

PÅ

**BØLGELÆNGDE**

MED

**ELEKTRONIKKEN**



Faglig tilrettelæggelse og udarbejdelse af bog:

Mogens Boman og Jan Fialla

TV-produktion: Palle Mogensen

Trickfilm: Svend Andersen og Palle Mogensen

Tegninger: Peter Blay

Omslag og lay-out: Poul Jeppesen og

Svend Andersen, Grafisk tegnestue

Danmarks Radio

Bogproduktion: Poul Jeppesen

Redaktion: Palle Mogensen

Tryk: Andelsbogtrykkeriet i Odense

© by Danmarks Radio og forfatterne



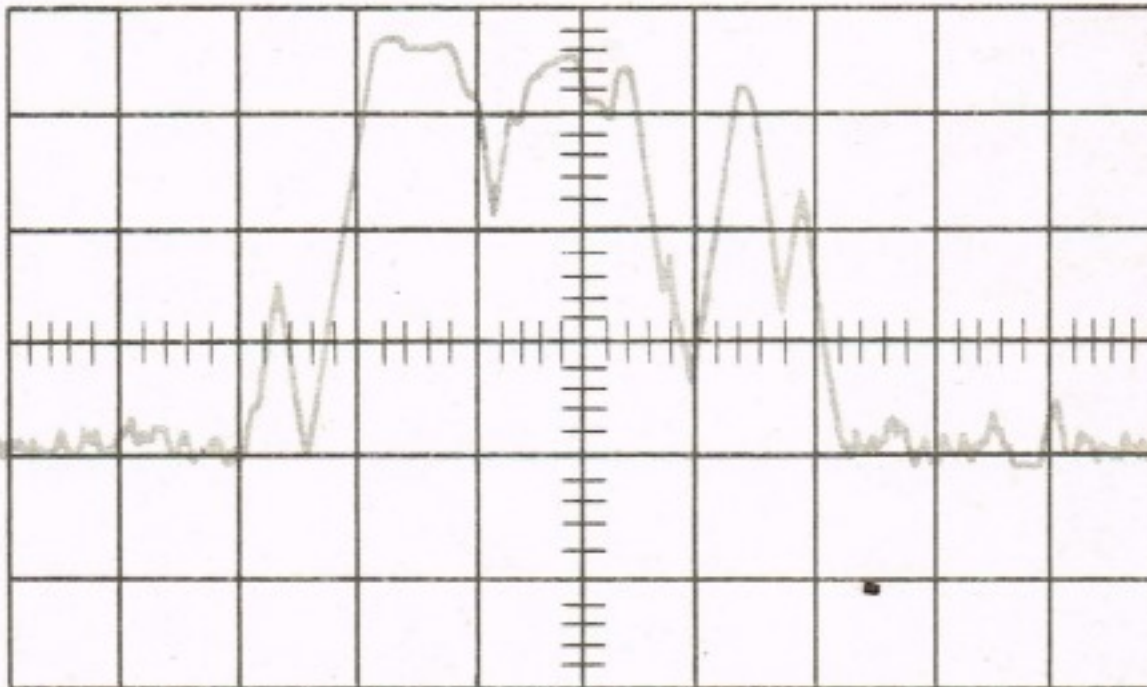


## INDHOLDSFORTEGNELSE

Hvad er elektronik?

1. Elektronikkens symboler
2. Ohms lov
3. Vekselspænding
4. Svingningskredse
5. Dioder og transistorer
6. Forstærkertechnik
7. Målinger
8. Styring og regulering
9. Datamaskiner
10. Kommunikation

Så er vi igennem!



**PÅ BØLGELÆNGDE MED ELEKTRONIKKEN**





# Hvad er elektronik?

---

Begrebet *elektronik* kan i dag ikke defineres med få ord. Det er denne teknik alt for udviklet og alt for omfattende til. Vor tids elektronik dækker ikke alene radio, fjernsyn, telefoni og telegrafi, men griber også ind på områder som rumfart, navigation, reaktordrift, medicin og meget mere.

Vor hverdag er blevet så fyldt med elektronik, at vi næppe bemærker det. Tænk en gang, hvis den tog ferie og lod os i stikken – hvad ville der ikke kunne ske?

»Telefonerne ville strejke, radio og fjernsyn blive tavse, og ingen ville kunne få oplyst, hvad der egentlig var sket. Vore huse ville hurtigt blive enten meget varme eller meget kolde, når fyrenes automatik trådte ud af kraft. Trafikken ville blive overladt til sig selv uden trafikfyrenes regulering, hvis der da ikke istedet skete det, at alle biler simpelthen ville gå i stå og blokere vejene. En moderne bil har jo også elektronik i tændingssystemet!

Viceværter og varmemestre ville få travlt med ved håndkraft at befri de indespærrede



Omkring 500 telefoner kan samtidigt være i brug til transatlantiske samtaler via satellitten EARLY BIRD.



i standsede elevatorer, og kontorpigerne kunne læne sig tilbage i stolene og dække de ubrugelige elektriske skrive- og regnemaskiner til.

Jernbanedriften ville vel nok kunne opretholdes; naturligvis med store forsinkelser på grund af uvirksomme signaler. Det ville derimod se værre ud for flylinjerne. Små maskiner kunne stadig komme rundt i klart vejr; men de større – hvor meget af styringen sker elektronisk – måtte blive på jorden. På skibene ville indvirkningen være mindst – vel at mærke, hvis maskinerne ikke var udstyret med automatik og at kaptajnen endnu kunne huske at navigere ved hjælp af en sekstant. Radiotelegrafisten kunne holde fri; det vil sige, hvis det er frihed, når alle ombord jager rundt med ham for at få at vide, hvad der egentlig var sket i land!«

Sådan kunne man blive ved – men heldigvis er det jo kun et tanke-eksperiment som i en science-fiction roman. Dog forstår man, hvor hjælpeløse vi ville blive, hvis elektronikken nægtede at lege med.

Lad os derfor ikke søge en eller anden teoretisk definition, men istedet gå igang med grundlaget for vor tids vigtigste teknik

## ELEKTRONIK



**Alessandro Volta** – italiensk fysiker. Født den 18. februar 1745 i Como – død den 5. marts 1827 i Como.

Volta byggede gennem sine første år som fysiker adskillige elektriske måleinstrumenter og forbedrede et stort antal allerede eksisterende typer.

I året 1800 konstruerede han den såkaldte **Volta-søjle**, dvs., en opstilling, der kontinuerligt kunne levere en elektrisk spænding. Tidligere måtte man benytte elektricermaskiner; men nu havde man direkte fået en strømkilde, der kunne give en konstant spænding i længere tid uden mekanisk arbejde.

Enheden for spænding er opkaldt efter **Volta**.



# Elektronikkens symboler

Når man skal sætte sig ind i et nyt fag, må der først bruges en vis tid på at lære de fagudtryk og bestemte bogstavsymboler, der hører til emnet. Det er naturligvis for at sikre, at alle forstår nøjagtigt det samme ved en bestemt glose eller et bestemt udtryk. I et eksakt fag går det ikke, at man taler »ved siden af hinanden!«

symboler

Det er ligeså nødvendigt at sætte sig ind i, hvordan arbejdstegningerne – vi kalder dem her *diagrammer* – udføres, samt hvad der forstås ved de enkelte streger og signaturer. Sådanne bestemte symboler er selvsagt ikke indført for at forvirre eller besværliggøre. Tværtimod skal de hjælpe med til at gøre det hele mere overskueligt.

diagrammer

I elektronikken benyttes et væld af glosser og begreber, som vi skal komme ind på efterhånden som vi møder dem i teksten. Her skal startes med en kort gennemgang af de benyttede bogstaver for *spænding*, *strøm* og *modstand*, samt lidt om de enheder, som disse størrelser måles i. Se tabel I.

For at undgå at skrive ordene *strøm*, *spænding* eller *modstand* helt ud hver eneste gang, nøjes man blot med *I*, *U* eller *R*. Strøm (*I*) måles i ampère [A], spændingen (*U*) i volt [V] og modstanden (*R*) i ohm [ $\Omega$ ].

Man bemærker, at bogstaverne her skrives som store bogstaver. Det gør man ikke altid, men lad os gemme den side af sagen lidt.

Ampère, volt og ohm er *enhederne*, nøjagtigt som meter er enhed for længde og sekundet er tidsenheden. Nu gør der sig imidlertid det forhold gældende, at nogle enheder er store, andre er små. Der må følgelig indføres en række betegnelser, der igen klart og entydigt tilkendegiver, om det er flere tusinde af en bestemt enhed, eller det blot er en brøkdel af størrelsen. Atter kan man sammenligne med længdeenheden. Udmåles 1000 meter kaldes dette en *kilometer*, og 1/1000 meter kaldes en *millimeter*.

enheder

Ordene *kilo* og *milli* er såkaldte *præfix'er*. Det vil sige betegnelser, man sætter *foran* enhederne. I tabel II er de forskellige navne angivet i logisk rækkefølge. Læg mærke til, at nogle præfix'er skrives med store bogstaver, andre med små, hvilket forhindrer fejltagelser.

præfix



I elektronikken benyttes mange forskellige instrumenter, bl. a. tonegeneratorer og oscilloskoper.



**Eksempel:**

$$1 \text{ m}\Omega = 1/1000 \text{ ohm (milliohm)}$$

$$1 \text{ M}\Omega = 1\,000\,000 \text{ ohm (Megaohm)}$$

For diagrammernes vedkommende benyttes en række standardsymboler, der i det store og hele er ens verden over, nøjagtigt som præfix'erne. De vigtigste er gengivet i tabel III. Hvert tegn repræsenterer en »byggesten« – det være sig en transistor, en højttaler, et batteri, en kondensator eller lignende. Sådanne komponenter forbindes til de øvrige på diagrammet med en streg, på ganske samme måde som ledninger loddes mellem de enkelte dele i den praktiske opstilling.

Det skal for en ordens skyld nævnes, at man ikke altid kan få ledningerne til at ligge lige så nydeligt og pænt i det færdige apparat, som de er tegnet på diagrammet. I praksis må man ofte bøje og sno lederne ind imellem hinanden, så det ved første øjekast synes umuligt at finde ud af rækkefølgen. Imidlertid vil man hurtigt lære at skelne de enkelte forbindelser, især hvis man selv prøver at bygge et eller andet simpelt apparat op.

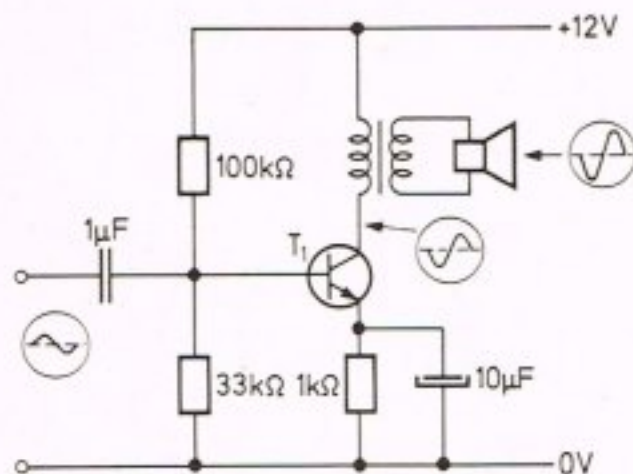


Fig. 1.1. Diagram af en simpel transistorforstærker.

På fig. 1.1 er gengivet et diagram af en forstærker, og man kan let genkende de enkelte komponenter ved at sammenligne med symbolerne i tabel III. Selvom man ikke forstår virkemåden i apparatet endnu, kan det godt i store træk lade sig gøre at følge vejen gennem opstillingen.

Bemærk, at hver komponent har påført en betegnelse, der svarer til »byggeklo- mærkning sens« nummer eller størrelse. Så kan det ved reparationsarbejde straks ses, hvilken reservedel, der må indsættes.

**Tabel I**

Størrelse	bogstav-symbol	enheden måles i	enheden betegnes med bogstavet
Spænding	$U$	Volt	V
Strøm	$I$	Ampère	A
Modstand	$R$	Ohm	$\Omega$



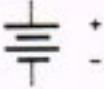


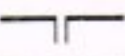




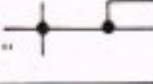
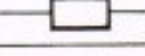
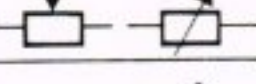
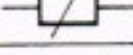




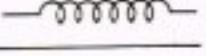
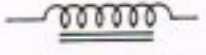
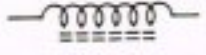
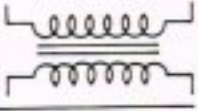
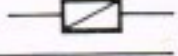
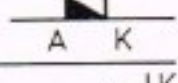
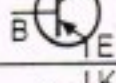
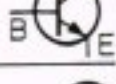


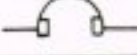

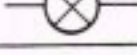
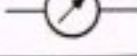


Tabel II

## Præfix-liste

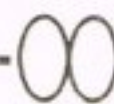
Præfix	Bogstav	Værdi
Tera-	T	1 000 000 000 000 = $10^{12}$
Giga-	G	1 000 000 000 = $10^9$
Mega	M	1 000 000 = $10^6$
kilo-	k	1 000 = $10^3$
hekto	h	100 = $10^2$
deka	dk	10 = $10^1$
		1 = $10^0$
deci-	d	0,1 = $10^{-1}$
centi-	c	0,01 = $10^{-2}$
milli-	m	0,001 = $10^{-3}$
mikro-	$\mu$	0,000 001 = $10^{-6}$
nano-	n	0,000 000 001 = $10^{-9}$
pico-	p	0,000 000 000 001 = $10^{-12}$

Tabel III

Vekselstrøm	
Jævnstrøm	
Batteri (element)	
Afbryder (énpolet)	
Antenne, almindelig	
Dipol-antenne	
Jordforbindelse	
Stelforbindelse	
Almindelig ledning	
Krydsende ledninger uden forbindelse	
Krydsende ledninger med forbindelse samt „afregningspunkt“	
Modstand	
Variabel modstand	
Trimmmodstand	
Kondensator, almindelig	
Elektrolytkondensator	
Drejekondensator	
Trimmekondensator	
Selvinduktion (spole) uden jernkerne	
Selvinduktion (spole) med jernkerne	
Selvinduktion (spole) med pulverkerne	
Transformer med jernkerne	
Sikring	
Halvlederdiode	
PNP-transistor	
NPN-transistor	
Pick-up	
Mikrofon	
Hovedtelefon	
Højttaler	
Glødelampe	
Instrument	



# Ohms lov



Så skal vi igang med de grundlæggende begreber, der iøvrigt i princippet er fælles for hele elektricitetslæren; dvs., hvad enten man arbejder med elektronik eller med stærkstrøm\*.

Vi vil begynde med et ganske simpelt forsøg, udført med et lommelampebatteri, en lille elektrisk lampe, et måleinstrument til registrering af strømmen og et par ledninger. De forbindes sammen som vist på skitsen, fig. 2.1.

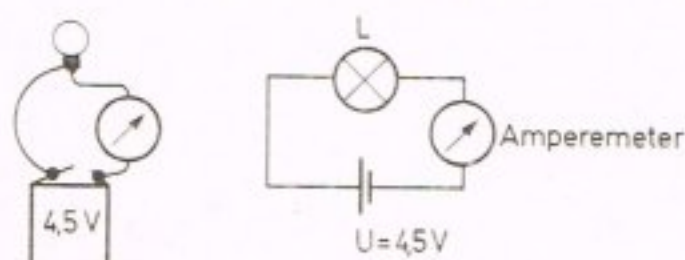


Fig. 2.1. Lukket kredsløb vist skitse-mæssigt til venstre og som diagram til højre.

## Åbent eller lukket kredsløb

For at den elektriske strøm skal kunne udføre en eller anden funktion, f. eks. få en lampe til at lyse eller et instrument til at slå ud, må man have et *lukket kredsløb*. Det betyder, at strømmen må kunne løbe fra plusklemmen (den *positive pol*) – gennem ledningerne og lampen – tilbage til minusklemmen (den *negative pol*).

lukket kredsløb

I virkeligheden løber strømmen, der består af nogle forsvindende små partikler – *elektroner* – fra den negative pol til den positive; men vi vil her konventionelt regne med, at strømmen går fra plus til minus\*\*.

Fig. 2.1 er et eksempel på en *lukket strømkreds*, eller blot et *lukket kredsløb*. Fjernes den ene ledning, vil lampen slukkes, da kredsløbet så er *åbent*. Et elektrisk kredsløb kan følgelig kun virke, hvis der er forbindelse fra den ene pol – gennem en eller flere komponenter – til den anden pol. Indskydes som vist et instrument, der kan registrere strømmens størrelse – et *ampèremeter* – vil man se, at der løber en strøm i kredsløbet.

strøm

Hvad er det, der får strømmen til at løbe fra den ene pol til den anden? Det er *spændingen*. Man kan sige, at spændingen er den »kraftkilde«, der sender strømmen ud i ledningen. Hvis spændingen er nul volt, vil der ingen strøm løbe. Jo mere spændingen sættes i vejret, desto større bliver strømmen. Sættes spændingen ned, bliver strømmen mindre. Man udtrykker det ved at sige:

spænding

*Spænding og strøm er direkte proportionale.*

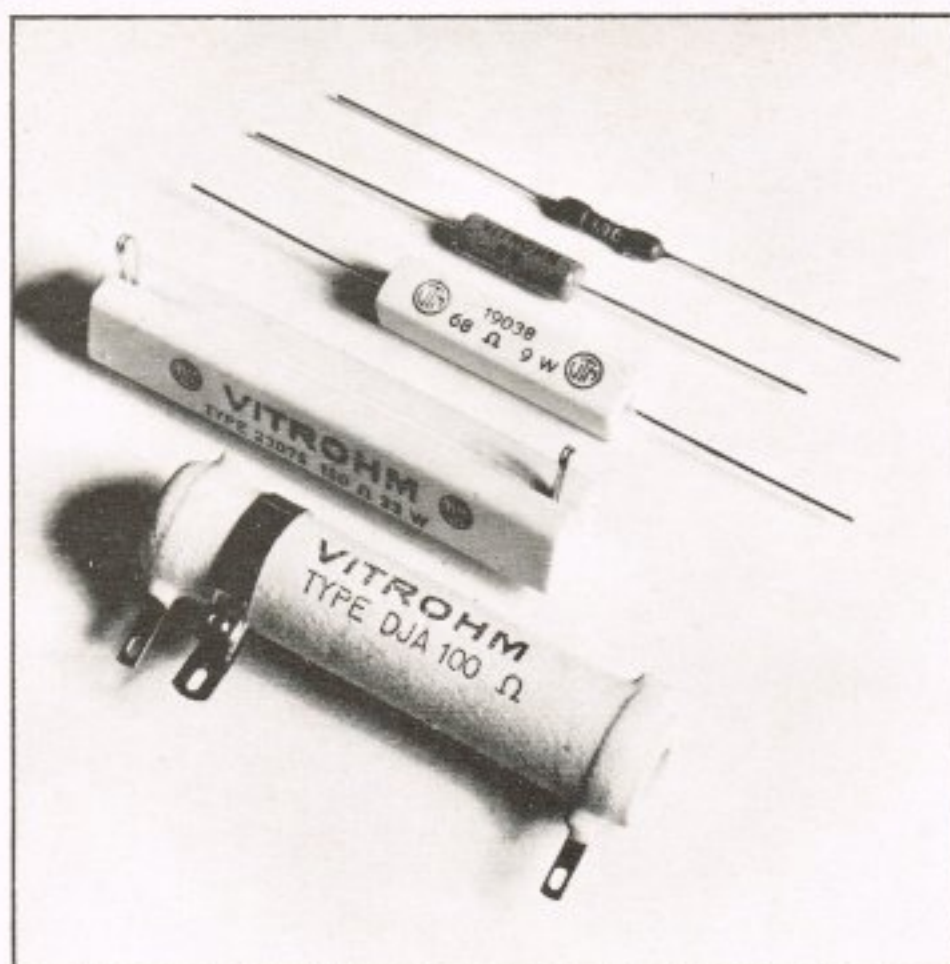
Lad os så igen se på ledningerne og lampen. Forbinder man først en enkelt leder direkte fra plus- til minuspole, vil man have et lukket kredsløb. Alle véd, at nu sker

\* Tidligere skelnede man mellem *svag-* og *stærkstrøm*, men i praksis kaldes svagstrømsteknikken nu for *elektronik*, da man også indenfor dette felt arbejder med store strømme.

\*\* Da man for et par hundrede år siden fastlagde plus- og minuspolerne, var man ikke klar over elektronbegrebet. Følgelig opstod der stor forvirring, da elektronbevægelsens retning blev kendt. Det skal tilrådes, at man altid i en lærebog først finder ud af, om forfatteren bruger den sædvanlige eller den omvendte retning til forklaring af elektronstrømmen.



Foruden farvemærkning med ringe kan modstande også have påstemplet værdien direkte.



der en *kortslutning*. Der løber en stor strøm, og batteriets spænding falder hurtigt til nul. Lommelampebatteriet bliver afladet. **kortslutning**

Prøvede man samme forsøg i en af husets stikkontakter (men lad endelig være at gøre det!!!), ville sikringerne ved hovedtavlen springe. Lad os se lidt på, hvorfor det sker.

Ledningerne har meget lille modstand, eller med andre ord: forbindelsen mellem polerne vil kun i ringe grad være en hindring for strømmens passage. Der løber da en stor strøm. Ledningerne overbelastes, og det vil medføre, at lyset går ud i alle andre huse i nærheden. Man har derfor indskudt sikringer, der smelter, og således *åbner kredsløbet*.

**åbent kredsløb**

Indskydes en lampe, vil denne derimod udgøre en modstand mod strømtransporten, og på vort ampèremeter vil der kun fås et lille udslag. I sidste tilfælde er det forudsat, at man benytter samme spændingskilde, altså samme volt-værdi. Man vil også se, at jo større lampens modstand er, jo mindre ville strømmen blive.

Det udtrykkes således:

*Strøm og modstand er omvendt proportionale.*

## Ohms lov for jævnstrøm

For at forstå dette rigtigt, bliver det nødvendigt at gå lidt mere i detaljer. Lederne selv har som nævnt meget lille modstand. Ja, i praksis behøver man end ikke at tage hensyn til denne værdi, når strømmen skal beregnes. Det, der betyder noget, er »brugsgenstanden«, der indskydes i kredsen. Det kan være en lampe eller en varmeovn, eller simpelthen den elektriske komponent, der kaldes en *modstand*.

**modstand**

I elektronikken benyttes modstande til mangfoldige formål, hvilket man vil se efterhånden som apparaterne omtales. Vi vil på dette sted udelade, hvordan mod-



stande fabrikeres, og hvorledes de ser ud, og i stedet forklare sammenhængen mellem spænding, strøm og modstand. Det viser sig nemlig, at ændres blot én af disse størrelser i kredsløbet, vil også mindst én af de to andre variere.

Spænding og strøm er ligefrem proportionale, medens strøm og modstand er omvendt proportionale. Man forstår af dette, at størrelserne må hænge sammen på en ganske bestemt måde. Det gør de også, og det sker efter den såkaldte

### Ohms lov

der kan betragtes som elektronikkens vigtigste læresætning.

Ohms lov siger med ord:

*Spænding er lig strøm gange modstand*

eller på matematisk form udtrykt med bogstaver

$$U = I \cdot R \text{ [V]}$$

Kender man altså en strømstyrke ( $I$ ) i ampère [A] og en modstandsværdi ( $R$ ) i ohm [ $\Omega$ ], fås spændingen ( $U$ ) i volt [V]. (I en ligning som ovennævnte vil man altid skrive enheden i firkantede parenteser).

Nu er det ikke sikkert, at det netop er spændingen, man søger. Ofte kender man batteriets spænding i volt og modstanden i ohm, hvorved den ukendte størrelse vil være strømmen. Ved at bytte om på ligningens faktorer, kan man skrive

$$I = \frac{U}{R} \text{ [A]}$$

hvorefter man let ved indsætning kan finde strømværdien.

#### Eksempel:

Et batteri på 4,5 V tilsluttes en modstand på 9  $\Omega$ . Hvor stor er strømstyrken? Se fig. 2.2.

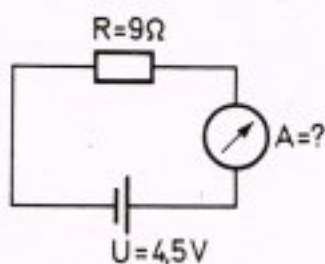


Fig. 2.2.

Ohms lov opskrives med den ukendte strøm ( $I$ ) til venstre for lighedstegnet:

$$I = \frac{U}{R} \text{ [A]}$$

Ved indsætning af de kendte værdier fås:

$$I = \frac{4,5}{9} = \underline{0,5 \text{ A}}$$



Endelig kan det tænkes, at man kendte  $U$  og  $I$ , men ikke  $R$ . Omskrivningen af Ohms lov vil da blive til

$$R = \frac{U}{I} [\Omega]$$

#### Eksempler:

Modstanden i et lukket kredsløb er  $10 \Omega$ . Hvad bliver spændingen, når strømstyrken er  $1 \text{ A}$ ? Se fig. 2.3.

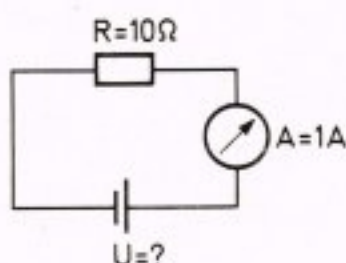


Fig. 2.3.

$$U = I \cdot R [\text{V}]$$

$$U = 1 \cdot 10 = 10 \text{ V}$$

Modstanden i et andet kredsløb er  $3 \Omega$  og spændingen fra batteriet  $6 \text{ V}$ . Hvad bliver strømmen?

$$I = \frac{U}{R} [\text{A}]$$

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

Ohms lov må læres udenad, da den er grundlaget for al elektronik.

Vi skal lige se lidt nærmere på *modstandskoblingerne*, inden vi vender tilbage til Ohms lov.

### Modstande i serie og parallel

Selvom det stadig ikke har været vist, hvordan modstandskomponenter ser ud eller hvordan de fremstilles, kan man godt tegne dem ind i et diagram med det rigtige symbol fra tabel III.

#### Serieforbindelse

Hvad sker der, hvis vi sætter flere modstande i række efter hinanden? Se fig. 2.4.

Her har man tre modstande, og hver af dem har en bestemt modstandsværdi.

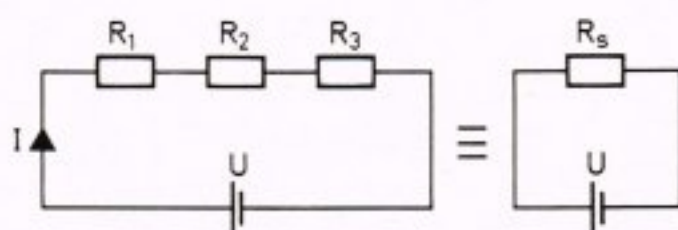


Fig. 2.4. Seriemodstande erstattet af en enkelt modstand i stedet.



Resultatet må blive, at den samlede modstand er *summen* af de tre indskudte komponenter. Dvs.,

$$R = R_1 + R_2 + R_3 \text{ } [\Omega]$$

hvor  $R$  betyder den samlede modstand.

Kort og godt. Istedet for  $R_1 + R_2 + R_3$  kunne man indskyde en erstatningsmodstand  $R$  i kredsen, og stadig have samme strøm.

Kombinerer man to eller flere modstande på denne måde, kaldes det en *serieforbindelse*.

#### Eksempel:

Den resulterende modstand i en serieforbindelse af

$$R_1 = 5 \text{ } \Omega$$

$$R_2 = 10 \text{ } \Omega$$

$$R_3 = 20 \text{ } \Omega$$

$$R_4 = 3 \text{ } \Omega$$

ønskes.

Ved at lægge værdierne sammen fås

$$\underline{R = 38 \text{ } \Omega}$$

Generelt kan man skrive:

*I en serieforbindelse er den resulterende modstand lig summen af alle delmodstandene.*

Matematisk haves

$$R_s = R_1 + R_2 + R_3 + \dots \text{ o.s.v. } [\Omega]$$

hvor det lille  $s$  ved bogstavet  $R$  angiver, at det her drejer sig om en samlet modstand for en *serieforbindelse* af flere modstande.

#### Parallelforbindelse

Modstande kan også sættes sammen i en såkaldt *parallelforbindelse*, dvs., en kobling, hvor hver modstand sidder ved siden af hinanden som fig. 2.5.

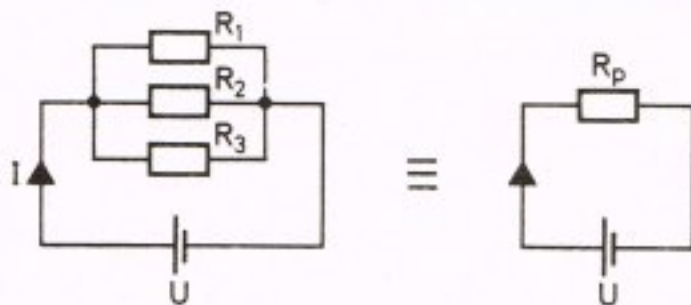


Fig. 2.5. Parallelmotstande kan erstattes af en enkelt modstand efter beregning.

Her vil den resulterende modstand også kunne beregnes, men dog på en lidt anden måde end ved serieforbindelser. Ved parallelkoblinger må formlen:

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

anvendes. Det lille  $p$  viser hen til, at det nu er en *parallelkobling*.

**parallelforbindelse**



Umiddelbart ser dette lidt vanskeligt ud, men ved nogen øvelse finder man, at det er næsten lige så let som beregning af serieforbindelser.

### Eksempler:

Find den samlede modstand  $R_p$  af en parallelkreds med to  $6\ \Omega$  modstand. Fig. 2.6.

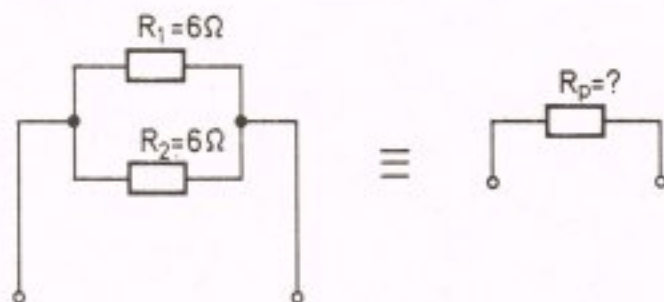


Fig. 2.6.

Vi har

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad [\Omega]$$

som ved indsætning giver

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{6} + \frac{1}{6} = \frac{2}{6} = \frac{1}{3}$$

Ved omskrivning fås

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_p} &= \frac{1}{3} \\ R_p &= \frac{3}{1} \\ \underline{R_p} &= \underline{3\ \Omega} \end{aligned}$$

Find den samlede parallelmodstand af diagrammet fig. 2.7.

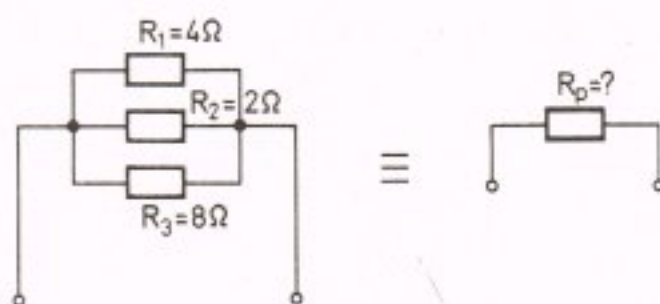


Fig. 2.7.

I formlen

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

indsættes værdierne til

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{4} + \frac{1}{2} + \frac{1}{8} = \frac{7}{8}$$

hvilket giver

$$\underline{R_p = \frac{8}{7}\ \Omega}$$



Har man kun to modstande, kan formelen omskrives til

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} [\Omega]$$

hvilket er lidt lettere at regne med.

#### Eksempel:

De fire nedenstående parallelmodstande ønskes erstattet af en enkelt modstand. Find størrelsen.

$$R_1 = 6 \Omega$$

$$R_2 = 6 \Omega$$

$$R_3 = 12 \Omega$$

$$R_4 = 12 \Omega$$

Her kan det betale sig at tage to og to modstande ad gangen, og sluttelig finde den samlede  $R_p$  af de to beregnede.

$$R_{p1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} [\Omega]$$

$$R_{p1} = \frac{6 \cdot 6}{6 + 6} = 3 \Omega$$

$$R_{p2} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} [\Omega]$$

$$R_{p2} = \frac{12 \cdot 12}{12 + 12} = 6 \Omega$$

og endelig de to nye erstatningsmodstande, der jo sidder parallelt:

$$R_p = \frac{R_{p1} \cdot R_{p2}}{R_{p1} + R_{p2}} = \frac{3 \cdot 6}{3 + 6} = 2 \Omega$$

$R_{p1}$  og  $R_{p2}$  er betegnelser for hver sit parallelle modstandspar. Det er mærkninger, man selv kan tildele efter behov.

•

Hvis man nu sætter sig ned og regner en masse eksempler igennem, vil man hurtigt opdage, at i et parallelkredsløb vil den resulterende modstand altid være *mindre* end den *mindste* modstand, der indgår i kredsen. Man vil også se, at to ens modstande i parallel altid vil give en resulterende modstand, der er netop *halvdelen* af de ens værdier. To modstande på hver  $10 \Omega$  vil i parallel give  $R_p = 5 \Omega$ . To modstande på  $25 \Omega$  koblet på samme måde giver  $R_p = 12,5 \Omega$ .

to parallelle  
modstande

#### Sammensatte kredsløb

Serie- og parallelforbindelser kan ofte optræde sammen, og i så tilfælde må man udregne hver lille del for sig, idet man hele tiden tegner nye og simplere diagrammer. Man prøver således på at gøre kredsløbet mere og mere enkelt, så man til sidst ender



med en række seriekoblede modstande. De nye diagrammer man skitserer, kaldes *ækvivalentdiagrammer*, da de er *ækvivalente* (= *ensbetydende*) med de foregående.

ækvivalent-  
diagrammer

### Eksempel:

Find den samlede modstandsværdi af kredsløbet i fig. 2.8.

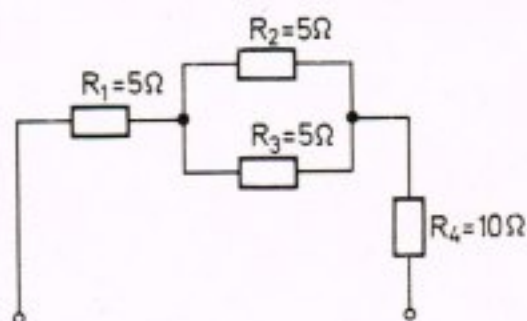


Fig. 2.8.

Parallelkombinationen udregnes først.

$$R_p = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = \frac{5 \cdot 5}{5 + 5} = 2,5 \Omega$$

(hvilket stemmer med, at to ens modstande i parallel giver halvdelen af de påstemplede værdier).

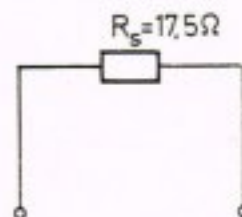
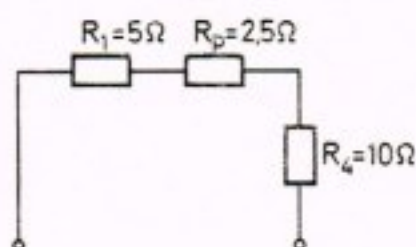


Fig. 2.8a.

Fig. 2.8b.

Ækvivalentdiagrammet tegnes som fig. 2.8a. Her haves nu tre modstande i serie, og den resulterende modstand bliver

$$R = R_1 + R_p + R_4 = 5 + 2,5 + 10 = \underline{\underline{17,5 \Omega}}$$

hvilket naturligvis tegnes som fig. 2.8b.

Prøv selv kræfter med de opgaver, der er angivet bagest i dette kapitel.

### Strøm og spænding i serie- og parallelkredsløb

Gennemgår man en *seriekreds* som f. eks. fig. 2.9, vil man bemærke, at strømmen kun kan løbe gennem denne ene gren, da der jo simpelthen ikke er andre strømveje.

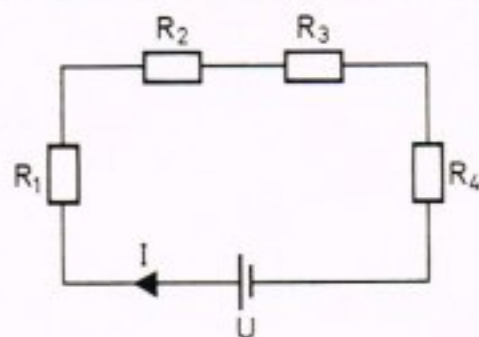


Fig. 2.9.

For den givne påtrykte spænding (*påtrykt* betyder det samme som tilsluttet) betyder det, at strømstyrken må være ens hele kredsløbet igennem. Den samlede modstand



kan udregnes ved addition, og ved at benytte Ohms lov kan strømmens nøjagtige værdi findes.

*I en seriekreds er strømstyrken overalt den samme.*

Benyttes nu Ohms lov på de enkelte modstande, vil man kunne beregne en række **strøm i seriekreds** spændinger, når strømmen ganges med modstandsværdien. Den påtrykte spænding er lige så stor som summen af alle disse spændingsfald, eller udtrykt matematisk:

$$U = U_1 + U_2 + U_3 + \dots [V]$$

### Eksempel:

I fig. 2.9 er modstandene

$$R_1 = 10 \Omega$$

$$R_2 = 5 \Omega$$

$$R_3 = 6 \Omega$$

$$R_4 = 9 \Omega$$

Den samlede modstand bliver derfor

$$R = 30 \Omega.$$

Når den påtrykte spænding er 15 V, ønskes oplyst hvor stor strømmen  $I$  bliver.

Efter Ohms lov

$$I = \frac{U}{R} = \frac{15}{30} = \underline{0,5 \text{ A.}}$$

Spændingsfaldene over hver modstand kan derefter udregnes:

$$U_1 = R_1 \cdot I = 10 \cdot 0,5 = 5 \text{ V}$$

$$U_2 = R_2 \cdot I = 5 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ V}$$

$$U_3 = R_3 \cdot I = 6 \cdot 0,5 = 3 \text{ V}$$

$$U_4 = R_4 \cdot I = 9 \cdot 0,5 = 4,5 \text{ V}$$

hvor de små tal på bogstaverne  $U$  svarer til spændingsfaldet over modstanden med samme nummer (se fig. 2.10).

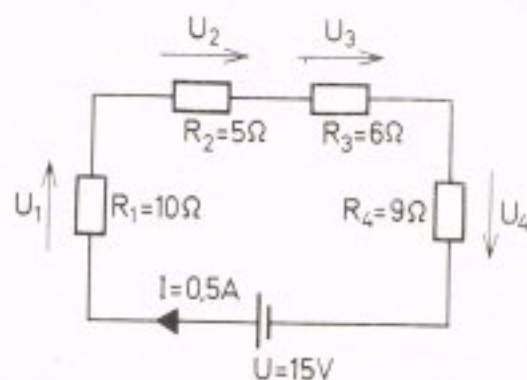


Fig. 2.10.

