) være på +/- 20 dB, hvorför man behøver en spændingsdeler på 1/10. Kan vi affmde os med en nøjagtighed på 10 %, kan der benyttes samme modstande som i de tidligere eksempler, 99R = 82 kohm, 9R = 10 kohm. Modstanden R hindrer, at diskanten falder til mere end -20 dB (10 gange). Det er årsagen til »omdøbningen» af modstandsbetegnelserne. R skal da være på 1 kohm. På dette grundlag kan kondensatorerne beregnes:

Fig. G19.8a RIAA-filter

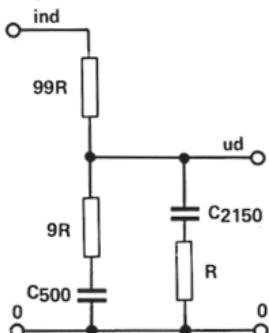
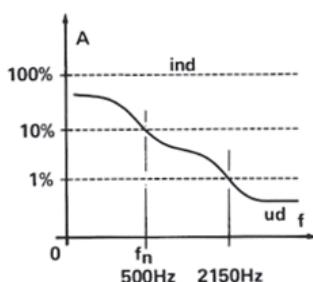
Fig. G19.8b  
RIAА-KURVE

Fig. G19.8a.

Passivt RIAA-grammofonfilter med 20 dB grunddæmpning.

Fig. G19.8b.

RIAА-filteret hæver i basområdet ved 500Hz og sænker samtidig ved 2150Hz.

$$C_{500} = \frac{157}{9R \times f_n} = \frac{157}{10 \text{ kohm} \times 500 \text{ Hz}} = 31,5 \text{ nF} = 33 \text{ nF}$$

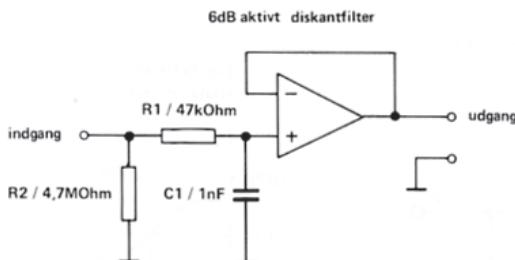
$$C_{2150} = \frac{157}{9R \times f_h} = \frac{157}{10 \text{ kohm} \times 2150 \text{ Hz}} = 7,3 \text{ nF} = 6,8 \text{ nF}$$

Benytter man forstærkning i forbindelse med filtre, kan man opnæve den kedelige spændingsdeling af signalerne. I det følgende beskrives en række filterkonstruktioner, der anvender operationsforstærkere til opnævning af signaldæmpningen. Af nemheds grunde benyttes operationsforstærkere til opgaven. De er væsentlig nemmere at opbygge og beskrive, fordi man ikke skal tage særlige impedanshensyn som i transistorkonstruktioner.

## 6 dB DISKANTFILTER MED OPERATIONSFORSTÆRKER

Diskantfilteret er af LOW PASS typen. Det vil generelt lade de dybe toner passere men dæmpe de høje og kan benyttes til at filtrere andet end diskant i toneområdet. Man kan beregne komponenterne således, at kun sub-lave frekvenser overføres, og hele det hørbare tonefrekvensområde dæmpes. Det benyttes f.eks. når man vil måle medicinsk på nerveimpulser. Der har man ikke brug for de hørbare frekvenser, men kun for de »blop», der kommer. Ofte kobler man mange filtre efter hinanden, for at filtervirkningen kan blive skarp nok.

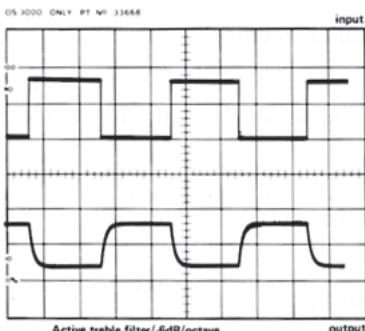
Low pass filteret kan naturligvis også beregnes til høje frekvenser, hvor man vil have overført det hørbare frekvensbånd ubeskåret, men ønsker de harmoniske frekvenser beskåret.



Eksemplet viser diskantfiltrering på 3,4 kHz.  
Når man har valgt to størrelser kan den tredje beregnes.  
Her er modstanden R1 på 47kOhm og C2 på 1nF.

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{6,28 \times 47 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 3,4 \text{ kHz}$$

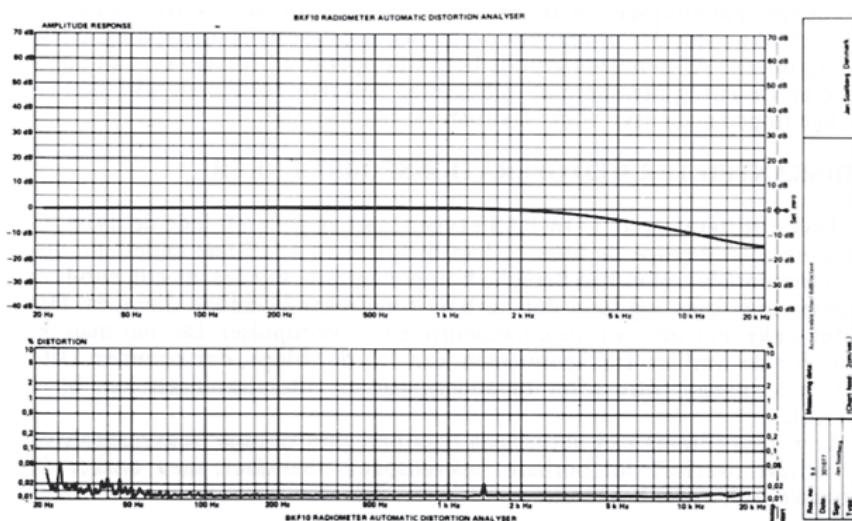
hvor f = overgangsfrekvensen, hvor signalspændingen er halveret, dvs. -6dB.



**Fig. G19.9a.**  
**Diagram og beregningsformler for et 6 dB diskantfilter.**

**Fig. G19.9b.**  
**Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal med 6 dB diskantfilteret.**

**Fig. G19.9c.**  
**Lavfrekvensanalyse af forvrængning og amplitude med 6 dB diskantfilteret på Radiometers måleudstyr BKF10.**



Endelig kan man benytte low pass filtre til en mængde forskellige elektroniske måleinstrumenter.

På diagrammet fig. G19.9. findes også formlerne for beregning af forskellige overgangsfrekvenser.

De valgte komponenter giver en diskantafskæring på 3,4 kHz.

## Firkantkurver

På oscilloskopbilledet fig. G19.9b ses indgangssignalet og udgangssignalet. Indgangssignalet er pænt firkantet og udgangssignalet er rundet af, hvor spændingen stiger og falder. Kurveformen er typisk for RC-led og filtre af første orden. Frekvensen er 1 kHz, og hvis man ved denne prøve på en almindelig linear forstærker får sådan en kurve, er frekvensgangen i uorden.

## Lavfrekvensanalyse

Lavfrekvensanalysen på fig. G19.9c viser frekvensgang og forvrængning for et 6 dB lowpass filter. Det ses tydeligt, at 3 dB overgangsfrekvensen er 3,4 kHz, og at signalet ved 6,8 kHz er faldet til 6 dB. Derefter falder signalet med 6 dB per oktav (frekvensfordobling). Såfremt man flytter overgangsfrekvensen, vil kurven flytte med op eller ned. Den vil have samme form og altså hverken blive mere eller mindre stejl for denne type filter.

Forvrængningen er lav og simpelthen »iorden». Den er lige så lav eller lavere end måleudstyrets, - helt tæt på bundlinien. Den lille spids på midten af kurven og »fnilderet» i den lave ende fra 50 Hz og ned er støj fra omgivelser og måleudstyr. Opstillingens nedre grænsefrekvens er ikke begrænset. Der er ikke vist nogen koblingskondensator. Den sidder som oftest i måleudstyr eller signalkilde. Hvis ikke, kan man montere en hvilken som helst kondensator større end 100 nF til indgangen. Modstanden over indgangen er 4,7 Mohm. Den er anbragt for at sikre, at forstærkerens non-inverting indgang ikke kommer til at svæve DC-mæssigt. Om det ønskes kan man koble en kondensator på udgangen, men de fleste forstærkere, man ønsker at teste, er forsynet med en i indgangen, - så det er nok »dobbelt konfekt» at montere een mere. Hvis man gør det, skal den være stor nok til, at lavfrekvente toner overføres i den tilkoblede forstærkers indgang. En kondensator på 6,8  $\mu$ F/40 V er næsten altid tilstrækkelig. Hvis man benytter en større, kan man risikere, at det tager en rum tid, før indgangsforstærkeren lades op - efter at opstillingen er tændt, og lyden »forsinkes».

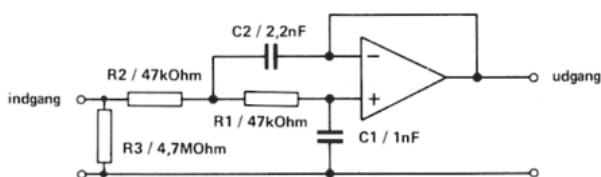
## 12 dB aktivt diskantfilter

Hvis det simple diskantfilter ikke afskærer skarpt nok, kan man lave et 12-pol filter ved at tilføje en kondensator og en modstand mere. Det er en billigere løsning end at tilkoble en ekstra spændingsfølger via et 6 dB filter.

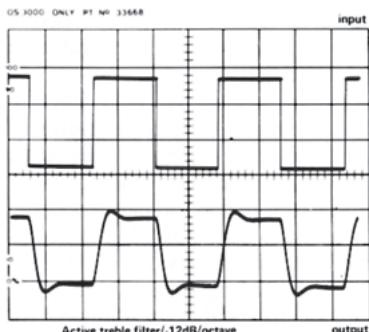
I det tonefrekvente område kan det ofte være en fordel at benytte sådan et filter i stedet for det simple 6 dB filter. Man kan mere effektivt afskære generende sus fra en tuner eller krads fra en plade, UDEN at mellemtoneengivelsen forringes væsentligt.

Praktiske forsøg med en »susbefængt» FM-tuner og svage stationer viste, at almindelige mennesker ikke kunne høre, at gengivelsen blev forringet, når

12dB aktivt diskant filter



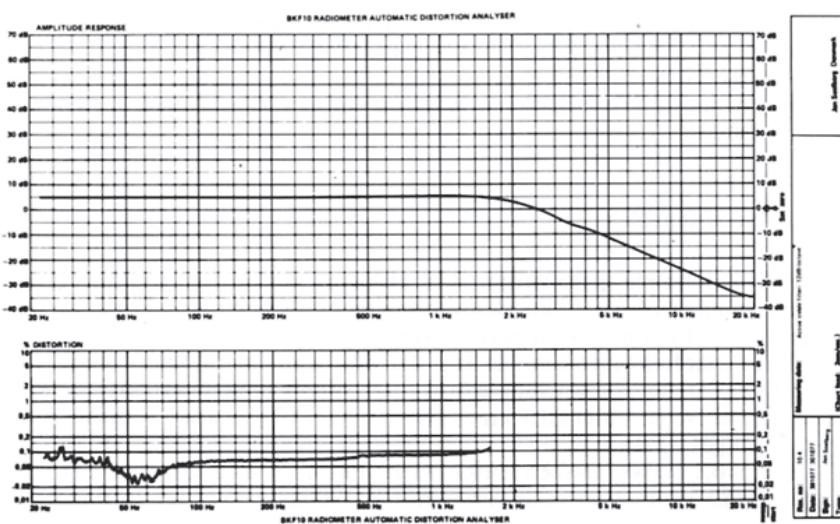
Eksemplet viser en diskantfiltrering på 3,4 kHz med en afskæring på -12 dB.  
Hvis modstandene R1 og R2 er lige store, skal C2 være dobbelt så stor som C1, der beregnes som i eksempel 9, Dvs.  $R1 = R2 \& C2 = 2 \times C1$ .



**Fig. G19.10a.**  
**12 dB aktivt diskantfilter. Diagram og beregningsformler.**

**Fig. G19.10b.**  
**Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal med 12 dB diskantfilter.**

**Fig. G19.10c.**  
**Lavfrekvensanalyse af forvrængning og amplitude med 12 dB diskantfilter.**



man skar alt over 10 kHz væk, - men suset forsvandt! Et trænet HI-FI-øre vil naturligvis ikke falde for et sådant trick, men til almindeligt brug er det ganske effektivt.

I eksemplet på fig. G19.10 er valgt komponenter til en afskæring på 3,4 kHz med 12 dB pr. oktav.

## 12 dB filterets virkemåde

Man kan naturligvis vælge mange måder at SE funktionen på. Her skal vi ikke gøre det for matematisk, men følgende »søforklaring» kan måske løse op for forståelsen:

RC-ledet nærmest operationsforstærkerens non-inverting indgang er lig med 6 dB filteret fra eksempel G19.9. Før dette filter kunne man have sat et tilsvarende RC-led, men i stedet for er kondensatoren C2 sat på operationsforstærkerens udgang. Da forstærkeren er koblet som spændingsfølger, bliver C2's virkemåde ikke påvirket af C1's tilstede værelse. Kondensatoren ser ind i 2 modstande på 47 kohm, og da begge er forbundet AC-mæssigt til stel, vil den i virkeligheden sende signal tilbage i en 23,4 kohm modstand. For at få samme frekvensbegrænsning må kondensatoren C2 da være dobbelt så stor som C1. Kun når kondensatorerne »sparer», opnår man den maximale 12 dB afskæring.

## Firkantkurver

På oscilloskopbilledet fig. G19.10b ser man indgangssignalet ved 1 kHz og udgangssignalet fra 12 dB filteret. Udgangssignalet er mere firkantet end det tilsvarende udgangssignal fra 6 dB filteret. Det er fordi der er en mindre fasedrejning fra 12 dB filteret end fra 6 dB filteret. Det er C2's placering fra udgang til midtpunkt på 47 kohm modstandene, der giver den mindre fasedrejning. Netop fasedrejning i filtre er en ting, der er stærkt diskuteret i forbindelse med ægte HI-FI gengivelse. På dette område er 12 dB filteret altså at foretrække frem for det simple 6 dB filter.

## Lavfrekvensanalyse

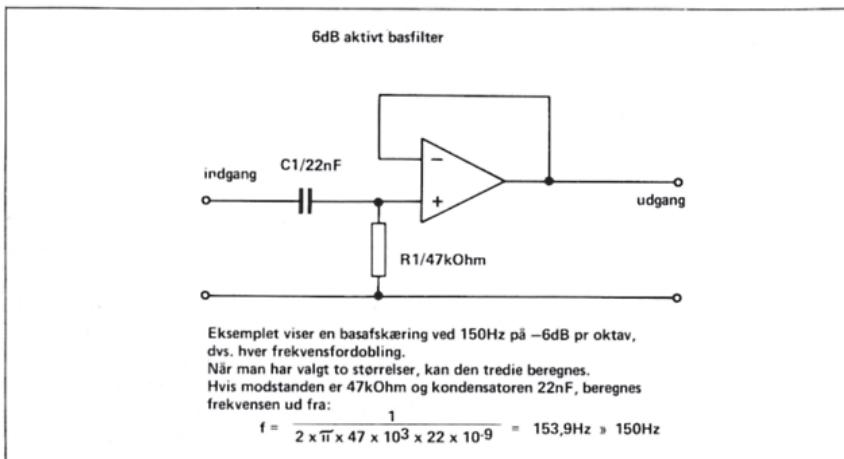
På fig. G19.10c er tonefrekvensområdet 20 Hz til 20 kHz analyseret for lineartet og forvrængning.

Det ses tydeligt, at afskæringen fra 3,4 kHz er skarpere end for 6 dB filteret. Ved 6,8 kHz er styrken faldet de beregnede 12 dB. Forvrængningskurven for dette filter er ikke så pæn som for 6 dB filteret. Det kan bero på mange ting, men da fasedrejningen ved udligning også påvirker operationsforstærkerens stabilitet, skal årsagen måske søges her. På intet tidspunkt er forvrængningen dog over 0,05 % i det lineære område. Forvrængningen fra 1,5 kHz er ikke vist, fordi måleapparatet (Radiometer BKF10) over denne frekvens kom ud i det ukalibrerede område.

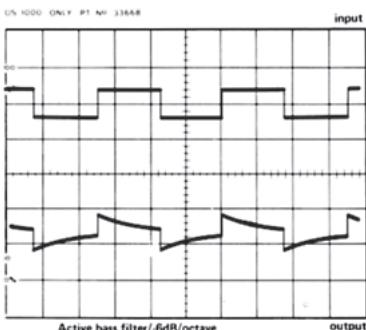
## 6 dB aktivt basfilter

Det aktive basfilter er af High Pass typen. Dvs. kun de højere frekvenser overføres.

Dette filter ligner til forveksling diskantfilteret, men RC-ledet er vendt til et CR-led.



**Fig. G19.11a.**  
**Diagram og beregningsformler for et 6 dB basfilter.**



**Fig. G19.11b.**  
**Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal for 6 dB basfilter.**

Et high pass filter af denne type skærer  $6\text{ dB}$  af pr. oktav, og ligesom i fig. G19.9. giver OP-AMP'ens høje indgangsimpedans et resultat, som stemmer nøje overens med beregningerne. Man kan benytte meget små kondensatorer i forbindelse med en høj modstand over non-inverting indgangen.

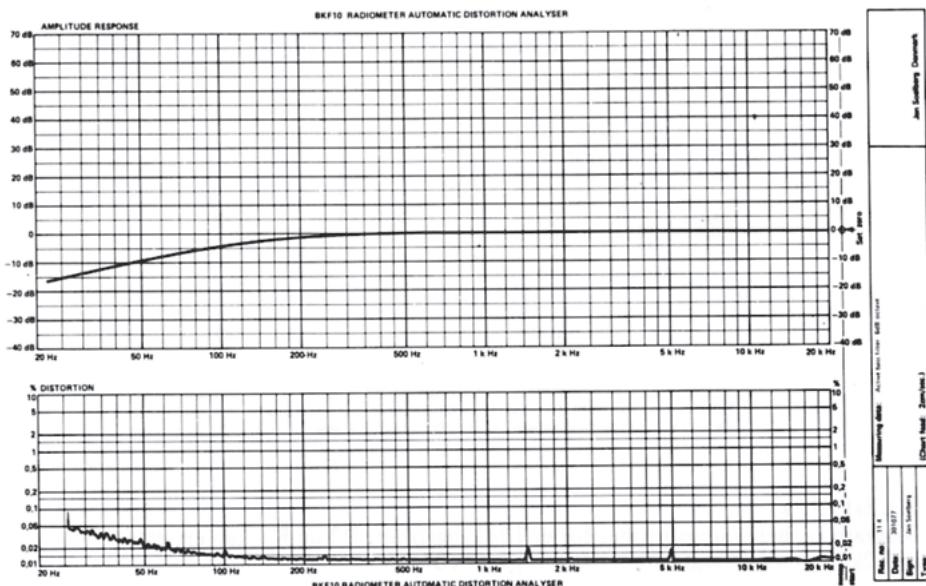
Beregningerne for filteret findes sammen med diagrammet på fig. G19.11a. På oscilloskopbilledet fig. G19.11b sammenlignes en firkantkurve på indgangen med signalet på udgangen. Kurven er typisk for basfiltrering.

Audioegenskaberne med en overgangsfrekvens på  $150\text{ Hz}$  ses på fig. G19.11 c. Den harmoniske forvrængning er lav og fra  $300\text{ Hz}$  er frekvensgangen lineær.

Et basfilter kan i audioforstærkere benyttes til filtrering af f.eks. rummel fra grammofonværket.

## 12 dB aktivt basfilter

Dette filter er et 2'ordens filter. Dvs. det afskærer dobbelt så kraftigt som  $6\text{ dB}$  filteret.



**Fig. G19.11c.**  
**Lavfrekvensanalyse af forvrængning og amplitude for 6 dB basfilteret.**

Filteret virker omvendt i forhold til 12 dB diskantfilteret, - modstandene og kondensatorerne har byttet plads. R1 og C2 fungerer ligesom 6 dB filteret, og hvis C1 er på samme værdi som C2, må modstandene R2/3 være på det halve. De ser jo ind i den dobbelte kondensator, der er en parallelforbindelse af C1 og C2.

I mere »sofistikerede» HI-FI forstærkere ser man ofte et 12 dB basfilter til afskæring af rummel. På grund af den stejle flanke kan man nemlig tillade sig at placere afskæringsfrekvensen lavere, uden at rummeldæmpningen omkring 10 Hz stiger mere end for 6 dB filteret. Lavere afskæringsfrekvens giver bedre basgengivelse.

På diagram og komponentplaceringstegning fig. G19.1 2a og b er der benyttet to modstande i parallel ved R2/3. Det er fordi man ikke umiddelbart kan købe en modstand på den halve værdi af 47 kohm. Benytter man i stedet to ens 47 kohm modstande får man den helt nøjagtige »halve» modstandsværdi på 23,5 kohm. Det giver et optimalt filter. Helt nøjagtige komponenter i lavere ordens filtre er ikke påkrævet, - det er kun i højere ordens filtre.

### Firkantkurver

På sammenligningskurverne fig. G19.12b ses det, at udgangssignalet er betydeligt mere skarpt for 12 dB filteret end for 6 dB filteret. Spidsen er lige så høj som tidligere, når spændingen skifter polaritet, men faldet mod nulinien er mere brat.

Kurven er typisk for et basfilter, og man kan ligesom se, at det kun er de skarpe toner, der kommer igennem!

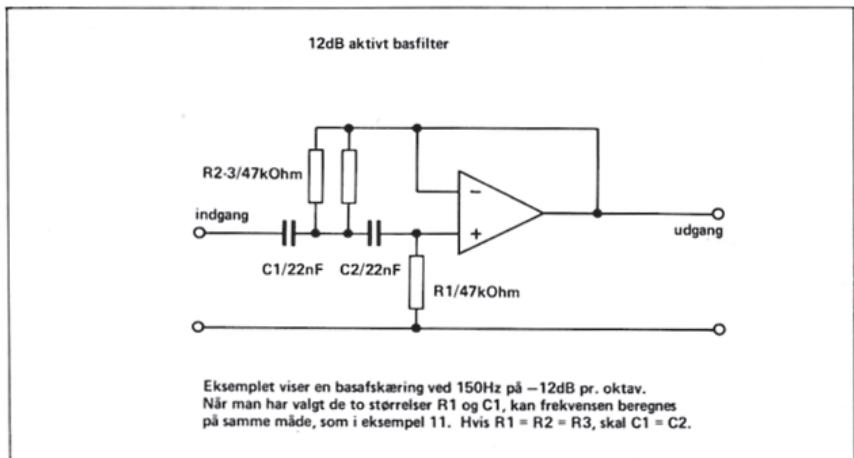


Fig. G19.12a.

Diagram og beregningsformler for et 12 dB basfilter.  $R_2$  og  $R_3$  kan erstattes af en 22 kohm modstand i stedet for to på 47 kohm.

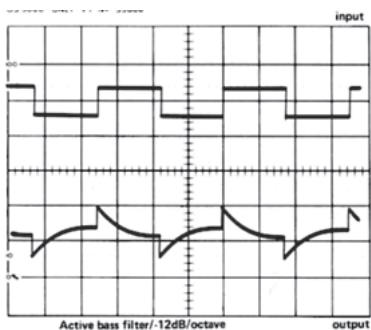


Fig. G19.12b.

Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal med 12 dB basfilter. Bemærk at faldet sker mere brat ved  $f_0$  end for 6 dB filteret.

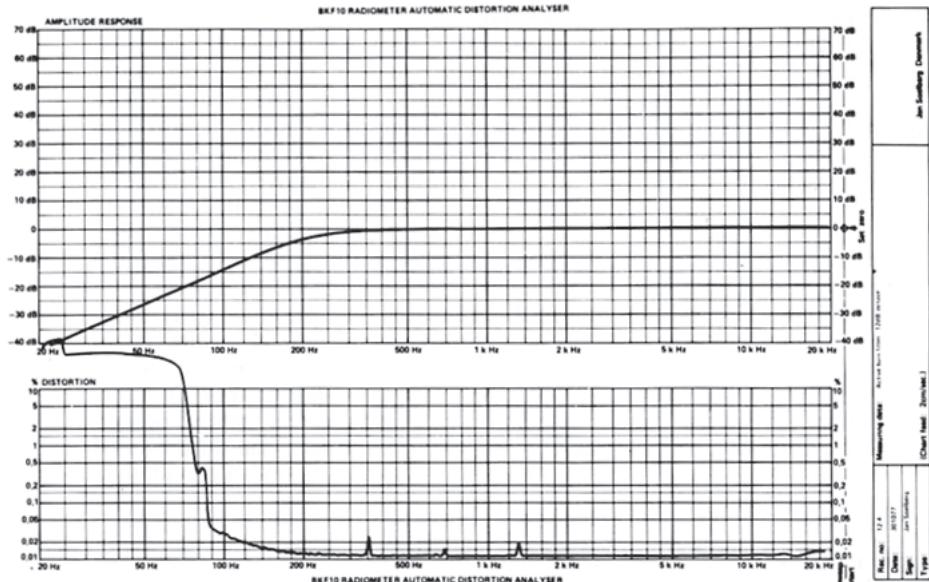
### Lavfrekvensanalyse

På kurven fig. G19.12c kan man se det bratte fald ved frekvenserne under 150 Hz. Ligeså kan man se, at forvrængningen mellem 200 Hz og 20.000 Hz er meget lav.

Under 200 Hz stiger forvrængningen voldsomt, men det har ingen praktisk betydning. Forvrængningen kommer nemlig ikke fra filteret, men fra måleudstyret, som skal levere »for meget» signal. Forvrængningskurven er optaget med konstant udgangsstyrke, og ved ca. 90 Hz er filtervirkningen så god, at signalgeneratoren er skruet op med næsten 20 dB. Så begynder den at klippe i sinussignalets top og bund.

### Båndpasfilter

Ofte hører man sætningen »jo simplere - desto bedre» og det er da af og



**Fig. G19.12c.**

Frekvensanalyse af forvrængning og amplitude fra 12 dB basfilteret. Forvrængningen synes at stige katastrofalt ved 90 Hz. Det er fordi måleudstyret med de valgte indstillinger på dette sted kommer ud af kalibrering. (Se også teksten).

til rigtigt, som i dette eksempel hvor vi benytter en GYRATOR og en kondensator i en afstemt kreds. Gyrotoren virker som spole, og ligesom man kan udregne overgangsfrekvensen for en afstemt kreds, kan man også beregne den for gyrotorfilteret.

I fig. G19.13a har vi ikke alene vist, hvorledes man kan beregne overgangsfrekvensen, men også hvorledes man kan bestemme godheden  $Q$  og selvinduktionen (den simulerede)  $L$ . Bemærk iøvrigt at man kan opnå overordentligt store  $L$  værdier med en gyrotor - så store værdier, at man størrelsesmæssigt måtte række ud efter kubikmetermålet for at finde en lignende spole af jern og kobbertråd.

Hvis en afstemt kreds skal virke som filter, må man føde den gennem en stor modstand. Så belaster man ikke kredsen og forringør  $Q$ 'et. Signalkoblingen sker til en 4,7 Mohm modstand. En tilsvarende modstand er koblet til nulledningen. Denne modstand sørger for jævnspændingsstabilitet - den holder non-inverting indgangen til stelpotentiiale.

Den simulerede selvinduktion dannes af kondensatoren  $C_1$ , tilbagekoblingsmodstanden  $R_3$  på 1 kohm og de to 4,7 Mohm's modstande. Det er kondensatoren  $C_2$ , som udgør den afstemte kapacitet, og samtidig den der sammen med selvinduktionen i gyrotoren bestemmer overgangsfrekvensen.

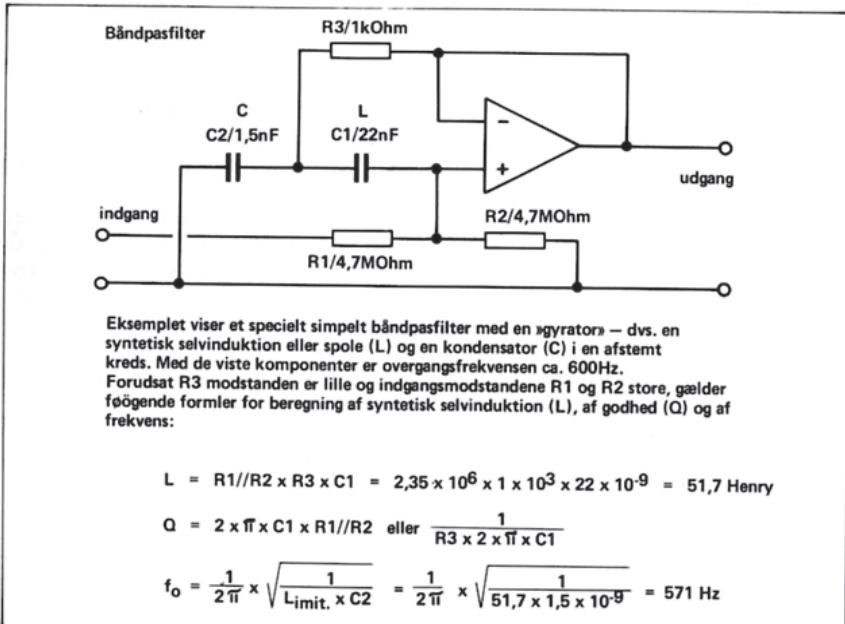
På diagrammet fig. G19.13a findes de teoretiske formler til beregning af de for dette kredsløb interessante størrelser;  $Q$ ,  $L$  og  $f_0$ , - hvor  $Q$  er et rent tal uden yderligere benævnelse,  $L$  er selvinduktionen i Henry og  $f_0$  er overgangsfrekvensen i Hertz. Benyttet som båndpasfilter har man mulighed

for at beregne dette kredsløb til alle frekvenser mellem 0,01 Hz (100 sekunder) og 100 kHz. Det er næsten underordnet, hvor stor selvinduktionen vælges, blot C1 bliver tilpasset til den ønskede frekvens. Hvis man vil benytte gyratoren alene som selvinduktion, kan det også lade sig gøre. Man skal blot fjerne C2 kondensatoren og benytte dens koblingspunkt R3/C1 som tilkobling for signal. Spolens anden ende er forbundet til nul via Bi-MOS operationsforstærkeren. Hvis man ønsker at variere båndpasfilterets overgangsfrekvens, kan det gøres trinløst ved at indsætte en variabel modstand på R3's plads. Af formlerne fig. G19.13a kan man se, at overgangsfrekvensen også er afhængig af modstandene R1 og R2, men hvis man piller ved dem, vil man også pille ved kredsens godhed. Det kan medføre, at filteret bliver bredere.

Man kan lege med de frekvensbestemmende komponenter og lytte sig frem til ændret overgangsfrekvens og ændret Q-værdi. Filteret er direkte anvendeligt som Wah-Wah pedal til guitarspil. Benyt et trimmekontakt på R3's plads. Det kan være på 4,7 kohm. Man kan også indsætte en LDR-modstand. Når belyses mere eller mindre, vil dens modstand ændres og dermed også filterets overgangsfrekvens. Belysningsændringen kan udføres med en mekanisk betjent skærm og en lampe eller lysdiode. En sådan opstilling er nærmest u-opslidelig.

## Firkantkurver

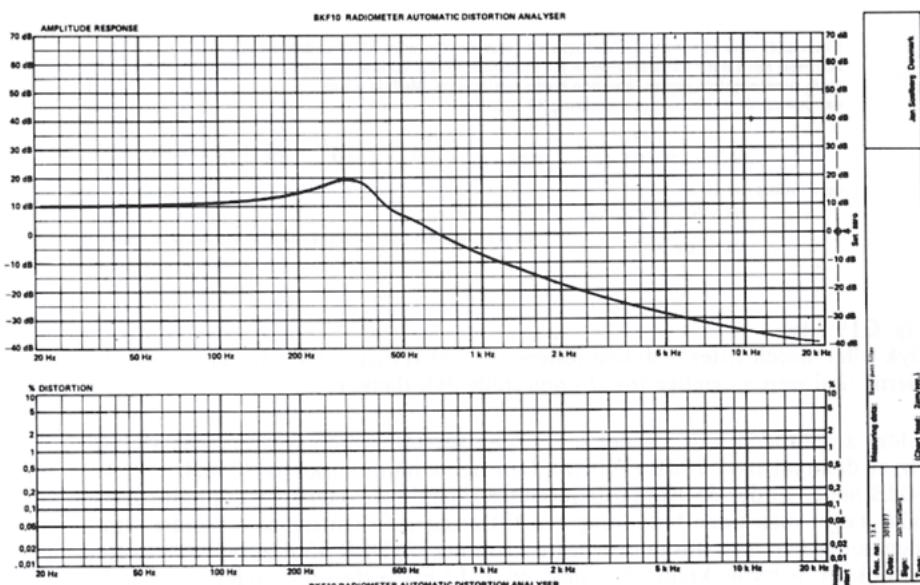
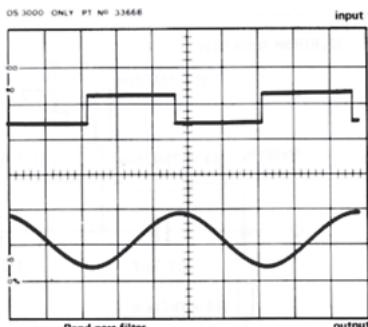
Når man sender firkantsignaler ind i et gyrator-båndpasfilter, vil udgangssignalet være sinusformet ved overgangsfrekvensen. Uden for overgangs-



**Fig. G19.13a.**  
Diagram over gyrorator båndpasfilter med en Bi-MOS kreds.

**Fig. G19.13b.**

Oscilloskopbilledet viser en sammenligning af ind og udgangssignal til gyratoren. Bemærk specielt, at gyratoren omdanner firkantsignalet til et pænt sinussignal.

**Fig. G19.13c.**

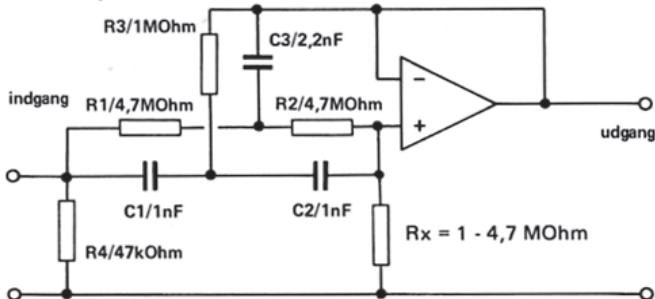
Amplitudekurve over gyrorator båndpasfilteret. Resonanstoppunktet ligger på 350 Hz.

frekvensen vil signalet på udgangen svækkes og forvrænges, så man kan ikke lave en funktionsgenerator med firkanter om til en ideel sinusgenerator på andet end een og samme frekvens.

Jo skarpere Q og nøjagtigere firkantfrekvens, desto renere sinuskurve får man på gyratorens udgang. Den viste frekvens er på 350 Hz. Se fig. G19.13.

### Lavfrekvensanalyse

På fig. G19.13c ses en frekvens/amplitudeanalyse af gyrorator båndpasfilteret fra 20 Hz til 20.000 Hz. Der er en tydelig top på 350 Hz. Over 350 Hz

**Dykfilter med højt Q**

Eksemplet viser et filter med kraftigt dyk i frekvensområdet 33Hz til 50Hz.

Når man har valgt to af størrelserne R1 modstanden, C2 kondensatoren og  $f_0$  overgangsfrekvensen, kan den tredje bestemmes. Med de givne værdier opnås et kraftigt dyk omkring 33 til 50Hz.

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times R1 \times C1} = \frac{1}{6,28 \times 4,7 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-9}} = 33,68 \text{ Hz » } 33 \text{ Hz}$$

og samtidig gælder at:

$$R1 = R2 = 2 \times R3 \text{ og}$$

$$C1 = C2 = \frac{C3}{2} \quad (\text{da } R3=1\text{MOhm i det praktiske eks. er kurven ikke ideel})$$

**Fig. G19.14a.**

**Dyk eller notch filter, - dimensioneret til frekvensen 33 Hz. Komponentværdierne skal være nøjagtige for at opnå stejle dyk-flanker.**

falder amplituden brat, og det ses, at den første harmoniske frekvens af 350 Hz er dæmpet med 20 dB (700 Hz). Den tredje harmoniske på 1050 Hz er hele 30 dB nede. Under 350 Hz er dæmpningen maksimalt -10 dB. Det er naturligvis ikke meget, men uden betydning ved filtrering af firkantsignaler. I andre sammenhænge kan man ønske yderligere filtrering UNDER 350 Hz, og det letteste er nok at forsyne kredsløbet med en LILLE overføringskondensator. Indgangsmodstanden på 4,7 Mohm kræver en kondensator på 169 pF! for en begrænsning ved 200 Hz. Benyttes en standardværdi på 180 pF får man en 3 dB nedre grænse på 188 Hz, og det går vel også.

Det fører ikke til noget godt at forsøge at analysere forvrængningen med dette filter. Den er lav ved overgangsfrekvensen, men stiger med eksponentielt hast udenfor  $f_0$  på grund af det anvendte måleudstyrts automatiske amplituderegulering.

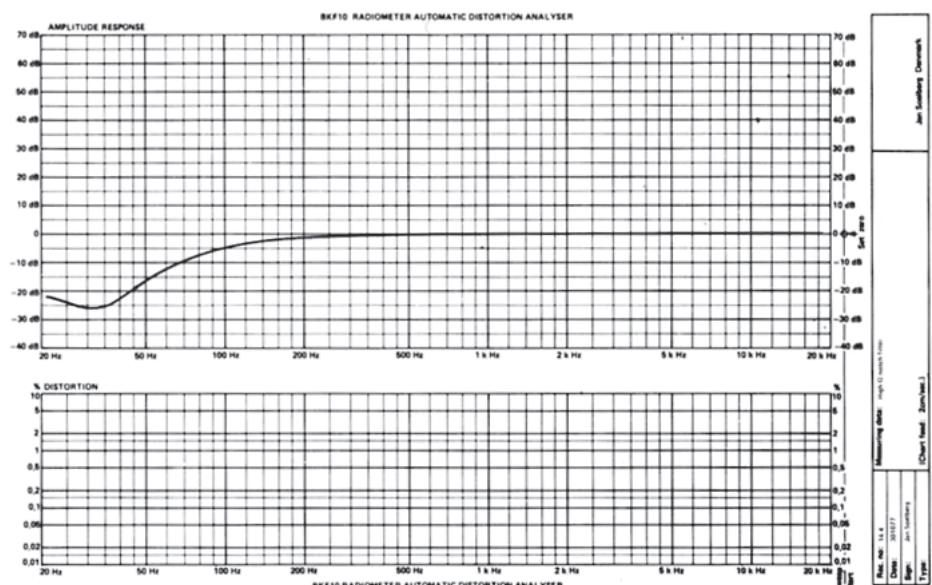
### Dykfilter med højt Q

Dette filter benævnes oftest NOTCH FILTER, og forstås det, vil man komme nærmest med DYK FILTER. Filterets egenskab er netop at »dykke» en del af et frekvensbånd, så det ikke høres. Alle steder hvor man ønsker en bestemt frekvens undertrykt, benytter man sådan et filter.

Man kan filtrere brum ved 50 Hz væk, man kan filtrere rummelresonan- ser væk, eller man kan fjerne bærebølgerest fra en stereodekoder ved 19 eller 38 kHz, - der er mange muligheder. I det viste eksempel er filterfrekvensen

**Fig. G19.14b.**

Oscilloskopbillede af dykfilter. Firkantsignalet er 100Hz. Bemærk de karakteristiske spidser på kurven. De forekommer altid hvor de lave frekvenser er dæmpet meget i forhold til de høje.

**Fig. G19.14c.**

Lavfrekvensanalyse af dykfilteret. Kurven er ikke særlig skarp. Det var nødvendigt at dæmpe filterets skarphed med en modstand, - ellers kunne selvsving omkring 33Hz ikke undgås. Så lavfrekvent selvsving kan undgås, hvis forsyningsspændingen er helt stabil.

valgt til 33Hz. Det var rummelresonanser i et grammofonværk, der skulle væk.

Ved opbygningen viste det sig, at der kunne være problemer med meget lavfrekvent selvsving i dette filter. Det er fordi man kan opnå et meget højt Q, og hvis forsyningsspændingen ikke er yderst stiv, kan det gå galt. Derfor valgte vi at dæmpe godheden i filteret ved at indsætte en modstand fra non-inverting indgangen til nulledningen.

Dykfilteret er af »dobbelt T» typen, og man får kun et godt Q, hvis samtlige komponenter stemmer helt overens med de beregnede værdier. Be-

mærk iøvrigt at man med usædvanligt små kondensatorer opnår en meget lav filterfrekvens. Det er fordi er kan benyttes tilsvarende store modstande. Det kan man tillade sig, når der benyttes en Bi-MOS kreds som operationsforstærker. Der har en gigantisk høj indgangsimpedans. Beregningsformlerne for opstillingen er angivet ved diagrammet fig. G19.14a.

### Firkantkurve

På fig. G9.14b ses firkantkurven på 100 Hz til dykfilterets indgang, og den spidse udgangskurve viser sig at ligne kurven fra basfilteret fig. G19.12b med den undtagelse, at den er spidser og ikke »stræber» mod nulllinien. Kurven er typisk for kredsløb med kraftige resonansdyk i nærheden af  $f_0$ .

### Lavfrekvensanalyse

Frekvenskurven fig. G19.14c viser frekvensgangen for dykfilteret med overgangsfrekvensen  $f_0 = 33$  Hz. Dykket er 26 dB dybt i forhold til amplituden ved 1 kHz. Man kan uden vanskelighed opnå et dyk, som er skarpere, men da skal komponenterne måles ud til den nøjagtigt beregnede værdi.

### RIAA forforstærker for grammofon

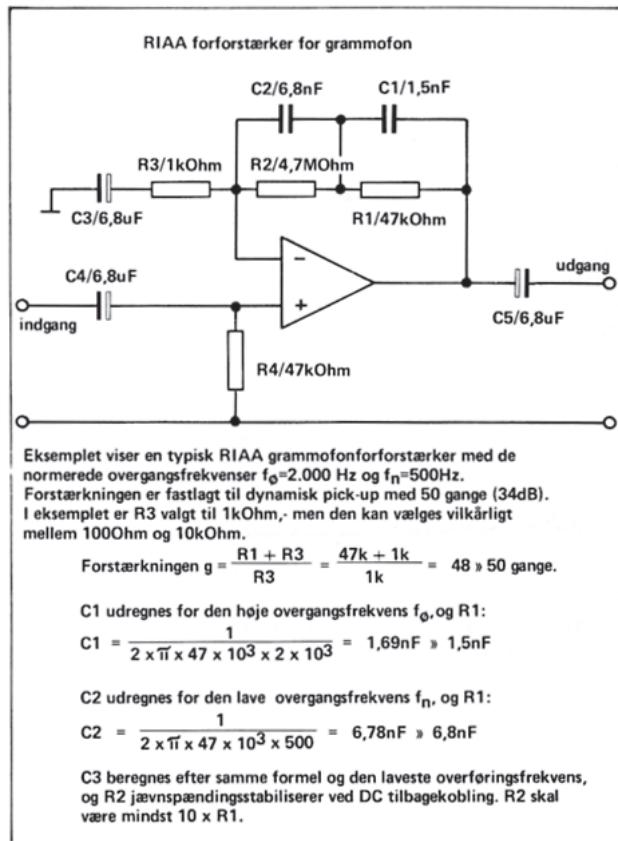
Ligesom man kan lave alle andre former for filtre med en operationsforstærker, kan man også lave et modforvrægningsled til grammofoner. Grammofonplader indspilles med en svækket basgengivelse og en kraftig diskantgengivelse. Det er fordi der simpelthen ikke er plads på pladen til at de store basudsving. En tone på 100 Hz må svinge meget mere ud end en på 10.000 Hz for at indeholde samme energi og lyde lige så kraftig. Ved at indsætte et anti-RIAA led i indspilningsprocessen får man mere plads på pladen og RIAA ledet i gengiveforstærkeren dæmper sus og knas fra pladen.

Man har fastlagt bestemte normer for hvor meget og ved hvilke frekvenser et RIAA led skal dæmpe diskanten og hæve bassen. Samtidig har man ved konstruktion af normen taget hensyn til, hvor simpelt man kan bygge RIAA ledet i gengiveforstærkeren. Den nedre grænse, hvor bassen skal hæves med 6 dB pr. oktav, er på 500 Hz og den øvre, hvor diskanten skal dæmpes, er på 2150 Hz. Beregning af filteret er vist i fig. G19.15a sammen med diagrammet. Bemærk specielt at de to frekvensbestemende kondensatorer C1 og C2 beregnes efter R1 modstanden og KUN den. Der er en udbredt misforståelse, at R2 modstanden har noget med frekvensafskæringen at gøre. Den er kun indsat for at sikre DC-stabilitet og modkobler der med een gang, hvor den største stabilitet opnås.

Signalet fra RIAA forforstærkeren skal føres til AUX eller TAPE indgangen i den benyttede forstærker. Benyt ikke »den gamle» grammofonindgang. Den forstærker så kraftigt, at den bliver overstyret. Der er 34 dB's forstærkning i kredsløbet ved 1 kHz.

### Firkantkurve

På fig. G19.15b ses firkantkurven fra en RIAA forforstærker. Kurven er

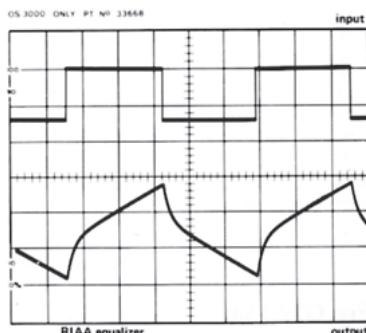


**Fig. G19.15a.**

Diagram og beregningsgrundlag for en RIAA grammofon forstærker. Den ideelle normkurve er gengivet på fig. G19.15d.

**Fig. G19.15b.**

Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal for en RIAA modkoblet forstærker.



typisk for RIAA forstærkere. Hvis man ikke kan få en sådan kurve frem, kan det være fordi forstærkeren overstyrer. Man skal ikke slutte mere end 10 mV signal til indgangen. Hvis man øger forsyningsspændingen til f.eks. 30 volt, kan man tillade sig at føde med 30 mV signal uden overstyring.

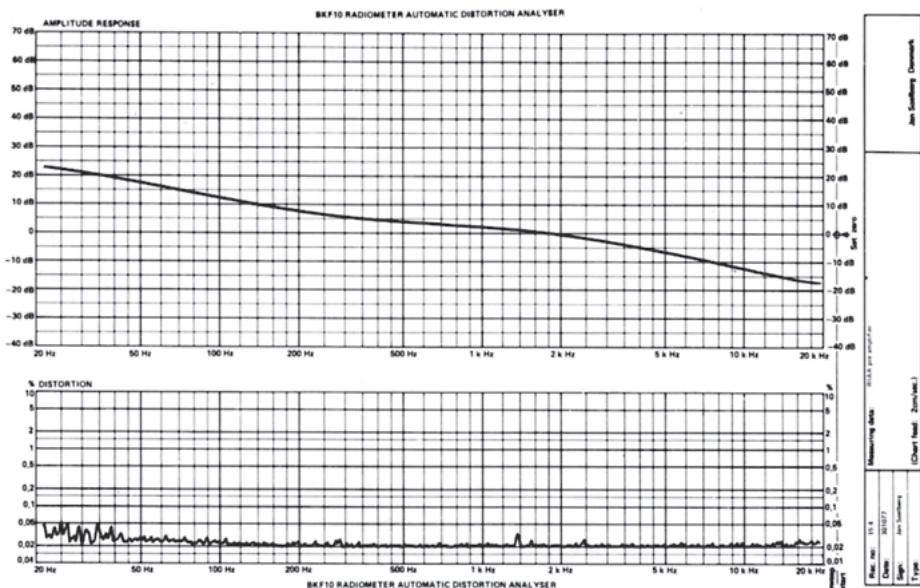


Fig. G19.15c.

Lavfrekvenskurver for en RIAA forforstærker med CA3140 Bi-MOS operationsforstærker.

RIAA Standard Response			
Hz	dB	Hz	dB
20	+19.3	800	+0.7
30	+18.6	1k	0.0*
40	+17.8	1.5k	-1.4
50	+17.0	2k	-2.6
60	+16.1	3k	-4.8
80	+14.5	4k	-6.6
100	+13.1	5k	-8.2
150	+10.3	6k	-9.6
200	+8.2	8k	-11.9
300	+5.5	10k	-13.7
400	+3.8	15k	-17.2
500	+2.6	20k	-19.6

\* Reference frequency.

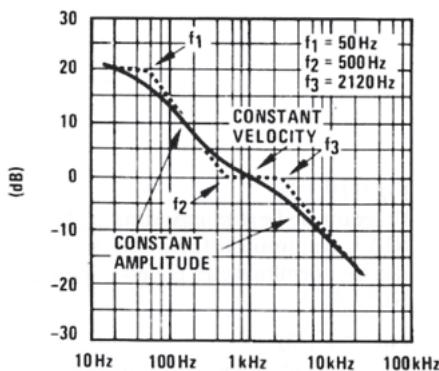


Fig. G19.15d.

Skemaet angiver de normerede ideelle amplitudeforskelle i dR for en RIAA grammofon filterkurve. Grammofonpladerne er indspillet med den modsatte amplitudekompensation. Vil man måle frekvensgang lineært på en grammofonforforstærker, må man beregne et kredsløb med den modsatte karakteristik. Dette filter indskydes derefter foran en grammofonindgang med RIAA kompensation, og frekvensmålingen kan gøres lineær.

## Lavfrekvensanalyse

Lavfrekvensanalysen fig. G19.15c viser frekvensgangen for RIAA forforstærkeren og forvrængningen, som ikke er stor. Der er fortrinsvis tale om støj, og den er endog hele 72 dB nede. Bedre kan man nok ikke lave en RIAA forstærker med standardkomponenter.

For at kunne optage kurven var det iøvrigt nødvendigt at indpakke hele opstillingen i metalfolie (sølvpapir) og forbinde folien til opstillingens stel. Den store forstærkning, specielt ved lave frekvenser, kan være slem til at opsamle brum!

## Bas regulering

Hvis man vil bygge en forstærker, vælger man næsten altid at sætte bas og diskantkontrol på. Tidligere har vi beskrevet en RIAA forforstærker og det er nærliggende også at beskrive tonekontrollerne. Vi starter med at beskrive baskontrollen.

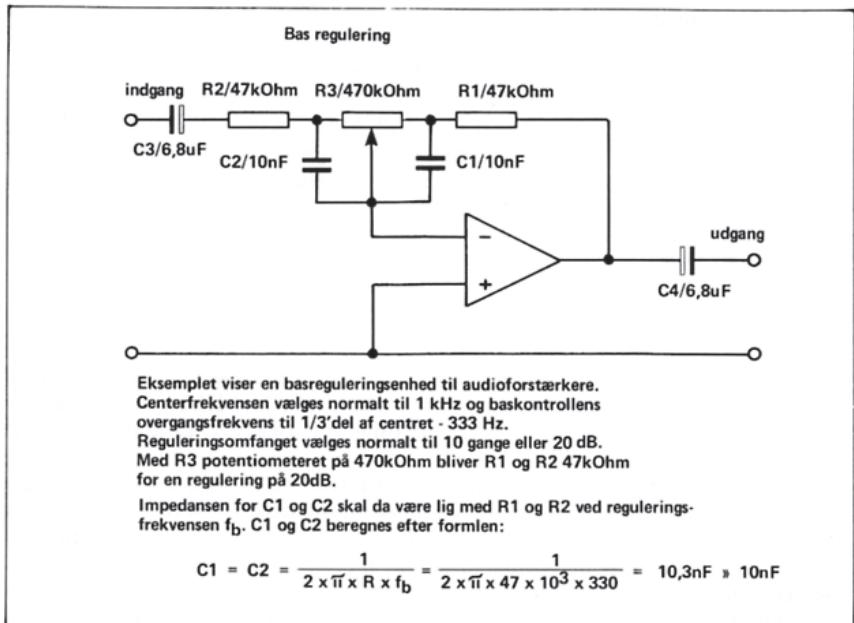
Den er opbygget som vist på fig. G19.16a. På diagrammet er det ligeledes anført, hvorledes man beregner komponentstørrelserne. Kontrollen er af Baxandale typen og efter vor mening den bedste. Det hænger sammen med, at dens regulering er symmetrisk over midten, og at man kan benytte et lineært potentiometer. Funktionen er følgende: når potentiometeret drejes mod venstre, vil den venstre kondensator kortsluttes mere og mere. Derved vil den højre kondensator få virkning på modkoblingssignalets bas. Den vil overføre mellemtonen og diskanten, da den på grund af sin størrelse har en lav modstand ved disse frekvenser. Bastonerne - derimod - dæmpes væsentligt, og de har kun den mulighed at løbe gennem potentiometeret fra højre og ud af midten, men også det er vanskeligt, idet potentiometeret netop er drejet væk fra højrestillingen. Når der overføres mindre bas i modkoblingen end mellemtoner og diskanttoner, vil modkoblingen for bas falde. Derved stiger forstærningen for bas. Bassen hæves altså, når potentiometeret drejes mod venstre.

Når potentiometeret drejes mod højre, vil den højre kondensator ( $C_1$ ) kortsluttes mere og mere. Derved vil den frekvensafhængige modkobling blokeres. Samtidig vil indgangsimpedansen sænkes, og efterhånden vil der kun være en modstand på 47 kohm i serie med en 10 nF kondensator til indgangen. Kondensatoren vil ikke føre bassen til indgangen, da dens impedans ved bastoner stiger kraftigt. Mellemtoner og diskant kan derimod godt løbe igen nem. Basområdet sænkes altså, når potentiometeret drejes mod højre.

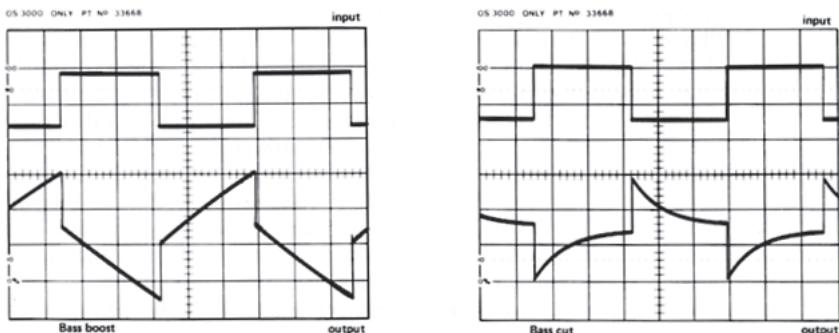
I midterstillingen ophæver modkoblingen indgangssignalet. Kondensatorerne beregnes i forhold til de impedanser, de skal »se ind i«. På fig. G19.16a findes formler for beregning af komponentværdierne for Baxandale bas-kontrollen. Af hensyn til indgangsmodstandens indflydelse på reguleringsomfanget, bør man indsætte en bufferforstærker FØR tonekontrollen. Bufferforstærkeren giver en lav arbejdsimpedans til tonekontrollens indgang. Benyt evt. en spændingsfølger.

## Firkantkurver

Firkantkurverne fig. G19.16b og c er helt typiske for basregulering i en tonekontrol. Sendes en firkantimpuls ind, når kontrollen står i den helt



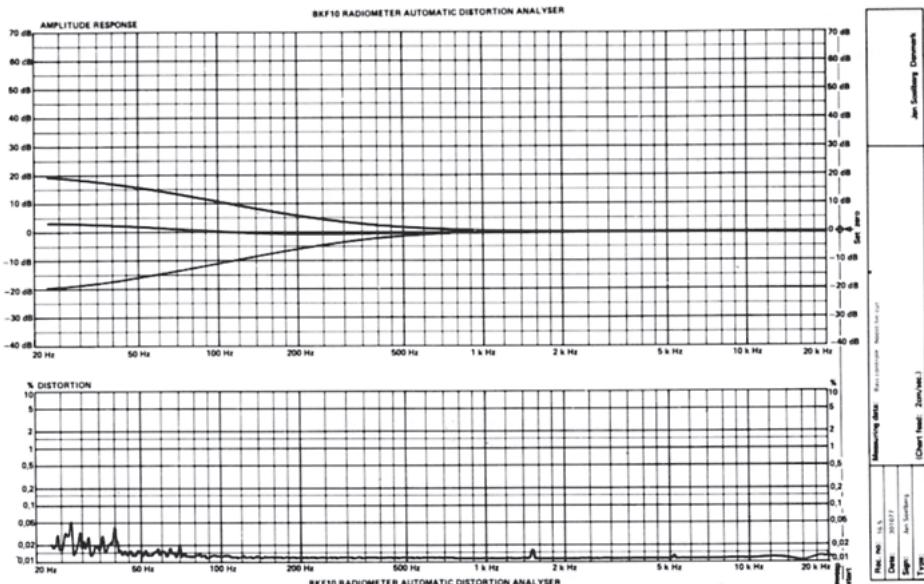
**Fig. G19.16a.**  
Diagram og beregningsformler for en basregulering.



**Fig. G19.16b.**  
**Oscilloskopbillede med firkantgengivelse fra basregulering i stilling max. bas.**

**Fig. G19.16c.**  
**Oscilloskopbillede med firkantgengivelse fra basregulering i stilling min. bas.**

nøjagtige elektriske midterstilling, skal kurven på udgangen være lige så firkantet som på indgangen. Når man drejer kontrollen i minimum, vil kurven vippe ned i højre side, og når man drejer i maximum, vil den vippe ned i venstre side. Jo mere man kan få kurven til at vippe, desto større er reguleringssomfanget.



**Fig. G19.16d.**  
Lavfrekvensanalyse af basreguleringskredsløb

### Lavfrekvensanalyse

En tonekontrol, der opbygges med en Bi-MOS CA3140, er overordentlig fin. Af kurverne for amplitude og forvrængning fig. G19.16d kan man se, at reguleringen er på nøjagtig  $\pm 10$  dB ved 100 Hz, og at forvrængningen ligger meget tæt på måleudstyrets egenforvrængning, 0,01 %.

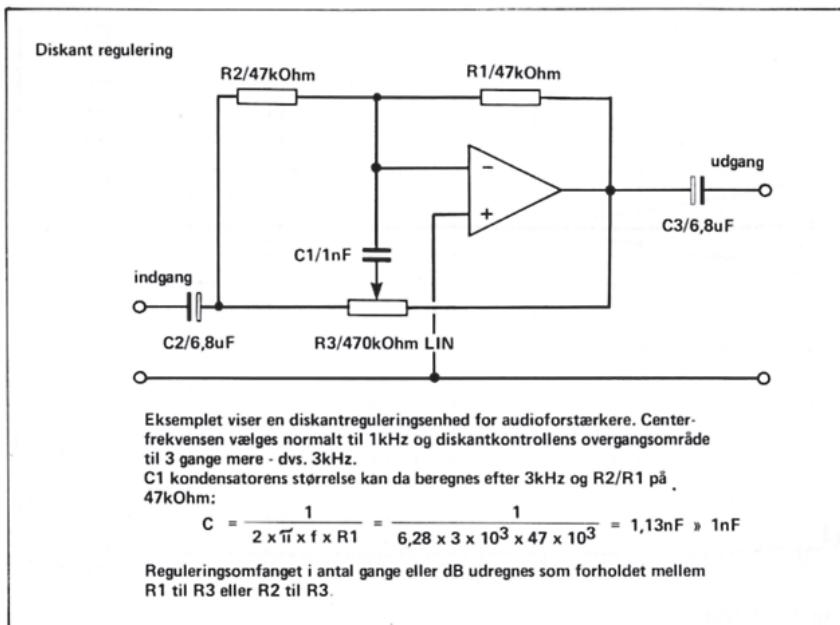
### Diskant regulering

Man kan naturligvis også opbygge en diskantregulering med en operationsforstærker.

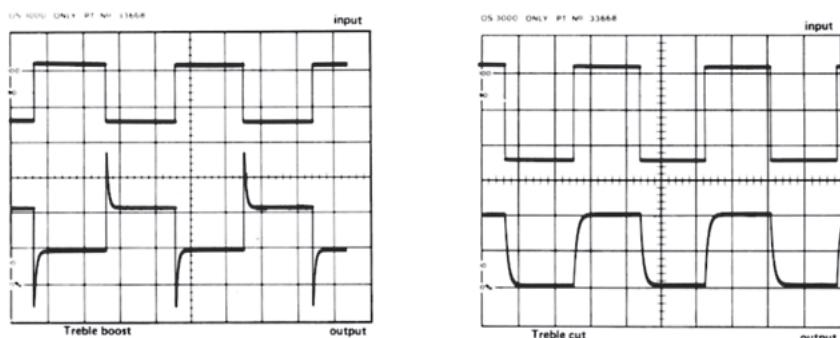
Diskantreguleringen fig. G19.17a har modstandene til modkoblingen og tilkoblingsnetværket siddende i parallel i stedet for i serie, - som for basereguleringen.

Dette kredsløbs funktion kan forklares således; når kontrollen drejes helt mod højre, vil den kortslutte modkoblingsmodstanden R1 mere og mere med kondensatoren C1. Kondensatoren vil kun modkoble diskanttoner på grund af sin lille størrelse - i det høje toneområde er dens impedans betragtelig i forhold til R1 på 47 kohm. Diskanten vil derfor dæmpes, når modkoblingen for høje toner øges. Drejes kontrollen mod venstre, vil indgangsmodstanden R2 kortsluttes mere og mere. De høje toner vil kunne overføres gennem kondensatoren i stedet for modstanden, og det vil bevirke stigende diskant.

Man kan koble et basreguleringskredsløb og et diskantreguleringskredsløb direkte sammen, fordi de virker i hver sin ende af frekvensbåndet. De to modstande R1 og R2 i diskantkredsløbet kan da undværes, fordi de tilsvaren-



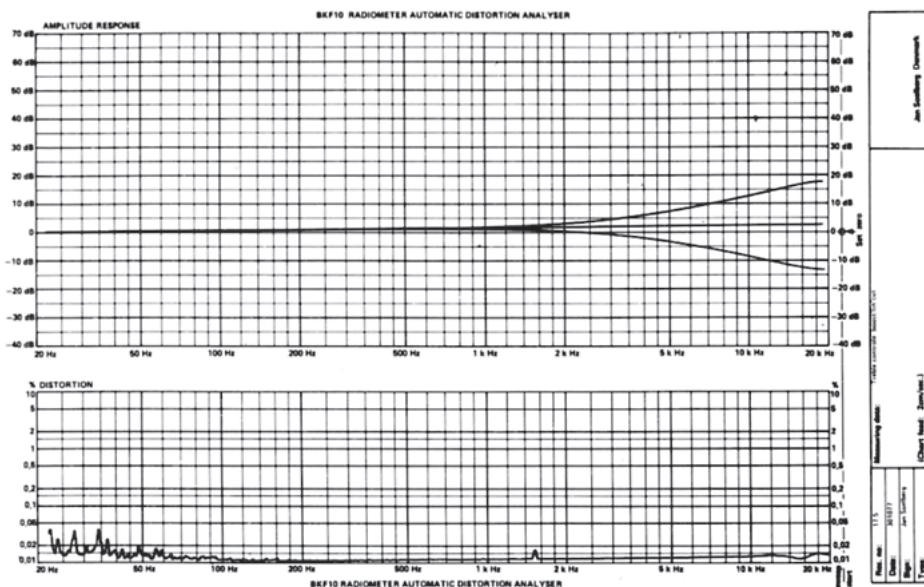
**Fig. G19.17a.**  
**Diagram og beregning for en diskantregulering.**



**Fig. G19.17b.**  
**Oscilloskopbillede med firkantgengivelse fra diskantregulering i stilling max.**

**Fig. G19.17c.**  
**Oscilloskopbillede med firkantgengivelse fra diskantregulering i stilling min.**

de modstande i baskredsløbet overtager deres funktion. Ofte ser man i tonekontrolkredsløb af denne type, at bas- og diskanttoner ikke føres direkte til invertingindgangen men sluttet over en modstand. Det hindrer, at den ene kontrolls indstilling påvirker den anden. Sådanne modstande tilpasses indi-



**Fig. G19.17d.**  
**Lavfrekvensanalyse af diskantreguleringskredsløb**

viduelt i forhold til det område, hvori de to reguleringer »ta'r fat». Normalt er de på 1 til 1/5'del af R1 eller R2.

Ligeså ofte ser man, at der er indsat modstande i serie med potentiometret R3. Det er for at begrænse reguleringsomfanget. Det er jo kun på dårlige HI-FI systemer, at man har brug for de ca.  $\pm 25$  dB regulering, der her kan opnås.  $\pm 10$  - 15 dB er relevant i de fleste sammenhænge.

## Firkantkurver

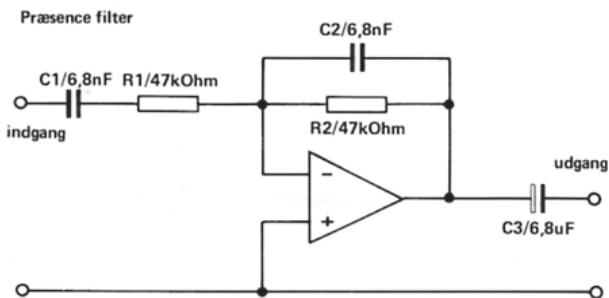
Ligesom baskontrolen har sin karakteristiske måde at reagere på over for firkantsignaler, har også diskantkontrollen sin. Når diskanten dæmpes, ligner kurven fra Signalout en 6 dB kurve, som i fig. G19.9a. Når diskanten hæves, vil afrundingen aftage for til sidst at blive til en spids. Jo kraftigere afrunding og spids, desto kraftigere regulering er kredsløbet i stand til leve.

## Lavfrekvensanalyse

Lavfrekvensanalysen fig. G19.17d viser, hvad diskantkontrollen kan yde i amplituderegulering for høje frekvenser, og hvor lav forvrængning man kan opnå. CA3140 er meget fin til HI-FI!

## Præscence filter

Et præscence filter bruges, når man vil hæve mellemtonelejet og sænke diskanten og bassen. Det kan være aktuelt ved brug af PA-systemer, hvor stemmelejet ønsket fremhævet. Filteret er opbygget som en kombination af



For de givne komponentstørrelser i præsencenfilteret er forstærkningen én ved centerfrekvensen, som er valgt til 500 Hz. Filterets forstærkning er:

$$g = \frac{R_2}{R_1} = \frac{47\text{kOhm}}{47\text{kOhm}} = 1 \text{ gang}$$

Den øvre overgangsfrekvens  $f_o$ :

$$f_o = \frac{1}{2 \times \pi \times R_2 \times C_2} = \frac{1}{6,28 \times 47 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}} = 498 \text{ Hz} \gg 500 \text{ Hz}$$

Den nedre grænsefrekvens  $f_n$ :

$$f_n = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_1} = \frac{1}{6,28 \times 47 \times 10^3 \times 6,8 \times 10^{-9}} = 498 \text{ Hz} \gg 500 \text{ Hz}$$

**Fig. G19.18a.**  
**Diagram og beregningsformler for et præscencefilter.**

en bassænkning og en diskanthævning. Ved overgangsfrekvensen er forstærkningen én, og ved høje og lave toner er der dæmpning.

Ofte ønsker man, at signalet i mellemtonen stiger, således at det totale lydbillede ikke synes svagere, og derfor må man i praksis også trække lidt forstærkning ud af operationsforstærkeren. Hvis man vil flotte sig, kan man bemandstand i serie med  $R_2 // C_2$ . Det giver lidt ekstra forstærkning, men reducerer samtidig filtervirkningen.

### Firkantkurve

Firkantkurven for dette filter ligner en krydsning mellem basdæmpning og en diskantdæmpning.

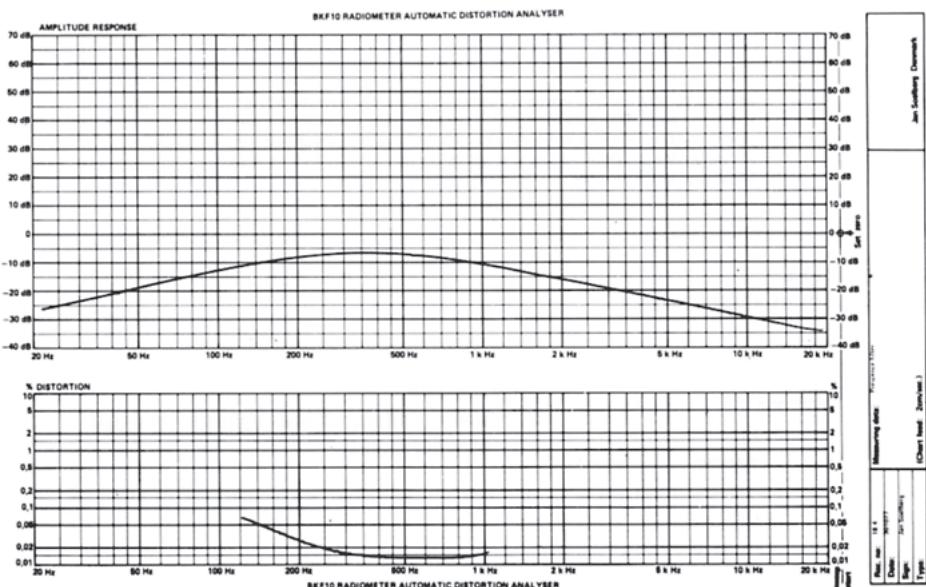
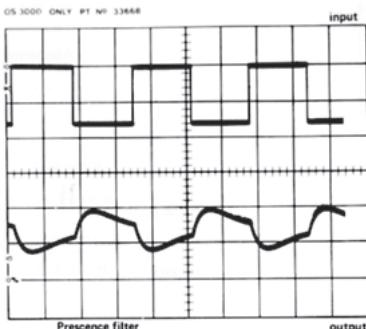
Det kan man ikke »fortænke» præscencefilteret i. Det er jo netop sådan det er opbygget.

Lavfrekvensanalysen fig. G19.18c kundgør blot at de teoretiske beregninger også passer i praksis. Forvrængningen er kun vist i det brugbare område. Den er lav i hele området, men det kommer ikke til udtryk i den viste måling, - målegeneratoren skal leve gevaldig meget signal, når forstærkningen falder i testkredsløbet.

### Abscence filter

Det er nærliggende at afslutte forstærkereksemplerne med et Abscence filter, - vi har jo lige prøvet et Præscense filter. Et Abscence filter virker mod-

**Fig. G19.18b.**  
Oscilloskopbillede af ind- og udgangs-signal for præsencefilteret.

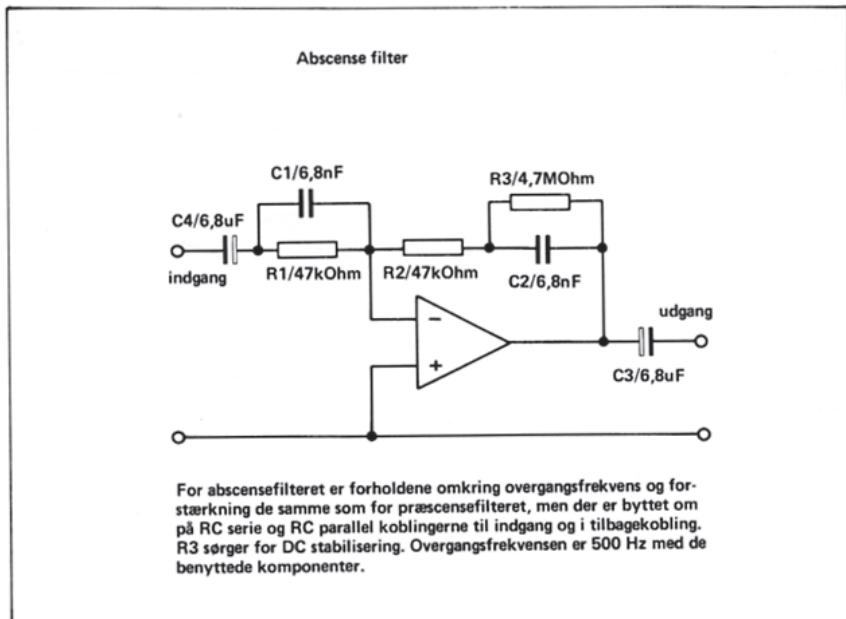


**Fig. G19.18c.**  
Lavfrekvensanalyse af præsencefilteret.

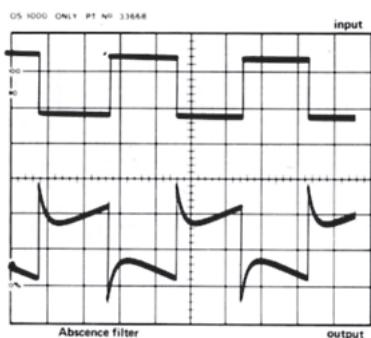
sat. Det hæver bas og diskant, men sænker mellemtonen. Med et Abscence filter får man en slags »disco-sound« uden mellemtonepræg. Filteret kan også bringe brillians over et sæt ikke alt for gode HI-FI højttalere (fig. G19.19a).

Abscence filteret er opbygget med to kombinerede filtre. Det ene består af R1 og C2. Det hæver bassen, fordi C2 modkabler mellemtone og diskant, men ikke bassen.

Det andet består af R2 og C1, hvor C1 overfører diskanten men ikke bas og mellemtone. Derved hæves diskanten forholdsmaessigt. Da filteret er med samme overgangsfrekvens beregnet for høje og lave led, er virkningen ikke særlig kraftig. Ved at gøre C1 mindre får man en mere udpræget diskant-hævning, og ved at gøre C2 større får man en mere udpræget bas.



**Fig. G19.19a.**  
Diagram for et abscencefilter.

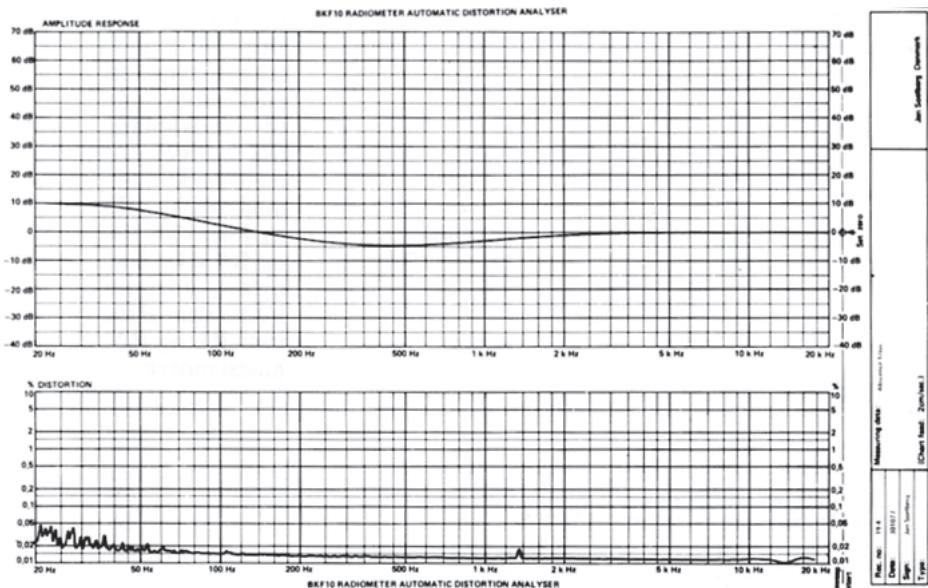


**Fig. G19.19b.**  
Oscilloskopbillede af ind- og udgangssignal for absencefilteret.

### Firkantkurve

Kurven fig. G19.19c viser, at man har kombineret en bas og diskanthævning i Abscence filteret. Sammenlign med tonekontrolkurverne fig. G19.16 og fig. G19.17.

Lavfrekvenskurven fig. G19.19c viser frekvensgang og harmonisk forvrængning. Den viser, at der ikke er noget i vejen for at benytte filteret til HI-FI systemer.



**Fig. G19.19c.**  
Lavfrekvensanalyse for absencefilteret.

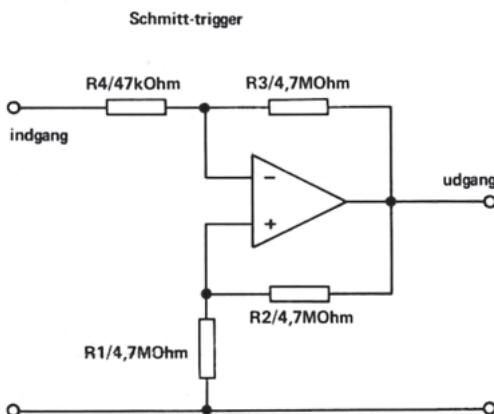
### Schmitt-triggeren

En Schmitt-trigger er en elektronisk opstilling, som kun har to stabile stillinger på udgangen. Enten kan der være fuld positiv spænding eller fuld negativ spænding på. Ved at give den et elektrisk puf i den rigtige retning, kan man få den til at skifte fra en tilstand til en anden. Den virker på helt samme måde som en vippemønskifter med to stillinger. Man skal skubbe nippelen en smule over midterstillingen, hvorefter den selv springer det sidste stykke. Nippelen kan ikke stå stabilt i en stilling mellem de to yderpositioner. Schmitt-triggeren skal ikke vippes mekanisk med en finger, men elektrisk med spænding på en styreindgang. Fig. G19.20a viseren schmitt-trigger med en operationsforstærker. Den positive medkobling løber fra udgangen til non-inverting indgangen, - den er også mærket med et plustegn.

Halvdelen af udgangsspændingen vil altså stå på denne indgang, og det kan enten være en positiv eller negativ spænding. Den halve forsyningsspænding skal stå på non-inverting indgangen, og denne spænding giver samtidig den maximale »hysteresen».

### Det kan Schmitt-triggeren bruges til

Schmitt-triggeren kan med et meget fornemt ord kaldes for en Analog til Digital converter (A/D-converter), om end den kun har et bits oplosning, - dvs. den kender kun forskel på spænding eller ikke spænding. Når spændingen overskrider en bestemt værdi skifter udgangen. Man kan tilføre en vekselspænding på indgangen af schmitt-triggeren, og den vil give et udgangssignal



Med de i schmitt-triggeren angivne komponenter er omslagspunktet lig med forholdet mellem modstandene R1 og R2:

$$h = U_f \times \frac{R1}{R1 + R2} = 4,5 \times \frac{4,7M}{4,7M + 4,7M} = 4,5 \times 0,5 = 2,25V$$

hvor  $h$  = hysteresen i volt og  
 $U_f$  = forsyningsspændingen.

Denne formel gælder kun når R3 er meget større end R4. Hvis R3 nærmer sig R4's størrelse gælder at:

$$h = U_f \times \frac{R1}{R1 + R2} - U_f \times \frac{R4}{R4 + R3}$$

Når alle 4 modstande er lige store bliver hysteresen NUL volt, og den bestemmes da i virkeligheden af offsetspændingen.

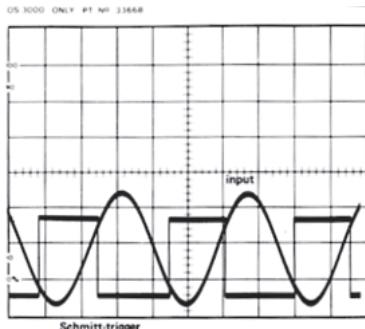
**Fig. G19.20a.**  
**Diagram for schmitt-triggeren med modstande til medkobling (R1 og R2) og modstande til modkobling (R3 og R4). Hvis R3 og R4 ikke benyttes, udregnes hysteresen alene med R1 og R2 modstandene.**

med samme frekvens, men amplitudeforskellene vil udlignes. En sinusformet spænding kan blive til firkanter; og ligeså en trekantkurve.

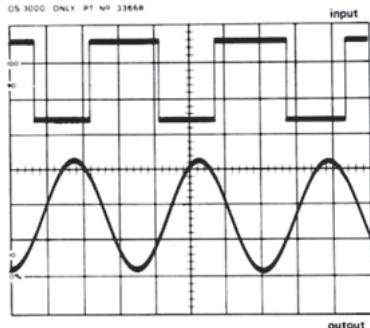
Hvor man har brug for undertrykkelse af elektrisk støj eller hurtige støjimpulser, kan man også bruge en schmitt-trigger. Man sætter da et RC-led foran. Det tillader den størst ønskede transmissionshastighed, og schmitt-triggeren vil først skifte, når den rigtige (og længere varende) impuls er tilstede. Undertrykkelse af støj er et ganske særligt problem, når man arbejder med logiske kredse og specielt flip-flops. Vil man have en flip-flop til at skifte via en mekanisk kontakt, kan man ikke undvære et støjundertrykkelseskredsløb. Den mekaniske kontakt vil nemlig næsten altid give en serie »halve» impulser fra sig før den får rigtig kontakt. Det kan en flip-flop nå at opfatte som en hel serie hurtige kontaktskift. Med et RC led på f.eks. 100 kohm og 100 nF opnås en tidskonstant på 62,8 millisekunder. Omregnet i Hz er det ca. 16 Hz. Det tillader skift på 8 gange i sekundet, hvilket må være nok til manuel betjening. Filteret skærer altså alle de hurtige impulser væk lige før kontakten får rigtig forbindelse, og alle de impulser der kommer efter kontakten lige er brutt fjernes også. Schmitt-triggeren gendanner så et korrekt firkantsignal.

**Fig. G19.20b.**

Oscilloskopkurve af indgangssignalet til schmitt-triggeren (sinus) og udgangssignalet (firkant). Kurverne er i dette billede lagt symetrisk oven i hinanden, så man kan se på hvilket punkt sinusen trigger. Det gør den der, hvor de to kurver skærer hinanden.

**Fig. G19.20c.**

Samme oscilloskopkurve for schmitt-triggeren, men ind- og udgangskurver er skilt fra hinanden.



### Oscilloskopbillede af Schmitt-triggeren

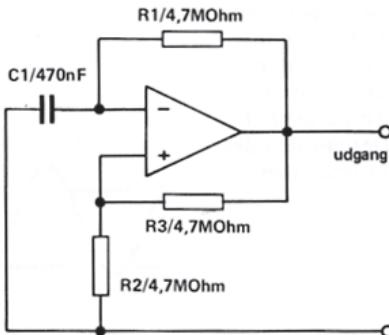
Oscilloskopbilledet fig. G19.20b-c viser sinussignalet, før det går ind i Schmitt-triggeren og firkantsignalet på udgangen. Kurverne er lagt oven i hinanden, så man kan se på hvilket sted af sinuskurvene skiftet sker. Det er tydeligt at Schmitt-triggeren først skifter i nærheden af sinusens top og bund. Da hysteresen ifølge diagrammet er  $\pm 2,25$  volt, må sinussignalet til denne opstilling altså være større end  $2,25$  volt spids. Effektivværdien må være  $\sqrt{2}$  gange mindre, altså  $2,25 : 1,41 = 1,59$  volt eff. minimum.

Hvis man ønsker en større følsomhed og dermed mindre hysterese, kan man ændre modstandene R1 og R2 eller R3 og R4. Hvis R1 gøres mindre, vil hysteresen også blive mindre. Hysteresen er lig forsyningsspændingen delt med modstandsforholdet R2 til R1. Se beregningerne fig. G19.20a.

### Astabil multivibrator

En astabil multivibrator er en selvsvingende oscillator, hvor udgangsspændingen skifter mellem de to logiske tilstande, - high og low. Man kan bygge en astabil multivibrator med næsten alle former for forstærkerkredsløb, - to transistorer, logik-gates og operationsforstærkere. Benytter man en Bi-MOS kreds får man udvidet anvendelsesmulighederne væsentligt, fordi skifteiderne ikke begrænses af halvledernes indgangsimpedans.

Astabil multivibrator



En astabil multivibrator kan arbejde med store forhold mellem timerkondensatoren og timermodstanden og give både korte og lange impulsstider. Med komponenterne i diagrammet får man en frekvens:

$$f = \frac{1}{2 \times k \times R1 \times C1} = \frac{1}{2 \times 1,1 \times 4,7 \times 10^6 \times 470 \times 10^{-9}} = \\ = 0,206 \text{ Hz} = 5 \text{ s},$$

Konstanten  $k$  er sat til 1,1 og bestemmes af modstandene  $R2$  og  $R3$ .

Fig. G19.21a.

Diagram for den simpleste astabile multivibrator med Bi-MOS operationsforstærkeren. Den svinger så langsomt, at den kan benyttes til visuelle forsøg med lysdiodeindikator, som i AE80/2 konstruktionen

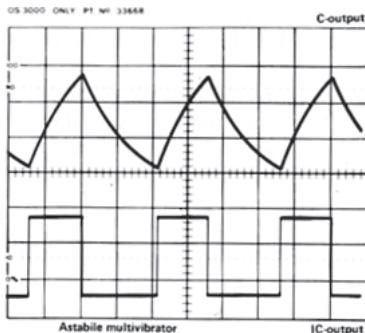
### Sådan virker en astabil multivibrator med OP-AMP

Schmitt-triggeren har kun to stabile stillinger. Høj eller lav spænding på udgangen. Hvis man sætter en kondensator på inverting indgangen til stel og benytter den som schmitt-trigger, - se fig. G19.21a, vil  $R1$  i den negative tilbagekobling lade kondensatoren op. Når ladespændingen over kondensatoren når schmitt-triggerens trigepunkt, vil udgangen skifte til low. Derved vil opladningen stoppe, og kondensatoren bliver nu afladet af udgangen. Hvis kondensatoren er forbundet til udgangen gennem en meget stor modstand, vil opladning og afladning tage lang tid. Er modstanden lille, vil det gå hurtigt. Hvis kondensatoren er lille, vil den hurtigt kunne lades op. Er den stor, tager det længere tid. Kondensatoren  $C1$  og modstanden  $R1$  bestemmer i væsentlig grad, hvor hurtigt schmitt-triggeren skal skifte, - men læg mærke til at også niveaueret, som kondensatoren skal lades op og af til, har indflydelse på, hvor hurtigt det hele skal forløbe. Det tager naturligvis længere tid at lade kondensatoren op til 2,25 volt end til f.eks. 0,5 volt! Sammenhængen for de 4 komponenter kan opstilles i en matematisk formel:

$$f = \frac{1}{2 \times \ln \left( 1 + \frac{2 \times R2}{R3} \right) \times C1 \times R1}$$

**Fig. G19.21b.**

Oscilloskopbillede af den astabile multivibrator. Den øverste kurve viser spændingssvinget over op- og aflade-kondensatoren C1. Den har savtak-form. Den nederste viser signalspændingen fra udgangen af Bi-MOS operationsforstærkeren. Denne spænding er firkantformet.