Ved addition fås

$$U = U_1 + U_2 + U_3 + U_4 [V]$$

$$U = 5 + 2,5 + 3 + 4,5 = \underline{15 \text{ V}}$$

hvilket netop var den påtrykte spænding.



Tager man nu en *parallelkreds* som fig. 2.11, er strømvejen *ikke* den samme hele kredsløbet igennem, og følgelig må strømstyrken være forskellig i de forskellige modstandsgrene. Man taler ligefrem om, at der sker en *strømdeling* i et *knudepunkt*, idet man ved et *knudepunkt* forstår det sted, hvor to eller flere komponenter – i det samme lukkede kredsløb – grener sig ud. (Det må hele tiden erindres, at der kun løber strøm i lukkede kredsløb).

Hvordan deler strømmen sig?

Hvis modstandene er lige store, er svaret let, thi så må den halve strøm løbe gennem gren 1 og den anden halvdel gennem gren 2. Begge de to halvdele forenes igen i knudepunktet mærket *B*, og løber derfra tilbage til batteriet. Det stemmer også med, at man kan erstatte de to parallelmodstande med en enkelt modstand.

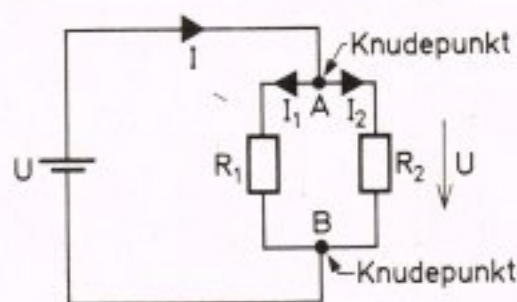


Fig. 2.11. Spændingsfaldet over parallelle modstande er ens.

Ser vi nu på fig. 2.11 igen, så har man, at spændingsfaldet over de to parallelle modstande netop er *U*. Plus-polen fra batteriet er jo ført direkte til knudepunkt *A* og minus-polen er tilsvarende ført til *B*. Der regnes stadig med, at der ingen modstand er i tilledningerne.

Sætter man mange parallelle modstande ind, ville dette stadig gælde. Dvs.,

*I en parallelkreds er spændingsfaldet over modstandene altid ens.*

Herefter kan vi så kigge lidt nærmere på *strømdelingen*.

**strømdeling**

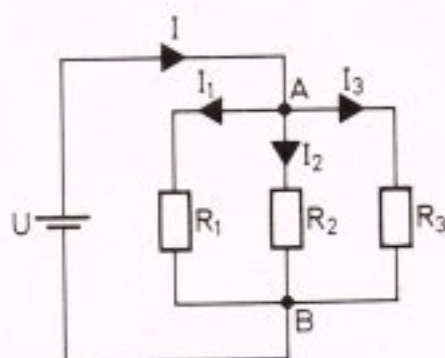


Fig. 2.12. Strømmen forgrener sig omvendt proportionalt med modstandsværdien.

I fig. 2.12 er der indskudt tre parallelmodstande. Spændingen over dem alle er *U*, og den samlede strøm *I* består af

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \text{ [A]}$$

Da strøm og modstand er omvendt proportionale, vil det sige, at den gren, der har størst modstand, vil få mindst strøm igennem sig – og omvendt: den gren, der har mindst modstand, vil føre størst strøm.



### Eksempler:

I fig. 2.12 er  $U = 20 \text{ V}$  og  $I = 10 \text{ A}$ .

(Allerede nu kan man regne ud, at den samlede parallelmodstand må være

$$R_p = \frac{20}{10} = 2 \Omega$$

Modstandene består af

$$R_1 = 8 \Omega$$

$$R_2 = 4 \Omega$$

$$R_3 = 8 \Omega$$

(altså – som vi lige har set –

$$R_p = 2 \Omega)$$

Find hvor stor strøm der løber i de enkelte grene.

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{20}{8} = 2,5 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{20}{4} = 5 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{U}{R_3} = \frac{20}{8} = 2,5 \text{ A}$$

Ialt en strøm på

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = 2,5 + 5 + 2,5 = 10 \text{ A}$$

Prøven stemmer, da vi netop fik oplyst, at  $I = 10 \text{ A}$ .

I et tilsvarende kredsløb som fig. 2.12 er  $U = 12 \text{ V}$  og modstandene

$$R_1 = 4 \Omega$$

$$R_2 = 6 \Omega$$

$$R_3 = 12 \Omega$$

Find a) samlet parallelmodstand

b) strømmen gennem hver af grenene

c) samlet strøm i kredsen

Tegn d) ækvivalentdiagram for resulterende kreds.

$$\text{a) } \frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{4} + \frac{1}{6} + \frac{1}{12} = \frac{6}{12} = \frac{1}{2}$$

$$R_p = 2 \Omega$$

(dermed kan man allerede nu svare på punkt c), idet

$$I = \frac{U}{R_p} = \frac{12}{2} = 6 \text{ A})$$

**Eksemplet fortsætter**



### Eksemplet fortsat:

b) Strømmen gennem hver gren udgør:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{12}{4} = 3 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{12}{6} = 2 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{U}{R_3} = \frac{12}{12} = 1 \text{ A}$$

c) Samlet strøm findes ved addition

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = 3 + 2 + 1 = 6 \text{ A}$$

(hvilket stemmer med den lille udregning i a)

d) Ækvivalentdiagram. Se fig. 2.13.

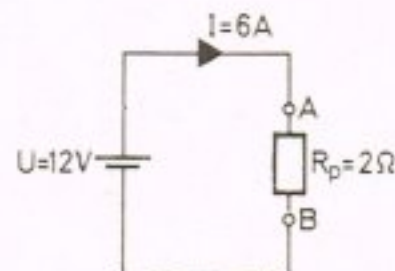


Fig. 2.13.

### Enheder

I de foregående eksempler er strøm, spænding og modstand indsat i henholdsvis ampère, volt og ohm. Imidlertid anvendes i elektronikken også størrelser f. eks. angivet i mikroampère [ $\mu\text{A}$ ], millivolt [ $\text{mV}$ ] eller megaohm [ $\text{M}\Omega$ ] eller i en anden størrelsesorden som angivet i præfix-listen. I sådanne tilfælde må man enten foretage en omregning til »hele« ampère, volt eller ohm, eller i hvert tilfælde til størrelser, der modsvarer hinanden.

Man kan f. eks. benytte en af de omregnede formler, der angives herefter:

$$I = \frac{U}{R} \quad (\text{ohms lov på almindelig form})$$

$$A = \frac{V}{\Omega} \quad (\text{ohms lov udtrykt i enheder})$$

Ved ændring af præfix fås:

$$\text{mA} = \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega}$$

$$\mu\text{A} = \frac{\text{V}}{\text{M}\Omega}$$



**Eksempler:**

Modstanden er  $10 \text{ k}\Omega$ , spændingen  $10 \text{ V}$ . Hvor stor er strømmen?

$$\text{Efter ohms lov } I = \frac{U}{R} \text{ [A]}$$

findes resultatet af følgende omskrivning:

$$I \text{ [mA]} = \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega}$$

som ved indsætning giver:

$$I = \frac{10}{10} = \underline{1 \text{ mA}}$$

Strømmen er  $5 \text{ mA}$  og spændingen  $6 \text{ V}$ . Hvor stor er modstanden?

$$R = \frac{U}{I} \text{ [}\Omega\text{]} \text{ (ohms lov)}$$

$$R \text{ [k}\Omega\text{]} = \frac{\text{V}}{\text{mA}} \text{ (omskrevet med enheder)}$$

$$\underline{R = \frac{6}{5} = 1.2 \text{ k}\Omega}$$

Strømmen er målt til  $10 \mu\text{A}$  og modstanden til  $5 \text{ M}\Omega$ . Hvor stor er spændingen?

$$U = I \cdot R \text{ [V]} \text{ (ohms lov)}$$

Den anvendte formel er:

$$U \text{ [V]} = \mu\text{A} \cdot \text{M}\Omega$$

og ved indsætning af de givne værdier fås:

$$\underline{U = 10 \cdot 5 = 50 \text{ V}}$$

Efterhånden som man får øvelse i brugen af ohms lov, vil man hurtigt selv kunne omregne fra den ene værdi til den anden.

**Repetition:**

repetition

*I en seriekreds er strømstyrken overalt den samme.*

*I en parallelkreds er spændingen over modstandene overalt den samme.*



## Passive komponenter

Indtil nu er vi kommet ganske let hen over, hvordan modstandene ser ud; hvordan de fabrikeres, og hvordan man skelner den ene fra den anden.

Det er dog ret nødvendigt, at vi også går lidt ind på de områder – og ikke blot det. Vi må endvidere omtale og beskrive de andre elektroniske komponenter, der bruges i tusindvis hver eneste dag.

Der findes, hvor mærkeligt det end lyder, ikke ret mange forskellige slags elektroniske komponenter. De fleste elektronikapparater og -instrumenter fremstilles i virkeligheden af knap en snes forskellige grundelementer, der dog kan have i hundredevis af varierende former og opbygninger eller være fabrikeret af materialer, der udviser en eller anden speciel evne.

I dette kapitel skal vi nøjes med tre af de såkaldte *passive komponenter*, dvs., enkeltdele, der *ikke forstærker* et eller andet tilført signal, som f. eks. et radorør eller en transistor gør det. De sidstnævnte kaldes iøvrigt *aktive komponenter*.

### Modstande

Faste *modstande* fabrikeres normalt ved at man udfælder et modstandsmateriale i et tyndt lag på en keramikstav. Man har også modstandselementer fremstillet af tynd metaltråd, der er viklet op på et isoleret rør (fig. 2.14). Det anvendte modstandsmateriale kan være f. eks. kul eller specielle metal-ilter, medens man i trådviklede typer ofte bruger konstantantråd. (Se litteraturlisten bagest i bogen).

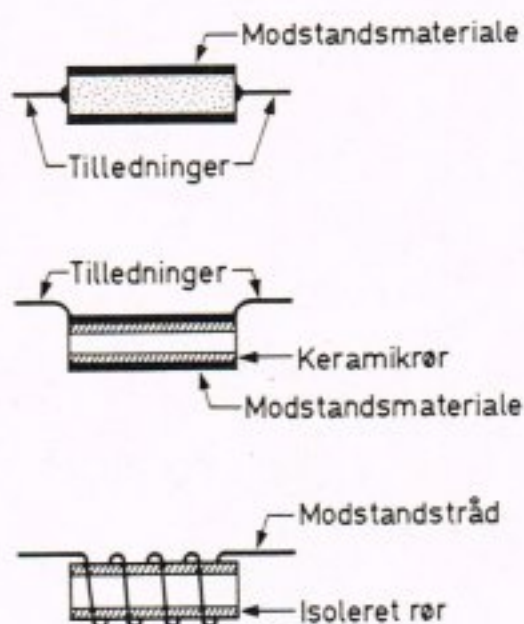


Fig. 2.14. Opbygning af modstande.

Det skal med det samme siges, at det hverken er den ydre form eller den mekaniske størrelse, der er bestemmende for modstandens ohm-værdi. Denne værdi, der i elektronikken korrekt hedder *resistansen*, er alene bestemt af fabrikmåden og af materialerne.

Når modstandene, som det ses på fig. 2.15, har forskellig størrelse, er årsagen en helt anden. Det viser sig nemlig, at det ikke går an at sende en vilkårlig stor strøm igennem komponenten. Fabrikanten fastlægger derfor en maksimalgrænse for spænding og strøm, der ikke må overskrides, hvis man vil undgå, at modstanden »brænder over«.

Grænseværdien opgives som en *effekt* (se side 32), dvs., et tal fundet ved at gange



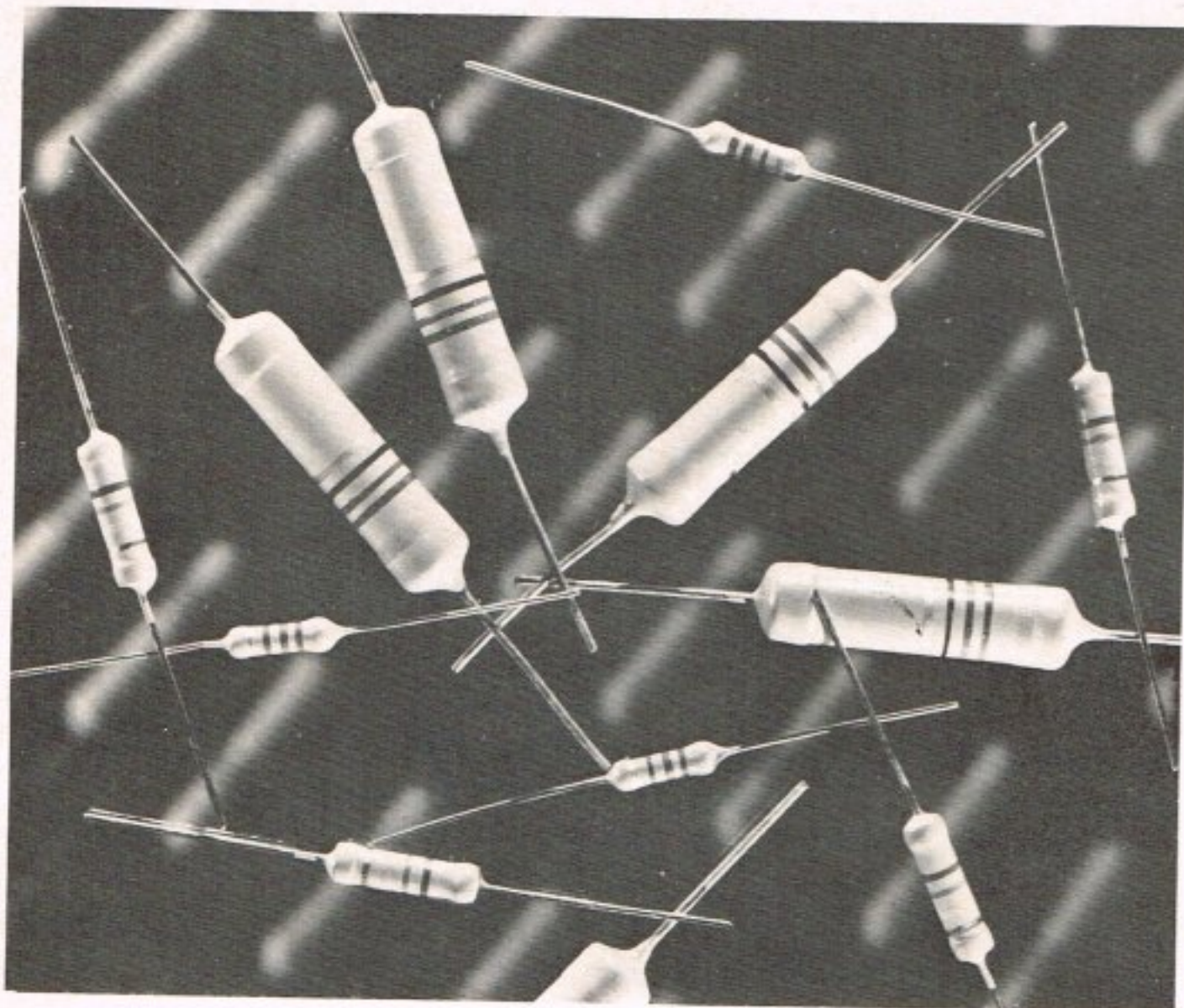
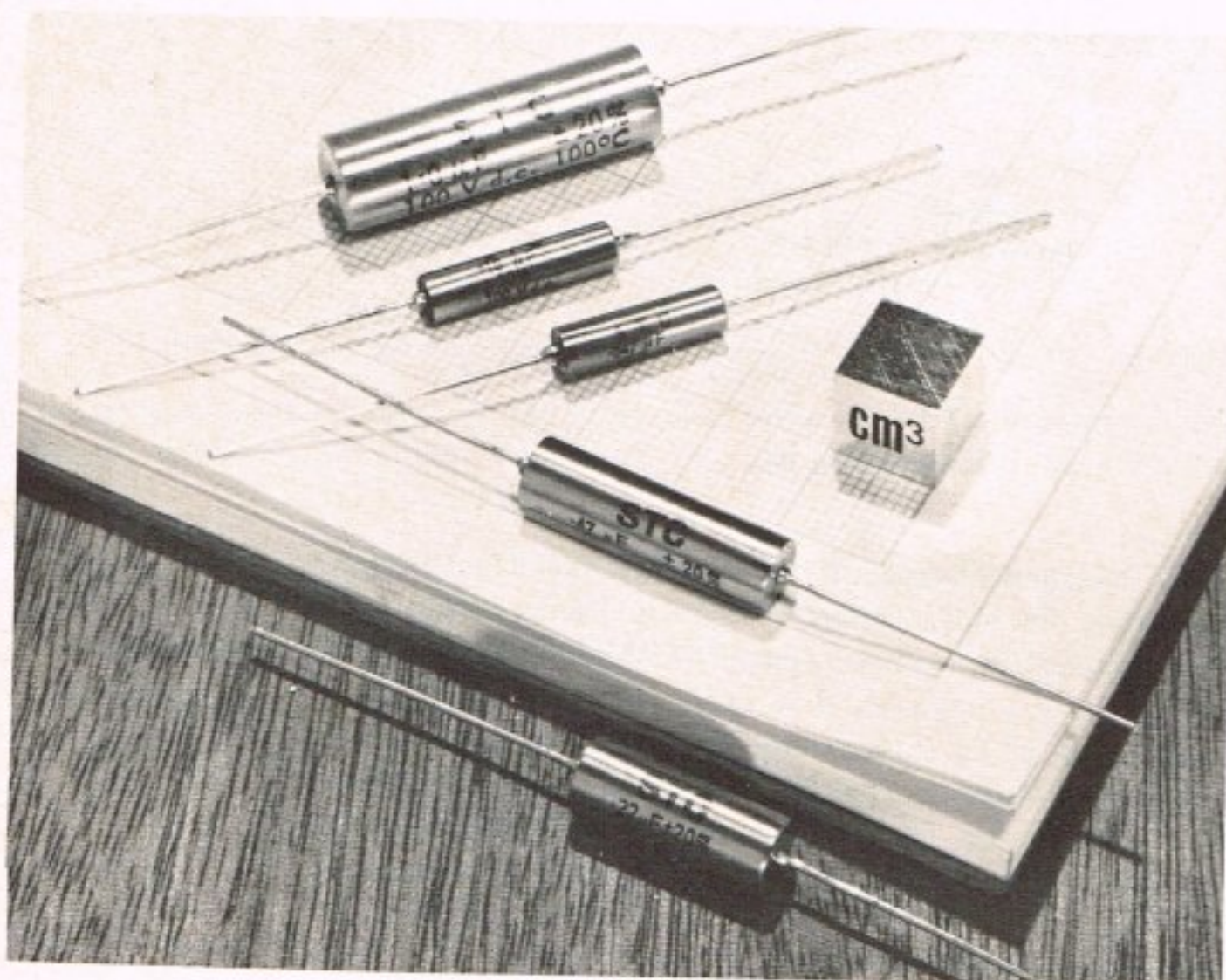


Fig. 2.15.  
Elektroniske modstande  
fabrikeres til forskellige  
effekter. Farvemærkningen  
angiver selve modstands-  
værdiens størrelse.



Kondensatorer ligner  
modstande lidt. Mærkning er  
normalt med værdien  
påtrykt direkte.



den påtrykte spænding med strømstyrken i modstandsgrenen. Effekten måles i watt [W], og de gængse størrelser er bl. a. kvart-, halv-, hel- eller flere-watt modstande.

Jo mindre modstanden er i ydre mål, desto mindre effekt kan komponenten normalt tåle.

### Farvekode og tolerance

De faste modstande er fremstillet i en række standardstørrelser, der gør det muligt at kombinere dem (ved serie- eller parallelforbindelse), til enhver anden mellem-liggende værdi, hvis de ikke kan anvendes direkte som de er. Modstande kan købes i standardstørrelser, hvoraf en ofte benyttet række ses i tabel IV. **modstandsrække**

På fotografiet fig. 2.15 ses, at det ikke er alle modstande, der har ohm-værdien (resistansen) påtrykt i tal. En del er mærkede med farvede ringe, der dels efter deres placering, dels efter deres farve, giver oplysninger om størrelsen. Denne sidste metode er at foretrække frem for den trykte angivelse, da det på den måde bliver muligt straks at se modstandsværdien – ligegyldigt hvilken vej modstanden er monteret i det færdige apparat.

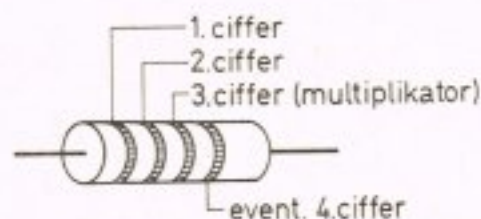


Fig. 2.16. Farvemærkning af modstande.

På fig. 2.16 ses en skitse af en modstand med tilhørende angivelse af aflæsningsrække- **farvekode** følgen. Farvekode er gengivet i tabel V, og desuden i form af en udfoldningsside bagest i bogen.

#### Eksempler:

De første tre farveringe på en modstand er rød – violet – gul.  
Hvor stor er resistansen  $R$ ?

Rød = 2  
Violet = 7  
Gul =  $\times 10000$

Dvs.,  $R = 27 \times 10000 = 270000 = \underline{270k\Omega}$ .

På en anden modstand haves blå – grå – sort.  
Modstandsværdien bliver:

Blå = 6  
Grå = 8  
Sort =  $\times 1$

Dvs.,  $R = 68 \times 1 = \underline{68 \Omega}$

Da det ikke er muligt at seriefremstille helt nøjagtige modstande, har man af praktiske **tolerance** grunde indført de såkaldte standardtolerancer. Afvigelsen eller *tolerancen* fra den ønskede værdi angives i procent, og man skelner sædvanligvis mellem 5%, 10%



Tabel IV

Modstandsrække				
$\Omega$		k $\Omega$		M $\Omega$
1	39	1000 = 1 k $\Omega$	39	1000 k $\Omega$ = 1 M $\Omega$
1,2	47	1,2	47	1,2
1,5	56	1,5	56	1,5
1,8	68	1,8	68	1,8
2,2	82	2,2	82	2,2
2,7	100	2,7	100	2,7
3,3	120	3,3	120	3,3
3,9	150	3,9	150	3,9
4,7	180	4,7	180	4,7
5,6	220	5,6	220	5,6
6,8	270	6,8	270	6,8
8,2	330	8,2	330	8,2
10	390	10	390	10
12	470	12	470	
15	560	15	560	
18	680	18	680	
22	820	22	820	
27	1000	27	1000	
33		33		

Tabel V

Farvekode for modstande				
Farve	1. ciffer	2. ciffer	multiplikator	$\pm$ tolerance %
sort	0	0	1	
brun	1	1	10	
rød	2	2	100	
orange	3	3	1.000	
gul	4	4	10.000	
grøn	5	5	100.000	
blå	6	6	1.000.000	
violet	7	7	10.000.000	
grå	8	8	100.000.000	
hvid	9	9	1.000.000.000	
guld				5
sølv				10
ingen				20

og 20%. En modstand på 100  $\Omega$  med 10% tolerance kan således ligge ethvert sted mellem 90  $\Omega$  og 110  $\Omega$ . Er der ingen toleranceangivelse (fjerde ring mangler) betyder det, at komponenten har 20% tolerance.

I tabel V er mærkefarverne for tolerancen angivet som 4. ciffer.



**Eksempel:**

En modstand har fire ringe mærket med farverne rød – rød – orange – guld.

Hvor stor er komponenten?

Rød = 2

Rød = 2

Orange =  $\times 1000$

Guld = 5%

Dvs., en modstand på 22 k $\Omega$  med 5% tolerance.

Modstanden ligger således mellem 20,9 k $\Omega$  og 23,1 k $\Omega$ .

**Variable modstande**

Det er ikke nok at have en række faste modstande til rådighed. Man må også have typer, der kan indstilles efter det øjeblikkelige behov. Eksempelvis drejer man på en variabel modstand, når man skruer op eller ned for lydstyrken i sit radioapparat.

De variable modstande – *potentiometre* – kan ligesom faste modstande fremstilles af enten et kullag udfældet på en ring, eller af en metaltråd viklet op på ringen. En aksel er monteret i midten, og fra denne går en glidekontakt ud til ringens kant. Se fig. 2.17.

Når man drejer kontaktarmen, vil modstandsværdien mellem denne og en af trådens ender enten stige eller aftage. Der er således skabt en *variabel modstand*. På diagrammet fig. 2.18 ses et potentiometer indskudt som modstand i et kredsløb. Mellem knudepunktet i bunden og den forskydelige kontaktarm vil der kunne måles en vis spænding, der bliver desto større, jo højere armen bevæges opad.

Det følger ganske nøje Ohms lov, idet man jo har, at strømmen gange modstandsværdien giver spændingen ( $U = I \cdot R$ ). Man kan sammenligne det med to modstande i serie, se fig. 2.19. Når  $R_1$  bliver mindre, bliver  $R_2$  samtidig større, og da strømmen

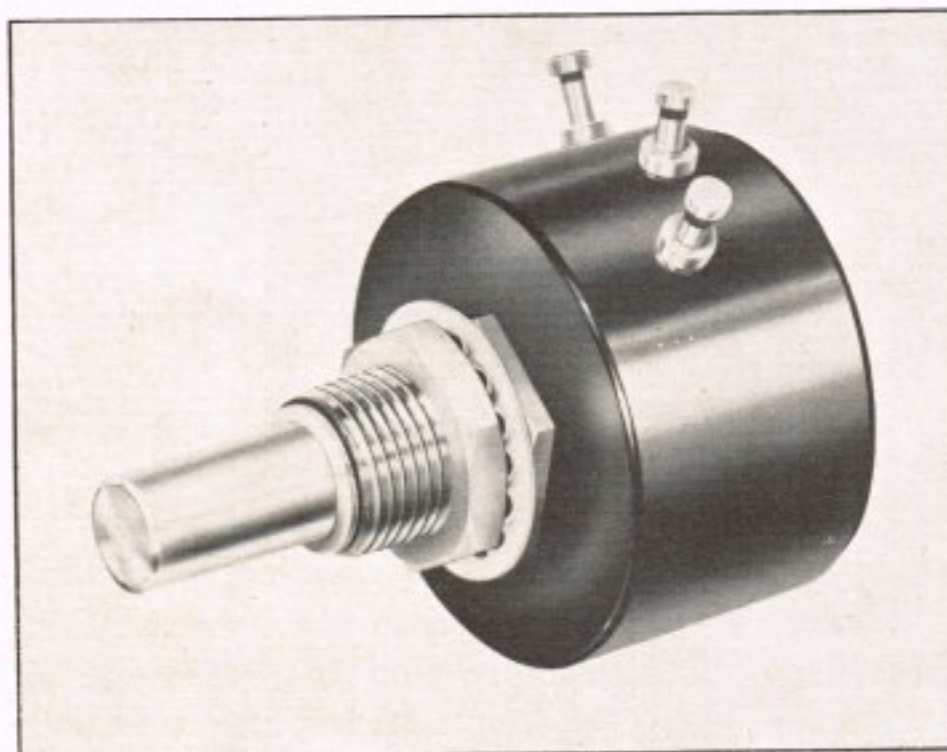


Fig. 2.17.

De variable modstande findes som potentiometre – f. eks. som dette, der kan skrues fast i apparatets forplade.



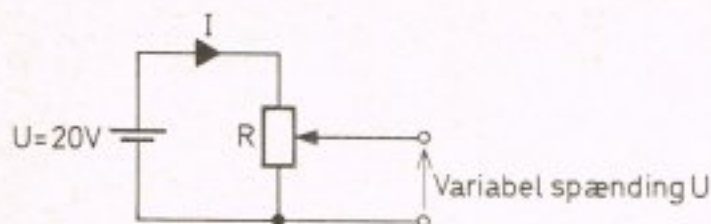


Fig. 2.18.

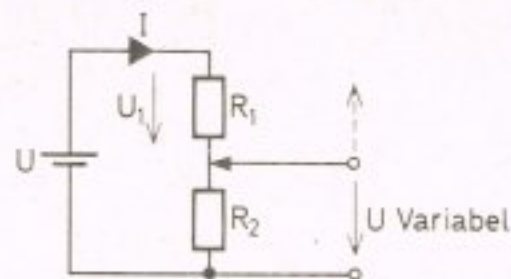


Fig. 2.19.

Spændingsdelere  
vist i princip.

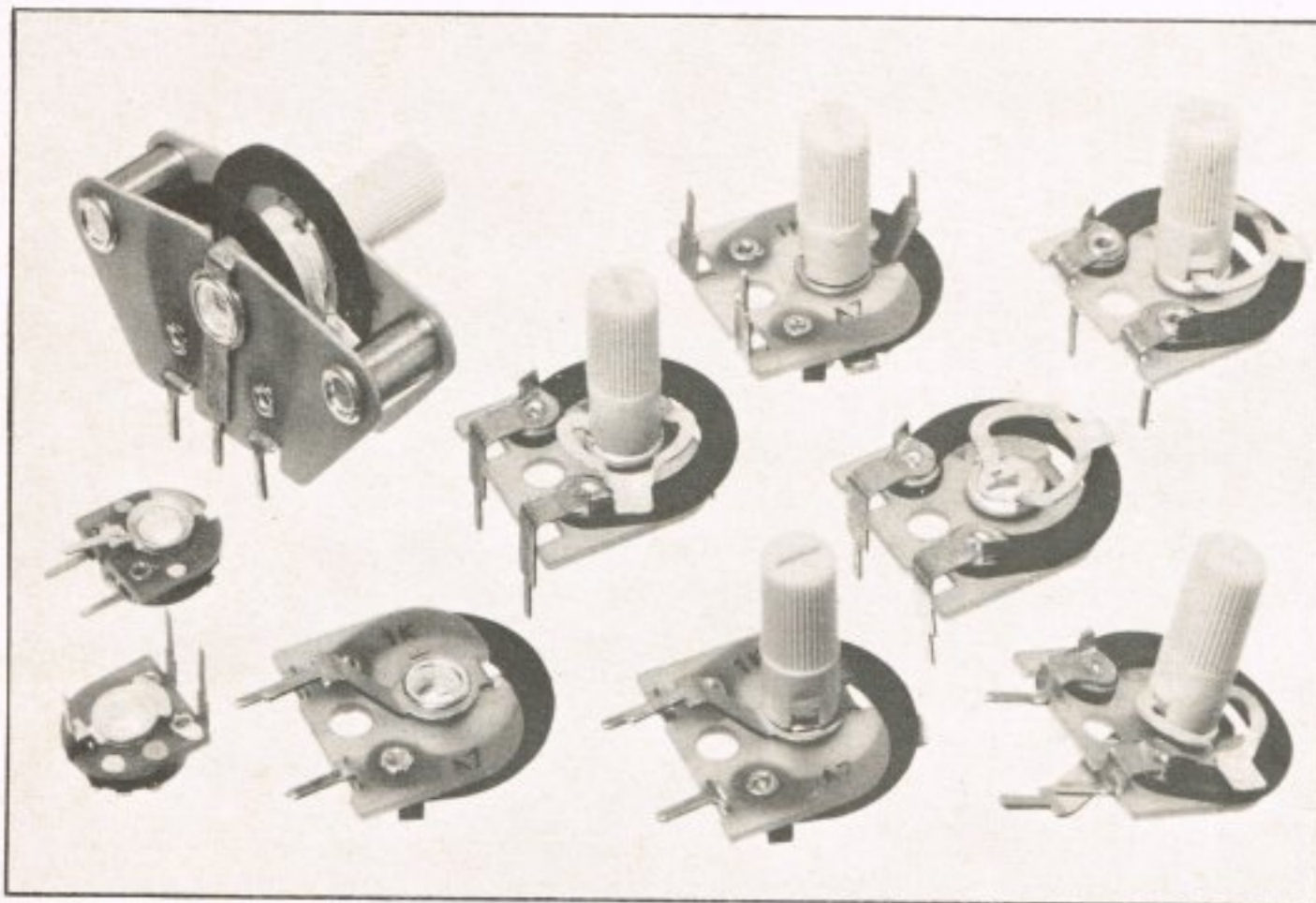


Fig. 2.20.  
Til justering benyttes  
trimmepotentiometre, der  
eksempelvis indstilles med  
skruetrækker inde i selve  
apparatet.

gennem denne seriekreds er ens, vil en større modstand betyde et større spændingsfald. Resultat:  $U_{\text{variabel}}$  vokser, medens  $U_1$  aftager.

Potentiometre behøver ikke nødvendigvis at kunne indstilles med en knap udefra. De såkaldte *trimmepotentiometre* er ganske små variable modstande, der benyttes inde i apparaterne til finjustering. De reguleres normalt én gang for alle med en skrue-trækker (se fig. 2.20).

**trimme-  
potentiometre**

Specielle modstande findes i mange forskellige former. Nogle får større resistans ved opvarmning, andre får mindre. I dette afsnit om passive komponenter vil vi dog ikke gå dybere ind i emnet, men vende tilbage til forklaringerne, når det bliver nødvendigt længere fremme i teksten.

### Kondensatorer

Den næste passive komponent, vi skal beskæftige os med, er *kondensatoren*, der i princippet består af to ledende metalplader, anbragt overfor – men i en vis afstand fra hinanden. Mellemrummet mellem pladerne kan være luft eller et isolerende materiale som glimmer eller lignende.

**kondensatorer**

Kondensatoren har en såkaldt *kapacitet* ( $C$ ), der er et mål for komponentens



elektriske størrelse. Kapaciteten måles i enheden *farad* [F], men da en farad er en enormt stor enhed, benyttes der præfix'er som  $\mu$ -, nano- og pico- i forbindelse med kapacitet størrelsesangivelserne (se tabel II).

**Eksempel:**

10 nF	(nanofarad)
20 pF	(picofarad)
etc.	

Kapaciteten er afhængig af pladernes størrelse, disses afstand fra hinanden, samt det benyttede isolationsmellemlag. Der findes både faste og variable kondensatorer, og indenfor disse grupper forekommer igen forskellige typer. Her skal kort gennemgås de vigtigste.

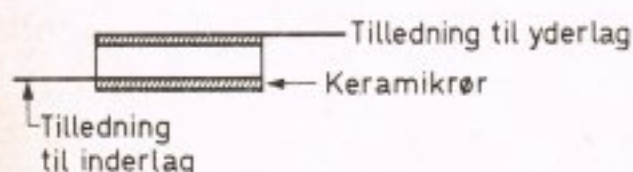


Fig. 2.21. Kondensatorer fremstilles på mange måder. Her er vist en keramisk type og en rulleblok.

På fig. 2.21 ses et snit gennem en *rørkondensator*. På inder- og ydersiden er der udfældet to metalfilm, der danner de to plader. Der er ingen ledende forbindelse mellem siderne, og mellemlaget er her af keramik. Ved siden af ses en *rulleblok*, der er betegnelsen for en særlig kondensatortype. Metalfilmene er her udfældet på to lag papir, der så rulles sammen til en rund komponent.

Man skelner blandt kondensatorer mellem *papirtyper* (som nævnte rulleblok), *glimmer-* og *keramiske* kondensatorer samt *elektrolytkondensatorer*. Glimmer- og keramisk opbyggede komponenter kan gøres ret små rent mekanisk, og har ikke så store elektriske *tab* som papirkondensatorer. Til gengæld er denne sidstnævnte væsentlig billigere at fremstille. Fig. 2.22.

**elektrolyt-kondensatorer**

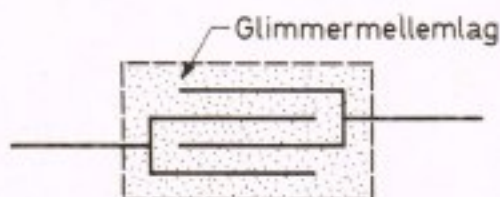


Fig. 2.22. Glimmerkondensatorens opbygning.

*Elektrolytkondensatorer* fabrikeres på næsten samme måde som rulleblokken, men har fået påsprøjtet en væske, der trænger ind i papiret og gør dette svagt ledende. Derved sker der en kemisk reaktion, der ilter den ene metalfilm, så det nu bliver denne, der isolerer på overfladen og på denne måde skaber mellemlaget. Elektrolytkondensatorer fremstilles til meget store kapacitetsværdier, og er i praksis normalt indbygget i et metalbæger. Det skal her nævnes, at typen ofte er *polariseret*, dvs., at tilledningerne skal føres til jævnstrømmens plus- og minus-side efter den angivne polmærkning, da komponenten ellers ødelægges.

**polarisering**

Farvekoderne for kondensatorer svarer nogenlunde til de, der anvendes ved modstande. Dog benyttes her fem farveringe eller -prikker, hvor de tre første betyder cifre, den fjerde antallet af nuller og den femte tolerancen. Se tabel VI.



Tabel VI

Farvekode for glimmerkondensatorer					
Farve	1. ciffer	2. ciffer	3. ciffer	Antal nuller	Tolerance (%)
Sort	0	0	0	0	$\pm 20\%$
Brun	1	1	1	1	$\pm 1$
Rød	2	2	2	2	$\pm 2$
Orange	3	3	3	3	$\pm 3$
Gul	4	4	4	4	$\pm 4$
Grøn	5	5	5	5	$\pm 5$
Blå	6	6	6	6	$\pm 6$
Violet	7	7	7	7	$\pm 7$
Grå	8	8	8	8	$\pm 8$
Hvid	9	9	9	9	$\pm 9$
Guld	–	–	–	0,1	$\pm 5$
Sølv	–	–	–	0,01	$\pm 10$
Ingen farve	–	–	–	–	$\pm 20$

### Variable kondensatorer

Når man indstiller sin radiomodtager på en eller anden bestemt station, kan det f. eks. ske ved, at man drejer på en *variabel kondensator*. Denne består dels af en række faste plader, *statorpladerne*, dels af nogle *rotorplader*, der ved drejningen føres ud og ind mellem de faste. Fig. 2.23. Jo længere væk fra statorpladerne, de bevægelige rotorplader befinder sig, jo *mindre* er kapaciteten.

variable  
kondensatorer

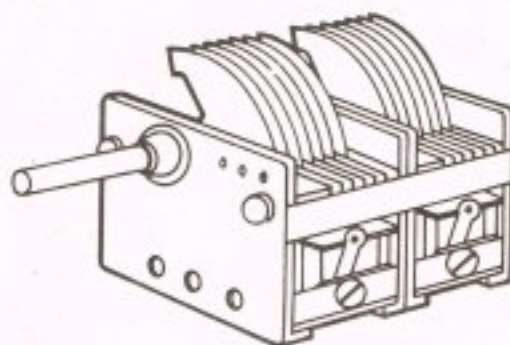


Fig. 2.23. Drejekondensator med to adskilte sektioner.