Den lidt komplicerede formel kan forkortes til:

$$f = \frac{1}{2 \times k \times R_1 \times C_1}$$

hvor konstanten k er bestemt alene af medkoblingsmodstandene R2 og R3. Har man adgang til en matematisk lommeregner, er det mindre kompliceret at bestemme konstanten, som »bare» er en naturlig logaritmisk indtastning  $\ln X$ :

$$k = \ln \left( 1 + \frac{2 \times R_2}{R_3} \right),$$

helt simpelt er det, når R2 og R3 er lige store, så er:

$$k = \ln \left( 1 + \frac{2 \times 1}{R_3} \right) = \ln 3 = 1,0986 \dots = 1,1$$

De nævnte størrelser indsættes alle i grundstørrelser, - således  $f$  = frekvensen i herz (Hz), modstandene R i ohm og kondensatoren C i farad (f).

### Oscilloskopbillede af multivibratoronmpulserne

På fig. G19.21b findes et oscilloskopbillede af udgangssignalet og lade-signalet på C1. Man kan se den typiske op- og afladekurve for en kondensator, og man kan konstatere, at opladninger afløses af afladninger netop når spændingen på udgangen skifter fra høj til lav. Når kurverne ikke er rette savtakker skyldes det at kondensatoren op- og aflades fra en spændingskilde over en modstand. Kun hvis man lader med en konstant strøm, kan man få helt rette savtakker.

Bemærk at afladekurven er bredere end opladekurven. Det kan skyldes, at forsyningsspændingen ikke er helt symmetrisk omkring nulllinien.

### Komponentværdier til multivibratoren

Da opstillingen fig. G19.21a benytter en Bi-MOS kreds, kan man vælge komponenter over et meget bredt område.

Timerkondensatorerne kan være lige fra 10 pF til tusinder af uF men husk at kondensatorerne har forskellige egenskaber:

- a: Keramiske skive og rørkondensatorer er gode og har lave lækstrømme, men de kan have meget store temperaturkoeficienter. En lige indloddet 1 nF kondensator kan være på 1,5 eller 0,5 nF. Først når den har fået stuetemperatur ligger den på ca. 1 nF.
- b: Polyesterkondensatorer har lave temperaturkoeficienter, lave lækstrømme og høj stabilitet, men man kan kun få dem fra ca. 10 nF til 2,2uF. De største er ydermere ret volumiøse.
- c: Tantalkondensatorer er også gode. De har lavt tab og lav temperaturkoeficient, men de tåler kun spænding »den rigtige vej». I multivibratoropstillingen får de forkert polaritet i det halve af tiden, hvis man ikke ændrer på opstillingen og forbinder kondensatoren minusbenen til forsyningsspænding minus (og altså ikke nul).
- d: Elektrolytkondensatorer kan fås meget store, men de er mindre velignede til timerformål. De er temperaturfølsomme, og de har store lækstrømme. Man kan komme ud for, at de ikke kan oplades og aflades med modstande over 100 kohm. Elektrolytkondensatorer er sejlive for forkert polarisering, men de er ringere til timerformål på grund af den store lækstrøm. Man forbinder elektrolytkondensatorer til minusforsyningen ligesom tantalkondensatorerne.
- e: Modstanden R1 kan vælges efter kondensatorernes lækstrømme. Alt inden for 100 ohm til 100 GIGA ohm kan benyttes. Under 100 ohm skal operationsforstærkeren leve for meget strøm, så det er bundgrænsen. Topgrænsen findes ved nogle hundrede GIGA ohm, men i praksis skal man nok ikke gøre sig håb om at kunne få fat i modstande på mere end 10 Mohm. På samme måde kan man vælge R3 og R4, men forholdet mellem disse modstande bør ikke overstige 100 til en, hvis frekvensen skal være nogenlunde stabil.

### Astabil multivibrator med variabelt impulsforhold

I masser af opstillinger har man brug for impulser med forskelligt forhold mellem opladning og afladning.

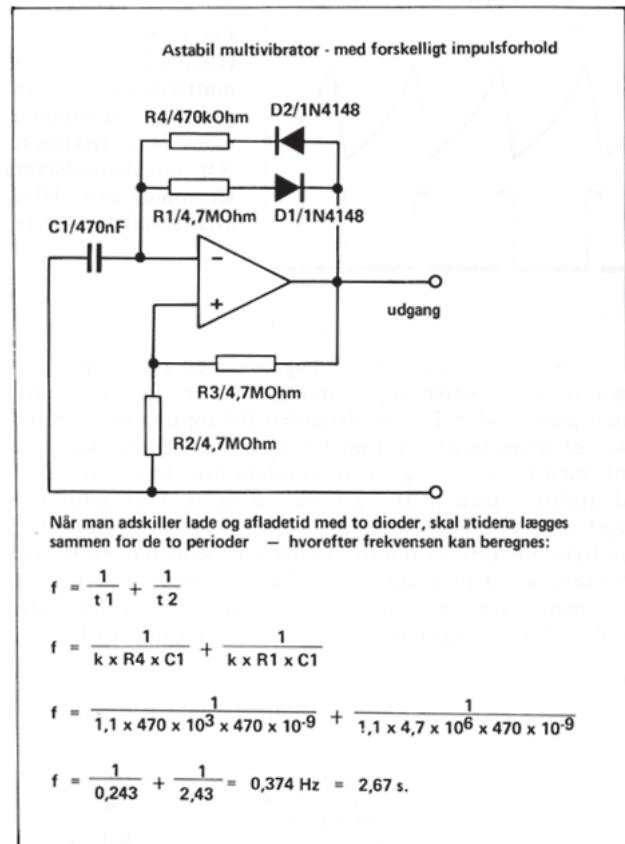
Det kan nemt imødekommes med en lille ændring af multivibratorens grundkonstruktion.

I fig. G19.22a diagrammet ser man, at op- og afladning af kondensatoren er adskilt med dioder. Der er et kredsløb, som oplader og et som aflادر.

Når udgangen svinger i positiv retning, vil dioden D2 lede ind gennem modstanden ind gennem R4 på 470 kohm. Det vil forårsage en ret hurtig opladning af kondensatoren. Når triggespændingen nås, vil udgangen skifte om, men nu foregår afladningen gennem dioden D1. Den modstand D1 lader af gennem er meget større (10 gange), og derfor tager det meget længere tid. Beregningen af denne multivibrator foretages med formlerne som vist i diagrammet.

**Fig. G19.22a.**

**Diagram for astabil multivibrator med forskelligt op- og aflade impulsforhold.**



Variable impulsforhold benyttes i et utal af måleinstrumenter og f.eks. også i proportionalfjernstyringsanlæg, hvor rormekanismen indstiller sig efter impulslængden.

### Oscilloskopbilledet

På oscilloskopbilledet ser man det forkantede udgangssignal samt op- og afladesignalet over kondensatoren C1. Under oscilloskopmåling blev frekvensen sat op til ca. 1 kHz ved at erstatter C1 med en 100 pF kondensator. Det gav et blinkfrit billede. Man kan bytte om på op- og afladekredsene ved at vende begge dioder. Derved vendes kurven på hovedet.

### Astabil multivibrator med variabelt impulsforhold

Vi har tidligere beregnet og forklaret den astabile multivibrator i sin simpleste form. Hvis man ønsker en variabel frekvens eller et variabelt impulsforhold, kan man ændre på en eller flere af komponenterne.

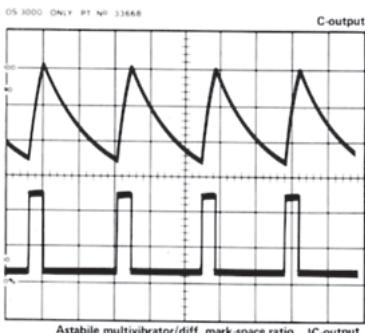
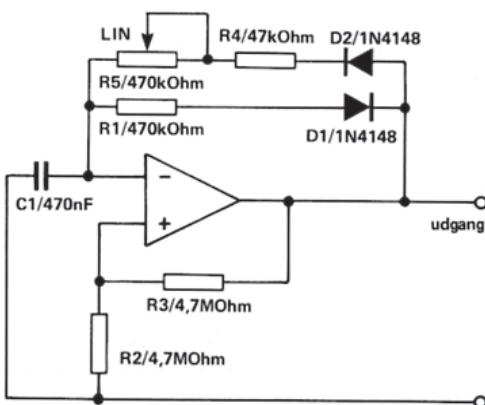


Fig. G19.22b.

Oscilloskopkurve for den astabile multivibrator med variabelt impulsforhold. Ladestrømmen er stor. Derfor lades kondensatoren  $C_1$  hurtigt op. Når opladetiden er lille, er strømmen stor. Afladetiden er lang, fordi afladetiden er stor.

Fig. G19.23a viser et diagram af en astabil multivibrator, hvor man kan ændre den positive impulsbredde. Der er indsæt et potentiometer i opladegrenen med dioden D2, modstanden R4 og potentiometeret R5. Hvis man ønsker et langsommere forløb for op- og afladning, kan man udskifte  $C_1$  på  $470\text{ nF}$  med en anden og større kondensator, f.eks. en  $6,8\text{ }\mu\text{F} / 40\text{ V}$  elektrolytkondensator, - men man må huske at sætte dens minusledning til minus-loddeøjet i stedet for stel-loddeøjet. Ellers vil elektrolytkondensatoren blive forkert polariseret. Det vil hindre oscillation. Modstanden R1 på  $470\text{ kohm}$  er fast og bestemmer alene afladetiden. Man kan også indsætte et potentiometer her. Så får man justeringsmulighed for afladningen. Modstanden R4 på  $47\text{ kohm}$  er indsæt for at begrænse impulsbreddeændringen til 10 gange. Hvis man kort-

Astabil multivibrator - med variabelt impulsforhold

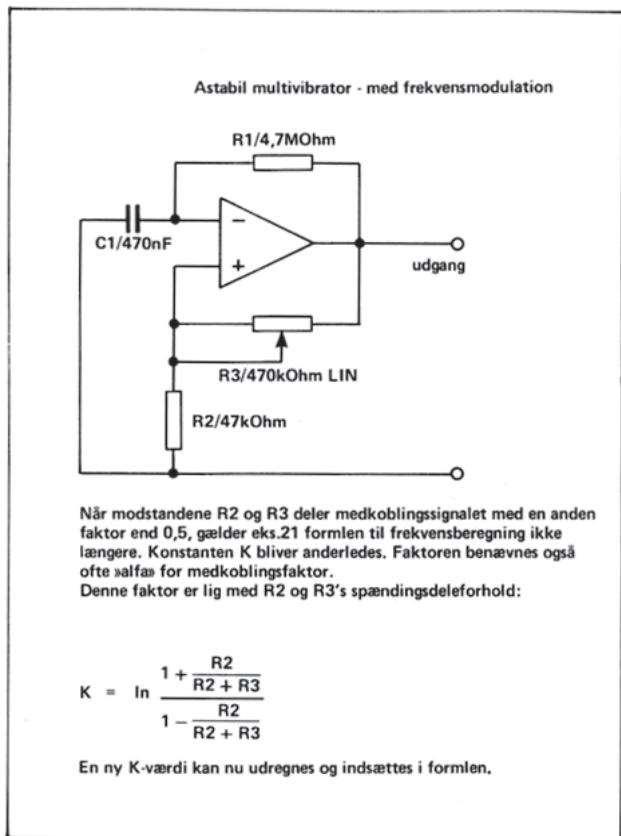


Man opnår et variabelt impulsforhold hvis op eller afladningen kan reguleres. Det gøres ved at indskyde et potentiometer. Dette trin beregnes på samme måde, som i eksempel 23, - man skal blot indsætte potentiometerets indstillede værdi plus den faste seriemodstand.

Fig. G19.23a.

Diagram for en astabil multivibrator med variabel positiv impuls.

**Fig. G19.24a.** Diagram for astabil multivibrator med variabel frekvens. Med en ekstra modstand og styrespænding til non-inverting indgangen, kan man variere frekvensen.



slutter den, kan man opnå en meget stor ændring, men justeringen vil være klemt sammen i potentiometerets ene ende.

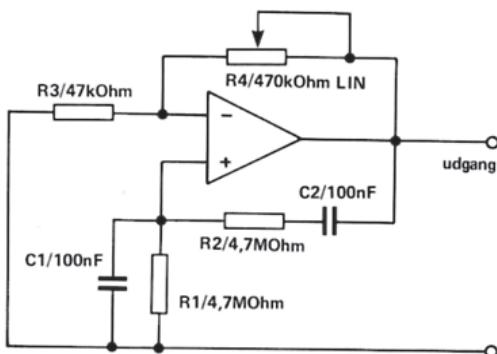
### Astabil multivibrator - med frekvensmodulation

Man behøver ikke at ændre op- og afladestrømmen til ladekondensatoren C1 for at få en frekvensændring, men man kan ændre schmitt-triggerens hysterese. Det påvistes allerede i eksempel GI9.21.

I fig. G29.24a vil vi ændre på hysteresen for at få en fornemmelse af den frekvensændring, det kan give. I det første multivibratoreksempel var modstandene R2 og R3 lige store, og konstanten beregnedes da til 1,1 ud fra formlen:

$$k = \ln \frac{\frac{R2}{R2 + R3}}{1 - \frac{R2}{R2 + R3}} = \ln \left( 1 + \frac{2 \times R2}{R3} \right)$$

Wien-bro oscillator - med sinus signal



For wien-bro sinusoscillatoren gælder at kondensatorerne  $C_1$  og  $C_2$ , samt modstandene  $R_1$  og  $R_2$  skal være lige store. I vort eksempel er  $C_1 = C_2 = 100\text{nF}$  og  $R_1 = R_2 = 4,7\text{MOhm}$ .

Desuden skal forstørkningen være nøjagtig 3. Er den mindre vil oscillatoren stoppe, og er den større vil den oversvinge til firkantform.

Frekvensen beregnes efter formlen:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_1} = \frac{1}{6,28 \times 4,7 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-9}} = \frac{1}{2,95 \text{ (s)}} = 0,339 \text{ Hz}$$

Samtidig skal  $R_1 = R_2$  og  $C_1 = C_2$ .

I praksis benytter man følgende komponenter for en 1 kHz generator:

$R_1 = 15\text{kOhm}$ ,  $R_2 = 15\text{kOhm}$ ,  $R_3 = 820 \text{ Ohm}$ ,  $R_4 = \text{R53 NTC}$ ,  $C_1 = 10\text{nF}$  og  $C_2 = 10\text{nF}$ .

**Fig. G19.25a.**  
Diagram og beregningsformler for en Wien-bro tonegenerator

Prøv at indsætte forskellige værdier for modstandene  $R_2$  og  $R_3$  og se hvor stor konstanten da bliver.

Med  $R_2$  og  $R_3$  lig  $4,7 \text{ Mohm}$  er konstanten (forkortet) = 1,1.

Med  $R_2 = 47 \text{ kohm}$  og  $R_3 = 470 \text{ kohm}$  er konstanten = 0,18.

Med  $R_2 = 47 \text{ kohm}$  og  $R_3 = 4,7 \text{ kohm}$  er konstanten = 2,34.

$$\text{Indsætter man konstanten i formlen: } f_{csc} = \frac{1}{2 \times k \times C_1 \times R_1}$$

ses det, at en stor  $k$  værdi giver en lav frekvens og lille  $k$  værdi giver en høj frekvens.

### Spænding til frekvens converter

Man kan benytte den simple astabile multivibrator som spænding til frekvensomsætter. Det gøres simplest ved at føre en jævnspænding ind på non-inverting indgangen via en modstand på f.eks. 470 kohm. Man får da en udgangsfrekvens, som varierer i takt med den påtrykte DC spænding. Frekvensen er

IKKE direkte proportional med DC spændingen men blot afhængig af den. Man kan altså ikke koble en frekvenstæller efter og benytte den som lineær spænding til frekvensomslætter!

### Wien-bro oscillator

I en Wien-bro oscillator - som kan give rene sinustoner - tilbagekobler man en del af signalet fra udgangen til non-inverting indgangen. Man medkabler, - se fig. G19.25a.

Medkoblingen sker over to RC-led med samme tidskonstant og altså samme overgangsfrekvens.

Ved samtidig at begrænse forstærkningen i kredsløbet til én får man en fuldkommen ren sinustone, og som bekendt er det den reneste tone, der kan forekomme. En sinustone indeholder én og kun én tone, i modsætning til andre kurveformer, der kan opfattes som sammensatte af et bestemt antal sinustoner med forskellig styrke (amplitude) og fase.

På diagrammet fig. G19.25a ses en sådan opstilling. C2 og R2 overfører høje frekvenser til medkobling og C1 og R1 kortslutter høje frekvenser. Af den grund vil kun én frekvens medkobles maksimalt. Man kan udregne broen som en spændingsdeler for en bestemt frekvens, og det viser sig, at spændingsdelen dæmper signalet ved overgangsfrekvensen med en faktor 3.

Derfor skal man have en forstærkning på nøjagtig 3 for at broens tab lige netop ophæves. Så får man en helt ren sinussvingning. I diagrammet ses det, at man kan variere forstærkningen med potentiometeret R4. Da R3 er på 47 kohm og R4 er 470 kohm, kan man justere forstærkningen fra 1 gang til 11 gange. Beregningen af forstærkning for dette kredsløb er tidligere beskrevet under fig. G19.2a.

### Oscilloskopbillede af sinuskurven

På fig. G19.25b ses et billede af sinuskurven på operationsforstærkers udgang og på dens non-inverting indgang. Kurven er klippet i bunden - hvilket vil sige, at det ikke er en ren sinus. Det er fordi man simpelthen ikke KAN justere forstærkningen ind, så man opnår en forstærkning på eksakt 3 gange. En anelse for lille forstærkning ville stoppe oscillatoren, og en anelse for meget ville give så store udsving, at kurven klippes.

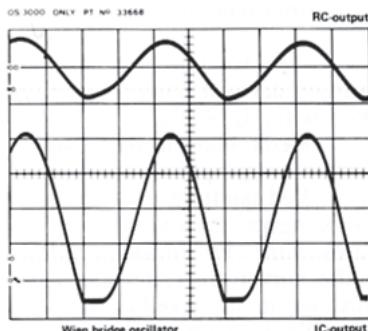
Der findes mange måder, hvorpå man kan indføje en automatisk forstærkningsregulering på, så dette problem undgås. Man kan styre forstærkningen ind efter udgangssignalet med en FET, en transistor eller en NTC-modstand. Den sidste løsning er den simpleste og også ganske effektiv. NTC-modstanden kan være en speciel type R53 (Siemens el. ITT) på 4,7 kohm, og den indsættes i stedet for potentiometeret R4 på 470 kohm. Samtidig må man gøre R3 mindre. Man kan indsætte en modstand på 1 kohm på R4's plads. Forholdet mellem R4 og R3 giver en forstærkning:

$$g = \frac{R4 + R3}{R3} = \frac{4,7 \text{ k} + 1 \text{ k}}{1 \text{ k}} = 5,7 \text{ gange}$$

Med denne forstærkning er man sikker på, at generatoren altid har forstærkning nok til at kunne svinge stabilt. NTC-modstanden bliver varmet op af udgangssignalet, når generatoren begynder at svinge. Opvarmningen af

en NTC-modstand medfører, at den får en lavere modstand. Når modstanden er faldet til et niveau, hvor forstærkningen begynder at nærme sig 3 gange, falder opvarmningseffekten, og tilstanden er stabil. Det kan tage op til et par sekunder, før NTC'en har stabiliseret kredsløbet, men så er kurven også helt ren.

**Fig. G19.25b.**  
Oscilloskopkurve over udgangssignalet og medkoblingssignalet i en Wien-bro tonegenerator.



### Bi-MOS i Wien-bro oscillatoren

Hvis man benytter en almindelig operationsforstærker med NTC reguleringen, kan man opnå en frekvensvariation på maksimalt 100 gange ved kun at ændre wien-bro modstandene (benyt f.eks. et stereopotentiometer). Hvis man i stedet for en almindelig bipolar operationsforstærker benytter en Bi-MOS ditto, kan man tillade sig at indsætte et meget stort potentiometer i stedet for R2 og R4. Derved kan man opnå frekvensændringer på 10 eller 100 gange mere. Det kræver dog, at det indsatte stereopotentiometer kan spore over hele området. Det vil sige, at de to modstande skal kunne ændres ens og i helt samme takt. Det kan man desværre IKKE forvente med et almindeligt billigt stereopotentiometer. Det sporer inden for 1 - 5 %.

Hvis sporingen ikke er iorden, vil dæmpningen i wien-broen ændres, så der måske skal forstærkes 5 eller måske 10 gange. Det vil sætte NTC-reguleringen på prøve, og hvis oscillatoren stadig kan svinge, kan det vare nogle sekunder, før den efter er stabil.

I helt professionelle wien-bro opstillinger benytter man ikke et stereopotentiometer til reguleringen, men en drejekondensator. Den kan nemlig fremstilles med yderst fin sporing. En drejekondensator har imidlertid sjældent større kapacitet end 10 til 100 pF. Derfor må man benytte meget store præcisionsmodstande på R1 og R2's plads - ofte 20 Mohm eller mere for at opnå så lave frekvenser som 10 Hz. Det KAN lade sig gøre at opbygge en sådan opstilling med en Bi-MOS, fordi den har så høj en indgangsmodstand, men det kan være et problem at undgå uønskede spredningskapaciteter i f.eks. forbindelsesledningerne.

## KONKLUSION

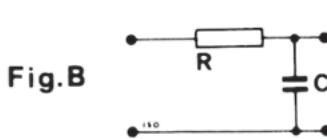
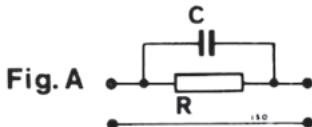
I dette afsnit har vi lært om filtre og tonegeneratorer. Enkle filtre kan opbygges diskret, men hvis man vil have en stor filtervirkning, er det nødvendigt at benytte forstærkning. Som forstærkere kan man nemmest benytte OP-AMP'er. OP-AMP'erne er nemme at benytte, fordi man ikke sammen med filterberegningerne behøver at tage hensyn til jævnspændingsstabiliseringer,

som når man benytter transistorforstærkere. Langt de fleste almindelige filtre kan opbygges med kombinationer af modstande og kondensatorer. Anvender man RC-led og operationsforstærkere sammen, kan man opbygge selvsvingende filtre - dvs. oscillatorer eller tonegeneratorer. Ved brug af dioder kan man både bestemme op- og afladetiderne. Derfor kan man også opbygge funktionsgeneratorer med forskelligt impulsforhold.

## G19 FILTRE OPGAVER

1. Overfører en kondensator bedst:

- Bastoner ..... A ()
- Diskanttoner ..... B ()



2. Spærre en kondensator for diskant, hvis den er anbragt som på:

- Fig. A ..... A ()
- Fig. B ..... B ()

3. Vi vil konstruere et filter til bashævning, der hæver bassen ti gange. Først sænkes hele signalniveauet ti gange, og derefter hæves bassen men ikke mellem- og diskanttonerne til vort startniveau: ( $Z_c = R$ )

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \times Z_c} \quad R = 10 \text{ kohm}$$

Hvor stor skal C være for at give en bashævning fra 160 Hz:

- 680 nF ..... A ()
- 100 nF ..... B ()
- 1000 nF ..... C ()

# G20 - AKUSTISKE KOMPONENTER

## AKUSTISKE KOMPONENTER

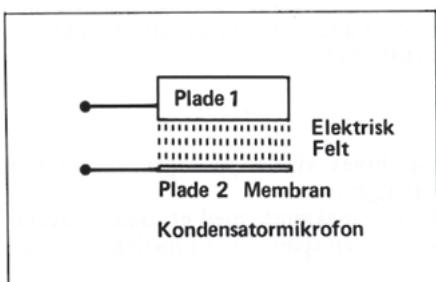
Akustiske komponenter omsætter mekaniske svingninger til elektricitet eller omvendt, og de vigtigste er mikrofoner, højtalere og pick-up's.

Når vi kaster en sten i vandet vil vi se, at der opstår bølger. Det samme sker, når vi hører et knald. Lydbølgen (i virkeligheden trykbølger) udbreder sig. Det de rammer bevæges i takt til bølgerne. Jo mere letbevægeligt et emne er, desto større bliver udslaget.

## KONDENSATORMIKROFON

Kondensatormikrofonen er opbygget som vist på fig. G20.1a. Det er den mikrofon, hvormed man kan få det bedste frekvensområde. 20-20.000 Hz inden for 1 dB's afvigelse er ikke ualmindeligt.

En kondensatormikrofon skal have en polariseringsspænding mellem pladerne. Når dette elektrostatiske felt ændres, vil også spændingen over pladerne ændres. Feltet ændres ved akustisk påvirkning af den meget tynde membran. Udgangsspændingen er omkring 1-10 mV. Da en kondensatormikrofon er meget højimpedanset, må man tilslutte mikrofonen til en Field-Effekt forstærker (med mindst 100 Mohm indgangsimpedans), som må være anbragt meget tæt på selve kapslen (1-5 cm). En speciel type kondensatormikrofon er ELEKTRET-typen. Den har indbygget en FET-transistor og arbejder ved lavspænding. På fig. G20.1b vises en lille elektret-type mikrofonkapsel til indbygning. Diagramtegningen fig. G20.1c viser den korrekte tilslutning.



**Fig. G20.1a.**  
Kondensatormikrofonen virker ved trykændringer på en tynd plade i et elektrisk felt.

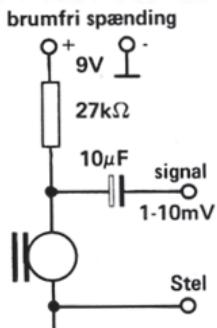


Fig. G20.1ca

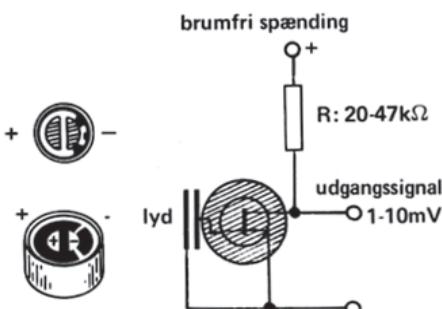


Fig. G20.1cb

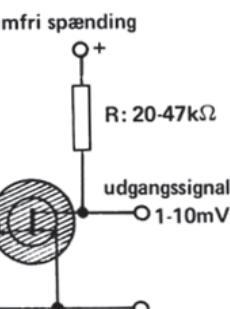


Fig. G20.1cc

**Fig. G20.1c.**

Elektrret mikrofonen tilsluttet en HELT brumfri forsyningsspænding på 3 til 10 volt gennem en modstand på 10-100 kohm. Signalet udtages fra den indbyggede FET via en overføringskondensator.

### Kulkornsmikrofonen

På fig. G20.2a-b ses en skitse for en kulkornsmikrofon.

Kulpulveret er løst indlagt i et isolerende kunststof-hylster. Membranen, som skal påvirkes akustisk, er en tynd kul- eller metalprop. Når membranen påvirkes, vil kulpulveret omrystes, og modstanden deri ændres. Hvis man sender strøm gennem mikrofonen, vil spændingen over den derfor ændres. Udgangsspændingen er på omkring 600-1000 mV. Altså rigelig stor nok til at »trække» en høretelefon uden ekstra forstærkning. Frekvensområdet ligger mellem ca. 400 og 2000 Hz med resonanser og udsving til  $\pm 10$  dB. (»telefon-klang»). Hvis kulkornsmikrofonen skal benyttes til modulering af f.eks. en sender, må den forspændes med en strøm på omkring 10 mA.

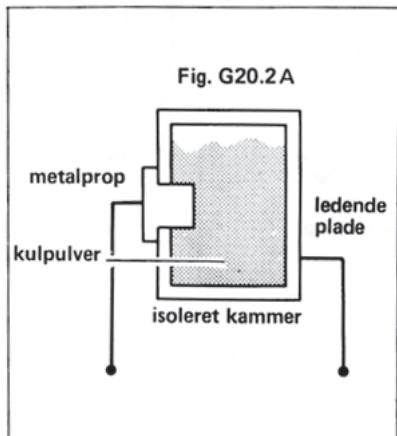
### Dynamisk mikrofon

En dynamisk mikrofon er opbygget på samme måde som en højttaler, se. fig. G20.3. Membranen, som er særdeles tynd, er påmonteret en lille, let spole. Spolen er placeret i et magnetfelt. Magneten er udformet som en rund E-kærne med permanent magnetisme. Spændingen fra en dynamisk mikrofon ligger mellem 0,5-2,0 mV afhængig af lydstyrken.

### Krystal mikrofon

Når et PIEZO-krystal bukkes eller bøjes, vil der på udgangen opstå en spænding, som er proportional med bøjningen.

Hvis mikrofon-membranen forbindes mekanisk med et sådant krystal, vil det bøjes ganske lidt. Derved afgives der en spænding på mellem 1 og 500 mV maximum.

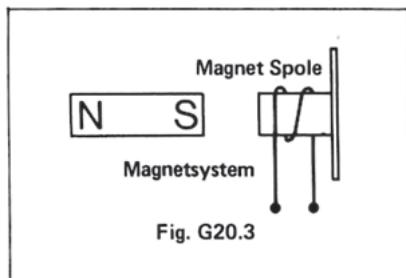


**Fig. G20.2a.**  
Kulkornsmikrofonen er opbygget som et kammer med kulpulver. Når lyden rammer den ledende plade »rystes» kulpulveret i samme takt og modstanden ændres.

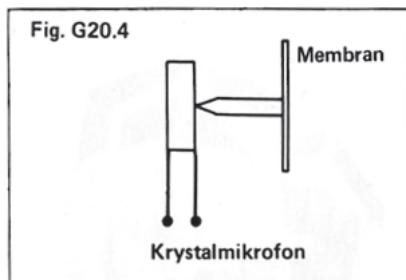


**Fig. G20.2b.**  
Telefonrør med åben mikrofonkapSEL. Bag metalhullerne er den tynde membran placeret.

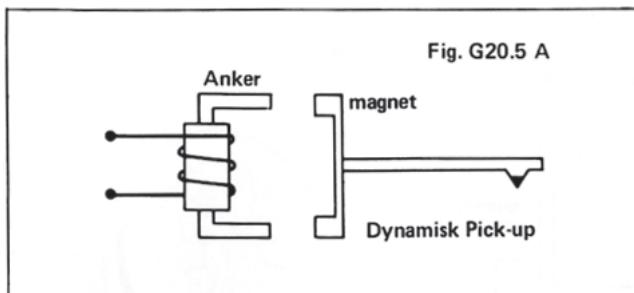
**Fig. G20.3.**  
I en dynamisk mikrofon er der anbragt en membranophængt spole i et magnetfelt.



**Fig. G20.4.**  
I en krystal mikrofon koncentreres lydbølgerne fra den lette membran på et piezo-krystal, som derved skaber en signalspænding.



Kvaliteten, som kan opnås med en krystalmikrofon, er ret ringe. Et frekvensområde på mellem 200 og 3000 Hz ( $\pm 3$  dB) er typisk.



**Fig. G20.5a.**  
I en almindelig dynamisk pickup bevæges en mikro-magnet eller et anker i en pickup spole.

### Pick-up'en

Pick-up's er beregnet til at omsætte mekaniske bevægelser i pladerillen til en svag elektricitet, der forstærkes. De almindeligste typer er opbygget som krystal-, keramisk- eller dynamiske pick-up's.

### Dynamisk pick-up

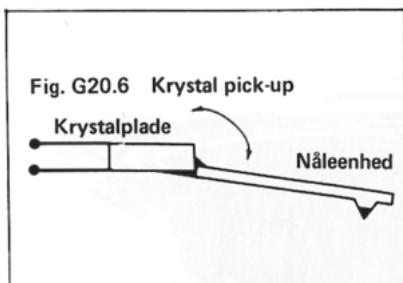
Den dynamiske pickup er idag den mest anvendte på grund af kvalitet og prisforholdet.

På fig. G20.5a kan man se, hvorledes en dynamisk standard pickup fungerer. Foran et lille magnetisk jernanker med spole er anbragt et jernkors. Når jernkorset bevæges, induceres en ganske svag spænding. Spændingen er på ca. 2 til 8 mV max. ved 1000 Hz. Spidsspændinger på 100 mV er ikke ualmindelige, når pickup'er ligger mellem 10-50 kohm. Kvaliteten følger omtrent prisen. Dynamiske pickup's kan købes for mellem 100 og 1000 kr. Frekvensområdet for en god pickup ligger mellem 20 og 20.000 Hz på  $\pm 3$  dB.

MMC-pick-up's - Magnetic Moving Coil - er på kommercial basis en ny type pickup's med væsentlig forbedrede egenskaber i forhold til almindelige dynamiske typer. Princippet kan føres tilbage til ca. 1930, hvor ing. dr. Schlegel på Dansk Fono Film udviklede en »omvendt« type dynamisk pickup. I stedet for at lade et magnetfelt påvirke af et jernanker, er MMC-pick-up'en bygget med en bevægelig spole. Derved kan den bevægelige masse af



**Fig. G20.5b.**  
Magnetic Moving Coil pickup fra Ortofon. Denne pickup fungerer modsat i forhold til den dynamiske pickup. I MMC-pickup'en er det spolen, der bevæges af nålen.



**Fig. G20.6 Krystal pick-up**

**Fig. G20.6.**  
Krystal pick-up'en er opbygget med et PIEZO-krystal på helt samme måde, som en krystal mikrofon.  
I Krystal pick-up'en bukker nålen piezo-krystallet. Derved afgives en svag signalspænding.

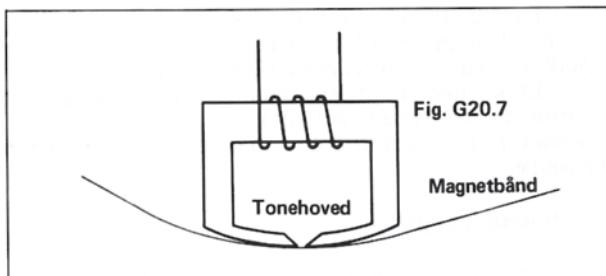
nåleenheden gøres lettere, og frekvenslineariteten forbedres. Når MMC-pick-up'en ikke tidligere var den helt store succes, hang det sammen med, at man måtte benytte en pick-up transformator. MMC'ens impedans skal nemlig holdes så lav som 1 til 4 ohm og derfor giver pick-up'en 10 gange svagere signal fra sig. Idag kan man lave transistorforstørrelser med så lav egenstøj, at man kan udnytte den lave signalspænding ved et godt signal/støj-forhold, og derfor vinder MMC-pick-up'en indpas i kvalitetsudstyr.

### Krystal pick-up

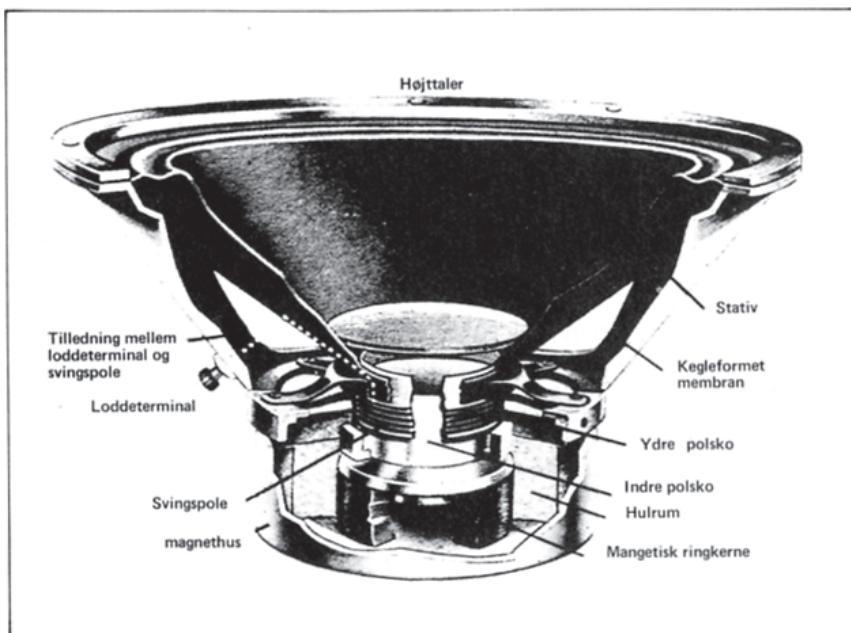
Når et piezo-elektrisk krystal bøjes, vil der opstå en spænding over det. Pick-up nåles anbringes således, at krystallet bøjes maximalt. Udgangsspændingen er da maksimalt 500-1000 mV over 470 kohm tilslutningsimpedans. Hvis man benytter en lavere tilslutningsimpedans, vil spændingen falde. Krystal-pick-up's ældes ved udtørring i løbet af ca. 2 år. Krystal-pick-up'enens frekvensområde og forvrængningsegenskaber er væsentlig dårligere end den dynamiske pick-up's egenskaber. Den keramiske pick-up minder i opbygning om krystal-pick-up'en, men kvaliteten er næsten lige så god som ved dynamiske pick-up's.

### Tonehovedet

Tonehovedet benyttes til omdannelse af de svage magnetiske informationer, der kan oplagres på lydbånd til elektriske spændinger. Selve kernen er af umagnetisk jern eller ferrit og formet som et næsten lukket U. Spalten er ikke bredere end 1-10 milliontedele af en meter. Spolen, som normalt har en impedans på 200 ohm, er viklet om kernen. Udgangsspændingen er ca. 0,5-



**Fig. G20.7.**  
Tonehovedet i en båndoptager er en hesteskoformet - næsten lukket - jernkerne med en spole. Luftspalten opfanger lydbåndets svage magnetiske ændringer.



**Fig. G20.8.**

Snit gennem en dynamisk standardhøjttaler. Svmgsolen bevæger sig i magnetfeltet, når den påtrykkes effekt fra en audioforstærker.

3 mV ved 1000Hz. Tidligere fremstilledes tonehoveder mest af jern, men idag kan man fremstille bedre og langt mere holdbare tonehoveder af glas/ferrit.

### Dynamisk højttaler

Højttaleren er en lydgiver. Den er opbygget af en let bevægelig membran med en pålimet svingspole. Spolen, der er omgivet af et kraftigt magnetfelt, bevæger sig, når der sendes strøm igennem den. Hvis membranen er stor, kan den kun følge med ved lave frekvenser, f.eks. 1000 Hz, men den store membran er til gengæld nødvendig for gengivelse af lave frekvenser, fordi lydenergien er proportional med frekvensen. Lave frekvenser er langsomme og kræver tilsvarende store bevægelser.

En lille, tynd membran af hårdt materiale kan bruges til høje frekvenser. Et eksempel herpå er Dome-højttaleren, der kan gengive toner op til 25000 Hz med stor nøjagtighed. (Dome = kugleskal).

Et komplet højttalersystem skal kunne gengive fra 20 til 20000 Hz, hvorfor vi må benytte flere højttalere, ofte 3. Bas, mellemtone og diskanthøjttaleren forsynes fra et delefilter, så hver højttaler får sin rette del af signalet at behandle.

### Elektrostatisk højttaler

En højttaler kan også opbygges elektrostatisk. Egentlig kan man sam-

menlige med kondensatormikrofonen, men i stedet for at få spænding fra den, sender man spænding til den.

Man kan sammenligne med et sæt store kondensatorplader. Når kondensatoren tilføres vekselspænding, vil pladerne henholdsvis tiltrække og frastøde hinanden. Derved vil der udsendes lydbølger fra foliet. Desværre skal kondensatorpladerne påtrykkes meget høje spændinger, for at man kan opnå fornuftige lydtryk, og man benytter en kraftig omsætningstransformator. Den omdanner de sædvanlige udgangsforstærkerspændinger på 10-20 volt til ca. 8-10.000 volt. Det kræver en helt speciel højttaleropbygning i form af en kvadratmeter stor plade, men man opnår et højt frekvensområde og en utrolig fin gengivekvalitet.

### Delefiltre

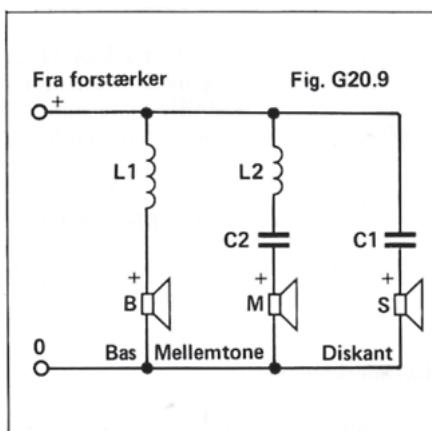
Ikke alle toner gengives med samme kraft af samme højttaler. Derfor må man ofte i HI-FI systemer benytte flere højttalere. En højttaler overtager arbejdet, når en anden ikke kan følge med længere. Det nytter ikke bare at forbinde tre egnede højttalere i parallel. Så bliver der afsat spildt effekt i 2 af højttalerne, der ikke siger noget. Derfor må man benytte et delefilter. Det sender bastonerne til bashøjttalerne, mellemtonerne til mellemtonehøjttaleren og de høje toner til diskanthøjttaleren. (Tweeter = højtonehøjttaler). På fig. G20.9 ses hvordan.

Bastoneme passerer let en lille spole L1, der er stor nok til at spærre for mellem- og diskanttoner. Diskanttonerne er høje nok til at passere en lille kondensator C1, der spærre for mellem- og bastoner. Mellemtonehøjttaleren er »spændt foran» en serie forbundet kondensator og spole. Denne kreds lader kun mellemtonerne passere.

Man kan også nøjes med 2 højttalere og kan få en rimelig HI-FI-klang. Funktionen er næsten den samme som ved 3-gangs delefilteret, men her lader man også bashøjttaleren behandle mellemtonerne.

Hvis man selv ønsker at konstruere delefiltre, må man for det første kende noget til de højttalere, man vil benytte. Man må fra leverandøren få opgivet data på i hvilket frekvensområde højttaleren kan benyttes, og man må kende impedansen. Med disse data kan man opbygge et delefilter til en rime-

**Fig. G20.9.**  
Simpelt diagram til et 3-vejs højttalersystem.



ligt lydende højttaler, men man må på ingen måde forvente at opnå top-data. Konstruktionen af højttalere i super-HI-FI klassen er en hel videnskab for sig, og de enkelte leverandører af færdige højttalersystemer er overordentlig uenige om, hvilke parametre der er de væsentlige. For nogen producenter bærer beskrivelse og de tekniske data et næsten religiøst præg.

Det enkle filter på fig. G20.9 viser den simplest mulige opbygning af et 3-way system med en B. bashøjttaler, en M. mellemtonehøjttaler og en D. diskant højttaler. Vi kan nu prøve at beregne dette filter til et 3-vejs system. Vi køber en bashøjttaler til området 40 Hz-500 Hz, en mellemtone til 500-4.000 Hz og en diskant højttaler til 4.000-20.000 Hz. Impedansen for de indkøbte højttalere er på 8 ohm.

Som det første beregnes filterspolen til bashøjttaleren. Spolen har til opgave at dæmpe frekvensen der, hvor bashøjttaleren holder op med at fungere fornuftigt. Det er 500 Hz, og ved den frekvens skal spolen yde mindst samme impedans som højttalerens impedans på 8 ohm. Den udregnes efter formlen:

$$L1 = \frac{Z}{2 \times \pi \times f} = \frac{8}{6,28 \times 500} = 2,5 \text{ mH}$$

Filterspolen for mellemtonehøjttaleren har til opgave at dæmpe signalet der, hvor det bliver svagt. Det er ved 4.000 Hz og ved den frekvens og 8 ohm skal selvinduktionen beregnes:

$$L2 = \frac{Z}{2 \times \pi \times f} = \frac{8}{6,28 \times 4.000} = 0,3 \text{ mH}$$

Mellemtonekondensatoren C2 har til opgave at spærre af for de basssignaler, bashøjttaleren har brug for. Derfor skal C2 udregnes ved 500 Hz, hvor den begynder at virke som en væsentlig serieimpedans:

$$C2 = \frac{157}{f \times Z} = \frac{157}{500 \text{ Hz} \times 8 \text{ ohm}} = 40 \text{ uF (bipolar type)}$$

Diskanthøjttaleren må kun få de høje frekvenser tilført. Det sker ved at spærre for bas og mellemtoneområdet med kondensatoren C1. Dens impedans skal ved 4.000 Hz være mindst ligeså stor som diskant højttalerens på 8 ohm. På dette grundlag kan den beregnes:

$$C1 = \frac{157}{f \times Z} = \frac{157}{4.000 \text{ Hz} \times 8 \text{ ohm}} = 5 \text{ uF (bipolar type)}$$

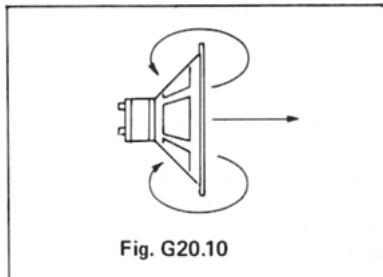
Derefter er hele filteret udregnet. Højttalersystemet kan bygges, og det vil virke fint til almindelige formål.

## Højttalerkabinet

Det kabinet man indbygger sine højttalerenheder eller sit højttaler-

**Fig. G20.10.**

En højttaler uden kabinet eller forplade vil kortslutte akustisk ved bas og mellemtone. En højttaler uden kasse vil ikke »sige noget». Overtryksbølger fra frontsiden løber rundt om kanten og udlignes med undertryksbølger

**Fig. G20.10**

system i er ligeså vigtigt som delefilter og valget af højttalerenheder. Det er nemlig overordentlig kompliceret at beregne og bygge et kabinet af en god kvalitet. Når man har løst problemer med resonans og virkningsgrad, kommer der problemer med faseforholdene mellem et fler-vejs-system. Også på dette felt ser man i HI-FI faghandlen mange interessante opbygninger, nogen er reelt gode, andre er mere kunstfærdige uden at man dermed kan slutte, at de er bedre. Bygger man sit eget kabinet, kan man dog komme et langt skridt ad vejen mod HI-FI kvalitet, hvis man i opbygningen passer på at der ikke kommer resonanser i et for tyndvægget kabinet og hvis man passer på, at lyden (især bastonerne) ikke er i stand til at kortslutte akustisk. Det er nemlig sådan, at en højttaler uden kasse hverken kan spille bas eller nedre mellemtone. Det sker, fordi de langbølgende lyde kan løbe rundt om højttalerens kant og udligne sig selv. Det idelle er en uendelig stor plade med et hul i midten. Så vil selv de dybeste toner ikke kunne løbe omkring hjørner og udligne sig selv.

Det bør forklaries, hvorfor bassen kortslutter sig selv. Når højttaleren bevæges frem, kommer der et overtryk på forsiden og et undertryk på bagsiden. Overtrykket på forsiden vil løbe udenom højttalerens kant og udligne trykket på bagsiden. Det vil sige, at trykbølgen ikke udbredes sig fremad men kortslutter i basområdet.

Ved højere toner er afstanden mellem trykbølgerne lille, og en enkelt bølge kan ikke nå udenom højttaleren, får en ny er påbegyndt. Ved at gøre højttalerkanten større, skal en tone løbe længere, og den når måske først om på bagsiden, når højttaleren bevæges den anden vej. Her rammer overtrykket et andet overtryk, og der sker ingen akustisk kortslutning.

Vi kan finde en lydbølges længde, når vi kender lydens hastighed og dens frekvens. Den laveste frekvens, vi kan høre, 20 Hz giver:

$$\text{Frekvens } f = \frac{300}{\text{Bølgelængde}}$$

$$f = \frac{300}{\lambda}$$

følgende gælder også:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

— og i vort eksempel:

$$\lambda = \frac{300 \text{ m}}{20 \text{ Hz}} = 15 \text{ m.}$$

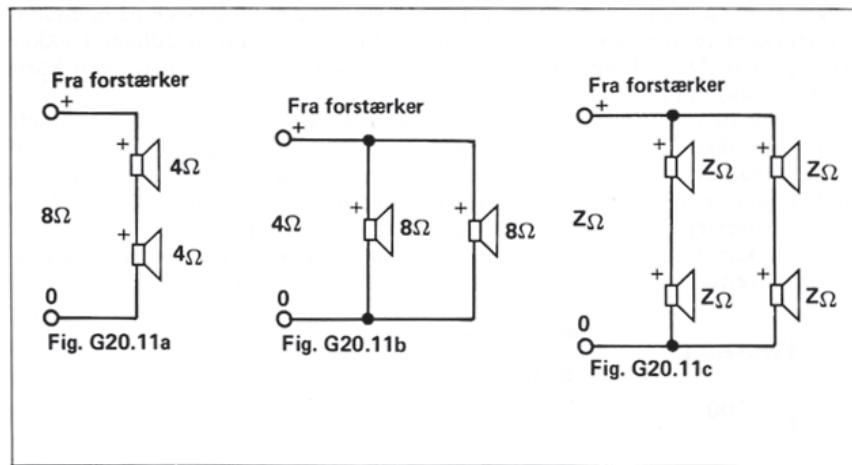
Denne længde udgør afstanden fra et overtryk til det nærmest følgende overtryk. Da faseforskellen i en højttaler er 180 grader fra forside til bagside, må vi lave højttalerkanten  $\lambda/2$  meter, så vejlængden, som vor laveste tone skal gennemløbe, giver 180 grader faseforskydning til udligning af højttalerens 180 graders faseforskydning.

Da lyden skal løbe både langs overkanten og langs underkanten af skærmen, behøver skærmens radius kun at være  $\lambda/4$ , eller i vort beregningseksempel 3,75 m.

### Pas på højttalerimpedansen

En forstærker er normalt indrettet til at kunne tåle en mindste tilslutningsimpedans på 4 eller 8 ohm. Kommer man under denne størrelse, kan forstærkeren ødelægges eller lyden forvrænges. Det går ikke at betragte en forstærker som et elektricitetsværk, man bare kan hægte et uendeligt antal højttalere på. Man må tilslutte højttalere med omtanke og aldrig med en resulterende impedans, der er mindre end det, der står i forstærkerens datablad. Fig. G20.11 viser, hvorledes man kan sammenkoble højttalere på 4 og 8 ohm. Det gælder uanset om man sætter flere højttalersystemer til samme forstærker, eller man sætter flere enheder sammen.

Fig. G20.11a viser, hvordan man kan sætte to 4 ohm's højttalere i serie til en impedans på 8 ohm. Kobler man som i fig. G20.11b to 8 ohm's højttalere i parallel, bliver den resulterende impedans 4 ohm. Højttalersammensæninger kan altså beregnes helt, som når man sætter almindelige modstande i

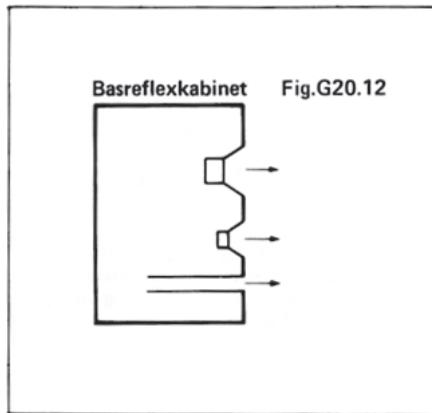


**Fig. G20.11.**

Når man sammenkobler flere højttalere eller systemer, må den samlede belastningsimpedans ikke være mindre end det forstærkeren kan tåle.

**Fig. G20.12.**

I basreflexkabinetet vendes fasen fra højttaler til portåbning ved den laveste grænsefrekvens. Derfor kortsluttes lyden først under grænsefrekvensen.



serie og parallel. For fuldstændighedens skyld viser illustrationen G20.11b, hvordan man kan sammenkoble 4 ens højttalersystemer til samme impedans som hver enkelthøjttaler.

### Basreflexhøjttaleren

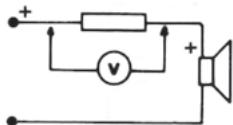
Ved beregning af en højttalerkasse til 20 Hz er det altså bedst, at lyden skal løbe 7,5 m. Det er naturligvis en urealistisk længde. I praksis laver man normalt et kabinet med en spalte og eventuelt en indbygget labyrinth. Det benævnes et Basreflekskabinet. Spalten er ofte udformet som en skrå kasse for at basresonansen skal virke over et større frekvensområde.

Denne form for højttalere har gennem en årrække været den mest anvendte. Højttalere af denne type har en vældig god frekvensgang og virkningsgrad. Størrelsen er dog et problem. Til et reflekskabinet benyttes en bashøjttaler med en nedre grænsefrekvens på ca. 20 Hz og kabinetet skal udføres, så det har en resonansfrekvens på samme størrelse. Opbygningen findes nemmest ved forsøg. Man kan måle resonansfrekvensen med en tonegenerator, en forstærker og et AC-voltmeter (ikke universalmåleinstrument) efter diagrammet fig. G20.13:  $R_1 = 4-16 \text{ ohm}$ .

### Måling af resonansfrekvens

Det er klart, at både forstærker og tonegenerator skal være retlinet. Ved resonansfrekvensen af højttaler eller kabinet vil spændingen falde over  $R_1$ . Rammer kassen og højttaler samme frekvens, vil de udligne hinanden og basområdet bliver tilnærmet lineær. Hvis højttalerens resonansfrekvens kendes fra databogen, kan man hurtigt se, hvilken resonansfrekvens kabinetet har, det er nemlig den anden resonans. Hvis højttaleren i kabinetet har en resonans på 40 Hz, og man aflæser spændingsfald på AC-voltmeteret for f.eks. 40 og 80 Hz, har kabinetet en resonans på 80 Hz. Det gøres større eller forsynes med en labyrinth eller en port med skuffe. Så sænkes resonansfrekvensen i selve kabinetet.

Grunden til at spændingen falder over modstanden  $R_1$ , er at højttaleren får en større impedans ved resonans. Det giver mindre spænding over  $R_1$ .

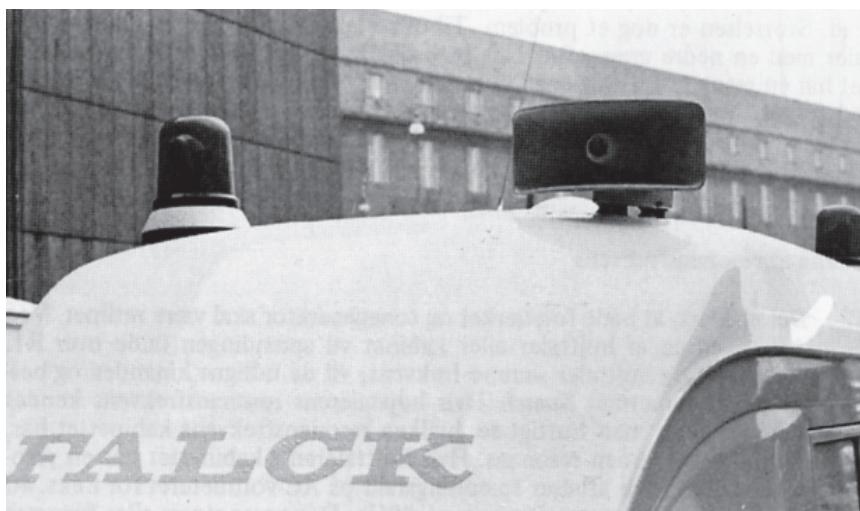
**Fig.G20.13**

Målemetode til bestemmelse af en højttalers resonansfrekvens med en tonegenerator, et voltmeter og en lineær forstærker.

**Fig. G20.13.**  
Målemetode til bestemmelse af en højttalers resonansfrekvens. Når spændingen over en fast modstand flader, er der resonans.

### Trykkammerhøjttaleren

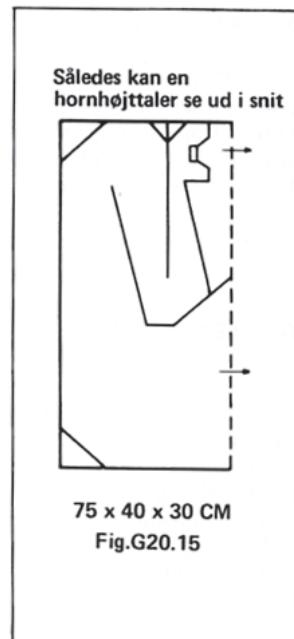
Den mest udbredte højttaler er trykkammerhøjttaleren, der selv i lille format kan give en rimelig bas (boghylde-HT). En trykkammerhøjttaler er opbygget om en speciel højttaler med særlig letbevægelig membran. Kabinetet er af lufttæt konstruktion, og den indespærrede luftmasse virker som en fjeder på højttalermembranens bevægelser. Det giver sammen med fyldningen af mineraluld en god dæmpning for resonansfrekvenser.

**Fig. G20.14.**

Et moderne udrykningskøretøj er udstyret med en højeffektiv hornhøjttaler på taget. Kun denne højttalertype kan give de meget høje lydtryk, dette formål kræver.

**Fig. G20.15.**

**Hornhøjttaler til stuebrug. Hornet er foldet sammen i kabinetets indre.**



## Virkningsgraden

Selv ganske små kabinetter giver et brugbart lydtryk i basområdet, om end det i uforvrænet klar lydgengivelse slet ikke kommer op på højde med reflexhøjttalere. En almindelig lille trykkammerhøjttaler har en virkningsgrad på 1-3 %, medens reflexhøjttalere kan afgive 5-10 % af den tilførte effekt som lyd. Hvis en højttaler med 1 % virkningsgrad skal kunne gengive et symfoniorkester med naturlig styrke kræves 4000 W. Nu kan man i en stue nøjes med 400 W i 1 % HT, fordi så høje lydtryk som 4000 W er sjældne, men 400 Watt er også meget. Imidlertid kan vi benytte en højttaler med 10 % virkningsgrad - det kræver 40 W udgangseffekt, - en mere rimelig størrelse.

## Hornhøjttaleren

Ved hornhøjttalere anvendes et akustisk princip kendt fra orgelpiber. Et rør vil afhængig af længden have en resonansfrekvens. Hvis det er lukket i den ene ende, vil luftmassens komprimering svinge kraftigt, medens bevægelsen er næsten nul. I den anden åbne ende har vi ringe komprimering, men stor bevægelse. Hvis højttaleren er anbragt i den lukkede ende og den har samme resonansfrekvens som røret, vil membranens bevægelse bremses ved resonans.

Er røret udført tragtformet i den åbne ende, bredes lydarealet ud over et større område og virkningsgraden kan nå op på ca. 30 %.

Det er meget svært at bygge et hornkabinet til helt lave frekvenser (20 Hz), fordi det beregningsmæssigt skal være 3,75 meter langt.

## KONKLUSION

Vi har i dette afsnit i det væsentlige beskæftiget os med de signalkilder, man sender ind i en forstærker, og de signalgivere man tilslutter på forstærkerens højttalerudgang. Det er ved enkle formler vist, hvorledes man kan designe et højttalerdelefilter, og det er forklaret, at en højttaler skal have et til formålet egnet kabinet. Uden kabinet siger en højttalerenhed ikke meget.

## G20 AKUSTISKE KOMPONENTER OPGAVER

1. En mand affyrer et kanonslag i midten af en rundkørsel. Ved de fire veje fra rundkørslen mod nord, øst, syd og vest er placeret en bil, en pap-skærm, en 4 mm jernplade og et udspændt aluminiumsfolie. De er alle nogenlunde lige store og vender alle nord-syd med en lange led. Hvad bevæger sig mest? Mulighederne er stillet op efter aftagende bevægelse og er benævnt med verdenshjørnet.

- Nord og syd ..... A ()  
— Vest og øst ..... B ()

2. Hvorfor er en dynamisk mikrofon ikke monteret med magneten på membranen og spolen fastsiddende? Fordi:

- Spolen fylder mindre end magneten ..... A ()  
— Spolen er lettere end magneten ..... B ()  
— Spolen kan have flere vindinger ..... C ()  
— Det kan den også have ..... D ()

3. Hvad sætter grænser for en mikrofons frekvensområde?

- En begrænset membran ..... A ()  
— Vægten af spolen ..... B ()  
— Magnetens styrke ..... C ()  
— Spolens størrelse ..... D ()

4. Hvorfor kan en enkelt højttaler ikke gengive alle frekvenser? Fordi:

- Det er upraktisk ..... A ()  
— Den vil være for stor ..... B ()  
— Lave frekvenser forlanger stor membran og høje lille ..... C ()  
— Fabrikken sælger flere højttalere ..... D ()  
— Lave frekvenser skal have mere effekt end høje ..... E ()

5. Hvorfor er der væsentlig kvalitetsforskælf på pick-up's? Fordi:

- Det er selve metoden, der gør det (krystallens egenskaber kontra induktion eller lysvanitioner) ..... A ()  
— En god krystal-pick-up vil være for dyr ..... B ()  
— Nål og stift sidder mere stramt på en krystal-pick-up end på en dynamisk eller optisk pick-up ..... C ()

6. Hvorfor er det bassen, der normalt er problemer med ved en kabinetbygning? Fordi:

- Bølgelængden af tonen skal være af samme størrelsesorden som vejen fra for- til bagsiden af højttaleren og bassens bølgelængde er længst ..... A ()
- Der skal være mere rum til bassens bølgelængde ..... B ()
- Klangbilledet af en bastone er »federe» og kræver mere plads  
for at komme til sin ret ..... C ()

7. Hvorfor anvender man ofte tre forskellige højttalere i et kabinet:

- For at få større effekt ..... A ()
- For at give et større frekvensområde ..... B ()

8. Hvilke toner gengiver en Dome Tweeter?

- Høje ..... A ()
- Lave ..... B ()

9. Forbinde man en spole i serie med bashøjttaleren for at:

- få fjernet diskanten ..... A ()
- få ledet bassen til bashøjttaleren ..... B ()

# G21 - ANTENNER

## RADIOBØLGER

Radiobølger er elektromagnetiske svingninger, som udbreder sig med lysets hastighed - 300.000 km. pr. sekund. Bølgerne kan udsendes fra en åben svingsningskreds og de kan modtages på en anden åben svingsningskreds. Senderen og modtagerens svingsningskreds skal være afstemt til hinanden. Kun da vil man få overført det maximale signal. Åbne svingsningskredse kaldes antenner, og der er ikke nogen principiel forskel på en sende og en modtage antennen.

Det har vist sig, at en antennen skal have en ganske bestemt længde for at passe til en bestemt radiofrekvens, og at længden har en ganske nøje sammenhæng med lysets hastighed:

$$\text{længden } \lambda = \frac{\text{Lysets hastighed } 1 \text{ m/s}}{\text{Frekvensen i svingninger/s}}$$

Tegningen fig. G21.1 illustrerer dette. Fra det lille hus med en antennen på taget udsendes radiobølger. Bølgerne farer afsted fra antennen med lysets hastighed, og hvis man kunne se bølgerne, kunne man måle længden fra toppen af den ene bølge til den anden. Hvis frekvensen svinger een gang i sekundet, og denne bølge udbreder sig med lysets hastighed, skal målebåndet være 300.000 km langt, for at vi kan måle bølgens længde. Men en svingning på

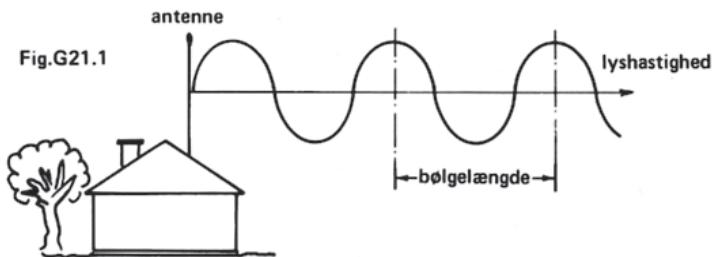


Fig. G21.1.

Radiobølger udbreder sig med lysets hastighed. En enkelt bølges længde kan måles og udregnes som lyshastigheden divideret med radiofrekvensen.

1 Hz benyttes heller ikke til radiotransmission. Her er der tale om millionvis af svingninger i sekundet, og så er der ikke ret langt mellem bølgerne, selvom lyset løber hurtigt.

Når man vil lave antenner, må man gå ud fra bølgens længde. Antennens længde skal nemlig passe sammen med bølgens længde, for at man kan modtage den ønskede svingning. Forholdet mellem modtagefrekvens og bølge-længde findes ret nemt efter udtrykket:

$$\lambda \text{ meter} = \frac{300}{f (\text{MHz})} \text{ meter},$$

hvor det græske bogstav  $\lambda$  (lambda) udtrykker bølgelængden i meter og  $f$  er frekvensen i Mega-Hertz, dvs. millioner svingninger pr. sekund. Tallet 300 er lyshastigheden i tusinder-km. pr. sekund og svarer til måleindeksen for frekvensen i MHz. Denne forenkling gør udregning af bølgelængde nemmere, idet man oftest vil have behov for at udregne antenner til MHz-radiofrekvenser.

### **Radio bølgernes udbredelse**

Radio bølger med forskellig frekvens udbreder sig forskelligt på vor jordklode. Meget lave frekvenser kan næsten følge Jordens krumning, mens meget høje frekvenser kun kan følge rette linier ligesom lys. Når man alligevel kan lytte til kortbølgestationer fra den anden side af jordkloden, skyldes det atmosfærens reflektion. På nogen frekvenser vil de højere luftlag virke som spejle, og ved gentagne spejlinger kan et radiosignal løbe rundt om jorden i zig-zag. Jorden er stor. Med omkredsen 40.076 km ved ækvator vil en radio-bølge være 1/7'del sekund om at tilbagelægge vejen i et lige stræk. Ved 2-vejs radiokommunikation kan det skabe problemer med forsinkelse af signalerne. Der vil gå en vis tid, før modtageren hører senderen og samme tid før senderen kan svare modtageren. Problemet er stort i forbindelse med kommunikation mellem Jord og Måne eller rumfartøjer endnu længere ude i rummet. Mellem Jord og Måne er afstanden ca. 400.000 km. og derfor tager det ca. 3 sekunder for et signal at nå ud og tilbage igen. På vor egen Jord er forsinkelserne minimale. De fleste radio bølger skal sjældent tilbagelægge mere end 100 km. mellem sender og modtager, og det tager kun 1/3000 sekund. I disse tilfælde vil almindelig kommunikation ikke påvirkes af forsinkelsen.

### **EN ANTENNE ER EN SVINGNINGSKREDS**

I afsnit G14 lærte vi om svingningskredse. En af typerne bestod af en spole og en kondensator i parallel. Tilførtes kredsløbet en kortvarig strøm, ville kondensatoren udveksle sin elektrostatiske energi med spolens magnetfelt. Der ville opstå »dæmpede svingninger« med en frekvens bestemt af spole og kondensator.

Man kan betragte en antennen som en udfoldet svingningskreds. Det er vist på fig. G21.2a-f. Den udfoldede svingningskreds opstår, når kondensatorpladerne fjernes fra hinanden og erstattes af to modsat rettede stave. Hver stav kommer til at indeholde sin egen halve spole og kondensatorværdi. De to stave benævnes tilsammen en dipol (to-pol) og kan bestå af metaltråde, stave eller rør. Når en antennen er afstemt til modtagefrekvensen, betyder det, at den er i resonans med modtagesignalet. Og i resonans er den, når der, som vist

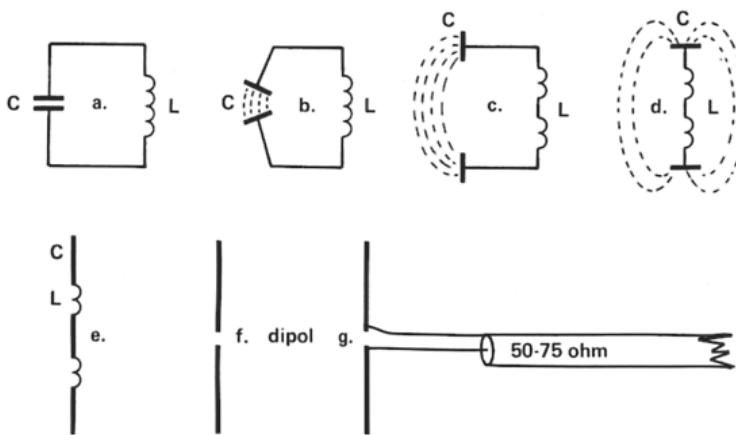
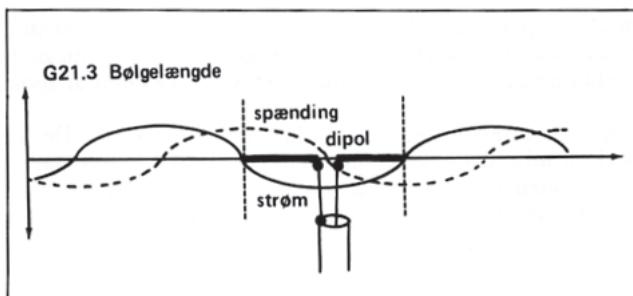


Fig.G21.2 Afstemt kreds rettes ud til antennen

**Fig. G21.2.**  
Sammenligning mellem en resonanskreds og en antennens funktion.

i fig. G21.3, står en halv bølgelængde over antennen ved modtagefrekvensen. I praksis må antennen dog ikke være nøjagtig 1/2 elektrisk bølge lang. Strømmene i antennematerialet forløber nemlig ikke helt som strømmene i atmosfæren, og man benytter en forkortningsfaktor på normalt 0,95. Dvs. den elektriske korrekt udregnede bølgelængde skal ikke alene divideres med 2 til halv-bølge men også ganges med forkortningsfaktoren 0,95. Derfor bliver dipolens samlede længde til en ønsket frekvens:

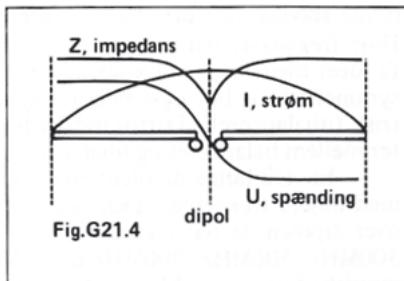
$$\text{Antennelængde} = \frac{300}{2 \times f \text{ (MHz)}} \times 0,95 = \frac{145}{f \text{ (MHz)}}$$



**Fig. G21.3.**  
Antennen bringes i resonans, når der kan stå nøjagtig 1/2-bølge af radiofrekvensen over den.

**Fig. G21.4.**

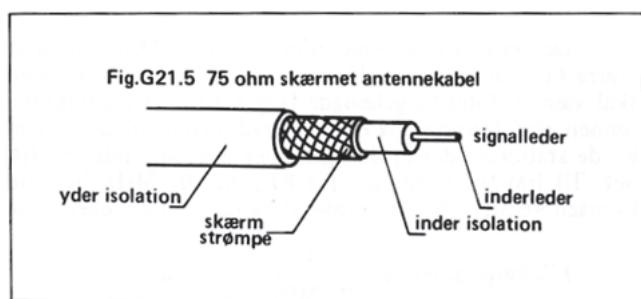
I antennens ender svinger spændingen voldsomt op og ned; i midten svinger strømmen. Derfor er impedansen i midten af en dipol ret lav.



I en dipol skal den halve bølgelængde passe til hele antennens bredde. Dipolen sættes sammen af to stænger, der sluttet til hver sin leder på nedføringskablet. Hver stang skal da være halvdelen af den just udregnede antennelængde.

I fig. G21.3. ses, hvorledes længden af dipolen skal passe med bølgelængden. Når antennen modtager de elektromagnetiske bølger, kan den i ende punkterne ophobte elektroner, selvom antennematerialet er en god leder. Dermed kan der opstå en spændingsforskæl i dipolens to halvdeler. Det kaldes for stdende bølger. Fig. G21.4 viser sammenhængen mellem spænding og strøm over dipolen, og af kurverne for strøm og spænding kan man aflæse en impedans. Det ses, at impedansen på midten af dipolen har sin laveste værdi. De fleste dipol-antennen har i midtpunktet en impedans på 75 ohm. Derfor kan man tilslutte en modtager eller en sender direkte til antennen i dette punkt, hvis apparatet selv har en impedans på 75 ohm. Det kaldes tilpasningsimpedans. Men da en sender eller modtager er uhensigtsmæssigt placeret i toppen af en antennemast, skal man bruge et kabel mellem apparatet og antennen. Kablet skal have samme tilpasningsimpedans, ellers vil selve kablet også virke som antennen, og der kan opstå stående bølger i kablets indre og ydre. Fig. G21.5 viser et specielt koaxial-kabel. Disse kabler kan fremstilles med samme karakteristiske impedans som sende-modtage apparat og antennen, og med det korrekte kabel vil der ikke komme stående bølger på kablet. Derfor vil et tilpasset kabel kun bidrage med et lille signaltab mellem antennen og apparat. Benytter man forkert kabel, tilslutning eller antennen, vil de stående bølger medføre mange ganges signaltab. Koaxialkabler fremstilles til 50 ohm og 75 ohm (60 ohm). Kablernes impedans opstår som følge af trådenes gensidige påvirkning fra inderleder til skærm. Derfor er et antennekabel fremstillet med snævre tolerancer og helt bestemte afstande mellem skærm og inderleder samt helt bestemte tråddykkelse. Ofte er inderlederen af forsølvet kobbertåd. Det

**Fig. G21.5.**  
Et afstemt antennekabel til 50 eller 75 ohm består af en isoleret inderleder med en skærmstrømpe omkring.



tynde sølvlag overfører bedre højfrekvensstrømmene end en ren kobberleder. Høje frekvenser har tendens til kun at løbe i overfladen af ledningerne. For at få ideel tilpasning, bør koaxialkablet ikke tilsluttes direkte. Dipolen er nemlig symmetrisk og bør også belastes symmetrisk, mens koaxialkablet er usymmetrisk (ubalanceret). Derfor indskyder man i professionelle antenner en omsætter mellem balanceret og ubalanceret kabel (balun).

En 1/2-bølge dipolantenne kan også benyttes som antennen for signaler med højere frekvenser. Den skal kunne være et ulige antal halve bølgelængder over dipolen, så har man f.eks. lavet antennen til 100 MHz, kan den bruges på 300 MHz, 500 MHz, 700 MHz o.s.v. Men bruger man en dipol på de højere harmoniske frekvenser, bliver retningskarakteristikkerne anderledes.

Tidligere benyttede man meget folde-dipolantennen til TV-modtagelse. Disse antennen havde den meget store fordel, at der var mindre antennen - og kabelfab, idet den karakteristiske impedans for en foldet dipol er ca. 300 ohm. Men kablet til en 300 ohms dipol skal føres balanceret ned til modtageren, og det gør kablet følsomt for omgivelserne og sætter krav til korrekt og ret besværlig montering. Derfor benyttes idag 50 eller 75 ohm kabler og åbne dipoler.

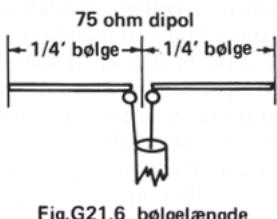
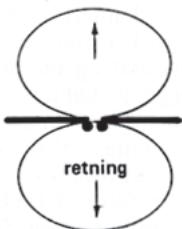


Fig.G21.6 bølgelængde



**Fig. G21.6.**  
Dipolen skal rettes mod senderen/modtageren efter retningsdiagrammet. Hver dipolarm skal være 1/4'del bølge lang, og impedansen er ca. 50-75 ohm.

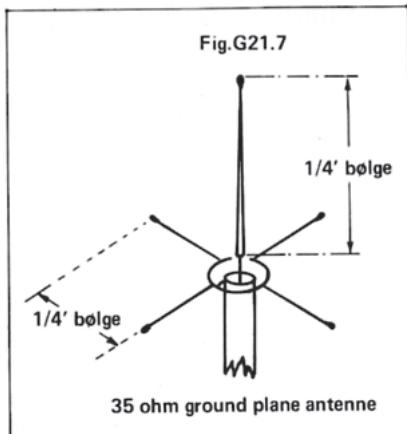
## FORSKELLIGE ANTENNER

Den enkleste antennen er en ren dipol. Den er nem at lave og sætter ikke større krav til nøjagtig udførelse. Fig. G21.6 viser sådan en antennen. Hver stav skal være 1/4'del bølgelængde lang x forkortningsfaktoren på 0,95. Hvis antennen skal benyttes på et bredt radiobånd, tilpasser man længden til den eller de stationer, der er dårligst, eller man anvender en frekvens midt på båndet. Til FM-radio, der går fra 87,5 til 108 MHz, benytter man normalt frekvensen 96 MHz. Vi kan prøve at beregne antennelængden:

$$\text{1/2 bølge antennen} = \frac{145}{96 \text{ MHz}} = 151 \text{ cm}$$

**Fig. G21.7.**

**Ground-Plane** antennen er lodret polariseret og »rundstrålende». Dens tilslutningsimpedans er ca. 33 ohm.



Hver dipolstav skal da skæres til i længden 75,5 cm.

Dipolen skal til brug ved radio og TV oftest anbringes vandret. Man kalder det vandret polarisering. Det er fordi de fleste sendere til dette formål sender med tilsvarende vandrette antenner. På fig. G21.6. ses antennens retningsfølsomhed i diagramform. Diagrammet viser, at dipolen er lige god uanset om den vendes nord eller syd i forhold til senderen. Vendes antennen med en af dipolerne imod senderen, vil signalet blive meget svagt, fordi strøm og spænding i antennen forløber ens hele vejen i længderetningen.

## GROUND PLÅNE ANTENNE

Langt de fleste bærbare transistorradioer og walkie-talkier er forsynet med en teleskopantenne efter ground-plane principippet. Ground-plane betyder jord-plan og i en sådan antenne kan man betragte den ene dipolstav som selve apparatet og den anden dipol som teleskopantennen. Polariseringen af en ground-plane antenne er selvfølgelig lodret - det modsatte af en normal radiofoniantenne. En bærbar walkie-talkie med en teleskopantenne udgør således en lodret polariseret antenne sammen med den person, der holder apparatet. Selvom der ikke er nogen egentlig forbindelse mellem mand og apparat, er der udmærket forbindelse for de højfrekvente signaler.

Man kan forbedre ground-plane antennens virkning ved at øge højdeplaceringen og flytte jordplanet med op i højden. Sådan en antenne er aftegnet på fig. G21.7. GP-antennen består af 3 eller 4 vandrette 1/4-bølge stave. De forbindes til tilslutkablet skærm og danner jordplan. Antennestaven i midten er 1/4 bølge høj og tilsluttet kablets underleder. Således tilsluttet har GP-antennen en karakteristisk tilslutningsimpedans på 35 ohm. Selvom antennen ikke er optimalt tilpasset, kan man godt anvende 50 ohm kabel til en 50 ohm modtagter.

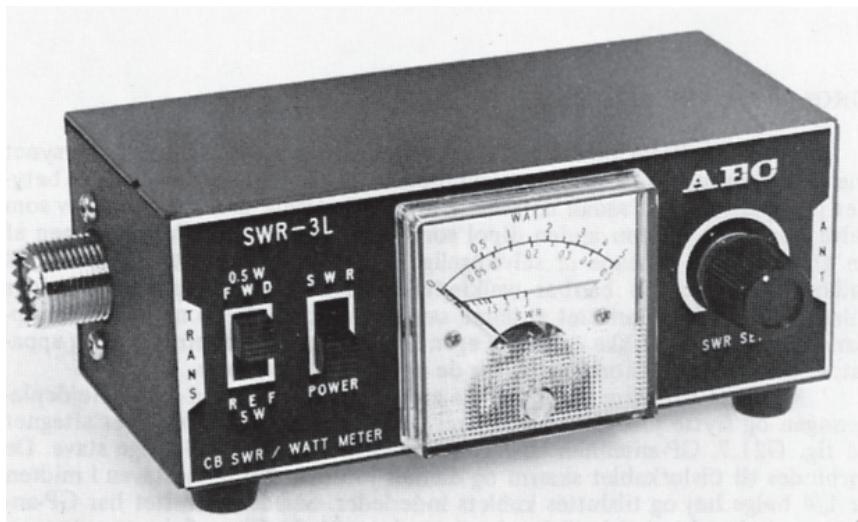
Professionelt udformede ground-plane antenner er 5/8'dele af en bølgelængde høj og udstyret med tilpasningsspole i antennens fod. Derved kan antennen optimeres til 50 ohm og et godt standbølgeforslør.

## STANDBØLGEFORHOLD - SWR

Især i forbindelse med sendere må man have adgang til at justere antennen og denne justering foretages efter et såkaldt standbølge-meter (SWR: Standing Wave Ratio = Stand Bølge Forhold). Dette måleinstrument tilsluttes på antenneledningen og kan indikere, hvor meget af senderens signal der forsvinder op og ud gennem antennen og hvor meget signal der kommer tilbage fra antennen. Man kan udmærket komme ud for, at antennen reflekterer halvdelen af udgangseffekten tilbage til senderens udgang. Her vil det tabte signal omsættes til varmetab. SWR forholdet er et mål for antennens godhed. Derfor er SWR metre udformet med et instrument, en justeringsknop og en retningsomskifter. På retningsomskifteren vælger man FOR. - det betyder forward signal, dvs. signal fra sender til antennen. Derefter kan udslaget på meteretjusteres til 100 % visning. Skiftes omskifteren til sin anden stilling mærket REF - det vil sige reflected signal og oversættes til retursignal fra antennen til senderudgang - kan man aflæse dette forhold i enten % eller som et tal større end 1. Opstilles det som forholdsregning, ser formlen således ud:

$$\text{SWR el. standbølgeførhold} = \frac{\text{Tilpasningsimpedans } Z}{\text{Mistilpasning } R}$$

og man indsætter altid det største tal øverst, således at standbølgeførholdet bliver et tal større end 1. På selve SWR-meteret mäter man imidlertid ikke impedansforholdet, men i stedet et spændingsforhold. Derfor bliver skalaen kvadratisk, og man vil på midten af skalaen få angivet 25 % af effekten. Ved



**Fig. G21.8.**

SWR-meteret benyttes mellem en sender og en antennen. På meteret kan man se, hvor meget effekt antennen slipper ud i luften og hvor meget den sender tilbage gennem kablet til udgangen. Mange antenner kan topjusteres til lavest mulig SWR-forhold (1,0).

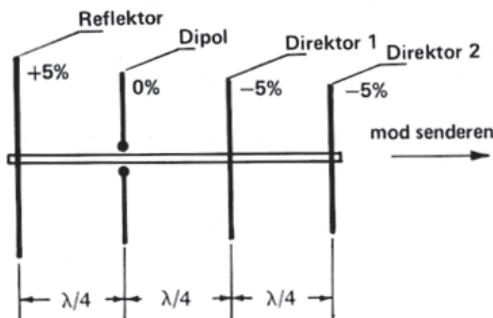


Fig.G21.9 Yagi antenne

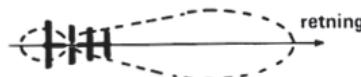


Fig. G21.9.

En radiofoni eller TV antenne består af en dipol og eventuelt en reflektor og et antal direktorer. En reflektor og en direktør forbedrer signalet med ca. 6 dB (fordobling af feltstyrken).

25 % retursignal af 100 % sendesignal kommer der 75 % signal ud i luften. Derfor bliver standbølgeforholdet her på 3. Sammenhængen mellem typiske standbølgeforhold er:

Reflekteret signal i %	SWR-forhold
25 %	3
11 %	2
4 %	1,5
0 %	1

Mange antenner til professionelle formål, f.eks. walkie-talkie eller antenner til radioamatører, har i toppen en justerpind, hvormed man kan gøre antennen lidt længere eller kortere. Denne justerpind skydes i position, så et tilsluttet SWR-meter viser det bedste forhold nær 1. Et SWR-forhold mellem 1 og 1,5 er fint. Et forholdet mellem 1,5 og 2 er det acceptabelt, men er det mellem 2 og 3 anses det for så ringe, at det bør forbedres. Et standbølgeforhold over 3, er der fare for ødelæggelse af den tilsluttede sender, og man bør straks afbryde apparatet. Eventuelt bør man kontrollere antennetilslutning og kabler. Typisk SWR-meter - se fig. G21.8.

## FM-TV ANTENNER

Til TV og FM benytter man udvidede YAGI-antennener. Det er antenne-

typer med en dipol, en reflektor og en eller flere direktorer som illustreret på fig. G21.9. En reflektor anbringes bag dipolen og direktorerne anbringes foran dipolen. De ekstra »pinde» har til opgave at øge antennens følsomhed i en bestemt retning. Men med stigende følsomhed - man kalder det også antenneforstærkning - får man en mere udpræget retningsbestemthed. Dvs. en antennen med mange direktorer skal indstilles helt nøjagtigt mod senderstationen. Derved kan en sådan antennen også give en fordobling, en tredobling eller endog en 4-dobling af signalstyrken. Det udtrykkes i et antal dB. 6 dB giver en fordobling, 12 dB en 3 dobning og 18 dB en 4 dobning af signalet.

## BEREGNING AF EN TV-FM ANTENNE

Fig. G21.9. viser en typisk 4-element TV-antenne. Den kan man efter ønske selv beregne og tegne, og den kan i praksis fremstilles i aluminiumsrør på en aluminium-bom. Kun de to pinde til dipolen skal adskilles fra hinanden via et lille isolerende hus, hvori også tilslutningsledningerne for 75 ohm kabler beskyttes for vind og vejr.

**Antennen beregnes:**

$$\text{længde for HVER dipolpind} = \frac{72,5}{f \text{ MHz}}$$

$$\text{samlet længde for reflektor} = \frac{150}{f \text{ MHz}}$$

$$\text{samlet længde for director 1} = \frac{145}{f \text{ MHz}} - 5 \%$$

samlet længde for director 2 = director 1. -5 %

samlet længde for director 3 = director 2. -5 %

samlet længde for director 4 = director 3. -5 %

og således findes de efterfølgende directorer ved at man hver gang trækker ca. 5 % fra længden af den foregående.

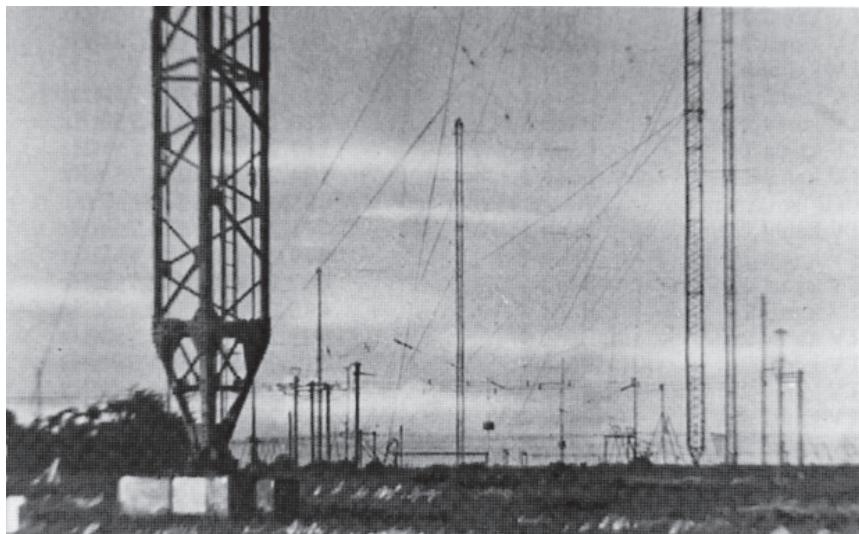
Afstanden mellem reflektor og dipol og mellem dipol og første director skal være 1/4'del bølgelængde. Derefter øges afstanden mellem 3-5 % til hver efterfølgende director.