Til justering anvendes *trimmekondensatorer*, der ligesom trimmepotentiometre benyttes inde i apparaterne, hvor de indstilles én gang for alle. Fig. 2.24 og 2.25 viser nogle benyttede modeller, samt hvornår der er drejet til minimum og maksimum kapacitet.

trimme-  
kondensatorer

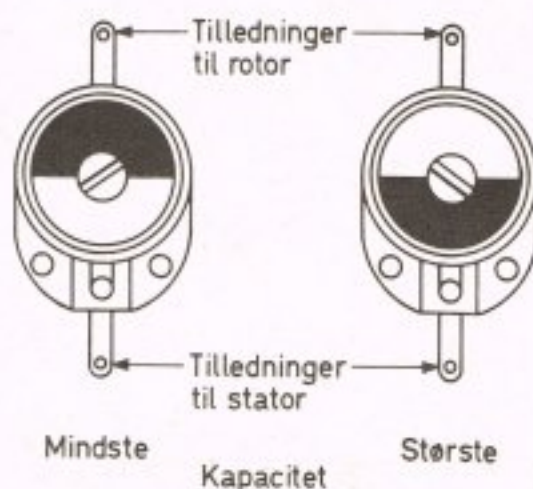


Fig. 2.24. Trimmekondensatorer i minimal og maksimal indstilling.



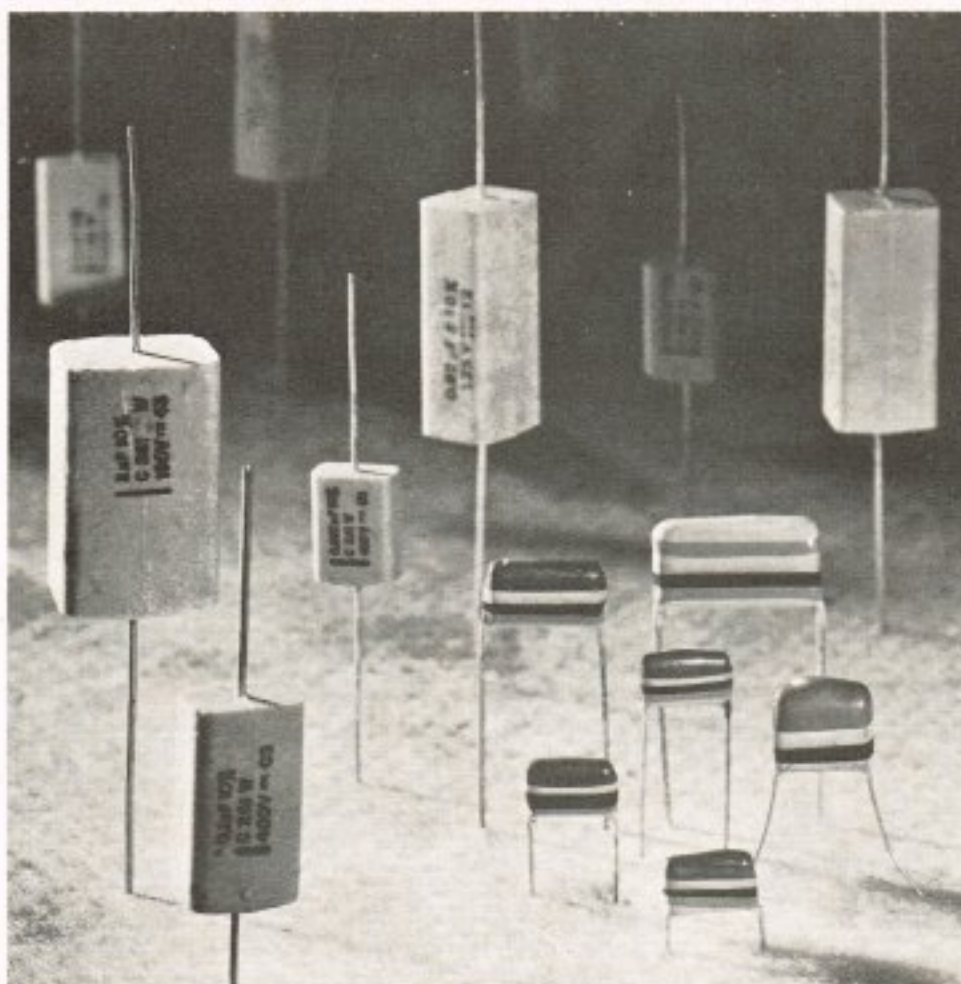


Fig. 2.25.  
Kondensatorer findes i mange forskellige udførelser, ligefra små til store typer, runde eller firkantede.

Da der ikke er ledende forbindelse mellem de to plader, kan en jævnstrøm *ikke* løbe gennem en kondensator. Det kan derimod en *vekselstrøm*, sådan som vi skal se det i kapitel III (side 36). Lad det derfor være nok at lære nu, at man kan blokere jævnstrømsvejen – dvs., få et åbent kredsløb for jævnstrøm – ved at indskyde en kondensator i kredsløbet.

### Koblinger

Inden vi går over til at omtale den sidste passive grundkomponent – *selvinduktionen* – skal serie- og parallelforbindelser af kondensatorer nævnes.

Sammenkobles en række kondensatorer i *serie*, fig. 2.26, må den samlede kapacitet udregnes på samme matematiske måde som *parallelforbindelsen* af modstande.

serie- og parallelforbindelser af kondensatorer



Fig. 2.26. Serieforbindelse af kondensatorer skal beregnes som parallelforbindelser af modstande.

Dvs.,

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \left[ \frac{1}{F} \right]$$

hvor formelen kan omskrives til

$$C_s = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} [F]$$

når det kun drejer sig om to kondensatorer.



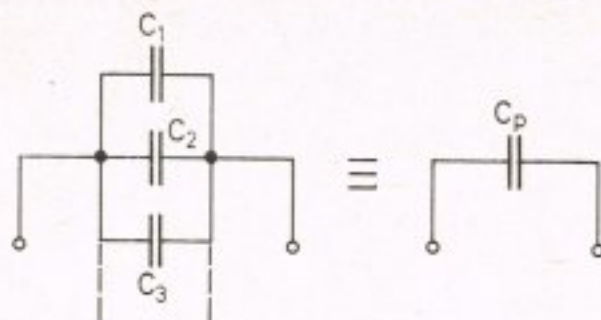


Fig. 2.27. Parallelforbindelser af kondensatorer skal beregnes som serieforbindelse af modstande.

Sammenkobles en *parallelforbindelse*, fig. 2.27, af komponenterne fås formelen

$$C_p = C_1 + C_2 + C_3 + \dots \text{ [F]}$$

hvilket netop var analogt til formelen for *serieforbundne* modstande.

*Ved kondensatorforbindelser anvendes de modsatte formler af de, der anvendtes ved modstandsforbindelser.*

#### Eksempler:

To kondensatorer,  $C_1 = 2 \text{ nF}$  og  $C_2 = 8 \text{ nF}$ , kobles sammen i serie. Hvad bliver den samlede kapacitet?

$$\underline{C_s = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{2 \cdot 8}{2 + 8} = 1.6 \text{ nF}}$$

Tre kondensatorer på hver  $5 \text{ pF}$  kobles i parallel. Hvor stor bliver den samlede kapacitet?

$$\begin{aligned} C_p &= C_1 + C_2 + C_3 \text{ [pF]} \\ \underline{C_p} &= 5 + 5 + 5 = \underline{15 \text{ pF}} \end{aligned}$$

Husk altid at indsætte samme enhed i formlerne.

#### Repetition:

*Ved serieforbindelse af kondensatorer bliver den resulterende kapacitet mindre end den mindstes værdi.*

*Ved parallelforbindelse af kondensatorer bliver den resulterende kapacitet større end den størstes værdi.*

#### Selvinduktioner

Den sidste passive komponent vi skal se på i forbindelse med jævnspænding, er *selv-induktionsspolen*, eller – som den kaldes i daglig tale – *spolen*.

Denne komponent anvendes f. eks. sammen med kondensatoren til afstemning i radiomodtagere, og kan ved vekselstrøm virke som en meget stor modstand (se side 43).



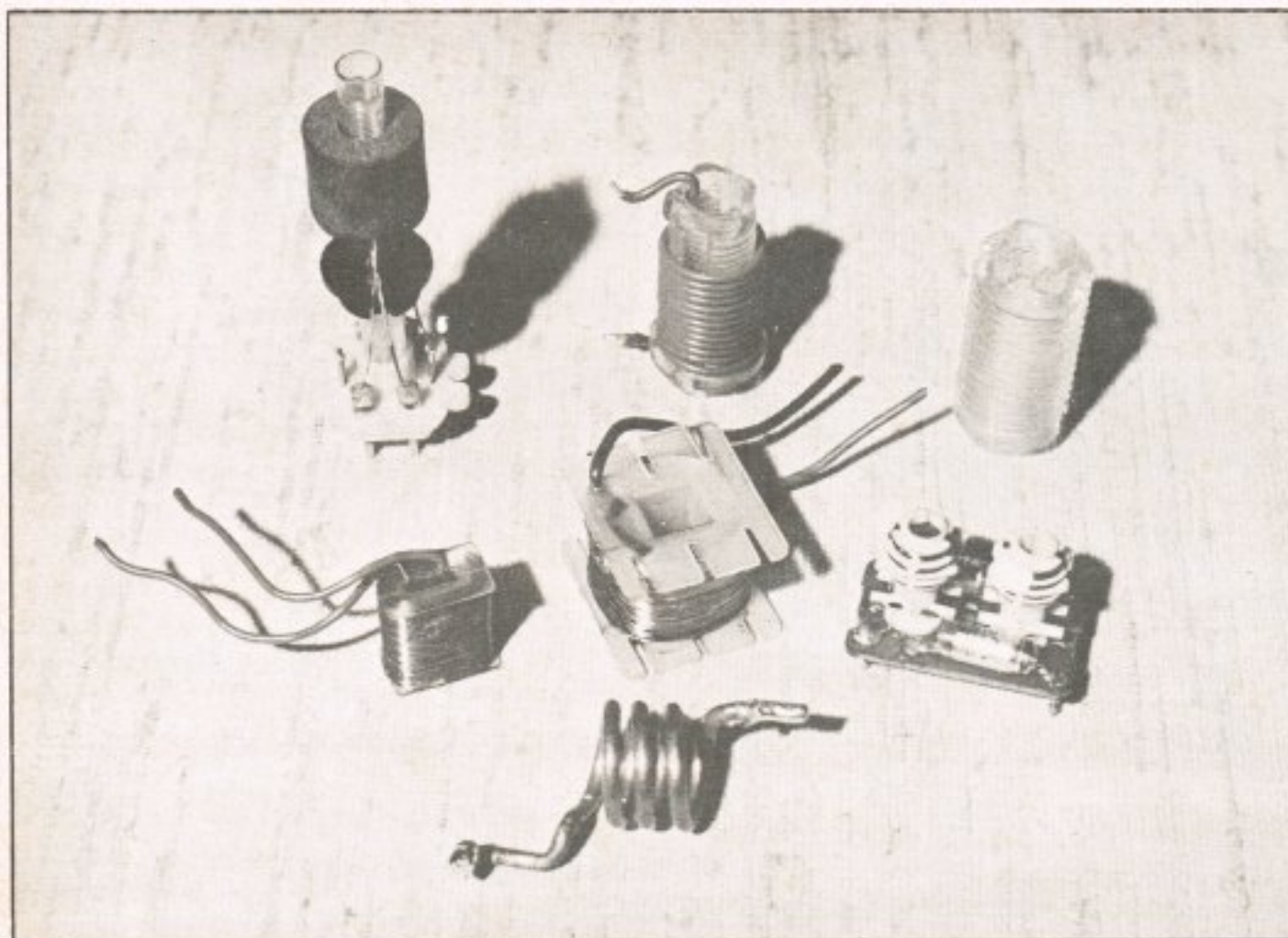


Fig. 2.28.  
Spoler kan være fritviklede  
eller på spoleform med eller  
uden kerne.

Komponentens elektriske størrelse kaldes *selvinduktionen*, der betegnes med bogstavet  $L$ . Enheden måles i *henry* [H]. Jo flere vindinger, der vikles på spolen – og jo mere tætliggende disse er – desto større bliver selvinduktionen. Det samme er tilfældet, hvis spoleradius gøres større. Lægges tillige en jern- eller ferritkerne\* ind, stiger  $L$  yderligere.

**selvinduktion**

Man skelner mellem *luftspoler*, dvs., fritliggende vindinger af massiv tråd, og typer med *jern-* eller *ferritkerne* (se fig. 2.28). Også en spole viklet på en spoleform uden jernkerne kan dog siges at være en luftspole.

Overfor jævnstrøm er en spole ikke andet end en leder, der er viklet op i spiral. Strømmen løber igennem, men giver ikke anledning til noget nævneværdigt spændingsfald.

Man kan så spørge, hvorfor vi i det hele taget omtaler spoler nu. Det skyldes, at jævnstrømmen skaber en *magnet* med nord- og sydpol i spolens ender. Nordpolen kan findes ved den fra fysikundervisningen så kendte højrehåndsregel:

*Hold højre håndflade mod spolen med fingrene pegende i strømmens retning. Nordpolen vil da være samme side som tommelfingeren.*

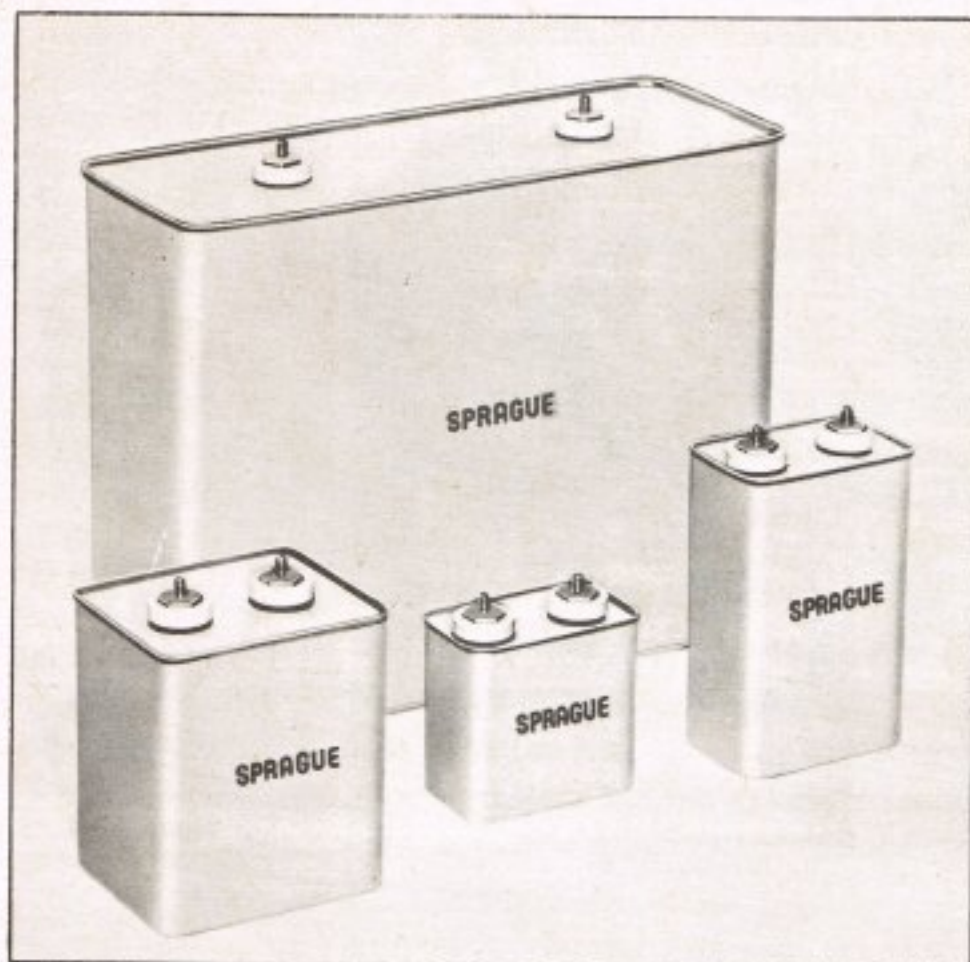
Den magnetiske virkning udnyttes i industriel elektronik til at åbne og lukke bl. a. ventiler i et rørsystem, til at trække relæer og meget mere.

Spoler kan ligesom modstande og kondensatorer kobles sammen i serie eller parallel, **koblinger** og erstatningsspolen findes af de *samme* formler som for modstande.

Da spolens største betydning som nævnt er i vekselstrømsområdet, vil vi – efter denne korte introduktion – gemme resten af omtalen til kapitel 3.

\*) *Ferrit* er et jernpulver, der sintres sammen under stort tryk. Dets virkning er kraftigere end en tilsvarende jernkernes.





Elektrolyt-kondensatorer har store kapacitetsværdier og kan klare meget store spændinger.

## Effekt

Inden vi slutter dette grundlæggende kapitel om Ohms lov og passive komponenter ved jævnstrøm, må vi se lidt mere på begrebet *effekt* ( $P$ ), der måles i enheden *watt* [W]. Vi har allerede været inde på det under omtalen af modstande, men lad os bare tage det igen.

En varmeovn kan levere en bestemt varmemængde, og en elektrisk lampe kan lyse med en vis styrke. Man taler om at varmeovnen trækker 1000 W og lampen f. eks. bruger 75 W.

Effekten er altså det »arbejde« der udløses (og i nogle opstillinger ligefrem går tabt). Størrelsen afhænger af strømmen og den påtrykte spænding og er defineret ved formlen:

$$P = U \cdot I \text{ [W]}$$

hvor  $U$  måles i V og  $I$  i A.

Ligesom Ohms lov kunne omskrives, kan de forskellige faktorer i effektformlen **Watt** byttes om:

$$U = \frac{P}{I} \text{ [V]}$$

eller

$$I = \frac{P}{U} \text{ [A]}$$

### Eksempel:

En glødelampe er mærket 220 V, 60 W. Hvor stort er strømforbruget?

$$I = \frac{P}{U} = \frac{60}{220} = 0,272 \text{ A} \rightarrow \underline{272 \text{ mA}}$$



Det er desværre ikke altid sådan, at strømmen  $I$  eller spændingen  $U$  begge er kendte værdier. Ofte kendes istedet modstandens størrelse plus enten  $U$  eller  $I$ . Det gør dog ikke noget, for man kan jo blot sætte Ohms lov ind i effektformlen som erstatning for den ukendte størrelse.

Kendes  $R$  og  $U$  haves da

omsætning

$$I = \frac{U}{R} \text{ [A]}$$

der indsættes i

$$P = U \cdot I \text{ [W]}$$

til

$$P = U \frac{\widetilde{U}}{R} \text{ [W]}$$

eller mere matematisk

$$P = \frac{U^2}{R} \text{ [W]}$$

På samme måde kunne man indsætte  $U$  og få effektformlen udtrykt med  $I$  og  $R$ .

$$P = \widetilde{I \cdot R} \cdot I = I^2 \cdot R \text{ [W]}$$

#### Eksempler:

Strømmen i et kredsløb er 0,5 A og modstanden 1 k $\Omega$ . Hvor stor effekt afsættes?

$$P = U \cdot I \text{ [W]}$$

$$U = I \cdot R = 0,5 \cdot 1000 = 500 \text{ V}$$

som ved indsætning giver

$$\underline{P = 500 \cdot 0,5 = 250 \text{ W}}$$

(Man kunne direkte have sat størrelserne ind i den ovenfor fundne formel og have fået:

$$\underline{P = I^2 \cdot R = 0,5^2 \cdot 1000 = 250 \text{ W}}$$



**André Marie Ampère** – fransk fysiker og matematiker. Født den 22. januar 1775 i Lyon – død den 10. juni 1836 i Marseille.

Ampère fandt flere grundlæggende lovmæssigheder indenfor elektricitetslæren, således størrelsen af tiltrækning og frastødning mellem to strømførende ledere; magnetfeltets retning ved strømgennemgang; den elektrodynamiske teori, o. l.

Efter Ørstedes opdagelse af elektromagnetismen, byggede Ampère en elektromagnetisk telegraf, der dog ikke fik større udbredelse i praksis.

Enheden for elektrisk strøm er opkaldt efter **Ampère**.



## Opgaver

1. En modstand er på  $8200\ \Omega$ . Hvordan vil man ofte skrive dette i praksis?
2. En anden modstand er på  $1.200.000\ \Omega$ . Hvordan skrives dette normalt?
3. En kondensator er på  $\frac{10}{1.000.000}$  af en farad. Hvordan betegnes denne komponent i et diagram?
4. En spole er på  $\frac{22}{1000}$  af en henry. Angiv størrelsen ved hjælp af et præfix.
5. Hvor mange ohm er  $4,7\ \text{M}\Omega$ ?
6. En selvinduktion angives til  $2200\ \text{mH}$ . Hvor mange henry er det?
7. I et seriekredsløb er der en modstand på  $10\ \Omega$ . Spændingen er  $5\ \text{V}$ . Hvor stor er strømmen i milliampère?
8. To modstande på henholdsvis  $180\ \Omega$  og  $470\ \Omega$  kobles i serie. Hvor stor er den samlede modstand?
9. To modstande,  $R_1 = 2,2\ \text{k}\Omega$  og  $R_2 = 820\ \Omega$ , kobles sammen i serie. Hvor stor er den samlede modstand?
10. To modstande,  $R_1 = 15\ \Omega$  og  $R_2 = 30\ \Omega$ , kobles sammen i et parallelkredsløb. Hvor stor er den samlede modstand?
11. Tre modstande kobles i parallel.  $R_1 = 10\ \Omega$ ,  $R_2 = 10\ \Omega$ ,  $R_3 = 5\ \Omega$ . Hvor stor er den samlede modstand?
12. Et kredsløb består dels af to modstande i serie, nemlig  $R_1 = 12\ \Omega$  og  $R_2 = 22\ \Omega$ , dels af to modstande  $R_3 = 100\ \Omega$  og  $R_4 = 100\ \Omega$ , der er koblet i parallel. Parallelkoblingen er indskudt i serie med de to førstnævnte modstande.
  - a) tegn diagram
  - b) udregn den samlede modstand.
13. En seriekreds består af to modstande,  $R_1 = 100\ \Omega$  og  $R_2 = 220\ \Omega$ . Strømmen gennem komponenterne er  $0,1\ \text{A}$ . Beregn spændingen.
14. I en seriekreds sidder et batteri på  $6\ \text{V}$  og et måleinstrument, der viser  $20\ \text{mA}$ . Hvor stor er kredsens samlede modstand? (Pas på enhederne!).



**Hans Christian Ørsted** – dansk fysiker. Født den 14. august 1777 i Rudkøbing – død den 9. marts 1851 i København.

Ørsted opdagede i 1820 den længe søgte forbindelse mellem elektricitet og magnetisme, idet han holdt en strømførende leder hen over en magnetnål, hvorved denne slog ud.

I et latinsk cirkulære fra 21. juli 1820 blev opdagelsen beskrevet for Europas lærde, og H. C. Ørsted blev med ét slag berømt.

Senere opdagede Ørsted grundstoffet aluminium.

Enheden for magnetisk feltstyrke er i CGS-systemet opkaldt efter Ørsted.



## Opgaver

15. En parallelkreds bestående af  $R_1 = 150 \Omega$  og  $R_2 = 300 \Omega$  fødes fra et batteri på 10 V.
  - a) hvor stor er erstatningsmodstanden?
  - b) hvor stor er den samlede strøm?
  - c) hvor stor er strømmen i hver af grenene?
16. En modstand har påtrykt farverne gul, violet, rød og sølv i den nævnte rækkefølge. Hvor stor er denne komponent?
17. En anden modstand er mærket orange, orange, orange. Hvor stor er denne komponent?
18. To kondensatorer på 60 pF kobles sammen i serie. Hvor stor er den samlede kapacitet?
19. Tre kondensatorer loddes sammen parallelt.  $C_1 = 20 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 10 \text{ nF}$  og  $C_3 = 50 \text{ nF}$ . Hvor stor er den samlede kapacitet?
20. En transportabel radiomodtager bruger 9 W. Spændingen er 6 V. Hvor stor strøm tages fra batteriet?
21. En strøm i et kredsløb måles til 50 mA og den samlede modstand er udregnet til 10 k $\Omega$ . Hvor stor effekt tages fra batteriet?
22. Et kredsløb består af en serieforbindelse af
  - a) en modstand på 22 k $\Omega$  og
  - b) en parallelkombination af to modstande på henholdsvis 10 k $\Omega$  og 15 k $\Omega$ .
  - a) tegn et diagram
  - b) udregn den samlede modstand.  
Hele opstillingen får strøm fra et batteri på 14 V.
  - c) hvor stor er den samlede strøm i kredsløbet?
  - d) hvor stor er strømmen i hver af grenene i parallelkombinationen?
  - e) hvor stort er spændingsfaldet over hver modstand?
  - f) hvor stor effekt afsættes i hver modstand?
  - g) hvor stor er den samlede effekt?



**Georg Simon Ohm** – tysk fysiker. Født den 16. marts 1789 i Erlangen – død 7. juli 1854 i München.

Ohm fremlagde i 1826 en afhandling om, hvorledes metaller leder elektricitet. Dette blev til den grundlæggende **Ohms lov**, hvorpå al elektricitetslære er baseret.

Enheden for elektrisk modstand er opkaldt efter Ohm.



# Vekselspænding



I sidste kapitel blev det gennemgået, hvordan de passive komponenter opfører sig overfor en påtrykt jævnspænding. *Modstanden* virkede som en forhindring overfor strømgennemgangen, og jo større resistansen var (ved samme spænding – også kaldet *konstant spænding*), desto mindre blev strømmen. *Kondensatoren* virkede som en afbryder, idet jævnstrømmen ikke havde ledende forbindelse fra komponentens ene lag til det andet. *Spolen* tillod strømmen at passere uændret, men der blev dog skabt et magnetfelt.

Her skal vi se, hvad der sker, når de samme passive komponenter udsættes for en vekselspænding. Men først – hvad er vekselspænding?

## Vekselspænding og vekselstrøm

En jævnspændingskilde er udstyret med en plus- og en minuspol, og vi siger, at strømmen løber fra plus til minus, når kredsløbet er sluttet.

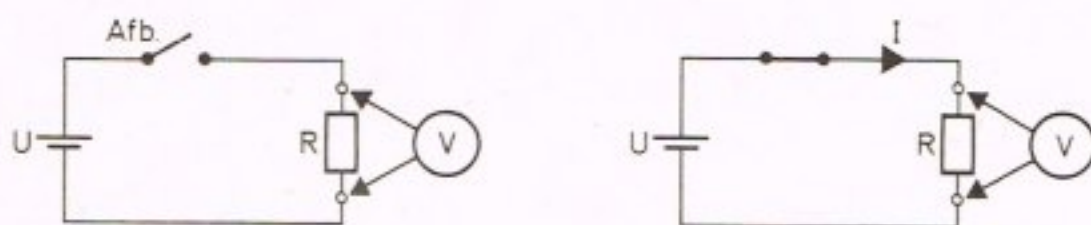


Fig. 3.1. Kun når afbryderen er sluttet løber strømmen gennem modstanden. På voltmeteret måles spændingsforskellen.

Tegner man diagrammet på et stykke papir, ville det f. eks. se ud som fig. 3.1, hvor et voltmeter er koblet ind over modstanden. Så længe afbryderen er åben, vil der ikke løbe strøm, men lige så snart denne slutes, vil der på voltmeteret kunne aflæses et spændingsfald over modstanden. I dette tilfælde vil spændingen være lig med batteriets spænding, da Ohms lov for seriekredsen jo må være opfyldt ( $U = I \cdot R$  [V]).

vekselspænding

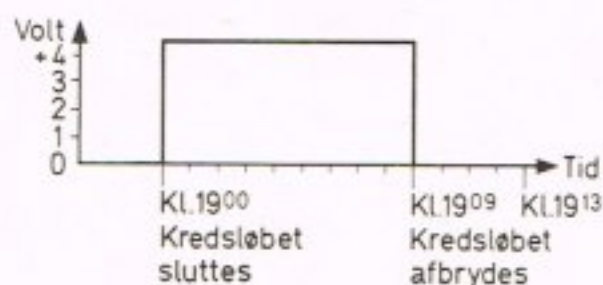


Fig. 3.2.

Vil man tegne voltmeterets visning ned, kan dette ske i et såkaldt *koordinatsystem* som vist fig. 3.2. Denne tegning oplyser, at man kl. 19<sup>00</sup> sluttede kredsløbet til batteriet, og kl. 19<sup>09</sup> afbrød det igen. *Tiden* er altså afsat ud af den vandrette akse, og op ad den lodrette akse er *spændingen* på voltmeteret angivet. Koordinatsystemet fortæller os, at der har været en spænding på 4,5 V i ni minutter.

Man kunne også have afsat strømmen opad, så ville skitsen have givet oplysninger om f. eks. hvor mange milliamperer, der strømmer rundt i kredsløbet i det givne tidsrum.



Det vi her har lært er, at spændingen holder sig *konstant*, så snart kredsløbet er sluttet. Havde man afbrudt kl. 19<sup>13</sup> istedet, måtte den vandrette akse i fig. 3.2 forlænges udad til punkt 19<sup>13</sup>.

Ved *vekselspænding* er volt-værdien *ikke* konstant. Den skifter derimod både *størrelse* og *retning*.

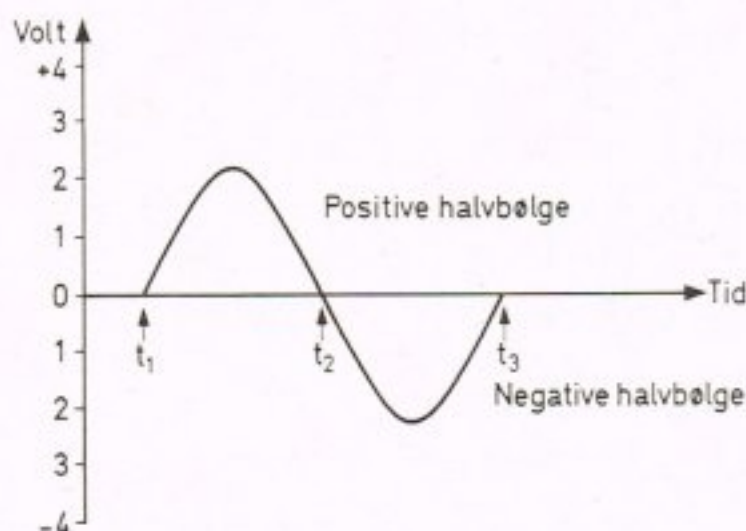


Fig. 3.3. Skematisk fremstilling af en vekselspænding (sinuskurve).

I fig. 3.3 er skitseret en vekselspænding, der svinger mellem  $+2,3\text{ V}$  og  $-2,3\text{ V}$  (alt over akse siges at være *plus*, alt under er *minus*).

Vekselspændingen sluttes til kredsløbet til tiden  $t_1$ , der blot betyder et eller andet helt vilkårligt tidspunkt. Spændingsværdien vokser – aftager dernæst – og til tiden  $t_2$  (f. eks. to sekunder senere) er den nul. Så vokser den op igen, men nu i modsat retning, og efter endnu to sekunder er den atter faldet til nul ved tidspunktet mærket  $t_3$ . Hvordan skal det forstås?

Erindrer man, at strømbevægelsen var en elektrontransport? Ved jævnstrøm løber elektronerne fra den ene pol til den anden, men her ved vekselstrøm viser det sig, at elektronerne i et kort tidsrum løber den ene vej, for derefter i en tilsvarende tid at strømme tilbage igen. Der sker således en *bølgebevægelse*, hvor den fremadskridende strøm regnes positiv, og den tilbagegående negativ. Deraf navnene *positiv-* og *negativ halvbølge*.

**bølgebevægelse**

Den tid, der forløber (i det benyttede eksempel ialt 4 sekunder) kaldes vekselstrømmens *svingningstid*. På fig. 3.3 er det *spændingens* forløb, der er indtegnet, men principielt kunne det ligeså godt have været *strømsvingninger*. Med andre ord: den lodrette akse kunne have været inddelt i f. eks. milliampère eller ampère istedet for i volt.

## Frekvens

Vekselspændingens svingning kan varieres i tid. Den behøver ikke at tage 4 sekunder; tværtimod vil man i elektronikken oftest have mange tusinde svingninger i sekundet. I hus-installationer – dvs., den spænding der kommer fra elværket – benytter man 50 svingninger pr. sekund.

**frekvens**

Antallet af svingninger pr. sekund kaldes *frekvensen* ( $f$ ), og denne måles i hertz (Hz).





Et glimt ind i Tage Schouboe's radiomuseum i København, hvor man har samlet effekter, der viser hele elektronikkens udvikling.

#### Eksempel:

En radiostation sender på 232 kHz (kilohertz), hvilket betyder, at der kommer 232 000 svingninger pr. sekund (præfix'et kilo = k betyder 1000).

Man skelner ofte i praksis mellem *hørlige frekvenser* og *radiofrekvenser*, hvor første udtryk dækker svingninger op til 20 kHz, medens radiofrekvenser selvsagt er alt over denne grænse. Inddelingen er dog ikke helt entydig, så derfor er man i elektronikken gået et skridt videre og inddeler hele frekvensområdet i en række områder, der hver har fået sit navn. Se tabel VII.

**Tabel VII**

Forkortelser	Betydning	Frekvenser mellem
VLf	Very low frequency	f mindre end 30 kHz
LF	Low f.	30 kHz – 300 kHz
MF	Medium f.	300 kHz – 3 MHz
HF	High f.	3 MHz – 30 MHz
VHF	Very High f.	30 MHz – 300 MHz
UHF	Ultra High f.	300 MHz – 3000 MHz
SHF	Super High f.	3000 MHz – 30 GHz
EHF	Extremely High f.	30 GHz – 300 GHz



Det kan være på sin plads at nævne, at man også bruger udtrykket *bølgelængde*, der hentyder til periodens udstrækning i vandret retning i koordinatsystemet. Betegnelsen er dog mindre heldig, da man til at dække området må anvende længdeenhederne millimeter, centimeter, meter og kilometer. Bølgelængder bruges derfor nu som regel **bølgelængde** kun ved centimeter- og millimeterbølger (se side 157).

Ønsker man at omsætte den ene angivelse til den anden, kan formelen for radiobølger

$$f = \frac{300\,000\,000}{\lambda} \text{ [Hz]}$$

benyttes. Her er  $f$  = frekvensen i Hz,  $\lambda$  = (udtales lambda) bølgelængden i meter og tallet er lysets hastighed i meter.

Vendes om på faktorerne fås

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \text{ [m]}$$

#### Eksempler:

Hvad er frekvensen, når bølgelængden er 600 m?

For ikke at få for store tal at arbejde med, skærer vi tre nuller af i den første formel, og får følgelig frekvensen  $f$  ud i kHz i stedet.

$$f = \frac{300\,000}{600} = 500 \text{ kHz}$$

Hvad er bølgelængden  $\lambda$ , når frekvensen  $f$  er 1000 kHz?

$$\lambda = \frac{300\,000}{1000} = 300 \text{ m}$$

#### Komponenter ved vekselspænding

Elektronikkens hele grundlag og udbredelse er baseret på svingninger; bortset fra isolerede eksempler som jævnstrømsforstærkere og lignende. Svingningerne er ikke nødvendigvis regelmæssige former, som vist på de foregående tegninger, men har dog bølgebevægelse med positive og negative værdier. F. eks. kan man på et instrument registrere kurveformer, der ser ud som fig. 3.4 og 3.5. Ville man tage et øjebliksbillede af en stemmes svingninger, kunne formen blive som vist på fotografiet fig. 3.6.

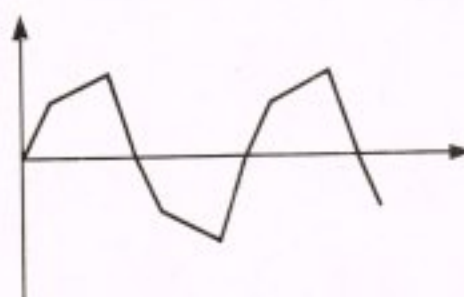
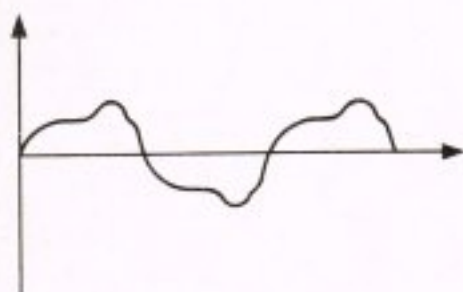


Fig. 3.4 og fig. 3.5. Andre former for vekselspænding.



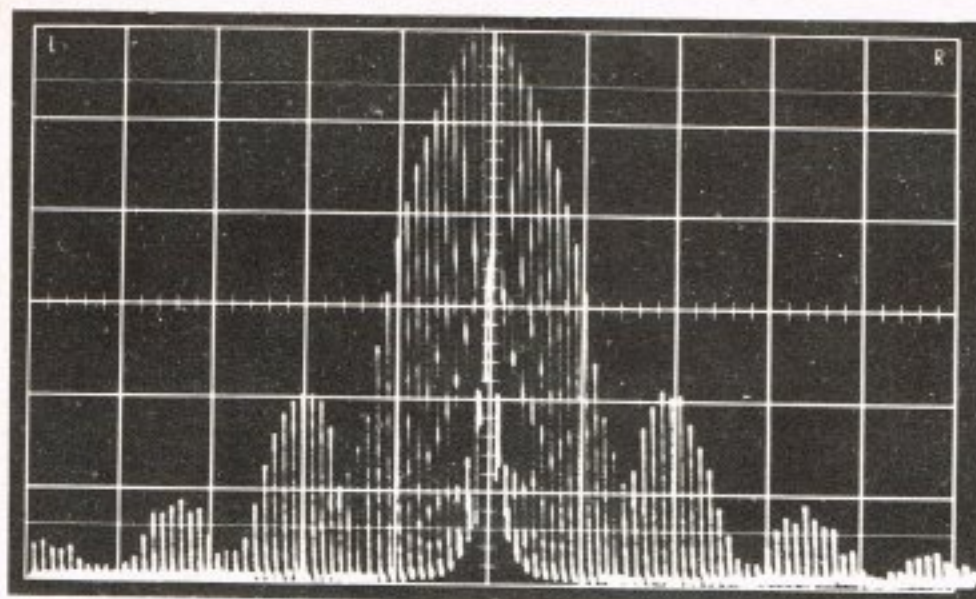


Fig. 3.6. En stemmes svingninger analyseres på et oscilloskop. Med instrumentets indstilling kendt, kan de forskellige frekvenser bestemmes.

Hvad sker der, når de passive komponenter udsættes for vekselspænding?

Vi vil simplificere forholdene en lille smule og kun betragte hver enkelt komponent, når den gennemløbes af en regelmæssig svingning af samme art som i fig. 3.3. Denne **sinuskurve** kurveform kaldes en *sinuskurve*.

Går man ind på en sinuskurve – optegnet i et koordinatsystem – ved en vilkårlig tid  $t_1$  (fig. 3.3a), kan strømmens såkaldte *øjebliksværdi* aflæses på den lodrette akse. I *toppunktet* haves *maksimalværdien*, der sommetider benævnes *spidsværdien*.

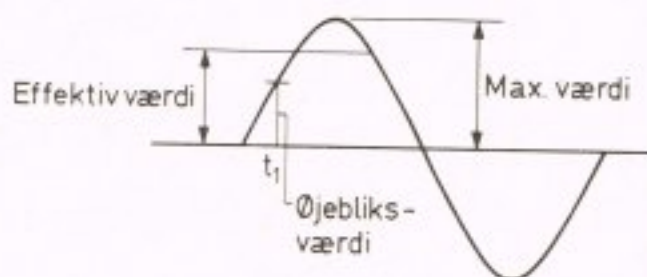
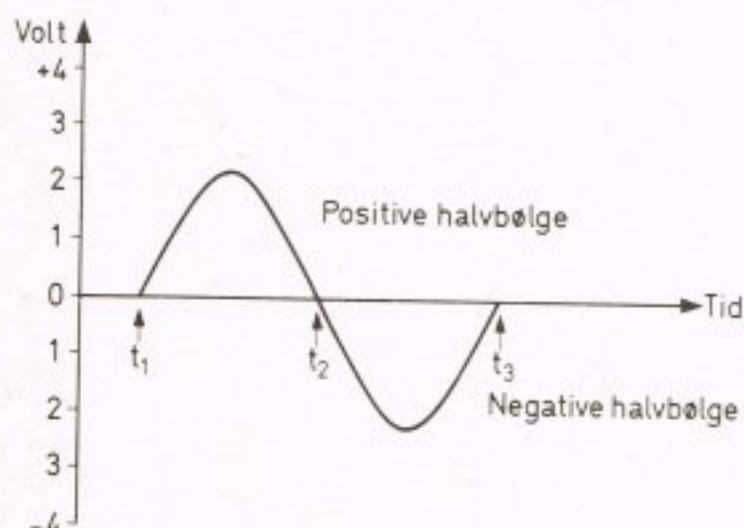


Fig. 3.3a. Vekselspændingen har både maksimalværdi og effektivværdi.

En vekselstrøms *effektivværdi* er defineret som maksimalværdien divideret med  $\sqrt{2}$ , **effektivværdien** hvilket i praksis betyder det samme som at multiplicere maksimalværdien med 0,7. Effektivværdien skal forstås som den størrelse, der skaber samme virkning (dvs., afsætter samme effekt) i en ohmsk modstand, som en jævnstrøm ville gøre det.

#### Eksempel:

I et offentligt jævnspændingsnet haves 220 V. Det betyder, at der er 220 V mellem plus- og minus-polen. Ved vekselspænding ville det sige, at maksimalværdien ifølge det lige nævnte når op på:

$$U_{\max} = \frac{U_{\text{eff}}}{0,7} \text{ [V]}$$

$$U_{\max} = \frac{220}{0,7} = 314 \text{ V}$$

hvor  $U_{\text{eff}}$  = effektivværdien



$$\begin{aligned}\text{Effektivværdi} &= \frac{\text{Maksimalværdi}}{\sqrt{2}} = 0,7 \cdot \text{Maksimalværdi} \\ \text{Maksimalværdi} &= \frac{\text{Effektivværdi}}{0,7} = \sqrt{2} \cdot \text{Effektivværdi} \\ \text{Øjebliksværdi} &= \text{Maksimalværdi} \cdot \sin 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t\end{aligned}$$

I tabel VIII er omsætningstallene for de enkelte værdier angivet.

### Modstande

Tilsluttes en rent ohmsk modstand til en vekselspændingskilde ( $U$ ), vil der løbe en strøm, der er direkte proportional med spændingen. Strømmen stiger med stigende spænding, og falder samtidigt med denne. Kort sagt: også strømmen er en veksel-svingning. I koordinatsystemet – der nu har to inddelinger på den lodrette akse – er dette afbildet som to svingninger med forskellige kurvehøjder (kurvehøjden kaldes **amplituden** også *amplituden* (udtales amplityden)). Se fig. 3.7.

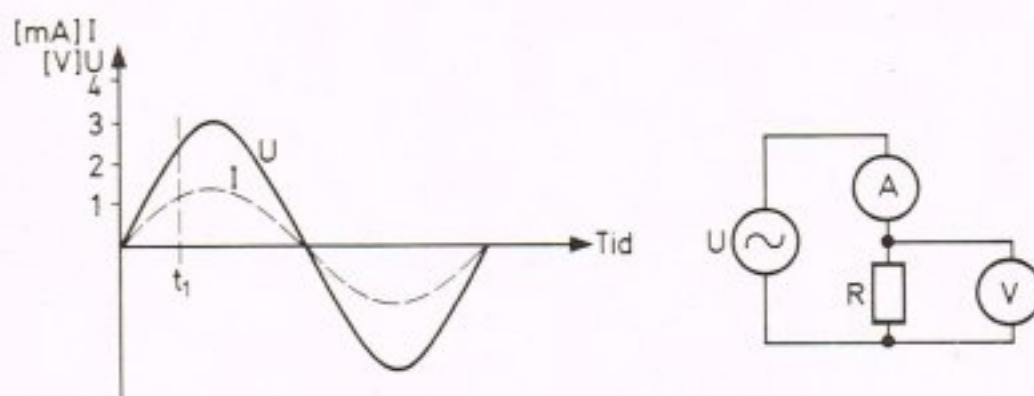


Fig. 3.7. Strøm og spænding er i fase med hinanden.

Ved rent ohmske belastninger siger man, at *spænding og strøm er i fase med hinanden*.

Måler man til den vilkårligt valgte tid  $t_1$  (se figuren) henholdsvis spændingens og strømmens størrelse, kan man selvsagt finde modstanden efter Ohms lov.

### Kondensatorer

Forbindes *kondensatoren* til en vekselspændingskilde, vil pladerne skiftevis blive **kapacitans** op- og afladet i takt med svingningernes hastighed. Indskydes et ampèremeter (nu til vekselstrøm) i kredsen, vil man kunne registrere en strøm, der er afhængig af kondensatorens størrelse (kapaciteten), af svingningernes frekvens samt spændingen.

Kondensatoren må derfor virke som en *slags* modstand overfor vekselstrømmen, og da man gerne igen vil have en entydig betegnelse, kalder man denne *tilsyneladende modstand* for *kapacitansen* ( $X_c$ ) og måler den i ohm.



Værdien er bestemt af

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} [\Omega]$$

hvor  $X_c$  som nævnt måles i ohm,  $f$  i hertz og  $C$  i farad.

#### Eksempler:

En kondensator på  $1 \mu\text{F}$  udsættes for en frekvens på  $3.14 \text{ MHz}$ . Hvor stor er kapacitansen?

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \underbrace{3,14 \cdot 10^6}_f \cdot \underbrace{1 \cdot 10^{-6}}_C} = \frac{1}{20} = 0.05 \Omega \rightarrow \underline{50 \text{ m}\Omega}$$

Den samme kondensator udsættes for  $31.4 \text{ MHz}$ . Hvor stor er nu kapacitansen?

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \underbrace{31,4 \cdot 10^6}_f \cdot \underbrace{1 \cdot 10^{-6}}_C} = \frac{1}{200} = 0.005 \Omega \rightarrow \underline{5 \text{ m}\Omega}$$

Bemærk: Udtrykket  $2\pi f$  skrives i nogle bøger som den såkaldte *vinkelfrekvens*  $\omega$  (Omega).

Af de to udregninger ses, at jo større frekvensen gøres, jo mindre bliver kapacitansen. Nøjagtigt det samme er tilfældet, hvis man fastholder frekvensen og gjorde kapaciteten større.

#### Kondensatorens faseforskydning

Gik man i dybden med undersøgelse af kondensatoren, ville man finde, at der optræder en  $90^\circ$  faseforskydning mellem spænding og strøm. Det betyder med andre ord, at strøm og spænding ikke følges ad, som vi så det ved modstande. Spændingen ligger over kondensatoren, men nu  $90^\circ$  bagefter strømmen (se skitsen fig. 3.8).

kondensatorens  
faseforskydning

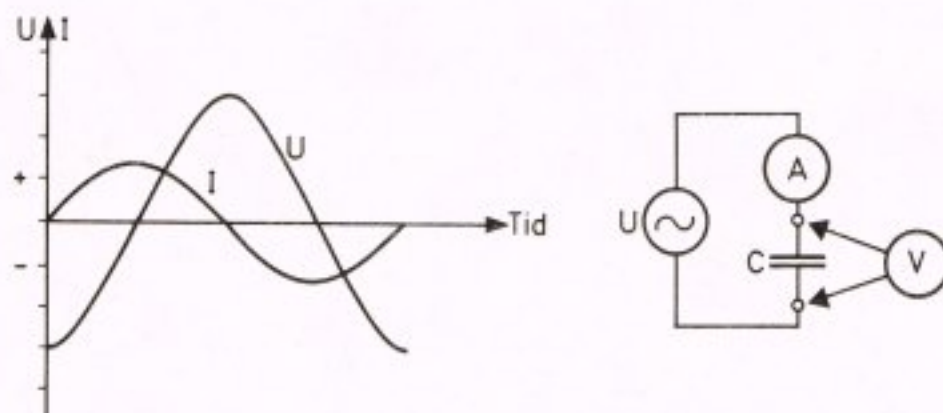


Fig. 3.8. Strømmen er forskudt  $90^\circ$  foran spændingen i en kondensator.

Det er måske lidt svært at forstå umiddelbart, men lad os se lidt nærmere på problemet, når vi har været igennem afsnittet om spoler.



## Spoler

Forbindes en *selvinduktion* til en vekselspændingskilde, vil der blive dannet magnetfelter, der skifter nord- og sydpol ligeså hurtigt som svingningerne.

Det vil vise sig ved målinger, at der – populært sagt – bruges »energi« til dannelsen af felterne, og at spændingen derfor ikke kortsluttes gennem spolen, sådan som det var tilfældet ved jævnstrøm. Komponentens virker dermed som en *slags* modstand overfor vekselstrømmen, og jo højere frekvensen er, desto større bliver den *tilsyneladende* **induktans** *modstand* – der her kaldes *induktansen* ( $X_L$ ), og ligesom kapacitansen måles i ohm.

Induktansen er bestemt af

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \text{ } [\Omega]$$

hvor  $X_L$  som nævnt er i ohm, når frekvensen  $f$  er i hertz og  $L$  er selvinduktionen i henry.

### Eksempel:

En spole med  $L = 3,14 \text{ H}$  er beregnet til at benyttes i et kredsløb ved  $f = 5 \text{ kHz}$ . Hvor stor er induktansen?

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot \underbrace{5 \cdot 10^3}_f \cdot \underbrace{3,14}_L = 100\,000 \rightarrow 100 \text{ k}\Omega$$

### Spolens faseforskydning

En nærmere undersøgelse af spolekredsløbet vil afsløre, at man også her har en faseforskydning, men denne gang er spændingen  $90^\circ$  *forud* for strømmen (se skitsen fig. 3.9).

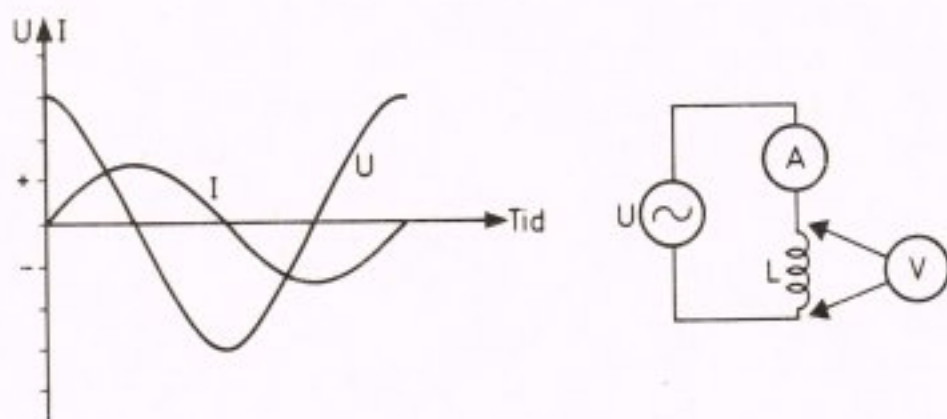


Fig. 3.9. Strømmen er forskudt  $90^\circ$  bagefter spændingen i en spole.

### Hvad er faseforskydning?

Begge de nævnte faseforskydninger betragtes desværre som komplet uforståelige, da de ikke er til at »tage og føle på!«

Lad os ikke give op med det samme, men se sagen fra en lidt anden side:

### Kondensatoren

I en jævnstrømskreds vil en kondensator oplades af spændingen, og under dette korte forløb kan der måles en strøm. Da der ikke er ledende forbindelse mellem komponentens to plader, virker kondensatoren efter opladningen som en »afbryder« for jævnstrømmen.



Ved vekselstrøm stiger spændingen som vist på fig. 3.10, og ved punktet *b* er værdien maksimal. Følgelig må der også under denne form for opladning løbe en strøm, og denne sidste vil blive desto mindre, jo nærmere spændingen kommer til *b* (lige i punktet *b* vil strømmen være nul).

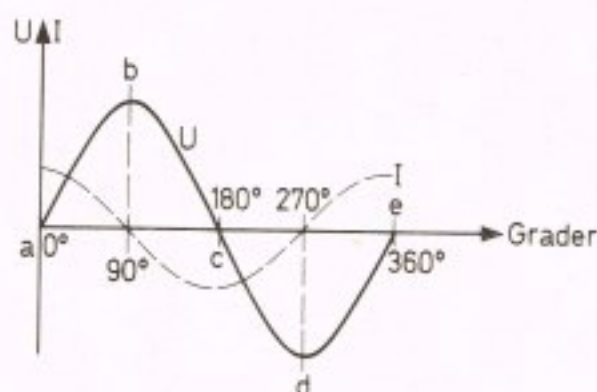


Fig. 3.10.

Den største strøm løber – som det ses af tegningen – netop i det øjeblik, hvor spændingen sluttet til kredsløbet; altså når spændingen begynder at pumpe en elektricitetsmængde ind i pladerne. Efter at punktet *b* er passeret, falder spændingen mod punkt *c*; men da pladerne er opladet, vil der starte et nyt strømforløb – denne gang i modsat retning. I *c* er spændingen nul, og strømmen derfor maksimal på samme måde, som da kredsløbet blev sluttet (nu dog den modsatte vej).

En hel periode eller svingning siges at dække  $360^\circ$ , og da strømmen i starten (ved punkt *a*) var maksimal, kan man af tegningen se, at først  $90^\circ$  længere fremme (ved *b*) opnås maksimal spænding.

*Spændingen er derfor  $90^\circ$  efter strømmen.*

### Spolen

Ved spoler dannes – under strømgennemgangen – et magnetfelt. Under opbygningen af dette vil der skabes en slags *modspænding*, dvs., en spænding i modsat retning af den påtrykte. Denne vil søge at hindre strømmens gennemgang, og først når magnetfeltet er konstant, vil der (ved jævnstrøm) ikke mere være noget spændingsfald over spolen og strømmen må derfor være maksimal. Vi går stadig ud fra, at selve lederne ikke forårsager noget spændingsfald.

spolens  
faseforskydning

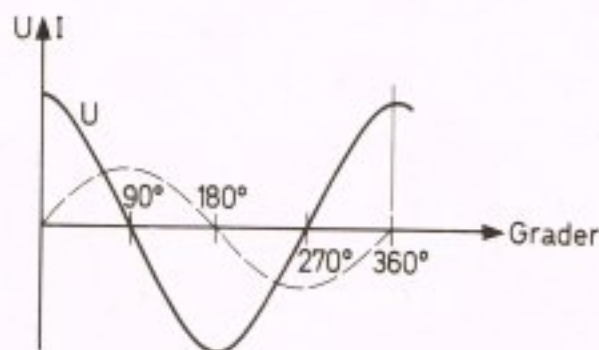
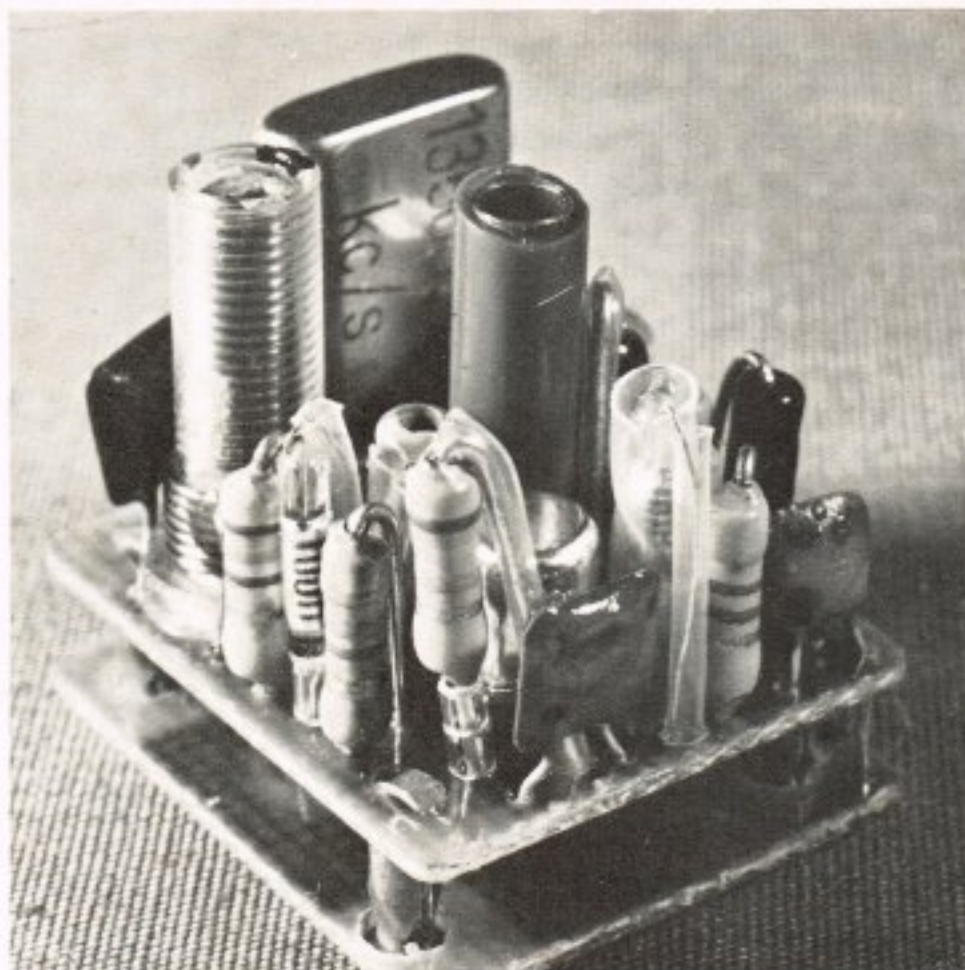


Fig. 3.11.

Benyttes vekselspænding vil der selvsagt også skabes et magnetfelt, og på samme måde som ovenfor vil strømmen være maksimal, når spændingen er nul. I koordinatsystemet fig. 3.11 ses, at kredsløbet er sluttet lige i det øjeblik, hvor spændingen er maksimal. Modspændingen søger at hindre gennemgang, men under den aftagende spænding vil strømmen stige. Når spændingen er på vej over i den negative værdi, vil magnetfeltet søge at holde igen på strømmen – eller skal vi sige: fastholde den





Elektroniske komponenter monteret på kredsløbskort. Denne transistor-oscillator fra STORNO er kun 19 mm høj.

*polaritet* (her positiv), som strømmen havde. Det lykkes ikke, da spændingen jo stiger mere og mere. Resultatet er, at strømmen falder og bliver nul, når spændingen er maksimal.

I lighed med fig. 3.10 ses, at der optræder en faseforskydning på  $90^\circ$ , men nu med spændingen *foran* strømmen (hvor den ved kondensatoren var *efter*).

*Ved spoler er spændingen  $90^\circ$  foran strømmen.*

## Impedans

De *tilsyneladende modstande* overfor vekselspændingen – *kapacitansen* ved kondensatorer og *induktansen* ved spoler – kan benyttes til indsætning i Ohms lov ( $U = I \cdot R$ ), i stedet for modstanden  $R$ .

Man får

$$U = I \cdot X_c \text{ [V]}$$

og

$$U = I \cdot X_L \text{ [V]}$$

Det ser *tilsyneladende* let nok ud, men desværre er forholdene lidt mere indviklede i virkeligheden!

Betegnelserne  $X_c$  og  $X_L$  kaldes med et fælles navn for *reaktanser*, og det er gennem- reaktanser gået, at

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot c} \text{ [\Omega]}$$

og

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \text{ [\Omega]}$$



Formlerne gælder for »rene« komponenter, altså *tabsfrie* spoler og kondensatorer.

I praksis er dette langt fra tilfældet. Kondensatorernes plader vil ikke være ideelt elektrisk adskilt, og spolens vindinger vil udgøre en vis ohmsk modstand. Det giver anledning til *tab*, og det må der nødvendigvis tages hensyn til, når en beregning skal foretages.

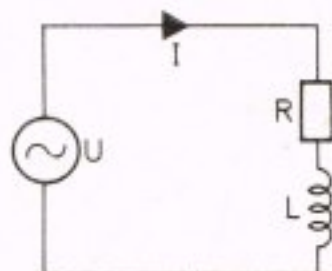


Fig. 3.12. Kredslob hvor spolens og ledningernes modstand er samlet i en modstandskomponent R.

Fig. 3.12 gengiver et kredslob, hvor man har foretaget et lille beregningsmæssigt kunstgreb. En »ren« spole er koblet i serie med en ohmsk modstand, og på denne måde har vi fået kredsens resistans samlet i denne ene komponent, medens reaktansen (her induktansen) er samlet i den anden.

Modstanden  $R$  bliver på denne måde en art »tænkt« modstand, der kun er indtegnet i diagrammet til brug ved beregningerne. Dens størrelse afhænger dels af den ohmske modstand i ledningen som spolen er viklet af, dels af den såkaldte *strømfortrængning*. Dette sidste, nye udtryk dækker over, at vekselstrømmen ikke benytter hele lederens tværsnit, men kun løber i overfladen. Jo højere frekvensen er, desto mindre trænger strømmen ind i lederen. Se fig. 3.13.

strømfortrængning



Fig. 3.13. Strømfortrængning vist skematisk.

Kredsens samlede resistens og reaktans kan *ikke* adderes på sædvanlig måde, da der jo optræder faseforskydning. Ved undersøgelser og beregninger – der af pladshensyn ikke skal gengives her – har man fundet frem til en formel, hvorefter man ved indsætning af de kendte værdier direkte kan finde kredsens samlede modstand – den såkaldte *impedans* ( $Z$ ), der måles i ohm. Udtrykket impedans er igen indført for at undgå misforståelser og forvekslinger med andre tilsyneladende modstande. Ved impedans menes altid en kombination af en ohmsk modstand og en reaktans.

impedans

For *spolers* vedkommende bliver ligningen:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \text{ } [\Omega]$$

hvor  $Z$  er i ohm, når  $R$  og  $X_L$  indsættes i ohm.

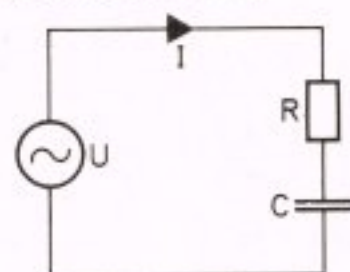


Fig. 3.14. Her er kondensatorens og ledningernes modstand samlet i  $R$ .

I fig. 3.14 er et tilsvarende kredslob for en *kondensatorkobling* skitseret. Komponenterne er en ren ohmsk modstand og en »ren« kondensator. Impedansen findes af

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2} \text{ } [\Omega]$$

hvor  $Z$  er i ohm, når  $R$  og  $X_c$  begge er i ohm.



Kvalitetsmikrofoner bruges af både professionelle og amatører til f. eks. indspilning på båndoptagere.



I begge tilfælde findes spændingen ifølge Ohms lov til

$$U = I \cdot Z \text{ [V]}$$

hvor  $Z$  nu blot står for det kredsløb, hvor kondensator eller spole er indkoblet. Det ses, at en nærmere mærkning er overflødig, da formlerne er ens opbygget.

#### Eksempler:

I en seriekreds er  $X_L = 3 \Omega$  og  $R = 4 \Omega$ .  
Hvor stor bliver impedansen  $Z$ ?

$$\underline{Z} = \sqrt{4^2 + 3^2} = \underline{5 \Omega}$$

I en ny seriekreds er  $C = 3,14 \mu\text{F}$  og frekvensen  $25 \text{ kHz}$ . Modstanden er  $3 \Omega$ . Hvor stor bliver impedansen?  
Først udregnes

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \text{ [\Omega]}$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \underbrace{25 \cdot 10^3}_f \cdot \underbrace{3,14 \cdot 10^{-6}}_C} = 2 \Omega$$

Derefter impedansen  $Z$

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

$$\underline{Z} = \sqrt{3^2 + 2^2} = \underline{3,6 \Omega}$$

#### Godhed og tabsfaktor

Det er nævnt et par gange, at spoler og kondensatorer ikke er tabsfrie, og at man i praksis må tage hensyn til dette. Man vil dog formodentlig også af det foregående have forstået, at tabene ikke altid er af ens størrelse. Nogle komponenter er frem-



stillet af bedre materialer end andre, og det ville derfor være rart, hvis man direkte kunne sammenligne spoler og kondensatorers egenskaber hver for sig.

I elektronikken indførtes derfor begrebet *godhed* ( $Q$ ), der er et tal uden enhed.

godhed

Godheden er – for *spolers* vedkommende – defineret ved ligningen

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R}$$

hvor  $R$  stadig er den modstand, man har »sat udenfor« i diagrammet (fig. 3.12). Bemærk, at modstanden  $R$  *ikke* er jævnstrømsmodstanden alene, men at denne værdi også er afhængig af strømfortrængningen.  $R$  kan derfor *ikke* måles med jævnstrøm.

Jo større frekvensen og selvinduktionen er, desto større bliver værdien af  $Q$  (indenfor visse grænser, hvor tabene er nogenlunde konstante). Nøjagtigt det samme er iøvrigt tilfældet, hvis man fastholder  $f$  og  $L$ , men nu gør  $R$  mindre og mindre.

Ved *kondensatorer* kunne man have benyttet godheden  $Q$  som et mål for komponentens egenskaber, men da tallet her ofte ville blive meget stort, har man valgt at gå en lidt anden vej, og istedet definere den såkaldte tabsfaktor (tg  $\delta$ ) ved:

tabsfaktor

$$\text{tg } \delta \text{ (udtales: tangens til delta)} = R \cdot 2 \pi f \cdot C$$

der er et matematisk udtryk for den resulterende faseforskydning.

Vi vil ikke her gå i detaljer, men har dog taget udtrykkene med, så de ikke virker ukendte, når man møder dem i praksis.

#### *Repetition:*

*I en vekselstrømskreds med rent ohmsk modstand er spænding og strøm i fase.*

*Udsættes en ren selvinduktion for vekselspænding, ligger spændingen  $90^\circ$  foran strømmen.*

*En tabsfri kondensator i en vekselstrømskreds har spændingen  $90^\circ$  bagud for strømmen.*

*En ren selvinduktion og en tabsfri kondensators tilsyneladende modstand kaldes reaktanser ( $X$ ). For nærmere at tilkendegive, at der er tale om henholdsvis induktiv og kapacitiv reaktans, betegner man  $X_L$  og  $X_C$  med udtrykkene induktans og kapacitans.*

*Praktiske komponenter er ikke tabsfrie, hvorfor man ved beregninger samler al modstand i en ohmsk del og al reaktans i en spole eller en kondensator. Det nye kredsløb med to komponenter har en samlet modstand, der kaldes impedansen.*

*Ohms lov kan benyttes overalt, når modstanden  $R$  i ligningen erstattes med impedansen  $Z$ .*



Samuel Finley Breese Morse – amerikansk maler. Født den 27. april 1791 i Charlestown, Massachusetts – død den 2. april 1872 i New York.

Morse var den drivende kraft bag bygningen af apparater, der kunne sende meddelelser over lange afstande via telegrafråd. I 1834 skabte hans assistent Vail det såkaldte morsealfabet, der bruges den dag i dag.



## Opgaver

1. En frekvens angives at være på 1000 Hz. Hvor stor er bølgelængden?
2. En bølgelængde er opgivet til 150 m. Hvor stor er frekvensen i kHz?
3. Den effektive sinusformede vekselspænding er 110 V. Hvor stor er maksimalværdien?
4. En sinusformet vekselspænding har maksimalværdien 12 V. Hvor stor er effektivværdien?
5. En kondensator på 300 nF udsættes for en frekvens på 500 kHz. Hvor stor er kapacitansen?
6. En kondensator på 400 nF påtrykkes en frekvens på 20 kHz. Hvor stor er kapacitansen?
7. En spole på 30 mH skal benyttes i et kredsløb ved frekvensen 400 Hz. Hvor stor er induktansen?
8. En spole er målt til 0,1 H og benyttes i en opstilling ved  $f = 500$  kHz. Hvor stor er induktansen?
9. I en praktisk seriekreds er  $R = 5 \Omega$  og  $X_L = 10 \Omega$ . Hvor stor er impedansen  $Z$ ?
10. I en seriekreds er  $X_C = 12 \Omega$  og  $R = 8 \Omega$ . Hvor stor er impedansen?
11. En spole har ved frekvensen 2 kHz en selvinduktion på 10 mH. Modstanden i den seriekreds, hvor spolen er indskudt er  $80 \Omega$ . Hvor stor er impedansen?



# Svingningskredse



Tager man et hurtigt overblik over de foregående kapitler, vil det bemærkes, at der kun har været omtalt modstande koblet sammen med enten spoler eller kondensatorer. Hvad der sker, hvis man i stedet sætter to *reaktive* komponenter sammen, har ikke været berørt. Ej heller sammenstillinger hvor alle tre slags passive byggeelementer indgår.

Det vil vi derfor se på i dette kapitel, idet netop sådanne kombinationer udgør en meget vigtig del af elektronikken. Ja, uden denne slags koblinger havde man over-

reaktanskurver

## Resonanskredse

Af ligningen for kapacitiv reaktans – eller *kapacitans* –

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} [\Omega]$$

ser man, at holdes kondensatoren  $C$  konstant, vil en *stigende* frekvens betyde, at reaktansen  $X_c$  bliver mindre og mindre.

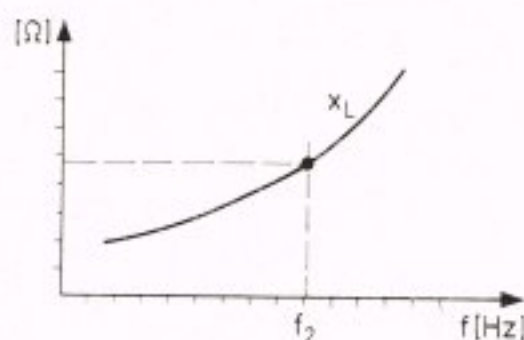
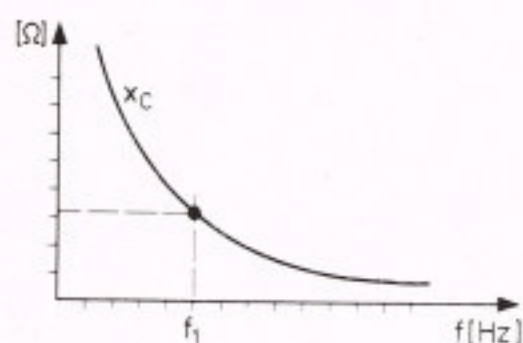


Fig. 4.1 og 4.2. Reaktanskurver for henholdsvis en kondensator og en spole.

Det kan indtegnes i et koordinatsystem som på fig. 4.1, hvor den vandrette akse er frekvensen og den lodrette viser ohmværdien.

Vælges en bestemt frekvens, f. eks.  $f_1$ , kan man gå lodret op til skæring med kurven, og hvor den vandrette linie i dette skæringspunkt rammer ohm-aksen, kan værdien af  $X_c$  aflæses. Hver kapacitetsværdi har sin kurve i systemet.

Ganske tilsvarende kan der tegnes et koordinatsystem for *induktansen*, der var bestemt af

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L [\Omega]$$

Ved at holde  $L$  konstant og variere frekvensen, findes en kurve som fig. 4.2, der vokser mere og mere, jo *højere* frekvensen bliver.

Vælges her frekvensen  $f_2$ , kan modstandsværdien aflæses på den lodrette akse, der var inddelt i ohm.

Nu er det unødvendigt at tegne to koordinatsystemer for to forskellige typer reaktanser. De kunne lige så godt være tegnet ind på ét, som vist i fig. 4.3. Her vil man da opdage, at kurverne skærer hinanden i et punkt, hvor reaktanserne følgelig må være lige store.

Dvs.,

$$X_L = X_c.$$



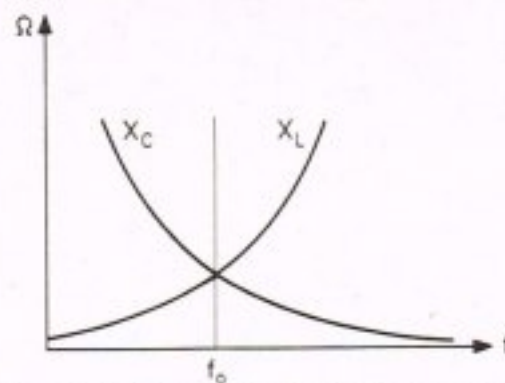


Fig. 4.3. Reaktanskurver for kondensator og spole.

Går man lodret ned fra skæringspunktet til den vandrette akse findes en frekvens, *resonansfrekvensen*, der her betegnes med  $f_0$ .

Af udtrykket

$$X_L = X_C$$

eller skrevet helt ud

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

ses, at faktoren  $f$  må være ens på begge sider af lighedstegnet, og at det netop er *resonansfrekvens*  $f_0$ .

Ved omordning af ligningen findes derfor

$$f = f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} [\text{Hz}].$$

#### Eksempel:

En svingningskreds består af en spole på 100 mH og en kondensator på 4 nF. Hvor stor er resonansfrekvensen  $f_0$ ?

Ved indsætning i formen fås

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\underbrace{100 \cdot 10^{-3}}_L \cdot \underbrace{4 \cdot 10^{-9}}_C}} = 7961 \text{ Hz} \rightarrow \underline{7,961 \text{ kHz}}.$$

Med dette som grundlag, kan vi se på de to muligheder: *parallel-* og *seriesvingnings-* kredse.

*parallel-* og *seriesvingnings-* kredse

#### Parallelsvingningskreds

Sammenkobles en kondensator og en spole i *parallel* som fig. 4.4, ses af grundkurven (fig. 4.3), at ved lave frekvenser vil kondensatoren yde stor modstand mod strømmen, medens spolen kun har lille modstand her. Ved meget høje frekvenser er det lige omvendt: spolen vil yde stor modstand og kondensatoren lille modstand.

Ved resonansfrekvensen  $f_0$  er reaktanserne lige store, og da spændingens faseforskydning var  $90^\circ$  *forud* ved spoler og  $90^\circ$  *bagud* ved kondensatorer, vil dette betyde, at der skiftevis bliver dannet et magnetfelt i selvinduktionen, og at der sker en opladning af kondensatorpladerne.



Udefra bliver der derfor ikke tilført nogen nævneværdig strøm; kun lige netop så meget, som skal til for at overvinde tabene i kredsen. Inde i parallelkredsløbet vil svingningen »skvulpe« frem og tilbage, ligesom et stueurs pendul svinger fra den ene side til den anden. En lille strøm svarer ifølge Ohms lov til en stor modstand, og

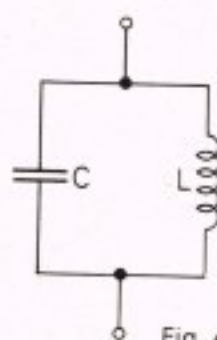


Fig. 4.4.

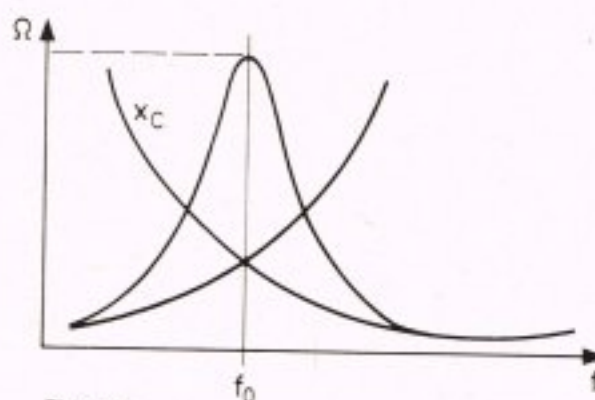


Fig. 4.5.

Fig. 4.4. Diagram af parallelsvingningskreds.

Fig. 4.5. Impedanskurve for svingningskreds. De to reaktanskurver er også indlagt.

parallelkredsen kan derfor opfattes som en meget *stor* impedans overfor strømme, der varierer med resonansfrekvensen. Impedansen falder stærkt ved både højere og lavere frekvenser.

I koordinatsystemet kan modstands- eller *impedanskurven* indtegnes som vist på fig. 4.5, hvor man direkte på den lodrette akse kan aflæse den ohm-værdi, som parallelkredsløbet udviser overfor strømme med resonansfrekvensen. Impedansen er stor og rent ohmsk; dvs., *kredsen virker som en ren resistans ved resonansfrekvensen.*

#### impedanskurve

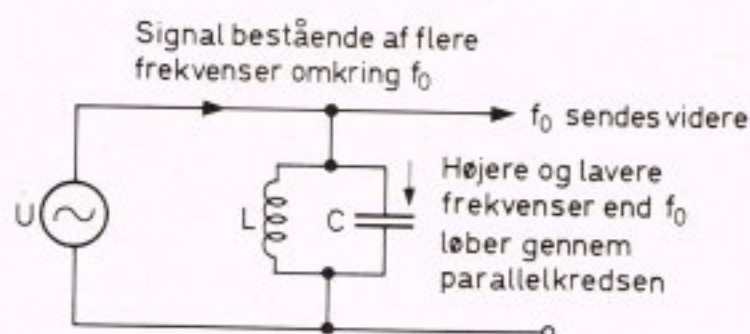


Fig. 4.6.

Parallelsvingningskredse (ofte kaldet *spærrekredse*) benyttes til at fremhæve eller undertrykke bestemte frekvenser. Indkobles kredsen som vist på fig. 4.6 *tværs over* spændingskilden, vil signaler med frekvens lig resonansfrekvensen ikke »trænge igennem« den store modstand i parallelkredsen, og vil derfor blive sendt videre frem i kredsløbet. Alle andre frekvenser vil kun møde ringe modstand ned gennem resonanskredsen, hvorfor de naturligvis vil løbe den vej.