Til brug for antenneberegninger må man have kendskab til de forskellige frekvenser. De fås af følgende skema:

Område	Bånd betegnelse	Frekvens (billedede/lyd)
TV kanal 2	Bånd 1	48,25 MHz/53,75 MHz
TV kanal 3	Bånd 1	55,25 MHz/60,75 MHz
TV kanal 4	Bånd 1	62,25 MHz/67,75 MHz
FM-båndet	Bånd 2	96 MHz (87,5-108 MHz)
VHF-amatørradio	2-meter båndet	145 MHz (144-146 MHz)
TV kanal 5	Bånd 3	175,25 MHz/180,75 MHz

---

TV kanal 6	Bånd 3	182,25 MHz/187,75 MHz
TV kanal 7	Bånd 3	189,25 MHz/194,75 MHz
TV kanal 8	Bånd 3	196,25 MHz/201,75 MHz
TV kanal 9	Bånd 3	203 ,25 MHz/208,75 MHz
TV kanal 10	Bånd 3	210,25 MHz/215,75 MHz
TV kanal 11	Bånd 3	217,25 MHz/221,75 MHz
TV kanal 12	Bånd 3	224,25 MHz/228,75 MHz
UHF-amatørradio	70-cm båndet	435 MHz (432-438 MHz)
TV kanal 21	Bånd 4	471,25 MHz/476,75 MHz
TV kanal 22	Bånd 4	479,25 MHz/484,75 MHz
TV kanal 23	Bånd 4	487,25 MHz/492,75 MHz
TV kanal 24	Bånd 4	495,25 MHz/500,75 MHz
TV kanal 25	Bånd 4	503,25 MHz/508,75 MHz
TV kanal 26	Bånd 4	511,25 MHz/516,75 MHz
TV kanal 27	Bånd 4	519,25 MHz/524,75 MHz
TV kanal 28	Bånd 4	527,25 MHz/532,75 MHz
TV kanal 29	Bånd 4	535 ,25 MHz/540,75 MHz
TV kanal 30	Bånd 4	543 ,25 MHz/548 ,75 MHz
TV kanal 31	Bånd 4	551,25 MHz/556,75 MHz
TV kanal 32	Bånd 4	559 ,25 MHz/564,75 MHz
TV kanal 33	Bånd 4	567,25 MHz/572,75 MHz
TV kanal 34	Bånd 4	575 ,25 MHz/580,75 MHz
TV kanal 35	Bånd 4	583 ,25 MHz/588,75 MHz
TV kanal 36	Bånd 4	591,25 MHz/596,75 MHz
TV kanal 37	Bånd 4	599 ,25 MHz/604,75 MHz
TV kanal 38	Bånd 5	607,25 MHz/612,75 MHz
TV kanal 39	Bånd 5	615,25 MHz/620,75 MHz
TV kanal 40	Bånd 5	623 ,25 MHz/628,75 MHz
TV kanal 41	Bånd 5	631 ,25 MHz/636,75 MHz
TV kanal 42	Bånd 5	639 ,25 MHz/644,75 MHz
TV kanal 43	Bånd 5	647,25 MHz/652,75 MHz
TV kanal 44	Bånd 5	655,25 MHz/660,75 MHz
TV kanal 45	Bånd 5	663 ,25 MHz/668 ,75 MHz
TV kanal 46	Bånd 5	671 ,25 MHz/676,75 MHz
TV kanal 47	Bånd 5	679,25 MHz/684,75 MHz
TV kanal 48	Bånd 5	687,25 MHz/692,75 MHz
TV kanal 49	Bånd 5	695,25 MHz/700,75 MHz
TV kanal 50	Bånd 5	703 ,25 MHz/708,75 MHz
TV kanal 51	Bånd 5	711,25 MHz/716,75 MHz
TV kanal 52	Bånd 5	719,25 MHz/724,75 MHz
TV kanal 53	Bånd 5	727,25 MHz/732,75 MHz
TV kanal 54	Bånd 5	735,25 MHz/740,75 MHz
TV kanal 55	Bånd 5	743 ,25 MHz/748,75 MHz
TV kanal 56	Bånd 5	751 ,25 MHz/756,75 MHz
TV kanal 57	Bånd 5	759,25 MHz/764,75 MHz
TV kanal 58	Bånd 5	767,25 MHz/762,75 MHz
TV kanal 59	Bånd 5	775,25 MHz/780,75 MHz
TV kanal 60	Bånd 5	783,25 MHz/788,75 MHz
<hr/>		
TV kanal 61	Bånd 4	791,25 MHz/796,75 MHz
TV kanal 62	Bånd 4	799,25 MHz/804,75 MHz



TV kanal 63	Bånd 4	807,25 MHz/812,75 MHz
TV kanal 64	Bånd 4	815,25 MHz/820,75 MHz
TV kanal 65	Bånd 4	823,25 MHz/828,75 MHz
TV kanal 66	Bånd 4	831,25 MHz/836,75 MHz
TV kanal 67	Bånd 4	839,25 MHz/844,75 MHz
TV kanal 68	Bånd 4	847,25 MHz/852,75 MHz
TV kanal 69	Bånd 4	855,25 MHz/860,75 MHz
Satellitamatør	23-cm båndet	1215-1300 MHz
Satellitamatør	11-cm båndet	2300-2450 MHz
Satellit-TV	Bånd 5	ca. 4-5 GHz
Satellitamatør	5-cm båndet	5,65-5,85 GHz
Radar amatør	-	10,0-10,5 GHz
Radar amatør	-	21,0-22,0 GHz

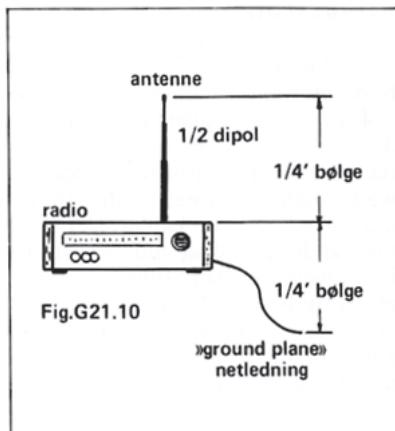
Ved beregning og konstruktion af UHF antenner er kravene til nøjagtighed ikke helt så høje, og man kan »nøjes» med at bygge en antennen til det område, man vil modtage. Ved satelitkommunikation og radar benyttes helt specielle parabolantennen, helt specielle kabler og helt specielle modtagerenheder.

## NÅR ANTENNEN ER EN STUMP LEDNING

Når man bygger antenner uden kendskab til antennekonstruktion og forstår betydningen af antennens længde i forhold til frekvensen, vil det i de allerfleste tilfælde gå galt. Resultatet bliver kun i enkelte tilfælde brugbart. Det er selvfølgelig om sådanne tilfælde, man i avisen kan læse, at lægfolk har »opfundet» en genial antennen. Måske har en ivrig fjernsynsseer sluttet antennekablet til tagrenden af zink og fået et fint billede frem. Ofte kan eksemplerne føres tilbage til, at »tagrenden» måske havde den rigtige bølgelængde i forhold til modtagefrekvensen, eller at der den dag »antennen» blev opsat var et fint

**Fig. G21.10.**

Den simpleste mulige FM-antenne er en tråd på 1/4'del bølgelængde. Gør man tråden længere, forringes modtagelse.



højtryk, som virkede reflekterende. I meget sjældne tilfælde med klart vejr

o g højtryk, kan man nemlig modtage reflekterende signaler fra fjerne verdensdele. ca. 1 til 2 gange om året forekommer atmosfæriske spejlinger, og man kan modtage fra de mest utrolige egne. Det må ikke forlede til den tro, at man har opfundet et guldaeg. Det forekommer som sagt og er ganske naturligt.

Ligeså hører man af og til, at lægfolk har modtaget FM-radio programmer fra fjerne egne ved at forlænge den stump ledning, der ofte er den eneste antenne på mange FM-radiofoni-modtagere. Det skyldes næsten altid tilfældige reflektioner fra atmosfæren over os. Det nyttet faktisk ikke at forlænge en simpel ledning til en FM-modtagers antenneindgang. Hvis man blot stopper en ledning på ca. 1 meter ind i antenneindgangen på en FM-modtager, får man rent faktisk den mest optimale modtagelse på denne enkle måde. Forlænger man til 2, 3 eller 4 meter, bliver signalet forringet. Den meget udbredte misforståelse hidrører formodentlig fra ældre tid, hvor en mellembølgeradios modtageevne blev forbedret, når der bare kom en lang ledning på antenneindgangen. Det virkede altid på mellembølgeradioen, fordi bølgelængden er ca. 300 meter men dur ikke på en FM-radio. Fig. G21.10 viser en FM-radio med en enkel trådantenne på ca. 1 meter. Denne længde giver radioen sin ene 1/4-bølge dipol til den »varme« antenneindgang. Radioen selv og dens tilslutningsledninger virker som den anden dipolledning. Ofte er radioen forbundet til nettet via en netledning på omkring 1 meter, så derfor vil den kunstige dipol-netledning fungere udmarket som modvægt til den egentlige trådantenne. Mange moderne radioer medleveres en speciel 2-tråds antennetilfælde. Det er en trådformet ægte dipol, som man bedst anbringer højt og udspændt på den nærmeste bogreol. Sådan en FM-antenne gør man klogest i ikke at prøve at forlænge eller afkorte. Antennen er altid tilpasset radioen, og man opnår kun bedre modtagelse med en ægte dipolantenne på tag eller loft. I den forbindelse skal det bemærkes, at tagbeklædningens type er vigtig, når man monterer antennen indendørs under taget. Sten, skifer og blik dæmper ganske meget, mens andre materialer dæmper mindre. Ligeså er det uheldigt at placere antenner i nærheden af rørsystemer, el- og telefonmaster. De kan suge en del af feltet væk fra antennen.

## KONKLUSION

En antenne skal have en bestemt længde for at modtage et signal på en bestemt frekvens optimalt. Antennen kan være en 1/2-bølge dipol eller en 1/4-bølge ground-plane konstruktion. Ved at supplere dipolen med reflektor og direktorer opnår man en antenneforstærkning og en retningsfølsomhed. Antenner skal altid tilsluttes sendere og modtagere gennem specielle kabler. Til walkie-talkie og amatørradio bruger man 50 ohm, til radiofoni og TV bruger man 60 til 75 ohm kabler. Det betaler sig ikke at bruge tid på »fidusløsninger» med andet grundlag end det, vi just har gennemgået. Det vil i reglen mislykkes. Ligeså er plastic-fidusantennen med ukendte superlativ-navne næsten altid en dårlig løsning for køberen. En antenne skal have bestemte dimensioner for at give det optimale resultat. Eventuel indbygget elektronik i »fidusantennen» kan kun bedre på forholdet, aldrig optimere til samme resultat, som opnås med en professionel antenne; forudsat modtage- og sendeudstyret er iorden.

## G21 ANTENNER OPGAVER

1. Hvor lang skal en 1/4-bølge antenne være for at modtage Luxembourg på kortbølge bedst. (Luxembourg ca. 6 MHz).
- 50 meter ..... A ()  
— 12,5 meter ..... B ()

2. Udregn en dipol til 100 MHz. Når der skal stå en 1/2-bølge over hele dipolen, hvor lange er da begge kvartbølgestave tilsammen.
- 1,5 meter ..... A ()  
— 3 meter ..... B ()

# G22 - MODULATION

## MODULATION

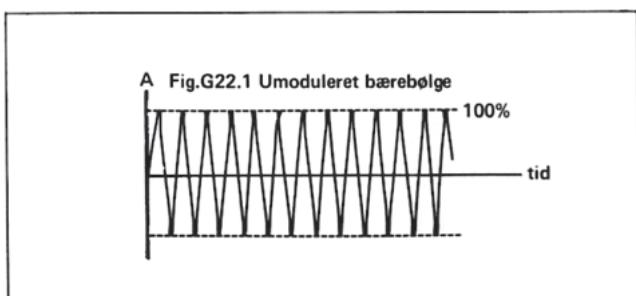
Da man i begyndelsen af det 19. årh. fik mulighed for at overføre radiobølger trådløst, var det naturligt, at man i første omgang valgte at telegrafere efter et tegnsystem. I godt 50 år havde man kendt til den amerikanske kunstmaler Samuel Morses system. Med dette kunne man via strøm og ikke strøm i en trådforbindelse overføre Morse-Tegn. Samme tegn kunne benyttes til at tænde og slukke for strømmen Giuglielmo Marconis gnistsender, og Marconi var den første i verden, som den 12. december 1901 sendte en radiomeddelelse over atlanten. Det første tegn var Morses tre prikker for bogstavet S.

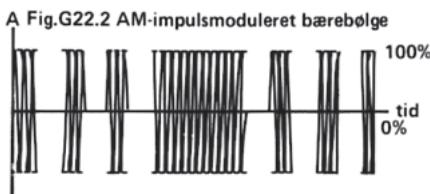
Den måde Marconi overførte signaler på var at tænde og slukke for strømmen til en stor gnistsender. De radiobølger, der sendes ud via antennen, når senderen er tændt, benævnes bærebølger, og det at afbryde - og tænde - eller blot at ændre på bærebølgen - kaldes modulation. Den måde Marconi i 1901 modulerede sin sender på benævnes AM eller Amplitude Modulation.

## AM-MODULATION

Ved amplitude modulation ændrer man styrken af senderens bærebølge. Amplitude er det engelske ord for styrke. En AM-modulation er en styrkeændring af bærebølgen. Bærebølgen har til opgave at overføre signalet gennem sfæren. Modulationen har til opgave at overføre den egentlige meddelelse. Fig. G22.1. viser en sender bærebølge og fig. G22.2. viser den afbrudte bærebølge med morsetegn. Små korte bærebølgestumper er morseprikker og de længere modulationsstumper er morsestreger. Denne form for modulation benyttes ikke alene til morsesignaler men også til fjernstyringsformål, og det kaldes impulsmodulation. Når man morser, må man manuelt slutte og bryde strømmen til senderen. Ved fjernstyring kan man med digital integrerede kredsløb kode og dekode signalerne til fuldautomatiske styringsformål. Selvom danskeren Valdemar Poulsen i 1904 byggede en forbedret udgave af telegrafisenderen, var det endnu ikke muligt at overføre tale og musik. Det blev det først omkring 1920, hvor man benyttede Lee de Forest trioden i en sendeopstilling. Med den kunne man variere bærebølgen kontinuerligt

Fig. G22.1.  
B æ r e b ø l g e n  
overfører signa-  
let mellem sen-  
der og modtager.





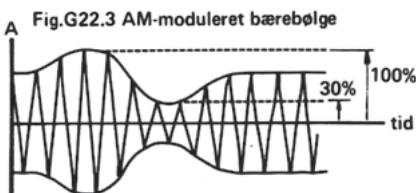
**Fig. G22.2.**  
Et morsesignal sendes ud som små stumper bærebølge.

melleml svage og kraftige amplituder. Som signalkilde benyttede man Alexander Bell's telefonmikrofon, der i prototype blev demonstreret på verdensudstillingen i Philadelphia USA 1876. Fra 1922 påbegyndtes egentligt radiofoni-udsendelser fra Covent Garden i London, og en ny æra indenfor elektronikken var påbegyndt. Fig. G22.3. viser en typisk AM-modulation af en bærebølge med en sinustone.

## FM-MODULATION

Hvor man ved AM-modulation varierer bærebølgens styrke, varierer man ved FM-modulation frekvensen. Forsøg med dette blev påbegyndt i midten af 1930'erne. Med udgangspunkt i en bestemt frekvens skubbede man samme frekvens lidt op og ned i takt med signalet og blev derved i stand til at overføre tale og musik med bedre kvalitet. I en FM-modtager skal forstærkerkredsløbene ikke udformes så fint, at man kan modtage både svage og kraftige bærebølger. Forstærkerne skal blot forstærke så meget, at frekvensændringerne er hørbare. Derved undertrykkes al støj. Elektrisk støj fra andre elektriske kredsløb påvirker AM-modtagere meget. Støjen er nemlig i sin natur amplitudemoduleret. Derimod er næsten ingen støj frekvensmoduleret, og med FM får man for første gang mulighed for at overføre støjfri tale og musik i en fin kvalitet.

Udviklingen indenfor elektronik i krigsårene 1940-45 satte ekstra skub i fremstillingen af FM-sendere og FM-modtagere. Her var årsagen selvfølgelig ikke lydkvalitet fremfor dette, at en fjende med AM-modtagere ikke var i stand til at aflytte FM-udsendelser. Krig har altid vist sig at sætte mægtigt skub i teknologisk udvikling.



**Fig. G22.3.**  
En sinustone AM-modulerer bærebølgen, hvorved dens amplitude stiger og falder i takt med modulations-signalen.

## TV-MODULATIONEN

Signalet fra en TV-sender indeholder både en billeddel og en lyddel. For at adskille signalerne mest muligt benyttes som regel forskellig type modulation. Lydbærebølgen er desuden forskudt med 5,5 MHz i forhold til billedsignalet. Her i landet og i det meste af Europa sendes billedet med AM-modulet og lyden med FM-moduleret bærebølge.

## ANDRE MODULATIONSFORMER

Når en AM-sender udsender signal, viser det sig, at den ikke blot sender en og samme grundfrekvens med forskellig styrke. Der sker en blanding af modulationssignalet og bærebølgen, så der fremkommer to nye toner. Disse toner er placeret med en afstand fra grundtonerne, der varierer med modulationssignalets frekvens. Det lyder svært, men lad os tage et eksempel. Sender vi en bærebølge på 100 kHz og modulerer med en tone på 1 kHz, vil antennesignalet indeholde både 99 kHz, 100 kHz og 101 kHz. Med så stor modulation, at bærebølgen lige netop forringes (100 %), fordeler senderens udgangseffekt sig med 25 % i hver af de to sidebånd på 99 kHz og 101 kHz, og de resterende 50 % i grundtone bærebølgen. Da al informationen ligger i sidebåndene, er det på en måde spild at sende bærebølgen ud. Til specielt langtrækende radiotelegrafi og radiofoni fjernes bærebølgen (Dobbelt Side Bånd - DSB) og eventuelt også det ene sidebånd (Enkelt Side Bånd - ESB). I den modtager man benytter, må man da injecere en kunstig bærebølge for at gendanne signalet (en BFO). Apparater til denne sendeform er professionelle og kostbare at anskaffe, og ESB apparater har næsten altid en omskifter, så man frit kan vælge at sende eller lytte på det øvre eller det nedre sidebånd.

## AM-MODULATIONSINDEKS

Ved AM-modulation af en bærebølge vil man for det første få en amplitudeændring af bærebølgen, og samtidig vil man også få dannet to nye frekvenser på hver side af bærebølgen. De opstår som mellemfrekvens mellem grundtone og modulationstone. Helt det samme sker, når to personer fløjter to toner med næsten samme frekvens. Der dannes et par helt nye toner, som er henholdsvis sum og differens af de to toner. Det sker også ved modulation af en AM-sender. For grundtonens ændring opstiller man et såkaldt modulationsindeks. Det er forholdet mellem modulation og amplitude. Pr. definition har en grundtone uden modulation modulationsindekset 0. Opstillet i en formel er modulationsindekset:

$$M = \frac{\text{modulationens amplitude}}{\text{bærebølgens amplitude}} \quad \text{og udtrykt i \%},$$

$$M \% = \frac{\text{modulationens amplitude}}{\text{bærebølgens amplitude}} \times 100$$

Man kan påvise, at bærebølgen fo ved modulation forbliver konstant, men at det i virkeligheden er sidebåndenes sum og differens, der giver modulation. Det er for så vidt teknisk set uinteressant, men i praksis betyder det, at AM-sender fylder et vist frekvensbånd og dette frekvensbånd må ikke lappe ind over andre senderes frekvenser. Derfor er der krav til, at AM-modulerede sendere ikke må sende signaler med modulation på mere end 3 kHz. Derved vil senderen brede sig på AM-båndet med +/- 3 kHz. Efter internationale regler har man fastsat, at ingen sendere må placeres nærmere hinanden end 7-10 kHz. Hvis sendere ligger nærmere, kan de påvirke hinanden med pibetoner til følge. AM-senderens udgangseffekt med 100 % modulation vil fordele sig med 50 % til grundtonen og 25 % til hvert sidebånd. En AM-sender på 500 mW vil, når den moduleres med sin maximale frekvens på 3 kHz, give 125 mW i afstanden +3 kHz og i 25 mW i afstanden -3 kHz fra grundtonen.

## FM-MODULATIONSINDEKS

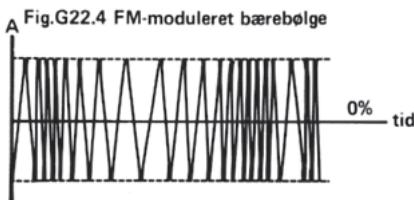
Ved FM-modulation holdes amplituden konstant og bærebølgens frekvens fo bringes til at variere i takt med modulationssignalet. Ligesom ved AM vil der opstå sidebånd, men ved FM kommer der uendeligt mange, som dog ret hurtigt falder i amplitude. Sidefrekvensernes amplitude er afhængige af frekvenssvinget og modulationsfrekvensen, hvilket udkobles ved modulationsindekset for FM:

$$m = \frac{\text{frekvenssving maximalt}}{\text{modulationsfrekvens}} = \frac{df}{fm}$$

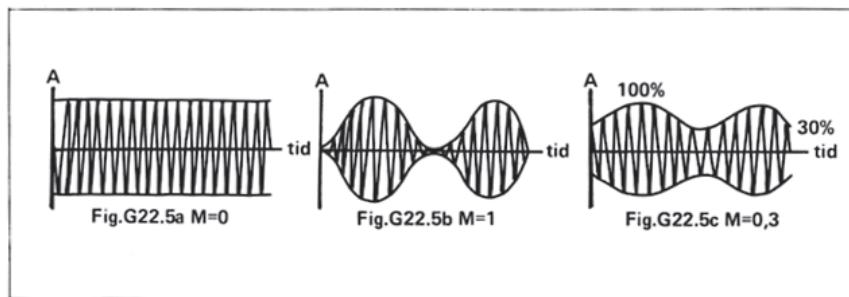
Vi kan prøve at udregne et praktisk eksempel. En sender moduleres med en tone på 1.000 Hz = 1 kHz. Styrken af det signal, vi sender ind, får grundtonen fo til at ændre sig +/- 5 kHz. Modulationsindekset bliver da:

$$m = \frac{df}{fm} = \frac{5 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 5$$

Ud fra modulationsindekset kan man få et indtryk af, hvor meget senderen breder sig på båndet, idet man skal tage hensyn til, at det uendeligt antal opståede sidebånd bliver svagere og svagere jo længere man kommer væk fra grundtonen. Det gøres ud fra en »Bessel-kurve» over sidebåndsamplituden og beskrives ikke nærmere her. Ved 5'te til 7'ende sidebånd betragtes effekterne som så lave, at de ikke er forstyrrende for nabokanalerne.



**Fig. G22.4.**  
Ved FM-modulation ændres bærebølgens styrke ikke, men frekvensen af grundtonen svinger lidt op og ned.

**Fig. G22.5.**

**Modulationsindekset for AM-modulation er forholdet mellem signalamplituden ved maximal styrke og minimal styrke.**

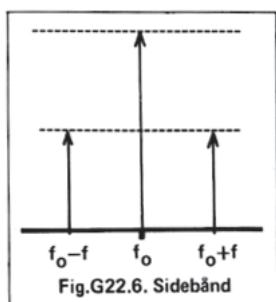
I eksemplet før udregnede vi et modulationsindeks på 5 med 1 kHz. Med den nævnte sender vil 5'te sidebånd brede sig til +/- 5 kHz af grundtonen. I amatørradio sætter man krav til, at det maximale frekvenssving ikke må brede sig mere end +/- 5 kHz.

Det kaldes smalbånd og rækker selvfølgelig ikke til FM-radiofoni, hvor man ønsker en HI-FI kvalitet op til 15 kHz. Ved FM-radiofoni begrænser man frekvenssvingen til 75 kHz, og derfor vil modulationsindekset være på 5 på 15 kHz ved fuld modulation. 5'te sidetone vil gå helt op til 75 kHz, så på FM er kravet til bådbredde 15 gange så stort som til smalbåndssradio. FM-radiofoni benævnes derfor også bredbånds-FM.

Fase-modulation virker som frekvensmodulation, blot med den forskel at modulationen sendes ind i en fasemodulator, der er indskudt efter grundtonegeneratoren. Denne modulationsform finder anvendelse i professionelle radiotelefoner, hvor man kan øge frekvenssvingen med et antal efterfølgende frekvensdoblinger og triplinger af grundtonen. Da modulationsindekset i en fasemodulator er konstant, vil en almindelig FM-detektor lyde spids i klangen, og man indskyder en frekvenskompensation før senderen, som kan modvirke dette. Der benyttes et almindeligt RC-led som lavpasfilter.

## KONKLUSION

Modulation er den ændring, man udøver på en senders bærebølge for at kunne overføre et signal. Med AM-modulationen optager man kun ringe plads på radiobåndet, men lydkvaliteten er ringe og overlejres let med elektrisk støj

**Fig. G22.6.**

Også ved AM-modulation breder senderen sig i takt med modulationen. De to sidebånd indeholder tilsammen halvdelen af sendeeffekten og bevæger sig frekvensmæssigt omkring bærebølgen i takt med modulationsfrekvensen.

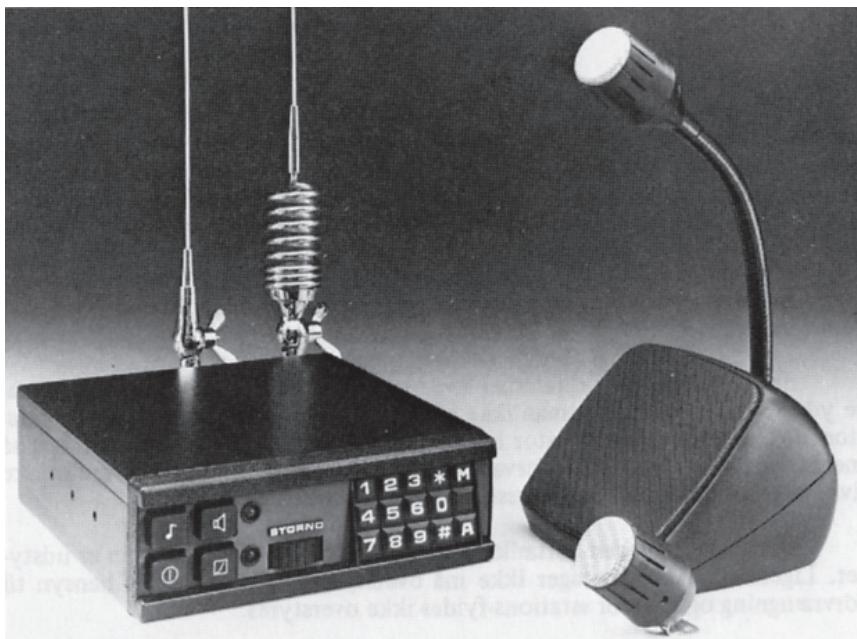
fra omgivelserne. Ved FM-modulation filtrerer man støjen væk i r a d i o m o d t a - geren og får kun de rene frekvensændringer frem. De kan detekteres til et hørbart lavfrekvensignal og føres ind i en forstærker. Ved FM-radiofoni af høj kvalitet breder stationerne sig meget på grund af det store frekvensområde (bredbånd), men kan man begrænse sig til telefoni frekvensområdet 300 Hz til 3 kHz, kan man FM-modulere svagere, og stationerne breder sig kun ca. 5 kHz (smalbånd).

## G22 MODULATION OPGAVER

1. Hvad frembringer en sender?

- LF ..... A ()
- HF ..... B ()
- Modulation ..... C ()

## G23 - SENDEREN



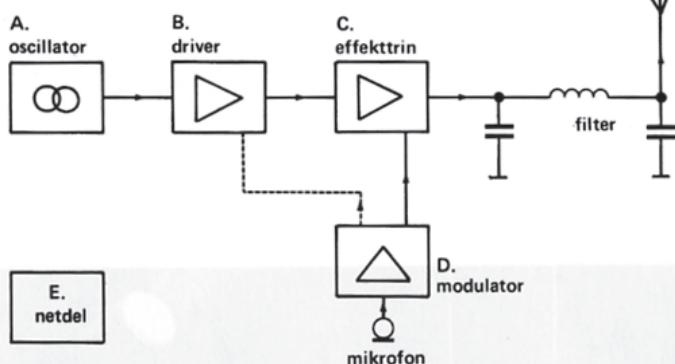
**Fig. G23.1.**  
**Professionel radiotelefon til VHF båndet fra det danske firma STORNO.**

### SENDEREN

En sender har to hovedfunktioner:

- A: At frembringe en højfrekvens bærebølge, som kan overføres gennem sfæren (HF).
- B: At modulere bærebølgen med lavfrekvens (LF).

Foruden dette stiller man en række krav om udgangseffekt, frekvensstabilitet, modulationsgrad og frihed for uønskede svingninger.

**Fig.G23.2 AM-sender**

**Fig. G23.2.**  
**Blokdiagram over en AM-sender.**

Udgangseffekten skal helst være stor, så selv fjerne modtagere kan høre senderen.

Frekvensen, som bestemmer hvor på »skalaen» stationen ligger, skal være yderst stabil, således at man ikke hele tiden skal finindstille på modtagestationen. Samtidig er det af stor betydning, at sendestationen ikke »)driver« så meget i frekvens, at man uforvarende kommer til at forstyrre andre måske livsvigtige sendere. (Indflyvningsstyrning i lufthavne etc!)

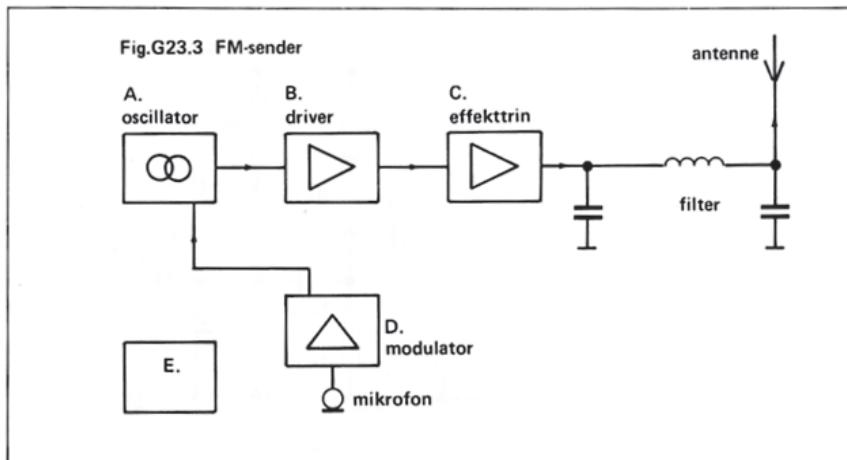
Modulationsgraden fortæller noget om, hvor kraftigt senderen er udstyret. Ligesom en båndoptager ikke må overstyrtes, må senderen af hensyn til forvrængning og for stor »stations-fylde« ikke overstyrtes.

Frihed for uønskede svingninger er af stor betydning. Det er især et problem at undgå, at en sender også udsender såkaldte harmoniske svingninger. Harmoniske svingninger opstår som følge af forvrængning, og frekvensen er den dobbelte, 3-dobbelte osv. Det betyder, at en dårligt dæmpet walkie-talke på 27 MHz kan forstyrre TV-kanal 2, som ligger på 54 MHz.

Fig. G23.1. viser en danskfabnkeret mobilradio med indbygget sender og modtager til kommunikation på mobilradioområdet 150-170 MHz.

### BLOKDIAGRAM FOR AM-SENDER

Fig. G23.2 viser blokdiagrammet for en typisk AM-sender. Hver blok er splittet op i senderens grundenheder, og hver blok indeholder sit eget funktionskredsløb. I praktiske sendere er der flere blokke, og nogen blokke kan indeholde dele af andre blokke. Derfor må man for at tyde et senderdiagram prøve at opspalte i enkeltfunktionerne. En typisk AM.sender består af:



**Fig. G23.3.**  
**Blokdiagram over en FM-sender.**

- A) Oscillator der frembringer bærebølgesignalet.
- B) Driver der forstærker bærebølgen.
- C) Effekttrin der giver tilstrækkelig udgangseffekt til antennen.
- D) Modulationsforstærker der kan øge og reducere udgangssignalets bærebølgestyrke.
- E) Netkredsløb som sikrer stabile forsyningsspændinger.

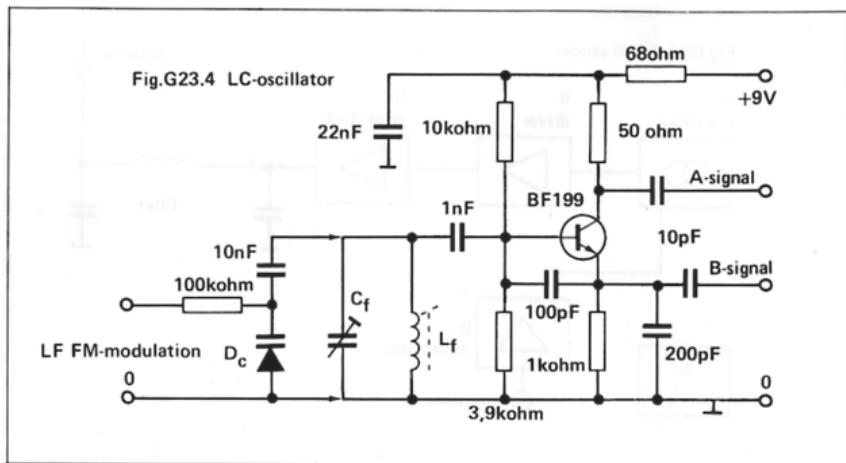
Endelig afsluttes senderkredsløbet med et filter, som har til opgave at dæmpe uønsket udstråling. Dette filter fjerner fortrinsvis harmonisk udstråling på den dobbelte, 3-dobbelte, 4'te, 5'te, 6'te, 7'ende osv. frekvens.

### BLOKDIAGRAM FOR EN FM-SENDER

Fig. G23.3. viser blokdiagrammet for en typisk FM-sender. I FM-senderen varieres amplituden ikke, men kun bærebølgens frekvens. FM-senderen indeholder derfor en anden type modulator, som i stedet for at påvirke driver og udgang som ved AM, modulerer på grundtoneoscillatoren. En typisk FM-sender består af:

- A) Modularbar oscillator der frembringer bærebølgen.
- B) Driver der forstærker oscillatorsignalet.
- C) Effekttrin der giver tilstrækkelig udgangseffekt til antennen.
- D) Modulationsforstærker der kan flytte bærebølgeoscillatorels grundfrekvens.
- E) Netkredsløb som sikrer stabile forsyningsspændinger.

Ligesom for AM-sendere benyttes et filter mellem effekttrin og antennestik. Det fjerner harmonisk udstråling. Filteret er normalt udformet som et eller flere pi-led i serie. De blev omtalt i afsnit G14 - Svingningskredse.



**Fig. G23.4.**  
LC-oscilator med en transistor og stor stabilitet.

### LC-SVINGNINGSKREDS

En svingningskreds består af en spole og en kondensator. Hvis svingningen i kredsen skal holdes konstant, må man benytte et forstærkerkredsløb. Både svingningskreds og forstærker kan udformes på utallige måder, og forskellige kredsløb har forskellige egenskaber. Nogen er særlig gode til at give en masse signal fra sig, og andre er meget frekvensstabile.

For sendere sætter myndighederne skrappe krav til, at frekvensen er stabil indenfor det område, senderen er beregnet til at arbejde på. Derfor må bærebølgeoscillatoren gøres så frekvensstabil som overhovedet mulig. Enten må man benytte et stabilt kredsløb med en god afstemt kreds, eller man kan benytte en krystalstyret generator. Den krystalstyrede generator kombineres idag med digitale tællerkredsløb og såkaldte faselåste kredsløb. Et faselåst kredsløb er blot en krystalstyret oscillator, som ved digital division kan fungere på mange forskellige frekvenser med det samme krystal.

Med en LC-oscillator af den type, der findes i fig. G23.4., kan man opnå en frekvensstabilitet på  $10^{-4}$ . Det svarer til en frekvensdrift på 0,01 % af grundtonen. En således opbygget oscillator vil ved grundfrekvensen 10 MHz kun drive 1 kHz. Derfor kan oscillatoren anvendes til amatørradiofoni og som lokaloscillator i modtagere. Ved professionel radiotelefoni er kravene større; minimum  $10^{-5}$ . En sender til 10 MHz må da kun drive 100 Hz til hver side.

Ofte udtrykkes driften som ppm. Denne engelske betegnelse betyder Parts-Per-Million, eller på dansk; dele af en million. Hvis driften er 10 ppm, svarer det nøjে til kravet  $10^{-5}$ .

De faktorer, der kan indvirke på frekvensdriften eller stabiliteten i en oscillator, er:

- 1) Forstærkeren eller transistorens indre kapaciteter
- 2) Forsyningsspændingen
- 3) Belastning på udgangen

#### 4) Omgivelsestemperaturen

#### 5) Mekanisk opbygning

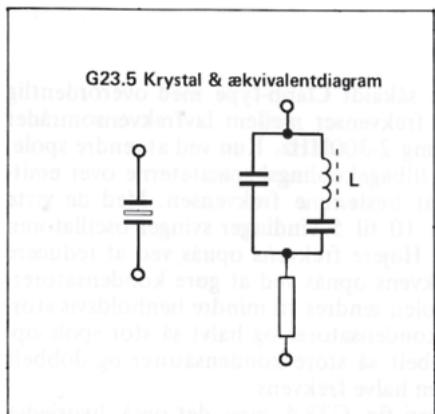
Oscillatoren i fig. G23.2. er en såkaldt Clapp-type med overordentlig fin stabilitet. Den kan anvendes på frekvenser mellem lavfrekvensområdet og helt op i de øvre VHF-bånd omkring 2-300 MHz. Kun ved at ændre spole, afstemningskapacitet over spolen og tilbagekoblingskapaciteterne over emittermodstanden, er man i stand til at bestemme frekvensen. Med de viste komponenter og en spole på mellem 10 til 5 vindinger svinger oscillatoren villigt mellem 10 MHz og ca. 50 MHz. Højere frekvens opnås ved at reducere samtlige kondensatorer og lavere frekvens opnås ved at gøre kondensatorerne tilsvarende større. Samtidig må spolen ændres til mindre henholdsvis større selvinduktion. Med halvt så store kondensatorer og halvt så stor spole opnås den dobbelte frekvens. Med dobbelt så store kondensatorer og dobbelt så stor selvinduktion i spolen opnås den halve frekvens.

I forbindelse med LC-oscillatoren fig. G23.4. vises det også, hvorledes man kan FM-modulere ved at parallelkoble afstemningsspolen med en kapacitetsdiode og en lille spærrekondensator. LF-modulationssignalet forspændes med f.eks. 5 volt jævnspænding og moduleres med vekselspændingssignaler på i til 3 volt pp. Man kan kombinere denne oscillatortype med et grundtonekrystal. Et grundtonekrystal kan nemlig trækkes lidt i frekvens, så man både opnår en eminent krystalstabilitet og mulighed for FM-modulation af signalet. Det er dog et krav, at krystallet arbejder på grundtonen. Grundtonekrystaller kan kun fremstilles til ca. 20 MHz, så hvis man ønsker en højere udgangsfrekvens, må man benytte såkaldte frekvensdoplere og frekvenstripplere før driver og effektudgang. Ved sådan en frekvens multiplikation multipliceres også modulationsfrekvensen. Derfor kan man ofte nøjes med en ganske ringe frekvensmodulation, - f.eks. 1 kHz og opnår da i VHF området ved multiplikation måske i 0-20 kHz frekvenssving.

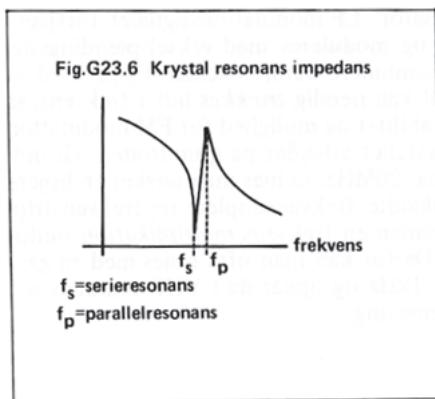
### KRYSTAL-SVINGNINGSKREDS

Et kvartkrystal er den elektroniske pendant til en stemmegaffel. Hvor stemmegaffler normalt er udformet ret store og til hørbare tonefrekvenser, er krystallet opbygget på en skive af glas (krystal). Skiven er utrolig tynd, slebet til i en bestemt form og belagt med tynde metallag på begge sider. Metallagene er tilsluttet loddeben, og enheden er derefter indbygget i et beskyttende metalhus. Afhængig af krystallets slibning, kan det svinge mekanisk på en ganske bestemt og utrolig stabil frekvens. Ved at indsætte krystallet i et forstærkerkredsløb, kan svingningerne holdes konstante.

Elektrisk set opfører krystallet sig som et kvalitativt kredsløb på fig. G23.5. Det indeholder en imaginær spole, et par kondensatorer og en tabsmodstand. Tegner man en impedanskurve over krystallet, viser det sig, at krystallet har to resonanspunkter. Et bestemt sted dykker impedansen kraftigt, og her ligner krystallet en afstemt seriekreds af spole og kondensator - en serieresonanskreds. Dette punkt benævnes serieresonansen fs. Ved en lidt højere frekvens stiger impedansen kraftigt. Dette punkt benævnes parallelresonansen fp, fordi krystallet opfører sig som en parallel resonanskreds med en spole og en kondensator. Den frekvens, man opgiver for et krystal, er normalt parallelresonansen, da mange oscillatorer er indrettet til at svinge med en parallelkreds.



**Fig. G23.5.**  
Krystal og dets ækvivalentdiagram.

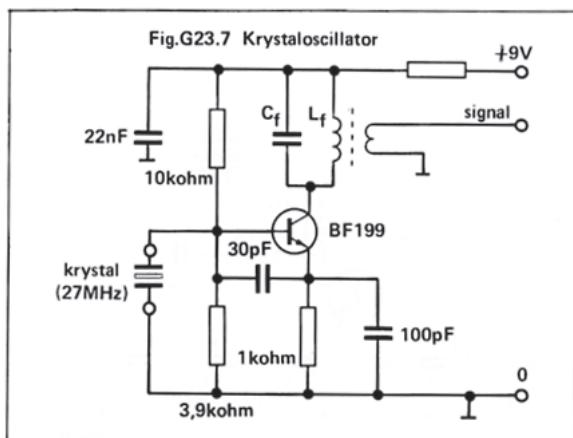


**Fig. G23.6.**  
Kurven viser krystallets serieresonans  $f_s$  og parallelresonansen  $f_p$ .

Opstillingen fig. G23.7. er da heller ikke nogen undtagelse. Krystallet er anbragt mellem stel og basis på transistoren, og de to kondensatorer på 30 pF og 100 pF sørger for den nødvendige tilbagekobling. Denne type oscilator kan arbejde både med et grundtonekrystal og et overtonekrystal. Forskellen på de to krystaller ligger i slabningen. Et grundtonekrystal er slebet til grundtonen, et overtonekrystal er slebet på næsten samme måde til grundtonen men har også resonanser på de harmoniske frekvenser. I 27 MHz båndet er det f.eks. almindeligt at benytte 3'overtoner krystaller. De er i virkeligheden slebet til grundtonen 9 MHz, men er ved en speciel teknik gjort brugbare på 27MHz. Man kan kun vanskeligt slibe krystaller så tynde, så de kan arbejde med grundtoner over 20 MHz. Men der er ikke elektriske problemer i at anvende overtonekrystaller helt op til 200 MHz. Der vil da være tale om oscillation på 7, 9 eller 11'te overtone. Krystallerne svinger kun på ulige harmoniske toner.

## PRAKTISK AM-SENDER

Fig. G23.8. viser en praktisk AM sender til 27MHz. En krystalstyret



**Fig. G23.7.**  
Krystalstyret oscillator  
til frembringelse af  
bærebølgen.

oscillator danner bærebølgen på 27 MHz direkte med et standard 3' overtone-krystal. Signalet tages ud i oscillatorens kollektorkreds og tilføres en kombineret driver og effektforstærker med en 1 watt transistor af typen 2N2219. Effekttransistoren har en drosselspole indsat i kollektorkredsen. Den har til opgave at spærre af for HF-signal men overføre den nødvendige jævnstrøm til transistoren. På udgangen af effekttransistoren er der indkoblet et pi-led, som fjerner uønsket harmonisk udstråling. En 1 nF kondensator kobler signalet til antennen.

AM-senderens modulator må kun påvirke udgangssignalets styrke. Derfor tilkobles AM-senderen nemmest en modulationstransformator i kollektorkredsen. Den udstyrrer effekttransistoren med en modulationsafhængig forsyningsspænding, men påvirker ikke bærebølgeoscillatoren.

Effekttransistoren arbejder i såkaldt klasse C. Dvs. transistoren er afbrudt, når den ikke får signal fra osdillatoren. Kun signalspidserne fra oscillatoren kan udstyre effekttransistoren. Det er en god måde at opnå en høj effektivitet på, men kravet til et eller flere pi-filtre efter effekttransistoren er tilsvarende større.

## PRAKTISK FM-SENDER

Fig. G23.9. viser en lille praktisk sender til VHF båndet. Den kan eventuelt benyttes som målesender på FM-radio eller 2-meter båndet. Oscillatoren arbejder på grundtonen. Fra en afstemt kreds i kollektor kobles en lille smule signal tilbage til emitter. Basis på transistoren er jordet til både plus og minus på forsyningsspændingen via to 100 nF polyesterkondensatorer. Grundafstemningefl foretages via en trimmekondensator i kollektorkredsen. En parallelkoblet afstemningskapacitet med en kapacitetsdiode og en skillekondensator på 1 nF muliggør FM-modulation fra en forstærker eller en mikrofon. Modstandene på 100 kohm giver en referenceforspænding på den halve forsyningsspænding. Derved kan mikrofonsignaler på nogen få millivolt modulere i takt med forspændingen. I den praktiske opstilling er kravet til en fuldkommen brumfri og stabil forsyningsspænding høj på grund af den enkle konfiguration, og oscillatoren må indbygges forsvarligt i en metalkasse.

Fig.G23.8

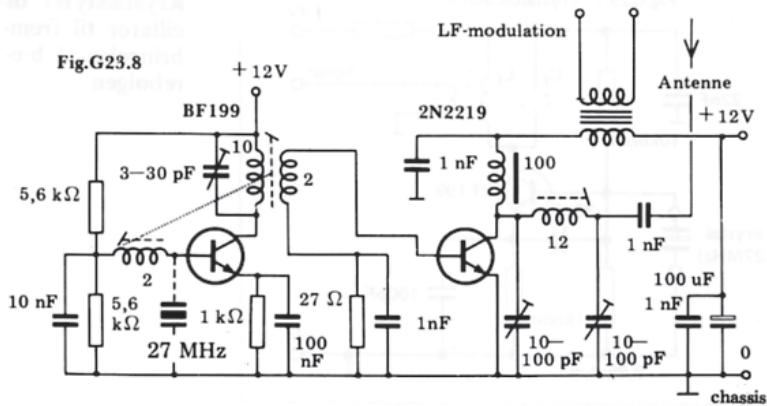


Fig. G23.8.

Praktisk opbygning af lille AM-sender til 27MHz. Modulationstransformatoren kan udstyres af en lille lavfrekvensforstærker på omkring 1 watt.

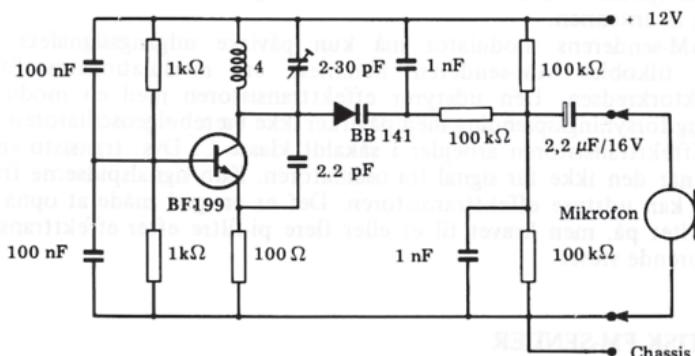


Fig. G23.9.

Yderst simpel frekvensmoduleret oscillator til VHF-båndet.

Antennesignalet kan tages ud fra 1/2 til 1 vinding tråd, som er anbragt i nærheden af kollektorspolen.

## BEREGRING AF ET-LAGS SPOLER TIL SENDERE

Når man beregner frekvensen for en afstemt kreds, benyttes formlen:

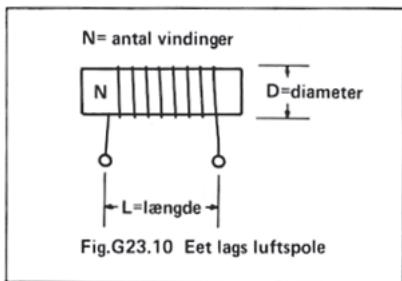
$$f \text{ MHz} = \frac{159}{\sqrt{L \times c}}$$

og de størrelser vi indsætter er: pF, uH og MHz.

Da man kun vanskeligt kan købe disse spoler, kan det være aktuelt selv at vikle dem. Så længe der blot er tale om en spole med mellem 1 og 10 vindinger i et lag, kan man udregne spolens selvinduktion efter en tilnærmet formel:

$$LH = n \times \frac{10^2 \times D}{\frac{L}{D} + 0,43} \quad (\text{Se fig. G23.10})$$

Her er L, spolens selvinduktion i Henry, n = viklingsantallet, D = spolediametren og L = spolens længde.



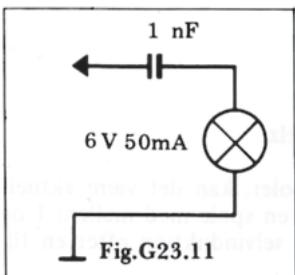
Til 27 MHz har vi fundet ud af, at 10 - 12 vindinger tæt viklet 1 mm tråd, med D = 10 mm og en variabel trimmekondensator på 3-30 pF var passende. Så kan man altid efterjustere med en jemkærne i spolen.

## MÅLING AF SENDEEFFEKT

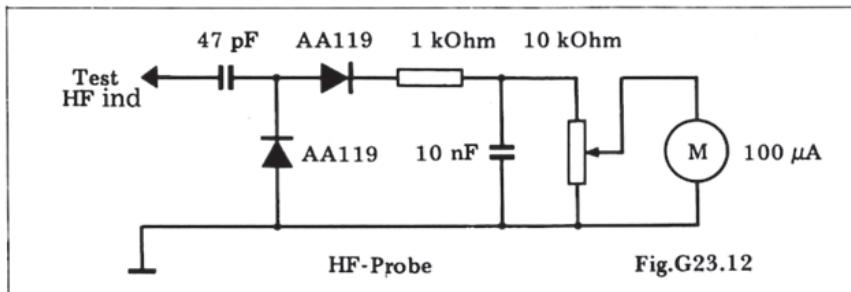
Når man skal justere en sender ind, kan man i mange tilfælde nøjes med en glødelampe eller et diodevoltmeter til kontrol af udgangseffekten. Man kan ikke måle de høje frekvenser med et almindeligt AC-voltmeter. Der til er frekvenserne alt for høje.

I fig. G23.11. vises den enkleste form for et HF-måleapparat, - en lille glødelampe på 6 V/50 mA. Lampen med seriekondensator kan ikke lyse på et batteri, fordi kondensatoren spærre for jævnstrøm. Men sætter man kreds-løbet over en antennenudgang på en walkie-talkie, kan lampen bringes til at lyse. Hvis blot udgangseffekten er ca. 50 mW, vil lampen få strøm nok til at gløde svagt. På dette grundlag kan man justere senderen til maximal udgangseffekt.

Diodevoltmeteret fig. G23.12. kan benyttes, hvis man vil justere en grundtoneoscillator eller et drivertrin. Disse blokke i senderen giver ikke signal nok til at trække en glødelampe. Diodevoltmeteret er en slags forsats, som bygges på en lille printplade og tilsluttes et voltmeter. Prøvespidsen mærket



**Fig. G23.11.**  
Med en glødelampe kan man på en enkel måde kontrollere en senders udgangseffekt.



**Fig. G23.12.**  
Diodeproben mäter svage HF-spændinger og tilsluttes en multimeter på jævnstrømsområdet. Det indstilles på 1 volt følsomhed eller mindre.

HF-test ind skal være så kort og lille som muligt, og konstruktionen bygges så kompakt, som det lader sig gøre. Det professionelle navn for dette lille HF-voltmeter er en diodeprobe. Proben kan detektere HF-signaler allerede fra 30-50 mV, og med almindelige germaniumdioder kan man måle på frekvenser mellem 1 MHz og flere hundrede MHz. Følsomheden er rigeligt stor til at måle på oscillatorer, blot man husker, at en LC-oscillators frekvens kan påvirkes og frekvensen kan dermed forskydes. Man må ikke påregne at kunne aflæse nogen eksakt spænding med proben. Dertil er den alt for ungjagtig. Proben benyttes alene til trin-imeformål, hvor man ønsker at justere til maksimalt signal. Der kan kun benyttes germaniumdioder i proben. Siliciumdioder vil først lede strøm, når spændingerne overstiger 0,7 volt.

## KONKLUSION

Emnet sendere er meget stort, og det at bygge sendere er vanskeligt. Det sætter krav til kostbart måleudstyr og stor praktisk erfaring. Derfor bør nybegyndere ikke påbegynde opbygning af sendere. Hvis en primitivt opbygget sender overhovedet kan bringes til at fungere, er der store chancer for, at udsendelsen sker med et ulovligt stort indhold af uønsket harmonisk udstråling. Det kan være til skade for anden måske livsvigtig kommunikation. Derimod kan nybegyndere med fordel samle færdigkonstruerede byggesæt og via dette opnå en god portion viden og erfaring. Læsere, der vil påbegynde studier med

det formål at blive Licenserede Radioamatører, henvises til Radioamatørklubberne - i Danmark EDR (Eksperimenterende Danske Radioamatører).

### G23 SENDEREN OPGAVER

1. Hvad frembringer en sender?

- LF ..... A ()
- HF ..... B ()
- Modulation ..... C ()

# G24 - MODTAGEREN

## MODTAGEREN

Det er modtagerens opgave at:

- 1) Forstærke de uhyre svage antennesignaler.
- 2) Omdanne det ikke hørbare højfrekvensignal til lavfrekvens.
- 3) Forstærke lavfrekvenssignalet så det kan høres i en telefon eller på en højttaler.

For at De kan få det helt rigtige indblik i modtageren, vil vi forklare virkemåden for meget simple modtagertyper.

### Diodedetektoren

På fig. G24.1. har vi opbygget en diodedetektor, som idag har afløst det hæderkronede krystalapparat. Diodetektoren er en AM-modtager og det praktiske kredsløb er bestemt for mellembølge.

Den afstemte kreds med L1 og C2 bestemmer modtagefrekvensen. C2 kan justeres, så den ønskede station høres. Som helhed fungerer denne kreds som et spærreled. Alle sendere, som udsender en bærebølge, der ikke er i resonans med kredsen, vil løbe gennem enten kondensatoren eller spolen til stel. Den modtagne modulerede bærebølge ser ud som på fig. G24.2. De mange fine svingninger er bærebølgen. Bærebølgen stiger og falder i amplitude (styrke) i takt med modulationstonen. C1 fører antennesignalet fra antennen til afstemt kreds og detektor.

### Detektor

Detektoren i et krystalapparat består af en germaniumdiode, f.eks. AA143 og en kondensator C3. Dioden skærer den ene halvdel af bærebølgen og modulationen væk. Se fig. G24.3. Kondensatoren er lige netop så stor, at

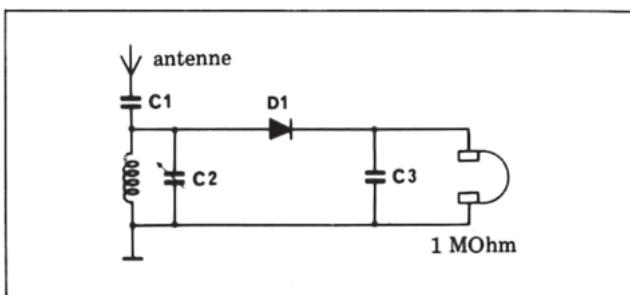
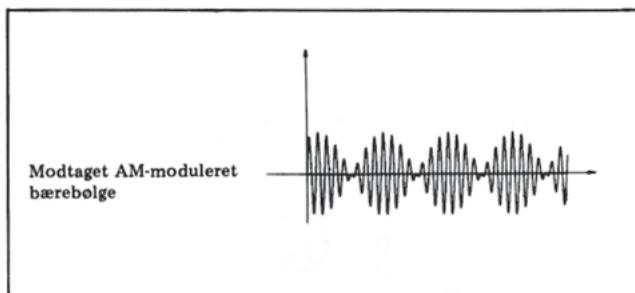
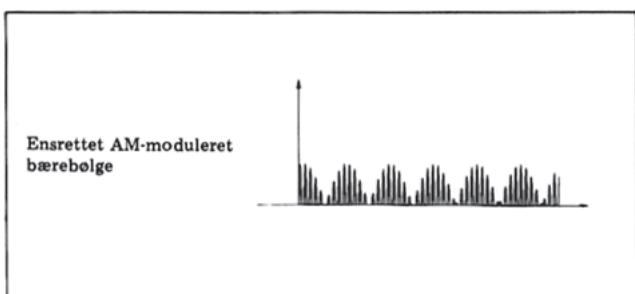


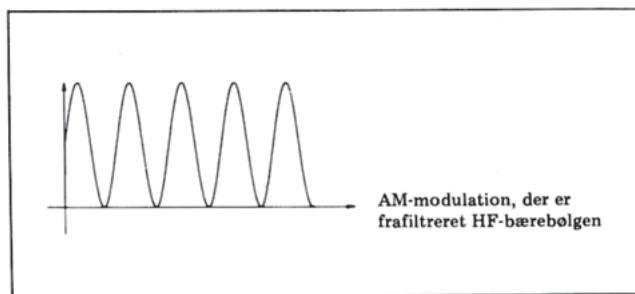
Fig. G24.1.  
Simpel diode-  
modtager til mel-  
lembølge AM-  
modtagelse.



**Fig. G24.2.**  
AM-moduleret  
bærebølge.

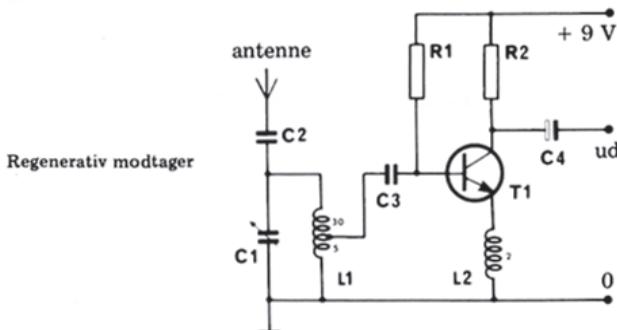


**Fig. G24.3.**  
Ved AM-detek-  
tion skæres den  
ene HF-halv-  
bølge væk.



**Fig. G24.4.**  
Gendannet og  
filtreret AM-sig-  
nal.

den kortslutter bærebølgen, som er en højfrekvens, medens lavfrekvensmodulationen ikke berøres af C3. Det er nemlig så lav en frekvens, at kondensatorenens impedans er stor. Lavfrekvenssignalet kan derfor slippe uhindret ud til hovedtelefonen. Efter C3 ser signalet ud som på fig. G24.4. Rent forholds-mæssigt er amplituden her dog tegnet en smule for stor. Diodedetektoren er simpel at opbygge, men den kræver en kraftig antenné, og man kan kun modtage en eller to nærliggende stationer. Det kan godt lade sig gøre at forstærke diodedetektorens svage signal op, så man kan høre flere stationer, men stationsafskillelsen eller separationen vil være meget ringe. Man kan anbringe antenneforstærkere før krystalapparatet, så de svage antennesignaler blev bragt op til et niveau, hvor detektordioden ensretter bedre. Så kan også svage stationer modtages. Ret-modtageren, som dette apparat benævntes, har dog store mangler, idet blandt andet stationsafstemningen er meget kompliceret.



**Fig. G24.5.**  
Regenerativ modtager med større følsomhed og selektivitet.

### Regenerativ modtager

Opstillingen på fig. G24.5. er en såkaldt regenerativ modtager. Signalet fra antennen går til basis gennem en udtag på spolen. Ved at benytte et udtag belaster vi kredsen minimalt og får større selektivitet. Der kommer HF-strøm til transistoren fra antennen og afstemningskreds, og fra emitter kobles noget tilbage til svingningskredsen og dermed til basis. Transistoren hjælper sig selv, så vi får en meget stor forstærkning. Samtidig forbedres selektiviteten. Den rette station kører flere gange gennem kredsen, før den dæmpes, medens den forkerte station straks dæmpes. Tilbagekoblingen må ikke være alt for kraftig, for så går trinet i sving og virker som oscillator.

Bevidst kan tilbagekoblingen gøres så kraftig, at det hele lige netop går i sving, og man kan på radioamatørbandene modtage en speciel modulationsform, SSB (Single Side Band). Detekteringen (ensretningen) sker samtidig i transistoren, så vi direkte kan tage LF-signal fra kollektor til en høretelefon.

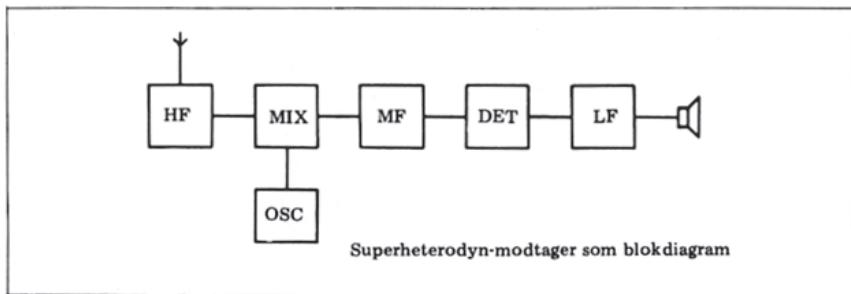
### Superen

Den fulde betegnelse er superheterodynmodtageren. Af blokdiagrammet på fig. G24.6. kan vi se, hvorledes den er opbygget.

**HØJFREKVENSTRINET (HF)** forstærker antennesignalet, og med en enkelt afstemt kreds i indgangen filtreres de uønskede stationer fra.

**OSCILLATOREN (OSC)** er en tonegenerator med en frekvens, som er enten højere eller lavere end indgangssignalet.

**BLANDEREN (BL)** er en ulineær mixer, som blander oscillatorfrekvens



**Fig. G24.6.**  
**Blokdiagram for en AM-superheterodyn modtager.**

og det modtagne signal. Ved ulineær blanding opstår altid de to nye frekvenser - nemlig henholdsvis sum og differens af oscillatorfrekvens og modtagefrekvens.

Ulineær blanding er faktisk bare »forvrænget» blanding (ligesom falske toner). Blanderen leverer altid samme udgangsfrekvens ligegyldigt hvilken station, man modtager.

MELLEMFREKVENSFORSTÆRKEREN (MF) er en såkaldt afstemt forstærker med den specielle egenskab, at kun et ganske smalt frekvensbånd forstærkes - netop det frekvensbånd, som blandertrinnet afgiver. Man har fundet det praktisk at benytte samme frekvenser i alle radioer. For AM benyttes 455 KHZ og for FM benyttes 10,7 MHz (med små afvigelser).

Det vil på dette tidspunkt være praktisk at tage et eksempel:

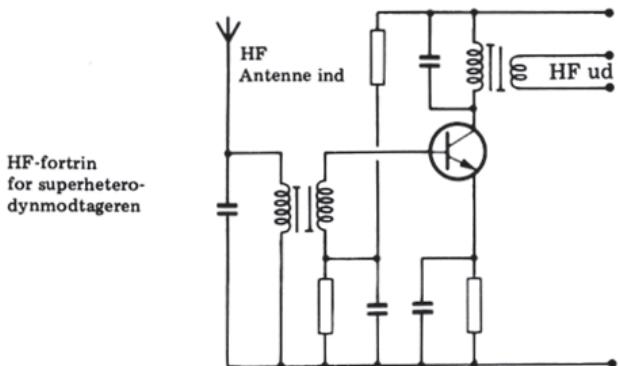
$$\begin{array}{ll} \text{Oscillatorfrekvens:} & 1500 \text{ KHz} \\ \text{Mellemfrekvens:} & 455 \text{ KHz} \end{array}$$

MODTAGEFREKVENSEN er nu både sum og differens af 1500 og 455 KHz.

$$\begin{array}{ll} M1: & 1500 + 455 = 1955 \text{ KHz} \\ M2: & 1500 - 455 = 1045 \text{ KHz} \end{array}$$

Disse to frekvenser ville modtages lige kraftigt, hvis ikke også modtagefrekvensen var afstemt i HF-trinet. Da de to modtagefrekvenser ligger ret langt fra hinanden, er det let blot med et enkelt filter som i diodemodtageren at eliminere den ene. Den undertrykte modtagefrekvens vil i billigere modtagerne slippe igennem med lav styrke. Forskellen i styrke mellem den rigtige station og den falske (spejlet) benævnes spejlselektionen og udtrykkes i dB. Jo flere dB, desto bedre spejlselektion.

DETEKTOREN er identisk med diodemodtagerens detektor og består ofte blot af en diode og en kondensator.



**Fig. G24.7.**  
**HF indgangsforstærker.**

LAVFREKVENSTRINET skal blot forstærke det svage radiosignal op til højttalerstyrke. Det har vi allerede omtalt i afsnit G17.

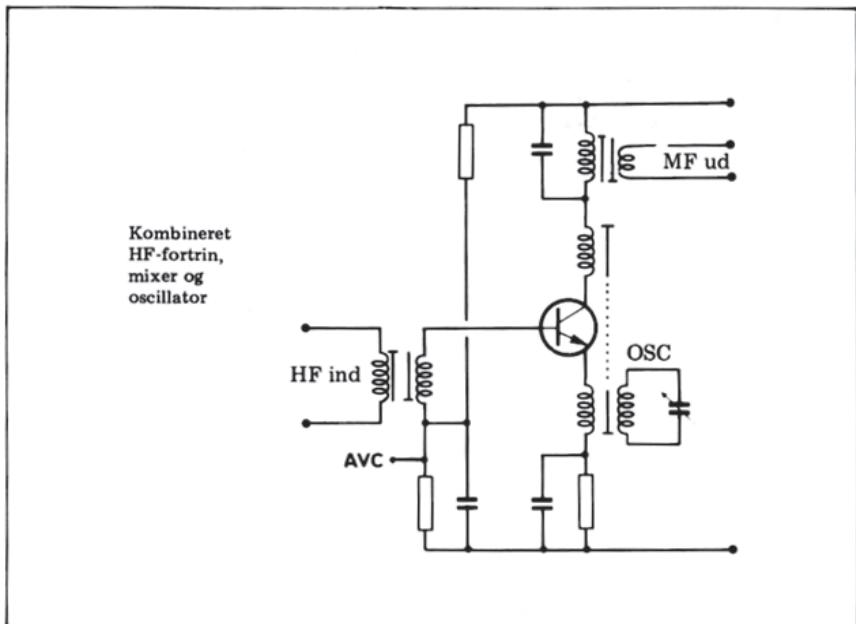
Nu vil vi »splitte» en AM-modtager ad og omtale hvert enkelt trin for sig.

### HF-forstærkeren

HF-trinet fig. G24.7 forstærker HF fra antennen, og de indsatte afstemte kredse bestemmer området, hvor vi søger stationen.

Ofte er indgangsspolen viklet direkte på en ferritstav, og der skal da ikke tilkobles udvendig antennen, idet selve ferritstaven udgør en fin antenné. Teoretisk kunne man godt anvende ferritstaven både til TV og FM, men da jernpulveret, som ferritstaven er opbygget af, ikke kan fremstilles så fint, at hvirvelstrømstab kan elimineres, må man nøjes med at benytte ferritstaven op til ca. 5 MHz.

Da transistoren belaster indgangskredsen meget kraftigt, må man for at få en fin stationsselektion omtransforrnere indgangskredsen. Normalt består en sådan omtransformation af et udtag eller en separat vikling med 10-20 % af viklingstallet på primæren. Selve transistoren arbejder i jordet emitterkobning, og transistoren forstærker derfor fra basis til kollektor. Modstandene udregnes som en almindelig LF.opstilling, hvor der er halv batterispænding over emittermodstanden. Emittermodstanden er »afkoblet» med en kondensator, så man benytter al forstærkningen. Udgangskredsen, også en spole og en kondensator, skal ligesom indgangskredsen afstennes til modtagefrekvensen. Hvis afstemningen skal være variabel, må disse to afstemningskredse »spore», det vil sige følges ad.



**Fig. G24.8.**  
Kombineret indgangsforstærker, blander og selvsvingende oscillator til mellembølge super-modtager.

### Oscillator og blander

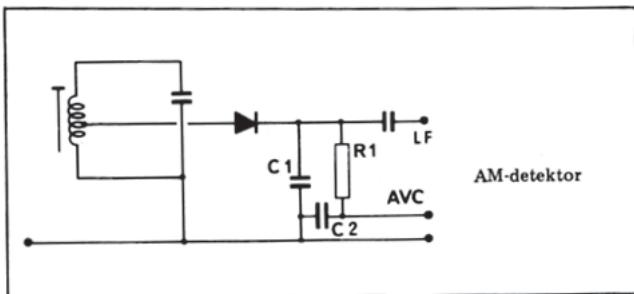
Blanderen får tilført to signaler, dels et fra HF-trinet, dels et fra oscillatoren. MF udtages over første MF-transformator i kollektor. Udtaget mærkes AVC bruges til automatisk regulering af forstærkningen. Den på fig. G24.8. viste opstilling er en kombineret oscillator og blander. Ofte ser man endog, at dette trin kombineres med et HF-trin. Man kobler så blot den afstemte kreds ind på transistorens basis som i fig. G24.7. HF-signalet forstærkes i transistoren. Samtidig medkobles noget af signalet fra kollektor til emitter gennem to separate viklinger. For at bestemme den rette oscillatorfrekvens er oscillatorspolen forsynet med en extra vikling, som sammen med en drejekondensator udgør en afstemt kreds. Indgangssignalet blandes med oscillatorfrekvensen, og kun det antennesignal, som sammen med oscillatorfrekvensen giver 455 KHZ, vil forstærkes af mellemfrekvensforstærkeren.

Dette kombinerede oscillator, blander og HF-trin udregnes DC-mæssigt som et LF-trin, hvor emitterspændingen er det halve af batterispændingen.

### Mellemfrekvensforstærkeren

Mellemfrekvensforstærkeren minder uhyre meget om HF-forstærkeren på fig. G24.7, blot er ind, og udgangskredsen fast afstemt til 455 KHz eller 10,7 MHz. Ved AM, 455 KHz mellemfrekvens benyttes normalt 2 af disse mellemfrekvensforstærkere koblet efter hinanden. Ved FM, 10,7 MHz mel-

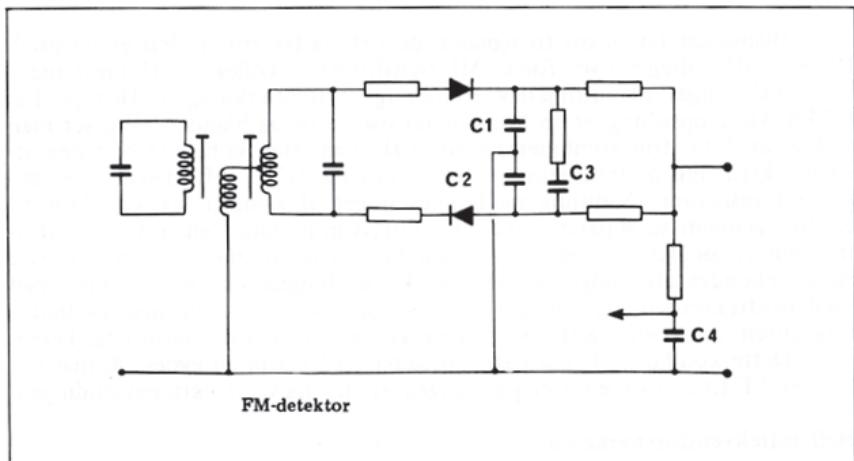
melfrekvens benyttes 3 eller 4 forstærkere. Ved FM har den sidste kreds før detektoren yderligere den funktion at »begrænse», det vil sige at klippe hele toppen og bunden af signalet, således at kun frekvensvariationer kan modtages. AM er jo styrkeændringer (og støj) og det er praktisk at det ikke øver indflydelse på modtagelsen.



**Fig. G24.9.**  
I AM-modtage-  
ren er der en al-  
mindelig diode-  
detektor efter  
mellmfrekvens-  
forstærkeren.

### AM-detektoren

Til AM og FM anvendes to forskellige type detektorer. Alle AM-detektorer kan bestå af en simpel diode eller en transistor. Her er vist en diode-detektor. LF-signalet opnås ligesom i en diodemodtager ved ensretning og filtrering af MF-signalet. Se fig. G24.9. Desuden kommer der til at stå en jævnspænding over  $C_2$ , som er proportional med MF-signalets gennemsnitlige styrke, altså stationens styrke. Denne jævnspænding kan bruges til en Automatisk Volumen Control (AVC), idet den kobles tilbage til antennen forstærkeren, så den forstærker mindre. Herved opnås at en kraftig station

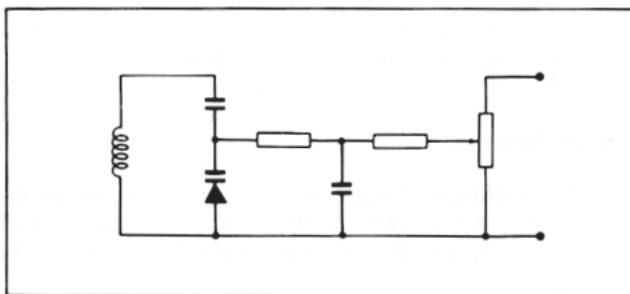


**Fig. G24.10.**  
FM-detektor efter Foster-Seeley principippet. Den benyttes i forbindelse med diskret opbyggede modtagere. I IC-modtagere benyttes komplicerede fase-  
kvadratur detektorer. De er enklere at trimme og kræver kun en enkelt spole.

vil få en lille forstærkning, mens en svag vil få en stor. Resultatet er, at alle stationer vil lyde omtrent lige kraftigt i højttaleren. Ved at koble et måleinstrument over C2 kan man af udslaget se, hvor kraftig stationen er. For walkie-talkie's benævnes et sådant instrument et »S-meter».

## FM-detektoren

FM-detektoren er noget mere kompliceret, og vi vil ikke diskutere dens virkemåde. Den viste FM-detektor, fig. G24.10, er en Foster-Seeley-detektor. Ved en bestemt frekvens (resonansfrekvensen for den afstemte kreds) har udgangsklemmerne ingen spænding. Frekvenser over og under giver positive og negative spændinger (S-kurve). Da FM-signalet netop skifter frekvens i takt med det signal, vi sender, vil udgangen skifte positivt og negativt ligesom LF-signalet. Samtidig vil den have en middelspænding, der er afhængig af, hvor rigtigt vi har stillet ind på stationen. Hvis afstemningen står rigtigt, vil der i gennemsnit komme lige meget positivt og negativt signal. Hvis stationens middelfrekvens ligger skævt i forhold til detektoren, vil der være overvægt til den ene side. Denne effekt kan benyttes til Automatisk Frekvens Control (AFC). Hvis kondensator C4 oplades med udgangens gennemsnitsspænding, kan vi styre et par kapacitetsdioder i afstemningen. En skæv indstilling vil med spændingen over C4 blive trukket ind på plads. Med en ren kapacitetsdiodeafstemning i tuner-oscillatoren, er systemet meget enkelt at praktisere.



**Fig. G24.11.**  
Kapacitetsdiode-  
afstemning -  
skredsløb til sp-  
ændingsafstemte  
m o d t a g e r -  
kredsløb.

## Kapacitetsdiodeafstemning

Den variable afstemning til HF-trin og oscillator udføres i dag med kapacitetsdioder. Når en kapacitetsdiode er forspændt i spærretningen, optræder den som en lille kondensator. Ved at variere spærrespændingen varieres kondensatorværdien. Med et potentiometer kan både HF-trin og oscillator afstemmes samtidig. Fordelen ved kapacitetsdioder er først og fremmest, at de fylder og vejer langt mindre end en drejekondensator. En kapacitetsdiode bruger ingen strøm.

## Specielle mellemfrekvensfiltre

Til forbedring af en modtagers selektivitet kan vi enten bruge flere MF-transformatorer eller indkoble specielle filtre. Vi vil her omtale tre.



**Fig. G24.12.**

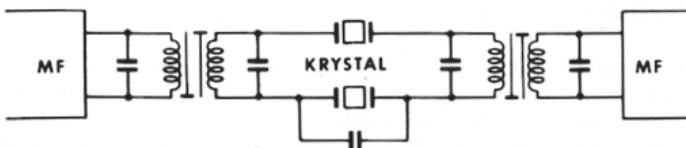
Det mekaniske mellemfrekvensfilter er uhyre smalt og derfor også ret kostbart.

### Mekanisk MF-filter

Det mekaniske filter bygger på, at vi kan få en metalstang til at svinge på mellemfrekvensen. Vi ved, at et vandrør giver en tone, når vi slår på det. En meget kort stang vil give en tone på MF'en. En magnetisk stang er forsynet med en spole i begge ender. Den ene spole får tilført MF-signal og jernstangen kommer i svingninger på MF'en. Når den anden ende svinger i den anden spole, vil den blive induceret et signal magen til det oprindelige MF-signal. Da stangen har et meget lille frekvensinterval, hvor den kan svinge, vil kun et meget lille frekvensområde slippe igennem.

### Krystalfilteret

Krystalfilteret bygger også på mekaniske svingninger. Her er det et kvartkrystal, der svinger på MF'en. Krystallet anbringes mellem to plader, og det viser sig nu, at i et meget snævert frekvensinterval er der en meget



**Fig. G24.13.**

Et krystalfilter kan opbygges med et eller flere krystaller i mellemfrekvensdelen og er yderst smalt typisk 1 til 5 kHz. Ved brug af keramiske resonatorer i stedet for krystaller kan man opnå bredere mellemfrekvens, - typisk 100 til 300 kHz.

lille impedans mellem de to plader. Faktisk er intervallet for lille, men med to krystaller, der har en smule forskellig resonansfrekvens, kan vi få et passende område igennem. Vi får tilmed et meget skarpt afgrænset frekvensområde.

## Keramisk filter

Det keramiske filter, ikke at forveksle med krystalfilteret, er på grund af kvalitet og prisbillighed ved at udkonkurrere alle fornævnte filtre. Virkemåden er den samme som for krystalfilteret, men det keramiske er mere bredbåndet og dermed anvendelig til bredbånd mellemfrekvenser til FM-radiofoni.

## Komplekse modtagere

Vi har i principippet omtalt de forskellige enheder i en almindelig radiofonimodtager, og man kan udmærket bygge en praktisk fungerende opstilling på dette grundlag. Det vises i bogens konstruktionsafsnit. Men med vore dages veludviklede IC-teknologi er der tendens til at skabe hele sub-systemer med alle modtagerens kredsløb indbygget i samme lille hus. Og så dette gives der eksempler på i de praktiske konstruktioner bag i bogen. Sådanne IC-modtagere skal opbygges individuelt efter fabrikanternes foreskrifter. Ens for alle IC-radio sub-systemer er, at kredsløbene i halvlederteknologi ikke kan indeholde spoler, så indgangsfiltre, oscillatorspoler og mellemfrekvensfiltre skal man stadig benytte. De komponenter sub-systemerne kan indeholde er kun transistorer, dioder, modstande og små kondensatorer.

## KONKLUSION

AM-modulerede signaler kan modtages uhyre enkelt med en simpel diodedetektor. Hvis man vil have stor følsomhed og god stationsadskillelse, samtidig med nemt justerbar skalaindstilling, benyttes blandingsprincippet. Det sker i en super-heterodyn modtager. AM-modtagere er støjfølsomme og forstærkerkredsløbene skal indstille sig automatisk til bedst mulig forstærningsregulering- det kaldes AGC-regulering.

Ved FM-modtagelse benytter man også super-heterodyn princippet, men mellemforstærkeren skal forstærke så meget, at AM-signal-rester klippes bort. Der benyttes specielle detektorer til at omdanne FM.modulerede signaler til lavfrekvens. Ofte vil man kunne opbygge simple og meget effektive mellemfrekvensforstærkere og detektorer i IC-teknik. IC-radioer bestykkes med såkaldte sub-systemer, hvor den praktiske koblingsform er beskrevet af fabrikanten.

**G24 MODTAGERE OPGAVER**

1. Hvis en sender udsender et signal, der varierer i både amplitude og frekvens, er det så:

- AM ..... A ()  
— FM ..... B ()  
— FM + AM ..... C ()

2. På hvilke punkter er en superheterodyn modtager andre typer overlegne:

- Pris ..... A ()  
— Lydkvalitet ..... B ()  
— Selektivitet ..... C ()  
— Forstærkning (følsomhed) ..... D ()  
— Simpelthed (antal komponenter) ..... E ()  
— Betjening ..... F ()

3. Er en mellemfrekvens:

- Variabel ..... A ()  
— Fast ..... B ()

4. Bestemmes mellemfrekvensen i:

- Blanderen ..... A ()  
— HF-trinet ..... B ()

5. Hvilke komponenter kan anvendes til frekvensbestemmende enhed i en modtager:

- Keramiske filter ..... A ()  
— Modstande ..... B ()

# G25 - STEREOFONI

## STEREOFONI

Efter at den første begejstring over FM-radiofoniens kvalitet i begyndelsen af 1960'erne havde lagt sig, søgte radioindustrierne nye produkter, der kunne skabe endnu bedre lydoplevelser. Det var allerede omkring år 1900 lykkedes at skabe stereoskopiske billeder, så hvorfor ikke stereofonisk lyd. Allerede i 1930'erne var der gjort praktiske forsøg med dette, og blandt studioteknikere var man overbevist om, at stereofoni var en spændende ting, - man havde blot ikke tilstrækkeligt udviklede medier til at overføre og lagre stereofoniske signaler. Men det skabtes i midten af 1950'erne.

Stereofoni eller blot stereo er afledt af det græske ord for rumlig. Da fonetisk betyder lyd, er stereofoni det sammensatte ord for rumlig lyd. Den menneskelige hjerne er indrettet til at høre forskelligt med de to ører. Hvis lyden kommer fra højre, vil man altid dreje hovedet mod højre for at se, hvad der sker her, og ligeså er man aldrig i tvivl om lyde, der kommer fra venstre. Opfattelsen af retning opstår i det væsentlige som en fornemmelse af tidsforskelse mellem signalerne til vore to ører. Signalbehandlingen i hjernen giver et indtryk af retning. Derfor kan man udsende lyd i to fysiske adskilte audiosystemer og genskabe indtrykket af retning. Stereofoni må betragtes som en ligeså stor landvinding som FM-radiofonien var det, da den kom frem. Derimod blev 4-kanal stereofoni i midten af 1970'erne ingen succes. Selvom 4-kanal lyden giver endnu flere informationer til bestemmelse af retning, - med 4-kanal lyd også front-bag informationen - var den opnåede kvalitetsforbedring ikke så stor, at publikum var villig til endnu engang at betale den dobbelte pris for en lydforbedring. Stereo er nemlig næsten dobbelt så dyr at fremstille som mono. Lad os derfor se lidt på stereosystemer i forstærker, signalkilderne, grammofon og båndoptager og FM-radiofoni.

## STEREOFORSTÆRKER

I en monoforstærker er der kun een signalstreg. Det afbilledes på fig.

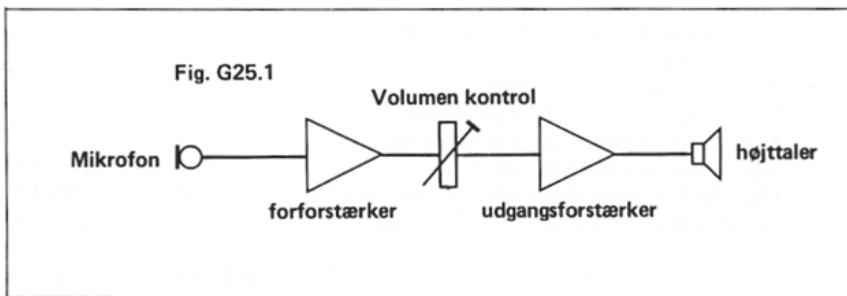
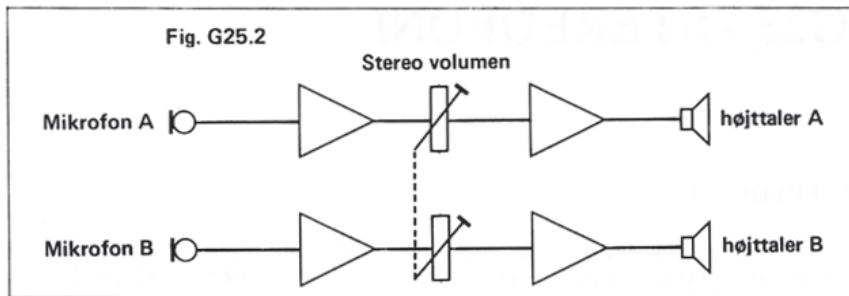


Fig. G25.1  
Mono forstærkersystem fra mikrofon til højttaler.



**Fig. G25.2.**  
Stereo forstærkersystem.

G25.1. En mikrofon i en koncertsal opfanger musikken. En forstærker bringer signalet videre gennem en volumenkontrol til en effektforstærker, og effektforstærkeren trækker et højttalersystem i et andet rum.

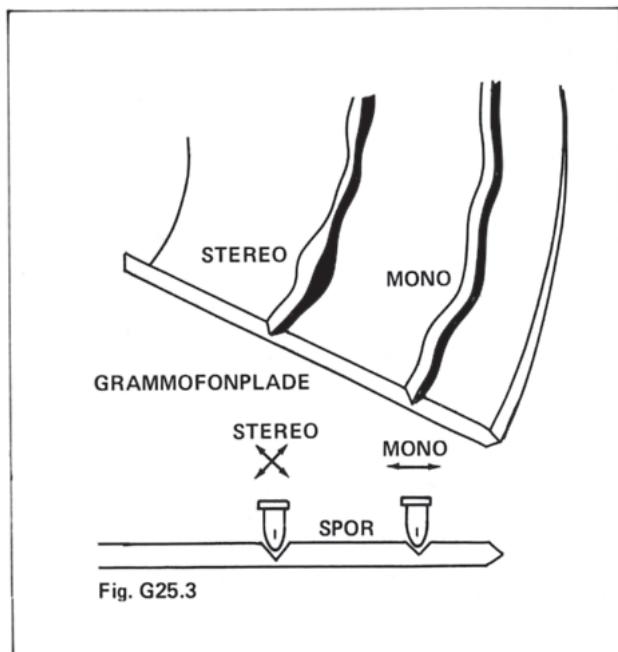
Ved stereo skiller de to systemer bedst mulig. Den allerbedste måde at gøre det på, er at benytte to helt adskilte mono systemer. Men det er ikke nødvendigt i praksis. Man kan med et næsten ligeså godt resultat bygge en stereoforstærker, hvor f.eks. strømforsyningeskredsløbene er fælles. Man kan også benytte stereo-stik og bønsninger og letter derved tilslutningen for brugeren. For en stereoforstærker opgiver man da et mål for kanalseparationen. Den skal i følge de tyske standardnormer for HI-FI udstyr være mindst 46 dB, dvs. 200 gange (DIN-norm 45.500). Hvis der er et signal på 10 volt i den ene kanal, må der ikke overføres et falsk signal på den anden kanal med en spænding på mere end 50 mV. Det giver 46 dB's kanalseparation.

En stereoforstærker har normalt en regulering mere end en monoforstærker, - en balancekontrol. Den benyttedes dels til at udligne forskelle mellem volumen i højre og venstre kanal, og den benyttedes til at indstille stereobalancen i lytterummet efter lytterens placering. En normal stereoforstærker er bedre end den ret gamle DIN-norm. Man kan opstille de vigtigste krav til en moderne HI-FI stereo forstærker således (1980):

Frekvensgang 20 Hz-20 kHz .....	+/- 1 dB
Harmonisk forvrængning 20 Hz-20 kHz .....	0,1%
Intermodulation (og TIM) .....	0,1 %
Udgangseffekt til 4 og 8 ohms højttalere .....	2 x 30-100 W sinus
Kanalseparation .....	50-60 dB
Pick-up indgangsfølsomhed .....	3-5 mV
Linie, tape og aux indgangsfølsomhed .....	80-250 mV eff.
Signal/støj afstand (sus + brum) pick-up .....	50-75 dB
Signal/støj afstand ved linieniveau .....	60-100 dB
Udgangsforstærkerfølsomhed v. fuld effekt ..	775 mV (0 dB/600 ohm)
Udgangsforstærker signal/støjforhold .....	100-120 dB

Sådanne data kan der selvfølgelig jongleres med af smarte salgsfolk, der vil påstå, at netop deres produkt er det bedste. Men hvis opgivelserne er angivet ved DIN-norm eller IHF-målemetoderne, er man nogenlunde sikker på, at tallene er reelle. Signal/støjforhold kan f.eks. opgives vejet eller

**Fig. G25.3.**  
Grammofonrille  
med mono og  
med stereosignal.  
Ved stereo bevæ-  
ger pick-up nålen  
sig både lodret og  
vandret.



uvejet, dvs. efter Fletcher-Munson's kurve for ørefølsomhed eller efter en lineær skala. Resultatet af målingen bliver forskelligt i de to tilfælde. Normalt er signal/støjforholdet ringest i en uvejet måling. Eller effektangivelsen f.eks. kan være opgivet ved en anden forvrængning end ved den maximale frekvens på 20 kHz. Ofte opgives sinuseffekten ved 1 kHz. Ved 20 kHz er effekten ofte en hel del lavere og forvrængningen meget højere. Opgiver fabrikanten en forvrængning ved 1 kHz på 0,1 %, kan man være sikker på, at forvrængningen er steget til 1 % ved 20 kHz. Her er det nemlig væsentlig sværere og mere kostbart at få en forvrængning på 0,1 %.

## STEREO GRAMMOFON

Den grammofonteknik, der er mest udbredt, hidrører fra Thomas Alva Edison's fonograf fra 1877. Siden da er kun teknikken forbedret, - principippet er det samme. Ved optagelsen af signalet præger en skærekniv lydbølgerne ned i en lakplade eller en laktrømle. Ved afspildning aftaster en nål rillens bevægelser. De helt tidlige grammofoner var mekanisk indrettet, og lyden blev overført til en tragt oven på grammofonen. Dette princip blev i 1920-1930 erstattet af den magnetiske pick-up, hvor grammofonnålen blev sluttet til en magnetspole. Spolens elektricitet blev forstærket i en forstærker, som da kunne drive en højttaler.

Indtil midten af 1950'erne blev alle grammofonplader indspillet i mono. I fig. G25.3. vises en del af en rille på en mono grammofonplade. Ved mono bevæges nålen fra side til side. Stereoinformationen kan indeholdes i pladen, hvis man også præger grammofonpladen i op- og nedadgående retning. Dette kan opfattes som to uafhængige signaler, hvis rillerne er vinkelrette på hinan-

den og er drejet 45° i forhold til pladen. Hvert magnetsystem kobles til sin kanal i stereoforstærkeren. På den måde kan man med gode pick-up systemer opnå en kanalseparation på ca. 40 dB. Bedre er det ikke muligt at adskille de to stereokanaler. Samtidig kan man umiddelbart afspille monoplader på samme pick-up og forstærkersystem.

## STEREO BÅNDOPTAGELSE

Historisk set er båndoptageren af nyere dato. Danskeren Valdemar Poulsen var før anden verdenskrig blandt de første med en primitiv trådbåndoptager. Den byggede på det princip, at man kunne magnetisere en ståltråd ved optagelse og gengive den indspillede magnetisme over en højttaler. Omkring 1955 blev Valdemar Poulsens trådbåndoptager forbedret med magnetiske bånd eller tapes. Derved blev der mulighed for at ind- og afspille flere lydkanaler på samme bånd, og det vandt hurtigt indpas i stereosystemerne. Fig. G25.4. viser et tonehoved til en båndoptager med en stump lydbånd foran. Stereo tonehoveder er udformet med to tætsiddende spoler, der ikke påvirker hinanden i væsentlig grad. Hver tonespor optager 1/4 del af lydbåndets bredde. Derved bliver det muligt at afspille båndets to stereosignaler begge veje. Man vender ikke båndets belægning om. Der kan kun ind- og afspilles på båndets ene side, - der hvor magnetbelægningen er placeret.

## STEREO RADIOFONI

Ægte stereo radiofoni kræver en speciel radiomodtager med en indbygget dekoder, som er i stand til at skille monosignalet ad i et højre- og et venstre signal. De første spøde forsøg i 1960'erne blev ikke udført med stereodecoder, men ved at sende et venstre-kanal signal på en af programkanalerne og et højre-signal på en anden programkanal. Det var selvfølgeligt uhensigtsmæssigt, fordi lyttede med kun een radio kun kunne høre en kanal. Ved indførelsen af stereofoniske radioudsendelser var det et krav, at publikum kun skulle have een radio, og at de der ikke havde stereoradio med indbygget dekoder skulle have et monosignal uden lydforringelse. Det gav svære tekniske problemer, også fordi man i en årrække ikke kunne bestemme sig for, hvilket tek-

Fig. G25.4

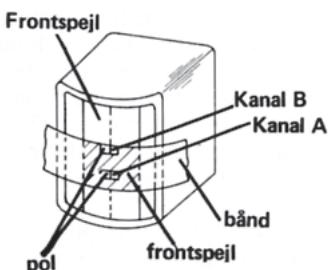
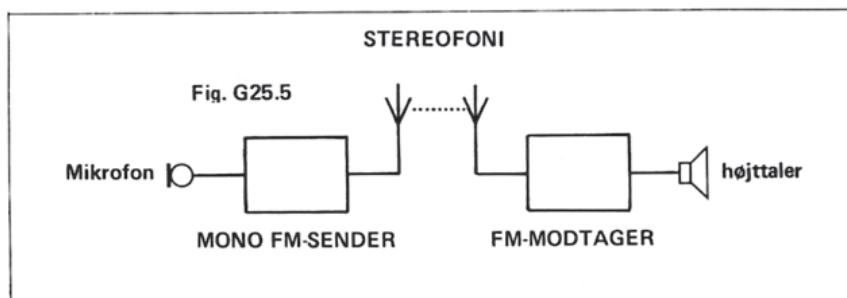
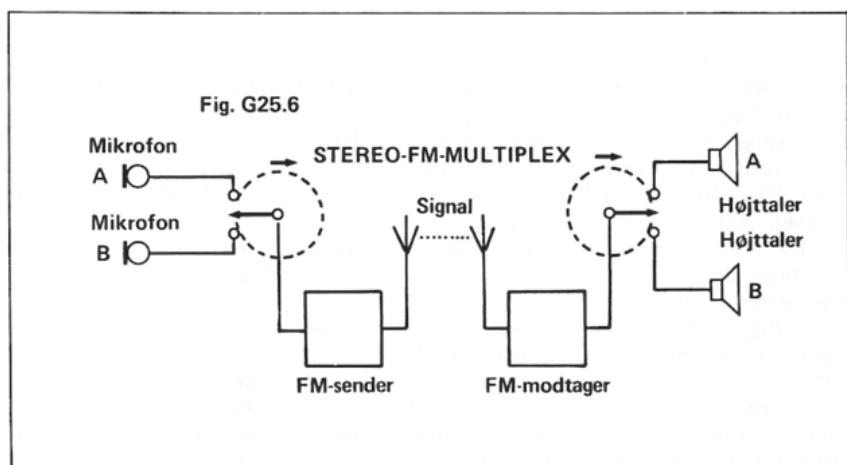


Fig. G25.4.  
Stereo på bånd indspilles på 2 kvartspor samtidig.



**Fig. G25.5.**  
Mono FM-radiofoni transmission.

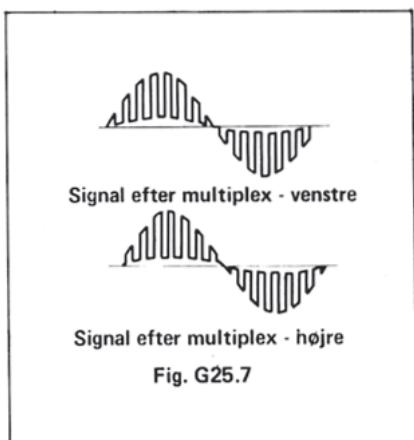


**Fig. G25.6.**  
Ved stereo FM radio efter multiplexsystemet skifter en hurtigt roterende  
omskifter i sender og modtager synkront mellem de to kanaler.

nisk system, der var bedst. Idag har Norden og de fleste europæiske lande FCC-systemet med en såkaldt pilottone.

Dette system forklares bedst som PAM-multiplexsystemet, selvom det ikke er den teknisk fuldt korrekte beskrivelse. Men de to systemer er kompatible (dvs. passer sammen), og i mange radiomodtagere benyttes de to dekode-  
re i flæng.

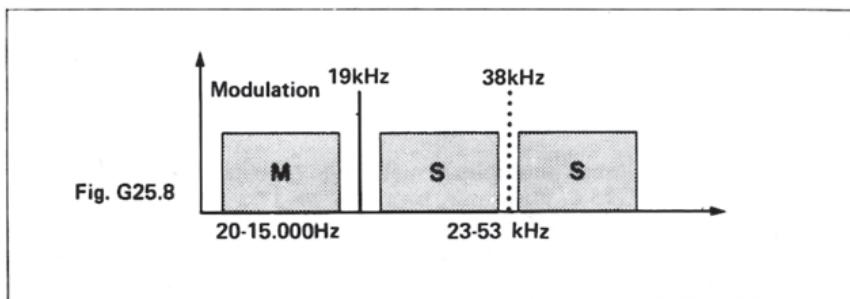
FCC/PAM systemet multiplexer mellem de to kanaler synkront i sender og modtager. Fig. G25.6. illustrerer, hvorledes man kan multiplexe. En hurtigt roterende omskifter skifter mellem højre og venstre kanal i både sender og modtager. Det sker med en hastighed på 38.000 gange i sekundet. Halvdelen af gangene vil omskifteren i senderen og modtageren stå på venstre kanal og halvdelen af gangene på højre kanal. Der udsendes hele tiden små bidder af højre og venstre kanal. Det illustrerer fig. G25.7. De to stereokanaler får hver sit sinussignal, men der kommer i virkeligheden kun halvdelen af signalet



**Fig. G25.7.**  
FM-stereo signal for højre og venstre kanal efter multiplex princippet.

frem. Det vil dog være uhørligt, såfremt hastigheden, hvormed der skiftes, er mindst 2 gange højere end den højeste frekvens, man kan høre. På modtager-siden sørger en kondensator for at gendanne den halvdel af signalet, der mangler. For at synkronisere de to omskifteres rotation udsendes en såkaldt pilot-tone. Dens frekvens er halvdelen af skiftefrekvensen, altså 19kHz. Pilottonen frekvensdobles på modtagersiden, så man får den korrekte skiftefrekvens på 38 kHz. Ved mono vil man ikke kunne høre nogen ændring, fordi man altid modtager det fulde signal. Monomodtageren har ikke en dekoder, der hakker signalet op til et højre og venstre stereosignal.

Fig. G25.8. viser det frekvensspektrum, der skal overføres ved stereo. Spekteret indeholder monosignalet til 15 kHz, stereo piottonen på 19 kHz og symmetriske sidebånd omkring 38 kHz. De kaldes S-signalet, og heri ligger stereoinformationen. Ved 15 kHz stereo-FM skal hele frekvensbåndet til 53 kHz kunne komme ubeskåret gennem radiomodtageren. Ellers vil dele af stereoinformationen skæres bort. Da mono radiomodtagere er forsynet med et 75 us 2,118 kHz efterbetonings RC-led i udgangen, beskærer frekvenserne over 15 kHz væsentligt. Dette filter må gøres mindre eller fjernes før stereodekoding. Ellers slipper sidebåndene til 53 kHz ikke ind i dekoderen. Men efter stereodekoderen sætter man normalt et par tilsvarende RC-led. De fjerner dels



**Fig. G25.8.**  
Ved FM-stereo optager sidebåndsinformationerne frekvenser til 53kHz.

støj og kompenserer for FM-senderens frekvenskarakteristik. 75 uS er normen i Europa.

## KONKLUSION

Ved stereo adskilles lyden i to kanaler. Det giver forskellige problemer ved udformning af audio signalkilder. Nemmest er det med båndoptageren. Den skal blot arbejde med et ekstra spor. På grammofon benytter man de to sider af nilen til hver sin kanal. Ved radiofoni stereo benyttes FCC pilottone-systemet. De to kanaler samles på sendersiden over en hurtigt roterende omskifterfunktion. På modtagersiden giver en tilsvarende piottonestyret omskifter en opsplitning af monosignalet til stereo.

## G25 STEREOFONI OPGAVER

1. Hvor mange udgangsforstærkere er nødvendige til stereo?  
— 1 ..... A ()  
— 2 ..... B ()

# G26 - AKTIV MÅLING

## AKTIV MÅLING

Aktiv måling foregår med måleinstrumenter, der indeholder forstærker-kredsløb. Enkle aktive måleinstrumenter kan man selv bygge, eller man kan bygge forsætse til almindelige drejespoleinstrumenter, som udvider måleinstrumenter. Derimod børman kun bygge aktive måleinstrumenter til mere avancerede opgaver, hvis man har adgang til nøjagtigt justerudstyr. En del aktivt udstyr betaler det sig endog ikke at påbegynde bygningen af. Resultatet vil blive dårligere og instrumentet bliver dyrere. Endelig er et måleinstrument et apparat, man skal benytte til kontrol af anden elektronik, og viser måleinstrumentet forkert, er man uhjælpeligt fortabt. Derfor vil dette afsnit om aktive måleinstrumenter være begrænset til omtalen af enkle eksempler med operations-forstærkere og brugen af de vigtigste service og laboratorie måleinstrumenter:

- 1) Digital multimeter
- 2) AC-voltmeter
- 3) Gitterdykmeter
- 4) Tonegenerator
- 5) Målesender
- 6) Oscilloskop

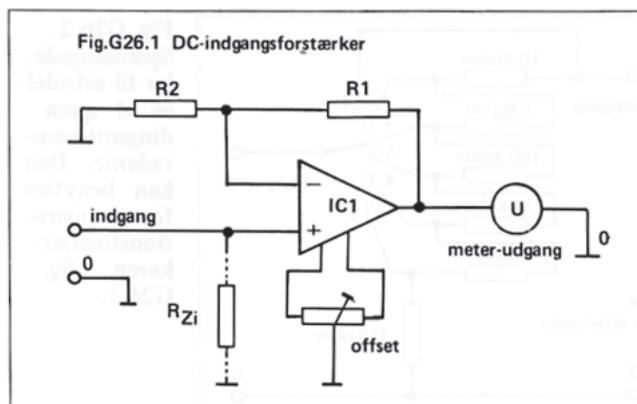
Som eksempler på måleinstrumenter vises de meget udbredte TRIO apparater fra Japan.

## FORØGET DC-FØLSOMHED

Mange multimeter har en mindste jævnspændingsfølsomhed på 1 volt, eller hvis følsomheden er bedre, en ret lav indre modstand. Multimetre på f.eks. 20 kohm/volt i 50 mV området har en indre modstand på 1 kohm. I mange tilfælde udgør den indre modstand en alt for lav belastningsimpedans. Vil man f.eks. måle afladningen på en kondensator i et timerkredsløb, vil måleinstrumentet selv, der aflader kondensatoren og slet ikke op- og aflademodstandene i kredsløbet. Lad os tage et praktisk eksempel. En kondensator i en fototimer skal aflades gennem en modstand på maksimalt 1 Mohm. Kondensatorens værdi en på 10  $\mu$ F, og kondensatoren betragtes som fuldt afladet efter 5 tidskonstanten (beskrevet i afsnit G13, tidskonstant). Udregnes afladningstiden efter standardformien vil det være:

$$\text{tid} = C \times R \times 5 \times 10^{-5} F \times 10^6 \text{ ohm} \times 5 = 50 \text{ sekunder}$$

Vi sætter nu et almindeligt multimeter på 20 kohm/volt indstillet på 10 volt området over aflademodstanden. Instrumentets indre modstand er da 200 kohm. Denne modstand lægger sig i parallel med den rigtige aflademodstand på 1 Mohm, og vi får en ny resultant modstand på 166,6 kohm. Det giver den forkerte afladetid:



**Fig. G26.1.**  
En operationsforstærker foran et passivt multimeter kan øge indgangsimpedansen og/eller give jævnspændings-forstærkning.

$$R1 = 1 \text{ Mohm}$$

$$R2 = 100 \text{ kohm}$$

$$Rzi = 10 \text{ Mohm}$$

$$\text{forkert tid} = C \times R \times 5 = 10^{-5} \text{ F} \times 166,6 \times 10^5 \text{ ohm} \times 5 = \\ t = 8,3 \text{ sekunder}$$

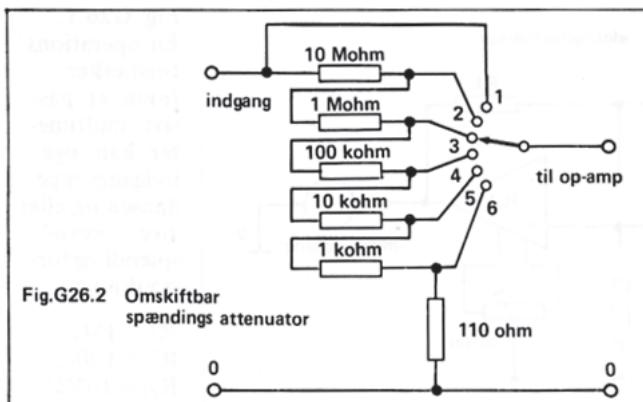
Med et almindeligt måleinstrument får man her en fejlaflæsning på syvhundrede procent! Det eneste rigtige at gøre er at benytte et måleinstrument med en større indre modstand. Det kan man klare ved at udvide måleinstrumentet med en lille forsats af den type, der er vist på fig. G26.1. Hvis R1 kortsluttes og R2 udelades, har vi en spændingsfølger. Den har en meget høj indgangsimpedans og en gangs forstærkning. Typisk er indgangsimpedansen med en bipolar IC som spændingsfølger 5-10 Mohm. Er det ikke nok, kan man benytte en Bi-MOS operationsforstærker med en indgangsimpedans på ca. 1.500.000 Mohm! (1,5 Tohm). Det kan ikke aflade kondensatoren. Benytter man den rene spændingsfølger, er ind- og udgangsspændinger begrænset til ca. 3 volt med en +/- forsyningsspænding på IC'en på 5 volt. De fleste Bi-MOS'er kan maksimalt tåle +/- 15 volt. Den højest direkte måling som spændingsfølger ved +/- 15 volt (30 volt i alt) bliver da ca. 13 volt.

Ønsker man også en forstærkning, benyttes de to modstande R1 og R2. Forholdet i spændingsforstærkning bestemmes efter formlen:

$$U_{ud} = U_{ind} \times \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

Modstanden Zi benyttes over indgangen, hvis impedansen forekommer for høj. I praksis kan man benytte en modstand på 10 til 100 Mohm eller blot en standard silisiumdiode i spærretretningen. En 1N4148 har f.eks. en indre modstand på ca. 500 Mohm. Den er udmarket til afledning. Såfremt man benytter opstillingen med åben indgang (uden modstand) vil den printplade, man monterer opstillingen på, virke som afledning, og er indgangen f.eks. nærmere + forbindelsen end - forbindelsen, vil kredsløbet mde denne spænding og give positivt udgangssignal.

Hvis man ønsker at måle højere indgangsspændlinger end strømforsyningen maximalt tillader, må man benytte en spændingsdeler på indgangen. Diagram til en spændings-attenuator vises på fig. G26.2. Med omskifteren kan man for en konstant indgangsimpedans på godt 10 Mohm vælge spændings-



**Fig. G26.2.**  
Spændingsdeler til udvidelse af spændingsmåleområderne. Den kan benyttes foran operationsforstærkeren fig. G26.1.

delingerne: 1, 10, 100, 1.000, 10.000 og 100.000 gange. Med en følsomhed for den efterfølgende Bi-MOS operationsforstærker på 10 mV opnår man følsomheder på 10 mV, 100 mV, 1V, 10 V, 100 V og 1 kV. Ønskes en højere indgangsimpedans, må modstandene scales tilsvarende op, men modstande over 10 Mohm er vanskelige at skaffe med tilstrækkelig nøjagtighed - typisk 1 til 5%.

Vil man måle strøm, er kravet til indre modstand lav. Derved kan man holde spændingsfaldet over meteret nede på en lav værdi. Vælges samme følsomhed som før - 10 mV for OP-AMP'en - kan man benytte følgende modstande til deleren for områderne: 1 mohm, 10 mohm, 100 mohm, 1 ohm, 10 ohm og 100 ohm for områderne: 10 A, 1 A, 100 mA, 10 mA, 1 mA og 100 uA. Modstandene i højstrøm området er så små, at de må laves af kraftig tråd og udmales specielt. Endelig må man ved dimensioneringen af modstandene i høj-strøm områder 1 og 10 A tage hensyn til at omskiftene også har overgangsmodstande nær 1-10 mohm. Ofte er der i professionelle opstillinger specielle bøsnings for høje strømmområder, så strømmen ikke løber gennem omskiftene.

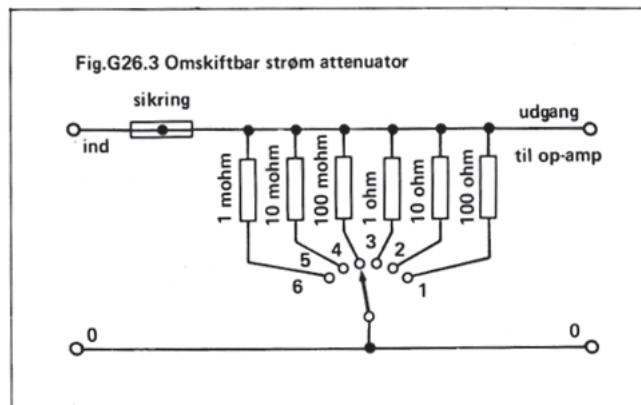
## STRØMGENERATOR

Hvis man vil måle en spænding med et universalinstrument med viser, vil skalaen normalt være opmærket lineært. Det vil sige, at der er lige så langt fra 2 til 3 volt som fra 7 til 8 volt på skalaen. Det samme gælder strømmålingen. Der er lige så langt fra 2 til 3 milliampere som fra 7 til 8 milliampere. Når man skal måle modstande, er skalaen anderledes, - i alle tilfælde når snakken gælder simple drejespoleinstrumenter. Skalaen er trængt sammen i det høje modstandsområde og den er bredt ud i det lave område.

Det er i sig selv ikke at foragte, fordi man som oftest har brug for at kende den relative værdi, og hvis aflæsningen ikke er nøjagtig nok, kan man bare skifte område.

Når man skal benytte et digitalt display som »viser», går det ikke. Der er skalaen fast og HELT lineær. Man kan ikke bare opmærke en ny, der passer til det målte. Derfor må man opbygge et kredsløb, som omdanner en modstandsværdi til en proportional spænding. Det er spænding, et digitalvoltmeter udlæser.

**Fig. G26.3.**  
Strømdeler til udvidelse af strømm måleområderne. Den kan benyttes foran operationsforstærkeren fig. G26.1.



Ohm's lov viser sammenhængen mellem spænding, strøm og modstand i et kredsløb, og den siger:

$$R = \frac{U}{I}, \text{ hvor } R = \text{modstanden, } U = \text{spændingen og } I = \text{strømmen,}$$

- i grundenhederne OHM, VOLT og AMPERE.

Hvis man ønsker at kende spændingen over en fast modstand, må man altså holde strømmen konstant:

$$U = R \times I$$

Holder man strømmen konstant, er det simpelt blot at aflæse spændingen over modstanden, og man har en proportional modstandsværdi. Ved een bestemt strøm kan modstanden aflæses som den direkte spændingsværdi. Der er dog et ufravigeligt krav til et instrument, der mäter spændingen over modstanden; det skal have en meget høj indre modstand. Hvis ikke, vil en del af strømmen passere ind gennem spændingsmåleinstrumentet, og man får en aflæsning, der er bestemt af parallellforbindelsen af måleinstrumentets indre modstand og den ukendte modstand.

Det går altså ikke at sætte et almindeligt universal måleinstrument over den ukendte modstand.

Hvis man skal mäter store modstande nøjagtigt, må det spændingsmåleneinstrument have en indre modstand på mindst 100 MEGA OHM.

### Diagrammet til strømgeneratoren

Fig. G26.4. viser diagrammet for en typisk strømgenerator. Operationsforstærkeren mäter spændingen over en modstand af en kendt og nøjagtig størrelse, sammenligner med spændingen fra en nøjagtig indstillet spændingskilde og regulerer en transistors gennemgangsstrøm.

Opstillingen er altså i balance, når der går så meget strøm fra plus gennem modstanden R1 og transistoren T1, at spændingen over R1 er den samme, som man har indstillet på R3. Der er kun balance, når de to indgange på

operationsforstærkeren har samme spænding. Modstanden sættes ind i transistorens kollektor til nul. Den ukendte modstand trækker en konstant strøm fra plus til nul,

Det viste kredsløb er dimensioneret til at leve en strøm på 1 mA. Det kan naturligvis ikke leve 1 mA, når der ikke er indsat en modstand, og den kan heller ikke leve 1 mA, når spændingen over modstanden overstiger ca. 2 volt. Det er fordi der SKAL være 2,2 volt over R1 modstanden - det var en forudsætning, ligesom der skal være omkring 0,5 volt over transistoren, for at den er lineær.

Med en konstant strøm på 1 mA og en maximal spænding på 2 volt, er den maximale modstand, man kan måle, lig med 2 kohm. Iflg. ohm's lov:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2,000 \text{ volt}}{0,001 \text{ ampere}} = 2.000 \text{ ohm} = 2 \text{ kohm}$$

Hvis man tilslutter et almindeligt digitalvoltmeter med høj indgangsmodstand og 2 volts følsomhed, kan man desuden måle modstande ned til 1 ohm. Øger man strømmen til 10 mA, kan man måle modstandsværdier ned til 0,1 ohm.

Hvis man skal benytte kredsløbet til måling af andre modstande end under 2 kohm, må man ændre den konstante strøm. Det kan gøres ved at ændre modstanden R1 - Med en 22 kohm modstand får man en strøm på 0,1 mA, fordi sammenligningsspændingen stadig er på 2,2 volt. Med 0,1 mA kan man måle modstande indtil 22 kohm. Man kan udvide med en 220 kohm modstand - og måle til 200 kohm, og med en 2,2 Mohm modstand får man et 2 Mohm område. Kan man skaffe en modstand på 22 Mohm, udvides måleområdet til 20 Mohm. Det viste kredsløb er bl.a. afhængig af forsyningsspændingen. Det kan klares ved at hæve forsyningsspændingen til hele opstillingen med 5 til 10 volt og samtidig indsætte en temperaturkompenserede zenerdiode over R3 potentiometeret. Zenerdioden giver en konstant referencespænding til operationsforstærkeren. Endvidere skal modstanden R1 og trimpotentiometeret være temperaturstabile.

## LINEÆR MODSTANDSMÅLING

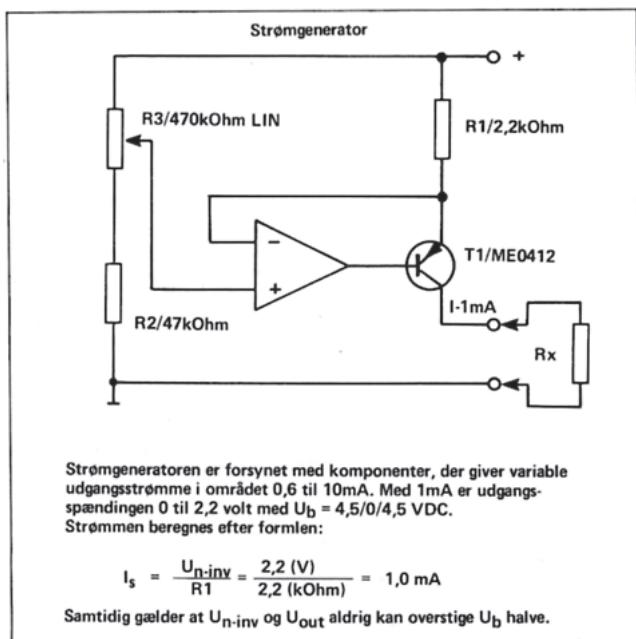
Der findes andre måder at måle modstande på lineært end den i eksempel G26.4 beskrevne med en konstanstrømgenerator. Man kan også benytte opstillingen i fig. G26.5. Den er igen opbygget over en ganske almindelig inverting forstærker. Den ukendte modstand indsættes i tilbagekoblingen fra udgangen af operationsforstærkeren til inverting indgangen. Derefter kobler man en nøjagtig modstand og en nøjagtig spænding til samme indgang. Da non-inverting indgangen er forbundet til nul, skal også inverting indgangen ligge på nul for at operationsforstærkeren er stabil på udgangen.

Når den er stabil på udgangen gælder formlen for forstærkning og ind/udgangsspænding:

$$G = \frac{Rx}{R1}, \text{ og } U_{ud} = U_{ind} \times \frac{Rx}{R1}$$

Hvis den ukendte modstand er kortsluttet eller nul, er det en spænd-

**Fig. G26.4.**  
**Diagram over en strømgenerator, som også kan benyttes til et lineært ohmmeter i forbindelse med digitale måleinstrumenter.**

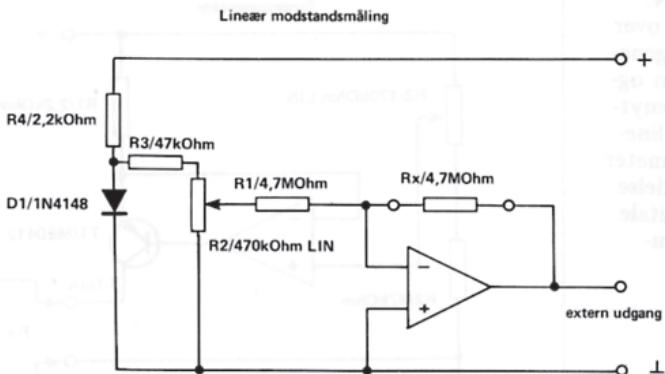


dingsfølger, vi har med at gøre. Den har samme spænding på udgangen som på non-inverting indgangen, - og den er nul. Derfor er spændingen på inverting indgangen også nul. Med en fast valgt R1 modstand og en fast referencespænding vil man få en udgangsspænding, der er proportional med indgangsspændingen.

470 mV ind over indgangsmodstanden på 4,7 Mohm giver en udgangsspænding på 1 mV pr. 10 kohm. Ved at erstatte R1 med andre modstande opnås andre modstandsforhold pr. 1 mV ud. 470 kohm giver 1 kohm/mV, 47 kohm giver 100 ohm/mV, 4,7 kohm giver 10 ohm/mV og 470 Ohm giver 1 ohm/mV. Af disse tal kan man se, at denne opstilling er specielt anvendelig, når man skal måle meget store modstande. Hvis det tilsluttede måleinstrument har et område på 2 volt for fuldt udslag, kan man med R1 på 4,7 Mohm måle hele 20 Mohm!, og det endda med et ganske almindeligt universalmåleinstrument - udgangsimpedansen er nemlig lav, typisk 20 ohm for CA3140. En ubehagelighed er det dog, at ingen af modstandens målepunkter har forbindelse med nul. Det gør det lidt vanskeligere at designe dette modstandsmåleinstrument ind sammen med de andre målefunktioner, strøm og spænding.

Ligesom i eksempel G26.4. er der en serie krav, der skal være opfyldt, for at man får et nøjagtigt måleinstrument, som viser rigtigt under alle forhold. Krav der ikke er opfyldt med den simple eksperimentopstilling.

Referencespændingen skal være uhyre stabil, og referencemodstanden R1 skal kobles til referencespændingen på en så lav impedans som muligt. Det gøres i praksis ved at indsætte en spændingsfølger efter en temperaturstabil referencespændingskilde, f.eks. en meget nøjagtig zenerdiode. Til hobbyformål kan man indsætte en zenerdiode på 6,8 volt i stedet for D1. Samtidig skal forsyningsspændingen øges til 15 volt i stedet for 9 volt. Potentiometerets fø-



Med referencespændingen 470mV til inverting indgangen kan reference-modstanden R1 vælges til 4,7MOhm. Udgangsspændingen med en Rx modstand på 4,7MOhm (den »ukendte«) er da også 470mV. Det ses af formlen:

$$U_{ud} = U_{ind} \times \frac{Rx}{R1} = 470mV \times \frac{4,7MOhm}{4,7MOhm} = 470mV \gg 4,7MOhm$$

Da udgangen kan svinge op til 4,5 volt kan man måle op til 45MOhm med de valgte komponenter. Med en Bi-MOS er det intet problem at måle op til 500 MOhm eller mere med en anden referencespænding.

**Fig. G26.5.**

**Diagram over et kredsløb til lineær modstandsmåling.** Denne opstilling er nemmere at benytte i forbindelse med et simpelt universalometer med lav indgangsmodstand (dvs. ringere end 1 Mohm/V).

ler kobles på spændingsfølgerens indgang (non-inverting (+)). Spændingsfølgerens udgang kobles til referencemodstanden.

## ENKELT ENSRETNING - SMAÅ SIGNALSPÆNDINGER

Hvis man vil måle en vekselspænding på et jævnspændingsmåleinstrument, må man først ensrette vekselspændingen. Det gør man almindeligvis med en diode, men en siliciumdiode åbner først, når spændingen over den når 0,7 volt. Det betyder, at der altid vil blive trukket 0,7 volt fra måleresultatet, når man mäter vekselspænding. Man KAN naturligvis benytte en germaniumdiode i stedet. Den leder spændingen fra omkring 50 mV. Det er LIDT bedre, og dette system benyttes i de billigste universalmåleinstrumenter. Sådanne instrumenter er næsten aldrig forsynet med skalaer under 10 volt AC. Det er fordi fejlene ved lavere spændinger bliver for store, - specielt ved små udslag. Hvis man derfor vil ensrette de helt små spændinger, må man indskyde en operationsforstærker, der kan ophæve diodespændingsfaldene.

Den gør det, fordi forstærkningen med afbrudt modkoblingsnetværk stiger til den totale råforstærkning. Det får udgangen til at svinge op eller ned til den spænding, som lige netop kan aktivere modkoblingen. Da dioderne leder meget dårligt mellem 0 og 0,5 volt (man siger ofte 0,7 V) er modkoblingen i dette område - i både positiv og negativ retning - afbrudt.

## Forstærkning i småsignalensetteren

Når man sender en spænding ind på non-inverting indgangen (+), vil udgangen altid prøve på at sende signal gennem modkoblingen, således at den anden indgang - inverting indgangen - har samme spændingspotentiale. Det er en universel sandhed, som i alle de andre tilfælde hvor man modkobler! Hvis man sender vekselspænding ind på non-inverting indgangen, vil de positive halvperioder løbe gennem D1 og R2, medens de negative vil løbe gennem D1. For negative spændinger er der kun en diode i modkoblingen, og derfor vil forstærkningen for negative halvbølger være én. Dioden virker som kortslutning, og negative spændinger »ser» altså en »spændingsfølger». (Tidligere beskrevet i eks. 1). De positive halvbølger skal BÅDE løbe gennem dioden D2 og modstanden R2.

R2 virker i forbindelse med R1 som en spændingsdeler fra udgangen EFTER dioden D2 til inverting indgangen. Når udgangen skal sørge for samme signal på inverting indgangen, som den får tilført på non-inverting indgangen, må den svinge meget højere op i positiv retning på grund af spændingsdeleren. Derfor kommer der en forstærkning, der for positive halvbølger er:

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

og hvis indgangssignalet er symmetrisk, bliver udgangssignalet:

$$U_{ud} = 1/2 \times U_{ind} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

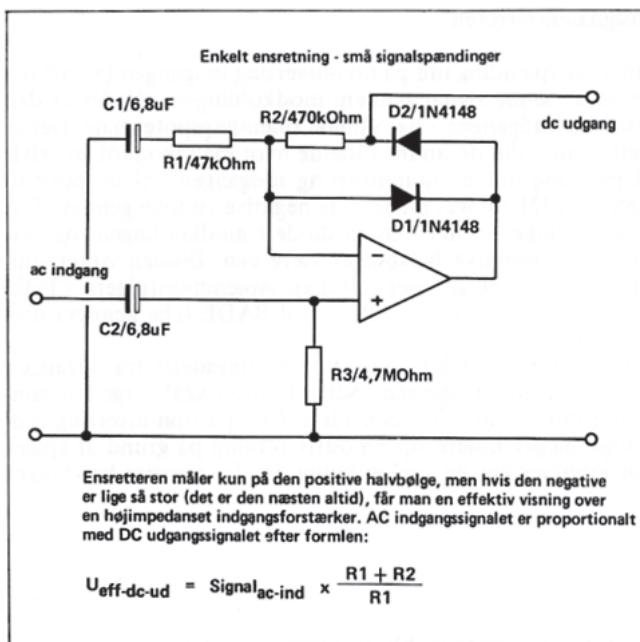
Desuden vil signalet på udgangen være overlejret med den vekselspænding, man har på indgangen. Den kan dog filtreres væk. Vekselspændingen overlejres fordi de to indgange har samme potentiale, og det vil R2 føre frem til udgangen. Af den grund sætter man næsten altid et filter på udgangen. Det kvæler vekselspændingsresten. Man kan anvende et simpelt RC-led.

## Oscilloskopbillede af småsignalensetteren

På oscilloskopbilledet fig. G26.6b ser man indgangssignalet og det 10 gange dæmpede udgangssignal over modstanden R2. Læg specielt mærke til to ting; dels er det den negative halvbølge, der kommer ud og dels er »nulllinien» svagt buet. Den negative halvbølge burde have været positiv i forhold til diagrammet. Den er negativ, fordi dioderne D1 og D2 var vendt modsat ved afprøvningen. Det viser, at man frit kan vælge, om man vil have en positiv eller negativ udgangsspænding fra sin småsignalensetter. Buen på nulllinien er vekselspændingsresten fra operationsforstærkerens inverting indgang. Den bliver ikke filtreret fra, når man optager et oscilloskopbillede, men man kan indsætte et RC-led mellem udgangen og det instrument, man skal benytte. Så forsvinder vekselspændingsresten.

## Ved brug af småsignalensetteren

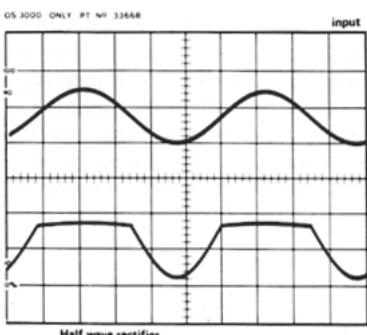
Ensretteren i fig. G26.6a kan benyttes i forbindelse med universalmetre.



**Fig. G26.6a.**  
Diagram over en simpel enkeltensretter med positiv udgangsspænding. Man kan direkte belaste med et simpelt universalometer mellem udgangen og stel.

Hvis meterimpedansen er høj, vil der være en stor AC-rest på udgangen: hvis den er lille, vil AC-resten være lille, idet den bliver spændingsdelt mellem inverting indgangen og R2 som faldmodstand til belastningsimpedansen. Det er dog uden praktisk betydning, da et tilsluttet drejespoleinstrument viser middelværdi. Er belastningsimpedansen lav, kan der blive problemer med at selve operationsforstærkeren ikke kan leve strøm nok, - men det sker først ved ca. 200 ohm.

Indgangsspændingen til ensretteren må ikke være større i spids- til spids-værdi end +/- forsyningsspændingen divideret med forstærkningen. Her er grænsen 400 mV for +/- 4,5 volt forsyningsspænding. Der er da samtidig taget hensyn til, at udgangen skal svinge 0,5 volt mere ud på grund af spændingsfaldene over dioderne. Hvis man benytter en almindelig bipolar operationsforstærker, skal man desuden trække de par volt fra, som en sådan operationsforstærker altid mangler i at kunne svinge helt til plus eller minus.



**Fig. G26.6b,**  
Oscilloskopbillede af indgangssignal og udgangssignal fra enkeltensretteren. Hvis man belaster med en lav udgangsimpedans rettes den flade del af kurven ud. Den flade kurve er AC-resten fra inverting indgangen.

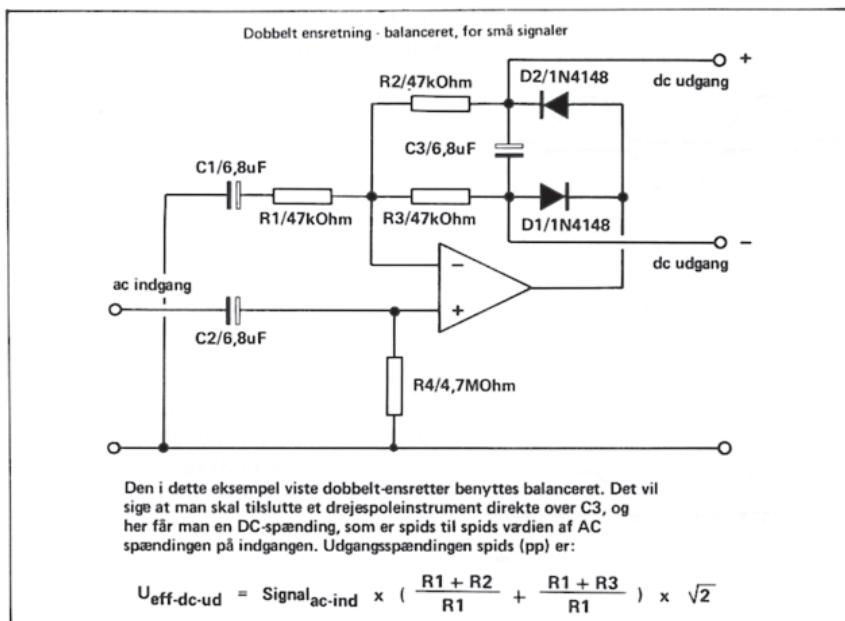
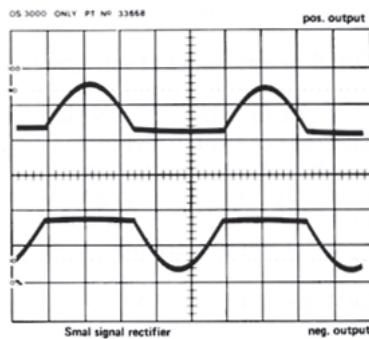
**Fig. G26,7a.**

Diagram over en simpel dobbeltensretter, som kun kan benyttes balanceret, dvs. i forbindelse med et »svævende» måleinstrument eller universalinstrument.

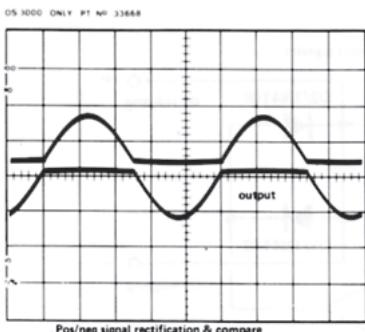
**Fig. G26,7b.**

Dobbeltensretning - den positive og negative spænding er adskilt efter dioderne.

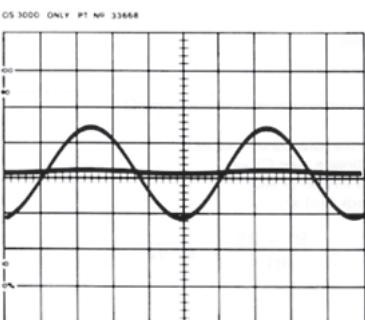


## DOBBELT ENSRETNING - BALANCERET - FOR SMÅ SIGNALER

Hvis det ikke er et krav, at det tilsluttede meter skal forbindes mellem stel og en måleudgang, kan man lave en simpel dobbeltensretter. Den har den fordel, at der kommer fuld spænding ud. Hvis man benytter et godt og følsomt drejespoleinstrument, kan man få en spidsspændingsvisning ved at benytte en lade-elektrolytkondensator. Den er indtegnet i form af C3. Se fig. G26.7a. Bortset fra at ensretteren fungerer »begge veje» er den identisk med



**Fig. G26.7c.**  
Kurverne - lidt tættere.



**Fig. G26.7d.**  
Kurverne overlapper nu helt, og det ser ud som om der i virkeligheden er tale om en kraftig og en svag sinuskurve. Den svage del er AC-resten fra indgangssignalet.

fig. G26.6a. Fjerner man kondensatoren, kan den benyttes som positiv eller som negativ småsignalensretter på samme måde som enkeltensretteren.

### Oscilloskopbilleder af småsignalensretteren i balanceret kobling

På fig. G26.7b-c ses signalet på den positive og negative diode uden C3 ladekondensatoren. Kurverne skubbes mod hinanden, og når de overlapper, ser det ud, som om man har en kraftig og en svag sinuskurve oven i hinanden. Den svage sinuskurve udgør AC-resten og den er ikke til stede ved en ægte balanceret måling, men på grund af oscilloskoptilslutningen med fælles stel på opstillingens nul, fremkommer den alligevel.

### DOBBELT ENSRETNING - UBALANCERET

Fig. G26.8. er en kombination af en dobbeltensretter og en ægte differentialforstærker. Differentialforstærkeren vender de negative spændinger fra D1 og adderer de positive spændinger, der kommer fra D2. Udgangsspændingen er en pulserende negativ DC-spænding. Hvis man tilslutter et universalmeter til udgangen, kan der blive problemer med visningen for højere frekvenser. Det kan klares ved at sætte et RC-led over udgangen. Benyt f.eks. 1 kohm og en kondensator på 0,1 til 1 uF.

Hvis man ønsker en positiv udgangsspænding, må begge dioder vendes en halv omgang.

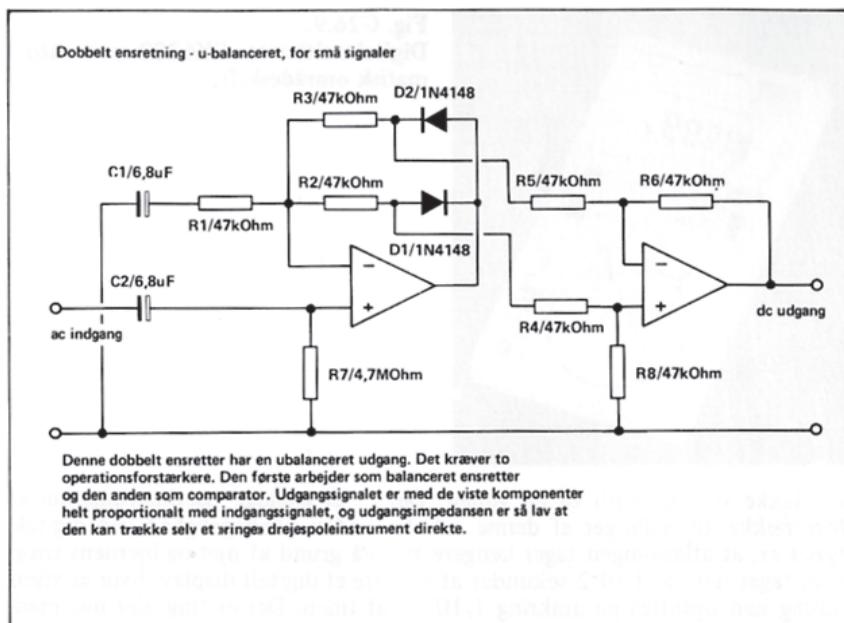


Fig. G26.8.

Diagrammet viser en kombination af en balanceret ensretter og en differentalforstærker.

## DIGITAL MULTIMETER

Den stadig mere rationelle produktion af LSI (Large Scale Integrated Circuit) har bragt priserne på integrerede voltmetersystemer ned, så de kan konkurrere med drejespoleinstrumenter. For så vidt man ønsker en eksakt taludlæsning af strøm, spænding og modstand er digitalmetre simpelthen de bedste instrumenter. Teknikken har samtidig muliggjort automatisk områdeskift og indgangsimpedanser i et niveau så højt, at man ikke behøver at tænke på instrumentets belastning på måleobjektet. Fig. G26.9. viser et japansk fremstillet digitalmultimeter med automatisk områdeomskiftning. Det ses bl.a., at strømområdet er begrænset til 200 mA maximalt. Det hænger sammen med de begrænsede mekaniske omskifterfunktioner. Ønsker man at måle større strømme, betaler det sig at anskaffe en shuntnedstrømsmodstand og i stedet måle spændingen over shuntnedstrømsmodstanden. Modstanden kan beregnes efter en maximal visning på 199,9 mV for fuldt udslag. Med en shunt på 10 mohm/4 W får man en udslæsning til max. 19,99 A.

De fleste standard multimetre kan også måle vekselstrøm og spænding, men afhængig af kvaliteten er frekvensområdet begrænset. Professionelle og mere kostbare typer kan måle vekselspænding til 100 kHz, men standardtyperne kan man kun benytte til mellem 1-5 kHz. Over 5 kHz falder følsomheden drastisk. Det på fig. G26.9. afbilledede instrument klarer 2-3 kHz.

De fleste volt- og multimetre udlæser 5 gange i sekundet. Det betyder, at man kun vanskeligt vil kunne aflæse spændinger, der ændrer sig. Cifrene



**Fig. G26.9.**  
**Digitalmultimeter SK6200 med automatisk områdeskift.**

vil flække fra en værdi til en anden. Derfor er analoge viserinstrumenter at foretrække til målinger af denne art. En anden ubehagelighed ved digitale typer er, at aflæsningen tager længere tid. På grund af øjet og hjernens træghed, tager det ca. 1 til 2 sekunder at opfatte et digitalt display, hvor et viserudslag kan opfattes på omkring 1/10'del af tiden. Det er ting, der bør medtages i vurderingen ved valg af digitale multimeter.

### AC-voltmeter

Et AC-voltmeter er specielt indrettet til måling på forstærkergrøj i audioområdet. Dette måleinstrument er optimeret til formålet og benyttes der, hvor et almindeligt multimeter eller digitalmultimeter ikke slår til frekvensmæssigt. Illustrationen fig. G26.10 viser et Trio voltmeter med en om-skifter, der er delt op i spring på 10 dB. Ved måling på lavfrekvensforstærke-re benyttes oftere en dB angivelse end en decideret spændingsangivelse. Sen-



**Fig. G26.10.**  
**AC-voltmeter (hed tidligere rørvoltmeter) til kontrol af signalspændinger fra 0,1 mV til 300 volt mellem 1 Hz og 500 kHz.**

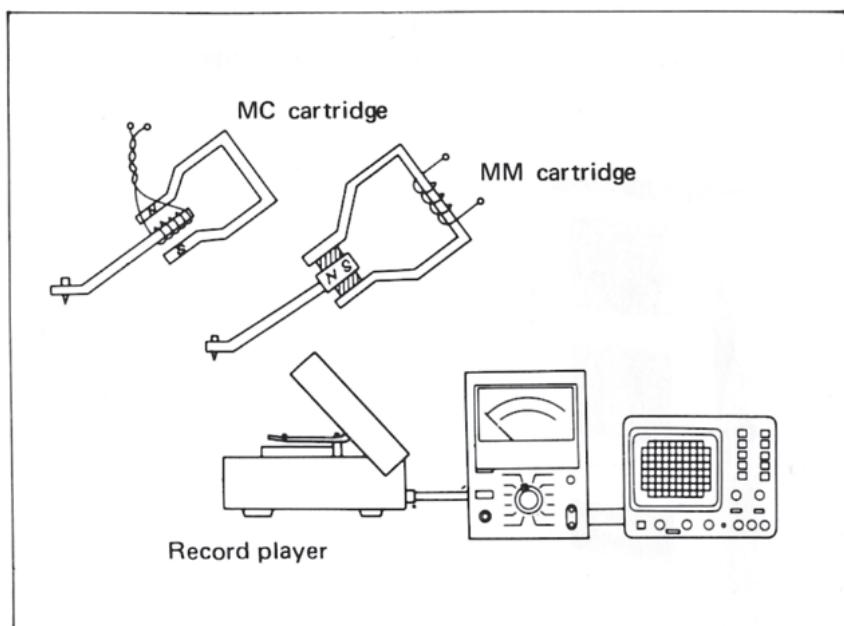


Fig. G26.11.

AC-voltmeteret kan måle på alle audio signaikilder, selv pick-ups af Moving Coil typen (100  $\mu$ V) og selvfølgelig også almindelige dynamiske pick-ups (1-10 mV).

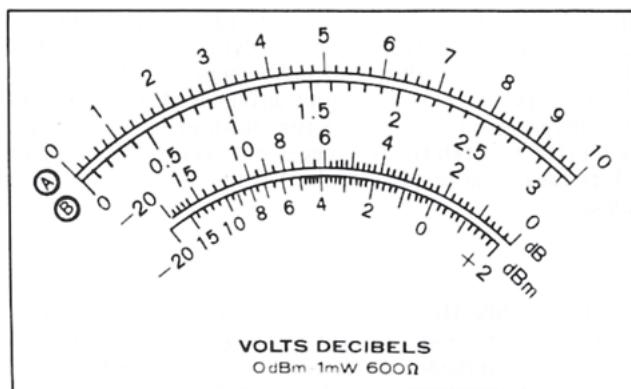
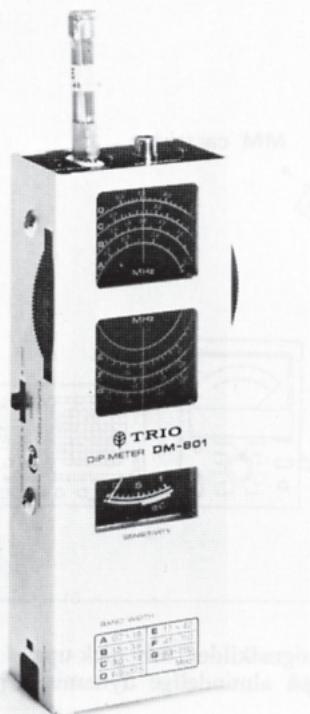


Fig. G26.12.

AC-voltmeter skala med opmærkning i eff. spænding og dB. A og B skalaerne springer med 10 dB, - derfor s p æ n d i n g s - springene 10 til 3,15.

der man f.eks. et tonegeneratorsignal ind i en forstærker og varieres frekvensen fra 20 Hz til 20 kHz, kan man på AC-voltmeteret aflæse, hvor mange dB forstærkningen falder ved båndgrænsen. Opgivelsen i dB er bedst til beskrivelse af forstærkeres formåen, idet den menneskelige hørelse opfatter lyden logaritmisk. Størrelsen 1 dB er ikke hørbar, 2 dB er næppe hørbar, men 3 dB kan høres af de fleste. Skalaen fig. G26.12 er opmærket i 10 dB spring. Derfor skifter spændingsmåleområderne mellem multipla af 10 og 3,15. Det stör-

**Fig. G26.13.**  
Gitterdykmeter type DM-801 fra Trio.

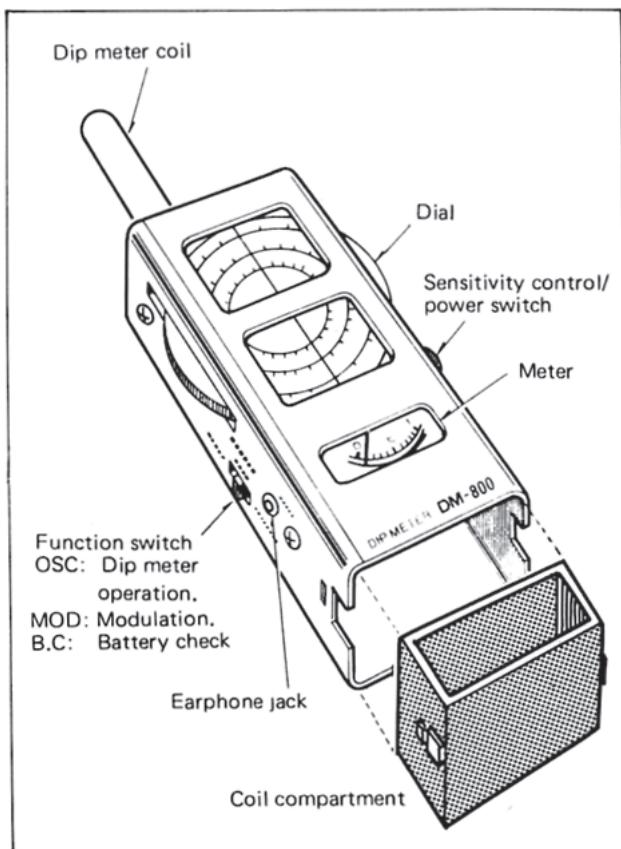


ste område måler til 300 volt AC og det følsommeste til 1 mV for fuldt udslag. Måler man, som i eksempel fig. G26.11, på en dynamisk pick-up (MM cartridge), vil spændingerne ligge mellem 1-10 mV, mens en Moving Coil pick-up kun giver 0,1 til 1 mV. På AC-voltmeteret anvendes skærmmede BNC-bønsninger, og det er indbygget i en svær metalkasse, fordi et meter med stor vekselsløbstølsomhed (1 Hz til 500 kHz) er meget påvirkeligt for brum og støj i omgivelserne. I de følsomme områder under 1 volt er det nødvendigt at benytte skærmet målekabel.

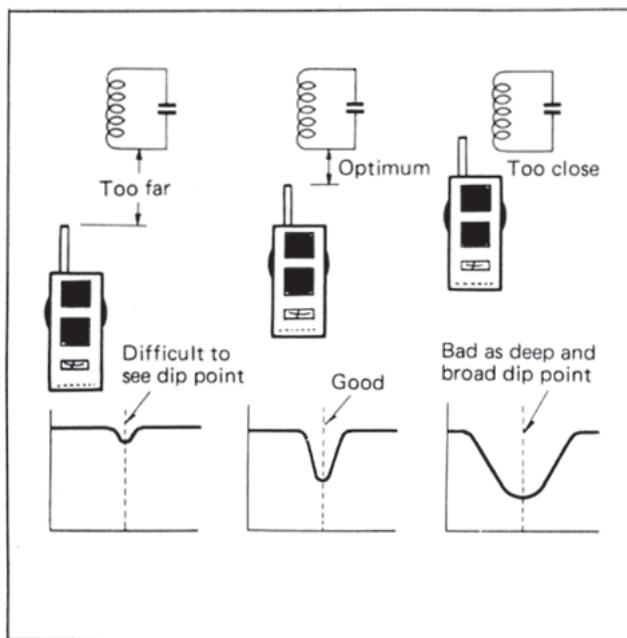
### Gitterdykmeter

Et gitterdykmeter er en lille HF-oscillator eller generator med udskiftelige søgespoler. Man monterer en spole i toppen til det ønskede frekvensområde og kan da »dykke» ned i nærheden af afstemte LC-kredse og finde den indstillede resonansfrekvens. Gitterdykmeteret kan også benyttes som signalgenerator til radiomodtagere eller man kan via en høretелефonudgang lytte sig frem til frekvensen i et modtager oscillatorkredsløb. Det alsidige og dog enkelt opbyggede apparat finder stor udbredelse blandt hobbyfolk og licensierede amatører, fordi de for en lav pris får rådighed over hele 3 HF-funktioner, - målesender, målemodtager og LC-kreds måler. Lad os derfor først se på gitterdykmeterets funktionsgreb. Dial knappen er en stor skala med opmærkede frekvensområder. Hvert område benyttes med en Dip-meter spole. Når man har isat den rigtige spole, kan oscillatorfrekvensen indstilles efter ønske.

**Fig. G26.14.**  
**Gitterdykmeterets funktionsgreb:**  
 Dial = skala, Sensitivity Control/power switch = følsomheds indstilling/afbryder, Meter, Coil compartment = opbevaringsrum for dyk-meter spoler, Earphone jack = hovedtelefonbøsning, Funktion Switch = funktionsomskifter, Dip meter coil = udskiftelig gitterdykmeter spole.



Instrumentet fig. G26.13 medleveres 7 spoler til områderne: 0,7-1,6 MHz, 1,5-3,6 MHz, 3,0-4,7 MHz, 6,9-17,5 MHz, 17-42 MHz, 41-110 MHz og 83-250 MHz. Sætter man spolen til 17-42 MHz på, kan man f.eks. indstille til 27 MHz på skalaen. På Sensitivity-control'en indstiller man den styrke, hvormed oscillatoren skal arbejde. Benytter man gitterdykmeteret som målesender, skal styrken indstilles, så meteret slår fuldt ud. Vil man i stedet benytte gitterdykmeteret til sin egentlige funktion, stilles sensitivity kontrollen i midten, og spolen holdes hen i nærheden af det kredsløb, man vil undersøge. Når man indstiller skalaknappen på samme frekvens som den undersøgte LC-kreds, vil udslaget på meteret dykke. Derved får man mulighed for at aflæse den indstillede LC-kreds's frekvens. Fig. G26.15 illustrerer, hvor nær gitterspolen skal holdes til kredsen for at opnå en nøjagtig aflæsning. Funktionsomskifteren på siden af gitterdykmeteret har tre stillinger: Batteritest (B.C.), gitterdykmeter (OSC.) og moduleret målesender (Mod.). Høretelefon-udgangen benyttes ved kontrol af andre oscillatorer. Det kan ske enten ved at sensitivity kontrollen indstilles så oscillatoren netop ikke svinger, og gitterdykmeteret vil fungere som en afstemt diodedetektor. Eller det kan ske med sensitivity kontrollen skruet lige netop så meget op, at oscillatoren kan svinge. Så vil man kunne høre en stødtone (beat tone) som en funktion af den målte



**Fig. G26.15.**  
Gitterdykmeteret kontrollerer afstemte kredses resonansfrekvens. Spolen skal placeres i en vis afstand fra kredsen for at få et skarpt dyk.

oscillator og den indstillede frekvens på gitterdykmeteret. Kassen i bunden af apparatet er til opbevaring af de 7 spoler.

### Tonegenerator

En tonegenerator hører til blandt de apparater, man selv kan bygge, hvis der ikke kræves alt for lav forvrængning og meget nøjagtig udgangsattenuator. Fig. G26.16 viser en professionel service tonegenerator af fabrikatet Trio. På den store skala indstilles tonefrekvensen mellem 10 og 100. På freq. range om-skifteren ved siden af bestemmes området. Vælger man det øverste område x1, kan man på den store skalaknap indstille mellem 10 og 100 Hz. Attenuatoren er inddelt i dB i step på 10 dB mellem hver stilling. På en volumenkontrol indstiller man mellemstyrken. Hvis generatoren belastes med 600 ohm, vil dens attenuator altid passe. Generatoren kan foruden sinusspændinger også give firkanter. Det er vigtigt i forbindelse med filtre. Så kan man på et oscilloskop kontrollere filterets indvirkning på signalet. Ved sinus vil et filter blot dæmpe signalet. Professionelle generatorer som den viste har en meget lav egenforvrængning, - typisk 0,01 til 0,03 % i audioområdet,

### RF-generator

En RF-generator giver RF, - dvs. Radio-Frequencies. Generatoren benyttes som en slags tonegenerator på radiobåndene. Med RF-generatoren er man ikke længere afhængig af sendestationernes beliggenhed, men man ind-

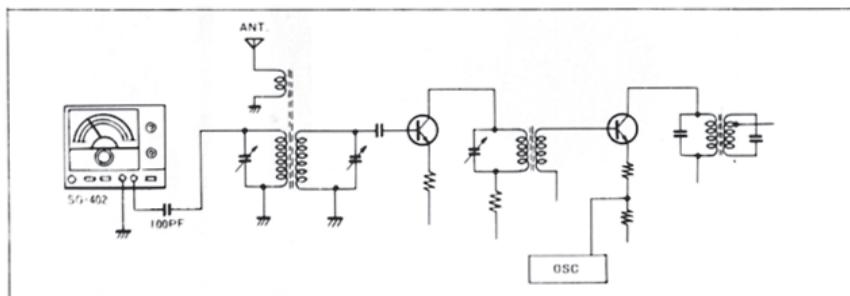


**Fig. G26.16.**  
Professional Trio tonegenerator med sinus og firkant udgangssignal.

stiller til den ønskede frekvens. RF-generatorer får i prisklasser mellem ca. 1.000 kr. og 100.000 kr. Fig. G26.17 viser en generator, der kan give signaler i de nedre AM-bånd til maksimalt 30 MHz. Det er selvfølgelig ikke meget, men generatoren kan benyttes på sine harmoniske frekvenser til over 100 MHz. Det den simple generator ikke kan i forhold til de professionelle er at give en nøjagtig og stabil frekvens, at give en udgangsspænding der er konstant ved variation af område og frekvensindstilling og at kunne afgive meget lidt signal. Netop det er det helt store problem ved billige RF-generatorer. Man kan ikke



**Fig. G26.17.**  
RF-målesender type SG-402 fra Trio.  
Generatoren afgiver højfrekvent signal  
mellem 100 kHz og 30 MHz.



**Fig. G26.18.**  
**RF-signalinjicering på antennekredsen i en radiomodtager.**

dæmpe signalerne ned til det område, hvor man skal kontrollere modtageres følsomhed. De enkle apparater er simpelthen utætte for radiostrålingen.

Alligevel skal man ikke forklejne de prisbillige generatorer. De giver de fleste af de frekvenser, man har behov for i det daglige eksperiment og servicearbejde. Fig. G26.18 viser tilkobling af RF-generatoren til antennekredsen på en radiomodtager. Det benyttes ved indtrimning af modtagerens spoledåser. RF-generatoren kan selvfølgelig også give mellemfrekvenssignaler på 455 kHz og 10,7 MHz, - dog kun med AM-modulation. Man skal ofre langt større beløb end det lille Trio apparat kan købes for, hvis man vil have en FM-moduleret RF-generator.

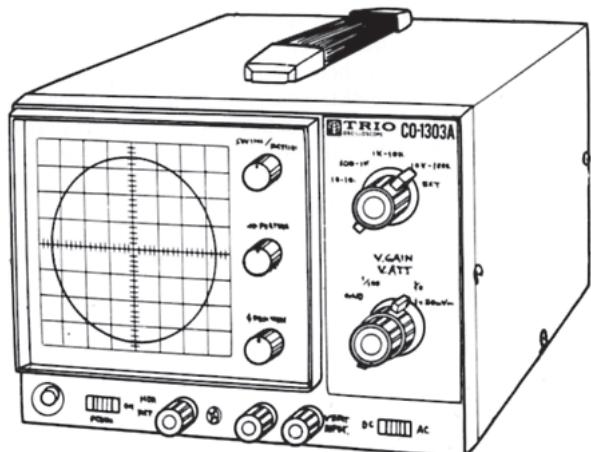
## Oscilloskop

Det vigtigste måleinstrument efter et multimeter er et oscilloskop. Selv det billigste oscilloskop er mange gange bedre og mere anvendeligt end et multimeter. På oscilloskopet kan man iagttagte både dynamiske og statiske fænomener. Dvs. man kan se elektriske ændringer i en afgrænset tid, og man kan måle spændinger ligeså godt som med et multimeter.

Oscilloskopets viser er katodestrålen. På skærmen kan man fastfryse alle forskellige veksels- og jævnspændinger, og man kan iagttagte ændringerne ligeså hurtigt, som de sker. Ved normal drift vil strålen bevæges fra skærmens venstre til højre side med en hastighed, der er bestemt af en savtaksgenerator. Bevægelsen er fuldkommen jævn, og tilfører man oscilloskopets Y-indgang en



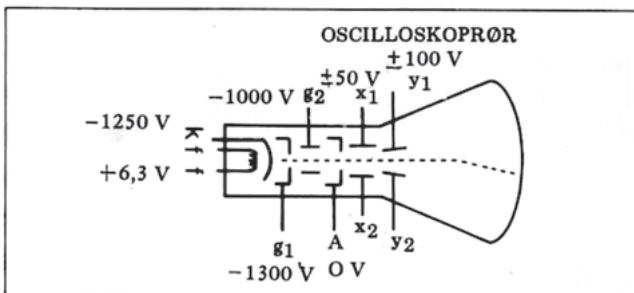
**Fig. G26.19.**  
Fabelagtigt fint osciloskop til en rimelig pris. Type CA-1560 fra Trio.



**Fig. G26.20.**  
Osciloskop til lav-frekvensbrug. Godt og gedigent måleinstrument af væsentlig værdi for amatører. Trio type CO-1303A.

vekselspænding, vil strålen følge den op og ned på sin vej over skærmen. Derved dannes et oscilloskobilledet. Den savtakgenerator, der bestemmer hvor hurtigt strålen skal løbe over skærmen, benævnes time-base (tajm-bøjse). Tidmebasen kan desuden synchroniseres med indgangssignalet. Derved bliver det muligt at gentage strålens optegning af et ganske bestemt mønster, og man får

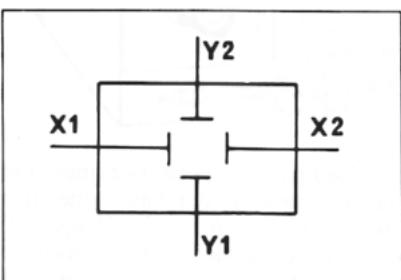
et roligt billede - eller mere korrekt - en masse sammenfaldende og dermed rolige billede oven i hinanden. Ved at variere timebasen kan man opnå at alle mulige billede gengives med lige mange antal kurveoptegninger, og man kan iagttagte den væsentlige kurveform. Samtidig kan man aflæse spidsspændingerne på et netmønster, der da fungerer som voltmeter.



**Fig. G26.21.**  
Opbygning af  
et katodestrå-  
lerør - hjertet i  
ethvert oscillo-  
skop.

### Katodestrålerørets styringer

Et katodestrålerør fig. G26.21 består af en glødetråd, f, og en katode, k, der varmes op af glødetråden. Den udsender en strøm af elektroner. De bliver ligefrem kogt ud af katodemetallet. Desuden af et antal gitre, der kan variere styrken og fokuseringen (skapheden) af elektronstrålen, samt et sæt afbøjningsplader og en anode. Selve katodestrålerøret er lufttomt. Sættes anoden til plus og katoden til minus, vil elektronerne fra katoden løbe til anoden. Gitrene sørger for, at vi får en smal, lige stråle af elektroner. Når strålen rammer fluorescensskærmen, lyser den op i en prik. Fra skærmen løber elektronerne til anoden. Ved at have mere eller mindre negativt styregitter, g1, kan man variere, hvor kraftig elektronstrålen skal være. Et meget negativt gitter vil stoppe elektronerne helt og lysprisen forsvinder. Sætter man spænding på g2, der virker på elektronstrålen som en lup på lys, kan skapheden - eller fokus som det kaldes - indstilles. Et katodestrålerør har ydermere et sæt afbøjningsplader, der bestemmer, hvor på skærmen lyspletten skal ramme. Pladerne består af 2 vertikale og 2 horizontale plader, hvor hvert sæt er anbragt vinkelret på hinanden. Hvis der påtrykkes en positiv spænding på en af pladerne, vil strålen bevæge sig mod den. Påtrykkes en negativ spænding, vil strålen frastødes. Man kan placere prikkens position på et hvilket som helst sted af skærmen ved at tilføre passende afbøjningsspændinger.



**Fig. G26.22.**  
X og Y-pladerne i oscilloskopet af-bø-  
jer lysprisen vandret og lodret.

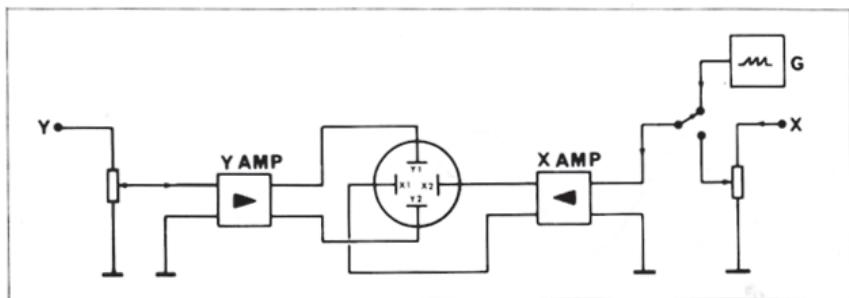


Fig. G26.23.

Blokdiagram af oscilloskop. Y-forstærkeren benyttes normalt som indgang og X-forstærkeren får atbøjningssignal fra savtakgeneratoren.

Det vil nu være praktisk at sammenligne med blokdiagrammet, fig. G26.23.

I hver indgang har man anbragt et potentiometer til at indstille niveauer. Dernæst er der en forstærker, der bringer de lave målespændinger op fra ganske få mV til ca. 300 V, der er nødvendig til fuld afbøjning af strålen. Ofte er denne forstærker opbygget dobbelt eller differentialt for at temperaturdriften ikke skal få indvirkning på strålens stilling.

X-forstærkeren, som får strålen til at bevæge sig vandret, er normalt koblet sammen med savtakgeneratoren.

En savtakgenerator afgiver en spænding, der stiger jævnt til en bestemt værdi og så øjeblikkelig falder til nu. Tilsluttes denne generator til x-pladerne, vil prikkens på skærmen bevæge sig jævnt fra venstre til højre side og straks springe tilbage og begynde forfra.

Et såkaldt synkroniseringskredsløb fastholder strålen til indgangssignalet på Y-forstærkeren når op på en bestemt værdi. Så »slippes» strålen løs over skærmen - hver gang på samme sted.

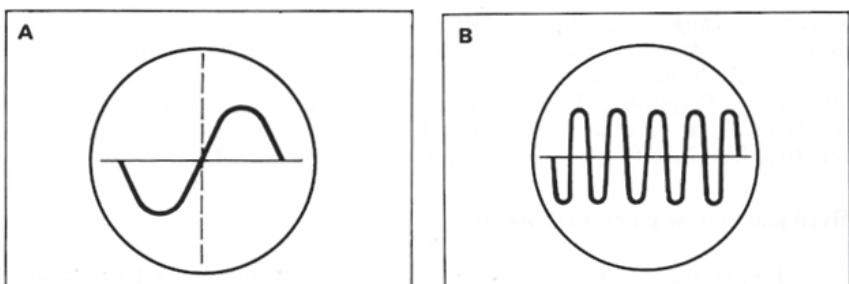


Fig. G26.24.

A. viser en sinuskurve med samme frekvens som afbøjningstiden. B. viser samme frekvens med 5 gange længere afbøjningstid.

Waveform	Effective Value (r m s)
	$\frac{A}{2\sqrt{2}} = 0.354A$
	$\frac{A}{2} = 0.5A$
	$\frac{A}{\sqrt{2}} = 0.707A$

**Fig. G26.25.**

Kurver og omregningsfaktorer fra spidsværdiaflæsning til effektivværdi (RMS) for sinus.

Hvis der ikke er noget Y-signal på indgangen, vil X-synkroniseringskredsløbet slippe strålen løs efter et øjeblik, og man vil se en vandret streg midt på skærmen. Fig. G26.24a viser en sinusformet vekselspændingskurve med en timebase indstilling, der svarer til vekselspændingens frekvens. Fig. G26.24b viser den samme sinusformede vekselspænding, blot med en timebase der er 5 gange langsommere. Der vil da kunne nå at komme 5 vekselspændingssvingninger, før strålen løber tilbage og påbegynder en ny optegning. De fleste bedre oscilloskoper har desuden et kredsløb, der slukker strålen under tilbageløbet. Det lille Trio oscilloskop til godt 1.000,- kroner på fig. G26.20 har ikke denne facilitet. Her vil man se tilbageløbet som en vandret streg. Ved høje frekvenser er stregen tydeligere end ved lave.

### Hvad kan man se på et osciloskop

Fig. G26.25-27 viser nogen af de kurveformer, man vil se på en oscilloskopskærm. Fig. G26.25 viser en sinusformet vekselspænding, en halvbølge ensrettet vekselspænding og en helbølgeensrettet vekselspænding. Samtidig er der opgivet formler for beregning af effektivværdien som funktion af spids til spidsværdien A. Det er netop spidsværdien, man nemmest aflæser på oscilloskops gittermønster. Fig. G26.26 viser kurveformer og beregninger af effek-

Waveform	Effective Value (r m s)
	$\frac{A}{2\sqrt{3}} = 0.288A$
	$\frac{A}{2} = 0.5A$
	$\frac{A}{2}\sqrt{1 - \frac{4\phi}{2\pi}}$

**Fig. G26.26.**  
Komplexe kurveformer og omregninger fra spids til effektivværdi.

tiv værdi (rms) som funktion af spidsværdi for trekantkurver, tirkantkurver og »klippe« trekant. Fig. G26.27 viser 6 forskellige karakteristikker for forstærkerkredsløb og karakteristikernes indflydelse på firkantkurver ved 100 Hz og 1 kHz.

- 1) Reduceret forstærkning ved høje frekvenser.
- 2) Øget forstærkning ved høje frekvenser.
- 3) Reduceret forstærkning ved lave frekvenser.
- 4) Hævet forstærkning ved lave frekvenser.
- 5) Hævet forstærkning ved lave og høje frekvenser.
- 6) Faseulinearitet og bølget frekvensgang »overshoot».

Kurverne er typiske for dem, man vil se, når man sender firkantimpulser ind i en forstærker og justerer på bas, diskant og forskellige filtre. Hvis man sender et firkantsignal ind i en forstærker ved 1 kHz og kan indstille tonekontrollerne således at der også kommer en ret firkantkurve ud, er frekvensgangen fuldkommen lineær.

Mange oscilloskoper er forsynet med en separat X-indgang. Sender man et sinussignal ind på den sædvanlige Y.indgang og et på den separate X-indgang i stedet for oscilloskopets savtakkurve, vil man få Lissalous figurer. Når de to frekvenser er fuldkommen ens, kan man danne en ring, En butterfly

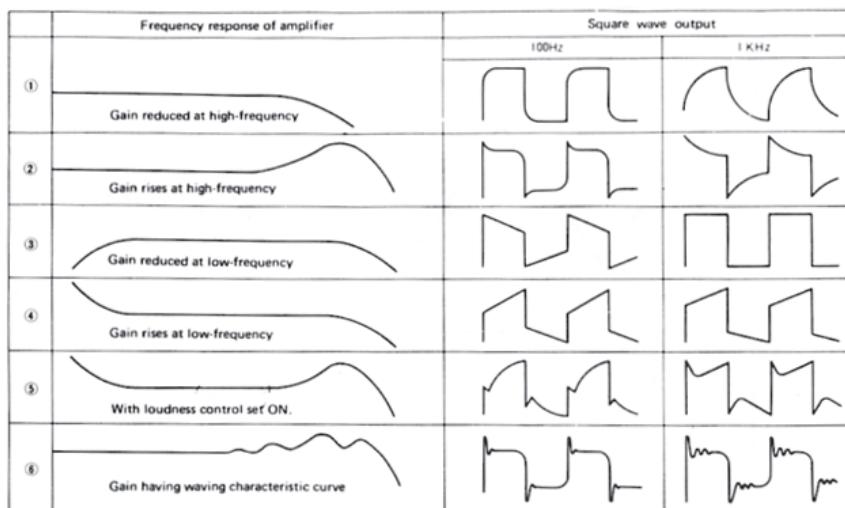


Fig. G26.27.

Forstærkerens frekvensområde påvirker firkantgengivelsen. De 6 kurver illustrerer, hvorledes en firkant på indgangen af en forstærker omdannes til et helt andet signal på udgangen, hvis frekvensområdet ændres.

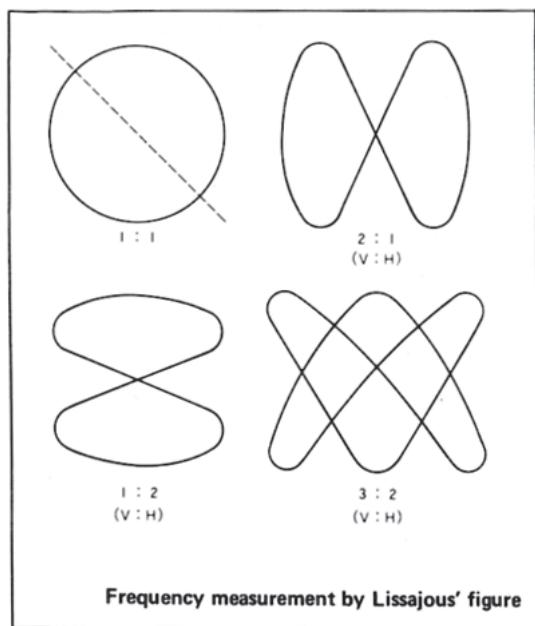


Fig. G26.28.

Lissajous figurer opstår, når man sender sinus-signaler med forskellige frekvenser ind på oscilloskopets Y og X indgang.

fremkommer, når frekvensen på den ene indgang er dobbelt så stor som på den anden indgang. Byttes X-Y signalerne om, vendes kurven, og er den ene frekvens 3 gange så stor som den anden, ses mønsteret for neden til højre.

Fig. G27.5 og fig. G27.6b i det følgende afsnit om TV viser oscilloskopets anvendelse til kontrol af videosignalet med forskellige timebase indstillinger. Ved 2 mS ses de langsomme rammeimpulser og ved 10  $\mu$ s ses liniessynkronisering og videosignal. Sådanne signaler må man ikke forvente at kunne se med helt billige oscilloskoper. De egner sig kun til lavfrekvens til maksimalt 1 MHz. Vil man ofre 3-4 gange mere på et oscilloskop, kan det måle professionelt til ca. 30 MHz, og man har et universalmåleinstrument for livet.

## KONKLUSION

Emnet aktiv måling er utrolig bredt, og der findes i hundrededevis af andre avancerede måleinstrumenter. De beskrevne aktive måleinstrumenter er almindelige på den avancerede amatørs laboratorium og på serviceværkstedet. I professionelt udviklingsarbejde benyttes tilsvarende instrumenter og til specielle opgaver benyttes supplerende udstyr som f.eks. spectrumanalyseren slags kombineret superscanner modtager med oscilloskop i stedet for højtaler, kur- eller forvrængningsmålebro til kontrol af ulinearitet i forstærkere, skrivere til dokumentation af målingerne, power-metre til kontrol af udgangseffekt, Wow & Flutter metre til kontrol af gangkonstans i båndoptager og grammofonværker, frekvenställere til kontrol af frekvens, funktionsgeneratorer til generering af forskellige kurveformer, alle slags strømforsyninger til drift af det målte apparatur og meget meget mere. Ja, emnet er overordentligt bredt. Der er ikke grænser for de elektroniske måleinstrumenter, man kan anskaffe. De sidst tilkomne måleinstrumenter er til kontrol af digitale kredsløb, og dem findes der selvfølgelig også mange mere eller mindre avancerede typer af. Mest udbredte er de logiske prober til kontrol af niveauer og impulser, og mest avancerede er de computerkontrollerede digital-traceere, som kan vise en mængde kurveforløb med tal på oscilloskærmene.

I vort lille afsnit om aktiv måling har vi begrænset os til de almindelige instrumenter, hvoraf multimeteret og oscilloskopet er de vigtigste ingredienser.