#### spærrekreds

*I dette kredsløb fremhæves således resonansfrekvensen.*

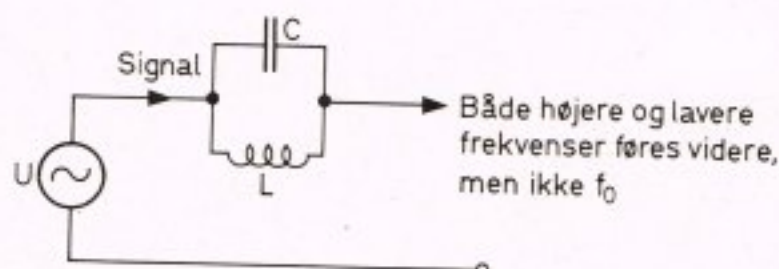


Fig. 4.7.

Sættes parallelresonansfrekvensen ind i *serie* med spændingskilden (se fig. 4.7), vil der være en stor modstand mod strømme der svinger med resonansfrekvensen, medens alle andre frekvenser vil løbe næsten glat igennem.

*Denne koblingsform undertrykker således resonansfrekvensen.*



## Seriesvingningskreds

Spolen og kondensatoren kan også kobles i *serie* som på fig. 4.8, og de danner da en såkaldt *sugekreds*.

sugekreds

I lighed med parallelkredsen har kondensatoren stor reaktans ved lave frekvenser, medens spolen har det ved høje. I resonanspunktet er de lige store, og på grund af faseforskydningen vil de udbalancere hinanden, så det kun bliver komponenternes ohmske modstande, der får betydning.

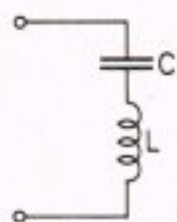


Fig. 4.8. Seriesvingningskreds, den såkaldte »sugekreds«.

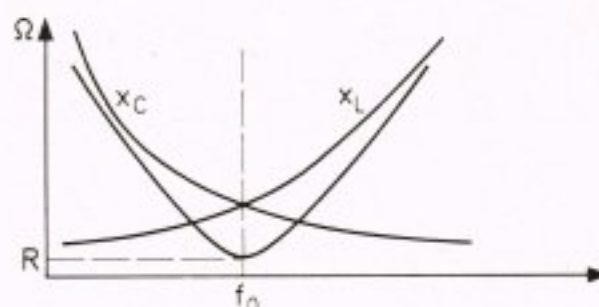


Fig. 4.9. Impedanskurve for seriesvingningskreds.

Impedanskurven bliver derfor som fig. 4.9, hvor man direkte på den lodrette akse kan aflæse kredsens samlede impedans ved resonansfrekvensen. Det ses, at denne impedans er meget *lille* og rent ohmsk; altså en resistans.

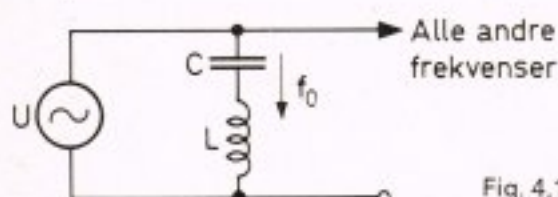


Fig. 4.10.

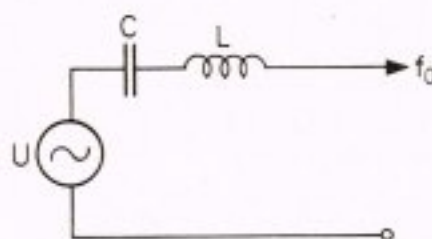


Fig. 4.11.

Resonanskredsen kan lige som den foregående type indkobles på to måder. Sættes den *tværs over* signalkilden, fig. 4.10, »suges« resonansfrekvensen ned gennem kredsen, da denne kun yder lille modstand mod strømme af frekvens  $f_0$ . Alle andre frekvenser vil blive mere eller mindre spærret.

*Der sker følgelig her en undertrykkelse af  $f_0$ .*

Indskydes sugekredsen i *serie* som vist fig. 4.11, vil strømme med svingningstal som resonansfrekvensen  $f_0$  løbe ret igennem og videre til kredsløbet, medens alle andre frekvenser spærres eller dæmpes.

*Her fremhæves resonansfrekvensen.*

(Normalt vil man i serie- og parallelresonansdiagrammer se en modstand indskudt som i fig. 4.12. Denne resistans  $R$  repræsenterer de reaktive komponenters almindelige resistans, og bruges kun ved beregninger).

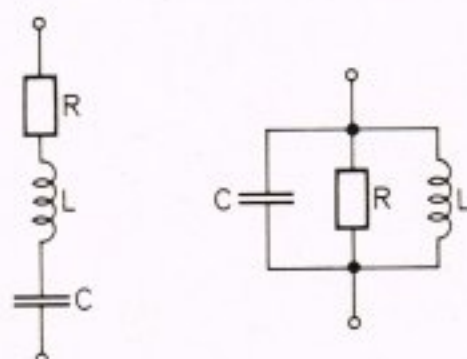


Fig. 4.12. I praksis beregnes svingningskredse normalt ud fra disse to ækvivalent-diagrammer.



## Godhed

Som spolen havde en godhedsbetegnelse og kondensatoren en tabsfaktor, har resonanskredse også et tal der fortæller, hvor god kredsen er.

Uden at spille tiden på en teoretisk udledning skal det blot nævnes, at for en **godhed af svingningskredse** parallelkreds er godheden  $Q$  bestemt af

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

og for en seriekreds

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

hvor de små bogstaver  $p$  og  $s$  tilkendegiver henholdsvis parallel- og seriesvingningskredsen (se også side 55 om båndbredden).

Godheden  $Q$  er et rent tal.

### Eksempel:

Beregn godheden for en parallelkreds med  $R = 100 \Omega$  og  $C = 314 \text{ pF}$  ved frekvensen 100 MHz.

Ved indsætning i formelen fås

$$\begin{aligned} Q_p &= 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R \cdot C \\ &= 2 \cdot \underbrace{3,14}_{\pi} \cdot \underbrace{100 \cdot 10^6}_{f_0} \cdot \underbrace{100}_{R} \cdot \underbrace{314 \cdot 10^{-12}}_C \\ \underline{Q_p} &= \underline{20} \end{aligned}$$

## Impedans i resonanskredse

I kapitel 3 blev impedansbegrebet indført for seriekoblinger af spole og modstand – respektivt kondensator og modstand. Ligningerne viste sig at være ens:

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

hvor man så indsatte *induktansen*  $X_L$  i stedet for  $X$  ved spoler og *kapacitansen*  $X_C$  ved kondensatorer. **impedans af svingningskredse**

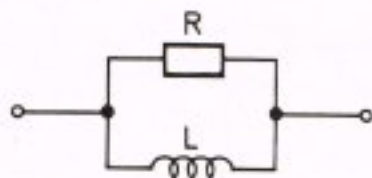


Fig. 4.13.

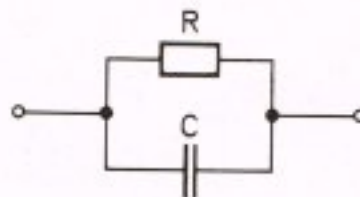


Fig. 4.14.

De tilsvarende udtryk for modstand i parallel med spole (fig. 4.13) henholdsvis modstand parallelt med kondensator (fig. 4.14) bliver:

$$\begin{aligned} Z_{sp} &= \frac{R \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{\sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2}} \quad [\Omega] \text{ (spole)} \\ Z_k &= \frac{R}{\sqrt{1 + (2\pi f R C)^2}} \quad [\Omega] \text{ (kondensator)} \end{aligned}$$



I de praktiske resonanskredse – dvs., med modstande indført – kan den *samlede impedans* ligeledes beregnes af en række formler, hvis udledning ikke skal nærmere omtales. Jævnfør fig. 4.12.

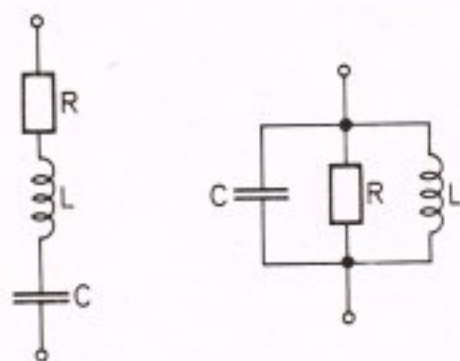


Fig. 4.12.

Parallelkredsens impedansformel er

$$Z_p = \frac{R \cdot X_L \cdot X_C}{\sqrt{X_L^2 \cdot X_C^2 + R^2(X_L \div X_C)^2}} [\Omega]$$

eller – lidt lettere:

$$\frac{1}{Z_p} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(2\pi f C \div \frac{1}{2\pi f L}\right)^2} \left[\frac{1}{\Omega}\right]$$

medens seriekredsens tilsvarende impedansformel er

$$Z_s = \sqrt{R^2 + \left(2\pi f L \div \frac{1}{2\pi f C}\right)^2} [\Omega]$$

Formlerne er kun medtaget, for at man selv kan prøve at beregne impedansen af en praktisk resonanskreds.

## Båndbredde

Under resonanskredse hører begrebet *båndbredde* ( $B$ ), der fortæller om størrelsen af båndbredde det frekvensområde, hvor kredsens impedans ikke ændrer sig væsentligt.

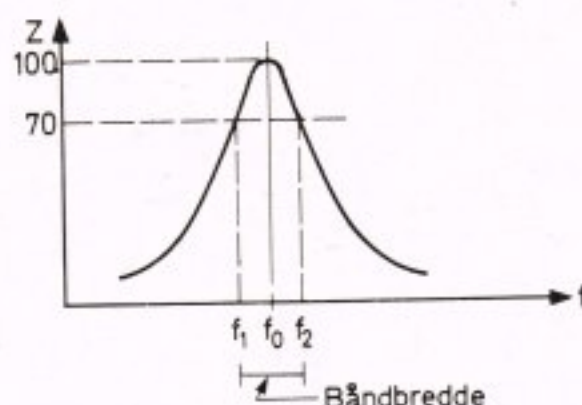


Fig. 4.15. Båndbredden af parallelsvingningskreds.

På fig. 4.15 er impedanskurven for en parallelkreds optegnet. Der aflæses en resistans på 100 Ω ved resonansfrekvensen  $f_0$ , og ved grænsefrekvenserne  $f_1$  og  $f_2$  – der ligger på hver sin side af  $f_0$  – haves impedansen 70 Ω.



Afstanden mellem  $f_1$  og  $f_2$ ; eller sagt matematisk:  $f_2 \div f_1$ , kaldes netop *båndbredden*, der måles i hertz.

*Båndbredde er defineret som det frekvensbånd, hvor parallelresonanskredsen yder en impedans på mindst 70% af modstanden i resonanspunktet.*

Dvs.,

$$B = f_2 \div f_1$$

hvor  $f_2$  og  $f_1$  er grænsefrekvenser på hver side af  $f_0$ , nemlig de frekvenser hvor  $Z$  er faldet til ca. 0,7 gange maksimalværdien.

*Ved serieresonanskredse er båndbredden defineret som det frekvensområde, hvor impedansen er steget til ca. 1,4 gange resonansfrekvensens impedans.*

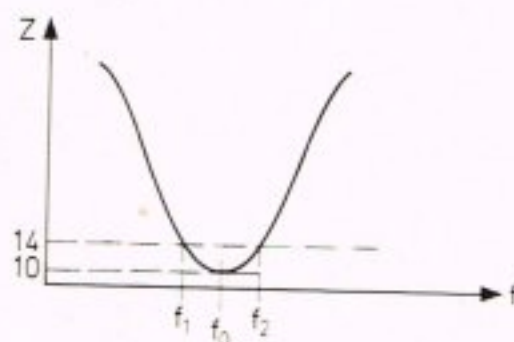


Fig. 4.16. Båndbredde af seriersvingningskreds.

På fig. 4.16 er dette illustreret.

Kendes kredsens godhed  $Q$  – hvad enten det drejer sig om *serie- eller parallelkredse* – kan båndbredden iøvrigt findes af ligningen

$$B = \frac{f_0}{Q} \text{ [Hz]}$$

#### Eksempel:

I en resonanskreds med  $f_0 = 100 \text{ kHz}$  og  $Q = 20$  ønskes båndbredden udregnet.

Ved indsætning i formlen

$$B = \frac{f_0}{Q} \text{ [Hz]}$$

fås

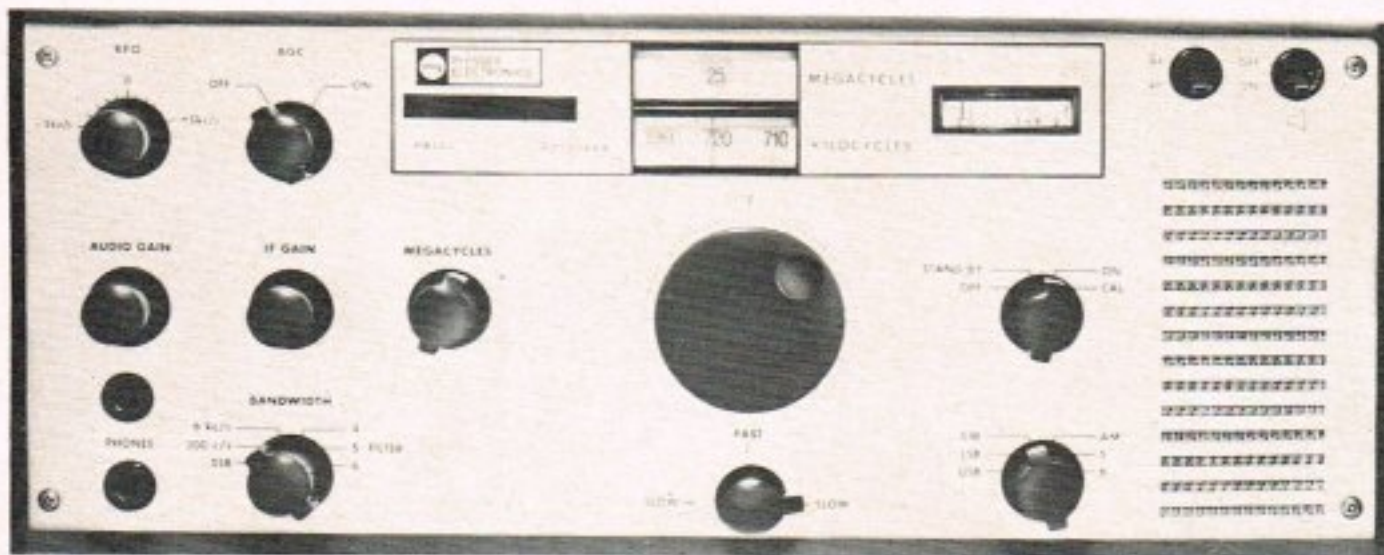
$$B = \frac{100000}{20} = 5000 \rightarrow \underline{5 \text{ kHz}}$$

Dvs., at båndbredden er 2,5 kHz på hver side af resonansfrekvensen  $f_0$ , eller med andre ord mellem 97,5 kHz og 102,5 kHz.

Af formlen for  $B$  ses, at jo større  $Q$  er, desto mindre bliver båndbredden og omvendt. Sagt på elektronikkens sprog: Jo mindre båndbredde, desto større selektivitet.\*

\* Selektivitet er et mål for, hvor smalt et frekvensbånd, der overføres fra et trin til det følgende. I radiomodtagere ville en bred selektivitet give anledning til at man også hørte nabostationerne samtidigt med den sender, som radioen var indstillet på. En skarp og snæver selektivitet ville afskære de højeste frekvenser, hvilket betyder dårligere gengivelse.





En moderne kommunikationsmodtager kan indstilles til forskellig båndbredde, som knappen nederst til venstre viser.

## Filtre

Resonanskredse anvendes til afstemning af sendere og modtagere, hvor man vil fremhæve en *bestemt frekvens* eller et *afgrænset frekvensbånd* – og på samme tid helst udelukke alle andre svingninger. En særlig type kaldes *filtre*, og benyttes eksempelvis i højttalersystemer, hvor bas- og diskantfrekvenserne skilles ad og føres til hver sin højttaler.

Et *lavpasfilter* lader alle frekvenser under en vis grænsefrekvens  $f_n$  passere, og spærrer for alle højere svingninger.

lav pasfilter

Et *højpasfilter* lader frekvenser over  $f_o$  passere, men lukker af for svingninger med lavere frekvenser.

høj pasfilter

Et *båndpasfilter* tillader passage af et vist frekvensområde, medens alt andet på begge sider dæmpes stærkt.

bånd pasfilter

Filtorteorien benyttes uhyre meget i elektronikken, både ved telefon- og radio-kredsløb. Det, at man f. eks. fra en satellit kan transmittere en snes forskellige fjernsynsprogrammer, skyldes ene og alene brug af filtre. Uden disse ville man måske se tre-fire udsendelser på én gang på skærmen.

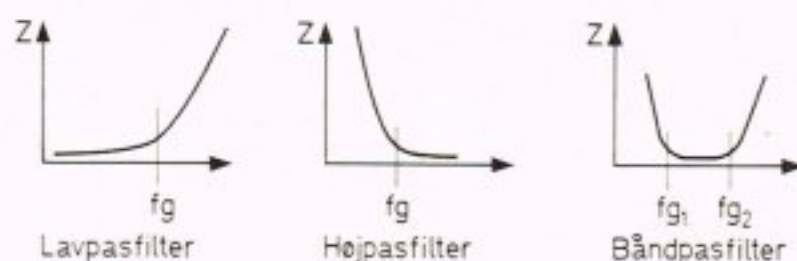


Fig. 4.17. Kurver for tre typer af filtre.

Skitserne fig. 4.17 viser de tre hovedfiltertyper. Så snart grænsefrekvenserne er passeret, stiger impedansen stærkt overfor resten af frekvenserne.

## Koblede kredse

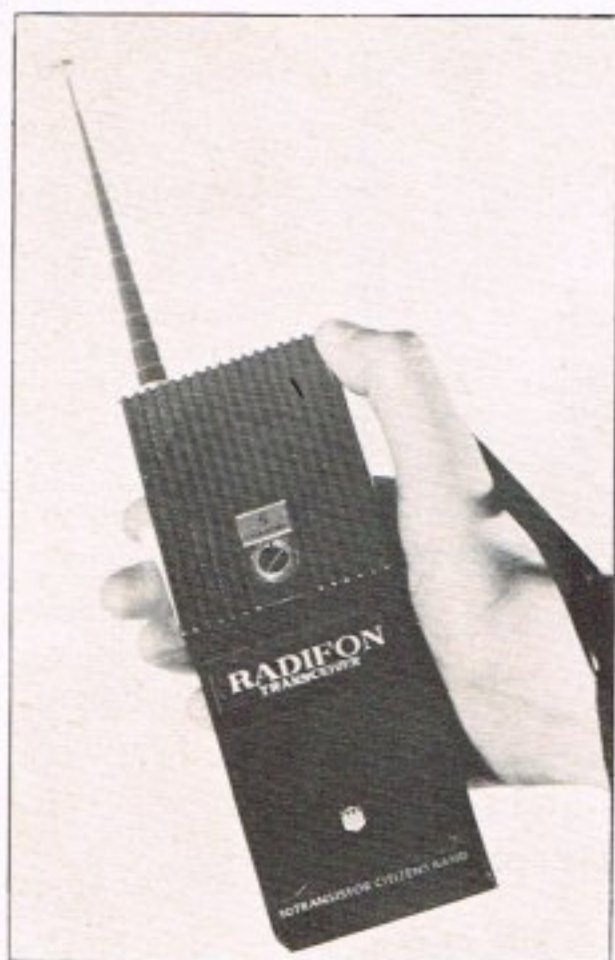
Når en radiosender skal transmittere signaler ud til lytterne, *afstemmes* en svingningskreds til resonansfrekvensen. Det sker i princippet f. eks. ved at anvende en fast spole og en variabel kondensator, der er beregnet til at dække et område lige omkring den frekvens, som stationen har fået tildelt.

afstemning

Efter yderligere forstærkning og bearbejdning af signalerne udsendes disse fra senderantennen. Lige i nærheden af denne er udsendelsen kraftig, men dæmpes selvfølgelig stærkt, inden den når ud til en modtager langt borte.

Hos denne må der foretages en *forstærkning*, og det sker i en række kredsløb, hvor der dels indgår resonanskredse, dels aktive komponenter som transistorer og radiorør.





Svingningskredse anvendes i alle sendere, f. eks. som i denne transportable model, der kan bruges til to-vejs kommunikation.

Hvordan kommer signalerne fra ét sted og videre frem i modtageren? Det sker bl. a. i de såkaldte *koblede kredsløb*, hvor man overfører svingningerne på en måde, der meget ligner en *transformers* arbejds metode. Da der anvendes resonanskredse, er det naturligt at omtale metoden her.

### Løs og hård kobling

Lad os starte med at kikke på et diagram over en simpel modtager. Fig. 4.18.

Fra antennen føres signalet ned til parallelkredsen, der med den variable kondensator er afstemt til senderens frekvens. Denne sidstnævnte er således kredsens resonansfrekvens; og som det lige er gennemgået, vil denne kobling yde stor modstand overfor  $f_0$ , medens alle andre frekvenser løber lige igennem (kortslyttes) til jord.

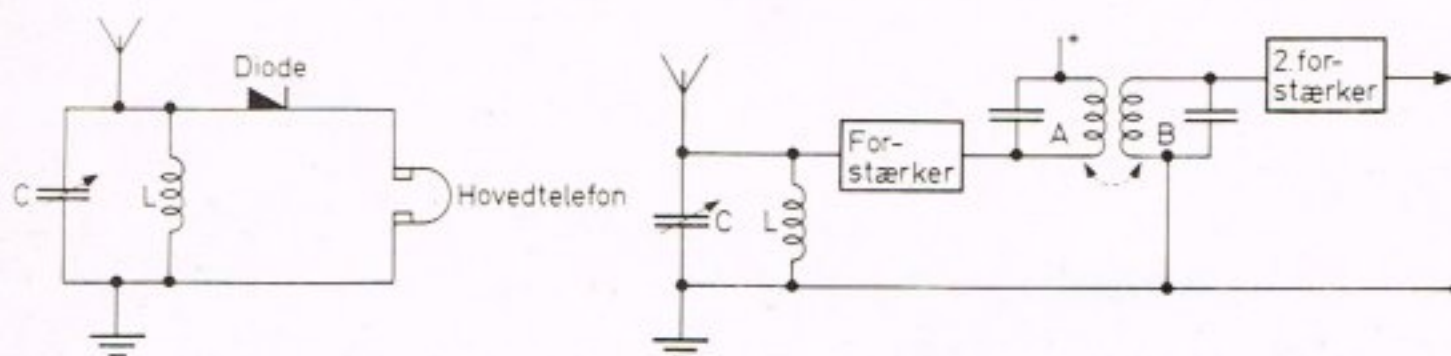
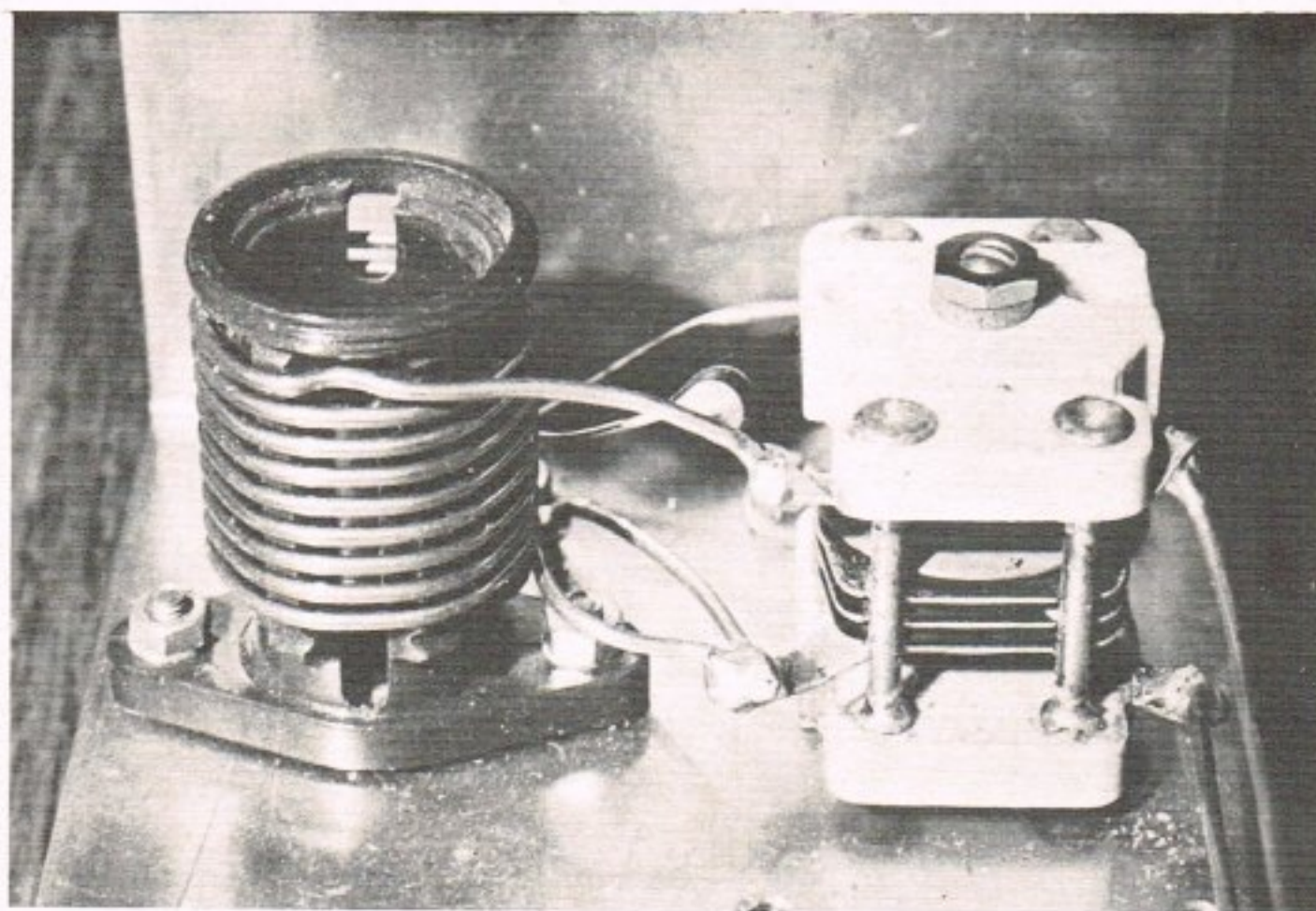


Fig. 4.18 og 4.19. Simple krystalmodtager og udbygning af denne med forstærkertrin.

Resonansfrekvensen alene – eller rettere strømme med et svingningstal lig resonansfrekvensen – sendes videre gennem dioden (se næste kapitel), hvor signalet ensrettes, og endelig til hovedtelefonen, hvor det gengives.

Bygges et forstærkerelement på – det kan f. eks. være en transistor – vil kredsløbet måske se ud som fig. 4.19. Fra første afstemningskreds med bred selektivitet, løber strømmen ind til forstærkerkomponenten (transistoren), og derfra til en ny afstemt





Svingningskredse fremhæver eller undertrykker strømme af en bestemt frekvens eller eventuelt et bestemt frekvensområde. På denne måde sikres, at man eksempelvis ikke hører to radiofonistationer samtidigt, selvom de har frekvenser tæt ved siden af hinanden.

kreds (her mærket *A*). Denne er placeret tæt ved siden af en tredje resonanskreds (*B*), der igen har forbindelse til andet forstærkertrin.

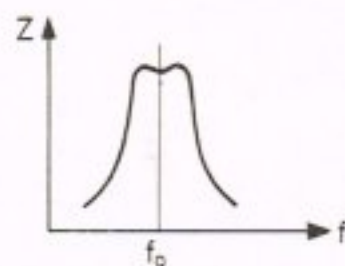
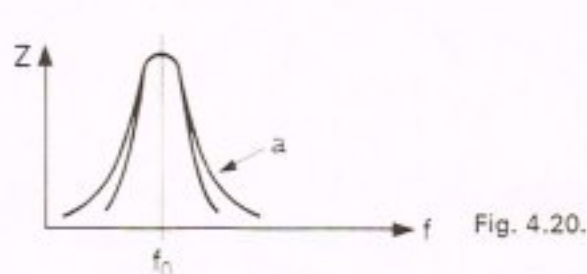
Vi skal se lidt på *A* og *B*.

Spolerne i de to kredse er anbragt på samme spoleform eller -stav, men i en vis afstand fra hinanden. Det betyder, at magnetfeltet i *A* overfører eller *inducerer* strøm i *B*. De samme signaler som er i *A*, vil derfor også være tilstede i *B*.

Afhængigt af, hvor tæt de to spoler er anbragt ved hinanden, vil der kunne overføres et smallere eller større frekvensbånd. Ved den såkaldte *løse kobling* vil impedanskurverne falde sammen som på fig. 4.20, og ved den *hårde kobling* (spolerne tæt på hinanden) vil der komme et fladt stykke øverst. Se fig. 4.21.

løs og hård kobling

Af impedanskurven fremgår tydeligt, at det nu ikke er én enkelt frekvens, men derimod et helt *frekvensbånd*, der har samme impedans. Endvidere bemærkes, at



kurvesiderne er blevet stejlere, så alle uønskede frekvenser afskæres bedre. Det samlede resultat er følgelig en stor selektivitet for det ønskede *frekvensområde*.

I praksis vikles spolerne som nævnt på samme form, og med en variabel jern- eller ferritkerne kan koblingen ændres efter ønske. Når en radiomodtager *trimmes*, dvs., justeres, sker dette blandt andet ved at indstille kernerne i de forskellige koblede kredse. Man kan også flytte spolerne frem og tilbage (fig. 4.22). I dette tilfælde bliver



selektiviteten skarpere, når spolerne fjernes fra hinanden, men samtidigt nedsættes båndbredden. Gengivelsen bliver dårligere, da de højeste frekvenser afskæres.

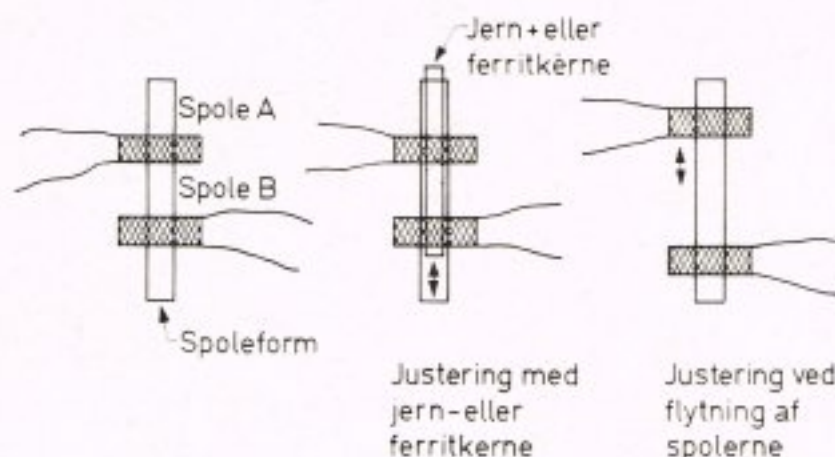


Fig. 4.22. Justering af spoler kan ske bl. a. på de her viste måder.

I stedet for den her beskrevne *induktive kobling* mellem kredsene (en metode, der ligner transformeromsætningen meget), kan der også anvendes *kapacitiv kobling*. Man vil da benytte en kondensator koblet direkte ind mellem de to resonanskredsløb som på fig. 4.23. Kredsene har da *ingen* induktiv kobling.

**induktiv- og kapacitiv kobling**

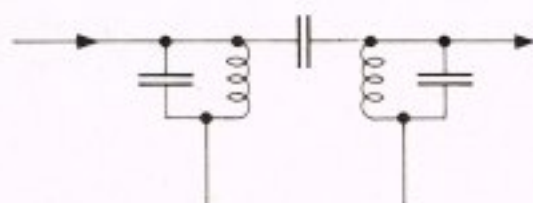


Fig. 4.23.

Koblede kredse af denne art bruges i radiomodtagere til at sikre passende selektivitet og dermed god og forstyrrelsesfri gengivelse. I moderne apparater sker det i de såkaldte *mellemfrekvenskredsløb* (MF-kredse), der samtidigt er tilpasset forstærkerkomponenterne, så man får maksimalt udbytte af alle enhederne.

## Repetition

*Resonansfrekvensen  $f_0$  i en svingningskreds er den frekvens, hvor kapacitansen  $X_C$  og induktansen  $X_L$  er lige store.*

*I en praktisk parallelresonanskreds er impedansen  $Z$  maksimal og rent ohmsk lige i resonansfrekvenspunktet. På begge sider af denne frekvens falder impedansen.*

*I en praktisk serieresonanskreds er impedansen minimal og rent ohmsk i resonansfrekvenspunktet. Impedansen stiger på begge sider af  $f_0$ .*

*Båndbredden i en resonanskreds er det frekvensområde, hvor impedansen ligger ved parallelkredse: over 0,7 gange resonanspunktets modstand  
ved seriekredse: indenfor 1,4 gange resonanspunktets modstand.*



## Opgaver

1. En svingningskreds bestående af en spole på  $7,5 \text{ mH}$  og en kapacitet på  $80 \text{ nF}$  er afstemt til resonansfrekvensen  $f_0$ . Hvor stor er denne?
2. I en anden svingningskreds er  $C = 10 \text{ nF}$  og  $L = 100 \text{ mH}$ . Hvor stor er resonansfrekvensen?
3. I en praktisk resonanskreds består de parallelle grene af komponenter med  $R = 5 \Omega$ ,  $X_L = 8 \Omega$  og  $X_C = 6 \Omega$ . Find impedansen i denne resonanskreds.
4. I en praktisk serieresonanskreds er  $R = 10 \Omega$ ,  $C = 80 \text{ nF}$  og  $L = 750 \mu\text{H}$  og endelig frekvensen  $f = 25 \text{ kHz}$ . Hvor stor er impedansen i denne resonanskreds?
5. Hvor stor er båndbredden af en resonanskreds, når  $Q = 20$  og  $f_0 = 1 \text{ MHz}$ ?
6. Når resonansfrekvensens modstand i en parallelkreds udgør  $200 \Omega$ , hvor meget må impedansen så udgøre ved største båndbredde?
7. Når resonansmodstanden i en seriekreds er  $20 \Omega$ , hvor meget må impedansen så udgøre ved største båndbredde?
8. En spole med  $L = 20 \text{ mH}$  og  $R = 50 \Omega$  påtrykkes en frekvens på  $50 \text{ kHz}$ . Hvor stor er godheden?



**Alexander Graham Bell** – engelsk-amerikansk fysiolog og fysiker. Født den 3. marts 1847 i Edinburgh – død den 2. august 1922 i Nova-Scotia.

Bell interesserede sig som talelærer for akustik og byggede i november 1873 det første telefonapparat, som vistes på verdensudstillingen i Philadelphia 1874. To år senere – den 4. juli 1876 – blev en forbedret type anerkendt af den store verden, og den første telefonledning blev oprettet over en 8,5 km strækning i USA.

Enheden for det logaritmiske forhold mellem to elektriske niveauer, f. eks. spændinger, er opkaldt efter **Bell**.





Efter at være nået igennem den mere elementære del af elektronikken skal vi i dette afsnit se på to komponenter, der ganske væsentligt adskiller sig fra de typer, der hidtil er omtalt. Disse komponenter er dioder og transistorer, der begge bygger på det såkaldte *halvledermateriale*; og medens dioden er forsynet med to terminaler som modstande og kondensatorer, har transistoren tre terminaler. Transistoren er nemlig en såkaldt *aktiv komponent*, dvs. en komponent, der kan forstærke et signal op.

Lad os imidlertid kigge lidt nærmere på alle disse nye udtryk, der her er dukket op, og vi kan begynde med at se på selve begrebet halvleder.

## Halvledere

Udtrykket halvleder er direkte oversat fra det engelske ord *semiconductor*, og med denne betegnelse mener man simpelthen et stof, der ikke leder tilstrækkeligt godt til, at man kan anvende det som leder, men som på den anden side heller ikke isolerer tilstrækkeligt godt til, at det kan anvendes som isolator. En halvleder er med andre ord et stof, der ligger midt imellem en leder og en isolator.

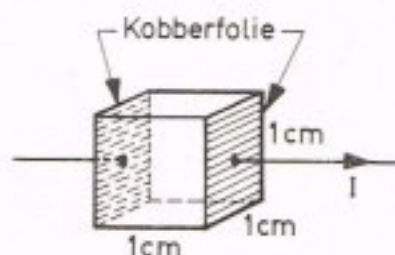


Fig. 5.1. Et stofs specifikke ledningsevne eller specifikke modstand bestemmes ved at danne en firkant af stoffet, 1 cm på hver led, og måle modstanden mellem to modstående sider.

Når man vil karakterisere et stofs evne til at lede elektrisk strøm – stoffets *ledningsevne* – betragter man en kubikcentimeter af stoffet, hvor to modstående sider i terningen tænkes belagt med en elektrisk leder, for eksempel kobberfolie. Et legeme, der er dannet på denne måde, har et tværsnitsareal for strømmen på  $1 \times 1$  cm – 1 kvadratcentimeter – og en længde på 1 cm. Øger man tværsnitsarealet, falder legemets modstand. Denne er med andre ord *omvendt proportional* med tværsnitsarealet. Øger man lederlængden, stiger modstanden. Den er altså *proportional* med længden.

Modstanden i legemet kan derfor beregnes efter den simple formel

$$R = k \cdot \frac{\text{cm}}{\text{cm}^2}$$

Her er  $R$  modstanden,  $k$  er en konstant, cm står for legemets længde i strømretningen, og  $\text{cm}^2$  er tværsnitsarealet vinkelret på strømretningen.

Konstanten  $k$  er en karakteristisk størrelse for modstandsstoffet, den såkaldte *specifikke modstand*. Flytter man om i ligningen finder man

specifik modstand

$$k = R \cdot \frac{\text{cm}^2}{\text{cm}} = R \cdot \text{cm}$$

Konstanten  $k$  har med andre ord dimensionen *ohmcentimeter*.



Ligemeget om man taler om en leder, en halvleder eller en isolator vil man kunne finde denne karakteristiske konstant  $k$ . Hyppigere anvender man dog den reciprokke størrelse af konstanten  $k$  og betragter ledningsevnen i stedet for modstanden. Modstand og ledningsevne er jo reciprokke størrelser, og medens modstanden har dimensionen ohm har ledningsevnen dimensionen  $1/\text{ohm}$ , der har fået navnet *Siemens*. Denne størrelse ser man ofte i engelsk litteratur betegnet med udtrykket mho (ohm stavet bagfra, for at pointere den reciprokke værdi).