## G26 AKTIV MÅLING OPGAVER

1. Hvilken funktion har et oscilloskop?

- At vise en kurve som funktion af tiden ..... A ()
- At måle strømmen ..... B ()
- At vise et billede ..... C ()

2. Hvilken terminal i katodestrålerøret afgiver elektroner?

- Gitteret ..... A ()
- Anoden ..... B ()
- Katoden ..... C ()

3. Hvad ville der ske, hvis savtakgeneratorens lodrette flanke ikke var helt lodret?

- Vi ville se en cirkel ..... A ()
- Vi ville se noget af kurven løbe tilbage og bide sig selv i halen ..... B ()

# G27 - TV-MODTAGEREN

## TV-MODTAGEREN

Et TV-apparat er en uhyre kompliceret konstruktion. Når man alligevel kan anskaffe en modtager til et forholdsvis lavt beløb, hænger det sammen m med masseproduktion i et ganske utroligt omfang. Det betaler sig ikke at bygge en TV-modtager selv. Bare komponentprisen vil overstige den færdige modtagers udsalgspris med en faktor 2 eller 3. Derfor vil vi i dette afsnit kun beskæftige os med hovedprincipperne i TV. At beskrive hvert enkelt kredsløbs opbygning vil være tåbeligt og uhensigtsmæssigt, idet dagens TV-modtager slet ikke ligner morgendagens. Udviklingen af specialintegrerede kredsløb til TV-modtagere sker med rivende hast, og en IC-kreds, som vi idag betragter som fantastisk, er i morgen håbłøst forældet. Men principperne er de samme. TV-apparaten modtager en bærebølge med både lyd, billede og farveinformation. Og modulationsformerne er standardiserede i de fleste lande. I Norden og Vest-Europa benytter man PAL-systemet, i Frankrig og øst-Europa SECAM og i USA benyttes NTSC-systemet (med det odiøse tilnavn: Never The Same Color). NTSC-systemet var det første farvesystem, og det lider af den fejl, at det er meget påvirkeligt for fasfejl ved transmission fra sender til modtager. F.eks. kan et fly's reflektioner ændre billedets farve til de komplementære værdier. Det kan se ganske festligt ud, men er trættende i længden! PAL-systemet er udviklet hos Telefunken i Tyskland på nogenlunde samme tid som det franske SECAM system. De to systemer er af nyere dato og udviklet med hensyntagen til fasfejl. PAL og SECAM giver altid gode stabile farver. Desværre er beslutningen om et norm-system altid politisk præget, så idag må vi lære at leve med to Europæiske systemer. Flere apparatfabrikanter har dog indbygget begge systemer i deres modtagere. Derved bliver det muligt i grænselande at modtage begge systemer, men det fordyrer selvfølgelig apparaterne. Selvom vi måske på et tidspunkt skulle blive enige om samme system, vil det være et problem, at der er produceret og opstillet så mange apparater til forskellige systemer. Problemerne bliver ikke mindre, når man vil modtage satellit fra hele Europa (fra 1983). På det tidspunkt kan man forestille sig, at alle modtagere vil blive produceret til begge systemer og at omskiftningen vil ske automatisk. Så vil brugeren ikke bemærke forskellen.

### Billeddannelse

TV billedet dannes ved scanning på et billedrør. Røret er opbygget på næsten samme måde som et katodestrålerør, men i stedet for elektrostatiske afhøjningsplader inden i rørhalsen, benyttes en magnetisk afbøjningsspole uden på rørhalsen. Den kan udformes så afbøjningen af elektronstrålen bliver kraftigere, og derved kan billedrøret gøres væsentlig kortere. Et moderne billedrør afbøjer elektronstrålen (strålerne i farve TV) med en vinkel på maximalt 110 grader. Fig. G27.1. viser scanningprincippet.

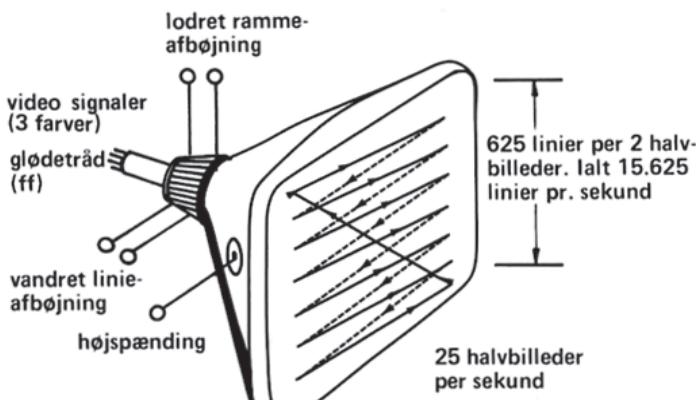


Fig.G27.1 TV-billedrøret

**Fig. G27.1.**  
Hjertet i TV-modtageren er billedrøret. Her dannes billedeet som følge af linie og billedscanning af hele billedfladen.

Fra billedrørets bagside udsendes 1 eller 3 elektronstråler. Med 3 stråler kan man skabe farvebilleder. Strålebundtet focuseres elektrostatisk til en ganske lille prik på skærmen. Når strålen forlader elektronkanonen, kan den afløjes og rammer biledskærmens fosforbelægninger i ganske bestemte punkter. Ved billeddannelse løber prikkens over skærmen i et bestemt mønster. Det kaldes scanning, og den påbegyndes i skærmens øverste venstre hjørne. Strålen forløber fra venstre mod højre og danner en linie. Derefter slukkes strålestømmen, og afbøjningssystemet fører feltet tilbage til en ny position lige under den første linie. Så tændes der igen for strålen, og en ny linie tegnes ved en gentagelse af afbøjningsfeltets ændring. Når der er tegnet 312 linier under hinanden, vender strålen tilbage til startpositionen og påbegynder optegningen af det andet halvbillede. Det andet billede optegnes lidt forskudt fra det første billede med 313 linier i stedet for 312 linier. Resultatet er to næsten sammenfaldende halvbilleder med tilsammen 625 linier. Ved at dele billedeet op i to hele scanninger, opnår man en bedre lysfordeling og mindre flimmer. Hvert halvbillede dannes på 1/50'del sekund, tilsammen dannes der et helbillede på 1/25'del sekund. Øjet træghed indtræder mellem 16-20 billedeer pr. sekund. Derfor vil øjet ikke fatte optegningen, men i stedet se et fuldkomment billede.

Der sker to vigtige synkroniseringer, når billedeet skal dannes. Dels skal hver linietegning påbegyndes på modtakerskærmen samtidig med i kamerarøret på TV-stationen, og dels skal hvert nyt halvbillede synkroniseres. De to

meget vigtige synkroniseringer indeholder i senderens signal som linie-synkroniseringssimpuls og billedsynkroniseringssimpuls.

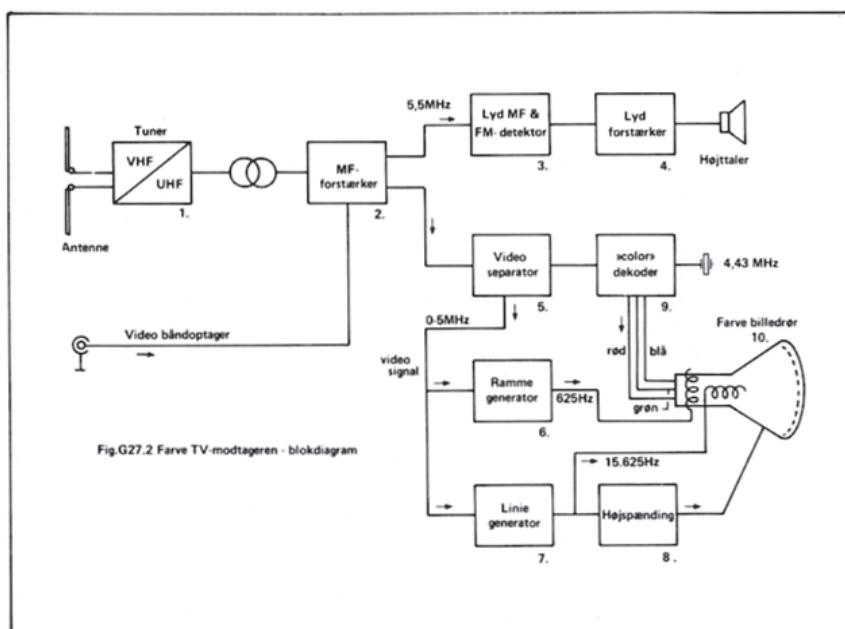
Når linien er »sluppet løs» på skærmen, skal en intensitetsmodulation af strålen sørge for at lysprikk'en giver mere eller mindre lys. Forholdet mellem lys og mørke benævnes kontrast.

Resultatet af scanningen i tal er: 50 billedsynkroniseringer pr. sekund, 625 linier pr. helbilled, 15.625 linier pr. sekund og 25 helbilleder pr. sekund.

### TV-modtagerens blokdiagram

Blokdiagrammet fig. G27.2 giver en fornemmelse af hvilke kredsløb en farve-TV modtager skal indeholde (PAL).

(1) VHF/UHF-tuneren har til opgave at omdanne samtlige TV-kanal frekvenser til en bestemt mellemfrekvens. Det er med tunerkredsløbet, man indstiller den ønskede TV-station. Tuneren kan modtage TV-kanalerne i båndene 1, 3, 4 og 5. Kanalfrekvenserne findes i skemaet vedr. antennekonstruktion G21. Det signal tuneren sender ud til mellemfrekvensforstærkeren filteres til 34,5 MHz med en båndbredde på 5,5 MHz. Tunersignalet indeholder både billed og lydinformation.



**Fig. G27.2.**  
Blokdiagram for en moderne farve-TV modtager.

(2) Mellemfrekvensforstærkeren har til opgave at give den nødvendige signalforstærkning fra ca. 100 uV til omkring 1 volt. Desuden indeholder mellemfrekvensforstærkeren en detektor, som kan detektere video signalet (video = billede) og en udgang for lydsignalet. Videosignalet er AM-moduleret, så videomoduleringen sker i en AM-detektor på samme måde som i en diodemodtager.

(3) Lydsignalet tages ud fra video mellemfrekvensen. Signalet er på 5,5 MHz og FM-moduleret. Derfor sendes det ind i en kombineret mellemfrekvensforstærker og FM-demodulator. Den omdanner signalet til lavfrekvenstoner. Når man ved TV-lyd ikke har valgt at benytte en mellemfrekvens på 10,7 MHz som i almindelige FM-modtagere, hænger det sammen med det brede frekvensbånd billede og lyssignal optager. Man har begrænset kanalafstanden mellem to kanaler til 7 MHz på VHF båndet og »rutter» med hele 8 MHz på UHF båndet. Med en lydmellemfrekvens på 10,7 MHz skulle hver station have ligget mindst 12-15 MHz fra hinanden, hvorved der kun var blevet plads til det halve antal TV-stationer på de sædvanlige bånd.

(4) Lydsignalet fra FM-detektoren er omkring 100 til 300 mV. Det forstærkes op i en lavfrekvensforstærker til højttalerstyrke.

(5) Video mellemfrekvensens udgangssignal indeholder både billedsynkronisering, linie synkronisering og selve videosignalet. De tre signaler må adskilles til de kredsløb, de skal styre. Til dette anvendes en videoseparator. Den deler signalerne op på 3 udgange. Videodelen af signalet kan direkte tilføres billedrørets styrekredsløb for lysintensitet, men billede og linie synkroniseringssignalerne må renses og styre hvert sit kredsløb.

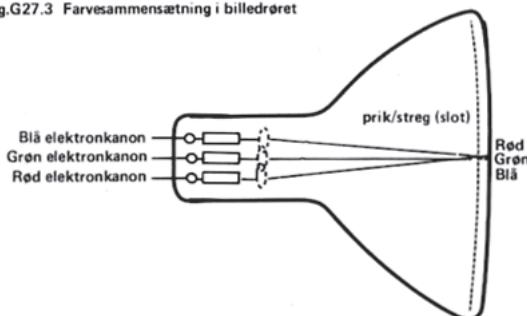
(6) Billede eller rammekredsløbet filtrerer sin signaldel på 50 Hz ud til synkronisering af en rampegenerator. Det er et kredsløb, som giver en jævnt stigende savtakkurve fra sig. Rampegeneratoren nulstilles ved hver synkroniseringsimpuls, og dens stigende ændring udstyrrer en effektforstærker af næsten samme type som en 5-10 watt lavfrekvensforstærker. På udgangen tilkobles den ene del af afbøjningsspolen, som med sit magnetfelt skal afbøje elektronstrålen i lodret plan.

(7) Liniekredsløbet filtrerer sin signaldel på 15.625 Hz ud til en anden rampegenerator. Den styrer ligesom billeddgeneratoren en effektforstærker, og effektforstærkeren magnetiserer afbøjningsspolens anden halvdel. Derved afbøjes elektronstrålen horisontalt.

(8) Normalt styrer liniekredsløbet også en højspændingsgenerator. Generatoren omdarmer liniesignalet til en spænding på mellem 20- og 30.000 volt. Højspændingen ensrettes og tilføres billedskærmens accelerationsgitter. Ved høje spændinger er der altid fare for røntgenstråling, og en TV-højspændingsgenerator er indbygget forsvarligt i en metalkasse.

(9) Video kredsløbet leverer styrkeændringerne til elektronkanonen. Hvis der indskydes en PAL eller SECAM dekoder mellem video kredsløbet og et farverbilledrør, kan apparatet gengive de tre grundfarver rød, grøn og blå fra tre elektronkanoner. Ved at variere styrkforskellene mellem grundfarverne, kan enhver spektral farve dannes.

Fig.G27.3 Farvesammensætning i billedrøret



**Fig. G27.3.**  
I farve billedrøret stråler tre elektronkanoner på 300.000 røde, grønne og blå fosforprikker.

### Farve TV-billedrøret

Farvedekoderen i TV-modtageren danner styrespændinger ud fra video-signalets farveinformation. Dekoderens tre udgange styrer tre transistorer, som kan give spændinger på mellem 0 og 150 volt til tre farvekanoner. Kanonerne er normalt anbragt på linie (In-Line) og sender de tre stråler ud på fosforbelægningen gennem en opslidset metalmaske (»color-slots«). Skærmens fosforbelægninger skifter mellem de tre grundfarver rød, blå og grøn, og masken er anbragt således at den blå kanon kun kan ramme den blå fosforbelægning, den røde kanon kun den røde belægning og den grønne kanon kun den grønne belægning. Betragter man skærmen tæt på, evt. gennem en lup, vil man se slidersne eller farveprikkerne, der danner det endelige farvebillede. Der er omkring 1.000.000 prikker på en almindelig skærm. Fig. G27.3 illustrerer farve-TV billedrørets funktion.

### Billedprojection

Farve-TV billedprojectoren er ved at blive hver mands øje. Med en pro-

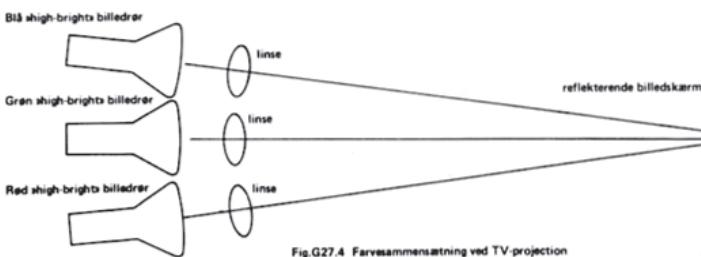
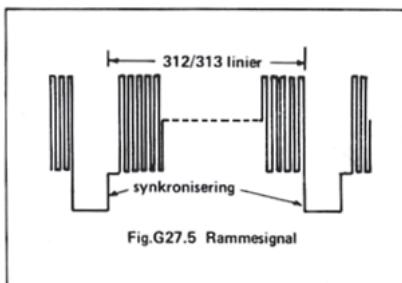


Fig.G27.4 Farvesammensætning ved TV-projection

**Fig. G27.4.**

TV-projectoren er opbygget med tre små »High-Bright« billedrør i farverne rød, blå og grøn. Tre linsesystemer samler billederne på skærmen til et farvebillede.

**Fig. G27.5.**  
**Billedsynkronisering.** For hver billedsynkroniserings impuls kommer der 312 el. 313 liniesynkroniseringer.



jector kan man bringe billedfeltet op på 1-2 kvadratmeter og får da en ægte biograffornemmelse på grund af den store billedflade. I en farve-TV projektor dannes de tre grundfarver på små skærme med utrolig stor lysstyrke. Foran skærmene er der anbragt linser, som projecerer billedeerne sammen på en rundet skærm. Af hensyn til lysstyrken er skærmen belagt med et reflekterende metallag. Billedprojectoren skal anbringes i en ganske nøjagtig afstand til billedfladen. Ellers vil det være umuligt at få de tre grundfarver til at falde sammen. Selve TV-kredsløbene til billedprojectoren er fuldkommen magen til de almindelige farve-TV kredsløb. Se fig. G27.4.

### Rammesynkronisering og Teletext

Betruger man videosignalet på et oscilloskop ved en langsom timebase (50-100 mS) vil det se ud som på fig. G27.5. Med 312 små toppe imellem er der placeret nogle synkroniseringsimpulser. De går i negativ retning. Det er rammestyringsimpulsemene, og de små toppe er enkelte linier i et billede. En del af billeddelen benyttes altså blot til at danne den ønskede synkroniseringsimpuls. Dette plads-spild udnyttes til overførsel af Teletext. Teletext informationerne er små bidder af digital information, som ikke forstyrrer synkroniseringen. Med digitale dekoderkredse kan man udtagte informationerne og skabe helt nye kunstige TV-billeder. Teletext billedeerne er faste billede, der kan vælges efter ønske. Informationerne til teletext udsendes sammen med det sædvanlige TV-signal, og på blot et sekund kan der ad den vej overføres mange billede. Ved hjælp af digitale kredsløb kan man afsøge i hundredevis af disse billede og overføre et enkelt til skærmen. Det tager selvfølgelig en vis tid, idet de mange informationer ikke kan rummes i kun 25 halvbilleder. Der må mange billede til, før man har fundet den sidste side.

### Wiew-Data

Wiew-Data er en slags Teletext, hvor man udnytter de digitale tekstrækere og billedskærmen som medie for andre signaler end de der kan overføres via rammeimpulsemene. Wiew-Data benyttes i forbindelse med telefonen. Ringer man et Wiew-Data op, kan centeret overføre billede efter ønske til TV-skærmen. Nogenlunde det samme sker i hjemmedatamaskiner, hvor dataprogrammer via en VDU (Video Display Unit) og en TV-modulator kan overføres til skærmen.

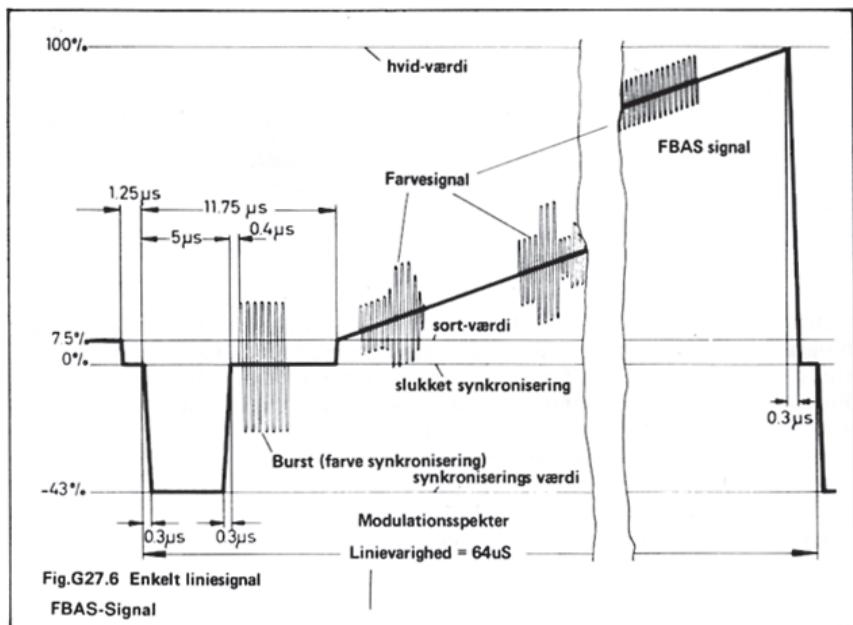


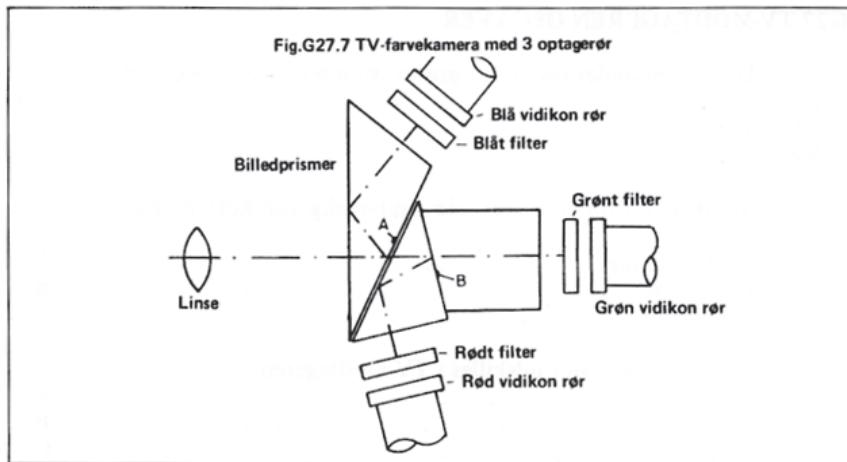
Fig. G27.6.

**Liniesynkronisering og videosignal.** Burstsignalet er overlejret i videosignalet efter synkroniseringen. Farverne opstår ved fasemodulation af en 4,43 MHz farvebærebølge oven i videosignalet.

### Liniesynkronisering og farveinformation

Sender man et videosignal ind på et oscilloskop og indstiller man timebasen på ca. 100 uS, kan man betragte liniesynkronisationen og linieafsøgningen. Det ses i skitseform på fig. G27.6.

Den negative impuls på ca. 5 uS er liniesynkronisationen. Ved hver linie synkroniseringsimpuls påbegyndes aftegningen af en ny linie. Da signalet samtidig indeholder videosignalets styrkeinformation og sort er lig 0 %, er synkroniseringen på -43 % mere end sort. Man ser under alle omstændigheder ikke noget lys under synkronisering. Efter synkronisering stiger signalet til 0 % (sort niveau), og ved farvemodulation kommer der et burst signal. Det har til opgave at opstille farvebalance, og bursten sendes før hvert liniegennemløb. Hvis vi nu tænker os, at billedskærmen skal variere fra sort til hvid fra venstre mod højre, vil videosignalet over linien stige fra 0 % sort niveau til 100 % hvid niveau. Skal farvebalance ændres på tværs af skærmen, suppleres den jævnt stigende kurve med overlejrede 4,43 MHz svingninger. Svingningernes fase i forhold til burstsignalet giver den ønskede farvebalance. Dette system benyttes i det amerikanske NTSC-system. Men i PAL-systemet er det lidt anderledes. Her skifter burstsignalets fase 90 grader mellem hver eneste linie, og samtidig gemmes hver foregående linies farveinformation i en såkaldt delay-line. Den nye linie tegnes med den foregående linie som grundlag. Hvis der er for



**Fig. G27.7.**  
Opbygning af professionelt farvekamera.

stor forskel mellem de to liniers farvebalance, kompenserer et farvekorrektionskredsløb for fejlene, og derved undgås fasefejl som i NTSC-systemet.

### TV-kameraet

Fig. G27.7. viser den skematiske opbygning af et farve-TV kamera. Via en optisk linse overføres billedet til et prismsesystem. Prismerne har til opgave at fordele lyset til tre optagerør. Foran hvert rør er der monteret et filter. Der er filtre for rød, blå og grøn farve. I kameraet omdannes de tre signaler til et videosignal af samme type som i fig. G27.6. Farve-TV kameraer af denne type er overordentlig fine og kostbare. De benyttes kun professionelt.

Til hjemmebrug benyttes kameraer med eet rør. Foran røret er der anbragt en lignende farvemaske, som den der benyttes i farve-TV billedrøret. Elektroniske identifikationskredsløb holder så øje med hvilken position søgerstrålen befinder sig og kan på dette grundlag genskabe farveinformationerne. Med multi-color rør kan man opnå en fremragende farvebalance og kvalitet, men ikke helt den samme oplosning af billedeets bestanddele.

### KONKLUSION

TV-apparatet er en meget kompliceret elektronisk enhed, som selv øvede amatører bør afholde sig fra at bygge. Men med kendskab til de forskellige funktioner i TV-apparatet vil man kunne følge fabrikantens diagram. TV-apparatets væsentlige kredsløb danner: videosignal, billedsynkronisering, liniesynkronisering, farve dekoder og lyddel. Lyddelen i TV'et minder meget om kredsløbet i en FM-radio, men mellemfrekvenssignalet er 5,5 MHz mod 10,7 MHz ved FM. I TV-signalerne kan der placeres informationer til billedetekst og Teletext.

**G27 TV-MODTAGEREN OPGAVER**

1. Hvad indeholder oscilloskoprøret, som billedrøret ikke har?

- Gitre ..... A ()
- Afbøjningsplader ..... B ()
- Katode ..... C ()

2. Hvilken information er ikke nødvendig for korrekt billede på TV-skærmens?

- Liniesynkronisering ..... A ()
- Lydinformation ..... B ()
- Sort-hvid niveau ..... C ()

3. Hvilken frekvenser udskilles i TV-modtageren?

- 4000 Hz ..... A ()
- 625 Hz ..... B ()
- 50 Hz ..... C ()

# G28 - BÅNDOPTAGERE

## BÅNDOPTAGERE

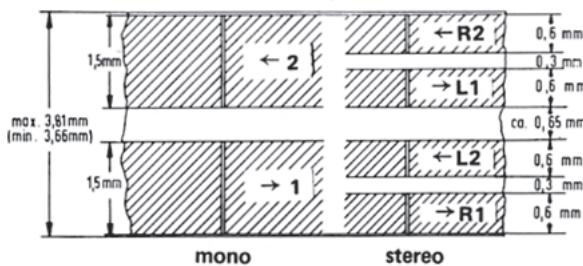
Det var det danske forskerpar Valdemar Poulsen og P. O. Pedersen, som i midten af 1930'erne fremkom med den første egentlige båndoptager. Princippet beror på oplagring af vekslende magnetisme i et magnetiserbart materiale. Ved indspilningen magnetiserede man en metaltråd, der blev drevet frem af en motor. Ved afspilningen blev magnetiseringen »aftastet» af en elektromagnet, og ved brug af forstærkerkredsløb kunne man gengive signalet i en højttaler. Det var ideen bag de første trådbåndoptagere efter Poulsen-princippet. Med tiden er metaltråden afløst af et mængnetbelagt plastbånd, og idag kan båndoptageren »lagre» så store mængder elektrisk omsættelige informationer, at magnetbåndet kan benyttes til høje frekvenser. Den helt store fordel ligger i at man kan slette magnetiseringen og indspille nye signaler. Derfor benyttes magnetisk indspilning ikke alene til optagelse af lyd og billede (TV-video signaler), men også som lager og hukommelse for data til computere. De mest benyttede magnet lagersystemer er: DC-kassette til lydoptagelse, video-kassette til TV-billed optagelse, mini-kassette til diktafoner, magnetkort til data-registrering, magnetplader til dataregistrering og magnetskiver af »floppy-disc» typen til samme formål. Princippet for alle systemerne er det samme; at overføre magnetisering til et magnetmateriale via en magnetspole - et tonehovede - og igen at kunne aftaste magnetiseringen og omdanne den til elektriske signaler samt at kunne slette magnetiseringen.

## LYDBÅNDOPTAGEREN

Lydbåndoptageren har siden opfindelsen i 1930 gennemgået en rivende udvikling. Først i 1950'erne blev magnettråden erstattet af det mere praktiske magnetbånd. Metaltråden var vanskelig at benytte, fordi den kunne spole sig op og knække, uden at man kunne reparere tråden. Derfor var udviklingen af magnetbelagte bånd et stort fremskridt, og båndoptagere vandt indpas i mange private hjem i 50'erne. Men brugen af båndoptagere var forbundet med en lidt besværlig ilægning af magnetbåndet, og i USA udviklede man en 8-spors kassette. Den skubbes ind i en rille og er dermed klar til ind- og afspilning. 8-spors kassetten vandt stor udbredelse i USA i 1960'erne men slog ikke an i Europa. Markedet var simpelthen endnu ikke moden. Det udnyttede Philips Koncernen i Holland til indførelse af en 4 spors mini-båndkassette, - den såkaldte DC-international kassette, og den slog an på markedet. Kassetten benyttede et smallere bånd og kunne give en lydkvalitet, der tilfredsstillede de fleste. De, sammen med Philips Koncernens markedsføringsindsats, bidrog til en ganske utrolig succes og udbredelse. Kassetterne blev gjort bedre og med årene er der kommet forbedrede magnetbelægninger, så den lille kassette kan gengive hele det hørbare toneområde i Hi-Fi kvalitet. Væsentlige milepæle i udviklingen af audio lydbånd fra det første ferro-materiale er: Chrom-Dioxyd bånd, sandwich Ferro-Chrom bånd og Metalbånd. Ens for alle båndtyperne er, at metalbelægningen med større eller mindre intensitet kan magnetiseres

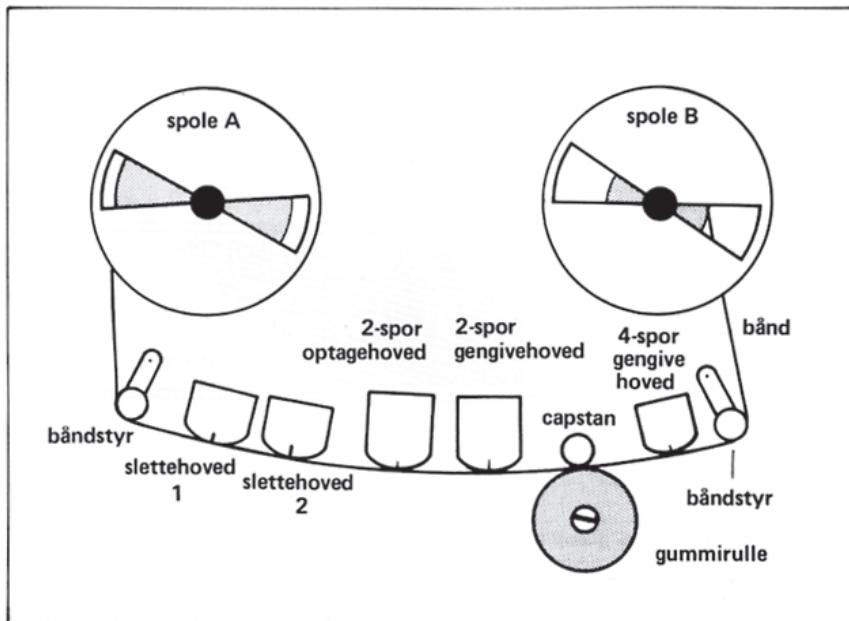
**Fig.G28.1 Tonehoveder**

**Fig. G28.1.**  
Forskellige tonehovedtyper til lydbånd-optagere. 1) AV-hoved, 2) kassettehoved og 3) alm. tonehoved til spole lydbånd.

**Fig.G28.2 Sporplacering på lydbåndet**

**Fig. G28.2.**  
Mono og stereo sporplacering på det 3,75 mm brede kassettebånd.

med et tonehoved. Tonehovedet er udformet som en næsten lukket jernkerne med en utrolig smal metalspalte. Når båndet bevæges forbi metalspalten, induceres der en spænding i spolen. Fig. G28.1. viser forskellige tonehoveder til 1) AV-styring (projectorer) uden spalte, 2) kassettehoved til stereo og 3) spolebånd tonehoved. Det er tonehovedets spaltebrede og båndets fremføringshastighed, der i det væsentlige bestemmer det frekvensområde, man kan opnå. Med kassettebånd og den lave fremføringshastighed 4,76 cm pr. sekund kan man opnå ca. 15 kHz, under forudsætning af at tonehovedet er fuldkommen rent, at båndet slutter tæt til tonespalten, og at tonespalten står fuldkommen lodret på spalten (azimut-justering). Fig. G28.2. viser de 4 lyd-



**Fig. G28.3.**

Båndforløbet i en professionel spolebåndoptager. Kassettebåndoptagere har kun to hoveder; et slettehoved og et kombineret optage og gengivehoved.

lydspors placering på båndet sammenholdt med de oprindelige 2 monospor i kassettebånd.

Fig. G28.3. viser den typiske opbygning af en spolebåndoptager. Opbygningen af en kassettebåndoptager er nogenlunde den samme, men der er kun plads til et slettehoved og et kombineret optage- og gengivehoved.

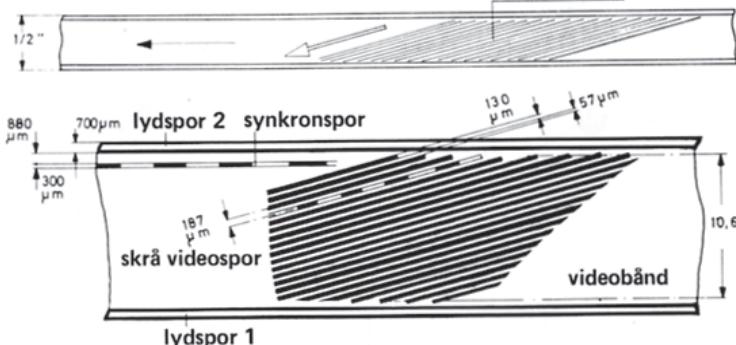
Capstanakslen sørger for en jævn båndfremføring ved at trykke båndet ind mod en medløbsrulle af gummi.

Da lydbånd ved slid smitter af, må man med jævne mellemrum rense båndstyr, gummirulle, capstan og tonehoved for afrevet magnetmateriale. Det gøres nemmest med en blød klud fugtet med sprit eller specialrensemidler til båndoptagere.

## BILLEDBÅNDOPTAGEREN

Videobåndoptagere kan benyttes til lagring af både lyd og billede fra fjernsynet. I den første tid var der overordentlig store teknologiske problemer at overvinde, fordi magnetmaterialet skal kunne gengive frekvenser på næsten 200 gange mere end lydbåndoptageren. Derfor må båndmaterialet udnyttes fuldt. Det sker ved at benytte et skråstillet roterende tonehoved. Ja, der er faktisk tale om hele to roterende tonehoveder på en tromle. Når den skråstillede tromle roterer hurtigt rundt, samtidig med at båndet fremføres med sædvanlig hastighed, kan man opnå en rimelig spilletid og dermed en lav timepris.

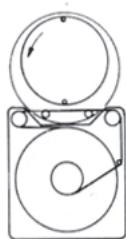
Fig.G28.4 Sportegning på videobånd



**Fig. G28.4.**  
Sporplacering og optegning på et videobånd.

Fig. G28.4. viser principippet i optegningen af billedsignalet på magnetbåndet. Det roterende dobbelt-tonehovede tegner en række skråtstillede linier. Hver linie representerer en enkelt vandret streg på TV-skærmen, og hver anden streg er tegnet ved en halv omdrejning af det ene hoved og hver anden af en halv omdrejning af det andet hoved. Et avanceret »tracing« system holder tromle og bånd fast i en elektromekansk servosløjfe. Så rammer den fine tonespalte altid det rigtige spor til den rigtige tid. Fig. G28.6. viser en typisk roterende videotromle med de to tonehoveder. Sammen med det skrå videosignal indspilles et synchroniseringsspor og et eller to tonespor. De optegnes ikke af det roterende hoved men af almindelige tonehoveder anbragt ved båndets over- og underkant. Fig. G28.5. viser det mekaniske sløjfesystem i en almindelig videobåndoptager med kassette. Når båndet skubbes ind i en slidsk, fanger en metalfinger båndet og fører det automa-

båndet ved indlæggelse



båndet er trukket omkring videotromlen med de to roterende tonehoveder

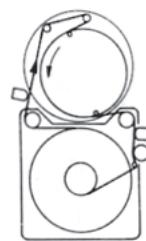


Fig.G28.5 Typisk videokassette

**Fig. G28.5.**  
Typisk video  
båndkassette.

Fig.G28.3 Spole båndoptager

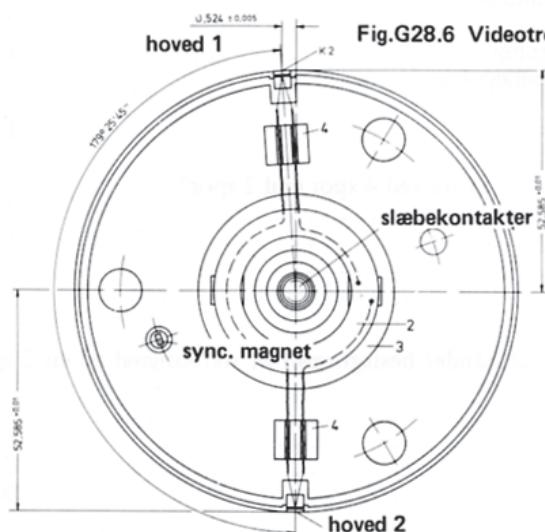


Fig.G28.6 Videotromle med to tonehoveder

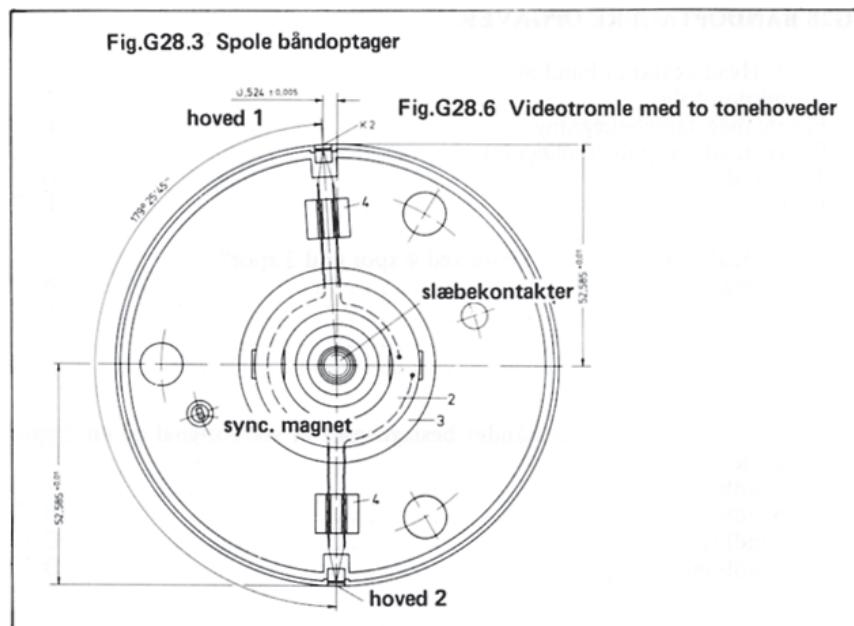


Fig. G28.6.

I billedbåndoptageren giver en roterende tonehovedtromle en »kunstig» bånd hastighed på omkring 200 gange det en lydoptager arbejder med. Ved video skal signaler til flere MHz kunne lagres.

tisk udenom båndstyr og det roterende tonehoved, hvorefter en ind- eller afspilning kan påbegyndes.

I moderne videobåndoptagere kan man placere de enkelte spor så tæt, at man kan opnå spilletider på omkring 4 timer. De bedste videobånd-optagere til hjemmebrug har endog vendbar kassette, som muliggør en for-dobling af spiletiden. Dermed er magnetbåndet samtidig gjort til det billigste lagermedie for lyd/billede arkivering i farve.

## KONKLUSION

Magnetbelagte bånd er et meget alsidigt materiale. Ikke alene lyd kan gemmes, afspilles eller slettes, men man kan også optage videosignaler fra TV-apparatet. Ved at udforme magnetbelagte skiver eller kort, kan man lagre informationer til computere. De mest udbredte computerlagre med magnetbelægning er de såkaldte floppy-disc's. Der er papirstynde grammonopladelignende »bånd» med et antal pick-up spor, som hurtigt kan afsøges af et bevægeligt tonehoved.

**G28 BÅNDOPTAGERE OPGAVER**

1. Hvad består et bånd af ?

- Aluminiumfolie ..... A ()
- Plastic med farvebelægning ..... B ()
- Plastic med jernpulverbælgning ..... C ()
- Jernbånd ..... D ()
- Papir ..... E ()

2. Hvilke egenskaber er bedre ved 4 spor end 2 spor ?

- Forvrængning ..... A ()
- Støj ..... B ()
- Wow ..... C ()
- Spilletid ..... D ()

3. Hvor stor en del af båndet beslaglægger et stereosignal på en 2 spor båndoptager ?

- 1/1 båndbredde ..... A ()
- 1/2 båndbredde ..... B ()
- 1/3 båndbredde ..... C ()
- 1/4 båndbredde ..... D ()

# G29 - MEKANISK ELEKTRONIK

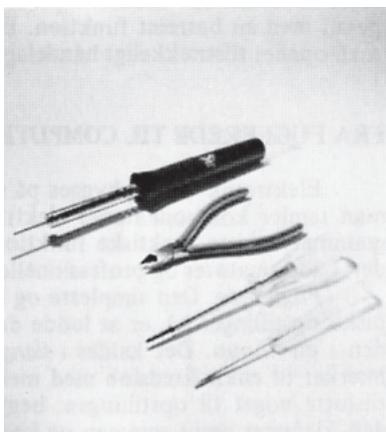
## ELEKTRONIK-HOBBY

Elektronik er som hobby betragtet spændende, underholdende og renlig. Det er en hobby, som for mange på et senere tidspunkt udvikler sig til levevej. Blot kan det undre lidt, at så mange drenge mellem 7 og 80 år drages af elektronikken, men kun så få piger har denne interesse. Måske er det, at der er levn fra en tid, hvor piger skulle beskæftige sig med husgerning og drenge med teknik. Pudsigt er det, at vi i dag stadig oplever elektronik som en 99 % drengeshobby og en 1 % pige-hobby.

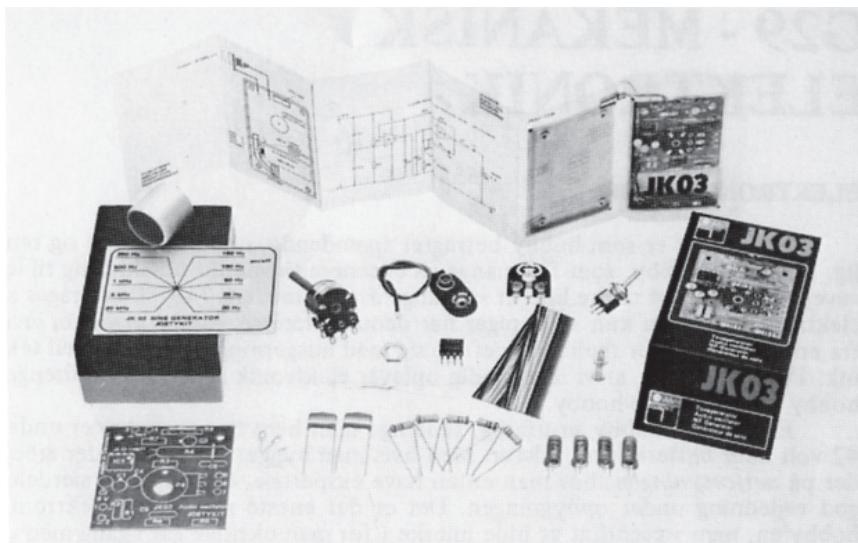
Elektronik hobby er ufarlig, så længe man benytter spændinger under 42 volt eller batteridrevet udstyr. Men hvis man bygger elektronik, der arbejder på netforsyningen, bør man enten have ekspertise, erfaring eller særdeles god vejledning under opbygningen. Det er det eneste minus ved elektronik hobby'en, men væsentligt at bide mærke i før man ukritisk går i gang med et selvstændigt project eller et byggesæt. Elektronik til netspænding bør ikke bygges af uerfarne under 15 år uden særlig tilsyn af voksne!

## START ELEKTRONIK

Hidtil har vi i bogen kun beskæftiget os med den teoretiske og praktiske elektronik, men den mekaniske opbygning af elektronik er lige så vigtig for et tilfredsstillende resultat. Man bør have lidt specialværktøj til rådighed, og man må ofre lidt tid på at lære at benytte det rigtigt. Ellers vil de elektroniske komponenter spoleres. Bygger man byggesæt, kræves der sjældent måleinstrumenter for at få elektronikken til at arbejde. Men udvikler og opbygger man konstruktioner efter egne tanker og inspiration fra andres diagrammer, vil nogle få måleinstrumenter være nødvendige. Vigtigst er et multimeter til må-



**Fig. G29.1.**  
**Det nødvendigste udstyr til hobby elektronik er en loddekolbe, en skævbidder, en pinolskruetrækker og en standard skruetrækker.**



**Fig. G29.2.**

For mange er et byggesæt det første skridt på vejen til den spændende hobby elektronik og måske en start på en spændende uddannelse.

ling af strøm, spænding og modstand, - næstvigtigst er et oscilloskop. Se afsnittene G15 og G26 om måling.

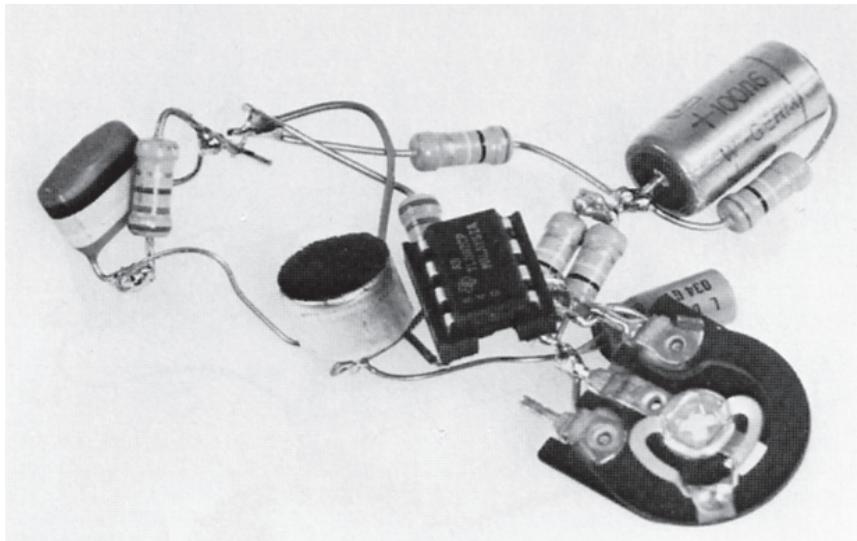
Som start behøver man til opbygning af byggesæt en loddekolbe, en fin klippetang (skævbidder), en fin skruetrækker (pinol-skruetrækker) og en mellemstor skruetrækker med en kærv på omkring 0,5-0,8 mm. Loddekolben bør være til en effekt på 20-30 watt. Dette udstyr vil kunne indkøbes for mellem 100-200 kroner. Et multimeter kan købes for mellem 150 og 500 kroner og et oscilloskop koster fra 1.000-4.000 kroner.

Er det første gang, man bygger elektronik, bør man foruden håndværktøjet købe lidt stiv monteringsledmng og et simpelt, men godt tilrettelagt byggesæt med en bestemt funktion. Efter samling og lodning af byggesættet har man opnået tilstrækkeligt håndelag til at gå igang med større opgaver.

## FRA FUGLEREDE TIL COMPUTER

Elektronik kan opbygges på mange måder. Ens for alle måderne er, at man samler komponenterne elektrisk til hinanden, så man opnår den i diagrammet anviste praktiske funktion. Lad os derfor skitsere nogen af de måder, både amatører og professionelle opbygger elektronik på.

Fuglerede. Den simpleste og billigste måde at opbygge mindre elektro-niske opstillinger på, er at lodde de enkelte komponenter sammen til hinanden i en klump. Det kaldes i slang for en fuglerede. Metoden er ganske ud-mærket til enkle kredsløb med mellem 1 og 10 komponenter, man skal man tilslutte noget til opstillingen, begynder det at blive for besværligt. Fuglere-den klemmes nemt sammen og kortslutter, og taber man den på gulvet, kan

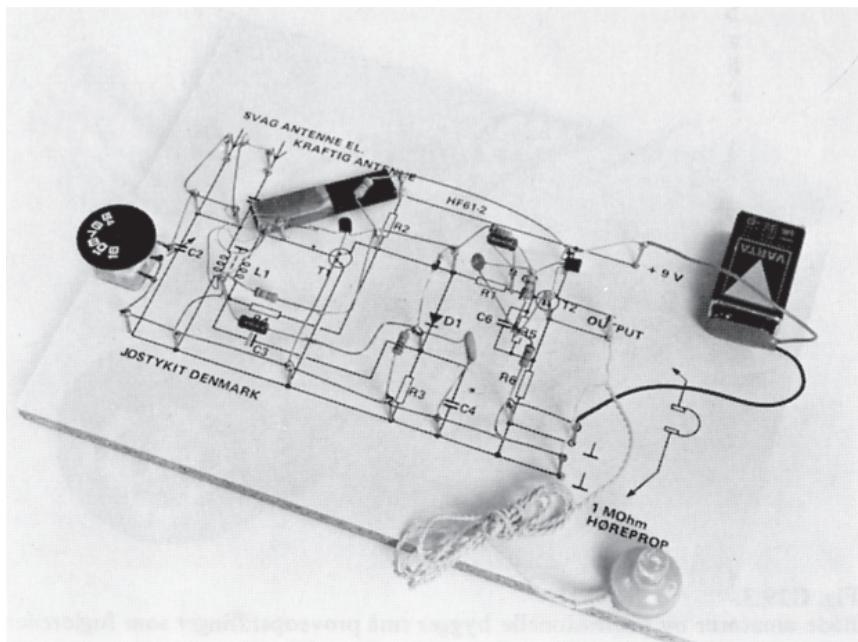


**Fig. G29.3.**  
Både amatører og professionelle bygger små prøveopställinger som fuglere-  
der.

man lige så godt begynde forfra. Har man i en fuglerede en eller flere store komponenter, der kan spændes fast på en plade, kan man udmærket benytte fuglereden i mere professionel elektronik. Skal man f.eks. ensrette en transformatorspænding med 4 brokoblede dioder til en stor elektrolytkondensator for chassismontage, kan man lodde de 4 dioder sammen på elektrolytkonden-  
satorenes terminaler.

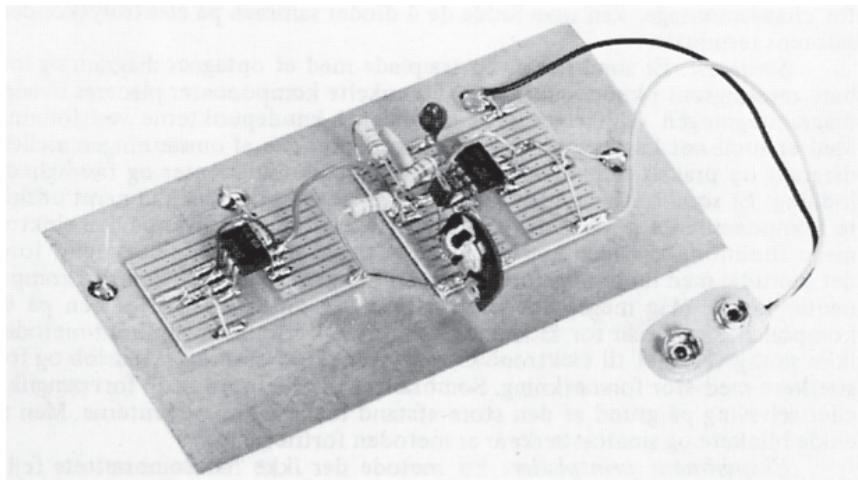
Sømbræt. Et sømbræt er en træplade med et optaget diagram og lodbare messingsøm i knudpunkterne. De enkelte komponenter placeres ovenpå diagramtegningen og fastgøres til hinanden i knudpunkterne ved lodning. Med et sømbræt kan begynderen få en fornemmelse af omsætningen mellem diagram og praksis, en viden om de forskellige komponenter og færdighed i lodning. Et sømbræt er samtidig meget overskueligt og man kan nemt udskifte komponenterne og se hvilken indflydelse ændringerne giver på den elektroniske funktion. Metoden kan varmt anbefales den utrænede begynder, fordi det samtidig med indlæringsfordelen er en billig metode. Elektroniske komponenter koster idag meget lidt i anskaffelse, og knækker man et ben på en komponent, kan man for få kroner købe nye. Derimod er sømbræt-metoden ikke særlig velegnet til elektroniske opbygninger af modtagerkredsløb og for-  
stærkere med stor forstærkning. Sømbrættet til give brum, støj, forvrængning eller selvsving på grund af den store afstand mellem komponenterne. Men til enkle blinkere og småforstærkere er metoden fortræffelig.

Eksperiment printplader. En metode der ikke har sømbrættets fejl i form af brumindstråling og mulighed for ustabilitet. Eksperimentprintene er små brikker med kobberbaner til komponentpålodning. Før man begynder opbygningen, planlægger man nogenlunde, hvor hver enkelt komponent med størst fordel og korteste tilledninger kan placeres. Derefter sætter man et



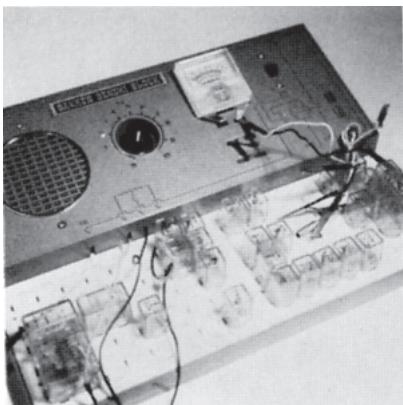
**Fig. G29.4.**

En af de bedste metoder til enkel elektronisk forståelse er at bygge et diagram efter på et sømbræt.



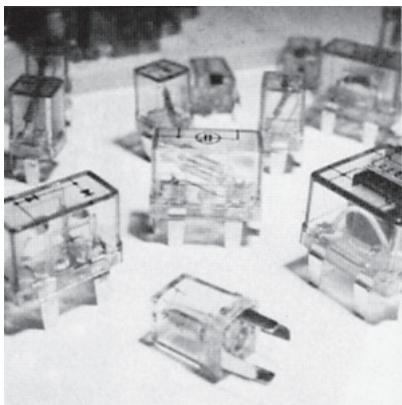
**Fig. G29.5.**

Eksperimentkredsløb kan også opbygges med printbrikker på en kobberbelagt uætset printplade. Det giver bedre mekanisk og elektrisk stabilitet.



**Fig. G29.6a**

Byggeklods systemer er hurtige at benytte, men en mindre god måde bygge, lære og forstå elektronikkredsløb på. Oftest er forbindelses-systemerne af en ringe kvalitet og går nemt itu.



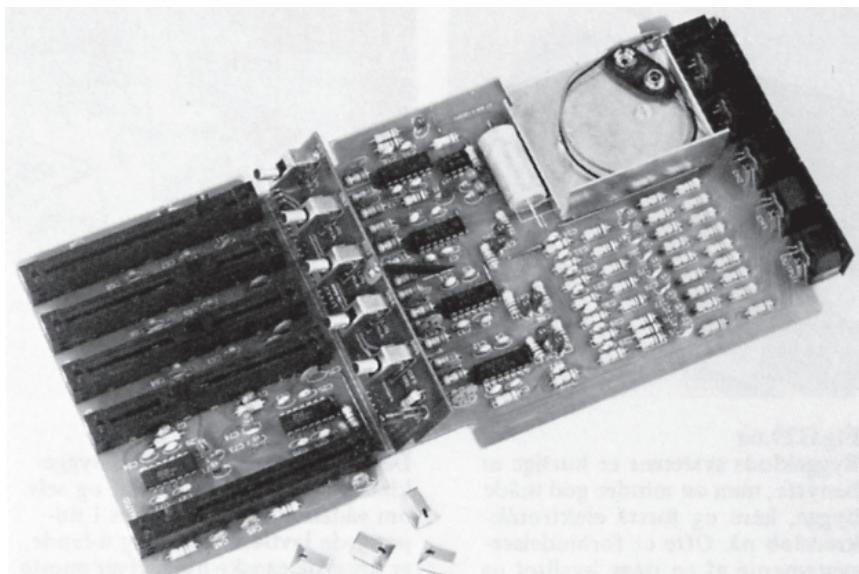
**Fig. G29.6b**

Der skal mange forskellige byggeklodser til et bygesystem, og selv om sådanne sæt fremstilles i udprægede lavtløns lande og u-lande, er priserne ganske høje. Hver eneste komponent er indbygget i sit eget lille hus med tilslutningsben.

stykke dobbeltklæbende kraftigt tape (Scotchmount Double Coated Foam Tape type: 4032) på bagsiden af det ønskede antal printbrikker og placerer brikkerne på en fuldt kobberbelagt printplade. Pladen skal da sluttes til den forsyningsspænding, man ønsker skal være stel. Derved har man altid god afskermning mellem de enkelte komponenter. De enkelte komponenter loddes på printbrikkerne, og man lodder ledninger mellem benene. Det giver en mekanisk stabil og elektrisk sikker opstilling, og man kan uden problemer følge de enkelte ledninger og lodde dem om flere gange. Metoden er lige velegnet til professionelle prøveopbygninger som til amatørens egne forsøg eller funktionsopstillinger.

Byggeklodser. Især fra Japan har der været importeret forskellige byggeklodssystemer til hobby eksperimenter. Det er moduler med forskellige indbyggede komponenter og stikben, der kan forbinde de enkelte klodser med hinanden. Systemerne har ikke vundet særlig udbredelse, selvom tanken bag systemerne er fornuftig nok. Det man med disse systemer mangler, er fornemmelsen af rigtige elektroniske komponenter, og samtidig fordyrer klodserne de enkelte komponenter ganske væsentligt. Man kan godt nok benytte en klods-komponent flere gange end den rigtige komponent. Men komponenter ødelægges ligeså ofte af elektrisk overbelastning som af mekanisk manipulation. Derfor er klodssystemet ikke mere særlig udbredt. Og elektroniske komponenter er billige og nemme at erstatte, hvis de ikke er indbygget eller indstøbt i en klods.

Byggesæt. Byggesætideen er amerikansk. I 1950'erne kom al ny elektronik til landet fra USA. Det kendteste amerikanske firma for byggesæt er HEATH-KIT koncernen. Kit er det engelske navn for byggesæt og Heath-Kit's



**Fig. G29.7.**

**Byggesæt til elektronik har en høj brugsværdi med mindre pædagogisk relevans i undervisning.**

produkter er blandt verdens fineste byggesæt. Det er fuldkommen komplette apparater, hvor alt, selv færdige kabinetter, medleveres. Og kvaliteten er fuldkommen professionel. Når disse produkter ikke har vundet indpas i hobbysektoren, skyldes det dels en meget skarp konkurrence fra tilsvarende færdige apparater fra østen og dels den høje pris. Det er i og for sig synd, fordi elektronik amatøren med Heath-Kit's apparater får et professionelt designet apparat, der ikke står tilbage fra tilsvarende færdigkøbte. Med de byggesæt man idag kan anskaffe sig gennem hobby forretningerne, er det i det væsentlige overladt til den enkelte selv at indbygge elektronikken i en egnede kasse. Og netop her støder amatøren på store problemer. Elektronik er ikke bare en printplade med et antal komponenter. Resultatet af byggeprocessen skal være et velfungerende apparat, der kan betjenes af andre end den, der har bygget apparatet. Det har Jostykit bedret på ved til byggesættene at fremstille egne specialkasser. Benytter man sådanne chassis-kit's sammen med elektroniske byggesæt, er man sikker på at få et velfungerende apparat. Det er man desværre ikke med mange andre byggesættyper. Der er væsentlige faldgrupper, når elektronikken skal indbygges. F.eks. får transistorerne tilstrækkelig køling, er der afskærmet for brum, er apparatet berøringsfarligt, tåler det at gå på gulvet eller er der de dele med byggesættet, som gør det muligt at benytte det i praksis? Desværre viser det sig ofte, at en eller flere af disse mangler umuliggør opbygningen af et funktionelt apparat. Men er byggesættet funktionsdygtigt i den stand, det er leveret, kan det give stor indlæring i elektronik og har stor brugsværdi. Helt samme værdi i indlæringsprocessen har det veltrettelagte byggesæt dog ikke i forhold til et decideret dårligt byggesæt. Det dårlige byggesæt eller den »hjemmestrikkede» konstruktion fører uvægerligt

til en masse problemer, der må løses, før apparatet fungerer. Og det er egentlig ikke at foragte. Som bekendt lærer man af sine egne fejl, - men man lærer også meget ved at rette andres fejl, - hvis man er i stand til det eller kan få hjælp til at løse problemerne! Det gode byggesæt er normalt samlet på nogle aftener, mens det dårlige måske tager måneder at få til at fungere tilfredsstilende. I undervisningsøjemed må det nok anbefales at kombinere begge ting, - dvs. prøve forskellige byggesæt fra forskellige producenter.

Men hvad er da et dårligt og et godt byggesæt? Det kan næppe beskrives entydigt, fordi det afhænger af, med hvilke forkundskaber og øjne man ser på de mange producenters forskellige tilbud. Lad os tage yderpunkterne. Et byggesæt vi ville kalde dårligt består af en printplade og de nødvendigste komponenter i en pose sammen med et diagram og en komponentliste. Kvaliteten af et dårligt sæt kan variere både i instruktion til selvbyggeren og i kvaliteten af de anvendte komponenter. Et diagrammerne tegnet ved pæne emballager. Det kan fabrikanterne tillade sig at ofre penge uden huller og påtrykt komponentmønster og er komponenterne svære at tyde eller forældede, kan man forvente, at elektronikkens værdi har samme standard. Sådanne sæt kan være brugbare og de fremstilles ofte i baglokalitet hos en lille »radiosmed» eller af private. Priserne er ofte særdeles rimeligt - men her som andre steder får man, hvad man betaler for. Det andet yderpunkt er det helt komplette byggesæt, der findes på hylden hos den velrenomerede hobbyforhandler. Det medleveres ofte samtlige dele - de dele man skal anskaffe ekstra til simple byggesæt - og det medfølgende instruktionsmateriale er af høj standard. Ofte er byggevejledningerne omfattende og trykt i farve, - en ganske væsentlig ting da mange komponenter er mærket med farveringe i stedet for tal. De gode byggesæt er også kendtegnet ved pæne emballager. De kan fabrikanterne tillade sig at ofre penge på, når sættene masseproduceres. Når det er tilfældet, kan man være nogenlunde sikker på, at byggesættet efter samlingen fungerer ordentligt. Ved masseproduktion kan det hos producenten skabe store problemer, hvis et kredsløb ikke fungerer. Produceres 10.000 byggesæt, der ikke virker, får producenten med sikkerhed 10.000 utilfredse kunder og 10.000 byggesæt til reparation. De fleste større producenter af byggesæt yder kunden den service, at han kan indsænde opstillingen til gratis garantireparation, hvis den ikke fungerer. Hvis fejlen er selvforskyldt, må man ofte finde sig i at betale et beløb for reparationen, men skyldes det fabrikationsfejl eller en defekt komponent, vil man sjældent komme til at betale. Nogle få mindre importører og producenter yder ikke denne service på deres byggesæt, og dem bør man selvfølgelig holde sig langt væk fra. Hvis en byggesætproducent ikke vil yde service, er produktet derefter.

## HJEMMELAVEDE PRINTPLADER

Hvis man har bygget en prøve på en velfungerende elektronisk opstilling, og den skal benyttes i praksis og indbygges, bør man flytte komponenterne over på en printplade. Printplader kan man udmarket selv lave i en næsten professionel kvalitet på »køkkenbordet». Måske ikke helt så kønt, men dog stabilt og funktionsdygtigt. Fig. G29.8. viser en metode til hjemfremstilling af printplader. Det sker på følgende måde.

Først overtegnes diagrammet til en fornuftig og tæt indbyrdes placering, og man forsøger at undgå krydsede ledninger. Kan det ikke lade sig

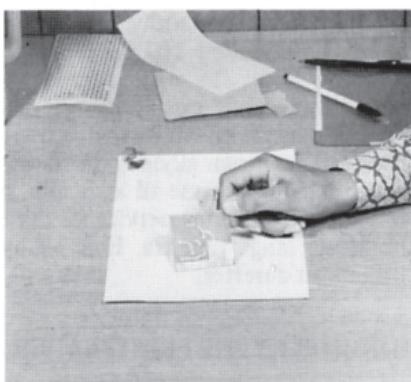
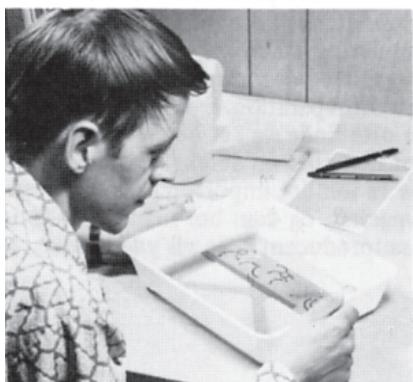
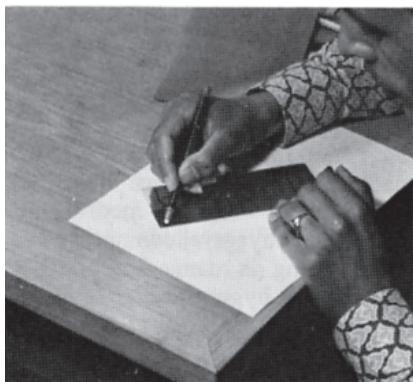
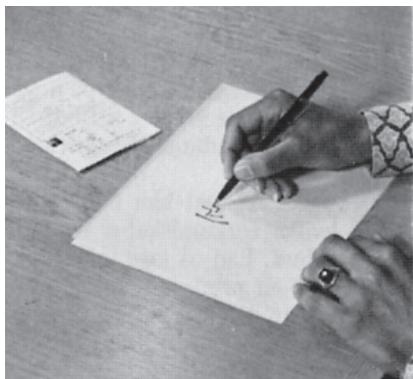


Fig. G29.8.

Printplader kan man selv producere i enkeltstøks i hjemmet. Først optegnes printmønsteret, derefter overføres det til den afrensede printplade med speciallak eller tape og man ætser det frie kobber bort. Efter ætsningen afrenses pladen for afmaskningen og lakeres, hvorefter den er klar til boring og komponentmontage.

**Fig. G29.9.**

Printmønstre af denne type tegnes, nedfotograferes og kan overføres til printpladen ad fotografisk vej. Derefter ætses, afrenses og bores ligesom ved den enkle proces.



gøre, må manøre plads til en eller flere lus, Lus er trådforbindelser mellem to afbrudte ledere.

Derefter renses et stykke printplade med ståluld eller smergellærred til det Skinner blank. Den bedste type printplade er grå eller grøn glasfiber, den billigste er brun pertinax. Pertinaxen knækker let. Det gør glasfiberprintet ikke.

Tredje funktion består af afdækning af de områder, der skal være ledning mellem komponenterne eller loddeområder til komponenternes trådender - såkaldte lodde-ø'er. Afdækningen kan ske med speciel spritlak, med overføringssymboler eller med udklippet selvklæbende tape. Hos faghandlen kan man købe spritpenne specielt til dette formål. Når man trykker spidsen ned mod printet, løber der spritfarve til filtspidsen.

Når det afdækkede print er færdigtegnet, skal alt det blanke kobber ættes væk. Det sker i et bad med en ca. 50 % opløsning af kemikaliets ferrichlorid. Åtsningen tager ca. 1 time ved stuetemperatur, når ferrichloriden er ny. Dvs. når man benytter friske krystaller opløst i lunkent vand. Åtsningen er færdig, når man ved gennemlysning kan se printmønsteret. Under processen vil man se det blanke kobber blive rød-orange og mat. Det viser, at åtsningen er påbegyndt.

Åtseprocessen kan fremskyndes, hvis væsken er i bevægelse. En frisk ferrichlorid. opløsning åtser dobbelt så hurtigt, når den bevæges. Hvis det ikke sker hurtigt nok, kan man tilføre luftbobler via en akvariepumpe og opvarme åtsevæsken til kogepunktet. Derved kan åtsetiden bringes ned på omkring 5-10 minutter, men man skal passe på dampene og stank fra åtsevæsken. Den er giftig og stank farver tøjet.

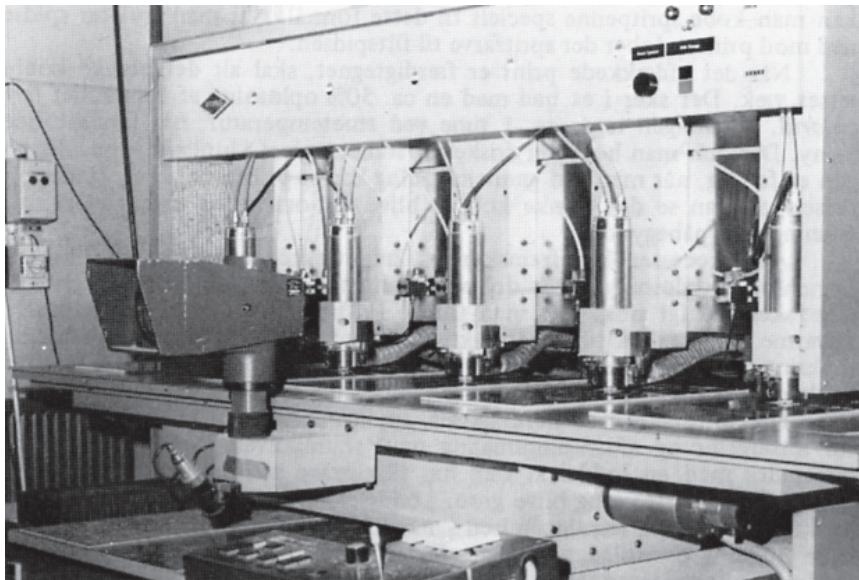
Når printpladen er færdigætset, skyldes den i rent vand og skures ren for åtserester og afdækningsmaling med skurepulver. Derefter bør pladen behandles med en loddelak. Den har til opgave at hindre printpladen i at ruste - dvs. korrodere og blive grøn. Loddelakken gør det nemmere at lodde på kobberet. Efter færdiggørelsen - når loddelakken er helt tør - kan man bore huller i printpladen med et fint 1,0 til 1,3 mm bor og montere og lodde komponenterne. Hvis komponenterne monteres på den anden side af kobberet - det er det normale - skal man huske at tegne transistorer og andre komponenter med mere end 2 ben spejlvendt. Ellers vil de skulle monteres spejlvendt på printpladens overside.

## FOTOPRINT

Hvis man laver mere end et print, betaler det sig ikke at bruge tid på at male printmønsteret op. I stedet tegner man printmønsteret med tusch på et stykke papir og får lavet en såkaldt kontaktfilm. Filmen lægges på en speciel printplade, der er forsynet med en fotofølsom hinde, og ved belysning gennem filmen overføres mønsteret til printpladens fotoemulsion. Printpladen fremkaldes i en specialfremkalder, og derefter kan alle ikke-ledere spules af med rent vand. Når pladen er fuldkommen tør, kan den ætses ligesom malede printplader. Der findes en hel del forskellige systemer til fremstilling af foto-print, og produktionsmetoden afhænger af fabrikat og materiale. Derfor må vi her henvise til de forskellige fabrikanters anvisninger på fremstilling af foto-print.

## PROFESSIONEL PRINTFREMSTILLING

Professionelt fremstilles de fleste printplader i en silketryksproces. Printtegningen - ofte i dobbelt eller i 4-dobbeltsøjrelse - fotograferes i støjrelse 1:1 på en film. Derefter kontaktkopieres filmen på en fotofølsom silketryksmaske, som efter fremkaldning vaskes ud der, hvor der skal være kobbermønster. Masken lægges i en maskine, der silketrykker printpladen med farve der, hvor der skal være printbaner. Efter tørring ætses det resterende kobber væk i en maskine, der spuler varmt ferrichlorid ned på printene. Så børster en anden maskine farvelaget bort, og der påføres loddelak. Efterfølgende silketryksmaskiner påfører komponent angivelsestryk og loddemaske. Det hindrer



**Fig. G29.10.**

Professionel printfremstilning sker på automatiseret udstyr til mange millioner kroner.

loddetinnet i at løbe hen, hvor det ikke må komme, og printpladerne kan nu bores. Boring sker idag fortrinsvis på numerisk styrede automater, dvs. elektronisk styrede boremaskiner, der selv flytter printpladerne ind i de rette positioner for borespindlerne. Ofte borer 4 eller 5 spindler samtidig et lag af flere printplader. Ved hver boring kan man lave 20-30 printplader og man har samtidig mulighed for at fræse større huller eller mønstre i printpladerne.

## LODNING

Billedserien fig. G29.11. viser, hvorledes man skal lodde komponenter i printplader og hvordan man fortinnes ledning. Lad os følge billede fra A til L,fig. G29.11:

A. Komponenten sættes i printpladen og benene bukkes om på printpladen, så de følger mønstret.

B. Med en fin skævbidder klippes komponentbenene af ca. 1-2 mm fra hullet, så komponenten ikke falder ud.

C. Med en frisk-rensset loddespids på loddekolben opvarmes loddestedet og komponentens ben samtidig. Det tager 1-2 sekunder.

D. Derefter tilføres et par mm loddetin mellem loddespids, komponenten og printets kobber samtidig. Derved suges loddetinnet ud over printets kobbermønster og op omkring komponentbenet. Det tager ca. 2-3 sekunder. Så fjernes først loddetinnet og 1/2 sekund derefter loddespidsen. Nu skal loddestedet se ud som på fig. D.

E. Her vises en kold lodning. Måske er der forbindelse, måske ikke. Ser lodningen således ud, må man vente med at lodde og tilføre frisk tin, til loddestedet er blevet koldt. Derved kommer der ofte for meget loddetin på lodningen og man må slå printpladen mod en avis, mens tinnet er flydende. Det falder af, og man kan tilføre frisk loddetin. Man kan også opvarme loddestedet og suge det overflødige tin væk med en speciel tinpumpe.

Loddetin indeholder et såkaldt flusmiddel, der får tinnet til at flyde let. Flus brændes op ved første lodning, og det er årsagen til, at man altid må tilføre nyt loddetin. Hvis printpladen er en professionel type med loddemaskede - den grønlige aftegning på kobbermønsteret i fig. D - vil den kolde lodning ikke kortslutte de to baner. Det sker på mindre professionelle printplader, og her må man efter samlingen kontrollere, at der ikke er loddetin-kortslutninger.

F. Når printet skal forbindes med ledning, benytter man loddeøjne i printhullerne. Derved bliver det muligt at lodde ledninger til printpladens overside. Loddeøjne skal sidde fastpresset, før de loddes fast på printpladens kobber.

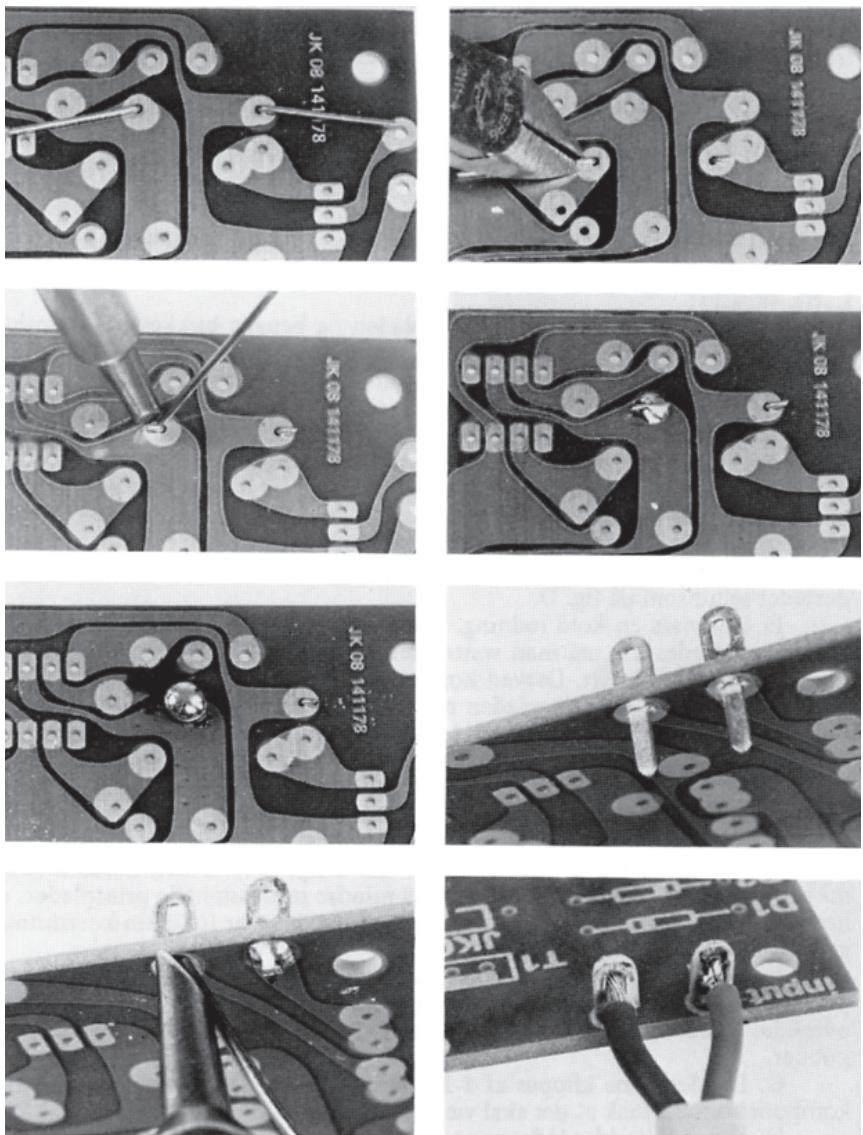
G. Loddeøjnene klippes af 1-1,5 mm fra printpladen og loddes ligesom komponenterne. Husk at der skal være tin nok til at lukke printhullerne.

H. Når man lodder ledning på et loddeøje, vil lodningen på printpladens underside smelte. Derfor er det vigtigt at lodde hurtigt og ikke trække loddeøjet ud.

I. Når man skal montere isoleret ledning til loddeøjne eller print-skruerbøsninger, afisoleret underlederen med ca. 2-3 mm. Pas på ikke at klippe de mange fine kobberkorper over.

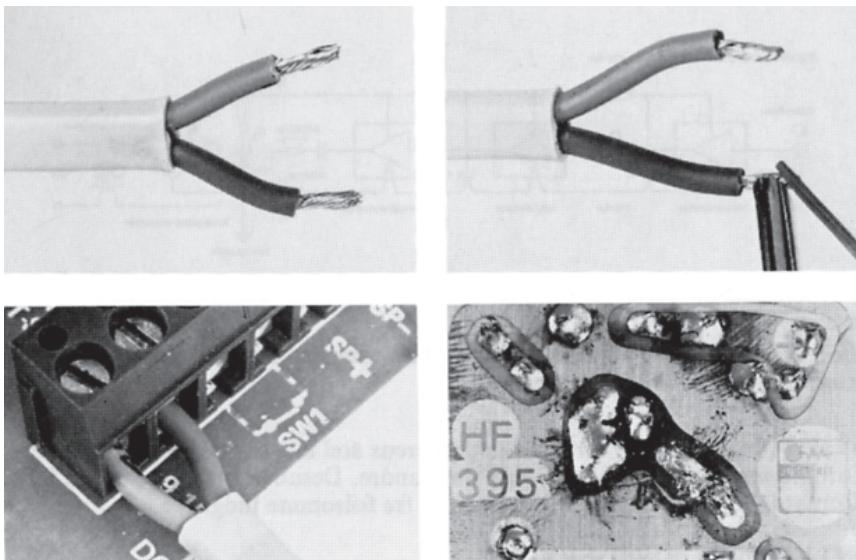
J. Ledningen fortinnes ved opvarmning af enden og tilførsel af lige netop så meget tin, at enden ikke fortykkes. Tinnet vil derved trænge 1-2 mm ind under isolationen.

K. Den fortinnde ledning kan skrues ind i en bøsning. Afhængig af bøs-



**Fig. G29.1 1**

Montage og lodning. A) komponenten stikkes i printet og benene bukkes om. B) enderne klippes af. C) loddestedet opvarmes. D) der tilføres loddetin og lodningen er færdig. E) en dårlig lodning må omloddes. F) loddeøjne presses fast. G) loddeøjne må klippes af og loddes som komponentben. H) lodning på loddeøjne skal ske hurtigt, så loddeøjjet ikke udloddes af printet. I) en netledning afisoleres. J) enderne fortinnes. K) ledninger kan skrues til printet med specialbøsninger. L) så galt kan det gå, når man ikke lodder ordentligt - alt er kortsluttet.



ningens type kan man vælge ikke at fortinne enderne. Bøsningser, hvor skruen går direkte ned i ledningen, må ikke fortinnes, fordi kobberet virker fjedrene under skruens tryk. En fortinnet ledning vil i dette tilfælde hurtigt løsne sig igen, fordi fortinningen ødelægger fjedervirkningen.

L. Så galt kan det gå, når man ikke lodder ordentligt. Lodning skal foretages med omtanke, og de forskellige lodninger må flyde sammen og kortslutte indbyrdes.

## SAMMENKOBLING AF ELEKTRONIK

Elektroniske opstillinger kan ikke sættes vilkårligt sammen. Desværre kan der ikke gives entydige regler for, hvordan man sammenkobler enhver elektronisk opstilling, men fig. G29.12 viser hvad man skal passe på, når man feks. bygger en komplet højttalerforstærker med mikrofonindgang.

For det første må strømforsyningen kun tilkobles stel eet sted. Det går ikke at forbinde stelledninger til flere punkter. Det kan skabe brumsløjfer og selvsving og giver sig udslag i mystiske lyde på højttaleren; hvis man da ikke er så uheldig at brænde en masse komponenter af. Fra ensretterens ladekondensator skal minusledningen normalt gå til udgangsforstærkerens stelpunkt. Her og kun her kan man forbinde en ledning til forstærkerens metalchassis. Og med en følsom forstærker må man altid montere de forskellige forstærkerprint på en metalplade. Aldrig en isolerende træ- eller plastplade. Pladen skal skærme forstærkeren mod de brumfelter, der altid er i luften. De enkelte fortrin til en udgangsforstærker sluttes sammen med signalerne direkte og med stelledningerne direkte - aldrig anden stelforbindelse - og med plusledningerne gennem RC-led. Hvis mikrofonen sluttes til apparatet gennem en bøsnings, der skrues på det allerede stelforbundne chassis, må dens skærmledning isoleres fra. Det lader sig gøre ved brug af DIN-bøsnings, men ikke med Jack-bøsnings. Derfor må Jack-bøsnings opspændes isoleret! Mikrofonens stelforbindel-

Fig.G29.12 Stofforbindelse i en forstærker

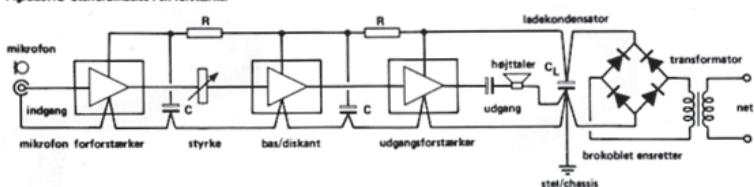


Fig. G29.12.

De enkelte led i en forstærker må kobles sammen med omtanke, og der må kun være en forbindelse til chassis.

se skal forbindes på mikrofonforstærkerens stel indgang. Aldrig til andre stel-forbindelser og slet ikke sammen med andre. Desuden må man placere transformatoren med sine magnetfelter langt fra følsomme indgange.

## SELVSVING I FORSTÆRKERE

Det kan være overordentligt svært at få en forstærker fri for selvsving, hvis den er meget følsom på indgangen og samtidig giver en høj udgangseffekt til højttaleren. På fig. G29.13 illustreres de to muligt årsager til selvsving, - som man ofte slet ikke vil kunne høre men kun kunne se på en oscilloskop-skærm. Derimod vil selvsving ofte få udgangsforstærkeren til at varme meget hurtigt op, - hvis den da ikke straks ødelægges.

Den ene årsag til selvsving kan være kapacitiv tilbageførsel af højttaler-signalen til de følsomme indgange. Udgangen nærmest stråler signal til indgange. Det forårsager ofte de uhhyggeligste svingproblemer, idet det er dem, man ikke kan høre, får forstærkeren er gået op i røg. Kapacitivt sving kan undgås, hvis man fører alle udgangsledninger langt udenom følsomme indgange, og hvis man benytter skærmet kabel mellem mikrofonforstærkeren og dens indgangsbøsning.

Fig.G29.13 Kapacitiv/induktiv selvsving

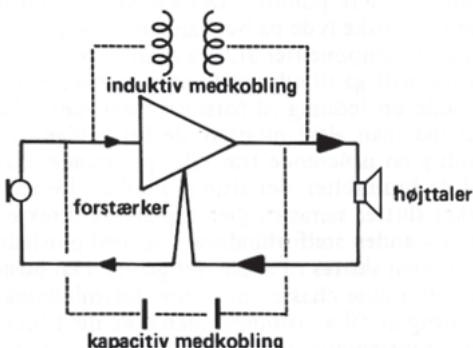


Fig. G29.13.  
Selvsving kan ske kapacitivt eller induktivt fra forstærkerens udgang tilbage til indgangen.

Den anden årsag kan være induktiv selvsving. Det vil ofte høres som hylen eller pibetoner, selvom der ikke er nogen mikrofon tilsluttet. Det induktive selvsving opstår, når højttalerens strøm producerer magnetfeltet i ledningerne, og når mikrofonindgangene er tilstrækkeligt følsomme til at kunne opsamle og gengive disse strømme. Induktiv selvsving undgås også ved at placere højttalerbøsninger og ledninger langt fra indgangene. Ved eventuelt at sno højttalerledningerne, kan problemet ofte elimineres.

Akustisk tilbagekobling må ikke forveksles med fejl eller selvsving i forstærkeren, selvom denne type selvsving kan være nøjagtig ligeså drilsk. Akustisk selvsving opstår, når man skruer højt op for en forstærker, der er tilsluttet en mikrofon eller en grammofon. Højttalerlyden opsamles af mikrofon eller pick-up og kører derefter i ring i audiosystemet. Problemet opstår særlig i koncertsale og på diskoteker, og her gælder det om at isolere højttalersystemet fra mikrofonen og gran-unofonerne. Det kan være meget vanskeligt, hvis der skal spilles højt. Grammofonerne må placeres på filtpuder og gummiklodsar, og som underlag må man benytte en tung granit eller marmorplade. Højttalerne må ophænges i fjedre eller opstilles på gummiklodsar og mikrofoner må benyttes med en lille taleafstand.

## BRUM I FORSTÆRKERE

Den komponent, der oftest skaber problemer i en forstærker, er transformatoren. Selv de bedste ringkerne transformatorer udstråler et kraftigt magnetfelt, og hvis det kan opsaniles i serie med et indgangssignal, vil signalet overlejres med brum. En transformator i nærheden af forstærkerens indgang er af det onde. Har man ikke mulighed for at flytte transformatoren helt væk, kan løsningen blive at indbygge transformatoren i en jernkasse, der kan bremse magnetfeltet. Eller man må sætte en jernplade mellem forstærkerne og transformatoren. Er man uheldig med placering og transformator, kan resultatet blive, at man må flytte transformatoren helt væk fra selve forstærkeren, alternativt bygge den ind i en anden kasse. Se fig. G29.14.

En anden brumkilde i forstærkere er strømvejene mellem strømforsyning og forstærkere. Selv de tykkeste ledninger har en indre modstand, og når forstærkere er følsomme for signaler i millivoltområdet, skal der ikke meget til at forstærke brum på forsyningsledningerne. Fig. G29.15 viser en brokob-

Fig.G29.14 Magnetisk brumindstråling

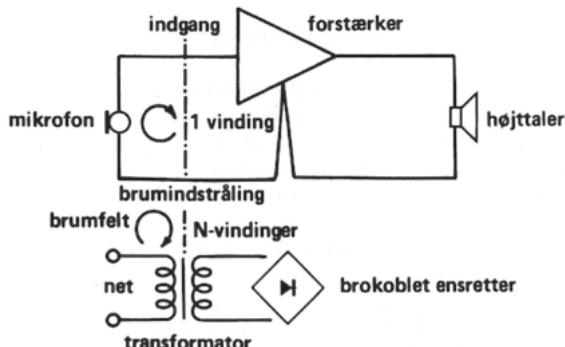


Fig. G29.14.  
En transformatores magnetiske  
brumfelt kan  
stråle ind i for-  
forstærkerne og  
give brum i høj-  
taleren.

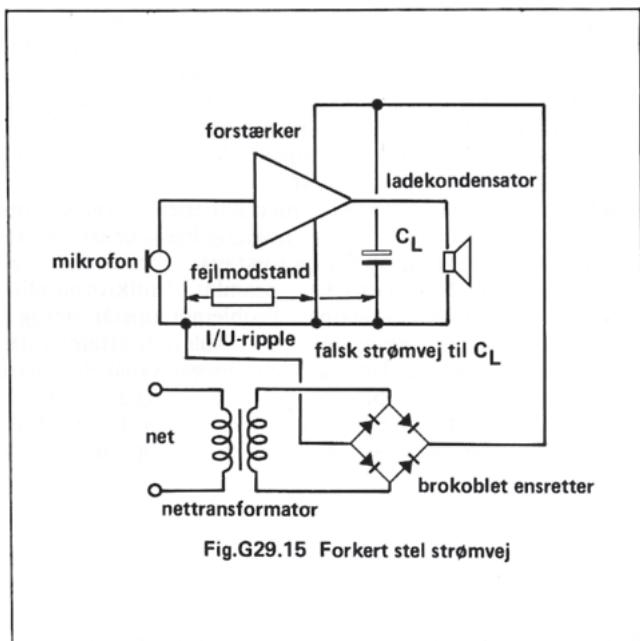


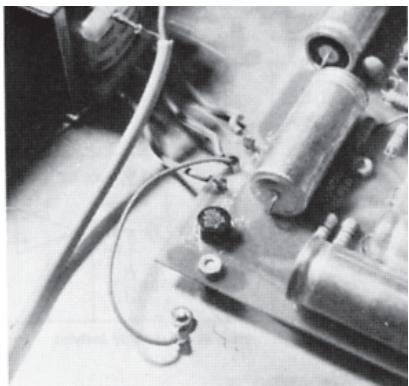
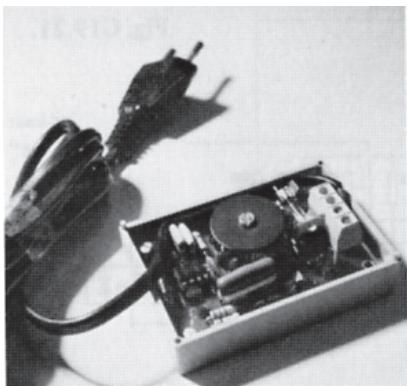
Fig.G29.15 Forkert stel strømvej

**Fig. G29.15.**  
Ledningsføringen i forstærkeren skal foretages med omhu, så der ikke dannes strømaf-hængig brum i signal stelledninger.

ling med ladekondensator. Forstærkeren skal have sin forsyningsspænding fra denne strømforsyning. Det kan man udmærket gøre, for forstærkerens eget modkoblingskredsløb dæmper altid strømforsyningsbrummet med modkoblingsfaktoren. Hvis modkoblingen er 10.000 gange og det overlejrede brum på ladekondensatoren er 1 volt, vil det kun medføre 0,1 mV brum på højttalerudgangen. Det er næppe hørbart. Men sætter man forsyningsledningerne forkert til forstærkeren, vil man kunne komme til at overlejre strømforsyningsbrummet med indgangssignalet. Hvis en stelledning over en strekning har en modstand på 0,01 ohm (det er ikke ret meget), vil en ripple strøm på 5 amp. give et spændingsfald på hele 50 mV. Tænker vi os i uhedligste tilfælde dette signal tilført en udgangsforstærker på indgangen (med fuld udstyring på 775 mV) bliver signal støjforholdet så ringe, at det ikke er til at holde ud at høre på (15 dB i dette tilfælde).

## FORSKELLIGE INDBYGNINGSKASSER

Det er ikke alle indbygningskasser, der er lige velegnede til formålet. Vil man lave en forstærker på en masse »watter» med høj indgangsfølsomhed, må man benytte en egnet metalkasse med god køling eller kåleribber. Skal man bygge en regulator til farlig vekselstrøm på nettet, må man benytte en egnet plastbox, der sikrer mod berøringsfare. Fig. G29.18 viser en metalkasse med et lysshov til livsfarlig netspænding. Her er der indlagt et isolerende plastark (Mylar-folie) -mellem printpladen og metalkassens bund. Folien sikrer, at lodningerne aldrig kan røre kassen, Fig. G29.19 viser en komplet strømforsyning indbygget i en modulkasse fra Jostykit. Bemærk den kraftige aluminium køleprofil på kassens bagside. Den er nødvendig for at føre varmen fra strømforsyningen væk. En strømforsyning, en udgangsforstærker eller anden varmeud-

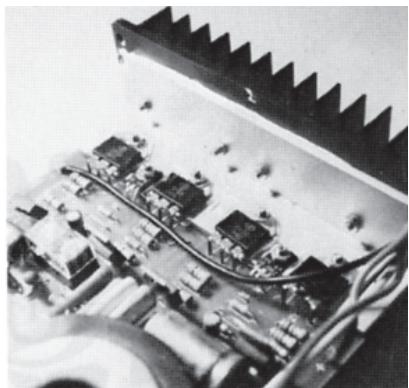
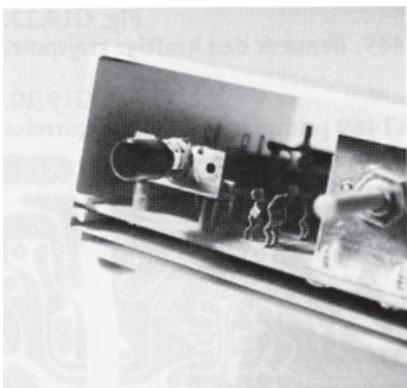


**Fig. G29.16. til venstre**

Berøringsfarlige og netspændingsdrevne opstillinger indbygges bedst i isolerende plastkasser.

**Fig. G29.17. til højre**

Forstærkere skal monteres på brumafskærmede metalplader med een stel-forbindelse til pladen.



**Fig. G29.18. til venstre**

Indbygges netdrevet udstyr i en slides-metalkasse (Jostykit B1010) skal der lægges isolationsfolie mellem printplade og kassens metal.

**Fig. G29.19. til højre**

Professional modulkasse med kraftig køleprofil for effekttransistorerne. Brug aldrig kasser af træ eller jern til apparater, der kræver køling.

Viklende elektronik skal altid benyttes på kraftige køleprofiler. Det går ikke at montere dem på træ eller jernbagplader. Hverken træ eller jern kan i tilstrækkeligt omfang bortlede varme.

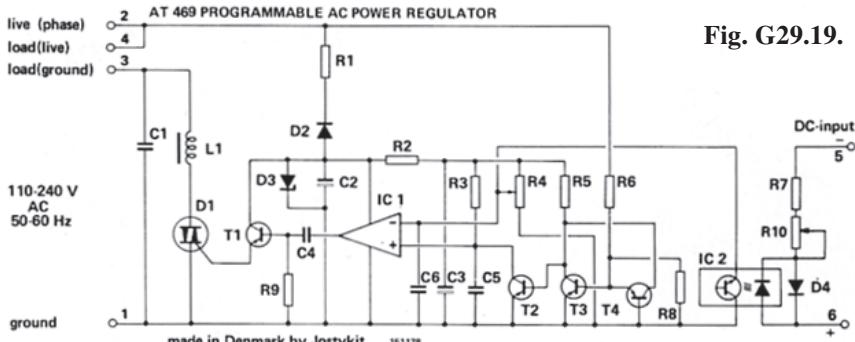


Fig. G29.19.

## NETSPÆNDING ER LIVSFARLIG

Bygger man elektronik til netforsyning, må man passe gevældigt meget på, at det ikke bliver livsfarligt. Afprøvning af uindbygget netdrevet elektronik bør ske via en sikkerheds skilletransformator og ALTID på et isolerende underlag af plast, formica eller acryl. Den tilsluttede opstilling må IKKE berøres, når den ikke er indbygget.

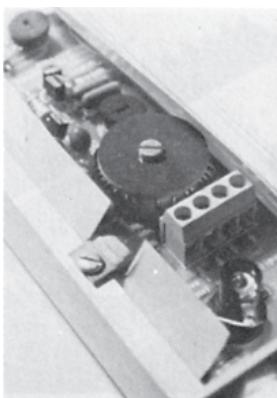


Fig. G29.22.  
AT469. Bemærk den kraftige støjspole.

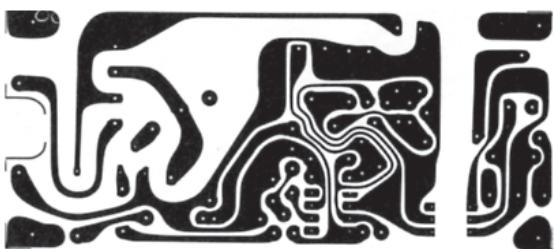


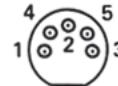
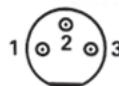
Fig. G29.20.  
AT469 printplade vist i halv størrelse

Ved konstruktion af elektroniske opstillinger må man påse, at INGEN metaldele, der indgår i netkredsløbet, er nærmere end 6 mm til dele, der kan berøres under driften, og at selv hårdhændet behandling ikke kan mindske denne sikkerhedsafstand. Fig. G29.20 viser printpladen til en vekselstrømsregulator af typen AT469. Regulatoren styres af en spænding på en optokabler. Den har en sikkerhedsspænding på 3.500 volt. Det er myndighedernes krav. Og printpladen er udformet således at ingen af printbanerne for optokableren er nærmere end 6 mm fra de farlige strømførende kredsløb. Hele herligheden er indbygget i en metalkasse med et lag isolationsfolie mellem printplade med komponenter og metalkasse. Af diagrammet fig. G29.21 fremgår det også, at vekselstrømsregulatoren indeholder et støjdæmpningsfilter. Det er et krav til alle elektroniske kredsløb, at de ikke må udsende støj, der kan forstyrre radiomodtagelse fra 150 kHz og op.

## STIK OG BØSNINGER

Stik og bøsninger er en vigtig del af et elektronisk kredsløb. Via stik og bøsninger forbides apparaterne til omverdenen, og der er bestemte normer for hvilke stikben der skal forbides til de forskellige signalkilder. Skemaet nedenfor viser, hvordan DIN-stik med 3 og 5 ben skal tilsluttes efter DIN-norm 41.524.

**Fig. G29.23a** 3-pol DIN bøsning    **Fig. G29.23b** 3-pol DIN stik    **Fig. G29.23c** 5-pol DIN bøsning    **Fig. G29.23d** 5-pol DIN stik



1) Ben 2 er altid stel, jord eller fællespotentiale. 2) Venstre rilleside, gul eller hvid leder. 3) Højre rilleside, rød leder. 4) Øverste spor. 5) Nederste spor.

Tilslutning	Ben <sup>1)</sup>	Stik	Fatning
Mono-båndoptager til mono-radio (gl.)	1 3	Optage Gengive	Optage Gengive
Mono-båndoptager eller stereo-grammofon til mono-radio (ny)	1 3 4 5	Optage Fri Fri	Båndoptager optage Bånd/Gram. gengive Fri Forbundet med 3
	1 3 4 5	Fri Venstre kanal <sup>2)</sup> Fri Højre kanal <sup>3)</sup>	Båndoptager optage Bånd/Gram. gengive Fri Forbundet med 3
Stereo-grammofon mono-radio (gl.)	1 3	Fri Begge kanaler	Fri LF-indgang
Stereo-grammofon til mono-radio	1 3 4 5	Fri Venstre kanal <sup>2)</sup> Fri Højre kanal <sup>3)</sup>	Fri Gram gengive Fri Forbundet med 3
Stereo-grammofon til stereo-radio (gl.)	1 3	Venstre kanal <sup>2)</sup> Højre kanal <sup>3)</sup>	Venstre kanal LF Højre kanal LF
Stereo-grammofon eller mono-grammofon med 3-polet stik til stereo-radio	1 3 4 5	Fri Gengive V. kanal Fri Gengive H. kanal	Forbundet med 5 Gengive H. kanal Fri Gengive V. kanal
Stereo-båndoptager til stereo-radio	1 3 4 5	Optage venstre kanal <sup>4)</sup> Gengive venstre kanal <sup>4)</sup> Optage højre kanal <sup>5)</sup> Gengive venstre kanal <sup>5)</sup>	

Fig. G29.24 og G29.25 viser, hvorledes man skal forbinde mini Jack-stik, Jack-stik og stereo Jack-stik.

Fig.G29.24 JACK stik - mono

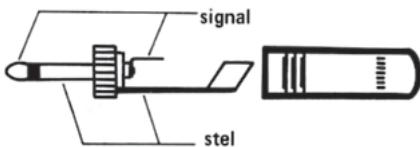


Fig. G29.24.

Almindelige Jack-stik og Mini-Jack-stik skal forbindes med signallederen til midterbenet og skærmen til kappen.

Fig.G29.25 JACK stik - stereo

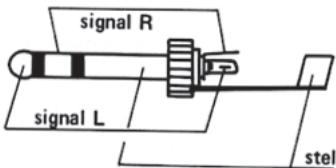


Fig. G29.25.

Stereo Jack-stikket har to signalben til henholdsvis højre og venstre kanal samt en fælles stelleder til skærmen.



# G30 - DIGITAL TEKNIK

## DIGITAL TEKNIK

Den nemme adgang til integreret kredsløbsteknik i planarteknikken har gjort digitalteknikken til hver mands eje. Med digitalteknik kan man opbygge logiske kredsløb, tællere, regnemaskiner og computere. Emnet om digitalteknik er utrolig stort, så i AE-bogen må vi af pladsmæssige årsager nøjes med en indføring i emnet. De der vil vide mere må anskaffe bøger om specielle delemlner. Desværre er vort sprogområde begrænset, så man må påregne at skulle læse fremmnedesproget litteratur.

## DIGITAL-TEKNIKKEN ER NY

Siden 1900-tallet har man kendt til mekaniske regnemaskiner. Det var kredsløb med en mængde tandhjul og udvekslinger koblet til cifferhjul. De bedste og mest avancerede regnemaskiner kunne lægge sammen og trække fra samt gange og dividere. Mere matematiske problemer blev løst rent manuelt, fordi en maskinberegning krævede et mægtigt opbud af mekanik. Man forsøgte i 1940'erne at erstatte de mange tandhjul med relæer og opbyggede nogle få eksemplarer af egentlige computere, - dvs. maskiner, som med et sæt trådede forbindelser kunne udføre bestemte regneoperationer og gemme enkelte oplysninger. Disse store uhyrer af klaprende mekanik fungerede ikke særlig tilfredsstillende, og derfor forsøgte man sig med tilsvarende opbygninger med radiorør. Heller ikke dette var nogen succes. Rørene brugte meget strøm og blev udslidt i en takt, så man knap nok kunne nå at udføre beregninger, før rørene skulle skiftes. Med den første spæde transistor teknologi i begyndelsen af 1950 så de første elektroniske regnemaskiner og egentlige datamaskiner dagens lys. De var selvfølgelig yderst komplicerede og fyldte overordentlig meget. Først da planar-teknikken fremkom, blev man i stand til at samle et større antal transistorer til regnekredsløb indbygget i små bitte plasthuse. Det blev den egentlige digitaltekniks gennembrud. I starten var de logiske kredse selvfølgelig ret primitive og brugte meget strøm, men med MOSFET digitale kredsløb idag kan man samle tusinder af transistorfunktioner i et enkelt hus. Samtidig er strømforbruget reduceret med 1.000 gange i forhold til transistorteknologien og mere end 1.000.000 gange i forhold til rørteknologien!

## LOGIK OG DIGITAL

Logik er læren om lovmæssigheder, der altid består og altid gælder. Logiske udtryk kan kun være sande eller forkerte. I elektronikkens verden kan en transistor kun indtage to værdier, - enten tændt, dvs. lukket som en sluttet omskifter, eller slukket, dvs. åben som en åben omskifter. En analogt koblet transistor kan antage alle mulige mellemstillinger af strømme og spændinger. Derfor forbinder man udtrykket analog-teknik med forstærkerteknik.

Digital er et udtryk for læren om vort talsystem. Der findes andre tal-

systemer, f.eks. det binære. Det digitale talsystem omfatter ciffertegnene 0 til 9 i alt 10 tegn, og det binære omfatter kun to tegn, - 0 og 1. Da en transistor i digital teknikken kun kan antage to værdier, 0 og 1, må man nødvendigvis benytte dette system, når man vil arbejde logisk. Der er dog ikke de helt store problemer i at logikken kun omfatter to tal. Man kan nemt omdanne et binært tal til et digitalt tal efter vort decimalsystem. Det klarer de komplicerede halvleder IC-kredse for os, og fabrikanteme har selv løst disse problemer. Vi skal blot lære at benytte IC-kredsene rigtigt, dvs. efter de recepter fabrikanternem angiver. Sådanne recepter opstilles som sandhedsskemaer. I et sandhedschema kan man aflæse, hvad en IC-kreds vil gøre på sine udgange, når vi lægger spænding på indgangene.

## DTL, TTL OG MOS LOGIK

Man kan fremstille digitale kredsløb efter forskellige teknologier. De tidligste digitale kredsløb var udført, som man ville have opbygget dem med almindelige transistorer, dioder og modstande. Denne teknologi benævntes Diode-Transistor-Logik eller forkortet DTL-teknik. TTL teknologien afløste DTL teknologien, før den havde fået egentlig udbredelse. Med Transistor-Transistor-Logik'en - forkortet TTL - fik man i 60'eme og begyndelsen af 70'eme ret stor succes. Denne teknik muliggjorde højere arbejdshastigheder og lavere strømforbrug, hvorfor den vandt indpas til mange formål. Det store forbrug af TTL-kredse gjorde priserne rimelige, så alle kunne benytte disse kredse, om end der stadig var tale om et ret betragteligt strømforbrug. Med MOS-teknologien og specielt C-MOS teknologien blev strømforbruget reduceret til næsten nul. C-MOS kredse bruger rent faktisk kun strøm, når de arbejder. Arbejder de hurtigt, kan de bruge strømmme på næsten samme størrelse som TTL-kredsene, men i langt de fleste tilfælde er strømforbruget omkring 1/1.000 del af det, der kendes fra TTL-kredsene. Derfor er C-MOS kredsene og lignende teknikker idag de mest udbredte til logiske formål. C-MOS kredsene svaghed er, at de »kun» kan arbejde på frekvenser til ca. 20 MHz. Til gengæld kan de benyttes på forsyningsspændinger mellem 3 og 18 volt. I specielle tilfælde sætter man krav til hurtige logiske operationer, og her må man benytte de »forældede» TTL-Schottky kredse, som kan gå til næsten 100 MHz, eller de helt specielle ECL-kredse (Emitter-Coupled-Logic) som kan arbejde til ca. 1.000 MHz.

## LOGISKE KREDSE ER NEMME AT ARBEJDE MED

Vælger man logiske kredse indenfor samme familie, - f.eks. C-MOS kredse, er det yderst nemt at koble enhederne sammen. Man skal ikke som i analog teknikken tage hensyn til impedanstilpasning, strømme og spændinger. Ind- og udgange passer altid sammen, og de kan forbides direkte med ledning. Nogle begrænsninger er der dog. De fleste TTL-kredse kan på udgangen »kun» trække 10 TTL indgange, og C-MOS kredsene udgange kan afhængigt af hastigheden trække fra 10 til 1.000 indgange på andre kredse. Det kalder man fan-out, og det er et tal, fabrikanterne specificerer i deres datablade.

En anden »fælde», man vil komme til at lære noget om i praksis, er logiske transientfejl. Alle logiske kredse skifter spændingsniveau på udgangene meget hurtigt. Derved kan der induceres hurtige transiente, som kan påvirke

andre dele af kredsløbet. Transienter kan opstå både i signalvejene og på strømforsyningssledningerne, og de kan være vanskelige at finde i selv langsomt arbejdende logik. Til imødegåelse af disse fejl, må man altid afkoble over +/-forsyningen med kondensatorer på ca. 100 nF til 1 uF. Det kan »kvæle« forsyningstransienter. Til imødegåelse af transient-indstråling i signalvejene må man anvende de kortest mulige ledninger mellem udgange og efterfølgende indgange.

## GATES ER VIGTIGE LOGISKE KREDSLØB

I det følgende vil vi koncentrere os om omtalen af forskellige gates. Gates er de vigtigste logiske komponenter at forstå. Mere komplicerede logiske kredse findes i hundrevis efter opgave og funktion. Dem henter man oplysninger om i halvlederfabrikanternes kataloger.

GATE's er betegnelsen for et digitalt sammenkoblingsled. Direkte oversat betyder gate = port. Når man ikke benytter den danske betegnelse, hænger det sammen med, at en meget stor procentdel af elektronikliteraturen kommer fra USA og England. Ved at bevare de engelske betegnelser gør man det meget lettere for ikke sprogkyndige at forstå udenlandske diagrammer og konstruktioner. »Elektronik-engelsk» er en slags Esperanto.

I de første afsnft vil vi se på nogen af de forskellige former for gates af AND, OR og INV. typen. Derefter vil vi kombinere NAND gates til samme grundfunktioner, og endelig vil vi vise, hvorledes NAND gates kan benyttes til Exclusive OR gates, firkantoscillatører, schmitt-trigger, integrator og monostabil multivibrator.

Allerførst vil vi dog se på nogen af de vigtigste begreber i digitalteknikken. Det er ikke af afgørende betydning, at man forstår denne teknik til bunds, men mange problemer kan forenkles eller forklares simpelere.

## 10-TAL OG 2-TAL SYSTEMET

Helt fra barnsben har man været vænnet til at regne i det såkaldte decimalsystem eller 10-tal systemet.

Dette system er opbygget over 10 forskellige symboler, cifrene 0 til 9. Tal større end 9 opgives som 10'er-potens ved tallets placering foran det mindst betydende. Eksempelvis kan årstallet 1978 skrives således:

$$1978 = 1 \times 10^3 + 9 \times 10^2 + 7 \times 10^1 + 8 \times 10^0$$

eller,

$$1978 = 1000 + 900 + 70 + 8$$

Dette eksempel viser med al tydelighed, at vort daglige talsystem, decimalsystemet, er simpelt og godt til menneskelige formål.

I stedet for at vælge basistallet 10, kunne man have valgt andre enheder til opbygning af størrelse og antal. Tænk på det gamle babylonske system med basis i 12 og f.eks. romertalsystemet.

Når man skal overføre elektronikken til talbegrebet og omvendt, er det mere praktisk at benytte et talsystem med kun to symboler, 0 og 1. De to symboler kan da repræsentere de to stillinger for en kontakt eller et relæ, -

**Fig. G30.1.**  
Sammenligning mellem binære tal og decimaltal.

Placeringens værdi i BINÆR				DECIMAL
$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	
0	0	0	0	= 0
0	0	0	1	= 1
0	0	1	0	= 2
0	0	1	1	= 3
0	1	0	0	= 4
0	1	0	1	= 5
0	1	1	0	= 6
0	1	1	1	= 7
1	0	0	0	= 8
1	0	0	1	= 9

sluttet eller ikke sluttet, eller man kan vælge at lade 1 betyde »spænding» og 0 betyde »ikke spænding».

Et talsystem med to cifre benævnes 2-tal systemet eller det binære tal-system. Vi kan skrive et tal på samme måde som i ti-talsystemet:

$$10011 = 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

eller,

$$10011 = 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 19 \text{ (i 10-talsystemet)}$$

Hvis man sammenligner de to eksempler, vil man se, at cifferplaceringerne i decimalsystemet har en anden og højere værdi end i binærsystemet.

Hvis man danner alle kombinationer af 4 tegn i det binære talsystem, får man i alt 16 benævnelser fra 0 til 15. Binære tal fra 10 til 15 vises i tabelen fig. G30.2.

I de følgende afsnit viser vi, hvorledes de to cifre, 0 og 1, benyttes i digitale elektriske kredsløb.

**Fig. G30.2**

De binære tal man springer over ved digitalregning. I microprocessorteknik benyttes i stedet tallene fra 0 - 9 betegnelserne A, B, C, D, E og F.

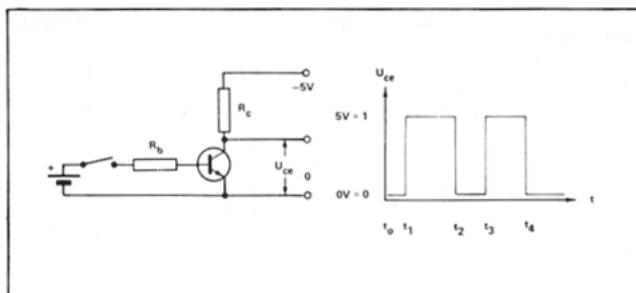
Placeringens værdi i BINÆR				DECIMAL
$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	
1	0	1	0	= 10
1	0	1	1	= 11
1	1	0	0	= 12
1	1	0	1	= 13
1	1	1	0	= 14
1	1	1	1	= 15

## BINÆRE SIGNALER

I digitalteknikken idag arbejder man næsten overalt med to signalniveauer eller tilstande. Deraf kommer betegnelsen bi-nær (bi = to), i modsætning til analoge signaler i f.eks. forstærkerteknik, hvor signaler kan antage alle værdier, og desuden har en størrelsesafhængig betydning.

I elektroniske digital kredsløb giver man binærværdierne 0 og 1 hver sin polaritet. Ofte er 0 værdien en minus eller nul-polaritet og 1 værdien er plus. Det kaldes for positiv logik og er det oftest forekommende i f.eks. C-MOS og TTL.

I en del tilfælde ser man endvidere, at 0-værdien kaldes L eller LOW og



**Fig. G30.3.**  
Hvis en transistor drives i mætning, svinger kollektorspændingen mellem de to logiske niveauer 1 og 0.

at 1-værdien kaldes H eller HIGH. Man bør vænne sig til at kunne benytte disse angivelser i flæng - det bliver de i al faglitteratur.

I fig. G30.3 vises en transistoropstilning, der drives som elektronisk kontakt. Når kontakten er sluttet til, går der fuld kollektor-emitterstrøm i transistoren. Kollektor-emitterstrækningen bliver dermed meget lavohmet. Det medfører, at udgangsspændingen på kollektoren -  $U_{ce}$  - går mod nul og den antager dermed binærværdien 0 eller L = Low.

Når kontakten åbnes, vil transistoren være spærret. Den trækker altså ingen strøm, og udgangen vil få overført positiv spænding gennem kollektormodstanden. Hvis batterispændingen er 5 volt, vil der ligge 5 volt på udgangen og den logiske binærværdi er 1 eller H = high.

På fig. G30.3 er spændingen i forhold til tiden indsat i et koordinatskema. Den binære værdi i de angivne tidsrum er:

- $t_0 - t_1$ , binærværdien 0 eller L
- $t_1 - t_2$ , binærværdien 1 eller H
- $t_2 - t_3$ , binærværdien 0 eller L
- $t_3 - t_4$ , binærværdien 1 eller H

Binære byggeklodser kendetegnes ved, at de kun kan antage to spændinger på udgangene.

## BINÆRE SIGNALNIVEAUER

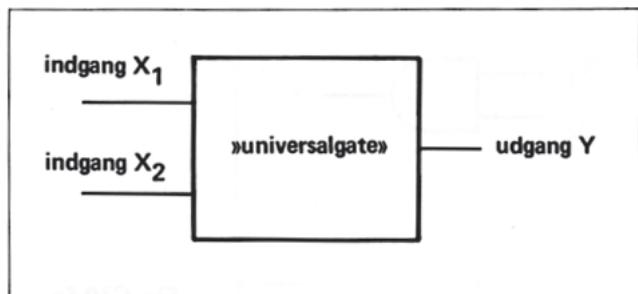
For de forskellige typer af digitale byggesten stiller man bestemte krav til de binære signalspændinger. Spændingerne er forskellige fra type til type i teknologien. For TTL kredse gælder, at et binært low signal skal være større end nul volt, men mindre end 0,7 volt. Et high signal skal være lavere end 5 volt og større end 2,4 volt. Hvis signalet ligger mellem 0,7 og 2,4 volt, er det hverken high eller low. Denne grænse kaldes for støjområdet, - og er konstruktionsmæssigt en forbudt zone.

For C-MOS kredse er støjimmuniteten næsten ideel, og man kan ikke angive en spændingsværdi for high og low uden at kende batterispændingen. De fleste C-MOS kredse kan arbejde lige fra 3 volt til 18 volt forsyningsspænding. Hvis man benytter en batterispænding på f.eks. 10 volt, vil alle binære signaler under 5 volt være low og alle mellem 5 og 10 volt vil være high.

I praksis bør man med C-MOS kredse holde sig fra området 45 til 55 % afbatterispændingen. Det vil sige, at logiske low signaler ved 10 volt skal være lavere end 4,5 volt og at logiske high signaler skal være større end 5,5 volt.

Logiske signaler over og under batterispændingen bør ikke forekomme, selvom C-MOS kredse KAN tåle svage negative indgangsspændinger.

**Fig. G30.4.**



### LOGISKE GRUND-GATE'S

Grundlaget for binær signalfordeling sker gennem gates af typerne OG, ELLER og IKKE, - på engelsk: AND, OR og INV.

Set udefra, kan den binære byggesten fig. G30.4 betragtes som en universalgate.

En universalgate har to indgange, der hver for sig kan antage de logiske tilstande high og low. Universalgaten har desuden en udgang. Udgangen kan kun antage den binære værdi low eller high. Det er binærinformationerne på de to indgange, der påvirker udgangen til en ny binærinformation.

Der kan laves 16 forskellige »universalgates» på denne måde.

**Fig. G30.5a.**  
Sandhedsskema for AND gate.

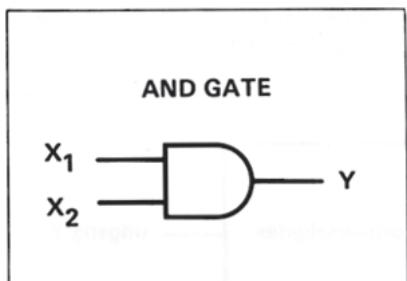
<b>X<sub>1</sub></b>	<b>X<sub>2</sub></b>	<b>Y</b>
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

### AND GATE

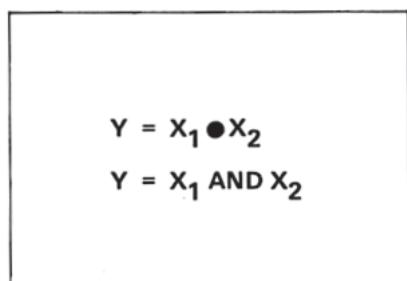
En AND GATE er konstrueret således at begge indgange X1 og X2 skal være high, for at udgangen y også bliver high. Det ses meget tydeligt på sandhedsskemaet fig. G30.5a-b. Her vises ligeledes diagramsymbol for AND gaten efter international standard.

I funktionsskemaets venstre side angives det maximalet mulige antal indgangskombinationer for X1 og X2, og i dets højre side angives den tilsvarende Y udgangsfunktion.

Af funktionstabellen kan man straks se, at begge indgangene X1 og X2 skal være logisk high, for at udgangen bliver high. Alle andre kombinationer medfører, at udgangen går til logisk low.



**Fig. G30.5b.**  
Diagramsymbol for AND gate.



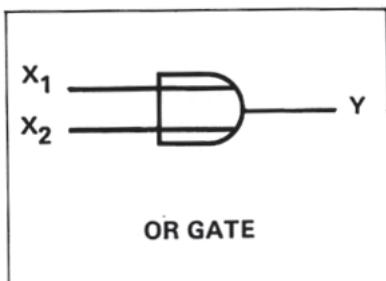
**Fig. G30.5c.**  
Logisk ligning

## OR GATE

For en OR GATE forlanges at mindst een af de to indgange X1 og X2 skal være high, for at udgangen også bliver det. Hvis X1 er high, hvis X2 er high eller de begge er high, går udgangen high. Dette ses i sandhedsskemaet fig. G30.6b.

$X_1$	$X_2$	$Y$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

**Fig. G30.6a.**  
Sandhedsskema for OR gate.



**Fig. G30.6b.**  
Diagramsymbol for OR gate.

**Fig. G30.6c.**  
Logisk ligning.

$$\begin{aligned} Y &= X_1 + X_2 \\ Y &= X_1 \text{ OR } X_2 \end{aligned}$$

## INVERTING GATE

En inverting gate har altid kun en indgang  $X_1$  og en udgang  $Y$ . Ordet inverting kan oversættes med omvendt, og det er da også det en inverting gate gør. Hvis den får et logisk low signal på indgangen  $X_1$ , bliver udgangen  $Y$  high og hvis indgangen bliver high, går udgangen low.

Det logiske funktionsskema bliver da overordentligt simpelt:, se fig. G30.7b.

Læg her især mærke til at ved en inverting udstyres udgangssignalet med en streg over bogstavet, altså  $\bar{X}$ .

Ved invertinger skal man holde sig til følgende regler:

Eksemplerne viser, hvad der sker, når to eller tre invertere bliver koblet sammen. Med to invertere får man samme logiske signal ud, som man sender ind.

For hver to inverteringer går signalet igennem med samme binærinformation på ind- og udgang. Man kan forkorte hver to streger over  $X$ 'et væk.

Med tre invertere i serie får man een invertering.

Også her er to af stregerne forkortet væk, men da der er tale om tre invertere, er der stadig een inverting funktion fra indgang til udgang.

Vi vil senere benytte invertingfunktionen i forbindelse med de to andre gatetyper.

**Fig. G30.7a.**  
Sandhedsskema for INV = inverter.

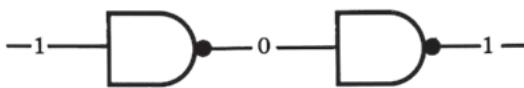
$X_1$	$Y$
0	1
1	0



$$Y = \bar{X}_1$$

$$Y = X_1 \text{ INV}$$

**Fig. G30.7b.**  
Diagramsymbol for inverter.



$$Y = \overline{\overline{X}_1} = X_1$$

Fig. G30.7f logisk ligning



$$Y = \overline{\overline{X}_1} = \overline{X}_1$$

Fig. G30.7g logisk ligning

**Fig. G30.7c.**  
En inverter  
vender signalets fase 180 grader.

**Fig. G30.7d.**  
To invertere vender  $2 \times 180$  grader - dvs. signalet vendes ikke.

**Fig. G30.7e.**  
Tre invertere vender signalet som en inverter.

**Fig. G30.7f.**  
Logisk ligning.

**Fig. G30.7g.**  
Logisk ligning.

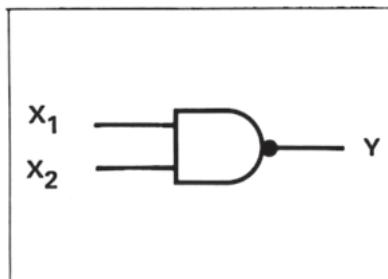
## NAND GATE

NAND-gaten er den mest brugte gate i standardopstillinger med TTL og C-MOS kredse. Det hænger nok mest sammen med, at denne gate teknologisk set var den enkleste at realisere. Sådan noget hænger ved - det er måske blevet en vane for udviklingsingeniøren at bruge NAND's.

NAND gates ordet er en sammensætning af det engelske NOT og AND. Der er i virkeligheden tale om en AND gate efterfulgt af en inverter. Af sandhedsdiagrammet eller funktionsdiagrammet fig. G30.8b ser man, at udgangsfunktionerne er vendt i forhold til AND gaten. På diagrammet fig. G30.9 ses, hvorledes man kan sammensætte en dual input AND gate med en inverter.

$X_1$	$X_2$	$Y$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

**Fig. G30.8a.**  
Sandhedsdiagram for NAND gate med to indgange.

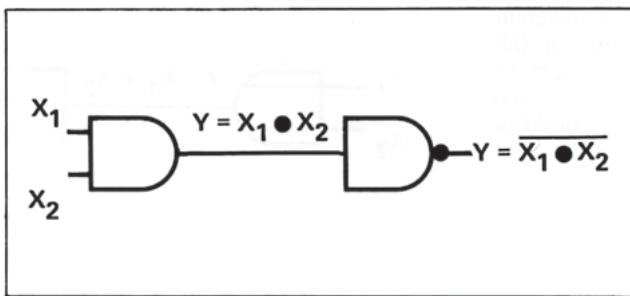


$$Y = \overline{X_1 \bullet X_2}$$

$$Y = X_1 \text{ AND } X_2 \text{ INV}$$

Fig. G30.8b. NAND gate med to indgange. Fig. G30.8c. Logisk ligning.

**Fig. G30.9.**  
En kombina-  
tion af en  
AND gate og  
en INV udfø-  
rer en NAND  
funktion.



### NOR GATE

NOR er forkortelsen af det engelske NOT OR, og en NOR gate kan dannes af en almindelig OR gate, der efterfølges af en inverter. Som sandhedsdiagrammet fig. G30.10a viser, er Y udgangsfunktionen omvendt af OR gaten.

På diagrammet fig. G30.11 vises, hvorledes man har sammensat en dual input OR gate med en inverter. Det vises »hvor» signalet vendes.

NAND gates og NOR gates er universelt anvendelige. Alle logiske funktioner kan nemlig dannes af et antal NAND eller NOR gates.

I det følgende vises, hvorledes man kan realisere AND, OR og INV med samme type NAND gates.

X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

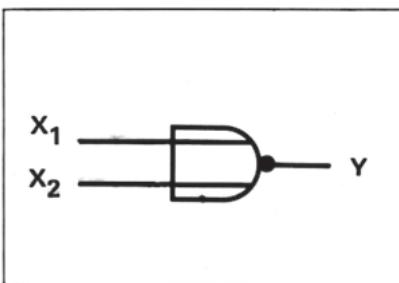


Fig. G30.10a.  
Sandhedsdiagram for en NOR gate.

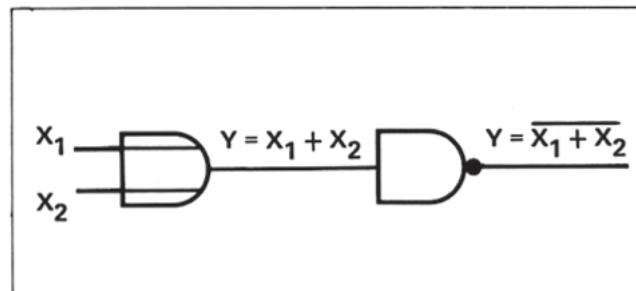
Fig. G30.10b.  
Diagramsymbol for en NOR gate.

**Fig. G30.10c.**  
Logisk ligning.

$$Y = \overline{X_1 + X_2}$$

$$Y = X_1 \text{ OR } X_2 \text{ INV}$$

**Fig. G30.11.**  
K o m b i n a -  
tionsdiagram  
med en OR  
gate og en INV  
giver en NOR  
gate funktion.



### INVERTER MED NAND GATE

Hvis man har en dual input NAND gate til rådighed og har brug for en inverter, behøver man blot at koble de to indgange direkte sammen. Hvis man benytter TTL kredse i sin application, må man huske, at en TTL udgang kun kan trække 10 indgange.

Det at en udgang kan trække et bestemt antal indgange benævnes »fan-out». Fan-out for de fleste TTL kredse er 10. For MOS og C-MOS kredse er fan-out altid over 10 til andre MOS kredse, men på grund af den store strøm TTL'erne skal ha' ind, er antallet af TTL indgange en MOS kreds kan udstyre kun 1-2 !

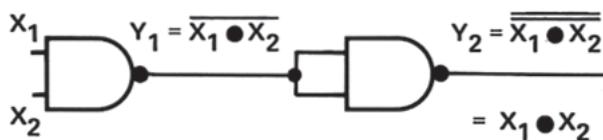


**Fig. G30.12.**  
Samles de to indgange på en NAND  
gate, får man en INV funktion.

**Fig. G30.13a.**  
Sandhedsdiagram for de to udgange  $Y_1$  og  $Y_2$  på de to NAND gates på diagrammet G30.13b.

$X_1$	$X_2$	$Y_1$	$Y_2$
0	0	1	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

**Fig. G30.13b.**  
En AND gate funktion kan udformes med to NAND gates på denne måde.



## AND GATE MED NAND GATE'S

Som det tidligere blev beskrevet under NOR GATE's, kan man opfatte en NAND gate som en sammenkobling af en AND gate og en INV. Det blev vist, at en dobbelt invertering (to gange) førte tilbage til udgangssignal = indgangssignal. Derfor er et nærliggende at koble en inverter efter en NAND. Så får man dobbeltinverteringen og altså AND funktionen.

I tilslutning til dette eksempel skal det nævnes, at signaler fra indgang til udgang forsinkes dobbelt så meget, som hvis det kun skulle have passeret een gate. Da selv C-MOS gates er meget hurtige, vil dette dog sjældent kunne skabe problemer. Men det kan også give fordele at koble flere gates efter hinanden, - specielt langsomme C-MOS gates UDEN indbygget buffer. Man får da en »hjemmebygget» buffer, og det betyder hurtigere stigetider for indgangssignaler med »sløve» stigetider. Stigetiden øges med forstærkningen i gatene, indtil de interne spredningskapaciteter og gate/drain-source kapaciteten og kapaciteten i beskyttelsesdiodeerne sætter deres begrænsning. Med TTL kredse er der dog en vis fare for selvsving.

## OR GATE MED NAND GATE'S

Hvis man vil lave en OR gate med NAND gates, må man have hele 3 til sin rådighed. Der kræves altså lidt mere, - men det er dog også til at klare. Det gøres ved at invertere de to indgangssignaler - hver for sig, før de lægges ind på hver sin indgang af endnu en NAND gate.

»Forklaringen» på dette findes bedst ved at betragte sandhedsskemaet på fig. G30.14.

$X_1$	$X_2$	$\bar{X}_1$	$\bar{X}_2$	$Y$
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	1

Fig. G30.14a.  
Sandhedsdiagram for en OR gate bygget med NAND gates.

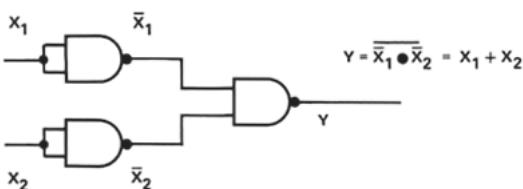


Fig. G30.14b.  
Kombinationen af tre NAND gates kan give en OR gate funktion.

Det er nu vist, at man kan realisere de tre grundliggende gates med AND, OR og INV med NAND gates. Det betyder at brugeren, - og specielt begynderen, der vil eksperimentere med logiske opgaver, kun behøver at anskaffe NAND gates til sin opgave.

I sin egenskab af inverter finder NAND gates også vid anvendelse i oscillatorer, støjundertrykkere, schmitt-triggere og RS-flip-flop'er. Vi vil nu se på nogen af disse specielle anvendelsesområder med NAND gates.

### EXCLUSIVE OR GATE MED NAND GATE'S

En EXCLUSIVE OR gate med to indgange er indrettet således, at udgangssignalet er low, hvis begge indgangene er enten low eller high sammen. Hvis indgangene er påtrykt forskellige binære signalniveauer, vil udgangen skifte til high.

$X_1$	$X_2$	$Y$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. G30.15a.  
Sandhedsdiagram for en EXCLUSIVE OR gate.

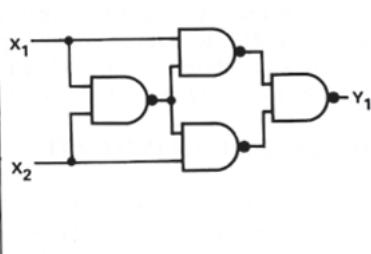
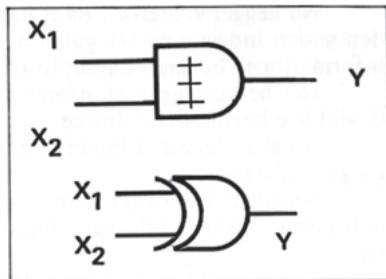


Fig. G30.15b.  
En EXCLUSIVE OR gate kan bygges med 4 NAND gates.

**Fig. G30.15c.**  
Diagramsymbol for en EXCLUSIVE OR gate. Øverst europæisk diagram, nederst amerikansk diagram.



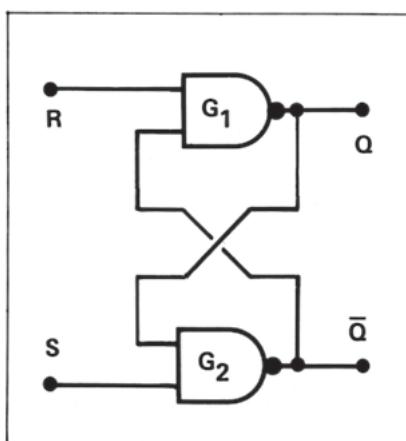
Et EXCLUSIVE OR gate kredsløb kan realiseres med i alt 4 NAND gates med hver to indgange. Man kan enten benytte en TTL kreds af typen 7400 eller en C-MOS kreds af typen 4011. I fig. G30.15b ses det, hvorledes de 4 gates skal kobles sammen.

### RS FLIP-FLOP MED NAND GATE'S

Med to NAND gates kan man konstruere en RS-FLIP-FLOP. Det er en bistabil kobling, der beholder eller husker den sidst påtrykte information. Man benytter ofte en RS flip-flop mellem en mekanisk kontaktenhed og en digital tæller. RS flip-flop'en indsættes for at hindre kontaktstøj. Det er nemlig sådan, at de fleste - selv gode - kontakter, i tiden hvor de åbner og lukker, afgiver en serie impulser. Med en RS flip-flop imellem er man sikker på, at det er den første impuls fra den mekaniske kontakt, der aktiverer det efterfølgende kredsløb.

For at forklare funktionen går vi ud fra, at tilstanden på R indgangen er 0 og at tilstanden på S indgangen er 1. Se fig. G30.16a.

0 på indgangen af G1 gaten medfører, at udgangen Q bliver binær 1. Denne information overføres til den ene indgang på G2 gaten. Nu er begge indgange på G2 gaten dermed 1, og Q udgangen vil blive binær 0. Denne information overføres til G1 gatens anden indgang. Der er nu logisk 0 på begge indgange af G1, og så er tilstanden stabil.



**Fig. G30.16a.**  
Taktstyret (clock-styret) RS-flip-flop opbygget med 4 NAND gates.

**Fig. G30.16b.**  
Sandhedsskema for RS-flip-flop'en.  
\* ustabil tilstand.

R	S	Q	Q̄
0	0	1	1 *
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	Ingen ændring i forhold til den tidligere tilstand.	

Nu lægger vi logisk 1 på R indgangen. Det vil der ikke ske noget ved, for den anden indgang på G1 gaten holdes jo på logisk 0 af G2 gaten. Derved er informationen bevaret, uanset hvad der sker på R indgangen.

Det betyder igen, at informationen på Q udgangen - der er 1 og  $\bar{Q}$  der er 0, vil blive besvaret eller husket.

Nu skal der være binær 0 information på S indgangen for at ændre udgangens tilstand.

Bemerk: Påtrykker man logisk 1 på S indgangen og samtidig 0 på R indgangen, bliver Q udgangen logisk 1. Deraf kommer betegnelsen (eng. set = sæt).

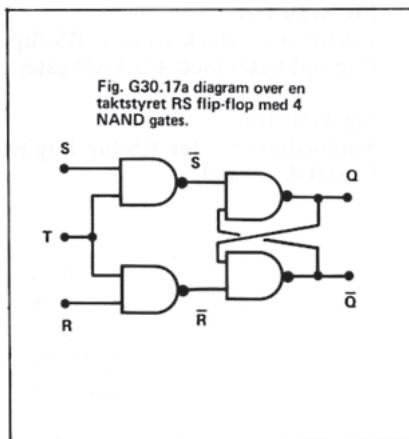
Udgangen  $\bar{Q}$  giver derved den omvendte logiske funktion, et 0. Denne tilstand bevares, selvom R indgangen skifter mellem 0 og 1. Ved at lægge logisk 1 på R indgangen og samtidig logisk 0 på S indgangen, tilbagestilles udgangen Q fra 1 til 0. Deraf kommer betegnelsen R (eng. reset = nulstille eller tilbagestille). Udgangen Q stiller sig derved på logisk 1, og også den information bevares, selvom S indgangen veksler mellem logisk 0 og 1.

## TAKTSTYRET RS-FLIP-FLOP MED NAND GATES

Ved at indføje endnu to NAND gates til den simple RS flip-flop fra det foregående afsnit, kan man konstruere en taktstyret RS flip-flop. Den ser ud som på fig. G30.17a-b:

Den taktstyrede RS flip-flop er forsynet med en tredie indgang mærket T. Det gør det efterhånden ret så svært at se, hvad der sker på de to udgange Q og  $\bar{Q}$ , når de logiske niveauer på R, S og T indgangene skifter. Sammenlign forklaringen med diagrammet fig. G30.17b og impulsdiagrammet fig. G16.3. Med logisk 0 på taktindgangen T får man i alle tilfælde logisk 1 på gate-udgangene S og R. Logisk 1 på begge flip-flop indgange sikrer, at den tidligere tilførte information lagres. Q og  $\bar{Q}$  er låst i denne stilling.

Hvis nu S indgangen er logisk 1 og R indgangen logisk 0, og hvis taktindgangen lægges logisk high i et øjeblik, bliver S og R lig logisk 0 og logisk 1. Derved bliver udgangene Q logisk 1 og logisk 0.



**Fig. G30.17a.**  
Diagram over en taktstyret RS-flip-flop med 4 NAND gates.

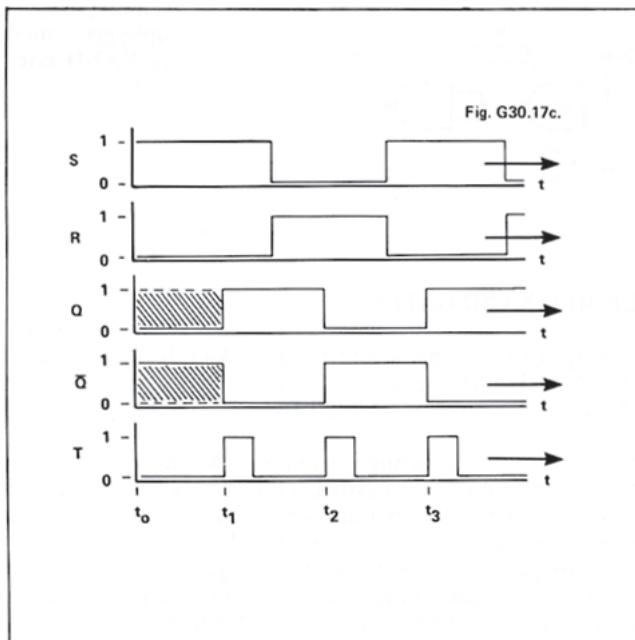
$t_n$		$t_{n+1}$	
R	S	$Q_{tn}$	$\bar{Q}_{tn}$
0	0	0	1
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	1	1

Fig. G30.17b sandhedsskema for den taktsynede RS flip-flop.

ingen ændring i forhold til den tidligere tilstand.

irregulær information, - må ikke forekomme.

**Fig. G30.17b.**  
Sandhedsskema for den taktsynede RS flip-flop -



**Fig. G30.17c.**  
Impulsdiagrammet for RS-flip-flop'en viser omskiftfanger i flip-flop'en med taktempulserne  $t_1$  -  $t_3$ .

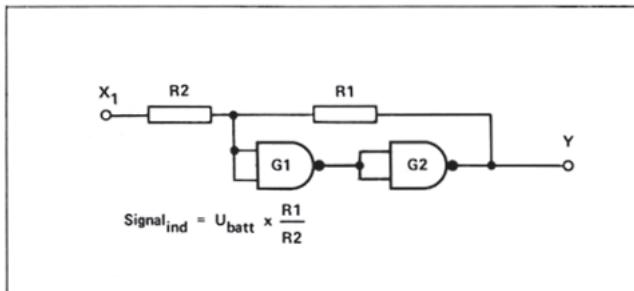
Når taktempulsen er tilbage på logisk 0, bliver S og R udgangene igen begge logisk 1, - og en ny information er gemt i hukommelses flip-flop'en. En ny ændring på S og R indgangene kan ikke påvirke de logiske niveauer på udgangen, før der efter kommer en positiv taktempuls.

På impulsdiagrammet fig. G30.17c vises det tydeligt, hvornår de to Q udgange skifter. Det er IKKE når S og R indgangene skifter, men først når T indgangen påvirkes eller triggges med en high impuls.

I fig. G30.17c ses sandhedsskemaet for den taktsynede RS-flip-flop. I tiden  $t_0$  til  $t_1$  vedbliver den tidligere gemte funktion med at ligge fast i udgangs-flip-flop'en, der fungerer som hukommelsescelle. Da man ikke i opstartøjeblikket kender disse gemte funktioner, er dette område skraveret i impulsdiagrammet.

Til tiden  $t_1$  følger en stigende flanke 0 til 1 på taktindgangen. Derved bliver  $Q = 1$  og  $\bar{Q} = 0$ . Denne tilstand bevares indtil tidspunktet  $t_2$ , hvor indgangene S og R skifter logisk niveau. Da overføres S og R signalerne til udgan-

gene Q og  $\overline{Q}$ . Man får først en ny tilstand på udgangen, når taktindgangen går fra 0 til 1 igen.



**Fig. G30.18.**  
Diagram af schmitt-trigger opbygget med to NAND gates.

## SCHMITT-TRIGGER MED NAND GATES

Hvis man har brug for en simpel schmitt-trigger, kan det lade sig gøre at opbygge den med to NAND gates og to modstande.

Den kan se ud som på diagrammet fig. G30.18.

De to gates fungerer som to inverting forstærkere. Når de kobles i serie, vil indgangssignalet være i fase med udgangssignalet. Det betyder igen, at indgangssignalet medkobles. Systemet kan betragtes på samme måde som en almindelig schmitt-trigger med en operationsforstærker, blot med den undtagelse, at der kun er en plus indgang (non-inverting) og en udgang.

Når indgangen er 0, vil udgangen også være 0. Hvis nu indgangen udstyres med en stigende positiv spænding (analog), vil udgangen modvirke det, fordi den stadig ligger på 0. Først når indgangsspændingen på gatens X1 indgang forårsager en strøm i R2, der er større end den strøm, udgangen sender tilbage gennem R1, vil spændingen på indgangsgaten G1 overstige den halve batterispænding. Netop når den halve batterispænding på gateindgangen overskrides, vil det logiske niveau på udgangen skifte til logisk 1 = high. R1, der før sendte en modstrøm til gatens indgang, vil nu sende en medstrøm. Ind- og udgang »svupper» nærmest op på logisk 1, og indgangssignalet skal en hel del ned under den halve forsyningsspænding, før man vender tilbage til starttilstanden. Det døde område, man skal overvinde omkring den halve forsyningsspænding, benævnes »hysteresen». Ved TTL-kredse må tilbagekoblingsmodstanden R1 ikke gerne være større end 1 kohm. Hvis den bliver det, er der fare for selvving. Disse problemer ses sjældent ved C-MOS kredse.

Følsomheden på schmitt-triggerens indgang bestemmes efter formlen:

$$\text{Signalind} = U_{\text{batt}} \times \frac{R1}{R2}$$

Hvis man benytter TTL kredse til en schmitt-trigger, skal modstandene R1 og R2 være små, typisk 1 kohm og 220 ohm. Derved bliver indgangsmodstanden lille. Med disse modstande får man en følsomhed på 1 volt, når forsyningsspændingen er 5 volt (TTL: 4,75 - 5,25 V).

C-MOS kredse er bedre at benytte som schmitt-triggere. Det er fordi de skifter fra logisk 0 til 1 omkring den halve forsyningsspænding, og fordi man på grund af den høje indgangsimpedans kan benytte store modstande på R1 og R2's pladser. R1 og R2 kan fastlægges i kohm eller Mohm området!

## FIRKANT OSCILLATOR MED NAND GATES

Hvis man har brug for en lille nem oscillator, kan den konstrueres med to NAND gates, to modstande og en kondensator. Det er dog en forudsætning at den opbygges med C-MOS NAND gates. TTL NAND gates kan være vanskelige at få til at oscillere på grund af de lave impedansniveauer på gateindgangene. Gatene kobles som vist på diagrammet fig. G30.19.

For at forstå funktionen vil vi antage, at de logiske niveauer er som på diagrammet fig. G30.19 1-0-1.

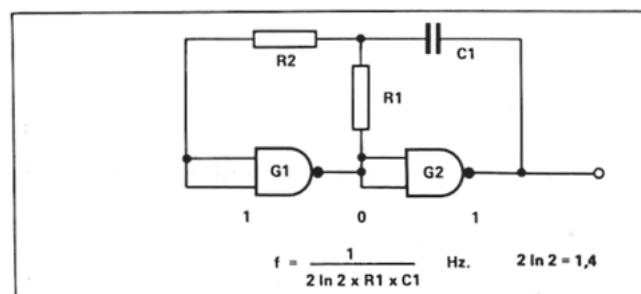
Vi forestiller os, at G2 gaten lige er skiftet. Derfor vil der ligge logisk 1 på både udgangen af G1 og på begge kondensatorplader - C1.

Efterhånden vil kondensatorpladen ved modstandene aflades gennem modstanden R1. Det sker, fordi G1 gatens udgang ligger på logisk 0. Når R1 har ladet C1 så meget af, at spændingen er under halv forsyningsspænding, vil G1 gaten »føle» dette gennem modstanden R2, og dens udgang vil skifte mod logisk 1. Derved vil G2's udgang skifte til logisk 0, og de tre logiske tilstande er byttet om til 0-1-0.

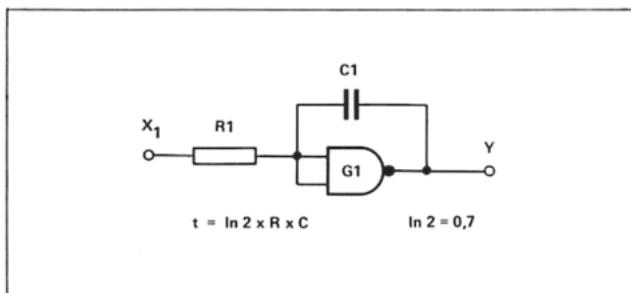
Kondensatoren C1 er ved skiftet logisk 0 på begge sider af pladerne, men den side af pladerne, der er tilsluttet modstanden R1 og R2, vil efterhånden oplades gennem R1, som jo er trukket til logisk 1 af G1 gaten. Når opladningen overstiger halvdelen af forsyningsspændingen, vil R2 »mærke» det og først skifte G1 niveauerne og derefter G2 niveauerne. Nu vil kondensatoren aflades i stedet og vice versa.

Frekvensen for sådan en multivibrator bestemmes efter formlen:

$$f = \frac{1}{2 \ln 2 \times R1 \times C1} \text{ Hz.} \quad 2 \ln 2 = 1,4$$



**Fig. G30.19.**  
Firkant generator opbygget med to NAND gates.



**Fig. G30.20.**  
Integrator opbygget med en modstand, en kondensator og en NAND gate.

Modstanden R2 er kun i ringe grad frekvensbestemmende, og hvis den blot er dobbelt så stor eller større end R1, skal dens størrelse ikke indgå i beregningerne. R1 og C1's værdier indsættes i grundstørrelserne ohm og Farad.

### IMPULSFORSINKELSE MED NAND GATE

Ofte ønsker man at forsinke et logisk signal i en afmålt periode. Det kan gøres med en integrator som vist i fig. G30.20.

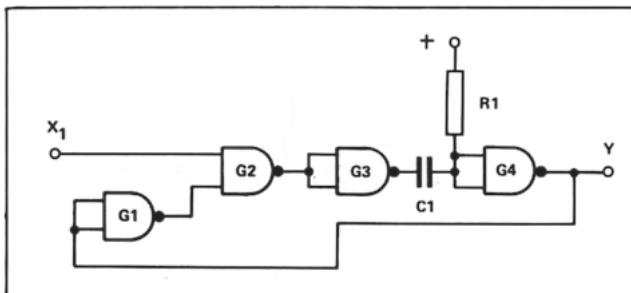
Kondensatoren fra udgang til indgang modvirker signalændringer på indgangen. Først når modstanden har ladet kondensatoren op, vil gaten skifte potentielle. Forsinkelsen bestemmes efter formlen:

$$t = \ln 2 \times R \times C \quad \ln 2 = 0,7$$

### MONOSTABIL MULTIVIBRATOR MED NAND GATES

Når en monostabil multivibrator får signal på indgangen, vil den skifte logisk niveau på udgangen i en afmålt tid. Når tiden er udløbet, vil den selv skifte udgangsniveauet tilbage igen, indtil der efter kommer en impuls til indgangen. Tiden bestemmes af en kondensator og en modstand, og den kan både gøres kortere eller længere end impulsiden. Fig. G30.21 er et diagram for en monostabil multivibrator med 4 NAND gates.

I hvilestillingen vil gate G4 få logisk 1 (high = plus) på indgangen, uanset hvilken logisk information der ligger på G3's udgang. Logisk 1 på G4's indgang giver logisk 0 på dens udgang. Derved vil G1's udgang ligge på logisk 1. Det tillader, at der kan overføres impuls'er med 1 potentiale i G2. Dens udgang vil være logisk 0, når begge dens indgange er logisk 1. G3 vil da være lo-



**Fig. G30.21.**  
Monostabil multivibrator opbygget med 4 NAND gates.

gisk 1. Der vil ikke være nogen spændingsforskæl at overføre gennem kondensatoren C1.

Hvis X1 indgangen nu går logisk 0, vil G2's udgang på logisk 1, og G3 vil gå logisk 0. Denne information overføres i C1, og G4's udgang får logisk 1. Derved går G1's udgang logisk 0.

Det blokkerer for yderligere triggeimpulser fra X1 indgangen, og G2's udgang går til logisk 0. Det var den også før, og det medførte, at G3's udgang gik til logisk 0. Denne stilling er stabil indtil kondensatoren på G4's indgang er ladet op af R1. Når det er sket, vil udgangen igen skifte til logisk 0-G4.

X1 indgangen skal efter til logisk 1 og tilbage til logisk 0, får multivibratoren efter triggges.

Bemærk, triggningen sker, når X1 indgangen går fra logisk 1 til logisk 0 !

## **DET KAN GATES BRUGES TIL**

Ovenpå al teorien kunne det være sjovt at se, hvad man KAN benytte gates til. Diagrammet fig. G30.22 er en binær udgave af den slags små spørgeleje, som kendes fra den kulørte presse. Dette spørge/svar kredsløb kan fortælle om pige er netop DEN, man skal gifte sig med.

Hvor humoristisk det hele skal tages, må være op til den enkelte bruger eller konstruktør af et lignende kredsløb. I alle tilfælde er det en fin demonstration af de 4 forskellige typer gates.

## **FUNKTIONSBEKRIVELSE:**

»Kirsten Giftekniv« kredsløbet er opbygget af forskellige gatetyper med hver to indgange. Derfor må man se på to spørgermål ad gangen, for at vide hvad der sker på gatens udgang. I det følgende vil vi betragte kredsløbet fra en »kærlig« side, - vi vil se, hvad der skal ske for at »gå hen og bliv gift« lampen lyser.

Spørgermål 1 og 2 lyder: er hun rig og forventer hun en arv. Een af delene er positive faktorer, hvis der svares ja og hvis begge dele gælder, er det også fint. OR gate nr. 1 vil gå logisk high, hvis der svares nej i det ene eller begge tilfælde.

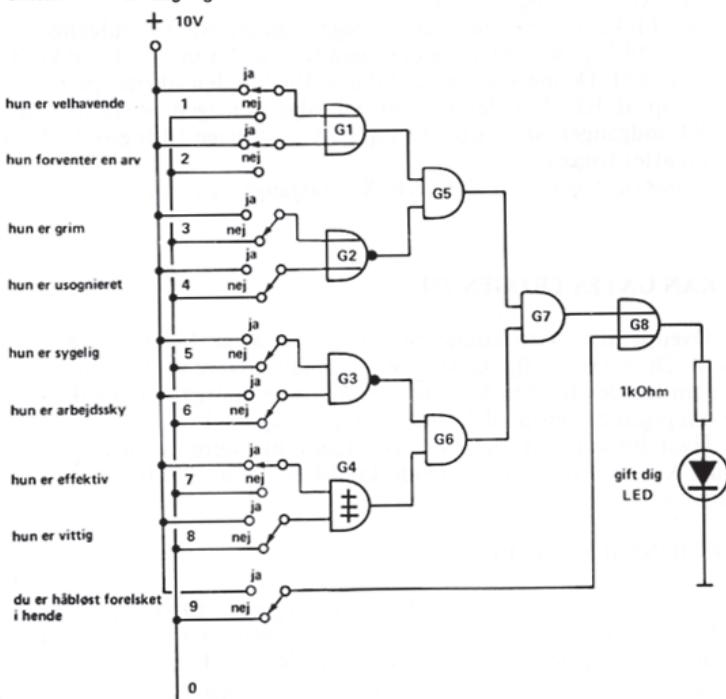
Spørgermål 3 og 4 lyder: er hun grim og er hun usognieret. Een af delene eller begge dele er negativt, og der svares nej i begge tilfælde. NOR gate nr. 2 vil kun gå high, hvis der' svares nej i det ene eller begge tilfælde.

Spørgermål 1, 2, 3 og 4 giver altså high på gatene G1 og G2's udgange, når DET er iorden. Gaten G5 vil derfor gå logisk high på udgangen.

Spørgermål 5 og 6 lyder: er hun syg og er hun arbejdssky. Det kan til nød gå, at hun er een af tingene, men begge er for meget. Derfor svares nej til det ene eller det andet eller begge ved at lægge NAND indgangene på G3 low.

Spørgermål 7 og 8 lyder: er hun effektiv og er hun vittig. Det er næsten ikke til at bære, hvis hun er begge dele. Så vil hun dominere ægteskabet, men hun skulle gerne være een af delene. EXCLUSIVE OR gaten G4 vil gå high,

**Fig. G30.22 »Kirsten giftekniv» spil med spørgsmål og et entydigt svar. Lysdioden tænder, hvis pige er værd at gifte sig med. Prøv at følge de logiske niveauer fra omskifterne til udgangen.**



**Fig. G30.22.**

**»Kirsten Giftekniv» spil med forskellige gates. Lysdioden tænder, hvis pige er værd at gifte sig med. Prøv at følge de logiske niveauer i kredsløbet.**

hvis disse to spørgsmål besvares forskelligt, men low hvis begge dele ikke er eller er tilfældet.

Spørgsmålene 5, 6, 7 og 8 giver altså high på gatene G3 og G4's udgange, når DET er iorden. Gaten G6 vil derfor gå logisk high på udgangen.

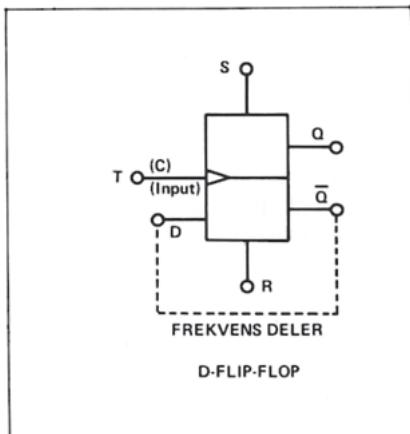
Spørgsmålene 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 og 8 giver i bekræftende fald logisk high på gateudgangene G5 og G6. Derfor vil gaten G7's udgang gå high. G7's udgang føres gennem en OR gate til lysdioden. Derfor vil den altid lyse uanset hvilken information, der ligger på OR gate G8's anden indgang. Han skal altså gifte sig med hende, hvis hun er: rig eller forventer en arv, men ikke hvis hun er hverken grim eller usognieret, og heller ikke hvis hun er sygelig og arbejdssky, men gerne hvis hun er enten effektiv eller vittig.

Det sidste spørgsmål nr. 9 lyder: er du håbløst forelsket i hende? Her lades alt fornuft i stikken - så er det ligegyldigt hvilke kvaliteter eller fejl hun ellers er i besiddelse af, og et JA overføres high til OR gate G8, der tænder lampen - - - uanset hvad der ellers blev svaret!

**Fig. G30.23a.**  
Diagramsymbol for D-flip-flop.

**Fig. G30.23b.**  
Sandhedsskema for D-flip-flop.

Nr.	indgange				udgange	
	TAKT (C)	D	R	S	Q	Q̄
1	—	0	0	0	0	1
2	—	1	0	0	1	0
3	—	x	0	0	Q	Q̄
4	x	x	1	0	0	1
5	x	x	0	1	1	0
6	x	x	1	1	1	1



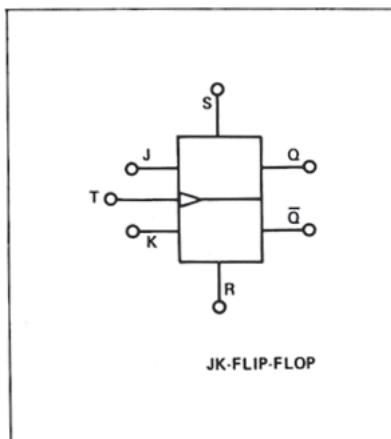
## D-FLIP-FLOP

En D-flip-flop kan ligesom RS-flip-flop'en skifte mellem to logiske tilstande på udgangen. D-flip-flop'en har som supplement en data indgang D. Når der sættes logisk signal på denne udgang, vil samme logiske signal overføres til Q udgangen, når der kommer impuls på takt eller clock indgangen T. En D-flip-flop kan derfor benyttes som lagercelle for et digitalt bit. Man kan dog også benytte en D-flip-flop som frekvensdeler. Hvis nemlig Q udgangen sluttet til D-indgangen, vil hver takimpuls skifte udgangene om. Det kan man ikke se på sandhedsskemaet fig. G30.23b. Der vises kun de almindelige skift

**Fig. G30.24a.**  
Diagramsymbol for JK-flip-flop.

**Fig. G30.24b.**  
Sandhedsskema for JK-flip-flop.

Nr.	indgange					udgange		
	TAKT	J	K	S	R	Qn	Qn+1	Q̄n+1
1	—	1	x	0	0	0	1	0
2	—	x	0	0	0	1	1	0
3	—	0	x	0	0	0	0	1
4	—	x	1	0	0	1	0	1
5	—	x	x	0	0	x	Qn	Q̄n
6	x	x	x	1	0	x	1	0
7	x	x	x	0	1	x	0	1
8	x	x	x	1	1	x	1	1



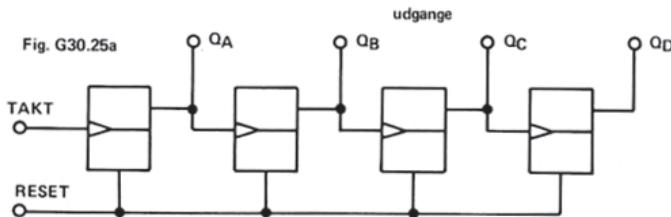


Fig. G30.25a.

4 sammenkoblede flip-flop's deler med 16. Ved dekodning af de 4 udgange kan man tælle til 16.

TAKT	udgange			
	Q <sub>D</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>A</sub>
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
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Fig. G30.25b.

Samtlige logiske udgangsniveauer gentages efter 16 impuls er takt (eng. clock) indgangen.

på udgangen ved tilførsel af taktsignal på T-indgangen. Sandhedsskemaet viser, at 1) ved logisk 0 på data vil data overføres som 0 på Q udgangen og logisk 1 på Q udgangen. Er der logisk 1 på dataindgangen, overføres der logisk 1 på Q udgangen ved positivt gående taktempuls (2). Tredje linie viser, at der ikke skiftes på udgangene ved negativt gående taktempuls. R og S indgangene er overordnede ordrer, der uanset taktempuls giver logisk 0 og 1 på hver af de tilhørende udgange. Logisk 0 på set giver f.eks. logisk 0 på Q udgangen.

## JK-FLIP-FLOP

JK-flip-flop'en har to dataindgange, en J-indgang og en K-indgang. Ved hver taktempuls overføres data til udgangene fra JK-indgangene efter det mønster, der er beskrevet i fig. G30.24b. JK-flip-flop'en er altså styrbart om-skiftelig. Af sandhedsskemaet vil man også se, at flip-flop'en skifter med positivt gående signal til taktindgangen. Ved negativt taktsignal (linie 5) sker der ikke noget skift. Ligesom for D-flip-flop'en er JK'en udstyret med set og reset indgange, der uafhængigt af taktsignaler kan indstilles på det ønskede logiske udgangsniveau. Benytter man en JK-flip-flop som frekvensdeler, skal R

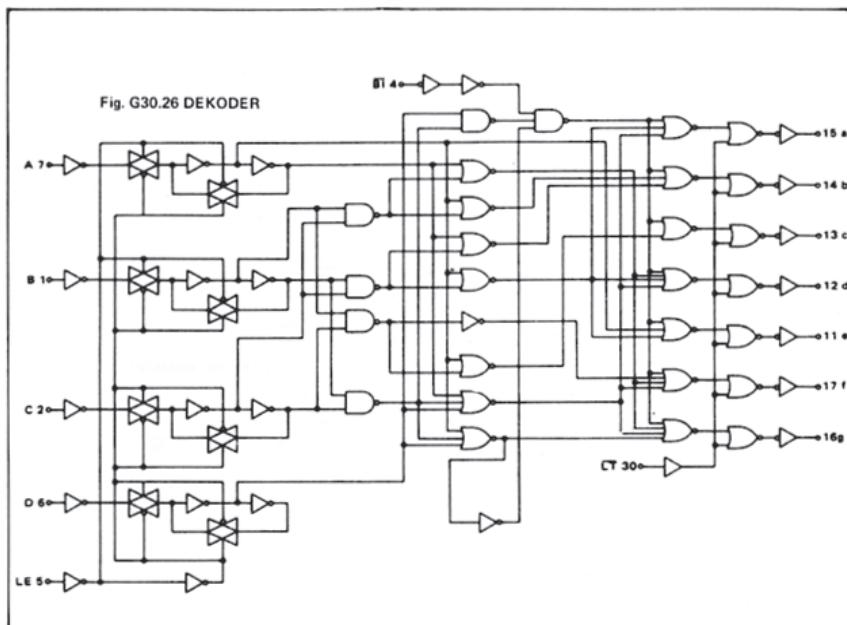


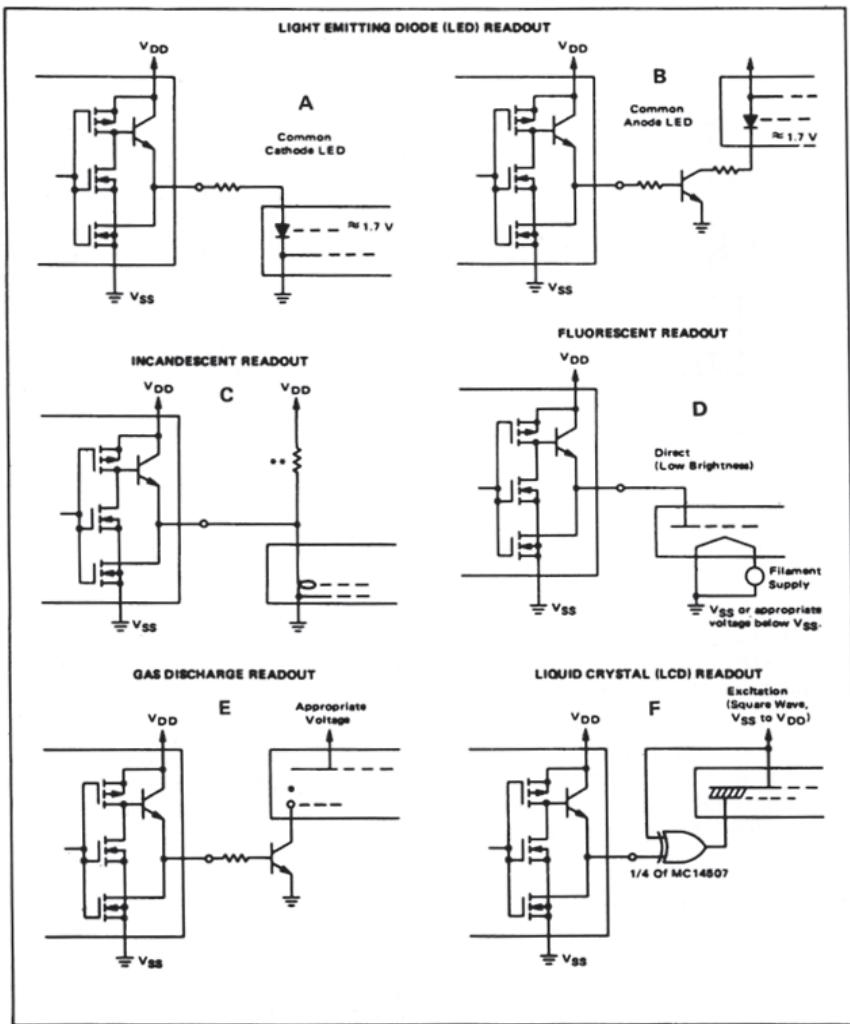
Fig. G30.26.

**4511 MOS kredsen omdanner 4-bit koden fra tællere til udlæsning på et 7-segment display. Det skal der mange gate funktioner til.**

og S indgangene blokkeres og forbides derfor til stel (-). JK-indgangene slutes til plus. Vær agt på give overfor støj på taktindgangen. Det er ikke stabilt nok at give taktempulser med en mekanisk omskifter. Benyt en schmitt-trigger eller en RS-flip-flop foran en rigtig flip-flop.

### SAMMENSATTE FLIP-FLOP's

Ved at sætte det ønskede antal flip-flop's og gates sammen, kan man udføre enhver digital operation. Det vil være for bredt et emne her at beskrive de tusinder af logiske muligheder, man har for binær talbehandling, men fig. G30.25a kan da give et indtryk af mulighederne med kaskadekoblede flip-flop's til frekvensdeling. For hver positivt gående indgangsimpuls vil en efterfølgende Q udgang skifte fra logisk 0 til 1 eller fra 1 til 0. Derfor skal den efterfølgende flip-flop have to impulser ind, før den skifter for en positiv impuls eller flanke, som dette skift betegnes. Sandhedsskemaet fig. G30.25b viser de 16 forskellige udgangstilstande. Efter 16 impulser gentager udgangsmønsteret sig på de 4 udgange QA til QD. Ved at tilkoble gate på visse af udgangene, kan man identificere bestemte cifre, og er der JK-indgange til rådighed, kan man på dette grundlag springe cifre eller cifterrækker over. Derved bliver det muligt at springe fra et vilkårligt tal til et andet. Det gør man f.eks. når man konstruerer en dekadetæller med 4 flip-flop's. Normalt vil man ikke bruge tid og penge på denne opgave, fordi en dekadetæller kan anskaffes komplet i et



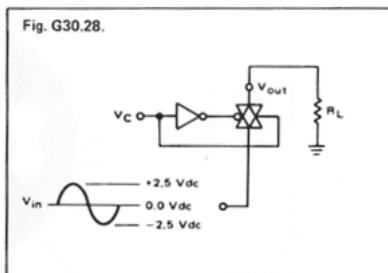
**Fig. G30.27.**  
6 måder at tilkoble forskellige indikatorer til 4511 dekoderkredsen.

enkelt lille hus. I stedet bruger man IC-kredsen efter fabrikantens specifikationer og sandhedsskema til den opgave, den er tiltænkt. Fig. G30.26 viser et eksempel på en enkelt IC-kreds med en mængde gates. De har til opgave at om danne de 4 udgangskoder fra en tællerkreds til en såkaldt 7-segment kode. Denne kode kan udlæses til ethvert tal mellem 0 og 9 på et tilsvarende 7-segment display med lyslodelstreger eller på andre former for displays (f.eks. flydende krystaller). Fig. G30.27 viser hvorledes displaykredsen kan forbindes til forskellige displayformer. Fig. G30.27a viser tilslutning til et 7-segment

LED display med fælles dekoder. IC'en trækker strøm fra plus gennem en indbygget effektransistor til modstanden og lysdiodesegmentet. B viser tilslutningen til samme kreds til et display med fælles anode. Her kræver den benyttede IC en transistor til forstærkning af strømmen. C viser tilslutningen til glødelampedispaly, D viser tilslutning til et fluoriserende display (grønne og blå), E viser tilslutning til Nixi-rør efter glimlampetypen og F viser tilslutningen til et flydende krystaldisplay. Krystaldisplayet skal skiftes i polaritet hele tiden. Ellers vil krystallet ødelægges ved galvanovirkning og kun kunne benyttes i få minutter.

**Fig. G30.28.**

**Analog Gate i C-MOS teknik. Benyttes som elektronisk styret kontakt for både digitale og analoge signaler til over 10 MHz.**

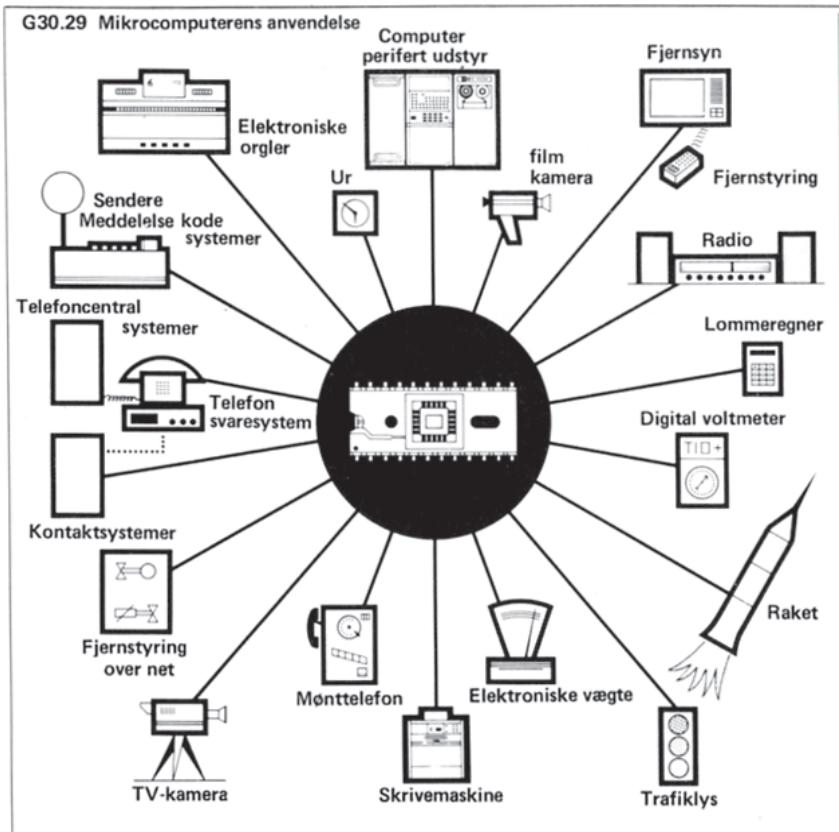


## ANALOGE SWITCH

En speciel type gate benyttes meget både inden i IC-kredse og udenfor til både digitale og analoge opgaver. Det er Analog switchen. Det er ikke noget egentlig gate men en elektronisk kontakt. Når den får styresignal, har den en lav gennemføringsimpedans, og når styresignalet fjernes, stiger impedansen til meget høje værdier. Det benyttes til skift mellem digitale kredsløb og til omskiftning i analoge kredsløb. Med analoge switch får man en tredje logisk mulighed, der hedder afbrydelse. Normalt accepteres kun logisk 0 og logisk 1 i digitale kredsløb, men man har af og til brug for at kunne afbryde en digital udgang og i stedet indkoble en anden. Så sætter man analoge switch på alle udgange og får en såkaldt tri-state udgang. Med en styreimpuls på en tri-state indgang udkobles en eller flere udgange i kredsløbet. Det anvendes meget i forbindelse med elektroniske lagre i computerkredsløb, hvor man kun ønsker et bestemt dataregister afsøgt ad gangen.

## MICROPROCESSORER - MICROCOMPUTERE

En microprocessor er et indviklet digitalt kredsløb, der kan virke som en slags supergate. Fra »fødslen» kan en microprocessor intet. Den må tilsluttes en hukommelse, der afgør, hvorledes den skal arbejde. Når microprocessorer er blevet så udbredte, hænger det sammen med, at de kan udføre næsten samtlige digitale opgaver. Der er i virkeligheden tale om en rationalisering af komplexe IC-kredse. I stedet for at producenten udvikler en IC-kreds til en bestemt opgave - og det koster ham omkring 5 millioner kroner pr. emne - kan han koncentrere sig om at fremstille en superkreds, der kan udføre alle tænkelige opgaver. Det er så op til kunden at opstille programmer (soft-ware), der får processoren til at udføre netop hans specielle opgaver. Programmerne indlæses i forskellige elektroniske hukommelser på bestemte pladser. Den ar-



**Fig. G30.29.**

Skal man styre avanceret, må man tage microprocessoren til hjælp. Den kan ud fra et program styre alle funktioner.

bejdende microprocessor løber disse programmer igennem i den orden, de er placeret i hukommelsen og løser de logiske opgaver i rækkefølge på en bestemt tid. Specielle hukommelsesordrer kan også få processoren til at springe rundt i programmet, hvis der sker ting i kredsløbet, der kræver dette. Dermed er brugeren ikke tvunget til at følge køreplanen men kan foretage hop, kan spørge og få svar og kan beslutte, hvad dette skal medføre. Microcomputere må ikke forveksles med microprocessorer. Computerne er samlinger af både microprocessorer, hukommelseskredsløb og de nødvendige kommunikationskredsløb.

## DATASPROG

Hvis man skal opbygge mange funktioner i digitalteknik, skal man beslutte et utsal af forbindelser mellem de digitale kredse. Og skal man bygge

computere, bliver opgaven næsten uoverkommelig vanskelig, og man må gå bort fra at regne med de to logiske niveauer 0 og 1. Det kaldes i øvrigt maskinsprog. I stedet kan man vælge mere eller mindre avancerede sprog, som gør det enkelt for den menneskelige hjerne at forstå og informere computeren. Det næste skridt på skalaen af sprog er HEX-kode eller bedre udtrykt hexadecimal kode. Dette sprog samler 4 digitale bit's til de 16 mulige udgangstilstande 0-9 og A-F. 8 bit' danner to hexadecimale cifre, og det kaldes tilsammen en byte (bajte). Men selv med dette sprog er det vanskeligt at kommunikere med computere, så man går op i endnu højere sprog eller niveauer. Det næste niveau i datasproget er Assembler-kode. Det er en sammensætning af flere bytes, som giver ægte logiske funktioner. Med assembler kan man udføre digitale operationer af forskellig sværhed. Men der er stadig et - eller flere trin - på denne sprogstige. De næste trin er højere datasprog, og af dem findes der en hel del til forskellige formål og forskellige brugere. Nogen egner sig til videnskabelige beregninger og funktioner, andre til økononiske opgaver. Vi kan nævne datasprogene Basic, Cobol, Pascal, Algol, PL1 som grundhjørneste-nene i en række mere eller mindre udvidede computere.