Siemens

Siemens forkortes til S, og den *specifikke ledningsevne* vil derfor have dimensionen S/cm. For en terning som før beskrevet, hvor der måles 1 ohm mellem endefladerne, vil  $k$ -værdien derfor blive 1 ohmcentimeter, medens ledningsevnen er 1 S/cm. Øges modstanden til 10 ohm bliver  $k$ -værdien 10 ohmcentimeter, medens ledningsevnen er  $1/10$  eller 0,1 S/cm.

specifik ledningsevne

### Halvledere

For at få en indtryk af den afstand – rent elektrisk – der er mellem henholdsvis isolatorer og halvledere, og mellem halvledere og ledere, kan man i figur 5.2 se forholdene afbildet på en logaritmisk skala. Det er nødvendigt at bruge denne afbildningsform for overhovedet at få et indtryk af forholdene.

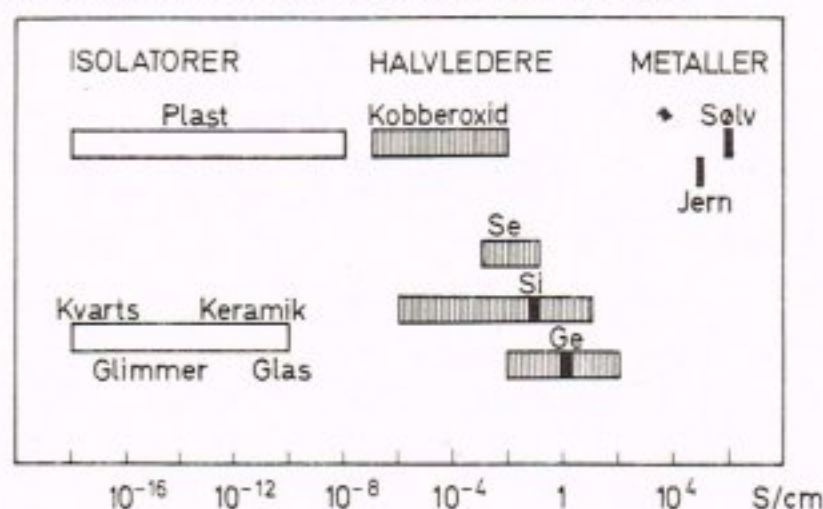


Fig. 5.2. Skema over ledningsevner for såvel isolatorer, halvledere og ledere. Bemærk det uhyre område, som såvel isolatorerne som halvlederne optager i forhold til lederne.

Yderst til venstre ses de gode isolatorer, hvoraf Kvarts og visse organiske plasticstoffer indtager førstepladsen. Ledningsevnen er her så lav som  $10^{-18}$  S/cm, hvilket betyder, at tilførte vi den førnævnte terning 1 million volt mellem endefladerne, ville der kun gå en strøm på  $10^{-12}$  Ampère eller 1 milliontedel mikroampère gennem isolationsstoffet. Disse isolatorer er så gode, at man kun med de allerfineste laboratorieinstrumenter kan måle nogen strøm igennem dem.

Går vi længere ned ad skalaen, kommer vi til glas med en ledningsevne på omkring  $10^{-10}$  S/cm. Så selv om glas regnes for en meget fin isolator, er den med andre ord hundrede millioner gange dårligere end Kvarts. Disse tal giver en forestilling om, hvor uhyre stor elektrisk afstand der er i ledningsevneskalaen.

En smule til højre for midten af skalaen ligger halvlederne. De vigtigste er her Germanium (Ge) med en ledningsevne omkring 1 S/cm og Silicium (Si) med  $1/10$  S/cm. Samtidig er der vist en række andre, såsom kobberoxid og Selen, der anvendes til ensrettere.

Lederne ligger længst til højre på skalaen og optager et langt mindre område. Sølv er den bedste leder, der findes, og dens ledningsevne ligger omkring  $10^6$  S/cm. Kobber og aluminium er også gode ledere og anvendes meget til højspændingskabler. De øvrige metaller er alle dårligere end de nævnte, men ledernes område omfatter dog kun stoffer ned til en ledningsevne omkring  $10^4$  S/cm.



Ledningsevneskalaen omfatter således ikke mindre end 24 dekader\*, hvoraf lederne kun »fylder« de to, medens isolatorerne optager 10. Resten af pladsen – det ufattelig store område på 12 dekader – optages af halvlederne, hvoraf vi her vil beskæftige os med de to, nemlig Germanium og Silicium.

### Det periodiske system

For at få et overblik over Germaniums og Siliciums egenskaber kan vi et øjeblik betragte *det periodiske system* over grundstofferne, som den russiske kemiker *Mendelejeff* opstillede allerede i 1869, dog med en række huller – således kendte man ikke dengang Germanium, omend det af skemaet fremgik, at der måtte findes et grundstof på plads nummer 32, og man kunne endog forudberegne mange af dette stofs egenskaber, før man fandt det i naturen.

Det periodiske system er bygget op i rækker og søjler, hvor man til venstre ser de to luftarter Brint og Helium og til højre de tunge metaller. For nemheds skyld har vi undladt stofferne over nummer 86, hvor vi bl. a. finder de radioaktive grundstoffer som Radium og Uran.

Det periodiske system er opbygget på logisk måde såvel i lodret som i vandret retning. Således består første søjle af luftarterne Brint og Helium, der er karakteriseret ved en bestemt opbygning af atomkernerne og de omkredsende elektroner.

Brint består således af én enkelt positiv ladningsenhed i selve kernen, og denne positive ladningsenhed omkredsnes af en negativ ladningsenhed på samme måde, som solen omkredsnes af jorden. Atomkernen er så stor i forhold til den omkredsende enhed, at hele atomets vægt kan tænkes anbragt i kernen. Denne, der har en lille positiv ladning, kaldes en *proton*. Den lille negative ladning, der omkredser kernen, kaldes tilsvarende en *elektron*, og protonens positive ladning er nøjagtigt lige så stor som elektronens negative ladning, så hele atomets ladning udadtil bliver nul.

Mendelejeff

proton  
elektron

Fig. 5.4. Et brintatom består af en kerne – en proton – hvormed der kredser en elektron.

Fig. 5.5. Et heliumatom består af to protoner, to neutroner og to elektroner.

Fig. 5.6. Når der kommer flere elektroner, kredser disse om kernen i ganske bestemte afstande – de såkaldte skaller. Mellem disse skaller kan elektronerne ikke komme; det er »forbudt område«.

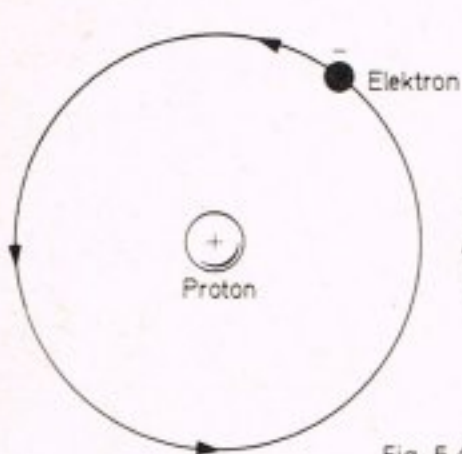


Fig. 5.4.

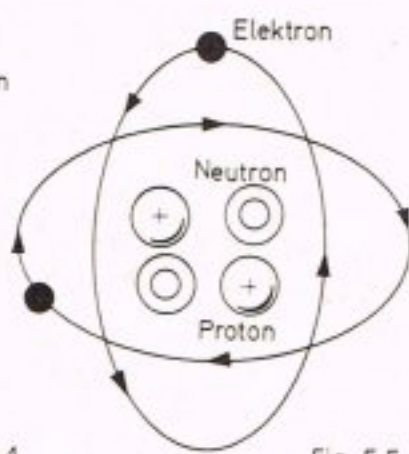


Fig. 5.5.

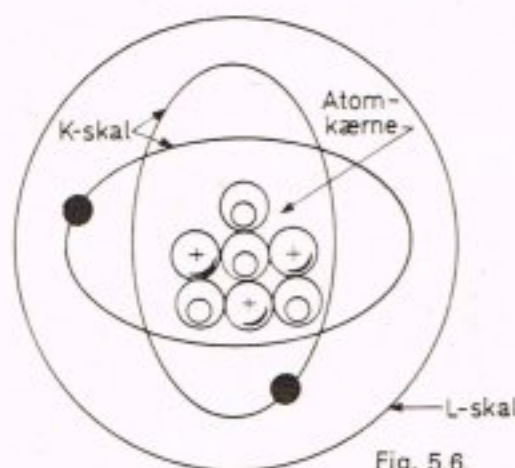


Fig. 5.6.

Heliumatomet er opbygget på en lignende måde. Det er mærket med *nummeret* eller *kerneladningstallet* 2 i systemet, hvilket betyder, at atomet indeholder 2 positive og negative ladningsenheder. Det indeholder med andre ord to protoner samt to elektroner. Under Helium ses tallet 4. Dette tal angiver Heliumatomets *atomvægt*, der ses at være fire. Dette skyldes, at atomkernen udover de to protoner, også indeholder to neutrale partikler, der kaldes *neutroner*. Disse er med andre ord uelektriske, men har samme vægt som protoner. Figur 5.4 og 5.5 viser henholdsvis et brintatom og et heliumatom.

atomvægt

neutron

\*) En dekade er et område på 10 gange – for eksempel alle tal mellem 100 og 1000 eller mellem 1000 og 10000.



55 Cs	Cæsium 133
56 Ba	Barium 137
57 La	Lanthan 139
58-70	De sjældne jordarter
71 Lu	Lutetium 175
72 Hf	Hafnium 179
73 Ta	Tantal 181
74 W	Wolfram 184
75 Re	Rhenium 186
76 Os	Osmium 190
77 Ir	Iridium 193
78 Pt	Platin 195
79 Au	Guld 197
80 Hg	Kviksølv 201
81 Tl	Thallium 204
82 Pb	Bly 207
83 Bi	Vismut 209
84 Po	Polonium 209
85 At	Astat 210
86 Rn	Radon 222

Fig. 5.3. Det periodiske system, hvor alle grundstoffer er opstillet i en logisk rækkefølge.

Fig. 5.3. Det periodiske system, hvor alle grundstoffer er opstillet i en logisk rækkefølge.

Brint- og heliumatomernes elektroner befinder sig i en bestemt afstand fra kernen – de bevæger sig i den såkaldte *K*-skal. Det var *Niels Bohr*, der opdagede, at elektroner kun kan befinde sig i ganske bestemte afstande fra atomkernerne, samt at der kun kan være bestemte antal elektroner i disse afstande, som han kaldte *skaller*. Brint- og Heliumatomernes elektroner vil således bevæge sig i *K*-skallen, og da der kun kan være to elektroner i denne skal, må det næste grundstof i rækken – Lithium – derfor også have elektroner i den næste skal, *L*-skallen. Lithiumatomet ses i figur 5.6, og det har 2 elektroner i *K*-skallen og én i *L*-skallen. Dets atomvægt er 7, men det har kun tre elektroner. Atomkernen må derfor bestå af tre protoner og fire neutroner.

*L*-skallen kan indeholde otte elektroner, således at grundstofferne i denne gruppe vil omfatte numrene fra tre til ti, altså anden søjle i det periodiske system.

Det næste grundstof, Natrium – nr. 11 – må derfor have én elektron i en tredje skal – *M*-skallen – og vil derfor have to elektroner i første skal, otte i næste, og én i tredje. Denne sidste elektron i tredje skal vil naturligvis sidde længere væk fra kernen end de øvrige, og vil derfor være svagere bundet til denne, da elektronerne fastholdes af den positive kernes elektriske tiltrækning.

Den yderste elektron kan følgelig lettere »tabes«, da den sidder »løse«, og man kan se en mere ustabil karakter hos disse metaller, der kun har én elektron i den yderste skal. I figur 5.3 findes disse stoffer øverst i systemet. Det drejer sig om metal-

Niels Bohr



lerne Lithium, Natrium, Kalium, Rubidium og Cæsium, der går under fællesbetegnelsen *Alkalimetaller*.

Vi vil dog ikke her gå nærmere ind på de enkelte stoffer i det periodiske system, idet vi kun vil se på enkelte stoffer af særlig betydning, nemlig først og fremmest Germanium og Silicium, og mere periferisk på Arsen og Indium.

Men inden vi når så vidt, må vi først høre en smule om *valensbegrebet*.

## Valens

Ordet »valens« er et lån fra latin, og dets direkte oversættelse er »gyldighed«. Når man derfor for eksempel siger om Brint, at det er *monovalent*, mener man, at Brint har *gyldigheden én* overfor andre grundstoffer. Når Brint har gyldigheden én og kaldes monovalent, må der være andre stoffer med andre gyldigheder som to eller tre, og det er der netop også. Her kommer den logiske opbygning af det periodiske system rigtigt frem, idet de stoffer, der er forbundet med hinanden her også vil have samme valens eller gyldighed.

Grundstofferne Brint, Lithium, Natrium, Kalium osv., er således alle monovalente, medens stofferne i næste række er *divalente*: har gyldigheden to. Dette er rækken Beryllium, Magnium, Kalcium o.s.v. Fra Magnium udgår imidlertid to forbindelser videre i systemet, og man kan således danne endnu en række af divalente stoffer, nemlig Magnium, Zink, Kadmium og Kviksølv.

Stoffernes valens fortæller noget om, hvordan de sammensætter sig i kemiske forbindelser. Almindeligt køkkensalt består således simpelthen af en kemisk forbindelse af Natrium og Klor, og da begge disse stoffer er monovalente, vil den bestå af lige mange natrium- og kloratomer. Natriumklorids kemiske forbindelse skrives som NaCl.

Sammensætter man derimod et monovalent og et divalent stof, skal der bruges dobbelt så mange atomer af det monovalente stof som af det divalente. Den tilsvarende forbindelse af Klor og for eksempel Magnium skrives derfor som  $MgCl_2$ . Der bruges dobbelt så mange kloratomer som magniumatomer.

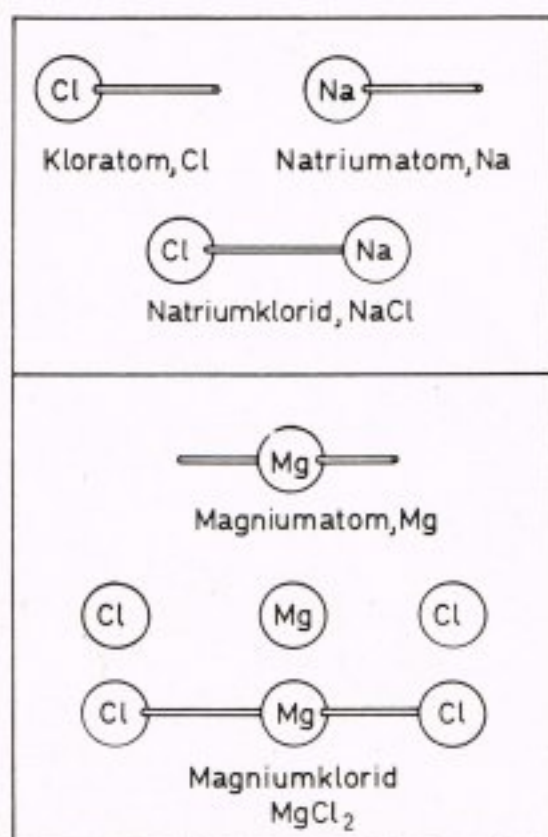


Fig. 5.7. Flere atomer kan forbinde sig sammen til molekyler. Her ses øverst Natriumklorid, hvor der går ét natriumatom til ét kloratom, og nederst Magnesiumklorid, hvor hvert magniumatom binder to kloratomer til sig. Natrium og Klor er monovalente stoffer, medens Magnium er divalent.



Figur 5.7 viser skematisk, hvordan valensbegrebet kan skitseres. Et monovalent stof som Klor består af et atom, hvorfra der udgår én arm eller ét forbindelsesled, hvortil andre stoffer kan »hægte« sig for at danne forbindelse. Tilsvarende vil der udgå to arme fra et divalent stof og tre fra et trivalent og så fremdeles. Endvidere ses hvordan de to nævnte forbindelser natriumklorid og magnesiumklorid kan tegnes.

Efter på denne måde at have »lært«, hvordan man aflæser et stofs valens i det periodiske system, kan vi umiddelbart se, at de to stoffer, som vi særligt skal beskæftige os med – Silicium og Germanium – begge er tetravalente (gyldigheden fire). En forbindelse mellem det divalente Ilt og det tetravalente Silicium, Siliciumoxid, vil derfor skrives som  $\text{SiO}_2$ , idet der jo skal gå to iltatomer for hvert siliciumatom.

De to andre stoffer, der var tale om, nemlig Indium og Arsen, ses at være henholdsvis *trivalent* og *pentavalent*.

14/2-69

### Silicium

Silicium er næst efter Ilt det almindeligst forekommende stof på jorden, idet det findes i uhyre mængder i jorden, for eksempel i almindeligt strandsand. Det optræder aldrig rent, men altid bundet i en eller anden kemisk forbindelse. Når man skal anvende Silicium indenfor halvlederfysikken, må man imidlertid skaffe sig det rene grundstof, og Silicium gennemgår en lang række renselsesprocesser, før det kan anvendes til fremstilling af transistorer og andre komponenter. Ikke alene skal man nemlig bruge stoffet helt rent; hvor vi med rent mener ikke blot 99,9% rent, men mindst 99,99999999% rent; hvilket er et meget strengt krav til et stof, der i naturen kun forekommer i stærke kemiske forbindelser som Silicium. Men udover dette forlanger man også, at stoffet skal forekomme som en såkaldt *én-krystal* og ikke blot som en tilfældig sammensætning af siliciumatomer- og molekyler. Vi skal vende tilbage til begrebet *én-krystal*.

### Germanium

Grundstoffet Germanium står umiddelbart efter Silicium i det periodiske system, hvorfor man har ret til at formode, at de to stoffer ligner hinanden til en vis grad.

På ét punkt er de dog væsensforskellige, og det er i forekomst. Medens Silicium er uhyre udbredt, er Germanium så sjældent forekommende og så vanskeligt at fremstille helt rent, at en så fremragende bog som Paul Bergsøes »Kemi på en anden måde« så sent som i 1946 omtaler Germanium som »et stof, der vel findes udbredt, men altid i så uhyre ringe mængde, at det ikke kan anvendes, ja vanskeligt nok fremstilles til videnskabeligt brug«. Blot to år senere fremstillede Brattain, Bardeen og Shockley den første transistor af Germanium på Bell's laboratorier, og siden er der jo sket ikke så lidt.

### Krystaller

Som nævnt anvender man halvlederstofferne i ekstremt ren form og kun som *én-krystaller*, og hvad mener man så med det? Ja, hermed mener man et legeme, hvor alt det indgående materiale er vokset som én stor krystal, som vi kender det fra smykkesten som diamanter, rubiner o.s.v.

Ligesom to stoffer kan forbinde sig sammen ved hjælp af de arme eller forbindelser, der stikker ud fra atomerne, kan flere atomer af samme slags naturligtvis forbinde sig,



og når tilstrækkeligt mange atomer har forbundet sig i et regelmæssigt mønster, siger vi, at de har dannet en krystalstruktur. Et eksempel vises i figur 5.8, hvor tetravalente atomer har bundet sig sammen i et regelmæssigt mønster, der tænkes fortsat i alle rummets retninger.

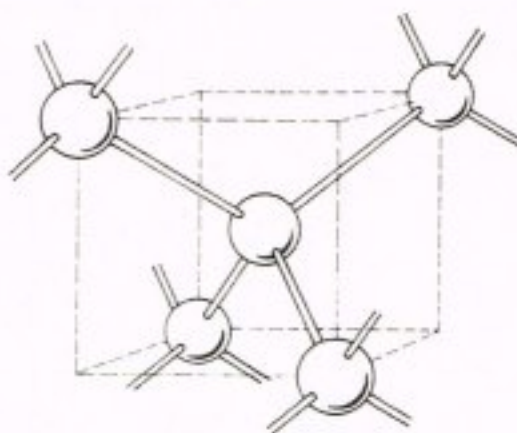


Fig. 5.8. I et krystalgitter forbinder atomerne sig med hinanden efter et ganske bestemt skema. Hvis hele mængden af stof udgøres af én stor krystal – en én-krystal – er gitterstrukturen fortsat jævnt gennem hele stoffet.

Hvert atom kan som vist tænkes siddende i midten af en lille terning og være forbundet med fire lignende atomer, der sidder i terningens hjørner. Disse er igen forbundet med andre atomer, således at hele strukturen på denne måde består af ét stort regelmæssigt gitter, hvor hvert enkelt atom hele tiden er forbundet med fire naboatomer. En sådan regelmæssig struktur er det, man kalder en én-krystal. Disse er meget svære at fremstille og som følge heraf ret kostbare; men de er ubetinget nødvendige ved transistorfremstilling.

### Ledning

Vi har set, at en halvleder til en vis grad leder den elektriske strøm. Hvordan går det egentlig til?

Ja, strøm består jo af elektroner i bevægelse, og for at der kan gå strøm i en halvleder, må der altså være nogle elektroner, der kan bevæge sig. Hvor kommer de fra? Når hele strukturen består af regelmæssigt bundne atomer kan der jo ikke være nogle »løse« elektroner.

Det er der (næsten) heller ikke; men vi har tidligere set, at elektronerne rundt om kernerne var fordelt i skaller, og at nogle af disse elektroner sad mere yderligt og derfor mere løst end andre. Silicium har tre skaller af elektroner, medens Germanium har fire, men fælles for dem er, at de begge har fire elektroner, i den yderste skal. Fordelingen er som følger i tabel IX.

Tabel IX

	Fordeling i skallerne			
	K	L	M	N
Silicium	2	8	4	
Germanium	2	8	18	4

Begge stoffer har fire elektroner i den yderste skal, og det er disse fire elektroner, der udadtil giver atomerne deres elektriske karakteristika. De kaldes for stoffernes *valenselektroner*. Når flere atomer binder sig sammen, kredser disse elektroner ikke længere blot om det atom, de så at sige tilhører, men kan også deltage i kredsløb om naboatomer, der således »bytter elektroner«. Figur 5.9 viser dette i forenklet form. Heraf følger dog også, at det undertiden kan knibe for disse elektroner at finde hjem



igen, og specielt hvis man varmer stoffet op, kan én eller flere valenselektroner få en sådan fart på, at de river sig løs og forsvinder bort fra atomet. Herved er der skabt frie elektroner, der kan lede den elektriske strøm, og jo varmere stoffet bliver, jo bedre leder det.

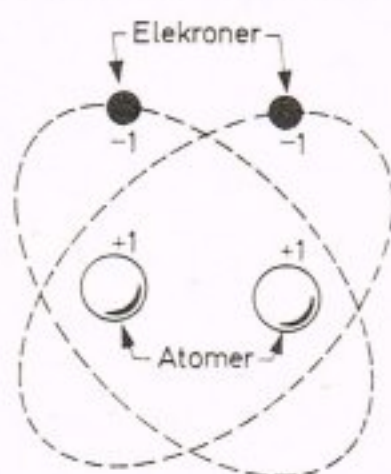


Fig. 5.9. Flere atomer kan dele elektroner, således at disse omkredser flere kerner på en gang. Herved kommer elektronerne undertiden – specielt ved opvarmning – så langt bort fra kernerne, at tiltrækningen ophæves, og elektronen løsriver. Herved er der blevet dannet en fri elektron, der efterlader sig et »hul« i gitteret.

Når elektroner således river sig løs fra deres atomkerner, sker der naturligvis også noget med disse. Der sker nemlig det, at atomet mister sin binding mod ét naboatom, når det mister én elektron. Jo varmere stoffet bliver, jo flere elektroner vil der derfor vandre frie rundt, og jo flere brudte bindinger vil der være i gitteret. Der vil imidlertid altid (ved normale temperaturer) være ligevægt, idet elektroner til stadighed vil indfanges af andre brudte bindinger, og således »hele sår« fra andre løsrevne elektroner.

Det er imidlertid værd at mærke sig, at antallet af frie elektroner og brudte bindinger vokser eksponentielt med temperaturen, således at der bliver cirka dobbelt så mange, for hver gang temperaturen stiger 7–8 grader. Dette lyder ikke af så meget; men afhængigheden er i virkeligheden meget kraftig.

temperatur-afhængigheden

Således vil omkring 40° temperaturstigning svare til en ti-dobling af antallet af frie elektroner, og 80° svarer til en hundred-dobling.

### Elektroner og huller

Når en elektron river sig løs fra et atom, efterlader den sig naturligvis en tom plads. Elektronen er negativt ladet, og når den vandrer omkring, medfører den hele tiden sit lille negative elektriske felt. Tilsvarende vil det atom, der nu mangler en elektron og dermed en negativ ladning, være positivt udadtil, og således søge at tiltrække de frie elektroner, der vandrer rundt.

Det har vist sig at være praktisk simpelthen at kalde den plads, som elektronen efterlader sig, for et *hul*, og regne med det som noget konkret, som man tilskriver ladningen  $+1$ , på samme måde som man tilskriver elektronen ladningen  $-1$ .

hul

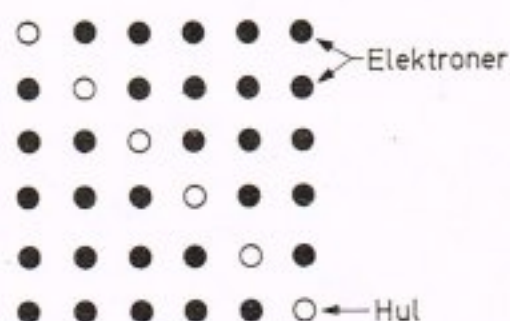


Fig. 5.10. Når en række elektroner successivt flytter sig én plads i gitteret ser det ud som om det i virkeligheden er hullet, der flytter sig. Dette viser sig at være en bekvem model at arbejde med indenfor transistorfysikken, hvor man direkte regner med en elektrisk strøm, båret af »huller«.

Hvis man betragter et krystalgitter, hvor der mangler én enkelt elektron, kan man tænke sig, at elektronbevægelsen hele tiden vil foregå på den måde, at en elektron flytter fra den nærmeste plads hen til det tomme hul. Tegner vi det i ét plan, ser det ud som i figur 5.10. Til at begynde med er der et hul øverst oppe, men så rykker den elektron, der sidder umiddelbart under, op på den tomme plads. Dernæst rykker den



næste op, og så fremdeles, indtil alle elektroner er rykket én plads op, og hullet nu er helt fornedet. Ser man det på en lidt anden måde, kan man jo lige så godt sige, at hver elektron kan betragtes som en ledig plads for et hul; med andre ord som en slags negativt hul.

Alle de steder, hvor der befinder sig elektroner, bliver således potentielle pladser for huller, og med denne betragtning er det pludseligt blevet huller, der vandrer rundt i stedet for elektronerne. Denne måde at betragte tingene på har vist sig særdeles frugtbringende indenfor halvlederfysikken, og i praksis taler man om huller fuldt på lige fod med elektroner, og man taler om såvel en *hulstrøm* som en *elektronstrøm*.

hulstrøm og  
elektronstrøm

Når halvledermaterialet som omtalt består af en én-krystal hele vejen igennem, bliver antallet af frie elektroner og huller imidlertid meget lille. Til praktiske formål ønsker man et større antal af disse såkaldte *ladningsbærere*, ligesom man ønsker selv at kunne bestemme deres antal. Man er således ikke interesseret i at benytte de forholdsvis få, der rives løs som følge af temperaturen, men vil i stedet gerne have et stort, kontrolleret antal. For at opnå dette indfører man fremmed stof i uhyre ringe, men nøje kontrolleret, mængde i én-krystallen, og når det drejer sig om Germanium, benytter man hovedsageligt grundstofferne Arsen og Indium. Denne proces med indførelse af såkaldte *urenheder* i krystalgitteret kaldes *dotering*, og vi vil se nærmere på, hvad dette medfører.

urenheder

## Dotering

Vi ser først på forholdene, når der indføres fremmedstoffet Arsen. Arsen er et *pentavalent* grundstof, altså et stof med fem bindinger og fem elektroner i den yderste skal. Når et sådant stof skal indpasse sig i en gitterstruktur, der består af tetravalente germaniumatomer, vil Arsenet få en binding i overskud, og der vil følgelig blive en elektron til overs. Denne vil derfor meget let løsrives fra atomet og vandre rundt som fri elektron, medens atomet tilsvarende får en positiv ladning. Virkningen af arsenatomet vil således blive et stort overskud af frie elektroner; og en strøm, der passerer et sådant halvlederstoff, vil blive båret af disse elektroner. Halvlederen betegnes som *n-Germanium*, og arsenatomet kaldes en »donor«, da den har afgivet en elektron til krystallet.

n-Germanium  
donor

Tænker vi os i stedet, at vi indfører en smule trivalent Indium i krystalgitteret, vil forholdet blive lige modsat. Indium har kun tre bindinger, og når det indgår i gitteret i stedet for et germaniumatom, vil der mangle en binding til et af naboatomerne. Der er således opstået et hul i gitteret, og en elektron, der kommer i nærheden af dette hul, vil indfanges og udfylde hullet. Herved bliver indiumatomet negativt, men samtidig er der opstået et hul et andet sted i gitteret, nemlig der, hvor elektronen kom fra. En elektrisk strøm i en sådan krystal vil derfor blive ledet af huller, og denne krystalstruktur kaldes *p-Germanium*, hvor »p« står for positiv. Tilsvarende kaldes indiumatomet en »acceptor«, idet dets mission er at indfange eller acceptere elektroner.

acceptor

Rent Germanium, der forurenes med et pentavalent stof som Arsen, vil få et naturligt overskud af elektroner, og strømmen vil bæres af disse. Halvlederstoffet kaldes derfor *n-Germanium*, eller *n-type Germanium*.

Omvendt vil rent Germanium, der forurenes med et trivalent stof som for eksempel Indium, få et overskud af huller, der vil lede strømmen gennem krystallet. En sådan halvleder kaldes derfor *p-Germanium* eller *p-type Germanium*.



Når man taler om *pnp* eller *nnp* transistorer, som vi senere skal se på, er det altså *pnp* og *nnp* transistorens indre fysiske opbygning, der hentydes til. Alene dette viser, at det er nødvendigt at kende mere til mekanismerne inde i transistoren for at kunne bruge den i praksis end det var tilfældet i elektronrørenes tid. Derfor er det vigtigt at have de her omtalte begreber for øje, når vi sammenbygger *n*- og *p*-type Germanium til *dioder* og *p*- og *n*- og *p*-type Germanium til *transistorer*.

## Dioder

Som nævnt benytter man såvel *p*-type som *n*-type halvledermateriale, når man fremstiller dioder. Når vi derfor i det foregående beskæftigede os så indgående med de to materialetyper, var det for at få den fulde forståelse af, hvilke mekanismer der virker i rent og doteret halvledermateriale. I praksis anvender man meget sjældent helt rent Germanium eller Silicium, og heller ikke halvledermaterialet doteret til *p*-type eller *n*-type alene. De interessante egenskaber kommer først frem, når man anvender forskelligt doterede legemer i forbindelse med hinanden og danner de såkaldte *pn*- *pn*-overgang overgange.

## PN-overgange

Tænker man sig et stykke *p*-doteret og et stykke *n*-doteret Germanium anbragt således, at deres ene grænseflade støder sammen, er det ikke vanskeligt at forestille sig, hvad der vil ske – i det mindste rent umiddelbart. Det ene stykke Germanium er fyldt med frie elektroner, og det andet med frie huller, og der er til at begynde med god passage fra det ene stykke til det andet. Der vil derfor straks foregå en vandring af elektroner fra *n*-typen over i *p*-typen og omvendt for hullerne. Men denne proces vil dog ikke kunne løbe ret længe.

Den del, der indeholdt de frie elektroner, bliver jo nemlig nu berøvet en hel del af disse, således at ret mange atomer får en endelig positiv ladning udadtil – der mangler jo elektroner, der er negative. Yderligere bliver der fra det andet stykke Germanium indført en hel række huller, der hver medfører sin lille positive ladning. *n*-typen vil derfor hurtigt blive opladet til et positivt potential, medens *p*-typen tilsvarende bliver opladet til et negativt. Disse potentialer vil vokse i størrelse, indtil man når den grænse, at *p*-typens negative potential er så stort, at det frastøder de elektroner, der forsøger at passere ind i *p*-området, og tilsvarende *n*-typens positive ladning frastøder hullerne fra *p*-området. Vi har nu nået en ligevægtstilstand, hvor spændingsforskellen udbalancerer forskellen i hul- og elektronkoncentrationen i de to områder, og processen går da i stå. potentialer

Man kunne på dette sted standse op og spørge: »Den spændingsforskel, der tales om, kan man måle den?« Hertil må man svare, at det kan man ikke. Forbinder man et voltmeter over en diode, vil det intet udslag vise. Forsøger man imidlertid det samme med en elektronrørsdiode, hvor katoden jo til stadighed spyr elektroner mod anoden, bliver sagen en anden. Her har man en energikilde – katoden – og her kan man virkeligt med et rørvoltmeter måle omkring 1 volt spænding mellem katoden og anoden, hvor anoden naturligvis vil være den negative pol. I en halvlederdiode er der jo ingen indbygget energikilde. Hvis vi kunne måle spændingsforskellen, ville vi have lavet et perpetuum mobile – en evighedsmaskine – og det kan man naturligvis evighedsmaskine ikke.



Ser vi på figur 5.11, vil vi her finde ladningsfordelingen og potentialet henover *pn*-overgangen (grænseområdet mellem *p*-type og *n*-type halvleder). *p*-området til venstre ses at have et stort overskud af frie huller, medens enkelte elektroner befinder sig lige i *p*-siden af grænseområdet. Tilsvarende er der overskud af elektroner til højre, og et lille antal huller lige til højre for grænselinien. Længere inde i områderne kan de

**pn-overgang**

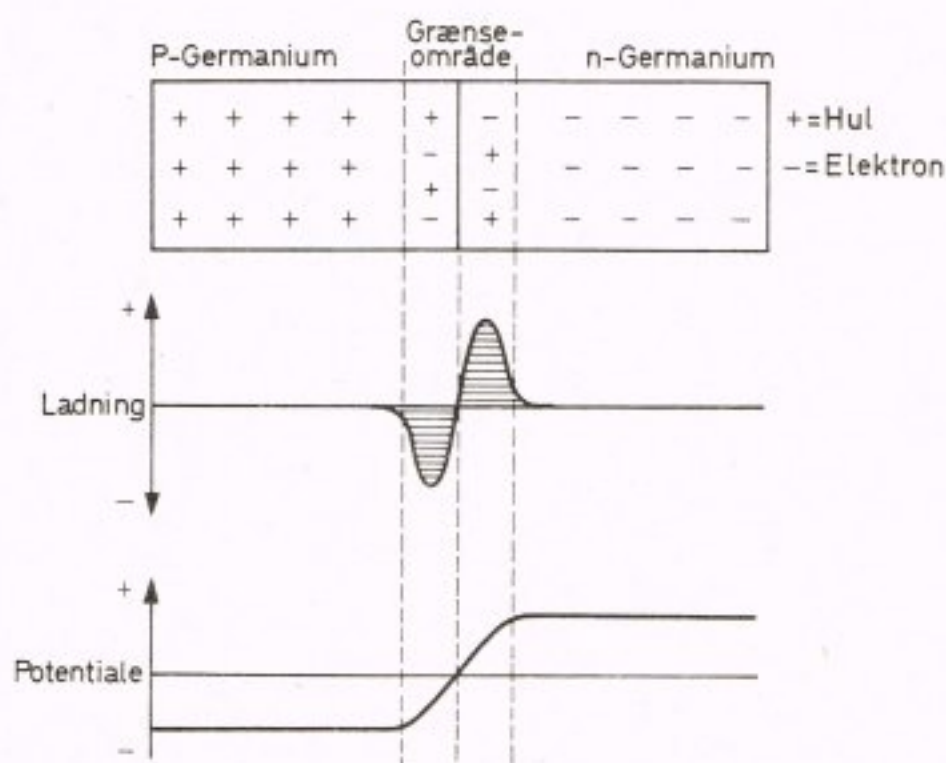


Fig. 5.11. Fører man p-doteret og n-doteret stof sammen, vil der dannes en *pn*-overgang. Nogle af hullerne fra *p*-området vil flyde over i *n*-området og omvendt, således at *p*-området vil blive negativt og *n*-området positivt. Disse ladninger vil bygge sig op, indtil der opstår ligevægt.

»forkerte« ladningsbærere ikke eksistere, idet sandsynligheden for at de opsluges af den modsatte art ladningsbærer bliver for stor. Denne opslugen – en elektron og et hul forener sig og forsvinder – er det, vi kalder *rekombination*.

**rekombination**

### Påtrykt ydre spænding

Vi har nu to stykker halvledere – en *p*-del og en *n*-del – der tilsammen danner en *pn*-overgang, og vi kender såvel ladningsfordelingen som potentialfordelingen. Nu skal vi finde noget at bruge *pn*-overgangen til. Vi forsøger at påtrykke en ydre spænding og se, hvad der så sker.

Lad os først lægge en ydre spænding over, der vil modarbejde den potentialforskel, der allerede bestod (men som vi altså ikke kunne måle). Vi lægger med andre ord plus til *p*-området og minus til *n*-området. Vi ser herved, at der vil gå en stor strøm gennem krystallen. Det skulle der også, hvis vi tænker nærmere over, hvad det er, vi gør. I krystallen byggede der sig en potentialforskel op, der forhindrede ladningsbærere (elektroner og huller) i at passere grænseområdet.

**påtrykt spænding**

Når vi pålægger en ydre spænding, der er stor nok til at nedsætte eller ophæve denne potentialforskel, kan der atter passere huller mod højre og elektroner mod venstre og videre ud gennem de ydre ledninger. Der kan derfor gå en strøm gennem krystallen, og hvis vi ikke passer på at begrænse denne strøm med ydre modstande, kan den blive så kraftig, at krystallen ødelægges grundet opvarmning.

En *pn*-overgang som her beskrevet, der får en ydre spænding påtrykt med en sådan retning, at det indbyggede potential modvirkes, så der kan passere strøm gennem krystallen, siges at være forspændt i sin *lederretning* eller *gennemgangsretning*. Man har givet den en sådan forspænding, at den frit kan lede en strøm. Dette ses til venstre i figur 5.12.