## EN MICRODATAMAT

Microdatamater og hjemmekomputere er blevet hver mands eje. Ved at følge instruktionsmanuals for de forskellige maskiner, kan man lære at betjene dem. Man kan udføre beregninger, man kan styre alskens mekaniske og elektriske kredsløb og man kan benytte dem til underholdning. Men ens for alle computere er, at de er opbygget med avancerede integrerede kredse af forskellige typer og i forskelligt antal. Lad os afslutningsvis opsummere hjemmekomputerens vigtigste komponenter:

**Microprocessor.** Logisk supergate, der kan udføre alle mulige operationer under programkontrol.

**ROM** hukommelse. Logisk/digital hukommelse med et program, der ikke kan slettes igen, og som indeholder de instruktioner en computer skal bruge for at arbejde efter fabrikantens specifikationer.

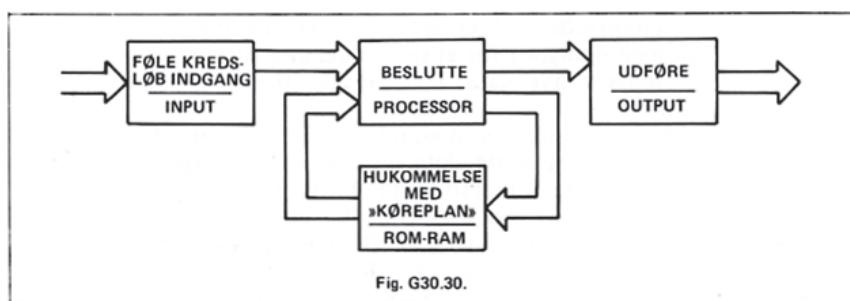


Fig. G30.30.

**Fig. G30.30.**  
**Microcomputerens principielle opbygning.** Et følekredsløb ænder elektriske bits ind i processoren. Den styrer et antal udgange som en funktion af hukommelsens »køreplan».



**Fig. G30.31.**  
**Typisk hjemmecomputer.**

ROM betegnelsen kommer af det engelske: Reed Only Memory og oversættes til Kun Læse Hukommelse.

RAM hukommelse. Logisk/digital hukommelse der benyttes til opstyring af de variable data, computeren skal flytte rundt med. I en RAM kan man f.eks. indlægge et komplet billede eller tal og tekst fra en dataskærm. RAM betyder Random Access Memory og kan oversættes med Tilgængelig Hukommelse for ind- og udlesning af data.

PROM hukommelse. Logisk/digital hukommelse der af brugeren på specialudstyr kan »brændes» ind med et hukommelsesmønster til en eller flere styringsopgaver på processoren. P'et betyder programmerbar hukommelse.

EPROM hukommelse. Hukommelse af samme type som PROM'en, men med mulighed for at slette data med ultraviolet belysning og igen indlæse nye data. E'et betyder Erasable, altså sletbar hukommelse.

EEPROM hukommelse. En hukommelsesblok som en ROM, hvor man kan indlæse og slette data med en elektrisk spænding. Navnet EEPROM betyder Electric Erasable Programming Reed Only Memory. Den elektriske impuls sletter alt i kredsen og hver enkelt data skal indlæses separat igen. (Kaldes også EAROM)

I/O-port. Kombineret ind- og udgangskredsløb som efter processorens program kan kontrollere elektriske udgange og modtage elektriske signaler til behandling i computeren. I/O = Input/Output tilslutning.

Keyboard encoder. Kan opsamle kontakttryk informationer fra et tastatur med både tal og bogstaver og omsætte dem til et byte-mønster computeren forstår og kan behandle.

- CRT controller. Styring og kontrollkredsløb for en dataskærm. Kan sammen med RAM hukommelseskredse lagre og udlæse et eller flere skærmbilleder med data.
- DISC controller. Kan styre ind- og udlæsning af data fra en floppy-disc magnetplade hukommelse og kommunikere med microprocessoren i dens eget sprog.
- Timer controller. Kan give forskellige tidsafhængige informationer til processoren.
- UART. Universal Asyncron Receiver og Transmitter. Kan sende og modtage data mellem forskellige kredsløb og forskellige datamaskiner.

## KONKLUSION

Emnet digital teknik er utroligt bredt, og man kan udføre næsten enhver opgave ved at tage digitalteknikken til hjælp. Det vi dette afsnit har lagt vægten på er enkle logiske gates, hvormed man kan løse enkle styringsopgaver. Vil man lave mere avancerede opgaver, må man benytte specielle integrerede kredsløb. For sådanne kredsløb finder man funktionerne i de forskellige fabrikanters databøger. Hvis man vil løse meget komplicerede logiske opgaver, vil det kunne betale sig at anskaffe en lille eller stor hjemmecomputer. Via den og de programmer man skaber, kan man klare enhver styringsfunktion. Hjemmecomputere eller microdatamatene benyttes ofte med fordel, hvis løsningen af et logisk problem krever mere end 25 standard integrerede kredse.

# AE80 KONSTRUKTIONER

Købere af AE80-bogen kan benytte den indhæftede værdikupon bag i bogen til bestilling af 2 gratis AE80-printplader efter eget valg. Printplader ud over dette kan ved samme lejlighed bestilles gennem forlaget eller købes i faghandlen (samme pris). Printpladerne leveres udskåret med huller og er klar til brug. Da forlaget har ønsket at stille læsere frit med hensyn til komponentanskaffelse for AE80-1 til AE80-6, har man valgt at tilbyde standardpakninger, men der er intet til hinder for, at komponenterne findes stykvis hos forhandlere, der kan give særligt godt tilbud. Kravene til komponenterne i AE80-opstillingerne er ikke særlig høje. Mange komponenter vil man måske kunne finde i den elektroniske rode- eller brokkasse.

## GARANTI PÅ AE80-OPSTILLINGERNE

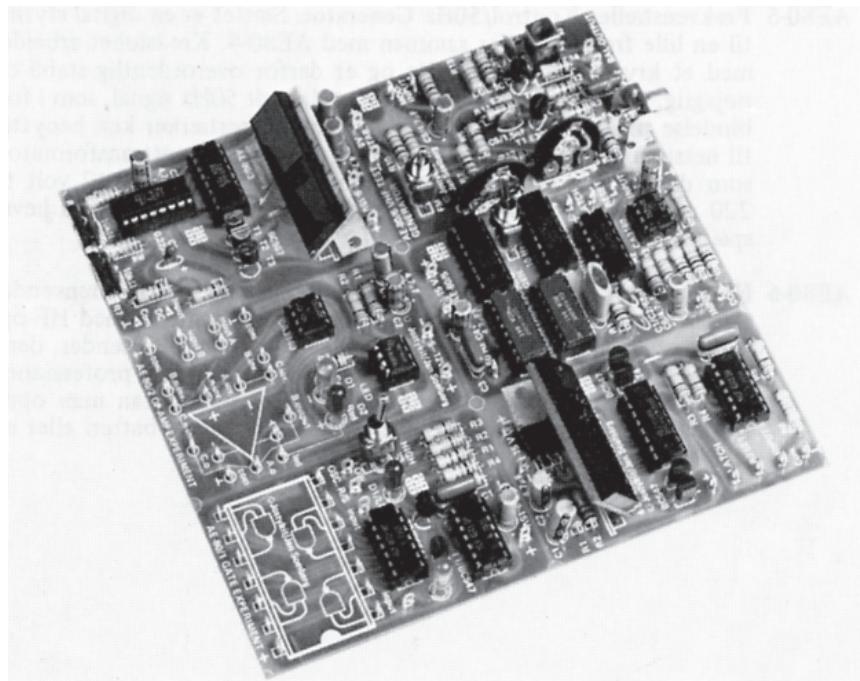
Forlaget og forfatteren kan ikke påtage sig service eller pædagogisk vejledning i forbindelse med opbygningen og driften af AE80-konstruktionerne. Opstillingerne er afprøvet og bygget af både amatører og professionelle i et stort antal med gængse standard komponenter, og de virker! Derfor må man påregne at skulle betale både standard timeløn og betale for udskiftede dele i forbindelse med service på AE80-opstillingerne. Denne service ydes via forhandleren af printplade og komponenter.

Pædagogiske og brugsmæssige henvendelser vedrørende bogens opstillinger vil på grund af de dermed forbundne omkostninger desværre ikke kunne besvares, men skriftlige henvendelser med forslag, ideer og sjove anvendelseseksempler vil blive gennemlæst på forlaget af bogens forfatter, og det indsamlede materiale vil kunne medtages i en kommende udgave, hvis stoffet er relevant, - til glæde for nye læsere!

## AE80 KONSTRUKTIONERNE

Med de AE80 konstruktioner, der følger i de næste afsnit, får man mulighed for at afprøve teorien i praksis. Konstruktionerne er udvalgt med omhu og tilpasset bogens stof. Derved opnås højere indlæringsværdi, og i en undervisningssituation bidrager det praktiske bygge- og afprøvningsarbejde med underholdende teoretisk verificering:

**AE80-1 Digital Experient Kit.** Sættet er tilpasset grundbogens afsnit G30 med digitalteknik. Experimenterne udføres med 4 NAND-gates, og opstillingen er forsynet med en digital støjfri kontaktfunktion, en impulsgenerator og to lysdiodeindikatorer med transistorforstærkning. Med AE80-1 kan man afprøve og bygge 12 fundamentale logiske kredsløb.



**De 6 opstillinger på samme printplade. I praksis leveres de kun udskåret og med huller!**

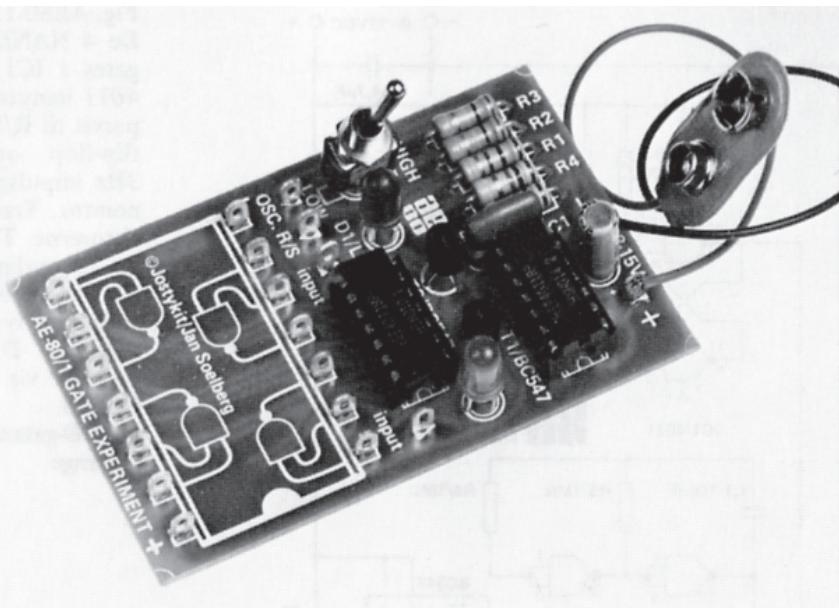
**AE80-2 OP-AMP Experiment Kit.** Dette sæt er tilpasset grundbogens afsnit G18 om operationsforstærkere, G19 om filtre og G26 om aktive måleinstrumenter. Experimenterne udføres med en Bi-MOS operationsforstærker, og opstillingen er forsynet med +/- lysdiodeindikatorer, kunstig midtpunkts strømforsyning og impedansomsætter. Med AE80-2 kan man bygge og afprøve 24 fundamentale OP-AMP forstærkerkredsløb.

**AE80-3 Digital Voltmeter Kit.** Sættet udgør et voltmeter med 1% nøjagtighed og digital udlæsning fra -99 mV til +999 mV. Det kan betragtes som et meget nøjagtigt voltmeter med 1 volt's følsomhed og en indgangsimpedans på 1 Mohm. Opstillingen er forsynet med 5 volt strømforsyningskredsløb og kan derfor drives af et batteri på 9-12 volt eller et simpelt ensretterkredsløb med transformator og ladekondensator.

**AE80-4 Digital Tæller Kit.** Sættet sammenbygges til en 4-ciffer digital tæller med direkte optælling fra 0000 til 9999. Kredsløbet indeholder støjdæmpet indgang, som tillader optælling ved direkte kontakt eller relæpåvirkning. Der er holdeindgang og nulstilleindgang til frekvens-tællerbrug sammen med AE80-5. Opstillingen indeholder en 5 volt stabiliseret strømforsyning, og AE80-4 kan derfor arbejde på 9-12 volt batteri eller strømforsyning.

**AE80-5 Frekvenstæller Kontrol/50 Hz Generator.** Sættet er en digital styring til en lille frekvenstæller sammen med AE80-4. Kredsløbet arbejder med et krystal på 3.2768 MHz og er derfor overordentlig stabil og nøjagtig. På en særlig udgang er der et digitalt 50 Hz signal, som i forbindelse med en diskret opkoblet transistorforstærker kan benyttes til netsimulering. Der kræves samtidig en passende nettransformator, som derved kan omdanne en akkumulatorspænding på 12 volt til 220 volt vekselspænding. AE80-5 konstruktionen arbejder på jævnspænding mellem 6 og 12 volt.

**AE80-6 HF-generator med AM/FM modulationsindgang.** Sættet henvenner sig til amatører og professionelle, som eksperimenterer med HF-opstillinger. I virkeligheden er der tale om en ægte målesender, der i mange sammenhænge er fuldt ud lige så anvendelig som professionelle målesendere. Ved udskiftning af oscillatorspolen kan man opnå forskellige frekvensbånd. AE80-6 drives af et 9 volt batteri eller en stabiliseret strømforsyning.



**Fig. AE80-1.1.**

Digitale eksperimenter udføres med 4 NAND-gates og kobling af ialt 14 loddejne. Kredsløbet har en støjfri omskifter for manuel impulsivmng og en udgang med 3Hz generatorimpulser.

### AE80-1 DIGITAL EKSPERiMENT KIT

Digital eksperiment sættet er opbygget over to integrerede C-MOS kredse af typen 4011. Hver kreds indeholder 4 NAND-gates med to indgange og en udgang. Den ene kreds er forsynet med loddejne anbragt i et kvadrat på ca. 4 x 5 cm. På printpladen er benforbindelsen for en 4011-IC-kreds optegnet. Den anden kreds benyttes til styre- og målefunktioner på det kredsløb, man selv bygger. Dels har man en fritsvingende impulsgenerator mærket OSC, og dels de R/S-flip-flop med manuel omskifterbetjening. Oscillatoren giver ca. 3Hz (blink/skift pr. S), dens impulser kan styre de opstillinger, man sætter sammen med de 4 frie NAND-gates. R/S udgangen styres af HIGH/LOW omskifteren. Vippes omskifteren i LOW-stilling, får man udgangsspændingen 0 og vippes den i HIGH-stillingen, får man fuld positiv spænding. Det interessante er, at der ikke forekommer digital støj på R/S-udgangen. Derfor kan impulsene skifte flip-flop's uden den ustabilitet, man kender fra kredsløb med direkte mekanisk omskiftning.

AE80-1 komponentsættet indeholder et antal ekstra komponenter, så man i forbindelse med læsning af grundbogens afsnit G30 kan afprøve og teste sandhedsskemaer og enkle digitale opstillinger. AE80-1 kan benyttes til at lave følgende:

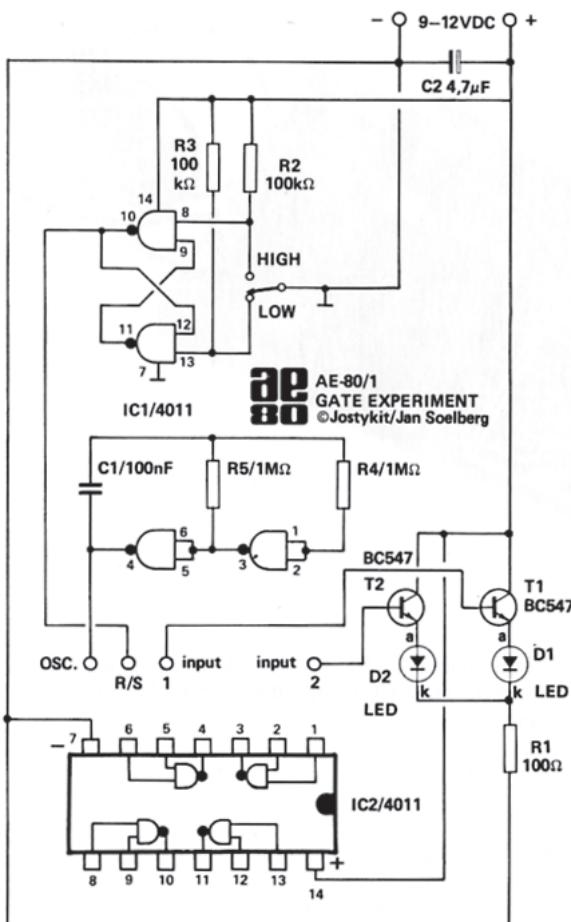


Fig. AE80-1.2.  
De 4 NAND-gates i  
IC1/4011 benyttes  
parvis til R/S-flip-flop  
og 3 Hz impulsgenera-  
tor. Transistorerne  
T1 og T2 muliggør di-  
rekte udstyring af lys-  
dioderne D1 og D2 via  
C-MOS NAND-gat-  
enes udgange.

Fig. G30.7. Invertere i række

Fig. G30.8. NAND-gatens funktion

Fig. G30.12. Inverter med sammenkobling af de to indgange

Fig. G30.13. AND-gate bygget med 2 NAND-gates

Fig. G30.14. OR-gate bygget med 3 NAND-gates

Fig. G30.15. Exclusive OR-gate bygget med 4 NAND-gates

Fig. G30.16. RS-flip-flop bygget med 2 NAND-gates

Fig. G30.17. Clock/takt-styret flip-flop med 4 NAND-gates

Fig. G30.18. Schniitt-trigger med 2 NAND-gates.  $R_1 = 4,7 \text{ Mohm}$  &  $R_2 = 470 \text{ kohm}$ . Y-udgang til et af LED input'ene. X1 indgang til variabel spænding mellem 0-9 V.

Fig. G30.19. Firkantgenerator med 2 NAND-gates. Der medleveres komponenter til en 0,5 Hz generator:  $R_1 = 4,7 \text{ Mohm}$ ,  $R_2 = 4,7 \text{ Mohm}$  og  $C = 100 \text{ nF}$  samt en ca. 1 kHz tonegenerator:  $R_1 = 470 \text{ kohm}$ ,  $R_2 = 470 \text{ kohm}$  og  $C = 1 \text{ nF}$ .

Desuden medfølger en lille højttaler og en 1 kohm's formodstand, som skal sættes i serie med højttaleren. Så ødelegges IC'en ikke, men lydstyrken er ret begrænset.

Fig. G30.20. Integrator med een NAND-gate. R1 = 4,7 Mohm, C1 = 100 nF.

Fig. G30.21. Monostabil multivibrator med 4 NAND-gates. R1 = 4,7Mohm og C1 = 100 nF.

Under forsøgene benyttes den ene eller begge LED indgange for indikation af funktionerne. Som indgangssignal benyttes R/S-udgangen eller OSC. udgangen. Udtages IC2/4011, kan man indsætte andre standard C-MOS kredse med 14 ben og teste deres funktion i henhold til C-MOS fabrikanternes datablade.

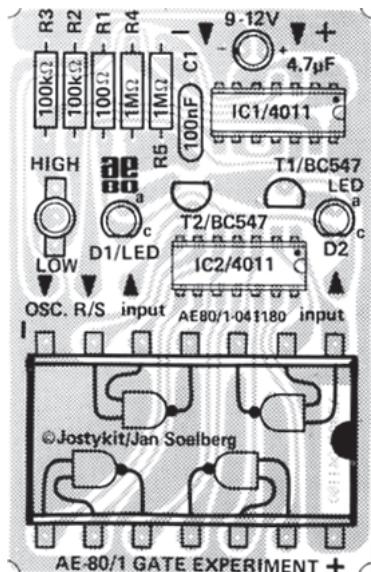
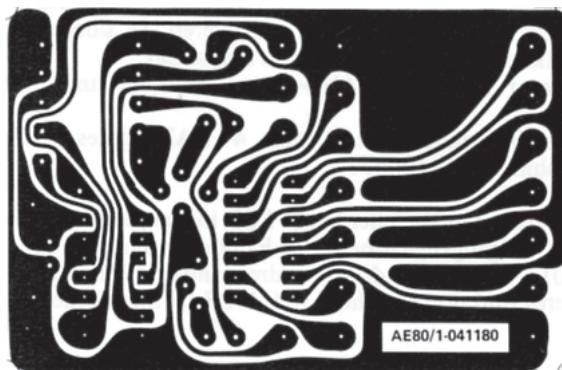


Fig. AE80-1.3.  
AE80-1 digital eksperiment printplade set fra komponentsiden.

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 ohm	1/4 W modstand
R2	100 kohm	1/4 W modstand
R3	100 kohm	1/4 W modstand
R4	1 Mohm	1/4 W modstand
R5	1 Mohm	1/4 W modstand
C1	100 nF/250 V	Polyesterkondensator
C2	4,7 uF/40 V	Polyesterkondensator
IC1	4011	quad nand gate
IC2	4011	quad nand gate



**Fig. AE80-1.4.**  
1:1 størrelse printlayout for AE80-1. Printet er omfattet af copyright og må kun kopieres i enkeltstyk til eget brug.

T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
H/L	High-low	omskifter (kan benytte E126) E121
D1	CQY26	rød lysdiode
D2	CQY26	rød lysdiode

#### Desuden benyttes:

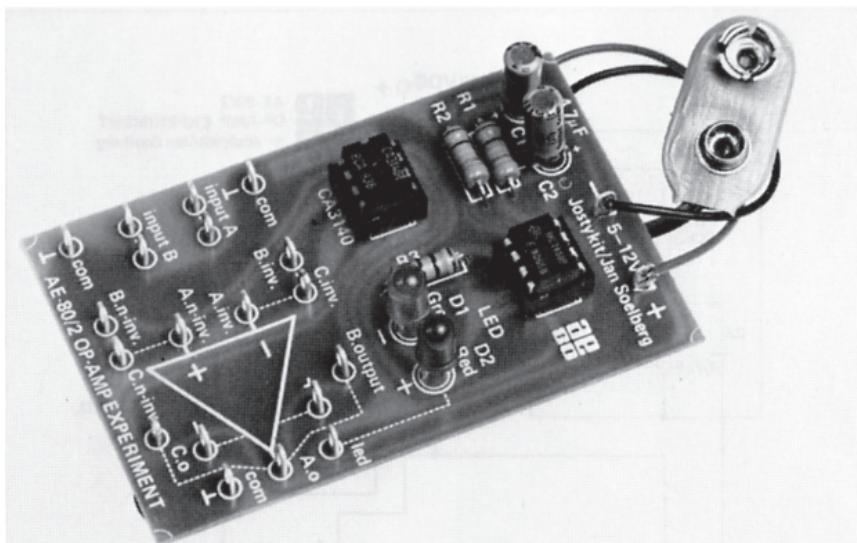
2	H714	14 ben DIL-sokler
20	C201	loddeøjne
1	-	rulle loddetin
4	C304	gummiben
1	F401	batterilås
1	-	30 cm blød monteringsledning

Printplade medfølger AE80-bogen eller anskaffes særskilt

#### Til byggekonstruktionerne medfølger:

2	470 kohm	1/4 W modstand
2	4,7 Mohm	1/4 W modstand
1	1 kohm	1/4 W modstand
1	-	højttaler L805
1	100 nF/250 V	polyesterkondensator
1	1 nF/125 V	keramisk skivekondensator

Med disse komponenter kan man bygge opstillingerne: fig. G30.7-8-12-13-14-15-16-17-18-19-20-21.



**Fig. AE80-2.1.**

Der indgår to IC-kredse, et par kondensatorer, nogle modstande og et par lysdioder i AE80-2. Ved forskellig tilkobling af komponenter på loddeøjnene kan man bygge 24 forskellige opstillinger med OP-AMP'er.

## AE80-2 OP-AMP EKSPERIMENT KIT

Operationsforstærker eksperiment-sættet er opbygget omkring to integrerede kredsløb. Det ene kredsløb IC2/CA3140 er en Bi-MOS operationsforstærker, hvor benene er ført ud til loddeøjne, så man individuelt kan montere den opstilling, man ønsker. Den anden integrerede kreds IC1/1458 indeholder 2 operationsforstærkere. Deraf benyttes en til at skabe et kunstigt midtpunkt for eksperimentkredsløbet, hvorfor man kan drive opstillingen med et alm. 9 volt element. Den anden fungerer som impedansomsmætter og er tilkoblet to lysdioder på udgangen. Da LED'erne vender modsat hinanden, vil de lyse for hver sin polaritet. I virkeligheden har man rådighed over et lille +/- måleinstrument med en indgangsmodstand på LED-loddeøjet på hele 400 Mohm.

AE80-2 komponentsættet indeholder et stort antal ekstra komponenter til 24 forskellige opstillinger i grundbogen. Man kan bygge:

- Fig. G18.4. Spændingsfølger
- Fig. G18.5. DC-forstærker inverting indgang
- Fig. G18.6. DC-summing forstærker - inverting indgang
- Fig. G18.7. Differentialforstærker
- Fig. G18.8. AC-forstærker - inverting
- Fig. G18.9. AC-forstærker - non-inverting
- Fig. G18.10. Mixer - inverting indgang
- Fig. G19.9. 6 dB aktivt diskantfilter
- Fig. G19.10. 12 dB aktivt diskantfilter

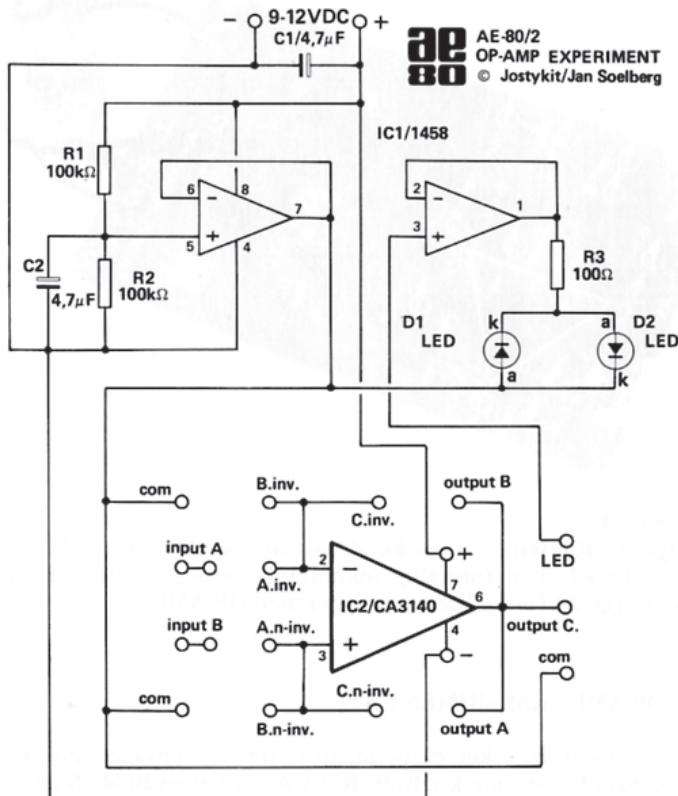


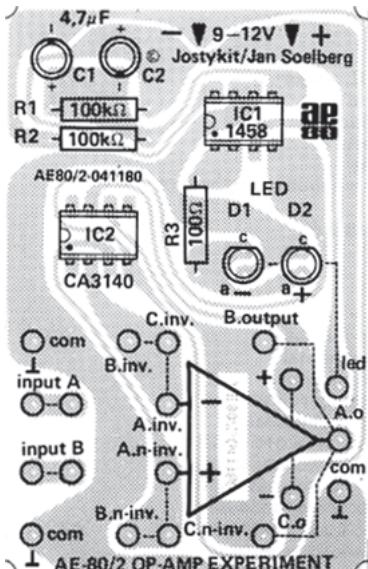
Fig. AE80-2.2.

Den ene halvdel af IC1 skaber et kunstigt midtpunkt af forsyningsspændingenens normale 9 volt. Den anden halvdel af IC1 trækker lysdioder for positiv og negativ spændingsmåling.

- Fig. G19.11. 6 dB aktivt basfilter
- Fig. G19.12. 12 dB aktivt basfilter
- Fig. G19.13. Gyrator båndpasfilter (kunstig spole)
- Fig. G19.15. RIAA grammofon forforstærker for dyn. pick-up
- Fig. G19.16. Variabel bas regulering
- Fig. G19.17. Variabel diskant regulering
- Fig. G19.18. Præsence filter
- Fig. G19.19. Absence filter
- Fig. G19.20. Schniitt-trigger
- Fig. G19.21. Astabil multivibrator/tonegenerator
- Fig. G19.22. Astabil multivibrator med forskelligt impulsforhold

- Fig. G19.23. Astabil multivibrator med variabelt impulsforhold  
 Fig. G19.24. Astabil multivibrator med frekvensvariation  
 Fig. G26.1. DC instrumentforstørker  
 Fig. G26.7. AC/DC signalensretter for alm. multimeter

Under forsøgene opbygges prøveopstillingen på loddeøjnene. Her kan også ind- og udgangssignaler tilkobles. For kontrol af multivibratorer og DC-kredsløb benyttes LED indgangen eller et universalmultimeter på den testede OP-AMP's udgang.



**Fig. AE80-2.3.**  
**AE80-2 OP-AMP eksperiment printplade set fra komponentsiden.**



**Fig. AE80-2.4.**  
**1:1 størrelse printlayout for AE80-2. Printet er omfattet af copyright og må kun kopieres i enkelstykket til eget brug.**

**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 kohm	1/4 W modstand
R2	100 kohm	1/4 W modstand
R3	100 ohm	1/4 W modstand
C1	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C2	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
D1	CQY26	rød led
D2	CQY26	rød led
IC1	1458	dual bipolar OP-AMP
IC2	CA3140	BI-MOS OP-AMP

**Desuden benyttes:**

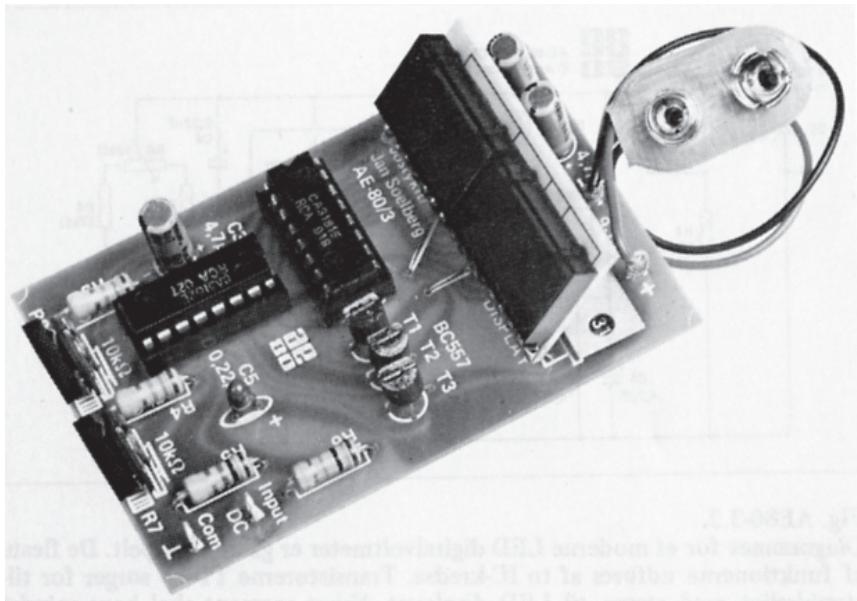
2	H708	8-ben DIL sokler
21	C201	loddeøjne
1	-	rulle loddetin
4	C304	gummiben
1	F401	batterilås
1	-	30 cm blød monteringsledning

Printplade medfølger AE80-bogen eller anskaffes særskilt.

**Til byggekonstruktionerne medfølger:**

2	4,7 Mohm	1/4 W modstand
3	47 kohm	1/4 W modstand
1	1 kohm	1/4 W modstand
1	470 kohm	potentiometer (4 mm)
3	6,8 uF/25 V	elektrolytkondensator
1	1 nF/125 V	keramisk skivekondensator
1	1,5 nF/125 V	keramisk skivekondensator
1	2,2 nF/125 V	keramisk skivekondensator
2	6,8 nF/125 V	keramisk skivekondensator
2	10 nF/250 V	polyesterkondensator
2	22 nF/250 V	polyesterkondensator
1	470 nF/250 V	polyesterkondensator
2	1N4148	siliciumdioder

Med disse komponenter kan man bygge opstillingerne: fig. G18.4-5-6-7-8-9-10/  
fig. G19.9-10-11-12-13-15-16-17-18-19-20-21-22-23-24/fig. G26.1-7



**Fig. AE80-3.l.**

AE80-3 består primært af to integrerede kredsløb og et 4-ciffer display, hvor kun de 3 er i brug til spændingsvisningen. Displayet er placeret midt på printpladen, men det kan udtages efter test og forsøg og benyttes i praksis på forpladen af div. måle- og registreringsapparater.

### AE80-3 DIGITAL VOLTMETER - DVM

AE80-3 er en lille konstruktion til et 3-ciffer digital voltmeter for jævnspænding. Kredsløbet er opbygget med to integrerede kredse. Den ene, - IC1/CA3161, styrer lysdiode displayet med strøm og den anden, - IC2/ CA3162, indeholder selve voltmeterdelen. IC3 er en integreret spændingsforsyning, der omsætter varierende batterispændinger mellem 9 og 12 volt til en tilstrækkelig stabil 5 volt spænding. Den lille unit kan benyttes universalt til voltmeter i forbindelse med strømforsyninger, universalmetre og meget mere. Ja, man kan endog benytte den sammen med AE80-2 til måling af vekselspænding, hvis der bygges en småsignalensetter på dette print.

AE80-3 er »født» med en følsomhed på 1 volt og en indgangsimpedans på 1 Mohm. Selve IC'ens indgangsimpedans er meget højere - ca. 200 Mohm, men for at undgå støjindstrålning er det en god ide at begrænse den høje indgangsimpedans. R6 og R5 udgør samtidig en spændingsdeler på 100. Byttes de to modstande om, får man en anden følsomhed. I stedet for 1 volt for fuld udlæsning bliver følsomheden 100 volt. Trimmepotentiometeret R8 benyttes til 0-stilling af cifrene med kortsluttet indgang, og R7 benyttes til justering af følsomheden. På grund af den store nøjagtighed er det bedst at justere AE80-3 efter et nøjagtigt digital voltmeter. Stilles R7 i midterstilling, kan fejlen komme op på omkring 10 %.

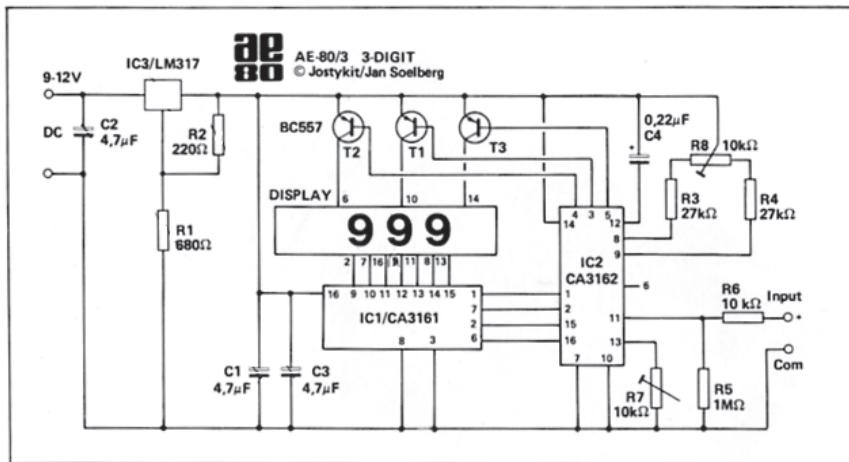


Fig. AE80-3.2.

Diagrammet for et moderne LED digitalvoltmeter er ganske simpelt. De fleste af funktionerne udføres af to IC-kredse. Transistorerne T1-T3 sørger for tilstrækkeligt med strøm til LED displayet. Hvert segment skal have mindst 10 mA for at lyse passende.

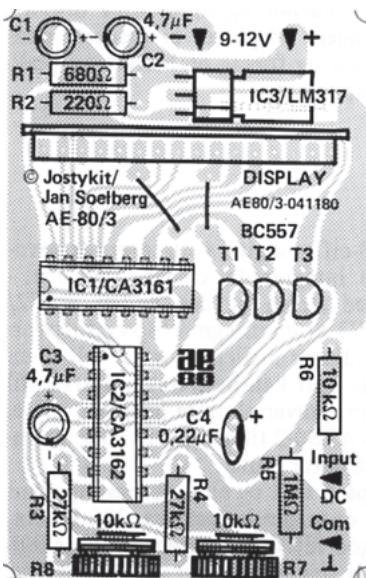


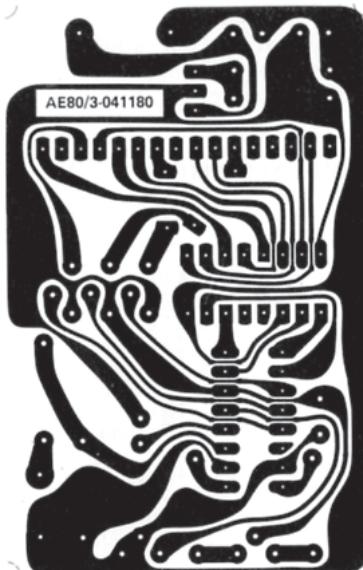
Fig. AE80-3.3.

AE80-3 digital voltmeter printplade set fra komponentsiden.

AE80-3 voltmeteret kan selvfølgelig benyttes til spændingsmåling. Derfor er den store indgangsimpedans velegnet. Hvis man vil måle strøm, stiller sagen sig lidt anderledes. Følsomheden på 1 volt vil være for høj en værdi til strømmålingen. Normalt vil man kun tillade et spændingsfald over et ampereometer på 10 eller 100 mV. Derfor må man med AE80-2 OP-AMP eksperi-

**Fig. AE80-3.4.**

**1:1 størrelse printlayout for AE80-3. Printet er omfattet af copyright og må kun kopieres i enkeltstyk til eget brug.**



ment-printet bygge en x 10 eller en x 100 forstærker og sætte den foran voltmeteret. Derved opnås fuld visning for svage strømme. Man skal altid benytte en meget lav modstand til strømmålingen, da amperemetre anbringes i serie med belastningen. Se afsnit G26 om strøm og spændings attenuatorer.

Hvis man ønsker at måle belysning eller temperatur, er AE80-3 voltmeteret yderst velegnet, selv om man ikke med en simpel sensor må påregne den helt store linearitet. Ved temperaturmåling benyttes en spændingsdeler med en NTC-modstand og en fast modstand, der er afpasset NTC'en. Spændingsdelen kan få strøm fra et særskilt batteri, eller man kan slutte den til +5 volt på AE80-3 (evt. på kølefanen på IC3). Midtpunktet på spændingsdelen sættes til indgangen og spændingsdelerens anden ende kobles på 0. Anbringes NTC-modstanden fra plus 5 volt til indgangen, vil voltmeteret vise højere tal for højere temperatur. Anbringes den i bunden, vil visningen ske »omvendt». Ligeså kan man tilkoble en lysfølsom LDR modstand. Anbringes den i toppen af spændingsdelen (+), vil en stigende belysning give et højere tal, og anbringes den i bunden, vil tallet formindskes, når belysningen stiger. I dette tilfælde kan voltmeteret justeres til f.eks. at give belysningstiden for et forstørrelsesapparat. Mere lys skal give faldende belysningstid.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding .....	+ 9 - 12 VDC
Strømforbrug .....	100 - 150 mA
Grundfølsomhed .....	- 99 / 0 / + 999 mV
Indgangsimpedans .....	1 Mohm med R5
Positiv overflow .....	EEE
Negativ overflow .....	--

Såfremt der er ønsker om en meget høj indgangsimpedans, kan R5 erstattes af en 10 nF kondensator. I alle tilfælde må man dog sikre sig, at spændingen på indgangen ikke kan overskride ca. 10 til 12 volt. Ellers kan kredsen IC2 ødelægges.

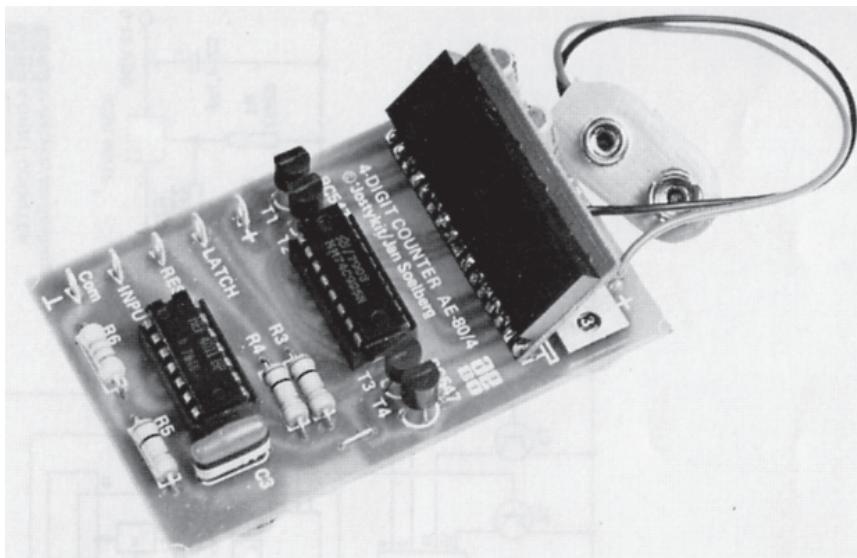
## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	680 ohm	1/4 W modstand
R2	220 ohm	1/4 W modstand
R3	27 kohm	1/4 W modstand
R4	27 kohm	1/4 W modstand
R5	1 Mohm	1/4 W modstand
R6	10 kohm	1/4 W modstand
R7	10 kohm	trimmepotentiometer (lille Philips)
R8	10 kohm	trimmepotentiometer (lille Philips)
C1	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C2	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C3	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C4	0,22 uF/35 V	tantalkondensator
T1	BC557B	PNP transistor
T2	BC557B	PNP transistor
T3	BC557B	PNP transistor
IC1	CA3161	7-segment dekoder
IC2	CA3162	DVM-IC
IC3	LM317	spændingsstabilisator
DISPLAY	NSB3882	4-DIGIT 7-segment LED-display

### Desuden benyttes:

2	H716	DIL-sokler
4	C201	loddeøjne
4	C304	gummiben
1	F401	batterilås
1	-	rulle loddetin

Printplade medfølger AE80-bogen eller anskaffes særskilt.



**Fig. AE80-4.1.**

Digital elektronisk tæller med 4 cifre. Lysdiode displayet er anbragt midt på printpladen. Når eksperimenterne er overstået, kan displayet forlænges med ledninger til forsiden af en indbygningskasse.

## AE80-4 DIGITAL TÆLLER

AE80-4 er en lille 4 ciffer digital tæller med lysdiode display. Den har utrolig mange anvendelsesmuligheder. Man kan benytte den som frekvenstæller til maximalt 100 kHz sammen med AE80-5 eller som objekttæller. Til det sidste formål er der påbygget et støjundertrykkelseskredsløb, som tillader støjfyldt trigning på input-indgangen. Både relækontakter og mekanisk behjente kontakter afgiver støj, og støjen vil forårsage en vild fremadtælling, hvis ikke et specielt kredsløb dæmper denne kontaktstøj.

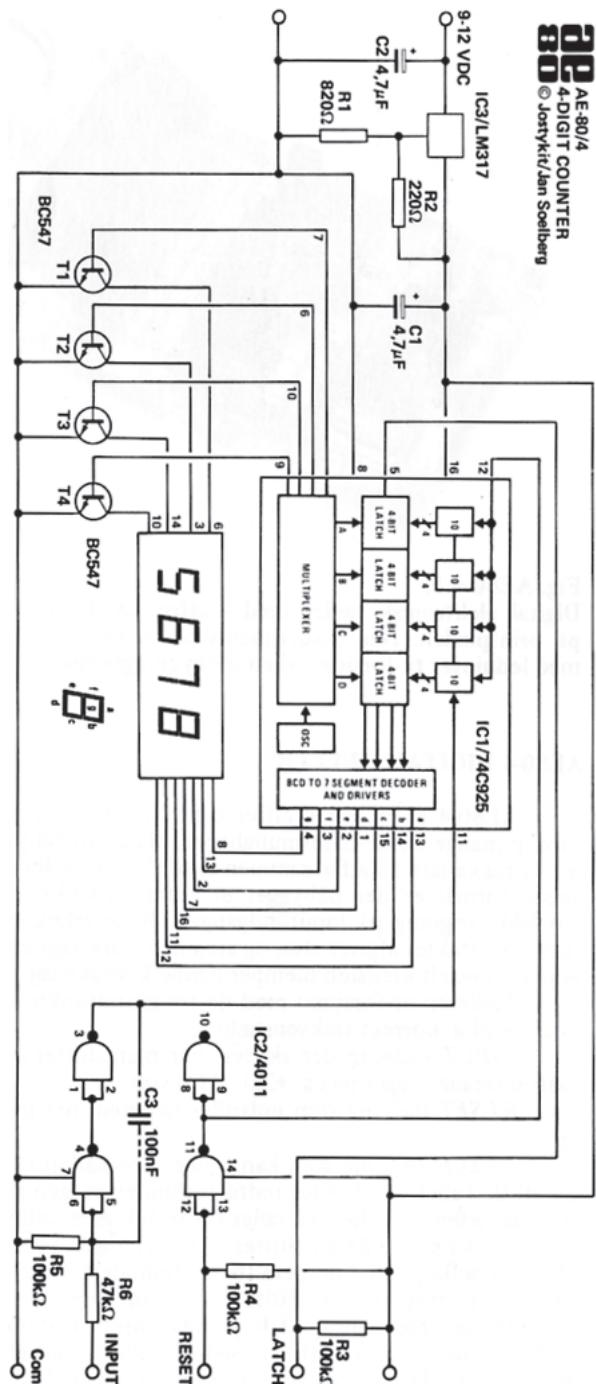
Tælleren er forsynet med de tre grundfunktioner, som er helt nødvendige for bl.a. korrekt frekvenstælling:

INPUT indgang der skifter, når man slutter en forbindelse til +5 volt. Skifteniveauet ligger på ca. +2,0 - +3,0 volt.

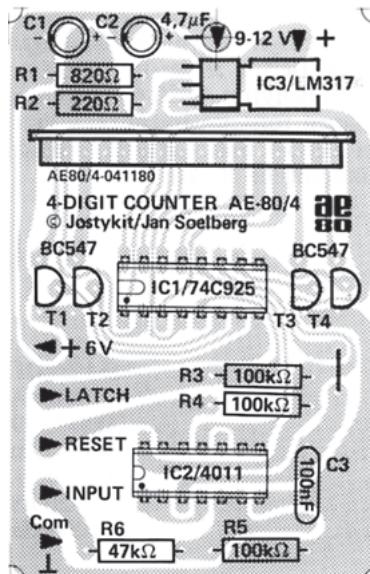
RESET indgang som nulstiller tælleren, når indgangen sluttes til 0 volt og

LATCH indgang som kan holde et vilkårligt tal fast, når indgangen lægges til 0. Tallet kan holdes indtil forbindelsen igen brydes. Også hvis den indvendige tæller nulstilles, vil tallet fra en tidligere tælling blive stående.

Straks når tælleren sluttes til forsyningen, vil den nulstilles og være klar til en optælling. Med de benyttede støjundertrykkelses komponenter er tællingen begrænset til ca. 50 Hz. Begrænsningen hindrer kontaktstøjen, men bremser også for tælling af høje frekvenser. Til frekvenstællerbrug må man derfor fjerne C3 på 100 nF. Derved vil tælleren teoretisk set kunne arbejde op til ca. 1 MHz. Det er dog ret uinteressant, da AE80-5 styringskredsløbet ikke



**Fig. AE80.4.2.**  
**Tællerens hovedfunktioner rummes i den yderst kompliceerde IC1. IC2 er en quad NAND-gate opkoblet med støjdæmpningskredsløb, som tillader optællung via mekaniske kontakter og relækontakter. IC1 drives af 5 volt gennem spændingsstabilisatoren IC3.**



**Fig. AE80-4.3.**  
**AE80-4 4-digit digital tæller printplade set fra komponent-siden.**



**Fig. AE80-4.4.**  
**1:1 størrelse printlayout for AE80-4. Printet er omfattet af copyright og må kun kopieres i enkeltstyk til eget brug.**

kan benyttes til mere end ca. 100 kHz, og fordi gate udlæsningstiden kun kan vælges mellem 1 S og 100 mS. Det giver en maximal udlæsning for de 4 cifre på 9,999 kHz og 99,99 kHz.

AE80-4 tælleren er ikke i sig selv en frekvenstæller, men kun en digital tæller. Derfor kan dette modul alene benyttes til tælleopgaver. Men også her er mulighederne mange. Lad os tage et par interessante eksempler:

- 1) Omgangstæller for modelracerbiler.
- 2) Persontæller i forbindelse med en Infrarød Detektor (JK16).
- 3) Energitæller til oliefyret. Kan tælle hvor mange gange fyret går igang.
- 4) Reaktionstæller. Send en hurtig tonegeneratorfrekvens ind og lad en testperson stoppe tælleren. Hvor langt når den at tælle før den stopper?
- 5) Sekundtæller. Send signal fra f.eks. RESET på AE80-5 ind på AE80-4's indgang. På AE80-5 kan man vælge mellem 1/2 og 5 im-pulser i sekundet med omskifteren.

## OPBYGNINGEN

Selve tælleren er opbygget med 4 fulde dekader, dekodere, hukommelse (latch) og drivertrin for 7-segment LED displays. Driverne giver en konstant strøm til de enkelte ciffersegmenter, og det er vigtigt ikke at overbelaste dem. Det kan man kun komme til ved at give IC1 for høj spænding. Den må

ikke få mere end ca. 6 volt forsyningsspænding. Stiger forsyningsspændingen over 6 volt, ødelægges den ret kostbare kreds. Derfor er der indbygget en spændingsstabilisator, som konstant giver 6 volt. Benyttes AE804 tælleren og AE80-5 styringen sammen, må AE80-4 tælleren forsynes fra f.eks. 9 volt. AE80-5 styringen får da 6 volt spænding fra AE80-4. Man kan altså forbinde samtlige 5 loddeøjne mellem styrings ud- og indgangene direkte.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding .....	+ 9 - 12 VDC
Strømforbrug .....	150 mA
Udlæsning .....	0000 - 9999
Indgangsimpedans .....	47 kohm
Indgangsfølsomhed .....	+5 volt p.
Støjbegrensning .....	20 mS
Max. indgangsfrekvens (uden C3) .....	100 kHz

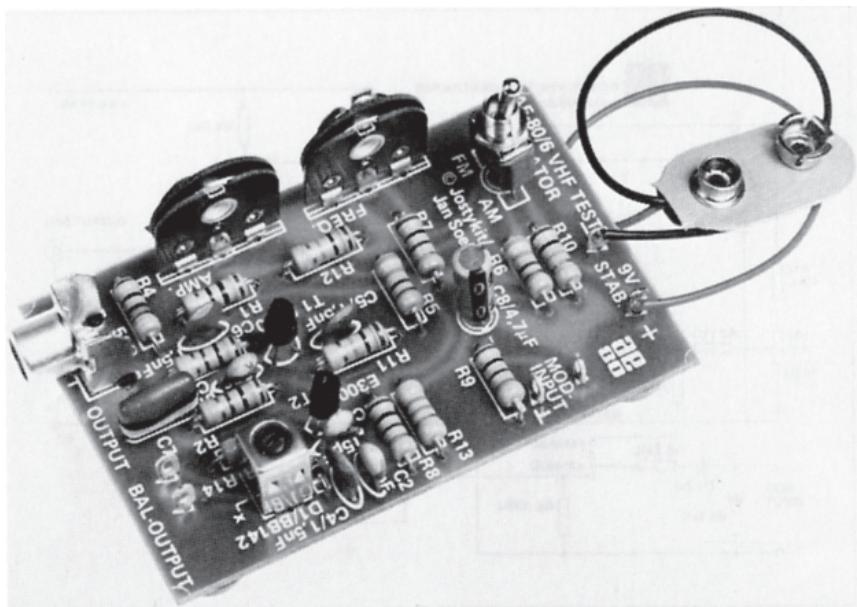
## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	820 ohm	1/4 W modstand
R2	220 ohm	1/4 W modstand
R3	100 kohm	1/4 W modstand
R4	100 kohm	1/4 W modstand
R5	100 kohm	1/4 W modstand
R6	47 kohm	1/4 W modstand
C1	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C2	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C3	100 nF/250 V	polyesterkondensator
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
T3	BC547B	NPN transistor
T4	BC547B	NPN transistor
IC1	74C925	4 digit counter
IC2	4011	quad nand gate
IC3	LM317	spændingstabilisator
DISPLAY	NSB3881	4 digit 7-segment LED-display

### Desuden benyttes:

7	C201	loddeøjne
1	H714	DIL-sokkel
1	H716	DIL-sokkel
4	C304	gummiben
1	F401	batterilås
1	-	rulle loddetin

Printplade medfølger AE80-bogen eller anskaffes særskilt.



**Fig. AE80-5.1.**

Tællerstyringen er ganske komplex og indeholder ikke mindre end 6 integrerede kredsløb. De 5 loddeøjne mærket Com (0), INPUT, RESET, LATCH og + passer ovenfor de tilsvarende loddeøjne på 4 ciffer tælleren AE80-4.

## AE80-5 FREKVENSTÆLLER KONTROL/50 Hz GENERATOR

AE80-5 er primært beregnet til styring af tælleren AE80-4. Med dette kredsløb bliver det muligt at udlæse frekvens på i alt 4 cifre med en ret stor nøjagtighed. Konstruktionen arbejder med en krystalgenerator på 3,2768 MHz. Den »skæve» frekvens er valgt, fordi man ved binær deling opnår 50 Hz. Ud fra denne frekvens kan man styre en 10/deler af typen 4017, så den leverer de tre nødvendige styringssignaler til en frekvenstæller: INPUT, LATCH og RESET. AE80-5 indeholder også en indgangsforstærker, der kan udstyres med almindeligt sinus signal. Hvis blot signalet er over 50 mV, kan frekvens-tælleren arbejde. Først åbnes der i 1 sekund for impulser gennem indgangsforstærker og gate-»bremsen» IC5. Derefter lukkes af for impulser. Et øjeblik efter udlæses tallet i displayet ved en LATCH impuls, og efter en lille pause nulstilles tælleren ved impuls fra RESET terminalen. I alt vil en fuld tælling i Hz tage 2 sekunder. Derved kan tællerens display vise frekvens i Hertz fra en audiogenerator til maximalt 10 kHz. Ønsker man højere frekvenser skiftes om på styringen med en kontakt og signalgenereringens hastighed IC-dobles.

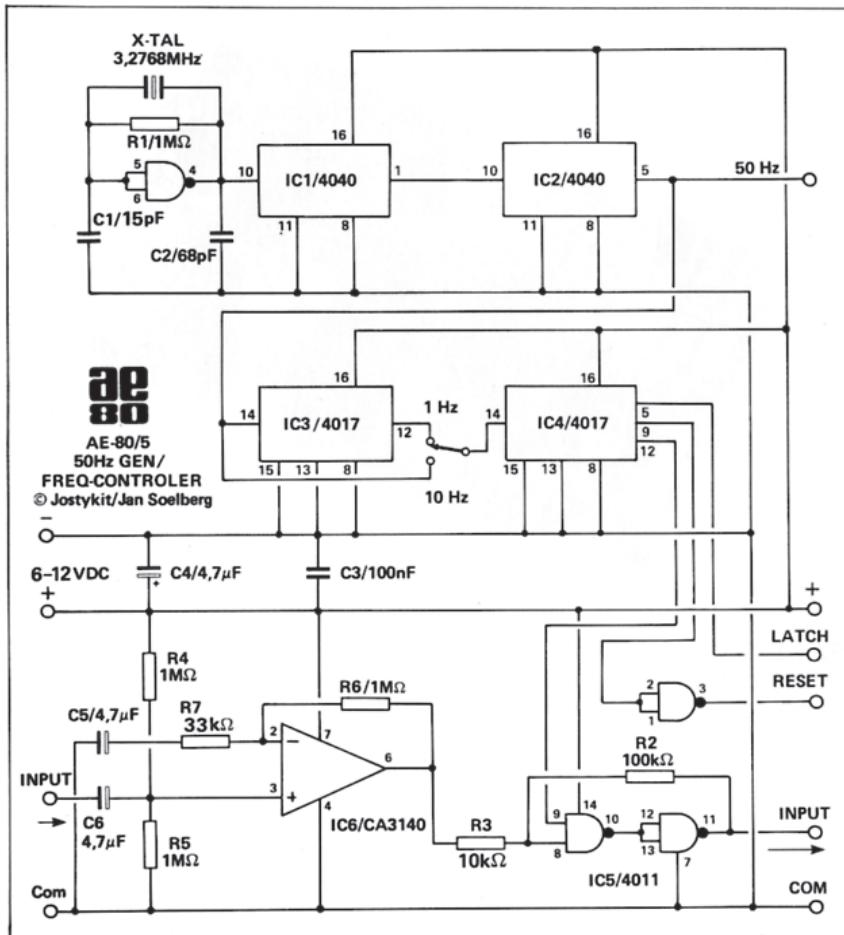


Fig. AE80-5.2.

Krystalgeneratorens svingningsfrekvens på 3,2768MHz deles ned i de binære frekvensdelere IC1 og IC2 til 50 Hz. De to dekadetællere IC3 og IC4 giver henholdsvis 1 eller 0,1 sekund gatetid til signal->»bremsen» med IC5. IC6 er en operationsforstærker, som sammen med IC5's schmitt-trigger funktion omsætter audio signaler til et digitalt signal, tællerne kan tælle på.

Derved bliver det muligt at aflæse audio-frekvenser op til 100 kHz. Man kan for den sags skyld godt iagttage frekvenser højere op, men man må da huske, at det mest betydende ciffer forsvinder ud af displayet.

På AE80-5 printpladen er der et specielt loddeøje med udgangssignal på 50 Hz. Det kan anvendes i forbindelse med »netsimulering». Tilkobler man nemlig en 12 volt forstærker med en 12 volt transformator og en 12 volt akkumulator eller et 12 volt batteri, kan det meget frekvensnøjagtige signal fra AE80-5 benyttes til udstyringen, og transformatoren vil arbejde med 50Hz

vekselspænding. Afhængig af forstærkerens type (se kraftforstærkere afsnit G17) og transformatorens omsætning, kan de 12 volt vekselspænding omdannes til 220 volt. Derved bliver det muligt at drive mindre strømslugende netapparater som f.eks. et elektronisk ur, en kassettebåndoptager eller en barbermaskine på bilens akkumulator.

Der er også mulighed for at udtagte et signal på 1/2 Hz fra enten LATCH eller RESET udgangen på AE80-5. Dette ganske nøjagtige signal kan tælles op i en tæller som »sekunder x 2» eller sekunder x 0,2. Derved får man en billig form for en nøjagtig sekundtæller. Den længst målelige tid bliver 20.000 sekunder = 5.555.... timer. Afhængig af omskifterens stilling kommer der 1 impuls hvert andet sekund eller 5 impulser i sekundet.

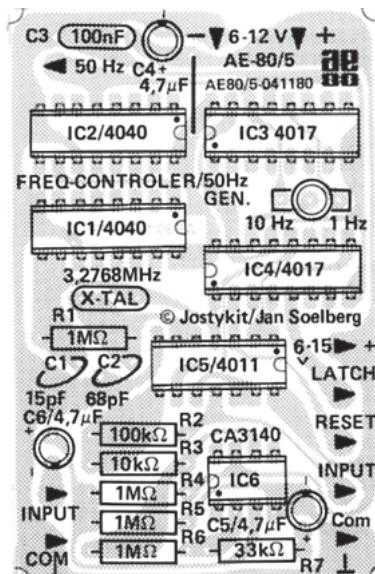


Fig. AE80-5.3.  
AE80-5 frekvenstællerkontrol og  
50Hz generator printplade set fra  
komponentsiden.

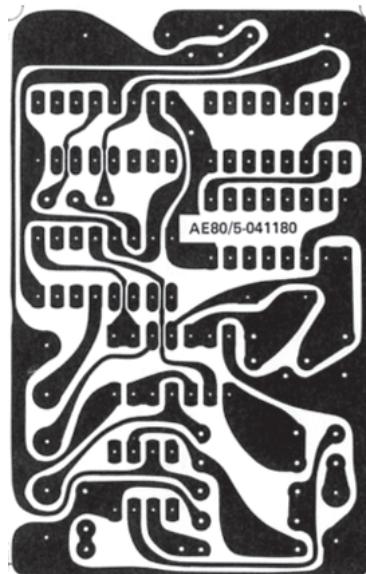


Fig. AE80-5.4.  
1:1 størrelse printlayout for  
AE80-5. Printet er omfattet af  
Copyright og må kun kopieres i  
enkeltstyk til eget brug.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding .....	+ 6 - 12 VDC (Ub)
Strømforbrug .....	15 - 35 mA
50Hz signal nøjagtighed .....	$10^{-4}$ - $10^{-5}$
Indgangsfølsomhed/tæller .....	50 mV eff.
Udgangssignal .....	Ub - 6 volt pp.
Max. indgangsfrekvens .....	100 kHz

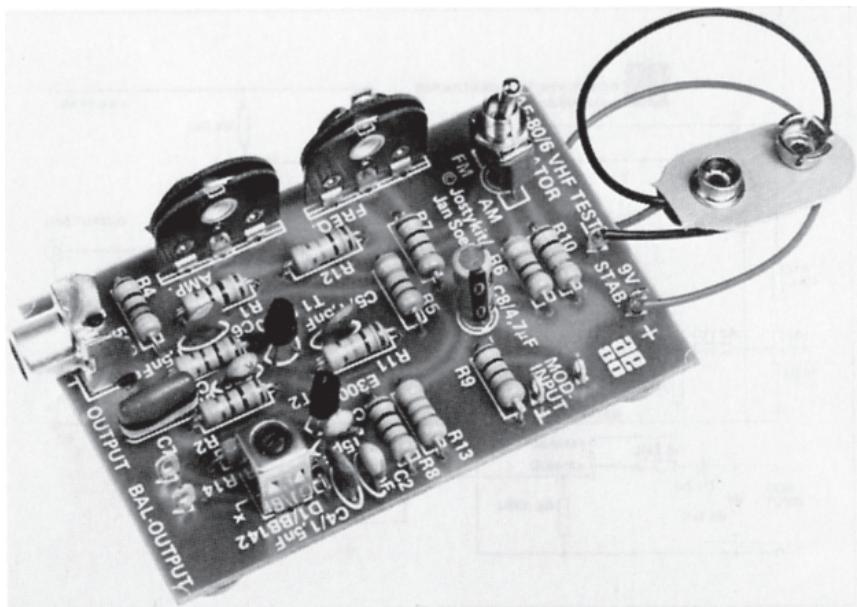
**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	1 Mohm	1/4 W modstand
R2	100 kohm	1/4 W modstand
R3	10 kohm	1/4 W modstand
R4	1 Mohm	1/4 W modstand
R5	1 Mohm	1/4 W modstand
R6	1 Mohm	1/4 W modstand
R7	33 kohm	1/4 W modstand
C1	15 pF/125 V	keramisk skivekondensator
C2	68 pF/125 V	keramisk skivekondensator
C3	100 nF/250 V	polyesterkondensator
C4	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C5	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
C6	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
IC1	4040	C-MOS binær deler
IC2	4040	C-MOS binær deler
IC3	4017	C-MOS dekadetæller
IC4	4017	C-MOS dekadetæller
IC5	4011	C-MOS quad nand gate
IC6	CA3140	BI-MOS OP-AMP
X-TAL	S3,2768	3,2768 MHz krystal

**Desuden benyttes:**

10	C201	loddeøjne
4	H716	DIL-sokler
1	H714	DIL-sokkel
1	H708	DIL-sokkel
1	F121	(E126) omskifter
1	F401	batterilås
4	F304	gummiben
1	-	rulle loddetin

Printplade medfølger AE80-bogen eller anskaffes særskilt.



**Fig. AE80-6.1.**

Den lille effektive målesender kan benyttes på et utal af frekvenser med forskellige spoler, og man kan både variere FM-modulationen og AM-modulationen. På de to trimmepotentiometre kan man indstille frekvensen og udgangs signalets styrke. En metal phono bøsning i udgangen er udmærket til HF/VHF tilkobling af skærmet 50 ohm kabel.

### AE80-6 AM/FM MÅLESENDER

I forbindelse med kontrol, justering og udvikling af radiomodtagere må man have adgang til en målesender, der kan give en bærebølge og som kan AM- og FM-moduleres. Dertil er AE80-6 udviklet. Målesenderen kan afgive en stabil frekvens med fast amplitude og fast modulation. Man kan også lukke af for modulationen og på den måde kontrollere frekvenstællere til høje frekvenser (ikke AE80-4 og AE80-5).

Normalt er en målesender et avanceret apparat, der kan omskiftes mellem mange frekvenser, men hvis man indskrænker sig til eet frekvensbånd, - f.eks. 22-30 MHz, bliver opgaven til at løse på amatørbasis. Det ses af AE80-6. Dette kredsløb er så stabilt, anvendeligt og prisbilligt, at man kan tillade sig at bygge en hel mængde af dem til hvert sit område. Det gør bl.a. udstrålingsproblemerne meget nemmere at løse. Det at skifte om på flere frekvensbånd kræver en avanceret omskifter, et meget krævende printlayout og et kompliceret kabinet. AE80-6 kan indbygges i et helt tæt metalkabinet sammen med et 9 volt batteri. Kun HF udgangsbøsningen bør føre ud af det tætte kabinet. Den kobles til modtageren via et skærmet 50-75 ohm kabel. Fornuftigt tilsluttet via de udmærkede metal-phono bøsninger, kan bærebølgens amplitude varieres med 20 dB (10 gange), og frekvensen kan varieres +/- 20 %.

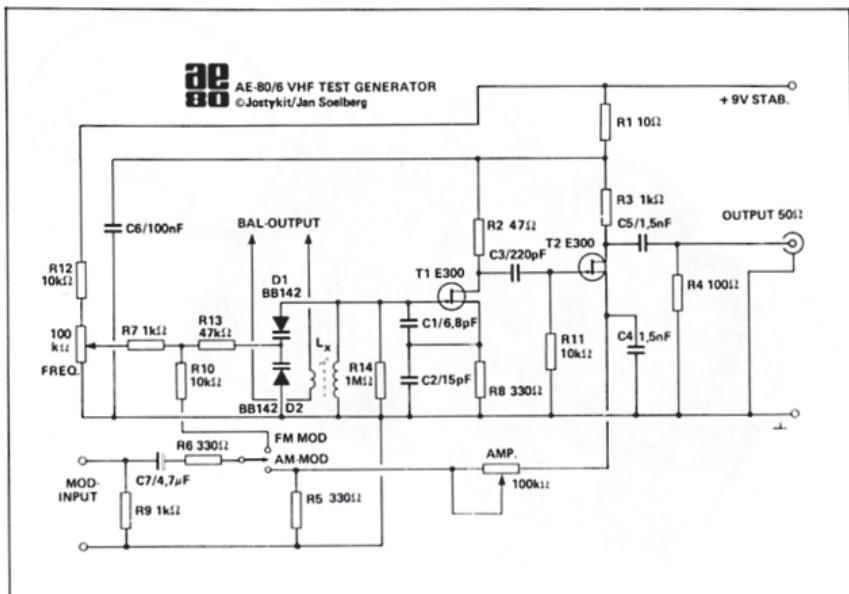


Fig. AE80-6.2.

Målesenderen moduleres med signaler på omkring 1 volt på indgangen. Signalerne kan med en omskifter vælges at AM- eller FM-modulere bærebølgen. Bemærk at både frekvens- og amplitude-indstillingerne er udført »HF-frie». Derved er det muligt at forlænge ledningerne til rigtige potentiometre. Blot må man sikre, at ledningerne ikke anbringes så tæt på udgang eller HF-oscillator, at de kan opsamle signalet.

Målesenderen er opbygget med to FET transistorer i Colpitts kobling. Det giver en fremragende frekvens stabilitet. T1 indgår sammen med kapacitetsdioden D1 og spolen Lx i selve oskillatoren. Frekvensen indstilles med en styrespænding på kapacitetsdioden eller ved at dreje på spolens kerne. T2 er en FET forstærker, som tillader AM-modulation og styrkeindstilling af HF bærebølgen. Modulationen sker i selve FET-transistoren ved en strømændring gennem source. Derved undgår man HF-signal overlejring af indstillingspotentiometrene. De bliver ikke følsomme for berøring på samme måde som selve svingningskredsen.

Modulationssignalet til AE80-6 kan komme fra en sinus tonegenerator, en forstærker eller en savtakgenerator. Udstyres AE80-6 med en savtak, vil man få en frekvensoptegning for FM-modulation, der er egnet til S-kurve tegning og filterkontrol i radiomodtagere.

Man kan benytte mange forskellige former for spoler Lx til AE80-6. Til standard komponentsættet medleveres en spole, der kan justere til FM-båndet og 2-meter radioamatørbåndet, men man kan anskaffe andre spoler og dermed få en målesender til andre bånd. Mange af 7 mm standardspolerne har en sekundærvirkning. Den kan om fornødent benyttes som lokaloscillator udgang til en radiomodtager, og en VHF frekvenstæller kan da tilkobles 50 ohm udgangen. Ved balanceret tilkobling benyttes loddeøjnene mærket BAL-

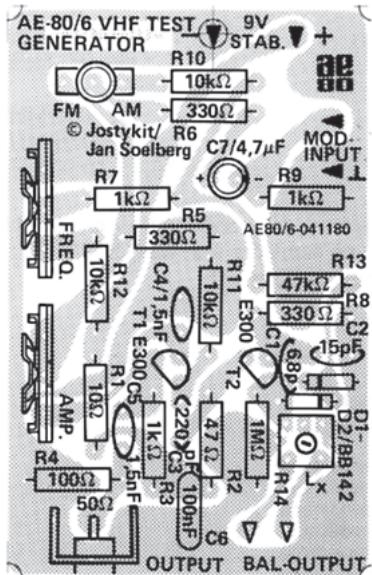


Fig. AE80-6.3.  
AE80-6 målesenderen set fra komponentssiden.

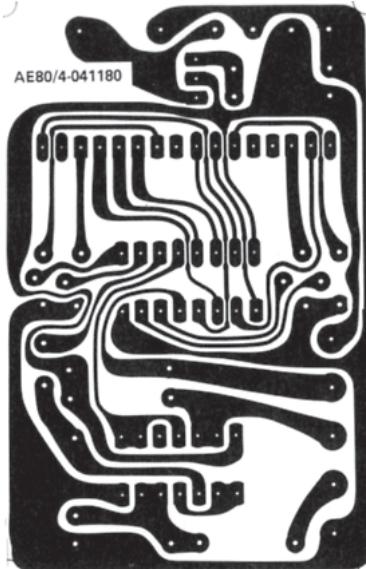


Fig. AE80-6.4.  
1:1 størrelse printlayout for AE80-6. Printet er omfattet af co-pyright og må kun kopieres i enkelstykket til eget brug.

**OUTPUT.** Om det ønskes, kan man opnå en større HF frekvensvariation også under 10 MHz ved at ofre to kapacitetsdioder på D1 og D2's plads af hyperabrubt typen (100 pF - 1.500 pF).

## TEKNISKE DATA

Driftspænding .....	9 volt stabil DC
Strømforbrug .....	6 mA
Udgangssignal type. regulerbart .....	5 mV - 50 mV/50 ohm
Frekvensnøjagtighed .....	10 <sup>-3</sup> til 10 <sup>4</sup>
Frekvens med Lx: S587 (27 MHz) .....	30 MHz
Totalt område .....	26,5 - 52 MHz
Do. spændingsstyrbar .....	f.eks. 26,5 - 31,5 MHz
Frekvens med Lx: S589 (72 MHz) .....	72 MHz
Totalt område .....	60 - 125 MHz
Do. spændingsstyrbar .....	f.eks. 87,5 - 112 MHz
Frekvens med Lx: S590 (150MHz) .....	155 MHz
Totalt område .....	110 - 190 MHz
Do. spændingsstyrbar .....	f.eks. 125 - 170 MHz

Frekvensmed Lx: S585 (455 kHz) ..... 455 kHz  
 Totalt område ..... 400 - 600 kHz  
 Do. spændingsstyrbar ..... f.eks. +/- 5 kHz

Frekvens med Lx: S950 (10,7MHz) ..... 10,7 MHz  
 Totalt område ..... 10 - 20 MHz  
 Do. spændingsstyrbar ..... f.eks. 10,45 - 10,95 MHz

Spolen S589 følger med komponentsættet. For S585 og S950 må den indbyggede kondensator knuses og fjernes og samtidig må: Med S590, C1 = 150 pF & C2 = 220 pF. Med s585, C1 = 220 pF & C2 = 1 nF.

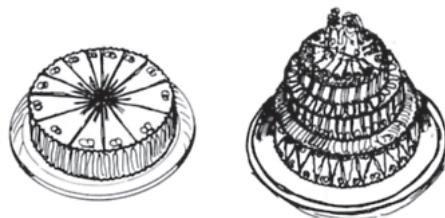
## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 ohm	1/4 W modstand
R2	47 ohm	1/4 W modstand
R3	1 kohm	1/4 W modstand
R4	100 ohm	1/4 W modstand
R5	330 ohm	1/4 W modstand
R6	330 ohm	1/4 W modstand
R7	1 kohm	1/4 W modstand
R8	330 ohm	1/4 W modstand
R9	1 kohm	1/4 W modstand
R10	10 kohm	1/4 W modstand
R11	10 kohm	1/4 W modstand
R12	10 kohm	1/4 W modstand
R13	47 kohm	1/4 W modstand
R14	1 Mohm	1/4 W modstand
FREQ.	10 kohm	trimmepotentiometbr
AMP.	10 kohm	trimmepotentiometer
C1	6,8 pF/125 V	keramisk skivekondensator
C2	15 pF/125 V	keramisk skivekondensator
C3	220 pF/125 V	keramisk skivekondensator
C4	1,5 nF/125 V	keramisk skivekondensator
C5	1,5 nF/125 V	keramisk skivekondensator
C6	100 nF/250 V	polyesterkondensator
C7	4,7 uF/40 V	elektrolytkondensator
D1	BB142	kapacitetsdiode
D2	BB142	kapacitetsdiode
T1	E300/J300	J-FET transistor
T2	E300/J300	J-FET transistor
Lx	S590	125 - 170 MHz spole

### Desuden benyttes:

6	C201	loddeøjne
1	F401	batterilås
4	C304	gummiben
1	E121	(E126) omskifter
1	-	rulle loddetin
1	D274	phono printbøsning

# T1 - REGNETEKNIK



## REGNETEKNIK

Hvis du kan tælle æbler og dele lagkager, er du allerede nået langt i regnekunsten. I elektronikkens verden er kravet til nøjagtighed sjældent særlig højt, men hvis der »smutter» et nul eller et komma, kan det i værste tilfælde koste en stribe halvledere til måske flere hundrede kroner. Lad os prøve at repetere lidt forholdsregning:

Hvis man har 2 æbler og køber 3 mere, hvor mange er der så? 5, ikke sandt. Hvis man vil udregne den samlede modstand af en serieforbindelse, lægger man modstandenes størrelser sammen. F.eks. giver 10 kohm + 15 kohm + 22 kohm en modstandsværdi på 47 kohm.

Hvis 2 lagkager skal deles rigtigt mellem 5 personer, hvor meget får da hver (bortset fra mavepine): 2 hele divideret med 5, hver får  $2/5 = 0,4$  lagkage. Vi har her udregnet det i decimaltal.

Nu skal vi til at sammenstykke lagkager. 30 personer kommer med hver 1/8 lagkage. Hvor mange hele kan sammenstykkedes:

$$\begin{aligned}x \text{ lagkager} &= 30 \times 1/8 \\x &= 30/3 + 6/8 = 3 + 3/4 \text{ lagkage} \\x &= \frac{30}{8} = 3 \frac{6}{8} = 3 \frac{3}{4} \text{ lagkage}\end{aligned}$$

Hvis vi nu vil lave bryllupskager, der er 3 gange så høje som almindelige lagkager og har de ovennævnte stykker til rådighed, får vi:

$$\begin{aligned}3x \text{ lagkager} &= 30 \times 1/8 \\3x &= 30/8 \\3x &= \frac{30}{8} = \frac{30}{3 \times 8} = \frac{10}{8} = \frac{5}{4} = 1 \frac{1}{4} \text{ bryllupskage} \\x &= 30/(3/8) = 10/8 = 5/4 = 1 \frac{1}{4} \text{ bryllupskage}\end{aligned}$$

Vi har set den allervigtigste brøkregningsregel demonstreret, nemlig:

**Hvis vi vil føre et tal eller bogstav over et lighedstegn, skal det gå over kors.**

det vil sige, hvis det står over brøkstregen på den ene side, kan det flyttes under brøkstregen på den anden side.

Fra skolen kendes det som sætningen: man dividerer med en brøk ved at gange med den omvendte. Vi kan give et regneeksempel:

$$\frac{2 \times 3 \times 2}{2 \times 2 \times 2} = \frac{3 \times 4}{8} \text{ eller } (3 \times 4) \times (2 \times 2 \times 2) = (2 \times 3 \times 2) \times 8$$

$$12 \times 8 = 12 \times 8 \text{ eller } 12 \times 12 \times \frac{8}{8} = 1 \text{ eller } 12 \times 1 = 12 \text{ eller}$$

$$A = \frac{12}{12} = 1$$

og vi har udregnet størrelsen af A.

Vi kan addere to brøker, hvis de har samme tal i nævneme (under brøkstregen). 1/4 lagkage og 1/8 lagkage kan godt lægges sammen, men hvad får vi? Det største stykke - 1/4 lagkage - må skæres over til ottendedele, hvilket giver to. Derefter har vi tre stykker, der alle er 1/8 lagkage. I et andet tilfælde har vi 1/3 og 1/4 lagkage. Der kan vi ikke nøjes med at dele det ene stykke op, men vi må svinge kniven i dem begge. 1/3 lagkage skæres i 4 stykker til tolvtedele. 1/4 lagkage skæres til 3 tolvtedele. Så har vi i alt 7 tolvtedele = 7/12 lagkage.

Når vi har to brøker, må vi sørge for at finde et tal, som begge nævnerne går op i, og forlænge brøkerne så de får denne fællesnævn er. Det gøres ved at gange foroven (tæller) og forneden (nævner) med samme tal:

$$x = \frac{1}{3} + \frac{3}{2}$$

$$x = \frac{2 \times 1}{2 \times 3} + \frac{3 \times 3}{3 \times 2} \text{ (vi forlænger med } \frac{2}{2} \text{ og } \frac{3}{3} \text{)}$$

$$x = \frac{2}{6} + \frac{9}{16} \text{ (og vi får derved samme nævner)}$$

$$x = \frac{11}{6} = 1 + \frac{5}{6} \text{ (og vi kan nu sammenregne brøkerne)}$$

Nu er det ikke kun simple tal, vi har med atøre i elektronikken. Vi har størrelser, der skrives med mange nuller før eller efter kommaet, og i stedet for at tale om tusinder og millioner osv., angiver vi med bestemte bogstaver, hvor mange nuller et tal har. Bogstaverne bliver skrevet sammen med grundenheden.

## NOMENKLATUR

De poser med kartofler vi køber hos grønthandleren er ofte mærket med vægten i kg, - kilo-gram. Vi ser aldrig en pose med 2500 g kartofler, selvom gram er grundenheden i vort vægtsystem. - Det forkortes til 2,5 kg (2 1/2 kg), idet 1000 g = 1 kg. Et k betyder altså 1000 gange mere end grundenheden alene. Andre bogstaver benyttes til andre antal nuller og angiver følgende:

<b>1/1000 000 000 000</b>	<b>= 10<sup>-12</sup></b>	<b>= p</b>	<b>(»Piko«)</b>
<b>1/1000 000 000</b>	<b>= 10<sup>-9</sup></b>	<b>= n</b>	<b>(»Nano«)</b>
<b>1/1000 000</b>	<b>= 10<sup>-6</sup></b>	<b>= u</b>	<b>(»Mikro«)</b>
<b>1/1000</b>	<b>= 10<sup>-3</sup></b>	<b>= m</b>	<b>(»Milli«)</b>
<b>1 000</b>	<b>= 10<sup>3</sup></b>	<b>= k</b>	<b>(»Kilo«)</b>
<b>1 000 000</b>	<b>= 10<sup>6</sup></b>	<b>= M</b>	<b>(»Mega«)</b>
<b>1 000 000 000</b>	<b>= 10<sup>9</sup></b>	<b>= G</b>	<b>(»Giga«)</b>
<b>1 000 000 000 000</b>	<b>= 10<sup>12</sup></b>	<b>= T</b>	<b>(»Tera«)</b>

## TI-TAL-POTENSER

10<sup>-12</sup> udtales ti i minus tolvt: -12 er potensen og fordelen ved at bruge potenser er en lettelse af regne- og skrivearbejdet.

Med potenser kan vi reducere udtrykket ved fraträkning og addition, idet man ganger to titaller opløftet til potens ved at lægge potenserne sammen.

Følgende udtryk kan reduceres som et eksempel. Prøv til sammenligning at skrive nuller!

$$x = \frac{10^{-15} x 2 x 10^{-3}}{10^{-8} x 10^3 x 10^{12}}, \quad \frac{\text{Tæller}}{\text{Nævner}}$$

Over brøkstregen fås:

$$\begin{aligned} 10^{-15} x 2 x 10^{-3} &= \\ 10^{-15-3} x 2 &= \\ 10^{-18} x 2 &= \end{aligned}$$

Neden under:

$$\begin{aligned} 10^{-8} x 10^3 x 10^{12} &= \\ 10^{12+3-8} &= \\ 10^7 &= \end{aligned}$$

Brøken ser da således ud:

$$x = \frac{10^{-18} x 2}{10^7}$$

Det er nu en væmmelig brøk, men vi kan flytte et potenstal fra nævner til tæller eller omvendt ved at lade potensen skifte fortegn:

$$x = \frac{10^{-18} x 2 \cdot 10^7}{1} = 2 x 10^{-18-7} = 2 x 10^{-25}$$

og husk så:

**Når vi bytter et tal fra nævner til tæller eller omvendt, og der ikke står andre tal tilbage, skal der stå et ettal, ikke nul.**

Prøv nu opgaverne. De første er lette, men det bliver hurtigere sværere.

**T1 REGNETEKNIK OPGAVER**

1.  $\frac{1}{4} + \frac{1}{4}$  ?

$$\begin{array}{r} 1 \\ - \frac{8}{\underline{1}} \\ \hline 4 \\ - \frac{1}{\underline{2}} \end{array} \quad \text{A ()}$$

$$\begin{array}{r} 1 \\ - \frac{4}{\underline{1}} \\ \hline 2 \end{array} \quad \text{B ()}$$

$$\begin{array}{r} 1 \\ - \frac{2}{\underline{}} \end{array} \quad \text{C ()}$$

2.  $\frac{1}{4} + \frac{1}{8}$  ?

$$\begin{array}{r} 2 \\ - \frac{8}{\underline{3}} \\ \hline 8 \\ - \frac{4}{\underline{4}} \end{array} \quad \text{A ()}$$

$$\begin{array}{r} 8 \\ - \frac{4}{\underline{}} \end{array} \quad \text{B ()}$$

$$\begin{array}{r} 4 \\ - \frac{4}{\underline{}} \end{array} \quad \text{C ()}$$

3.  $\frac{3}{4} + \frac{4}{16}$  ?

$$\begin{array}{r} 16 \\ - \frac{4}{\underline{16}} \\ \hline 16 \\ - \frac{16}{\underline{}} \end{array} \quad \text{A ()}$$

$$\begin{array}{r} 1 \\ - \frac{16}{\underline{}} \end{array} \quad \text{B ()}$$

$$\begin{array}{r} 1 \\ - \frac{16}{\underline{}} \end{array} \quad \text{C ()}$$

4. A  $\frac{3}{4} + \frac{4}{16}$  ?

$$\begin{array}{r} 10A \\ - \frac{6}{\underline{}} \end{array} \quad \text{A ()}$$

$$\begin{array}{r} 12 \\ - \frac{6}{\underline{}} \end{array} \quad \text{B ()}$$

5.  $x = \frac{1}{A} + \frac{1}{14A} + \frac{1}{7A} + \frac{11}{14A}$

$$\begin{array}{r} 2 \\ - \frac{2}{A} \end{array} \quad \text{A ()}$$

---

x =  $\frac{A}{2}$  ..... B ()

6. Lad os nu tage et praktisk elektronisk eksempel. Vi vil udregne en kondensators størrelse med kendskab til detns impedans (vekselstrømsmodstand) og målfrekvensen. frekvensen f = 100 Hz og impedansen Z = 1 Mohm. Efter formlen kan kapaciteten C beregnes:

$$\frac{1}{2 \pi \times f \times Z_c}$$

hvor  $\pi$  er en matematisk konstant = 3,14 (2  $\pi \times f$  = vinkelfrekvensen)

Hvor stor bliver kondensatoren ?

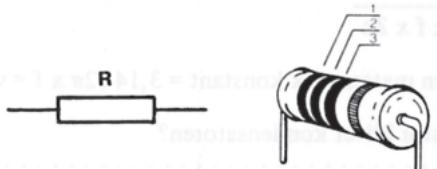
- 15 nF ..... A ()  
 1,5 nF ..... B ()  
 6,28 nF ..... C ()

# T2 - FARVEKODER

## MODSTANDSFARVEKODER

I afsnit G9 side 68 omtalte vi farvekodning for modstande. Det vil vi ganske kort repete her.