**gennemgangsretning**



Vendes den ydre spændingskilde, vil det indbyggede potential hjælpes og gøres kraftigere, og ingen ladningsbærere kan nu passere grænseområdet. Selv om den ydre spænding gøres stor, vil strømmen forblive nul, og det skal den også efter teorien. Der vil gå en meget svag strøm, der dog ikke er afhængig af den påtrykte spændings størrelse. Denne strøm skyldes de elektroner og huller, der dannes grundet tempera-

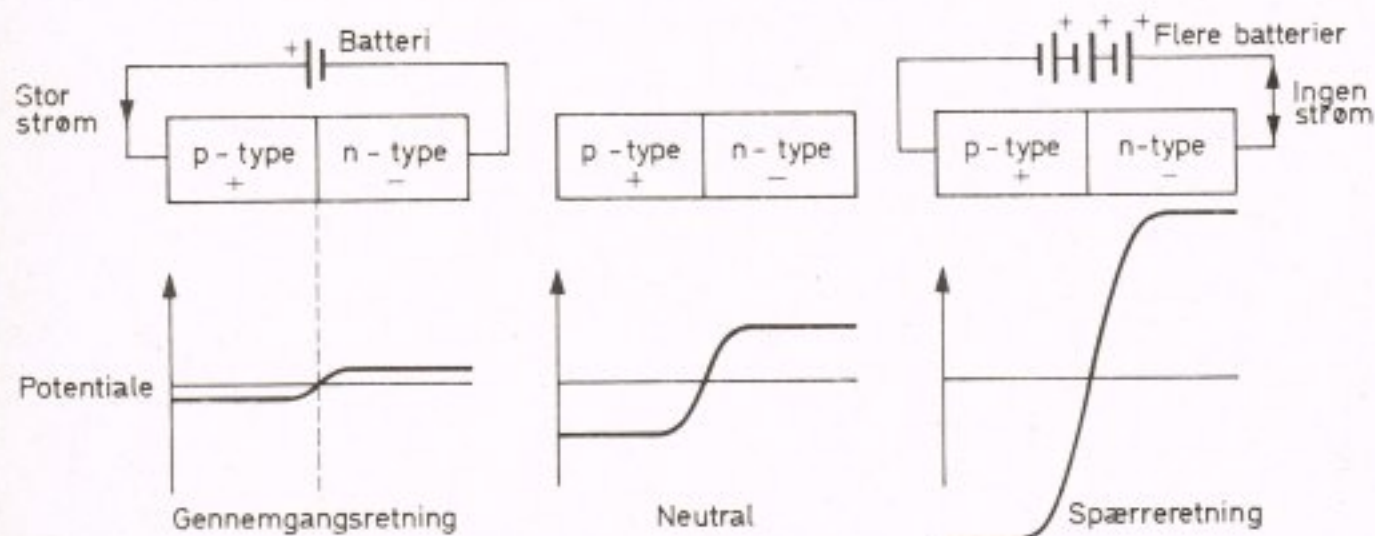


Fig. 5.12. Hvis man udefra påtrykker spændinger af forskellig retning, vil pn-overgangen vise sig at fungere som en diode – der kan kun løbe strøm igennem den i den ene retning.

turens indflydelse. Antallet af de herved skabte elektroner og huller afhænger ikke af halvlederens dotering, så at denne lille strøm – der kaldes *nulstrømmen* og betegnes  $I_0$  – faktisk kan regnes som det rene halvledermaterials ledning.

Jævnfør det ovenfor nævnte kaldes en *pn-overgang*, hvor det »indbyggede« potential hjælpes af den ydre spænding, forspændt i sin *spærreretning*, idet der ligger en ydre forspænding, der tvinger *pn-overgangen* til at spærre for strømmens passage. Dette ses til højre i figur 5.12.

Ligesom ved elektronrør taler man også for halvlederdiode – altså halvleder *pn-overgange* – om *katoder* og *anoder*. Terminologien er den logiske, at den terminal, hvortil den positive spænding skal sluttes, for at strømmen skal løbe, kaldes anoden, og den anden tilsvarende katoden. Derfor bliver *p-området* til diodens anode, og *n-området* til dens katode. Igen ligesom for elektronrør skal man lægge en ydre spænding af en vis størrelse over dioden, før der begynder at gå nogen strøm igennem den. Denne spænding, som vi skal se nærmere på under transistorerne, andrager for Germanium omkring 0,1 volt, medens den for Silicium er helt oppe på ca. 0,6 volt.

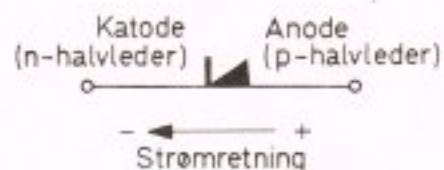


Fig. 5.13. pn-overgangen er en meget anvendt komponent i elektronikken – det er en diode – og den har derfor fået sin egen signatur. Dens positive terminal kaldes anoden og dens negative katoden.

Figur 5.13 viser halvlederdiodeens normale signatur. Katoden symboliseres ved en streg, og på mange praktiske dioder er denne streg tegnet uden på huset, så man kan se hvilken vej, dioden skal vende. Anoden vises som en stiliseret pil, der samtidig angiver den normalt benyttede strømretning fra plus til minus. Samtidig er *p-* og *n-*områderne angivet.

### Den praktiske diode

Som antyd det er ingen diode ideel, idet vi ved en *ideel diode* forstår en komponent, der ingen modstand har i lederetningen, og som har uendelig høj modstand i spærreret-



ningen. En sådan diode mener vi egentlig, når vi tegner signaturen fra figur 5.13, men denne findes ikke i praksis. Der vil altid være en vis seriemodstand i lederetningen og en vis lækmodstand i spærreretningen, så en praktisk diode vil i virkeligheden se ud som antydnet i figur 5.14. I serie med den ideelle diode sidder en lille *seriemodstand*  $R_s$ , der for eksempel kan være af størrelsesordenen 100 ohm, medens der parallelt med den sidder en stor *parallelmodstand*  $R_p$ , der ofte kan være mange Megaohm (millioner ohm); men den sidder der dog, og vil give anledning til en smule lækstrøm. Vi har allerede tidligere set på disse modstande. Seriemodstanden er simpelthen modstanden i halvledermaterialet, medens parallelmodstanden skyldes den strøm, de termisk (varme) dannede ladningsbærere giver anledning til.

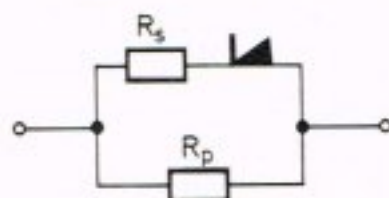


Fig. 5.14. I virkeligheden er en halvlederdioder naturligvis ikke ideel. Der er en smule modstand i gennemgangsretningen –  $R_s$  – og den har en vis lækmodstand –  $R_p$  – der vil lade en smule strøm passere i spærreretningen.

I praksis har en diode naturligvis også visse data, som fabrikanten har opgivet, og som man ikke må overskride. De vigtigste af disse er diodens *arbejdstemperatur* samt dens maksimale *spærrespænding*. Lad os først se på temperaturen.

**spærrespænding**

Når der går strøm gennem dioden, vil den blive opvarmet, da der ligger et vist spændingsfald over den, grundet seriemodstanden. Lad os sætte, at vi sender 1 ampère gennem dioden, og at der så vil ligge 0,5 volt over den. Dette svarer til, at vi opvarmer dioden med en effekt på 0,5 watt, og denne effekt vil afsættes som varme.

Når dioden bliver varmere, dannes der flere uønskede ladningsbærere, og bliver dioden for varm, ødelægges halvledermaterialet. For Germanium sætter man normalt grænsen ved 100°C, medens man for Silicium kan gå noget højere.

**max. temperatur**

Spændingsfaldet over dioden i gennemgangsretningen vil være nogenlunde konstant og uafhængigt af strømmen gennem den, så normalt plejer fabrikanterne at sætte en grænse på strømmen. I virkeligheden er det altså varmen, der ødelægger dioden. I diodens anden retning – i spærreretningen – er strømmen så lille, at den ingen skade kan gøre. Da hovedparten af spændingen imidlertid lægger sig over det ret smalle grænseområde (se figur 5.11) mellem *p*-området og *n*-området, vil der her dannes et elektrisk felt, der kan blive så kraftigt, at der simpelthen sker et gennemslag, hvorved dioden øjeblikkeligt ødelægges. Derfor er den anden vigtige parameter\* for dioder (og transistorer) den maksimale spænding, som *pn*-overgangen kan tåle i sin spærreretning. Denne er normalt for transistorer af størrelsesordenen 30 volt, men vil for eksempel for ensretterdioder ofte ligge på 600 volt eller højere.

### Dioden som ensretter

Ved at omtale *ensretterdioder* har vi allerede berørt én af de vigtigste anvendelser for dioder. Netspændingen for eksempel er jo en vekselspænding, og meget ofte ønsker man at ensrette denne og anvende den derved fremkomne jævnspænding i stedet. Hertil er dioden særdeles velegnet, da den jo kun tillader strømmen at gå igennem sig i den ene retning.

**ensretterdiode**

\*) En parameter er en uafhængigt variabel størrelse – for eksempel tiden.



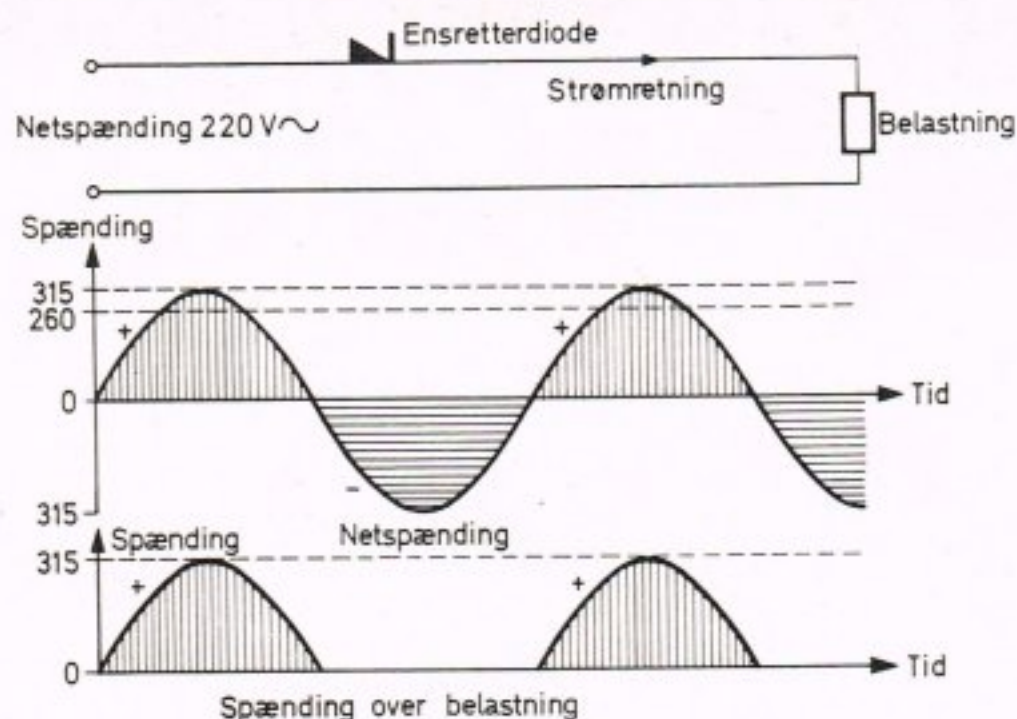


Fig. 5.15. Indsættes en diode i serie med netspændingen vil den sørge for, at kun de positive halvperioder når frem til belastningen.

Tænker vi os således netspændingen ført til en eller anden form for belastning gennem en diode, vil nettets sinussvingninger blive ensrettet på den måde, at kun de positive halvperioder når frem til belastningen. Figur 5.15 viser dette. Netspændingen svinger mellem  $+ 315$  og  $- 315$  volt efter en sinuskurve, men hver gang den er negativ, vil dioden spærre. Strømmen tillades kun passage, når spændingen er positiv. Over belastningen vil derfor kun komme de positive halvperioder, medens de negative skæres bort. Spændingen er således blevet *ensrettet* af dioden, og belastningen tilføres en såkaldt *pulserende jævnspænding* (der består af en række halvbølgeformede impulser). Hvis belastningen er en rent ohmsk modstand, vil strømmen gennem den følge Ohms lov, således at strømmen også bliver halve sinuskurver.

ensretning

### Dobbeltensretter

Hvis man ikke kan benytte en spænding, der pulserer så meget som i den lige omtalte enkeltensrettertype, kan man i stedet benytte en dobbeltensretter. Dette gøres nemmest i forbindelse med en transformer med midtpunktsudtag. Denne kan forsynes fra nettet på sin primærside, medens den for eksempel kan afgive 440 volt med midtpunkt på sin sekundærside – altså  $2 \times 220$  volt.

nettransformer

Virkemåden er nu den (figur 5.16), at transformerens midtpunkt bliver nul for sekundærsiden, og alle andre spændinger regnes ud fra dette midtpunkt *b*. Når spændingen i *a* er positiv, vil den være negativ ved *c*, idet dette punkt jo ligger i direkte modfase med *a*. Når spændingen ved *a* er positiv, vil diode 1 være forspændt i sin lederetning, og strømmen til belastningen vil derfor løbe gennem viklingen *ba*, gennem dioden 1, gennem belastningen selv, og tilbage til *b*. Dioden 2 vil være forspændt i sin spærreretning og følgelig ikke lede strømmen.

lede eller spærre

En halvperiode senere vil rollerne være byttet om. Da vil spændingen ved *a* være negativ og diode 1 derfor spærre. Spændingen ved *c* vil være positiv, hvorfor strømmen vil løbe gennem viklingen *bc*, videre gennem diode 2 og belastningen og tilbage til *b*.

Vi får med andre ord ved denne kobling en bedre udnyttelse af spændingen, idet vi ikke som før blot klipper hveranden halvperiode bort, men så at sige vender dem på hovedet, så vi udnytter begge halvperioder fra nettet. Den resulterende jævnspænding over belastningen bliver derfor højere, og pulsationerne bliver ikke så kraftige.



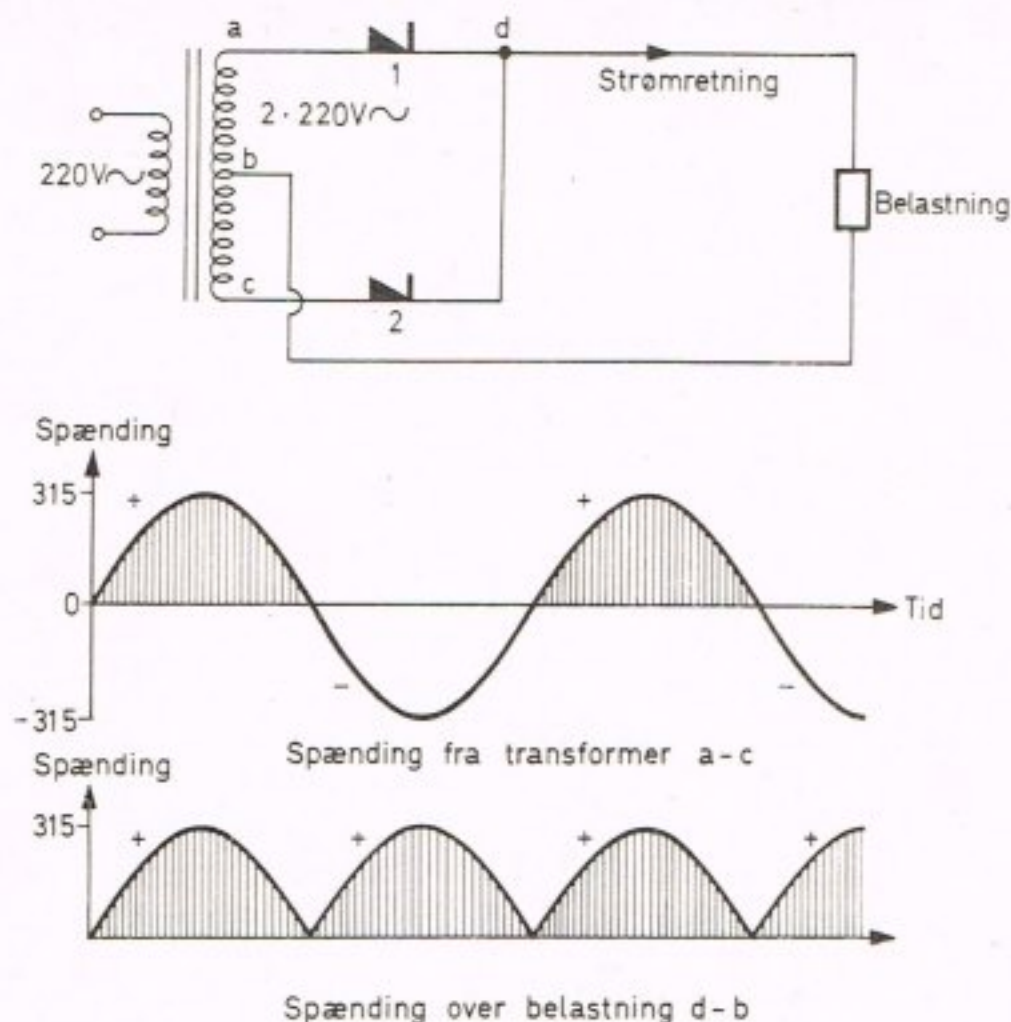


Fig. 5.16. Benytter man to dioder og en transformer med midtpunkt, kan man lede begge halvperioder til belastningen. Den ene vendes så at sige om, så spændingen bliver en pulserende jævnspænding.

Opstillingens ulemper er, at vi bruger én diode mere end før – hvilket ikke betyder så meget. Værre er det, at der kræves en spændingsforsyning med midtpunktsudtag som for eksempel en transformer med midtpunkt. Derfor er denne løsning dyrere end man normalt ønsker, hvorfor man i stedet kan bruge den såkaldte *brokoblede ensretter*.

**brokoblet ensretter**

### Graetz-kobling

Den brokoblede ensretter – eller *Graetz-koblingen*, – ses i figur 5.17. Her kan man klare sig helt uden transformer, hvis netspændingen ellers passer til ens formål, men til gengæld kræver opstillingen hele fire dioder. Disse koster dog kun en brøkdel af transformerens pris, så fordelene er indlysende.

**Gratz-kobling**

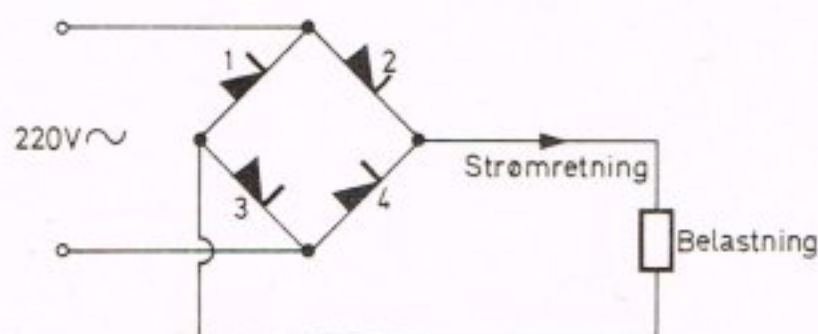


Fig. 5.17. Anvender man fire dioder kan man spare den specielle transformer. Til ethvert tidspunkt er to af dioderne ledende, medens de andre to spærrer.

Som før arbejder alle dioder ikke samtidigt, idet de her arbejder sammen to og to. Tænk vi os således at spændingen fra nettet er positiv øverst og negativ nederst, vil diode 2 lade den positive spænding passere til belastningens øverste terminal, medens diode 3 lader den negative spænding passere til belastningens nederste terminal. Strømmen vil derfor løbe fra nettets øverste terminal, gennem diode 2 til belastningen, videre gennem denne og diode 3 tilbage til nettet. Dioderne 1 og 4 vil begge befinde sig i deres spærretilstand.



Når netspændingen skifter polaritet, træder de to andre dioder til. Nu vil nettet være negativt foroven, hvorfor diode 1 vil lede til belastningens nederste terminal, medens diode 4 vil lede til den øverste. Strømmen løber derfor fra nettets nederste terminal, gennem diode 4 og belastningen, videre gennem diode 1 og tilbage til nettet.

De resulterende kurveformer vil være identiske med de, vi fandt for dobbeltensretteren, hvorfor der henvises til figur 5.16.

### Dioder til andre formål

Udover ensretterformål kan dioder anvendes til talrige andre formål. Vi har her kun beskæftiget os med rene net-ensrettere, men dioder benyttes ligeledes i modtagere til at ensrette de signaler, der er forstærket op i høj- og mellemløfrekvenskredsene, således at det oprindelige modulerede højløfrekvenssignal bliver til et hørbart lavfrekvenssignal.

I regnemaskiner anvendes dioder i udstrakt grad til såkaldte *logiske formål*, idet **logik** man anvender diodens ledende og spærrende funktion til at dirigere impulser til de steder i maskinen, hvor de skal anvendes.

Vi skal se på sådanne anvendelser, efterhånden som vi når til dem. Forinden går vi over til at se lidt nærmere på et andet vigtigt halvlederelement – transistoren.

### Transistoren

Medens vor første elektroniske komponent – dioden – nok var fremstillet af halvledermateriale, må den dog stadig betegnes som en passiv komponent, idet den ikke i sig selv har nogen forstærkende effekt. Anderledes med transistoren – denne fremstilles af samme grundstoffer og efter de samme retningslinier, men den har den egenskab fremfor passive komponenter, at den kan *forstærke* et tilført signal – den er med **forstærkning** andre ord vor første aktive komponent.

En transistor fremstilles på nogenlunde samme måde som en diode, idet man anvender Germanium eller Silicium, der er doteret med Arsen eller Indium til henholdsvis *n*-type eller *p*-type halvledermateriale. Men hvor vi til en diode kun brugte to stykker materiale, nemlig ét *n*- og ét *p*-doteret lag, bruger man til at fremstille en transistor tre stykker, der sammensættes i rækkefølgen *pnp* eller *nnp*, alt efter hvilken transistortype, man ønsker at lave.

Da det er det mest almindelige at forklare virkemåden for *pnp*-typen, vil vi også gøre det her, idet det er ganske nemt at drage de tilsvarende konklusioner for den modsatte type. Alt, hvad man behøver at vide, før man for alvor skal til at arbejde med transistorer i praksis, er, at en *pnp*-type er fremstillet til at arbejde fra en spændingsforsyning, hvor den positive terminal ligger til stel, medens *nnp*-typen har minus til stel, ligesom elektronrør. Denne lille forskel skulle dog ikke kunne volde nogen vanskeligheder i praksis.

### Forholdene i krystallen

Figur 5.18 viser skematisk et snit gennem en transistor. Analogien med dioden ses klart, idet hver ende af transistoren faktisk kan opfattes som en diode. Der er med



andre ord tale om to modsat rettede dioder, der har den ene type halvledermateriale fælles.

Hvis vi begynder i venstre side, kommer vi først til et  $p$ -område og derefter til et  $n$ -område, ganske som ved dioden. Det ny er, at efter dette  $n$ -område kommer der endnu et  $p$ -område, der er sat sammen med  $n$ -området på ganske samme måde som det første  $p$ -område.

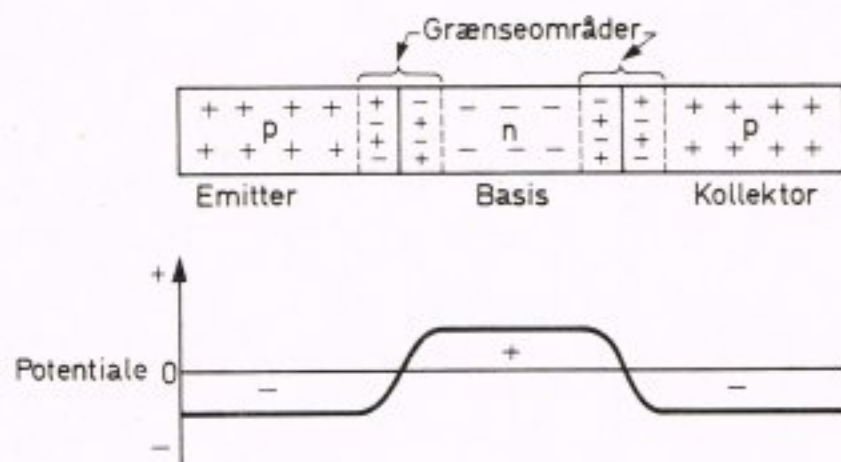


Fig. 5.18. Forbinder man tre stykker halvledermateriale sammen gennem to pn-overgange får man en transistor. Mekanismen ses at være meget lig diodens.

Vi kan derfor betragte forholdene ved hjælp af den samme figur, som vi anvendte ved forklaringen om dioden, nemlig figur 5.11. Også her vil der blive en transport af huller fra venstre mod højre og elektroner fra højre mod venstre indtil der oparbejder sig potentialer, der forhindrer videre »krydsning over grænsen«, der også kaldes **diffusion**.

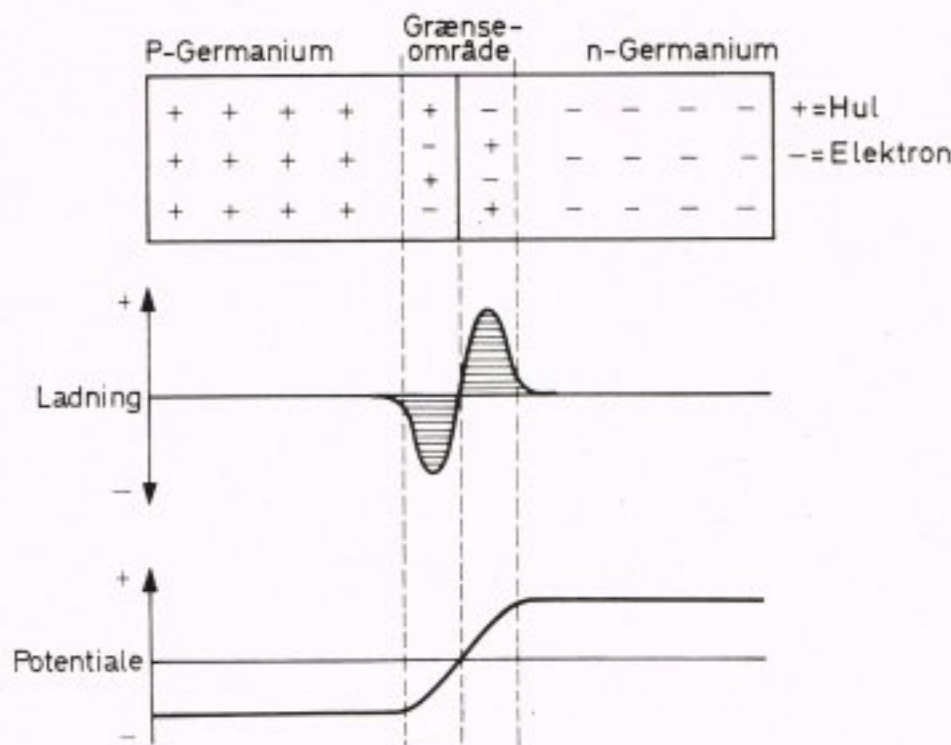


Fig. 5.11. Se også side 72.

Det midterste område,  $-n-$  vil her blive omgivet af et grænseområde til begge sider, således at begge de to yderste  $p$ -områder vil pumpe huller ind mod midten. De deraf følgende potentialer vil dog naturligvis ikke blive større end før, idet der jo vil oparbejde sig den samme balance. Dette vises i figur 5.18. Som det ses, en helt symmetrisk struktur.

Af nemhedsgrunde giver man de tre områder andre navne, end man gjorde for dioderne. Her talte man jo om en anode og en katode ligesom indenfor elektronrørsteknikken; men der havde man jo også en umiddelbar ækvivalent. Forskellen mellem en transistor og en triode er så stor, at man har valgt en helt anden terminologi. Således kalder man området til venstre i figur 5.18 for transistorens *emitter*, midter-



området for *basis*, og området til højre for *kollektoren*. Vi skal senere vende tilbage til disse navnes opståen – de vil alle vise sig at være særdeles logiske – men nu vil vi blot anvende dem som rene navne.

### Forspændinger

Vi vil begynde med at påtrykke transistoren spændinger udefra, ligesom vi gjorde det for dioden, og vi vil lægge basis på nul-potentiale, medens emitteren gøres positiv og kollektoren negativ i forhold hertil. Hvad vil der nu ske?

Det bemærkes straks, at ved denne polarisering vil den diode, der ligger mellem basis og emitter, blive forspændt i sin gennemgangsretning, medens basis-kollektordioden bliver forspændt i spærreretningen. Der vil derfor løbe strøm i emitter-basis-dioden, men ingen strøm i basis-kollektordioden. Er det korrekt?

Nej, det er mærkeligt nok ikke korrekt! Skønt basis-kollektordioden er forspændt i sin spærreretning, vil der flyde en strøm igennem den, der er næsten lige så stor som den, der løber gennem den anden diode. Dette er faktisk mærkeligt, så det må vi undersøge lidt nærmere.

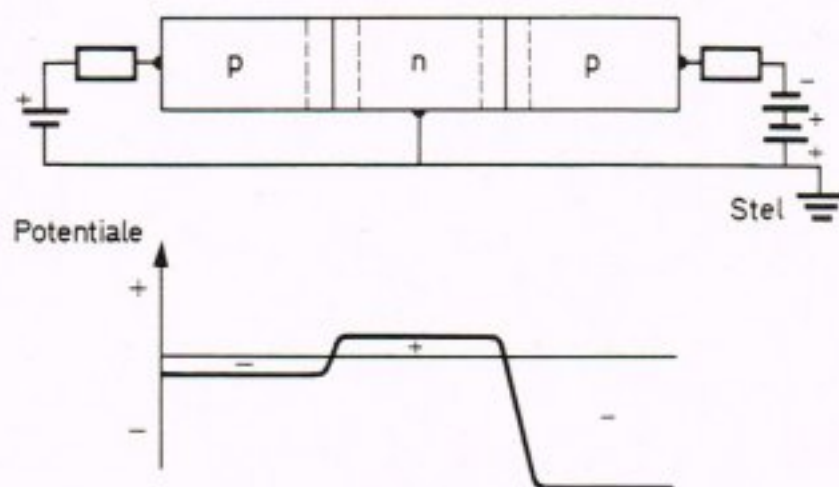


Fig. 5.19. Når transistoren arbejder normalt vil den ene diodestrækning være forspændt i sin gennemgangsretning (til venstre) og den anden i sin spærreretning (til højre). Alligevel er strømmen gennem de to dioder næsten ens!

Grunden skal søges i den måde, strømmen løber gennem emitter-basisdioden på. Dette foregår ved, at der sendes et meget stort antal huller ind i basis fra emitteren, og disse huller vil fortsætte direkte henover basislaget og nå frem til grænseområdet mellem basis og kollektoren. Denne ligger, som vi husker, på et negativt potentiale i forhold til basis, og derfor vil de huller, der når frem til grænseområdet, blive trukket over i kollektorområdet af et stærkt elektrisk felt. Kun en ringe del af hullerne vil løbe ud af basisområdet gennem basistilledningen, og hvis basisområdet er tilstrækkeligt smalt, vil kun en mindre del af hullerne forsvinde ved rekombination\*. Derfor vil kollektorstrømmen blive næsten lige så stor som emitterstrømmen, og således forklares det tilsyneladende paradoks, at der løber en stor strøm gennem en baglæns forspændt *pn*-overgang.

I figur 5.19 vises potentialeforholdene i transistoren. Som for dioden ligger der en vis spænding hen over grænseområderne, og man ser tydeligt, at vi har med både den ledende og den ikke-ledende diode at gøre. Imidlertid så vi, at også den baglæns forspændte diode kunne bringes til at lede ganske udmærket, og dette viser, at vi ikke kan lave en transistor blot ved at forbinde to dioder sammen.

Transistorens symbol er gengivet i figur 5.20. Det skal siges med det samme, at

\* Rekombination – en elektron og et hul stoder sammen, hvorved begge forsvinder.



dette blot er ét af mange symboler, der er fremkommet i tidens løb; men vi synes, det er det mest illustrative og samtidig ét af de pæneste, hvorfor det vil blive benyttet fremover. Figuren viser såvel symbolet for *pnp* som for *npn* transistorer, og den eneste forskel er, at emitterpilene vender hver sin vej. Pilene symboliserer strømmens retning, og man forstår, at ved *pnp* transistoren (hvor emitteren forbindes til plus) går strømmen gennem emitteren og basis til kollektoren. Altså fra plus til minus. Ved

**emitter eller  
kollektor til plus**

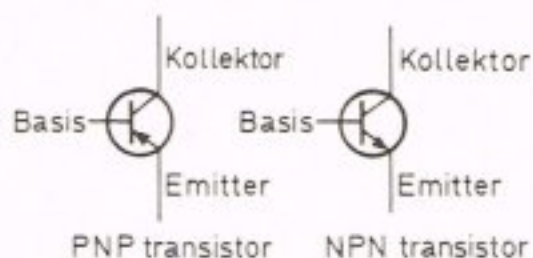


Fig. 5.20. Transistorer fremstilles både som *pnp* (plus til stel) og som *npn* (minus til stel). De tre elektroder har samme navne for de to udgaver – emitter, basis og kollektor.

*npn* transistoren, hvor det er kollektoren, der ligger til plus, vises strømmen som løbende fra kollektoren til emitteren. Det kan for så vidt være ligegyldigt, men huske-reglen er jo rar at have!

### Navne

Det blev før nævnt, at transistorens elektroder havde navne med en logisk hentydning til deres funktion. Dette skal vi lige kikke nærmere på.

*Emitteren* sad længst til venstre i vor skematiske tegning af transistoren i figur 5.18. Samtidig tænkte vi os, at vi sendte strøm ind i transistoren gennem emitteren, og heraf kommer netop navnet. At emittere betyder at *udsende*, og emitteren er netop den elektrode, hvorfra strømmen (hullerne) sendes ind i halvlederkrystallen.

*Basis* var navnet for den del af krystallen, der sad i midten, og som man forbandt til stel eller nul. Denne elektrode er derfor det grundlag, man arbejder ud fra; altså netop »basis«.

*Kollektoren* var navnet på den højre side af krystallen. Vi kender den gammeldags kollekt i kirkerne: man samlede ind i menigheden. Kollekt betyder altså *indsamle*, og det er i al sin enkelhed funktionen. Kollektoren indsamler de huller, der passerer gennem basislaget.

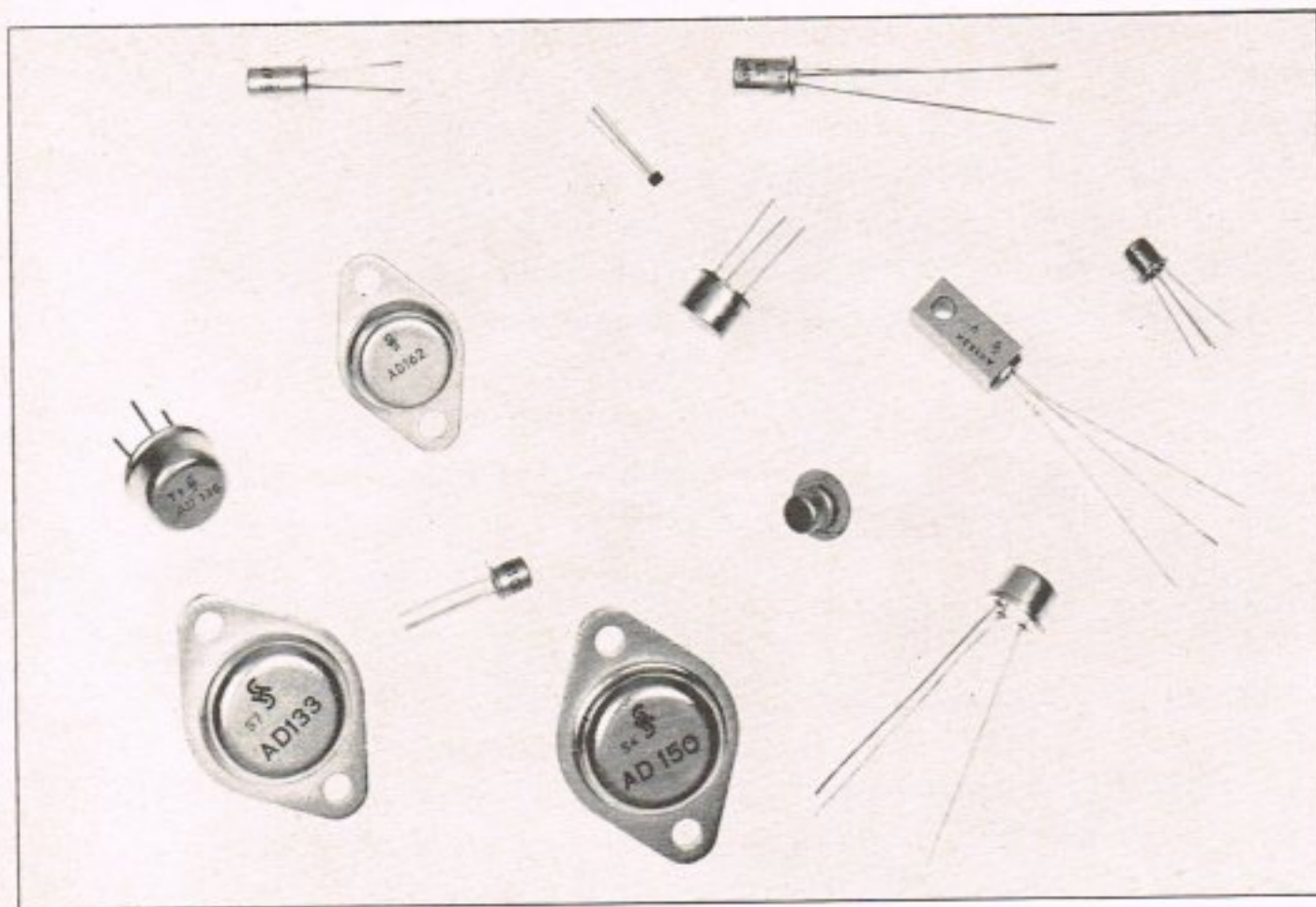
### Maksimale data

Ligesom for dioder opgives der for transistorer visse maksimale data, som man ikke må overskride, hvis man ønsker at arbejde indenfor det område, hvor fabrikanten garanterer for transistorens sikkerhed. Ligesom for dioder er de vigtigste parametre den temperatur, transistoren opvarmes til, samt den spænding, man lægger over de to diodestrækninger.

Varmen i transistoren dannes af den strøm, der passerer igennem den; men da den ene af diodestrækningerne, nemlig basis-kollektordioden, er forspændt i sin spærre-retning, vil der ligge en langt større spænding over denne diode, end den halve volt, vi regnede med for vore ensretterdioder. Over en transistors basis-kollektordiode ligger der ofte spændinger på 30 volt eller mere, således at den varme, der afsættes i transistoren, kan blive ganske betydelig.

Regner vi således med en strøm på 1 ampère, vil der med de 30 volt afsættes en effekt på ikke mindre end 30 watt! Retfærdigvis må det dog siges, at det naturligvis kun er i specielle tilfælde, vi afsætter så store effekter i transistorer, – og det vil i så





Transistorer findes i et væld af forskellige mekaniske udførelser – men indeni ligner de hinanden meget.

fald altid være transistorer, der er specielt beregnet hertil, og som bliver kølet ved hjælp af en eller anden form for kølelegeme. I de fleste tilfælde vil man ikke komme op i nærheden af den varme, transistoren kan tåle. Det kan således nævnes, at man ofte lader de første transistorer i en forstærker trække en strøm omkring 0,1 milliampère, og hvis der ligger en spænding over transistoren på for eksempel 5 volt, vil den afsatte effekt derved blive  $\frac{1}{2}$  milliwatt. Denne effekt er naturligvis så lille, at man overhovedet ikke kan mærke, at transistoren opvarmes.