Standard kulmodstande og metalfilmmodstande er mærket med nummerisk værdi ved farvede ringe. Kulmodstandene har normalt 3 værdiringe og en tolerancering, - metalfilmmodstandene har 4 nummeriske værdiringe og en tolerancering.



Hver farve i regnbuens spekter har sin egen talværdi; således er sort = 0, brun = 1, rød = 2, orange = 3, gul = 4, grøn = 5, blå = 6, violet = 7, grå = 8 og hvid = 9.

Ringenes talværdi aflæses fra venstre mod højre som et almindeligt tal. Ved aflæsningen vendes modstandene altid med de fleste tætsiddende ringe mod venstre.

For kulmodstande med 3 værdiringe og en tolerancering har ringene følgende betydning: De to første ringe angiver hver sit rene tal, den tredje ring angiver antallet af nuller og toleranceringen angiver modstandens nøjagtighed. Toleranceringene er guld eller sølvfarvede. Guldringe angiver 5 % nøjagtighed og sølv angiver 10 % nøjagtighed.

Metalfilmmodstandene har 4 værdiringe og en tolerancering. De 3 første ringe angiver hver sit rene tal, den fjerde angiver antallet af nuller og den femte er en tolerancering. Da metalfilmmodstandene ofte er væsentlig nøjagtigere end kulmodstandene, er tolerancen finere. Derfor er toleranceringene sjældent guld- eller sølvmærkede, men i stedet farvet brune 1 % eller røde 2 %. For at kunne finde ud af, hvorledes man skal vende disse modstande er toleranceringen anbragt lidt væk fra cifferringene. For kulmodstandene gælder følgende skema:

FARVE	1.RING	2.RING	3.RING	4.RING
Sort	0	0	x 1	
Brun	1	1	x 10	
Rød	2	2	x 100	
Orange	3	3	x 1.000	
Gul	4	4	x 10.000	
Grøn	5	5	x 100.000	
Blå	6	6	x 1.000.000	
Violet	7	7	x 10.000.000	
Grå	8	8		
Hvid	9	9		
Sølv			x 0,01	10 %
Guld			x 0,1	5 %
»Ingenting»				20 %

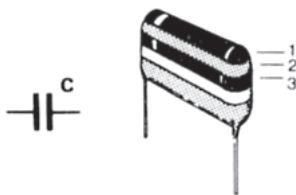
Med de i skemaet angivne muligheder kan man sammensætte enhver modstandsværdi, men i praksis vil man ikke møde mere end ca. 100 forskellige. Det hænger sammen med, at standardiseringen til bestemte værdier sker efter en procentuel fordeling. Fordelingen følger toleransen i de såkaldte E6, E12 og E24 rækker. For hver dekade har man nemlig kun brug for modstandsværdier i procentuelle spring. Den mest benyttede tolerancerække er 10 % og fordeler sig efter E12 rækken med værdierne:

**1,0 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 8,2**

Vælges f.eks. modstande efter de to første cifre på 1,5, vil man kunne få følgende værdier:

**15 ohm, 150 ohm, 1,5 kohm, 15 kohm, 150 kohm og 1,5 Mohm.**

Ved dagligt arbejde med elektronik lærer man ret hurtigt at genkende modstandene, og man behøver ikke at »aflæse» dem. Det at aflæse modstandene er en langsornnielig proces, men at genkende dem, når man har lært udseendet, er utrolig hurtigt. I indlæringsprocessen har det vist sig, at selv nybegyndere på få timer kan lære at genkende modstandene. I praksis gøres det nemmest ved at anskaffe et antal af de forskellige modstande og så konkurrere om »hvem der hurtigt kan finde og op løse et bestemt antal modstande». Selvfølgelig kræver det hjælp og kontrol af en person, der kender modstandenes udseende.



## POLYESTERKONDENSATORER

I mange elektroniske kredsløb indgår de af Philips fremstillede polyesterkondensatorer af »bon-bon»-typen. De er farvemærkede med kapacitetsværdi på samme måde som modstande, men hvor modstandene er værdiangivet i grundenheden ohm, er kondensatorerne angivet i pF (pF = pico Farad =  $10^{-12}$  Farad) fordi grundenheden Farad er så stor.

Har man først lært modstandenes farvekoder, er det nemt at lære at læse polyesterkondensatorernes størrelse. De aflæses som standardmodstande fra oven ned mod benene. De to første ringe angiver tal, den tredie angiver antallet af nuller, den fjerde angiver kondensatorens tolerance og den femte angiver dens prøvespænding. En rød femte ring betyder 250 volt og en blå betyder 630 volt.

**T2 FARVEKODNING OPGAVER**

1. Hvad er data for en modstand med ringene brun, sort, rød, gul ?

- 100 ohm/5 % ..... A ()
- 1000 ohm/10 % ..... B ()
- 1 kohm/5 % ..... C ()
- 10 kohm/10 % ..... D ()
- 10 kohm/5 % ..... E ()

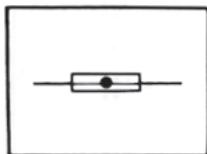
2. Hvad er data for en modstand med ringene orange, hvid, orange og sølv ?

- 390 ohm/10 % ..... A ()
- 37 kohm/10 % ..... B ()
- 3,1 kohm/10 % ..... C ()
- 31 kohm/10 % ..... D ()
- 39 kohm/10 % ..... E ()
- 3,9 kohm/10 % ..... F ()

3. Vi har en modstand med ringene guld, gul, violet, gul. Hvilke data har den ?

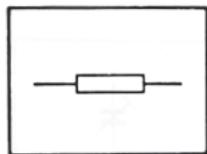
- 4,7 ohm/4 % ..... A ()
- 47 kohm/20 % ..... B ()
- 470 kohm/5 % ..... C ()
- 4,7 kohm/20 % ..... D ()

# T3 - DIAGRAMSYMBOLER



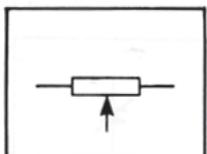
## Sikring

Tegnes som en modstandskasse med en streg igennem og en prik i midten. Ofte angives værdien oven over. En sikring angives i komponentlisten ved et S med efterfølgende nummer.



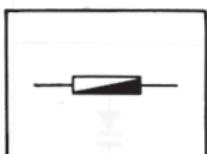
## Modstand

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse.



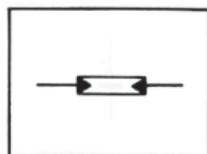
## Potentiometer

Tegn P, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en modstand med en pil ud fra midten.



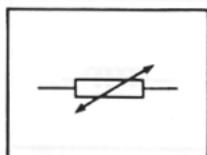
## VDR-modstand

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. VDR står for Voltage Dependent Resistor, hvilket på dansk betyder spændingsafhængig modstand. Man tegner en VDR-modstand som en almindelig modstand, hvor den ene skrå halvdel er fyldt ud.



## LDR-modstand

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. LDR står for Light Dependent Resistor, hvilket på dansk betyder lysafhængig modstand. En LDR tegnes som en modstandskasse med en pil i hver ende.

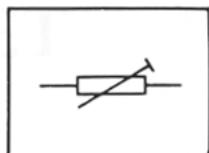


## NTC/PTC-modstand

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. NTC og PTC står for henholdsvis negativ og positiv temperaturkoefficient. Det er modstande, der altså er temperaturafhængige. En NTC/PTC-modstand tegnes som en almindelig modstandskasse med en dobbelt skræpil og angives med enten P eller N. Hvis denne angivelse mangler, er der næsten altid tale om en NTC-modstand.

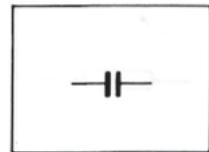
### Trimmepotentiometer

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. Et trimmepotentiometer tegnes som en almindelig modstandskasse med skrå trimmestreg.



### Kondensator

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. En kondensator tegnes som 2 tykkere sorte adskiltte plader, vinkelret på tilledningen. Disse kondensatorer er altid u-polariserede og kan vendes vilkårligt.



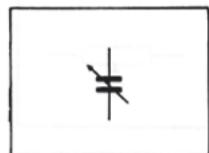
### Trimmekondensatorer

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator med gennemgående skrå trimmestreg.



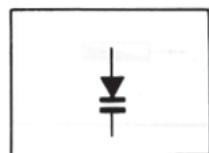
### Drejkondensator

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator med gennemgående pil.



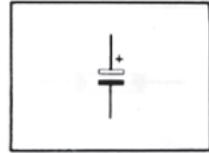
### Kapacitetsdiode

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en kombination af en kondensator og en diode. Hører egentlig ind under halvlederkomponenter, men benyttes kun som en afstemningskondensator.



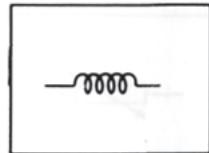
### Elektrolytkondensator el. tantaikondensator

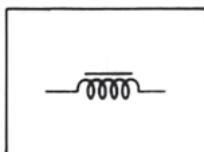
Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator, hvor den ene kasse ikke er fyldt ud. Denne plade angiver plus og sådanne kondensatorer er polariserede.



### Luftspole

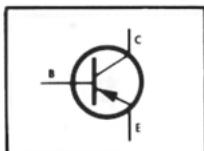
Tegn L, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som et antal vindinger.





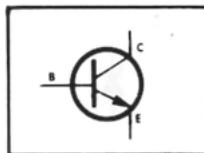
### Spole med jernkærne

Tegn L, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en spole med en streg over den runde del af viklingerne. Hvis stregen er udformet som en trimmestreg med en lille vinkelret endestreg, er det en justerbar spole. Drejespoler findes almindeligvis ikke.



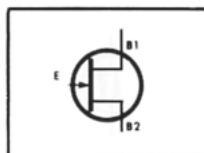
### PNP-transistoren

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med lodret basisstreg og skrå indføringer af kollektor og emitter. Ved PNP-transistoren, der skal have minus til kollektor, går pilen ind i transistoren ved emitter.



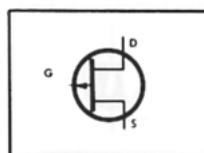
### NPN-transistoren

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som PNP-transistoren, blot med udadgående pil fra emitter. NPN-transistoren skal have plus til kollektor.



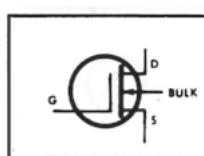
### Uni-Junction-transistoren

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig transistor, hvor de to andre tilledninger går ud af transistoren vandret. Forbindelsen fremgår af diagrammet.



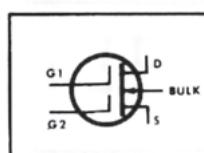
### J-FET transistoren

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En FET tegnes som en UJT, men E = emitter kaldes her gate.



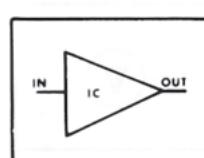
### MOS-FET - n-channel depletion

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En transistor med 3 tilledninger; Drain, Gate og Source. Indgangen hedder gate. Pilens retning angiver P- eller N-kanal type. Er den lodrette DS-forbindelse stiplet, er der tale om en enhancement type.



### Dual gate MOS-FET

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En transistor som MOS-FET, blot med en gate mere. Denne transistor har egenskaber som gør den velegnet til HF-opstillinger.

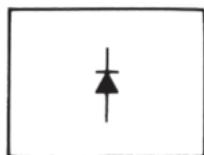


### Integreret kredsløb

Tegn IC, med efterfølgende nummerangivelse. Den trekantede pil angiver forstærkerretningen. Et integreret kredsløb kan indeholde mange tilledninger, ofte 14 stk. eller mere.

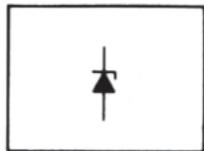
## Diode

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en pil på tilledningen med vinkelret spærrestreg. Strømmen løber positiv igennem i pilens retning.



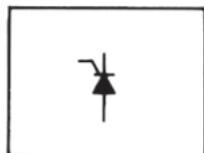
## Zenerdiode

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som dioden, men med en lille streg vinkelret på spærrestregen. Her skal plus til stregen!



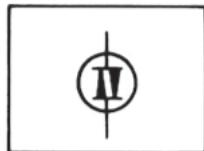
## Styret ensretter, SCR

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en diode med en skrå streg ud fra spærrestregen. Den angiver styregaten.



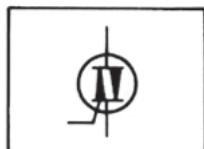
## Diac

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som i sammensatte modsat vendte dioder inde i en cirkel.



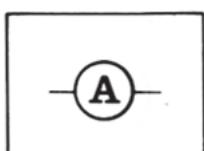
## Triac

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en diac - men med styregate. Man ser ofte triac's med indbyggede diac's.



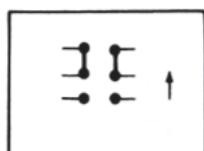
## Amperemeter

Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en ring indeholdende et A.



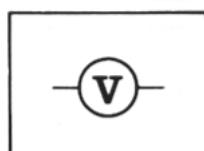
## Skydeomskifter

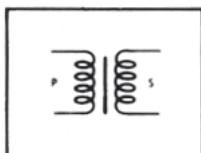
Tegn O, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som prikker med etablerede forbindelse i angiven stilling og tilledninger.



## Voltmeter

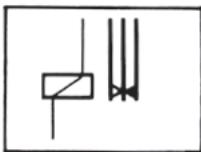
Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en ring indeholdende et V.





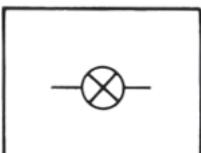
### Transformator

Tegn TR eller NT, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som 2 sammensatte spoler, ofte med angivelse af spænding på primær og sekundær. Der kan være flere sekundær viklinger.



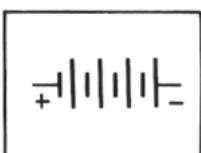
### Relæ

Tegn RE, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som rektangulær kasse med dobbelt tykkelse af en modstand. Kontakterne tegnes også. Kontaktforbindelsen tegnes altid med relæet i hvilestilling, og den etablerede forbindelse ses af den udfyldte pil, medens den uetablerede er den åbne pil.



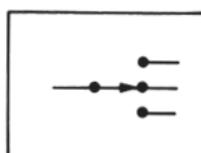
### Glødelampe

Tegn GL, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med 45 grader skrætstillede kors.



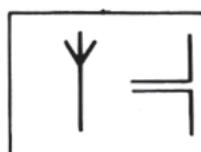
### Batteri

Tegn B, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som skiftende korte og lange streger vinkelret på ledningen. Den korte streg angiver plus, hvis intet andet er bemærket.



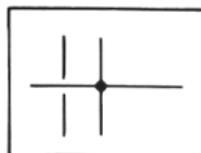
### Drejeomskifter

Tegn O, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som prikker, hvor en pil angiver stillingen.



### Antenner

Tegn ANT, med efterfølgende nummerangivelse. AM antennen tegnes som en lodret forbindelsesstreg med en »kost» i enden. FM antennen eller dipolen tegnes som 2 tykke streger med tillledninger.

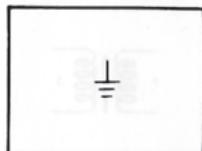


### Ledning

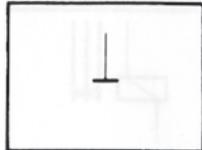
Ledningsforbindelser etableres med streger. Hvis ledningerne ikke er forbundet, men blot krydser hinanden, »afkrydes» den ene ledning. Hvis der skal etableres en forbindelse, må vi forsyne forbindelsen med en passende prik.

**Jordforbindelse**

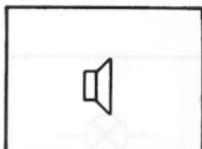
Lodret streg med 3 vinkelrette vandrette streger af aftagende størrelse. Tegn J.

**Stelforbindelse**

Lodret streg med en vinkelret tykkere streg. Tegn STEL.

**Højttaler**

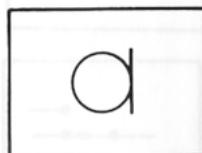
Tegn HT, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som konisk kasse, påsat enkelt rektangulær kasse.

**Høretelefon**

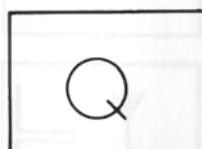
Tegnes som en høretelefon.

**Mikrofon**

Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med tangerende lodret streg.

**Pick-up**

Tegn PU, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en cirkel med en vinkelret brydende streg.



# T4 - FORSTÆRKNING & dB

## dB - EN PRAKTISK REGNESTØRRELSE

En forstærker er normalt indrettet til at forstærke et signal op fra en bestemt styrke til en ny og kraftigere. Det gælder uanset om man taler om lavfrekvens- eller højfrekvensspændinger, - strømme og -effekter.

Enklest ville det være at udtrykke forstærkningen i et antal gange uden yderligere bemærkninger, men af to årsager benytter man gerne deci Bell (efter den skotsk-amerikanske døvstummelærer og opfinder af telefonen, Alexander Graham Bell - 1847 - 1922).

For det første kan en forstærkning i et antal gange ofte være et ciffer med mange nulser og for det andet er det umiddelbare lytteudtryk ikke proportionalt med forstærkningen. En forøgelse i forstærkningen på 1.000 gange lyder ikke 1.000 gange kraftigere.

Bell fandt på at udtrykke styrkeforøgelsen eller dæmpningen efter en eksponentiel kurve med et ganske specielt forløb. Kurven er et multiplum af 10-tal LOGARITMEN og et fast ciffer. Det gør det nemmere at sammenligne to størrelser eller at finde forstærkningen i flere trin. Regner man med logaritmer, behøver man kun at lægge sammen, mens man med de rene tal må gange. Det er altså rigtigere og nemmere at benytte størrelsen Bell. Da een Bell er en stor størrelse, har man valgt udgangspunktet deci-Bell, dB. Der skal altså 10 små deci-Bell'er til een Bell.

## FORSTÆRKNING

En forstærkning er forholdet mellem et udgangssignal og et indgangssignal, og dette signal kan være en spænding, en strøm eller en effekt.

Da strøm og effekt hænger nøje sammen, effekten er multiplummet af spænding og strøm, er det nu praktisk at opstille et sæt simple ligninger til forklaring og beregning:

$$A : \text{For spændingsforstærkning gælder } A_u = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} \text{ gange}$$

$$B : \text{For strømforstærkning gælder } A_i = \frac{I_{ud}}{I_{ind}} \text{ gange}$$

$$C : \text{For effekt gælder } A_p = \frac{P_{ud}}{P_{ind}} \text{ gange}$$

Ved effektforstærkning må man stadig huske på, at strøm gange spænding er lig effekt.

Det medfører, at forholdet bliver potentiel større.

## DECI-BELL - dB

I moderne elektronik benyttes størrelsesforholdet dB, og også når et signal DÆMPES, kan dæmpningen udtrykkes i et antal dB. Man siger dog sjældent, at dæmpningen er  $-X$  dB, men blot at signalet er DÆMPET  $X$  dB.

Inden for teleteknik benytter man størrelsen NPER (N), som er baseret på den naturlige logaritme i stedet for på 10-tals logaritmen.

I elektronik benyttes den 10 gange mindre grundenhed af størrelsen Bell, deci-bell (dB). Bemærk at betegnelsen ikke i sig selv er en fysisk enhed som VOLT, AMPERE, OHM og WATT. Nogen gange hører man i omtale af mixerforstærkere, at udgangsspændingen er 0 dB, eller at en senders harmoniske udstråling er  $X$  dBm »nede».

Det er fordi man forudsætter at 0 dB niveauet fra mixeren er normeret til 0 dB ved 775 mV eff. udgangsspænding, og at senderen udstråler harmonisk signal, som er  $X$  dB under 0 dBm. Det lille indeks »m» angiver, at 0 dB ligger ved 1 milliwatt (1 mW). Andre former for indeks kan også forekomme.

Med følgende ligninger kan vi nu beregne forstærkningsforholdet i dB for spænding, strøm og effekt:

$$A : \text{Spænding dB} = 20 \log \frac{U_{\text{ud}}}{U_{\text{ind}}}$$

$$B : \text{Strøm dB} = 20 \log \frac{I_{\text{ud}}}{I_{\text{ind}}}$$

$$C : \text{Effekt dB} = 10 \log \frac{P_{\text{ud}}}{P_{\text{ind}}} \quad \text{- hvor der i denne formel er taget højde for at strøm spænding = effekt.}$$

Hvis man regner i dB, kan man umiddelbart lægge to dB angivne forstærkninger sammen.

Med de små billige matematiske lommeregnere er det idag ikke noget problem at omregne en forstærkning til et antal dB eller omvendt, hvor det tidligere var lidt besværligere, fordi man skulle have fat i en logaritmetabel.

## NOGLE FASTE dB STØRRELSER

Det er altid rart at have et familiært forhold til elektriske talstørrelser. Følgende dB angivelser er til at huske og en god hjælp ved hurtige skøn:

A. For strøm og spænding,

dB	forstærkning	forklaring
0 dB	1 gang	vort udgangspunkt efter valg
1 dB	1,1 gange	meget lille forskel
3 dB	1,4 gange	næsten 1/2 gang større signal
6 dB	2 gange	nøjagtig fordobling

<b>10 dB</b>	<b>3,16 gange</b>	fixeret max. skalaudslag for AC måleinstrument med både db og spændingsangivelse i 10 dB spring
<b>20 dB</b>	<b>10 gange</b>	fixeret max. skalaudslag for AC måleinstrumenter med både db og spændingsangivelse i 20 dB spring

B: For effekt,

<b>dB</b>	<b>forstærkning</b>	<b>forklaring</b>
<b>0 dB</b>	<b>1 gang</b>	vort udgangspunkt efter valg, eventuelt med indeks m, a el. lign.
<b>3 dB</b>	<b>2 gange</b>	en fordobling af effekten, da både spænding og strøm er 1,4 gange større. Denne forskel er lige netop hørbar - ikke mere, selv om det betyder en udgangseffekt stigning fra f.eks. 50 til 100 watt!
<b>6 dB</b>	<b>4 gange</b>	en 4 dobling af effekten
<b>10 dB</b>	<b>10 gange</b>	en 10 dobling af effekten
<b>20 dB</b>	<b>100 gange</b>	en 100 dobling af effekten

I tilslutning til A og B er det yderst vigtigt at bemærke at strøm og spændings dB'er (som ved følsomhed og signal/støjmåling) 10-dobles for hver 20 dB (A), og at effekt dB'er (i forbindelse med sendertrin og lavfrekvens udgangsforstærkere) 10-dobles for hver 10 dB (B).

## DÆMPNING I dB

Når man vil angive en dæmpning i et filter eller et dæmpningsled i dB'er, benytter man den reciprokke værdi for forholdet, - man vender brøken i forholdstallene.

Hvis et signal af styrken i dæmpes til 0,5, halveres styrken. Udtrykt i tal:

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

og hvis der er tale om spænding eller strøm dB, bliver tallene 6 dB, - se tabel A i foregående afsnit.

For at sikre at læseren ved at der er tale om en dæmpning, sættes et minus-tegn foran. Den helt korrekte angivelse bliver da -6 dB.

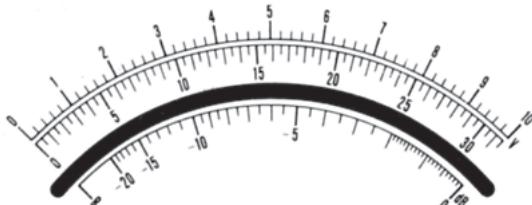


Fig. T4.1.

## AFLÆSNING AF dB PÅ VISERINSTRUMENTER

I stedet for at regne om fra forstærkning til dB, vil man i praksis i langt de fleste tilfælde aflæse et måleinstrument. Næsten alle måleinstrumenter er forsynet med en skala, som både har opmærkning for spænding og dB. Der findes også enkelte digitale måleinstrumenter, som kan omstilles mellem disse to størrelser.

På fig. T4.1. ses en skala, som den benyttes i et decideret AC-voltmeter. Instrumentet har fuldt udslag for 30 V, 10 V og 0 dB.

Et sådant AC-voltmeter er samtidig forsynet med en omskiftercentral til indstilling af følsomheden.

Man kan have følgende stillinger for maximalt udslag i lavfrekvensapparater: 3 mV - 10 mV - 30 mV - 100 mV - 300 mV - 1 V - 3 V og 10 V.

### 0 dB UDSLAG OG INDSTILLING AF FØLSOMHED

Det fulde udslag på 0 dB står ud for enten 10 eller 3,16 og er afhængig af målereferencen.

**EKSEMPEL:** En forstærker sender 3,16 volt ud med et signal fra en tonegenerator på indgangen. 0 dB punktet ligger altså på 3,16 volt. Hvis tonegeneratoren slukkes og indgangen på forstærkeren kortsluttes, drejer man omskifteren (attenuatoren) ned i det følsonimeste område, hvor man får et udslag, der kan aflæses.

Vi tænker os nu, at attenuatoren skal drejes ned 4 gange (det er 40 dB) og at visningen er - 6 dB. Restsignalet er da - 46 dB, og man siger, at den målte forstærkers signal/støjforhold er på 46 dB.

Det kunne lige så godt have været et udgangssignal på f.eks. - 3 dB i 10 volt området, der havde været udgangspunktet. Man skulle da have drejet attenuatoren ned på et passende udslag, som i ovenstående eksempel, og hvis støjsignalet nu er - 9 dB 5 trin nede, får man signal/støjforholdet:

$$5 \times 10 \text{ dB} + 9 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 56 \text{ dB}$$

Man kan naturligvis også først måle støjen og så sætte signal på forstærkeren, men man drejer da attenuatoren op til det ønskede signal. Med samme udgangspunkter bliver resultatet det samme.

Universalmåleinstrumenter er næsten altid forsynet med en dB skala, som kan benyttes på samme måde som AC-voltmeteret, men da universalinstrumenterne sjældent er udstyret med forstærkertrin (det kræver ekstra batteriforsyning) ligger den laveste følsomhed på 0,25 V til 1 V.

Da universalinstrumenter i denne klasse samtidig har et særdeles begrænset frekvensområde (til 1.000 Hz, hvis intet andet er bemærket i datalisten for instrumentet), må det anvendes med fornuft eller i forbindelse med en måleforstærker og en signalensetter.

Målepunktet 0 dB på billige universalinstrumenter er ofte placeret 2/3 oppe på skalaen, således at man kan aflæse dB værdier fra +3 dB til -20 dB.

# **FEED-BACK**

## **Feed Back G1**

1. A. Nej, De har sikkert ment de rigtige, men jeg sagde netop atomkernen, ikke atomet.
- B. Ja, men den indeholder også neutroner. De vidste De sikkert også godt. Prøv nu kræfter med opgave 2.
- C. Dette må betragtes som den helt rigtige mulighed. Atomkernen indeholder nemlig to ting, både protoner og neutroner. Fortsæt med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. Strømmen går fra elektronoverskud - til underskud +. Gå videre med næste tekst, eller sidste opgave i G2, hvis De føler Dem sikker.
- B. Nej, elektronerne går fra overskud - til underskud +. Fortsæt med teksten i G2.

## **Feed-back G2**

1. A. Fuldstændig rigtigt besvaret. Faste elektroner kan ikke bevæge sig, men løse elektroner eller huller kan. Fortsæt med opgave 2.
- B. Det er ikke selve urenheden, der bevæger sig. I rent silicium er der nemlig en deling mellem atomernes elektroner. I alt har atomerne 8 elektroner i yderste skal, hvilket giver en meget fast binding. Urenhederne giver plads til elektroner eller har besatte elektronpladser i overskud.
2. A. Det er ikke rigtigt - ikke alment. I P-materialet er der huller, det vil sige manglende elektroner. En elektron, der har vandret rundt i et stykke tid vil forene sig med et hul og "forsvinde" som løs elektron. De kan nu godt gå videre i teksten G3. Vi vil senere vende tilbage til ovenstående emne.
- B. Det er rigtigt. Elektronerne kan vandre et stykke tid, før de møder et hul, men når de så møder et hul, vil de falde i, og vor elektron er ikke mere løs. Læs nu videre om strøm og spænding. Vi vil senere vende tilbage til emnet halvledere.
- C. Nej, der er plads nok. Mellem atomerne er der mange tomrum, huller, som elektronerne kan falde i. Når en elektron falder i et sådant hul, ophører den med at eksistere som fri elektron. Gå videre med næste afsnit om strøm og spænding.

## **Feed back G3**

1. A. Nej,  $10^{19}$  er ikke det samme som  $10^{18}$ . Det er 10 gange så meget.  $6 \times 10^{19}$  er 10 gange så meget som  $6 \times 10^{18}$ , og strømmen er der 10 amp. Prøv nu opgave 2.
- B. De har vist forsøgt at huske tallet.  $i A$  er  $6 \times 10^{18}$  elektroner pr. sekund. Imidlertid er  $6 \times 10^{19}$ , 10 gange så meget. Ved  $6 \times 10^{18}$  er strømmen 1 A. Da må den være 10 A ved  $6 \times 10^{19}$  elektroner pr. sekund. Fortsæt med opgave 2.
- C. Det er rigtigt. Hvis De følger Dem hjemme i nomenklaturen, dvs. læren om om-sætning mellem potenser og bogstaver, så spring frem til opgave 3 eller gå igang med opgave 2.

2. A. Udgangspunktet er  $1 \text{ A} = 6 \times 10^{18}$  elektroner pr. sekund.  $6 \times 10^{15}$  har 3 huller mindre end  $10^{18}$ . Vi har altså en strøm, der er 1000 gange mindre end 1 A. Strømmen er således  $6 \times 10^{15}$  lig med 1 mA. Fortsæt med opgave 3.
- B. Det er rigtigt. Det med potenser er da ikke så svært, vel? Prøv nu opgave 3.
- C. Det var ikke så godt. Når  $6 \times 10^{18}$  er lig med 1 A, må  $6 \times 10^{15}$  være lig med et ettal, med et rigtigt anbragt komma. Da  $6 \times 10^{15}$  er 1000 gange mindre, må den strøm, som tallet svarer til, være 1000 gange mindre end 1 A, nemlig 1 mA. Er De helt med på, hvad vi mener, kan De gå videre med opgave 3, ellers prøv kræfter på afsnittet om potenser, T1.
3. A. Strømmen går fra en højere spænding til en mindre. Fra 10 volt går den til 0, og derfra videre til -7 volt. Elektronerne, der går den anden vej, vandrer altså fra -7 til +10 volt. Gå videre med opgave 4.
- B. Rigtigt, spændingen falder i rækkefølgen 10 - 0 - 7 volt, og strømmen går fra 10 til -7 volt. Vi spurgte om elektronernes bevægelsesretning, der er den modsatte. De svarede derfor rigtigt, nemlig elektronstrøm fra -7 til +10 V. Løs nu opgave 4.
- C. Hvis elektronerne alle strømmede væk fra nul, ville der opstå en positiv spænding, hvilket er en modstrid. Strømmens retning er altid fra højere til lavere spænding, nemlig fra +10 volt til -7 volt. Vi spurgte imidlertid om elektronernes retning, der er den modsatte af strømmen. Dvs. vi får en elektronstrøm fra -7 til +10 volt. Prøv nu opgave 4.
- D. Strømmen går fra 10 volt til -7 volt. Elektronstrømmen går dog den anden vej, altså fra -7 til +10 volt. Gå videre med opgave 4.
4. A.  $3 \times 450$  volt er 1350 volt. For at få det i kV, dividerer vi med 1000 og får 1,35 kV. Resultatet er altså korrekt, fortsæt med opgave 5.
- B. Forbinde man batterier i serie, får man en spænding, der er summen af hvert enkelt batteris spænding. Det samme gælder her. Den samlede spænding er altså  $3 \times 450$  volt = 1350 volt. Deres cifre var altså gale. Derimod ser det ud til, at Deres komma var sat rigtigt. 1000 volt er netop 1 kV, hvilket giver 1,35 kV hvis spændingen findes til 1350 volt. Gå videre med opgave 5.
- C. De har fundet det rigtige tal, men har lavet en kommafejl.  $3 \times 450$  volt er 1350 volt. 1000 volt er lig med 1 kV, hvorfor 1350 volt er lig 1,35 kV. Prøv opgave 5.
- D. De har lavet 450 V direkte om til kV. Ved serieforbindelsen af spændingerne, skal hver enkelt spænding adderes. Vi får 1350 volt, eller 1,35 kV. Begynd på den næste opgave.
5. A. De har lavet noget forkert. Måske har De glemt, at de to parallelforbundne batterier, der kan levere 100 mA, tilsammen leverer 200 mA. Det giver sammen med endnu et parallelforbundet batteri en samlet strømlevering på 2200 mA, eller 2,2 A. Gå videre med afsnittet om kondensatoren, G4.
- B. Måske har De bare gættet. Ved en parallelforbindelse skal strømmene lægges sammen.  $2000 \text{ mA} + 100 \text{ mA} + 100 \text{ mA} = 2200 \text{ mA}$ , eller 2,2 A. Gå videre med afsnittet om kondensatoren, G4.
- C. De er kommet frem til det rigtige resultat. Hvis De har lyst, kan De prøve at løse sidste opgave i næste afsnit. Ellers start med teksten.

- D. Ved en parallelforbindelse af batterier får vi mulighed for at trække mere strøm. Den samlede strøm, som vi kan aftage, er summen af hver enkelt batteris strøm:  $2000 \text{ mA} + 100 \text{ mA} + 100 \text{ mA} = 2200 \text{ mA}$ , eller 2,2 A. Fortsæt nu med næste afsnit.

#### Feed-back G4

1. A. Afstanden til alle omliggende ting er stor, og en nøgle er sædvanligvis lille. Begge dele giver en lille kapacitet. Før De går videre med næste afsnit, skulle De prøve at læse de 4 sidste linier af teksten.
- B. Det er rigtigt. Både størrelse, afstand og luft som isolationsmateriale antyder en lille kapacitet. Fortsæt med G5.
- C. Hverken størrelse eller afstand bør få os til at tro, at der er tale om en stor kapacitet. Gå videre med afsnittet om kondensatorforbindelse, G5.

#### Feed-back G5

1. A. Ja - helt korrekt. Fortsæt med opgave 3.
- B. Nej, svaret er forkert. Måske har De regnet som ved serieforbindelser. Når kondensatorer parallelforbindes adderes kapaciteterne.  $0,5 \text{ uF} + 0,5 \text{ uF} = 1 \text{ uF}$ . Fortsæt med opgave 2.
- C. Det var helt forkert - man får ikke 10 gange så stor kapacitet ved parallelforbindelse, men de enkelte kapaciteter adderes:  $0,5 \text{ uF} + 0,5 \text{ uF} = 1 \text{ uF}$ . Fortsæt med opgave 2.
2. A. Nej, når man parallelforbinder kondensatorer adderes de enkelte værdier. Når man serieforbinder benyttes:

$$1/333 = 1/C_1 = 1/C_2 + 1/C_3 \dots$$

Da den resulterende kapacitet skal være 333 pF får man:

$$1/333 = 1/3C$$

derfor er  $C = 1 \text{ nF}$ , og man benytter 3 stk. Fortsæt med opgave 3.

- B. Ja, helt rigtigt. Fortsæt med opgave 3.
- C. Nej, forkert. Se besvarelse A, før De regner opgave 3.
3. A. De må have læst forkert på farvekoden. Har De læst afsnittet om farvekodning? Kondensatorerne har værdierne:  $1 - 0 - 10^3 = 10.000 \text{ pF} = 10 \text{ nF}$ . En parallelforbindelse af kondensatorerne giver summen 20 nF. De har regnet det som en serieforbindelse. Prøv opgave 4.
- B. Metoden, som De har brugt, er rigtig, men De er begyndt med en forkert kondensatorværdi. Orange er x 1000, og brun - sort 10. Kondensatorene bliver 10.000 pF eller 10 nF. Parallelforbindelsen giver 20 nF. Fortsæt med næste opgave.
- C. De har fundet det helt rigtige resultat. Gå blot videre med opgave 4.
- D. De har regnet som ved en serieforbindelse, men har fundet den rette størrelse af hver enkelt kondensator. Ved en parallelforbindelse af kondensatorer skal man addere for at få den samlede kapacitet. Vi får 20 nF. Gå videre med opgave 4.

4. A. De har måske gættet på værdien af hver kondensator. Den har De fundet rigtigt, men serieforbindelsen giver en kondensator, der er mindre end hver af de benyttede. Hvis vi benytter formlen for en serieforbindelse, får vi en kapacitet på  $0,5 \text{ nF} = 500 \text{ pF}$ . Læs videre i teksten, der fortæller om forskellige kondensatortyper.
- B. Fuldstændigt rigtigt, læs videre om forskellige kondensatorer, G6.
- C. De har fået en forkert kondensatorværdi, eller De har taget fejl af pF eller nF. Resultatet er  $500 \text{ pF}$ . De kan roligt gå videre med afsnittet om forskellige kondensatorer, G6.
- D. De har måske troet, at det var en parallelforbindelse. Serieforbindelsen af 3 ens kondensatorer, giver en samlet kondensatorværdi på  $1/3$  af den enkelte,  $500 \text{ pF}$ . Læs nu om kondensatortyper, G6.

### Feed back G6

1. A. Det er ikke rigtigt. Volt er enheden for spænding, medens enheden for kondensatorer er FARAD. Har De læst afsnittet om kondensatorer grundigt igennem ? Ellers læs det, før De går videre med opgave 2. Se nomenklatur, T1 side 187.
- B. m er, når det står alene, betegnelsen for  $1:1000$ . I gamle dage havde man en måleenhed for kondensatorer, der hed cm. 1 cm svarede omtrent til  $1 \text{ pF}$ . Enheden for kondensatorer er FARAD. Gå nu videre med næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
- C. Det er helt rigtigt. Gå videre med næste opgave.
- D. Ampere er enheden for strøm. Enheden for kapacitet er FARAD. Har De læst hele afsnittet om kondensatortyper og kondensatorer G4 ? Fortsæt blot med opgave 2. Se nomenklatur, T1 side 187.
2. A. Fuldkommen korrekt, men tallet udtrykkes bedst som  $32 \text{ nF}$ .  $0,032 \text{ uF}$  er ikke en almindelig angivelse.
- B. De skal ikke dividere med 2, når De har lagt kapaciteterne sammen. Resultatet er  $32.000 \text{ pF}$ , eller  $32 \text{ nF}$ , hvilket igen er  $0,032 \text{ uF}$ . Løs nu opgave 3. Se nomenklatur, T1 side 187.
- C.  $1,9 \text{ nF}$  er den kapacitet, vi får ved en serieforbindelse. Ved en parallelforbindelse skal de enkelte kapaciteter blot adderes. Facit bliver  $0,032 \text{ uF}$ . Gå videre til næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
- D. De er kommet til at bytte om på tallene. Resultatet bliver  $32 \text{ nF}$ .  $30.000 \text{ pF}$  er lig med  $30 \text{ nF}$ . Derefter lægges de  $2 \text{ nF}$  til, og vi får  $32 \text{ nF}$ , eller  $0,032 \text{ uF}$ . Prøv nu kræfter med næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
3. A. Måske har vi ikke forklaret opbygningen af en kondensator grundigt nok. Den er beskrevet i punkt 3. Der skal være 2 lag metalfolie og 2 lag isolation. Det giver i alt 4 lag. Hvis metallet er pådampet isolationen, er der kun 2 lag, når vi skiller kondensatoren ad. Lagene er udformet som lange bånd, der er rullet sammen i en blok. Fortsæt nu med opgave 4.
- B. Hvis metallet er pådampet isolationen har De ret, men i mange tilfælde ligger metalfolien for sig selv, og der er da 4 lag. Fortsæt med opgave 4.
- C. De har regnet med, at metalfolien var for sig. Så er der 4 lag. Hvis metallet er pådampet isolationen, er der kun 2 lag, vi kan skille ad. Fortsæt med opgave 4.

- D. 8 lag er nok lidt voldsomt. Måske har De regnet med, at der skal isolation på begge sider af metalfolien, og 2 lag uden om, men det er ikke rigtigt. En kondensator består af 4 lag, vekslende metalfolie og isolation. Nogle kondensatorer har pådampet metallag på isolationen. Så er der kun 2 lag, vi kan skille ad. Prøv nu opgave 4.
4. A. Det er ikke så godt. De må hellere prøve at læse afsnittet om farvekodning, før De fortsætter med opgave 5.
- B. Det er rimeligt. Hvis De synes, kan De fortsætte med opgave 5, eller først læse afsnittet om farvekodning, T2. Farvekodningen skal De nu nok lære efterhånden, når De går igang med AE-konstruktionen.
- C. Udmærket, tag fat på opgave 5. De farvekoder kunne De jo i forvejen.
5. A. De har regnet som ved en serieforbindelse, men De har fundet den rette værdi for den faste kondensator. Ved parallelforbindelser skal vi addere kapaciteten og får så 123 - 150 pF.
- B. De har fundet en forkert værdi for den fast kondensator, men har ellers regnet rigtigt. Kondensatoren er ikke på 210 pF, men på 120 pF, hvorfor vi ved parallelforbindelsen får en kapacitet på 123 til 150 pF.
- C. Det er helt rigtigt.

### Feed back G7

1. A. Det er for lidt ohm's lov,  $U = R \times I$  giver  $U = 10 \text{ ohm} \times 0,1 \text{ A} = 1,0\text{V}$ . Prøv opgave 2.
- B. Det er rigtigt. Gå videre med opgave 2.
- C. Vi skal finde spændingen ud fra ohm's lov:  $U = R \times I$ ,  $U = 10 \text{ ohm} \times 0,1 \text{ A} = 1,0 \text{ V}$ . Løs nu opgave 2.
2. A. Nej, der skal ikke ganges, men divideres.  $U = R \times I$  medfører  $I = U/R = 100 \text{ Amp}$ . Husk det ved løsning af opgave 3.
- B. Her er De gået temmelig galt i byen. ohm's lov skal bruges:  $U = R \times I$ . Vi isolerer  $I$ , da vi søger strømmen:  $I = 100 \text{ A}$ . Fortsæt med opgave 3.
- C. Det er rigtigt. Prøv nu opgave 3.
3. A. De har regnet et nul galt, men ellers rigtigt.  $10 \text{ uA} = 10 \times 10^{-6} \text{ A}$ ,  $47 \text{ kohm} = 47 \times 10^3 \text{ ohm}$ .  $U = R \times I = 10 \times 10^{-6} \times 47 \times 10^3 \text{ V} = 470 \times 10^{-3} = 470 \text{ mV}$ . Fortsæt med opgave 4.
- B. Det er fuldstændig rigtigt. De skal nu løse opgave 4.
- C. De har regnet galt i formlen. Spændingen fås af  $U = R \times I = 10 \text{ uA} \times 47 \text{ kohm} = 470 \text{ mV}$ . De har divideret modstanden op i strømmen. Se om De kan løse opgave 4.
4. A. Modstanden fås af  $R = U/I$ . De har fundet det helt rette svar. Hvis De i forvejen kender noget til forbindelser af modstande, kan De springe direkte til opgaverne efter næste afsnit. Ellers start med teksten.
- B. De har benyttet formlen forkert, og har divideret spændingen op i strømmen. Det skal være omvendt.  $R = 1,2 \text{ kohm}$ . Fortsæt med næste afsnit.

- C. Her er smuttet et nul. 1 op i  $1,2 = 1,2$ , men  $1 \text{ mA} = 10^{-3} \text{ A}$ , så vi skal dividere med  $10^{-3}$  eller gange med  $10^3$ .  $R = 1200 \text{ ohm} = 1,2 \text{ kohm}$ . Læs roligt videre i næste afsnit.
- D. Det er ikke godt. De skal bruge formlen:  $R = U/I$ . Se besvarelse C.
5. A. Vi tror virkelig, at De har gjort noget for at løse opgaven, men desværre er der smuttet et nul. Prøv igen. Det rigtige resultat er 70 Watt! en pæn effekt, ikke?
- B. Ja, det er helt rigtigt.
- C. Det er ikke helt rigtigt. Måske er det galt med potensregningen.  $U_2$  er ikke lig med  $15 + 15$ , men  $15 \times 15$ . Det er 225. Divideres med 3,3 får vi ca. 70 W. Hvis De føler Dem usikker i potensregning, skulle De prøve at læse afsnittet T1. Det er ikke svært og begynder endog med lagkageregning!

### Feed-back G8

1. A. De har troet, det var en parallellforbindelse. Ved en serieforbindelse skal modstandene blot adderes, så vi her får  $17,6 \text{ kohm}$ . Fortsæt med opgave 2.
- B. Det er rigtigt, men det var jo heller ikke svært, vel? Gå videre med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. Skynd Dem videre til opgave 3.
- B. De er stadig ved opgave 1 og har regnet med en serieforbindelse. Dette er en parallellforbindelse, og når der er to ens modstande i parallel, bliver den samlede modstand det halve, altså  $50 \text{ ohm}$ . Fortsæt til opgave 3.
3. A. De har regnet galt. Først og fremmest skal de to modstande parallellforbindes, og den samlede modstand bliver da  $11 \text{ kohm}$ . De kan have misforstået opgaven og udregnet strømmen i en enkelt modstand. Men det er ikke rigtigt. I henhold opgave 2 i afsnit G8 findes strømmen ved  $I = U/I$ . Det rigtige resultat er da  $I = 0,9 \text{ mA}$ . Læg mærke til, at det er kohm! Fortsæt med opgave 4.
- B. Det er rigtigt.
- C. De har regnet galt med potensen i ohm's lov.  $0,009 \text{ A} = 9 \text{ mA}$ , og resultatet skal blive  $0,9 \text{ mA}$ . Men De har ellers gjort det godt. Gå videre med næste opgave.
4. A. Det var ikke en serieforbindelse, men en parallellforbindelse. Modstanden bliver da  $600 \text{ ohm}$  og ikke  $2,5 \text{ kohm}$ . Desuden har De regnet et nul galt, men det gør ikke så meget. Når modstanden er  $600 \text{ ohm}$  og spændingen  $4,5 \text{ V}$ , bliver strømmen  $7,5 \text{ mA}$ . Fortsæt med opgave 5.
- B.  $1,8 \text{ mA}$  ville have været rigtigt, hvis det havde været en serieforbindelse, men parallellforbindelsen giver en modstandsværdi på  $600 \text{ ohm}$ , og dermed fås en strøm på  $7,5 \text{ mA}$ . Fortsæt med opgave 5.
- C. Det har De gjort fint. Fortsæt med opgave 5.
5. A. De går frem på den måde at tværstrømmen vælges først. Den skal være 10 gange større end de  $10 \mu\text{A} = 100 \mu\text{A} = 0,1 \text{ mA}$ . For at få en spænding på  $3 \text{ V}$  skal strømmen passere en modstand på  $30 \text{ kohm}$ . Den findes ikke som standardværdi, så vi er nødt til at bruge  $27 \text{ kohm}$  eller  $33 \text{ kohm}$ . De har regnet fuldstændig rigtigt, så fortsæt bare med opgave 6.

- B. De har glemt, at tværstrømmen skal være 10 gange den strøm, vi maksimalt kan trække i udgangen. Ellers har De regnet rigtigt, så modstandsverdiene skal divideres med 10 til 47 kohm og 33 kohm. Se nu på opgave 6.
6. A. De har tænkt Dem godt om og fundet det rigtige.  $4 + 1 = 5$ , Prøv nu opgave 7.
- B. De er faldet i fælden. Når den ene modstand skal være 4 gange den anden, bliver hele spændingsdelerens modstand 5 gange. Spændingen bliver altså delt i forholdet 1 : 5, så resultatet bliver 2 V. Fortsæt med opgave 7.
7. A. Når indgangsmodstanden er 50 kohm, må vi have spændingsdelerens modstand 10 gange mindre, altså 5 kohm. Det er ingen standardværdi, så vi bruger 4,7 kohm. For at dele i forholdet 1 : 10 skal modstandenes forhold være 1 : 9. Teoretisk skal  $R_1$  altså være 42,3 kohm, men det er ikke en standardværdi. Vi må vælge mellem de to nærmeste, 39 kohm og 47 kohm, og vi har valgt 47 kohm.
- B. Det er det rigtige valg. Lagde De mærke til, at modstandene egentlig skulle have forholdet 1 : 9, men at standardværdierne tvinger os til det valg, vi har truffet? - Ellers ved De det nu.
- C. De har regnet fuldstændigt rigtigt, men vi har ikke 5 kohm modstande i standardværdierne. Vi er tvunget til at vælge 4,7 kohm, selv om vi så ikke får deling på 1 : 10, men 1 : 11.

### Feed-back G12

1. A. Nej, det er direkte forkert. En ensretter forstærker ikke, den laver blot vekselspænding om til jævnspænding. Grunden til at spændingen bliver større er, at den tilsluttede kondensator lades op til vekselspændingens maximale værdi. Denne spidsværdi er  $\sqrt{2}$  gange mere, derfor er spændingen større. Gå nu videre i teksten.
- B. Ja, det er helt rigtigt. De har forstået alt rigtigt, og kan udmærket fortsætte med det næste afsnit, der handler om kondensatorer og spoler i vekselstrømskredse.
- C. Nej, det er ikke helt rigtigt, men De er på det rigtige "spor". Transformatoren nedsætter ganske rigtigt de 220 volt til 11 volt, men ved ensretning og filtrering, også kaldet udglatning, får vi en spænding, der er  $\sqrt{2}$  gange større.  $\sqrt{2}$  er 1,41, som ganget med 11 volt giver ca. 15,5 volt. Fortsæt med næste afsnit, og husk altid for fremtiden, at en vekselspænding, der ensrettes og udglattes, får en værdi på 1,41 gange større.
2. A. Nej, der har De vist taget fejl. Vi får et meget mindre omsætningsforhold mellem primær og sekundær. 10.000 vindinger til 500 giver en spændingsomsætning fra 20 til 1. Dvs. spændingen, der kommer ud af transformatoren, er 20 gange mindre end 220 volt, altså 11 volt. Efter ensretning og filtrering får vi en jævnspænding der er 1,41 ganget med de 11 volt, ca. 15,5 volt. Gå videre med næste afsnit.
- B. Ja, det er helt rigtigt, måske kender De det i forvejen. Måske De skulle springe næste afsnit over og prøve kræfter med opgaverne i stedet for at "tygge" noget, De måske allerede kender.

### Feed-back G13

1. A. Ja, det er helt rigtigt. De behøver sikkert ikke mere træning i udregning af kondensatorværdier. Gå videre med næste afsnit, G14.
- B. Nej, ikke helt rigtigt. Tallet er dog rigtigt, men der mangler et nul. Måske De skulle læse tillægsafsnittet T1 om potenser etc. Gå videre med G14.

- C. Det er desværre ikke rigtigt. Hverken tal eller benævnelse er rigtig. Vi må nok hellere gennemgå udregningerne for Dem: Vi benytter formlen:

$$Z_c = \frac{1}{2\pi f x C} \quad \text{omskrives til: } C = \frac{1}{2\pi f x Z_c}$$

Ved indsættelse får vi:

$$C = \frac{1}{6,28 \times 10^3 \times 10^3} \quad , \text{omregnet i nF:}$$

$$C_{nF} = \frac{10^9}{6,28 \times 10^6} \quad \text{giver } C = 150 \text{ nF (159 nF)}$$

### Feed-back G14

- Det er helt korrekt. Nu har De vel ikke gættet, vel?, ellers se løsningen under B, før De går videre med afsnittet måling, G15.
- Nej, det er ikke rigtigt. Facit er 1,59 MHz, hvilket er mellembølge. Vi kommer frem til de 1,59 MHz ved at tage kvadratrodten af 0,1 mH gange 0,1 nF, hvilket er 0,1. Størrelsen 0,1 er lig 1/10, og man dividerer med 1/10 ved at gange med den omvendte. Det vil sige, at 159.000 skal ganges med 10, hvilket giver 1,59 MHz. Gå videre med afsnittet G15, måling, et helt andet emne.
- Nej, måske er der ikke forklaring nok i teksten. Se løsningen under B, får De går videre med næste afsnit.

### Feed-back G15

- Nej, det er i hvert fald forkert. Strømmen er allerede givet. Det, som vi kunne ønske os at vide, er hvor stort målet for fuldt udslag er. Da vi kender den strøm, der løber igennem instrumentet, kan vi udregne den indre modstand, når vi også kender spændingen. Vi må samtidig vide, hvor stort udslaget er for maximalt skalaudslag. Gå videre til opgave 2.
  - Nej, det stemmer ikke. Det, der er nødvendigt for os at vide, er målet for fuldt udslag. Gå videre med opgave 2.
  - Jo - det er skam nødvendigt at kende en størrelse, nemlig visningen for fuldt udslag. Gå videre med næste opgave.
  - Nej - spændingen er sandelig givet. Gå nu videre med næste opgave.
  - Det er fuldkommen rigtigt.
- Det er forkert. Det eneste, der har interesse for os er, at instrumentet skal have 100 mA gennem sig, men at det har fuldt udslag for 100 uA. Det vil sige, at bortset fra de 100 uA eller 0,1 mA, skal al anden strøm løbe igennem shunten. Ialt 99.9 mA. Gå videre med næste opgave.
  - Nej, det er bestemt ikke rigtigt. I opgaveteksten stod der, at vi sendte 100 mA ind - så kan vi ikke få næsten 10 gange mere igennem shunten. Se for rigtig besvarelse under A.
  - Helt rigtig besvarelse, mon vi bør kommentere det yderligere. Gå roligt i gang med næste opgave, at udregne shunten's størrelse.

3. A. Nej, ikke helt. Vi skulle være nået frem til en spænding på 100 mV over instrumentet. Når vi ved, at der skal være fuldt udslag over 100 mA, og der skal gå 99,9 mÅ gennem shunten, kender vi altså både spænding og strøm og kan via ohm's lov udregne shunten. Et måleinstrument har sjældent en nøjagtighed på over 1 %, og vi kan runde 99,9 mA op til 100 mA i dette tilfælde. Gå videre med opgave 4.

$$Rs = U / I : Rs = \frac{100 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 1 \text{ ohm.}$$

- B. Nej, det er ikke korrekt. Måske er der smuttet en potens. Se løsningen i A før De går videre med næste opgave.
- C. Helt rigtigt, De kan gå videre med næste opgave.
4. A. Vi må desværre beklage, at Deres svar er forkert. Måske er det blot en faktor gange 1000, der er glemt. Udregningen foregår således: Fra opgave 3 kender vi spændingen over instrumentet for fuldt udslag, 100 mV. Vi skal måle 100 volt. Derfor må formodstanden være 1000 gange større end den indre modstand, fordi spændingen vi skal måle er 1000 gange større. Den indre modstand kendes fra opgave 2, nemlig 1 kohm, udregnet ud fra instrumenttypen 1 mÅ - 1 V. Skal modstanden være 1000 gange større end 1 kohm, får vi en modstand på 1 Mohm. Gå videre til opgave 5.
- B. Ja, helt rigtigt. De har forstået det essentielle. Gå videre med opgave 5.
- C. Det rigtige facit er 1 Mohm. Hvis De ikke vil prøve kræfter på den samme opgave en gang mere, kan De få løsningen i punkt A. Gå derefter videre til opgave 5.
5. A. Rigtigt, De kan roligt gå videre med næste afsnit, G16.
- B. Det er ikke rigtigt. Modstanden på 9 kohm har De regnet rigtigt ud, men den på 990 kohm er forkert. Den skulle være på 99 kohm. Begge modstande udregnes således: Vi ved, at der står i volt over instrumentet ved i kohm. Hvis den spænding, vi skal måle, er 10 volt, må der altså være 9 volt over modstanden. 1 volt og 1 kohm giver en strøm på 1 mÅ. 1 mÅ gennem en modstand på 9 volt over giver en ohm'sk værdi på 9 kohm. Ved 100 volt står der 99 volt over den anden modstand, hvorfor den skal være 99 kohm, eller 100 kohm med rimelig nøjagtighed. Modstanden på 9 kohm kan feks. sammensættes ved en serieforbindelse af en modstand på 8,2 kohm, og en på 820 ohm. Gå nu videre med afsnit, G16.

### Feed-back G16

1. A. Helt rigtigt, gå videre med opgave 2.
- B. Jo, der vil gå strøm. Plus ledes nemlig igennem i pilens retning. Gå videre med opgave 2.
2. A. Ja, De har forstået, hvad der menes med Beta. Gå nu videre med opgaver eller tekster i næste afsnit, som angivet i læsevejledningen.
- B. Nej, det giver en strømformindskelse. I en transistor er det meningen, at man skal få en større strøm ud af kollektoren, end man påtrykker basis. Se eventuelt signaturforklaringen T3 og gå videre med G17.

**Feed-back G17**

1. A. De har ikke husket, at der skal være den halve forsyningsspænding på kollektor. De har lagt hele spændingen over  $R_C$ . Når der skal være det halve, må modstanden være halvt så stor altså 6 kohm. Vi bruger en 5,6 kohm standardværdi.  $R_B$  er udregnet korrekt. Gå videre med opgave 2.
  - B. Dette resultat er De kommet helt rigtigt frem til. Dog må det siges, at når vi runner nedad i kollektormodstanden, er det bedst også at runde nedad i basismodstanden til 680 kohm. Der bliver ikke nogen hørbar forskel på de to konstruktioner. Gå videre med opgave 2 eller spring måske direkte til opgave 3.
  - C. Fuldstændigt rigtigt. Gå videre med opgave 2 eller spring frem til opgave 3, hvis De føler Dem hjemme i stoffet.
  - D. Konstruktionen er mulig, men kollektorstrømmen bliver ikke 0,5 mA, men 0,25 mA. De har udregnet  $R_C$ , så hele forsyningsspændingen ligger over den, og ikke kun den halve. Derefter har De enten regnet galt med  $R_B$  eller De har "luret" Dem til, at  $R_B$  i dette tilfælde skal være 2 gange strømforstærkningen gange  $R_C$ . Husk reglen om den halve forsyningsspænding og prøv opgave 2.
2. A. De er gået fornuftigt til værks.  $R_E$  og  $R_C$  er korrekte, men De har glemt, at der er et spændingsfald på 0,7 V fra basis til emitter. Hvis De indfører det, skal De nok nå det rigtige resultat.
  - B. Fuldstændigt rigtigt.
  - C. De har lavet to alvorlige fejl. Først har De glemt, at der skal være halv forsyningsspænding på kollektor. Med  $R_C = 2,2$  kohm falder hele spændingen over modstanden, så transistoren ikke har noget tilbage at arbejde på. Resultatet skal være den halve værdi af  $R_C = 1,2$  kohm, samt  $R_{B1} = R_{B2} = 15$  kohm.
  - D. De er ikke gode venner med ohm's lov.  $R_E$  skal være 680 ohm og ikke 1,2 kohm. Det er den samme fejl, der igen optræder i  $R_C$ , der skal være 1,2 kohm.  $R_{B1}$  og  $R_{B2}$  er 15 kohm.

**Feed-back G19**

1. A. Nej, det er ikke rigtigt. Måske har vi ikke forklaret netop dette tydeligt nok under kondensatorer. Når vi ændrer antallet af elektroner på kondensatorpladerne, vil strømmen (antal elektroner pr. sekund) være større, hvis vi går det hurtigere. Dvs. at høje frekvenser let overføres. Gå videre til næste opgave.
  - B. Helt rigtigt. Prøv nu næste opgave.
  2. A. Nej - i opgave 1 så vi, at en kondensator leder diskanten godt. Det betyder, at diskanten endog vil stige, fordi den ledes udenom modstanden. Gå videre til opgave 3.
  - B. Godt besvaret - kondensatoren lægger jo diskanten til stel, fordi den leder for de høje toner. Vi hører kun mellem tonerne og bassen i en tilsluttet forstærker. Stel er jo altid den nederste leder. Gå videre til opgave 3.
3. A. Nej, ikke engang tallet er rigtigt. Prøv igen og husk at  $\pi = 3,14$ .
  - B. Helt rigtigt. Prøv at lave konstruktionen på et print, og hør at bassen virkelig bliver kraftigere. Gå derefter videre til opgave 4.

- C. Nej, ikke helt, mon ikke De har glemt et ciffer. Den skal være 100 nF. Gå videre til opgave 4.

### Feed-back G20

1. A. Nej, - det er forkert. Lav en skitse med emner og trykbølger indtegnet. Så kan De se, at det er de to andre skærme, som på grund af den store flade, påvirkes mest. Gå videre med opgave 2.
  - B. Det er helt rigtigt. Gå videre med opgave 2.
2. A. Det er galt. Det er ikke størrelsen, men vægten, der har betydning, og en magnet vejer almindeligvis mere end en spole. Gå blot videre til opgave 3.
  - B. Korrekt. Den lette spole giver større udslag end en tung magnet. Gå til opgave 3.
  - C. Det er et gæt. Det er vægten, der har betydning, og den lette spole giver større udslag end magneten. Gå bare videre til opgave 3.
  - D. Teoretisk er det muligt, men i praksis er konstruktionen mindre følsom, idet en spole normalt er lettere end en magnet. Men det er udmærket, at De ikke er bundet af traditionelle tankegange. Gå blot videre med opgaverne.
3. A. Rigtigt, hvis De tænker på de lave frekvenser, forkert, hvis De tænker på de høje. En membrans udstrækning skal nemlig gerne være så stor som muligt i forhold til bølgelængden. Det giver en nedre grænse for frekvensen. Hvis De har tænkt rigtigt og også har haft B som løsning, har De virkelig kendskab til lydhølgers virkning. Løs næste opgave.
  - B. Rigtigt for den øvre grænsefrekvens. Fortsæt med næste opgave.
  - C. Magnetens styrke har lige stor indflydelse på alle frekvenser. Det er vægten af membran og spole, der gør, at mikrofonen ikke kan følge med ved de høje frekvenser. Gå alligevel videre til næste opgave.
  - D. Det er galt. Størrelsen af spolen har ingen betydning, det er vægten, der har betydning. Ved høje frekvenser kan en stor vægt ikke følge med i svingningen. Fortsæt med opgave 4.
4. A. Forkert. Tvertimod. Det er modsætningen mellem de lave frekvensers krav om en stor afstand mellem for- og bagside og bevægelse af en stor luftmasse, og de høje frekvensers krav om en lille let membran, der umuliggør anvendelse af en enkelt højttaler over hele intervallet. En enkelt højttaler, der kunne dække hele lydområdet, ville være det ideelle. Prøv med opgave 5.
  - B. Nej. En stor højttaler er nødvendig ved lave frekvenser, og sådanne har man. Men en stor membran kan ikke følge med ved høje frekvenser, så vi må have en lille til disse. Fortsæt med opgave 5.
  - C. Korrekt. Lave frekvenser skal have stor afstand rundt om membranen, og skal også sætte en stor luftmasse i sving. Høje frekvenser kræver en lille og let membran, der kan følge med svingningerne. Gå videre til opgave 5.
  - D. Så nedrigre er fabrikanterne nu heller ikke. Det er et teknisk problem, idet vi skal have en stor membran for at kunne gengive dybe toner, men en lille og let til de høje. Gå videre med opgave 5.

- E. Det er rigtigt, at der normalt ikke bliver udsendt megen effekt som høje toner, men det regulerer automatisk sig selv. Det er kravene fra bassen og diskanten, der ikke dækkes af samme højttaler. Dybe toner kræver en stor membran. Høje toner skal derimod have en så lille og let membran som muligt, for at den kan følge med svingningerne. Begge disse krav kan ikke tilfredsstilles af en enkelt højttaler. Fortsæt med opgave 5.
5. A. Det er delvis korrekt, idet krystal og keramiske pick-up's er meget svære, at gøre lineære. Der kommer så forvrængning. Problemet er langt lettere at løse med dynamiske pick-up's. Den vigtigste forskel er imidlertid, at en krystal pick-up kræver en ret stram forbindelse med nålen. De høje frekvenser (hurtige udsving) kan da ikke følges af nålen, medmindre man anvender et stort nåletryk, der giver et stærkt pladeslid. Prøv opgave 6, der handler om højttalere.
- B. Det kan der være noget om, idet den ikke kan fremstilles fabriksmæssigt, men må trimmes ind i hånden efter en streng udvælgelse af materialer. Kvaliteten vil dog aldrig kunne nå op på siden af en dynamisk pick-up. Forbindelsen mellem nål og krystal skal være ret stiv, og de fine nyancer i plader (specielt de høje toner) går tabt, samtidig med at kraftige udsving i rullen medfører fare for at nålen hopper. Andre pick-up's behøver kun en meget lille kraft til at bevæges. Gå blot videre til opgave 6.
- C. Det er rigtigt. Når nålen sidder stramt i pick-up'en, kræves en stor kraft for at bevæge den. Høje frekvenser og store udsving forvrænges. Det sker ikke ved dynamiske pick-up's. Fortsæt De bare med opgave 6.
6. A. Korrekt. Kravet medfører, at kabinetet skal være meget stort, eller have forskellige "smarte" rum indbygget, f.eks. en labyrinth. Regn opgave 7.
- B. Der skal ikke være mere rum men mere længde. Afstanden fra højttalerens bagside til det hul, hvor bagsidelyden kommer ud, skal være stor. Det kan kun opnås i tilstrækkeligt omfang ved indførsel af sneglede veje for lyden inde i kabinetet. Fortsæt bare med opgave 7.
- C. Det var et valg på intuition. Forklaringen er langt mere jordbunden, idet der er bassens lange bølgelængde, der giver problemer. Hvis der ikke er tilstrækkelig afstand fra bagsiden af højttaleren ud til det fri, vil bassen kunne kortslutte sig selv. Et korrekt kabinet kan hjælpe på det, idet vi kunstigt skaber en lang vej fra bagside til forside. Eventuelt er det nødvendigt med en labyrinth. Fortsæt med næste opgave.
7. A. Nej - hvis man skal have højere effekt, bruger man flere ens højttalere. Man anvender tre forskellige, fordi hver højttaler kun kan gengive et begrænset område. Områderne støder op til hinanden, så vi får dækket hele frekvensområdet. Gå videre til opgave 8
- B. Helt rigtigt, prøv nu kræfter med opgave 8.
8. A. En Dome Tweeter gengiver ganske rigtigt toner indtil 25.000 Hz, altså høje. Prøv opgave 9.
- B. Nej, det er Dome Tweeteren som kan gengive frekvenser op til 25.000 Hz.
9. A. Helt rigtigt, det er fordi diskanten ikke let passerer en spole. Prøv sidste opgave i næste afsnit eller start med teksten, hvis De ikke følger Dem sikker.
- B. Ja, en spole leder bassen godt nok, men spærer for diskanten. Prøv sidste opgave i næste afsnit eller start med teksten, hvis De ikke føler Dem sikker.

**Feed-back G21**

1. A. Nej, det er ikke helt rigtigt. Vi når frem til de 50 m ved at dividere 6 MHz op i radiobølgelgehastigheden, 300.000 km/sek. Hvis vi så skal have en kvartbølge stav, dividerer vi med 4 og får 12,5 m. Gå videre til opgave 2.
- B. Ja, helt rigtigt. Nu ligger Luxemborg på en lidt højere frekvens, ca. 6,2 MHz, så antennen skal være lidt kortere, ca. 12 m. Gå videre med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. De har vel ikke gættet. Næ, det tænkte jeg nok, men hvis! så prøv at læse besvarelse B, før De går videre med G22.
- B. Nej. De 3 m. fremkommer, når vi dividerer 100 MHz op i radiobølgers hastighed, 300.000 km/sek., eller  $3 \times 10^8$  m/sek. Det er 3 meter. Da vi skal have begge dipoler med, får vi  $2 \times 1/4 \times 3$  m = 1,5 m. Gå videre med næste afsnit, G22.

**Feed-back G22**

1. A. Nej, selve senderen frembringer HF. Det er radiostationen, der laver lavfrekvens-signalen i form af en udsendelse.
- B. Ja, De har fat i den rigtige ende.
- C. Til dels ja. Modulationen frembringes på senderen, men selve senderen laver HF.

**Feed-back G23**

1. A. Nej, selve senderen frembringer HF. Det er radiostationen, der laver lavfrekvens-signalen i form af en udsendelse. Læs nu afsnittet om modtageren.
- B. Ja, De har fat i den rigtige ende. Skynd Dem videre med G24, modtageren. De får UG i elektronik.
- C. Til dels, ja. Modulationen frembringes på sendere, men selve senderen lager HF. Gå videre til afsnittet om modtageren, G24.

**Feed-back G24**

1. A. Ja, det er AM, men da også frekvensen varierer, er det både AM og FM. Gå videre til næste opgave.
- B. Ja, det er FM, men da også amplituden varierer, er det både AM og FM. Gå videre til næste opgave.
- C. Prøv nu kræfter med opgave 2. Det var helt korrekt.
2. A. Nej, en super er den dyreste modtager på grund af komponenttallet. Se F.
- B. Ja, - rigtigt!
- C. Ja. Vi kan selv vælge selektiviteten i MF-forstærkeren. Alle andre modtagere har en dårlig selektivitet, i hvert tilfælde hvis de kan afstemmes. Se besvarelse F.
- D. Ja. Forstærningsgrænsen er bestemt af støjen af verdensrummet og indgangskomponenter, men ikke af andet. Ved andre typer sætter metoden selv en grænse. Se besvarelse F.

- E. Nej. Der bruges mange komponenter til en super. Se besvarelse F.
- F. Delvis. Der er kun en knap, afstemningsknappen, men denne fordel er fælles med mange andre modtagere. Hvis De har 1 - 3 rigtige svar er det muligt, De bør se endnu en gang på afsnittet. 4 rigtige er pålitelig, og De kan roligt fortsætte med næste opgave. 5 rigtige er fint, og med 6 rigtige kan De sikkert nemt løse alle de næste opgaver.
3. A. Så sandelig nej, måske har jeg ikke forklaret det tydeligt nok. Mellemfrekvensen er fast, for at man ikke skal afstemme i flere kredse. Man kan jo aldrig ramme samme frekvens med 5 drejekondensatorer. Prøv nu næste opgave.
- B. Ja, for ellers kunne man ikke få så nøjagtig en mellemfrekvens. Gå videre til opgave 4.
4. A. Helt rigtigt - blandertrinnet bestemmer sammen med oscillatorne det ønskede signal mellemfrekvensen. Prøv næste opgave.
- B. Nej. Mellemfrekvensen dannes af oscillatoren i blanderen. Gå videre til opgave 5.
5. A. Ja, korrekt, et keramisk filter er et af de nyeste og bedste frekvensbestemmende komponenter til MF'en. Prøv kræfter med sidste opgave i følgende afsnit.
- B. Nej, en modstand bestemmer ikke en frekvens, kun en strøm. Læs sidste del af afsnittet "modtageren" igennem igen, og prøv at indse rigtigheden af besvarelse A.

### Feed-back G25

1. A. En udgangsforstærker er ikke nok. Vi må have 2. De to kan naturligvis være samlet i et kabinet, men der skal være to.
- B. Det er rigtigt. Hvis vi kun benyttede 1, ville det jo være mono.

### Feed-back G26

1. A. Helt korrekt, gå videre til spørgsmål 2 med ro i sindet. Hvis De har gættet, har De ramt godt.
- B. Man kan godt måle strøm med et oscilloskop, men det er egentlig beregnet til at vise AC-spændingskurver. Prøv næste opgave.
- C. Et billede vises normalt på en TV-modtager. Et oscilloskop kan godt benyttes til at vise billeder på, men det er egentlig til at vise kurver som en funktion af tiden. Prøv næste opgave.
2. A. Forkert besvaret. Gitteret spærre for elektronerne med en styrespænding. Det er den "varme" katode, der kan afgive masser af elektroner. Gå blot videre til næste opgave.
- B. Nej, De har sikkert ikke forstået os rigtigt. Anoden tilsluttes plus, dvs. overskud af elektroner. Det er katoden, som er varm, og derfor afgiver elektroner, når vi sætter spænding på. Gå videre til opgave 3.
- C. Helt og aldeles korrekt, det er katoden, der giver elektroner fra sig. Prøv opgave 3.

- 
3. A. Det er kun rigtigt, hvis savtakgeneratoren ikke givet savtakker, men sinustoner fra sig, og man sender disse ind i indgangen med samme frekvens. Hvis flanken ikke er lodret, vil vi se strålen løbe tilbage. Gå videre til næste tekstafsnit.
  - B. Helt rigtigt, det ses specielt på billige osciloskoper, hvor man ikke har haft råd til at ofre en god savtakgenerator. Prøv sidste afsnit i den påfølgende tekst, eller start med teksten, hvis den har interesse, eller Deres kendskab til emnet er begrænset.

### Feed-back G27

1. A. Nej - De har måske ikke forstået os helt. Gitteret styrer lysintensiteten. Et katodestrålerør i et oscilloskop har afbøjningsplader, der virker elektrisk. Disse mangler i TV-modtageren. Her benyttes en elektromagnetisk spole påsat billedrørshalsen. Gå videre til opgave 2.
  - B. De har besvaret spørgsmålet helt korrekt - gå blot videre til opgave 2.
  - C. En katode afgiver elektroner, der farer af sted til skærmen og giver lys. Katoden er nødvendig både for TV-røret og katodestrålerøret. Det, som TV mangler, er afbøjningsplader. I TV benyttes man en elektromagnetisk spole, der er anbragt omkring billedrørshalsen.
2. A. Der blev spurgt; hvilke informationer, der ikke var nødvendige. Måske tænkte De ikke på det. Liniesynkroniseringen er jo nødvendig, for at TV'et kan finde ud af, hvordan billedet skal stå. Det er lydinformationen, der ikke behøves. Gå videre til opgave 3.
  - B. Helt korrekt - lydinformationen er ikke nødvendig for billedet. Den giver "kun" lyden. De kan nu roligt finde løsningen på næste opgave.
  - C. Uha-uhu, det er sandelig meget vigtigt at få sort/hvidniveau'et med, ellers bliver vort billede kun sort eller hvidt. Det er lydinformationen, der ikke behøves til billedstyringen. Gå videre til opgave 3.
3. A. Nej dog - har De læst teksten, eller gættede De bare? Det er helt rigtigt. Man udskiller 50 Hz i modtageren til at give startimpuls for hvert nyt halvbillede. Fortsæt med næste sides tekst.
  - B. Det er helt rigtigt. Det er 50 Hz, der udskilles sammen med 15.625 Hz og giver linieantallet 625. 50 Hz er startimpuls for hvert nyt halvbillede. Fortsæt med næste sides tekst.
  - C. Helt korrekt - de 50 Hz giver startimpulsen for hvert nyt halvbillede. De kan roligt gå videre i teksten, eller starte på sidste opgave i følgende afsnit, hvis De mener, at De kan klare det.

### Feed-back G28

1. A. Det er forkert. Båndet er af plastic med en jernbelægning, jernilte eller cromdioxid, der kan magnetiseres af tonehovedet. Der er dog et lille stykke af båndet, der er af aluminium. Det er udløbsstrimlen, der skal stoppe båndoptagaren ved båndudløb. Fortsæt med opgave 2.
- B. Båndet er rigtigt nok af plastic, og farven er brun, men det brune lag er ikke alene farve, - men en belægning af jernilte, der kan magnetiseres og gengive lydinformationen. Se om De kan klare opgave 2.

- C. Rigtigt, jernbelægningen er i form af jernilte, idet rent jern ville ruste. Gå videre til opgave 2.
- D. Et lille jernbånd ville være udmarket rent magnetisk, men det ville være tilbøjeligt til at ruste og i øvrigt være alt for stift. Et lydbånd består af plastic med en jerniltebelægning. Jernilte kan også magnetiseres, og da det er en form for rust, kan det ikke ruste videre. De har forstået det væsentlige og kan roligt gå videre til næste opgave.
- E. Det er forkert. Papir har absolut ingen tilknytning til båndoptageren. Læs besvarelsen i B, før De går videre til næste opgave.
2. 1 rigtigt svar er i underkanten. Det samme gælder 2 rigtige, medens 3 rigtige er godt og 4 rigtige perfekt. Efter besvarelsen fortsættes med opgave 3.
- A. Det samme. Forvrængningen er bestemt af båndmaterialet og tonehovedkvaliteten, men ikke af sporets bredde.
- B. Nej, det smallere spor kan give et mere uregelmæssigt signal med huller i lydgengivelsen. Især støv giver mere støj på en 4 spors båndoptager med en 2 spors båndoptager.
- C. Det samme. Wow er bestemt af motoren og dens mekaniske forbindelser til båndet.
- D. Ja, vi får den dobbelte spilletid, både i mono og stereo.

Efter at have kontrolleret det rigtige antal svar, går De videre med opgave 3.

3. A. Rigtigt, et stereosignal kræver 2 spor. Dermed har vi brugt hele båndets bredde. Gå videre med afsnittet om montering, G29.
- B. Nej, halvdelen af et 2 spors bånd er kun et spor. Vi behøver 2 spor til stereo, og vi bruger derfor hele båndets bredde til optagelsen. Gå videre med afsnittet om montering, G29.
- C. 1/3 af et bånd kan ikke aftastes med almindeligt båndudstyr. Læs besvarelsen B, før De går videre til teksten om montering, G29.
- D. De må dels have tænkt på 4 spors båndoptageren, dels 2 og 4 spors bånd, og glemt at der går 2 spor til et stereosignal. Hvis hvert spor er lig med den halve båndbredde, kan der kun være 2 spor, og et stereosignal, der altså fylder hele båndets bredde.

### Feed-back T1

1. A. Nej, tænk igen på lagkagen. Den kan deles i 4 lige store dele a 1/4. 2 af dem giver 2/4, hvilket udgør 1/2 lagkage. Gå videre til næste opgave.
- B. Nej, der er ligeså forkert som at sige, at 1 æble placeret ved siden af et andet giver 1 æble.  $1/4 + 1/4 = 2/4$ , hvilket er 1/2. Gå videre til opgave 2.
- C. Ja, det er klart, ikke ? Se nu på næste opgave.
2. A. Nej,  $1/4$  kan deles i 2 stykker på hver  $1/8$ . Lagt til den anden del  $1/8$ , får vi  $3/8$ . Prøv opgave 3.

- B. Ja, det er rigtigt. Gå til opgave 3.
- C. Nej -  $\frac{4}{4}$  svarer til 1 hel, men  $\frac{1}{8}$  plus  $\frac{1}{4}$  er  $\frac{3}{8}$ , fordi vores  $\frac{1}{4}$  kan deles i  $\frac{2}{8}$ . Gå videre til opgave 3.
3. A. Der skal ganges både foroven og forneden. Bare fordi der står 4 begge steder, må De ikke tro, det også giver 4 i resultatet. Det bliver 16, og  $16/16 = 1$ . Tag fat på opgave 4.
- B. Det er rigtigt, men det er ikke pænt. Det bliver det, når vi reducerer til 1.  $16/16 = 1$  ! Fortsæt med opgave 4.
- C. Fuldstændig rigtigt. De kan vist godt springe frem til opgave 5.
4. A. Ja, det er rigtigt. Prøv opgave 5, nu bliver det sværere.

B. Ikke rigtigt. Jeg vil prøve at gennemgå det hele forstædligt.  $A/6$  er go' nok.  $A/2$  må laves om til sjettedele.  $1/2$  kan deles op i  $3/6$ , derfor er  $A/2$  lig  $3A/6$ . A er heller ikke til at regne med, også den må laves til sjettedele. Deles en lagkage i 6 lige store dele, får vi 6 stykker. A er altså lig  $6A/6$ . Vi kan nu lægge sammen:

$$\frac{6A}{6} + \frac{3A}{6} + \frac{1A}{6} = \frac{10A}{6}$$

det kan forkortes til  $5A/3$  eller  $1\frac{2}{3}A$ . Gå videre til opgave 5.

5. A. Ja, helt rigtigt. Prøv nu kræfter med sidste opgave.
- B. Nej, ikke helt, det rigtige facit er  $2/A$ . Gå videre til opgave 6.
6. A. Ved indsættelse får vi:

$$C = \frac{1}{6,28 \times 10^2 \times 10^6}$$

$$\text{Udregnet i nF : CuF} = \frac{1}{6,28 \times 10^8} = 1,59 \text{ nF}$$

Facit kommer ud i Farad, hvilket er en stor størrelse. Vi kan angive den i nF,  $10^9$  gange mindre, ved at gange med  $10^9$ .

- B. Ja - tillykke. De kan bestemt regne udmærket.
- C. Nej, De har glemt at dividere 6,28 op i 10, det giver 1,5. Se eventuelt besvarelse A ovenfor. Vi håber, at denne regnetest har hjulpet Dem.

## Feed-back T2

1. A. De har tallene 1 og 0, men den røde farve for 100 betyder, at 10 skal ganges med 100, ikke at 1,0 skal have to nuller mere. Resultatet bliver altså 1 kohm, 5 %. Guld for 5 % har De fundet. Det var pænt klaret, forsøg med opgave 2.
- B. 1000 ohm er rigtigt, 1 og 0 og to nuller mere giver  $1000 \text{ ohm} = 1 \text{ kohm}$ . Men De har fået en forkert tolerance. Guld er mærket for en 5 % modstand, ikke for en 10 %. Ellers har De klaret det fint, så gå videre til opgave 2.
- C. Det er det rigtige facit, De har ikke ladet Dem distrahere af angivelsen 1 kohm. Og guldringen er fundet rigtigt til 5 %. Hvis De føler Dem hjemme, forsøg så opgave 3 ellers tag opgave 2 først.

- D. Der er kommet et nul for meget. Brun giver 1, sort nul. Ialt 10. Rød som tredje ring giver en faktor 100, altså to nuller mere. Ialt 1000 ohm = 1 kohm. Desuden er Deres pegefinger smuttet ved opslaget af guldringen. Guld giver 5 %. 10 % er mækket med en sølvring. Prøv om opgave 2 nu går lettere.
- E. Brun og sort giver 10, men den røde ring giver kun en faktor 100, så modstanden bliver 1000 ohm = 1 kohm. 5% har De fundet korrekt nok.
2. A. Cifrene 3 og 9 er rigtige, men orange som tredje ring giver 3 nuller efter, altså 39000 ohm = 39 kohm. Fortsæt med opgave 3, hvor der er en lille fælde.
- B. Den hvide ring har givet vanskeligheder. Hvid er 9, men De har fundet det rigtige antal nuller. De skal passe meget på opgave 3.
- C. Det er ikke så godt. De har dels kikset hvid, der er 9 og ikke 1. Hvis De havde set i listen over standardværdier, havde De straks set, at det var galt. Desuden er antallet af nuller forkert. Orange som tredje ring angiver 3 nuller, og orange, hvid som de to første giver 39. Ialt 39000 ohm = 39 kohm. De skal måske helst springe opgave 3 over i første omgang for at vende tilbage til den efter at have løst opgave 4 og 5. Så får De mere træning i anvendelsen af farkekoderne inden opgave 3, for den er en smule lusket.
- D. De har det rigtige antal nuller, nemlig tre, men De har husket den hvide forkert. Hvid er ikke 1, men 9. De skal ikke forsøge at lære farkekoderne udenad med det samme. Slå dem op hver gang, og De vil snart kunne huske det meste af den.
- E. Det er rigtigt. Orange giver tre, hvid ni og orange på tredjepladsen 3 nuller. 39000 ohm = 39 kohm.
- F. Cifrene er rigtige, men der skal være 3 nuller og ikke to. 39000 ohm = 39 kohm.
3. A. De har set guldfarven som en faktorangivelse, der blot er sat foran tallet. Men opgaven er korrekt i angivelserne. Vi har blot vendt modstanden galt og begyndt bagfra. Det kan nemlig være svært at finde, hvad der er første og hvad der er sidste ring. Guld kan aldrig være første ring, men nemt sidste. Og så får vi 47 og fire nuller:  $470000 \text{ ohm} / 5\% = 470 \text{ kohm} / 5\%$ .
- B. De er gået meget systematisk frem. Først  $0,1 \times 47 \text{ ohm} = 4,7 \text{ ohm}$ . Dernæst 4 nuller, ialt  $470000 \text{ ohm} = 47 \text{ kohm}$ . Tilsidst blank = 20 %. Men opgavestilleren har ikke vendt modstanden rigtigt, enten af dumhed, eller fordi det har været svært at se nogen forskydning af farverne. Guldringen bør straks sætte Dem på sporet. Den kan nemlig aldrig stå Forrest, og den eneste mulighed er, at modstanden er vendt galt. Så får vi 47 og 4 nuller =  $470000 \text{ ohm} = 470 \text{ kohm}$ . Guld giver så 5 %.
- C. Den har De fundet godt, hvis De ikke har gættet. De har ikke ladet Dem distrahere af opgavestillerens fejl med at begynde fra den gale ende, men har straks slået ned på det væsentlige nemlig, at guldringen kun kan stå som tredje eller fjerde plads. Dermed er opgaven reduceret til en normal farvekodeopgave.
- D. Det er vist et gæt. De har simpelthen set bort fra guldringen som noget ubekendt, og har derefter fået de rigtige tal, men har gættet på antallet af nuller. Løsningen er, at modstanden er vendt forkert. Det kan være svært umiddelbart at se, hvad der er ring nummer 1, og så må vi se på, at en guldring aldrig kan stå Forrest, men nemt sidst. Så bliver resultatet 47 med 4 nuller og 5%. Altså  $470 \text{ kohm} / 5\%$ .



Jan Soelberg

# Anvendt ELEKTRONIK 1

## AE80-bogen, hvad er det?

AE80-bogen giver det komplette grundlag for forståelse af moderne elektronik uden krav til matematik. Det er elektronik, der kan forstås af enhver og som både hobbyfolk og professionelle kan benytte i det daglige.

## Hvad kan man lære af AE80-bogen bind 1?

Næsten al elektronik. Der er grundlaget for forståelsen af de fysiske principper, hvorpå elektronikken bygger, - både historisk og fagligt. Der er grundlæggende komponentlære, formler for beregning af komponenter, transistorteknik, noget om operationsforstærkere, digitalteknik og indføring i microprocessorteknik. Og alt det teoretiske demonstreres med kurver og praktiske illustrationer. På ca. 500 sider med 500 fotos og tegninger gennemgås elektronikken i 80'erne fra A til Z.

## AE80-print er indføring i praktisk elektronik!

I direkte tilslutning til AE80-bogen er der udviklet 6 kredsloeb med printplader af særlig belærende art, - AE80 konstruktionerne. I dette bind er der både beskrivelser, printtegninger og komponentlister til de 6 konstruktioner.

## Hvem er AE80-bogen lavet til?

Til enhver, som vil vide mere om elektronik, og især til den brede aldersgruppe, der ikke har elektronik som erhverv (endnu). Til elever på aftenskole, på ungdomsskole og de som ellers ville påbegynde på brevkursus. For alle i disse grupper er AE80-bogen simpelthen det ideelle, og samtidig er AE80-bogen vor tids mest moderne og Europas mest omfattende elektronikbog. Der er praktiske elektroniske opstillinger i bind 2.



### 4-DIGIT COUNTER AE

© Jostykit/Jan Soelberg

#### BC547



+ -

#### LATCH



#### RESET



#### INPUT