Spændingen over transistoren var den anden vigtige parameter, man skulle passe på. For transistorer regner man altid med den fulde spænding, der ligger fra emitter til kollektor, men da den ene af dioderne i serieforbindelsen – emitter-basisdioden – jo er forspændt i sin gennemgangsretning, og spændingen over denne derfor næppe er større end 0,5 volt, vil hele spændingen i praksis ligge over basis-kollektordioden. Denne er en normal *pn*-overgang, og den kan derfor ikke tåle vilkårligt store spændinger uden at *slå igennem*. Fabrikanten vil altid opgive den maksimale kollektorspænding, og denne opgivelse skal man holde sig nøje efterretteligt – ellers går det galt!

Nu må man imidlertid ikke tro, at selv om man forsyner sin transistor fra en spændingskilde, hvis spænding ligger lavere end transistorens såkaldte nominelle spænding, så er man på den sikre side. I mange opstillinger kan der af kredsløbet selv skabes højere spændinger. Dette gælder således altid, når kollektorbelastningen består af en selvinduktion som for eksempel en højttalertransformer eller et relæ. I så fald kan der dannes spændinger, der er mange gange højere end batterispændingen. Vi vil senere vende tilbage til dette forhold.

### Hvordan kontrollerer man en transistor?

Ikke helt sjældent står man overfor en bestemt situation: det kredsløb, som man netop har opbygget, virker ikke; hvad er grunden? Er det en monterings- eller beregningsfejl, eller er én af transistorerne defekte? Transistorerne lader sig heldigvis



kontrollere ved så simpelt et instrument som et ohmmeter, idet man blot afprøver diodetrækningerne. Men lad det være sagt med dette samme: en transistorfejl er vel nok den mindst sandsynlige, idet en transistor faktisk er en robust lille skabning, som man ikke sådan lige tager livet af. Der skal undertiden forbavsende krasse midler til.

ohmmeterkontrol

Med et ohmmeter måler man først fra kollektor til emitter, idet man efter den første måling vender tilledninger, så man får målt »begge veje«. Dette er blot en indledende kontrol for at være helt på den sikre side. Der skal naturligvis være meget stor modstand ved denne måling.

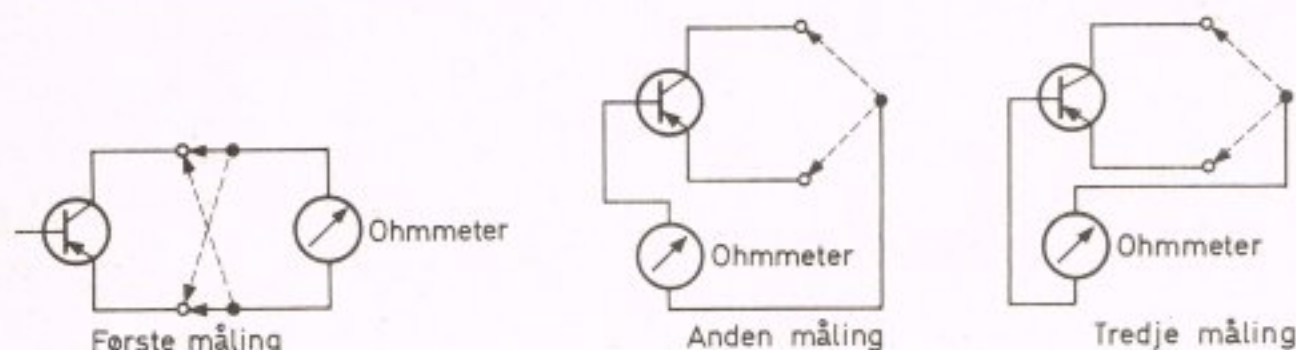


Fig. 5.21. Man kan med et almindeligt ohmmeter måle, om en transistor er »brændt af«. Man kontrollerer simpelthen de to diodetrækninger.

Dernæst forbinder man ohmmetrets ene terminal til basis og måler med den anden først til emitter og så til kollektor. Se figur 5.21. Da man herunder ved begge målinger måler »samme vej« gennem de to diodetrækninger, skal man enten få en lav ohm-værdi eller en meget høj ohmværdi ved begge målinger.

Derpå forbinder man ohmmetrets anden terminal til basis, og måler igen til både emitter og kollektor. Nu måler man gennem begge dioder med den modsatte forspænding fra ohmmetret, således at hvis man før fik en høj ohmværdi ved begge målinger, skal man nu få en lav og vice versa. Under disse målinger skal transistoren naturligvis være loddet ud af kredsløbet.

Hvis man får værdier som her skitseret, virker begge transistorens diodetrækninger, og der er meget lidt sandsynlighed for, at transistoren er defekt. Hvis målingerne derimod ikke forløb på denne måde, må transistoren mistænkes. Er der for eksempel »forbindelse« begge veje gennem basis-kollektordioden, vil der være al mulig grund til at tro, at transistoren er ødelagt.

Man må huske på, at selv om transistorer er robuste, så kan de naturligvis ødelægges, og det er meget sjældent samme dramatiske affære som at ødelægge et elektronrør. En transistor kan slå igennem i løbet af en brøkdel af et millisekund, og ofte kan man hverken høre eller se, at der sker noget.

## Transistorfremstilling

Det har været nævnt, at en transistor ikke kan fremstilles ved, at man blot forbinder to dioder sammen. Forbindelsen mellem de to diodetrækninger skal være af en anden udformning, og vi skal ganske kort omtale, hvordan man fremstiller en moderne transistor.

Da fremstillingen af Silicium *npn* transistorer er den nemmeste at forstå, vil vi forklare en sådan transistors tilblivelse; idet man dog må huske på, at fremstillingen af en transistor er en særdeles kompliceret affære, der kræver teknisk apparatur for flere millioner kroner. Hvis vi derfor kommer til at forenkle problemerne en smule, er dette gjort af hensyn til overskueligheden. Transistorer, der fremstilles som her skitseret, kaldes *Silicium planar transistorer*.

planartransistor

Processen begynder med fremstillingen af en én-krystal af siliciummateriale i form



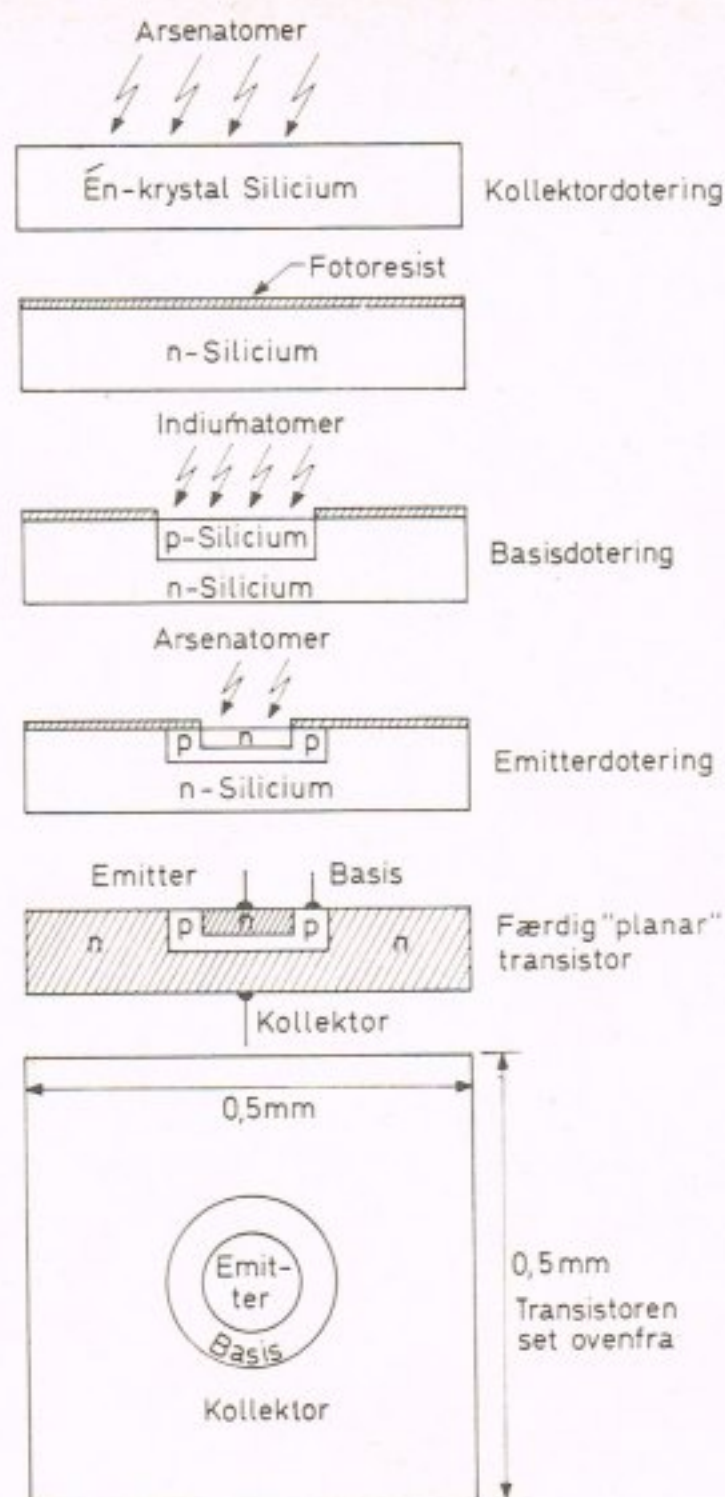


Fig. 5.22. En Silicium planar transistor egner sig glimrende for automatiseret massefremstilling, idet der ofte fremstilles flere tusinde af dem på én gang. Detaljerne er gennemgået i teksten.

af en stang, der er omkring 1 tomme i diameter, og som kan være 10 til 20 cm lang. Denne stang skærer man i tynde skiver på en slags pålægsmaskine, og derpå fører man skiverne gennem en ovn, der er opvarmet til omkring  $1200^{\circ}\text{C}$ . I denne ovn findes en ganske speciel atmosfære, idet man under varmeprocessen indfører de urenheder, man vil diffundere ind i skiven – i første omgang arsenatomer. Når man kender ovnens temperatur samt den mængde Arsen, der findes i luften, kan man ganske nøje beregne, hvor mange urenhedsatomer, der tilføres skiverne. Man ved derfor, hvor kraftigt man doterer hver enkelt skive, og da man i første omgang doterer med Arsen, bliver skiverne til *n*-Silicium. Se figur 5.22.

Efter denne diffusionsproces oxiderer man skivernes overflade, idet Siliciumoxid virker beskyttende mod atmosfæren. Man kan nu roligt udtage *n*-Silicium skiverne fra ovnen.

Derpå hælder man en væske, der hedder *fotoresist*, over skiverne. Denne væske er nogenlunde den samme, man bruger på fotografiske film, og man vil også belyse skiverne på samme måde, som man belyser et fotografisk papir.

Det negativ, man benytter, er en tegning af transistorernes baser, og når man har belyst og fikseret skiverne med disse billeder af baserne, fjerner man resisten, der hvor

1. dotering

fotoprocessen



baserne skal være. Man må huske på, at en transistor er meget lille, og der kan være mange hundrede på en skive med én tommes diameter.

Man anbringer nu skiven i en ætsende væske, og ætser på denne måde gennem siliciumoxidlaget der, hvor man ønsker at anbringe sin basis. Så indsættes skiven atter i ovnen, hvor atmosfæren denne gang er fyldt med acceptorstof, nemlig Indium. Indiumatomerne vil nu diffundere ned i siliciumskiven gennem det »vindue«, man har lavet til basis, og når man doterer tilstrækkeligt kraftigt, vil indiumdoteringen »overdøve« den tidligere arsendotering, hvorved krystallen på det bestemte område vil skifte over fra at være *n*-type til at blive *p*-type. Man oxiderer igen og kan derefter roligt udtage skiven fra ovnen til videre bearbejdning.

## 2. dotering

Ved endnu en fotoproces og en efterfølgende ætseproces frembringer man atter et »vindue« gennem oxidlaget ned til siliciumskiven. Dette vindue skal denne gang anvendes til at fremstille transistorernes emittere. Det foregår på samme måde som tidligere for baserne: det Silicium, der ligger umiddelbart under vinduet, er nu af *p*-typen, men for at kunne danne emitter skulle det have været *n*-type. Det klares atter ved en diffusionsproces, men denne gang endnu kraftigere, end da man lavede basis. Atter er det naturligvis Arsen, man diffunderer med, og ved denne kraftige diffusion bliver *p*-stoffet atter til *n*-stof. Således undergår den del af krystallen, der ender med at blive emitter i transistoren, tre diffusionsprocesser, idet det starter som neutralt Silicium, hvorefter hele krystallen doteres til *n*-materiale. Ved basisdiffusionen forandres det til *p*-typen, for endeligt igen ved emitter-diffusionen at gå tilbage til *n*-tilstanden.

## 3. dotering

Hele dette indviklede forløb kan være en smule vanskeligt at følge med i; men de medfølgende figurer skulle kunne klare problemerne. Måske er selve diffusionsprocessen det mest mystiske og det sværeste at forstå. Det vil så sikkert hjælpe at tænke

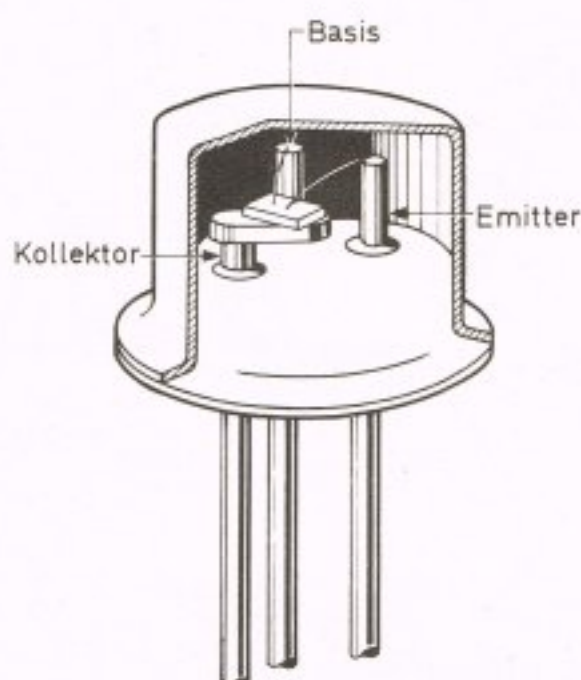


Fig. 5.23. Et kik ind i et normalt transistorhus af metal. Hele siliciumskiven bæres af kollektorbenet, og de to andre terminaler er ført ud ved fint påsvejste guldtråde.

på acceptor- og donor-atomerne i ovnen som fritbevægelige partikler i luft – som for eksempel røgen fra en cigaret. Til at begynde med vil røgen stige jævnt op fra cigaretten; men det skyldes udelukkende, at røgpartiklerne bæres til vejrs af den luft, som cigarettens glød har opvarmet. Kort efter vil partiklerne være jævnt fordelt over hele værelset, og således går det også i siliciummaterialet. Fremmedatomerne kan vandre rundt i materialet med en betydelig hastighed, og i løbet af kort tid vil de



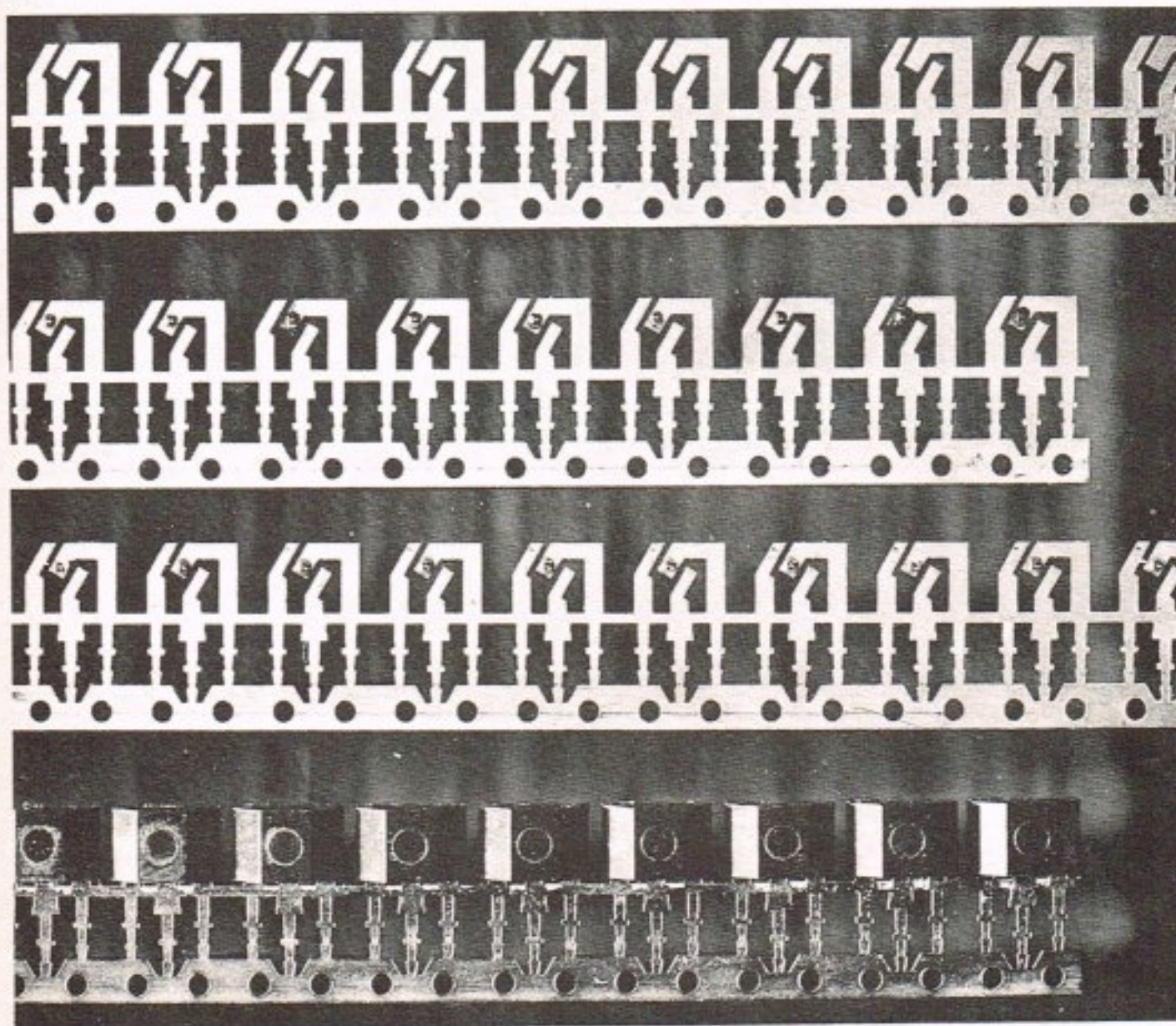


Fig. 5.24. Moderne plastkapslet transistor, specielt egnet for automatisk fremstilling. Øverst ses benene, der ligner de enkelte tænder i en kam. Derpå svejdes transistoren, således at kollektoren får forbindelse til ét af benene, hvorefter emitter og basis forbindes til de to andre ben ved tynde guldtråde. Hele herligheden indkapsles nu i plast, og først til allersidst skæres benene fri. Transistoren er nu klar til slutkontrol og mærkning.

have fordelt sig fuldstændig jævnt i hele krystallen. Det er det man udnytter, når man til at begynde med doterer hele krystallen til *n*-materiale.

Senere ved basis- og emitterdiffusionerne udnytter man partiklernes indtrængningshastighed i krystallen. Man diffunderer en ganske bestemt tid, og så véd man, at partiklerne netop er trængt så og så mange tusindedele millimeter ind i krystallen.

Processerne må overvåges med den største omhu. Diffusionerne får kun lov til at forløbe netop så længe, at den korrekte dybde er nået, og denne skulle gerne rammes med en nøjagtighed omkring  $1\ \mu$  eller én tusindedel millimeter.

Et lille indtryk af nøjagtigheden får man også, når man hører, at de enkelte transistorers emittere kun måler omkring  $1/100 \times 1/100$  mm eller  $10 \times 10\ \mu$ . Hele transistoren er kun omkring  $\frac{1}{2} \times \frac{1}{2}$  mm, så det er helt utrolige nøjagtigheder, der kræves.

Det er imidlertid store mængder transistorer, der fremstilles på én gang, hvis det hele går godt. Hver skive giver mindst fem hundrede transistorer, og man har været oppe på flere tusinde på den samme skive.

Endnu medens transistorerne sidder sammen på skiven kontrolleres de ved at man måler deres vigtigste data. Herefter mærkes de defekte enheder op, så man senere sparer arbejde ved at kassere disse efter først at have bygget dem ind i et hus. Figur 5.23 viser et typisk transistorhus.

Skiven ridges derefter med en slags glarmesterdiamant på langs og på tværs, hvorefter den brækkes i stykker i de enkelte transistorer. Disse svejdes nu til et kraftigt metalstykke, der danner kollektorbenet, og der svejdes meget fine guldtråde til basis-



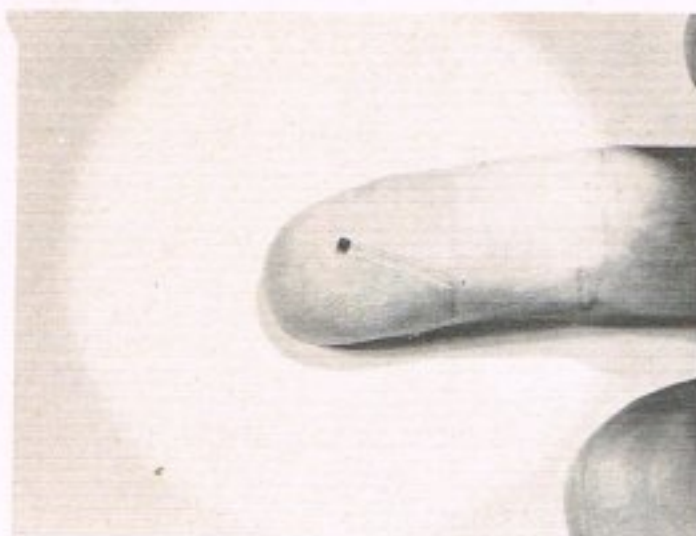


Fig. 5.25.

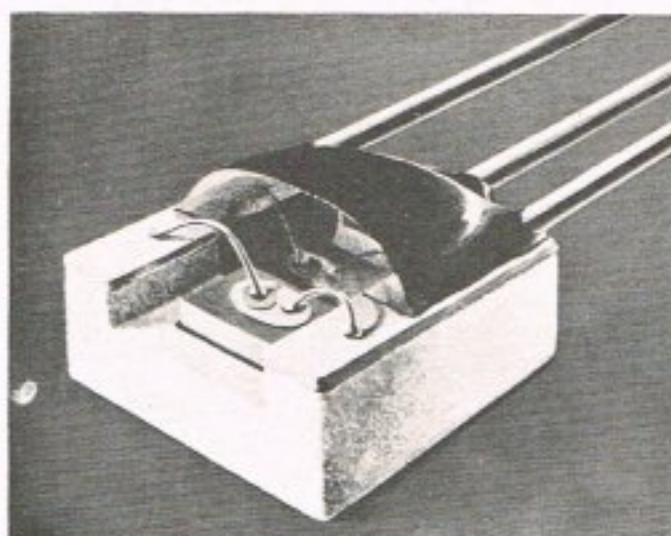


Fig. 5.26.

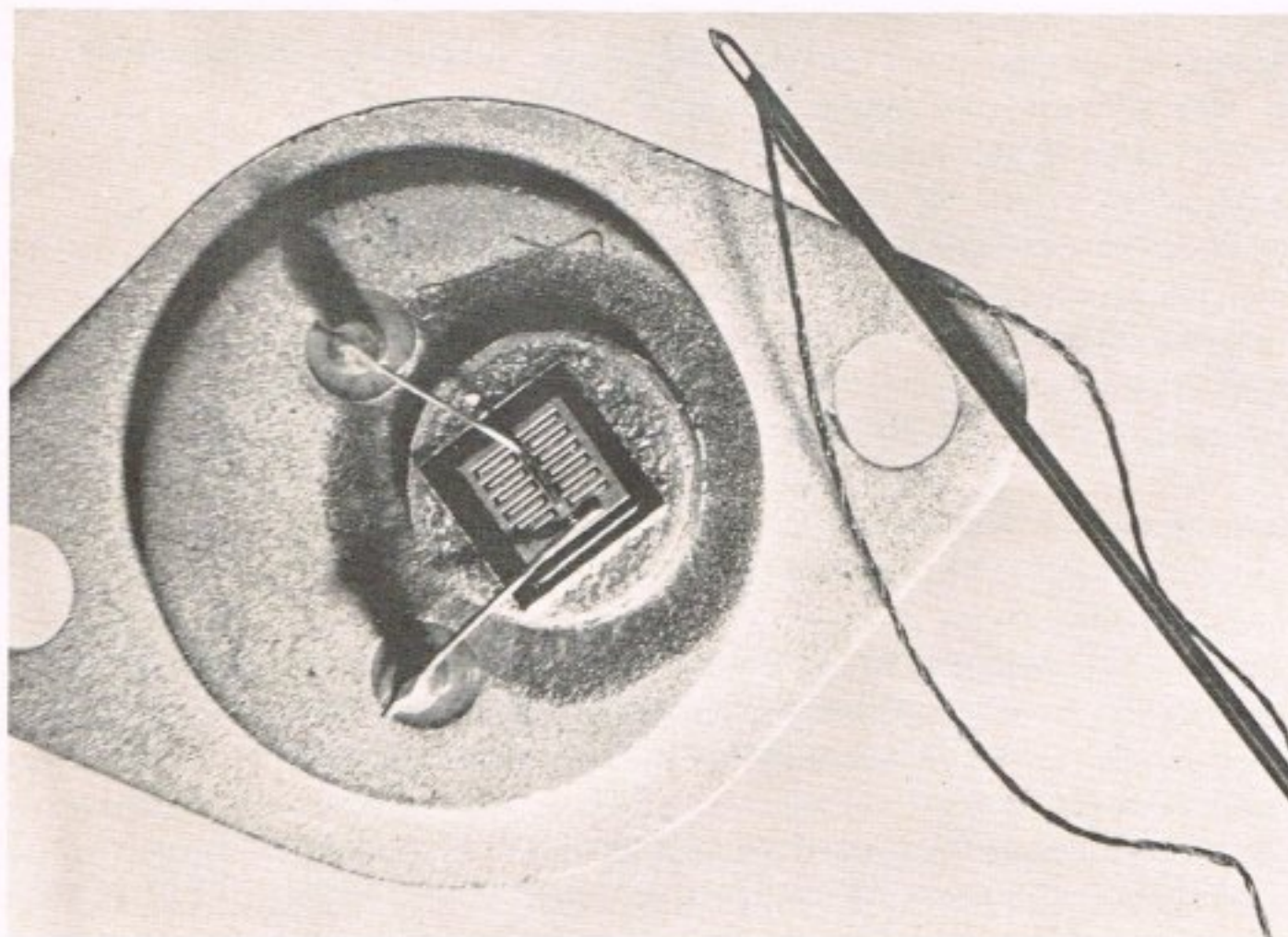
Fig. 2.25. En af de mindste transistorer, som man praktisk kan arbejde med. De laves meget mindre endnu!

Fig. 5.26. Transistorens indre med de tynde guldtråde. Det er mikroskoparbejde af fineste kvalitet, der her præstere.

og emitter-ørerne. Den anden ende af disse tråde svejses til de udgående basis- og emitter-ørerne, hvorefter hele transistoren med ben indstøbes i en plasticmasse. Herefter afprøves den således færdige transistor endnu en gang, hvorefter den i den automatiske målemaskine forsynes med den nødvendige farvekodning. Transistoren er nu færdig til pakning og forsendelse. Figur 5.24 viser de forskellige skridt. Øverst ses benene, derpå er transistoren påsvejet, dernæst svejses basis- og emitterforbindelser, og nederst ses den færdigt indkapslede transistor.

Det er selvfølgelig en lang vej, en transistor har måttet igennem, før den som færdig enhed kommer ud fra fabrikken. Det kan derfor godt undre, at man ved gennemmåling af en større serie ikke alene finder, at disse er ens indenfor forbavsende snævre specifikationer, men yderligere ser dette faktum under den synsvinkel, at man her står med et virkeligt kompliceret stykke elektronik i hånden – og så koster en sådan transistor måske kun to kroner eller mindre. Det skyldes naturligvis masseproduk-

indkapsling



Lidt »indmad« i en silicium-transistor. Den ydre »kammer« er emitteren, og den indre er basis-laget.



tionen, som man har kunnet starte indenfor dette felt. Vi har derfor i det følgende valgt, at omtale en transistortype, der virkelig lader sig masseproducere med udbyggede automatiske metoder.

Figurerne 5.25 og 5.26 giver et godt indtryk af, hvor små dimensionerne i en transistors indre er. De to figurer viser den samme transistor set udefra og i gennemskåret model. Målene på transistor med hus er  $1,5 \times 1,5 \times 0,9$  mm.

huset



**Thomas Alva Edison** – amerikansk opfinder. Født den 11. februar 1847 i Milan, Ohio – død den 18. oktober 1931 i West Orange, New Jersey.

Edison arbejdede i sine unge år med forbedringer af telegrafene, idet han prøvede at sende flere meddelelser samtidigt over én telegraftråd. Dette lykkedes, og Edison gav sig i kast med nye opgaver. I 1877 opfandt han **fonografen** – en »talemaskine« – der solgtes til næsten alle Jordens lande. Musik og tale kunne indspilles på en voks- eller lakvalse, der kunne bruges igen og igen!

Fra hans laboratorium i **Menlo Park** kom flere opfindelser, der senere fik afgørende indflydelse på elektroteknikkens udvikling, bl. a. nikkel-batteriet og nye dynamo-typer.





Efter at have set på de mekanismer, der foregår inde i halvlederkrystallerne, og som får dioder og transistorer til at virke, vil vi i dette afsnit beskæftige os med transistoren som *forstærkende element*. Transistoren har jo i alt væsentligt overtaget elektronrørets rolle som forstærker af signaler fra jævnstrøm og langt op i højfrekvensområdet. Det er derfor vigtigt at være helt fortrolig med transistorteknikken, for at kunne forstå og selv bygge mindre forstærkeranlæg, transistorradiomodtagere og lignende.

Transistoren kan virke som forstærker i de tre såkaldte *grundkoblinger*, nemlig den *emitterjordede*, den *basisjordede* og den *kollektorjordede* kobling. Da den første – den emitterjordede – til mange formål er de to andre overlegen med hensyn til forstærkning og simpel opbygning, skal vi i det væsentligste arbejde med denne, og derpå blot give en oversigt over koblingernes egenskaber i forhold til hinanden.

grundkoblingerne

## Emitterjordet kobling

I den emitterjordede kobling lægger man emitteren enten direkte til stel eller fører den til stel gennem en modstand, der i så fald vil være afkoblet med en kondensator. Det karakteristiske ved koblingen er, at emitteren ligger på stelniveau og er fælles elektrode for indgang og udgang. Signalet føres ind på basis og udtages forstærket på kollektoren.

Dette strider tilsyneladende imod, hvad der blev forklaret i forrige kapitel. Her hørte vi, at strømmen gik ind ved emitteren og ud ved kollektoren; hvordan kan man så føre signalet ind på basis? Dette ses ved hjælp af figur 6.1. Her har man transistorens signatur og de strømme, der vil løbe gennem de tre terminaler. Strømmen løber ind ved emitteren og ud gennem basis og kollektoren, ganske som det blev forklaret. Da der ikke skabes nogen strøm inde i transistoren, og da der heller ikke kan forsvinde nogen strøm inde i den, må summen af basis- og kollektorstrømmen derfor være lig med emitterstrømmen. Dette udtrykkes ved den simple ligning

$$I_e = I_b + I_c$$

grundligningen

$I_e$  betyder her emitterstrømmen,  $I_b$  basisstrømmen og  $I_c$  kollektorstrømmen. »c« stammer fra det engelske ord »collector«, men betegnelsen bruges generelt på dansk. Strømmene ses endvidere at være skrevet med store bogstaver – » $I_e$ « og ikke » $i_e$ «. Det skyldes, at det drejer sig om jævnstrømme, idet disse altid skrives med store bogstaver, medens vekselstrømme skrives med små.

Den opskrevne formel refererer til den normalt vedtagne antagelse, at strømmen løber fra plus til minus. I overensstemmelse med, hvad vi lærte i sidste afsnit, er dette også tilfældet for hulstrømmen, medens elektronstrømmen jo løber den anden vej. Denne vil med andre ord løbe ind i basis, medens hulstrømmen løber ud, og dette vil naturligvis være tilfældet for alle tre elektroder.

Imidlertid er det basisområdet, der så at sige styrer strømmen gennem transistoren. Når der føres strøm til basisområdet, kan der løbe strøm gennem emitter-basisdioden, og det var netop forudsætningen for, at der kunne løbe strøm gennem kollektoren.



Da endvidere strømmens retning som nævnt er et spørgsmål om, hvilken af de to »halvstrømme«, man taler om, kan man naturligvis lige så godt sende signalet ind på basis som på emitteren. I virkeligheden lægger man jo sit signal ind mellem emitter og basis, hvorfor det er mindre vigtigt, hvilken af elektroderne, der ligger til stel.

Lad os prøve at forbinde en transistor i en virkelig opstilling og undersøge, hvad der sker, og derpå forklare de forskellige egenskaber, efterhånden som vi når til dem. Emitteren lægger vi til stel, som ved en *pnp* transistor jo skal være plus. Kollektoren forbinder vi til minus gennem en modstand. Nu kan hovedstrømmen løbe ind ved emitteren og ud gennem kollektoren og videre gennem modstanden til minus, som den skal. Så mangler vi basisstrømmen. Denne skal løbe fra emitteren og ud gennem basis, der derfor også skal forbindes et eller andet sted hen gennem en modstand. Vi kan ikke lægge den til plus, for dertil er emitteren i forvejen forbundet, og der vil så ingen strøm løbe. Basis skal derfor også forbindes til minus. Nu kan strømmen løbe ind gennem emitteren og ud gennem både basis og kollektor. Dette vises i figur 6.2.

hvor skal basis hen?

Imidlertid skal de to viste modstande ikke være lige store – ja faktisk skal den ene være flere hundrede gange større end den anden. Og det kan man allerede slutte af, hvad vi så i kapitel 5. Det blev nemlig her nævnt, at langt den største del af de huller, der fra emitteren sendtes ind i basis, passerede lige gennem dette (tynde) område og videre over i kollektorområdet. Heraf fremgår det jo tydeligt, at kollektorstrømmen er meget større end basisstrømmen, og derfor skal kollektormodstanden også være meget mindre end basismodstanden. Dette følger umiddelbart af Ohms lov.

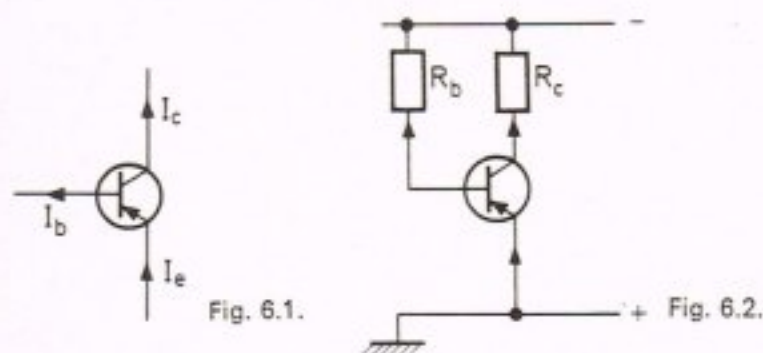


Fig. 6.1.

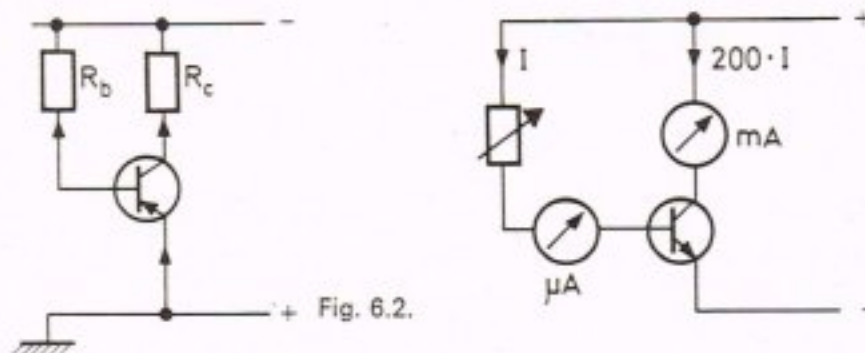


Fig. 6.2.

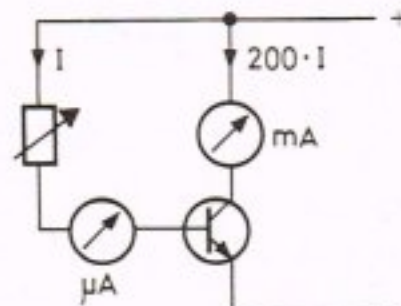


Fig. 6.3.

Fig. 6.1. Med den klassiske regel, at strømmen løber fra plus til minus, går den i en *pnp* transistor ind ved emitteren og ud ved basis og kollektor.

Fig. 6.2. Når transistoren skal virke som forstærker, skal den have såvel basis- som kollektorstrøm. Dette klares med to modstande til minus.

Fig. 6.3. En transistor er en strømforstærker. Sender man 1  $\mu\text{A}$  ind ved basis, bliver resultatet for eksempel 200  $\mu\text{A}$  kollektorstrøm.

Heri ligger også transistorens forstærkende egenskab. Ved en lille basisstrøm vil der gå en stor kollektorstrøm, og da der er direkte proportionalitet mellem de to strømme, kan man altså bruge den lille basisstrøm til at styre den store kollektorstrøm. Proportionalitetsfaktoren mellem basisstrømmen og kollektorstrømmen er en meget vigtig parameter for en transistor. Denne proportionalitetsfaktor kaldes transistorens *strømforstærkning*, og betegnes ved det græske bogstav  $\beta$  (beta). Mellem basisstrømmen og kollektorstrømmen gælder der ligningen:

strømforstærkning

$$I_c = \beta \times I_b$$

(Strengt taget er  $\beta$  defineret som vekselstrømsforstærkningen og ikke som jævnstrømsforstærkningen, men forskellen er i praksis uden betydning).

Strømforstærkningens størrelse er én af de parametre ved en transistor, som man tillægger størst betydning. Den siger nemlig direkte, hvor mange gange et signal bliver forstærket i transistoren. Er  $\beta$  således 200 gange, og sender man et signal på 1  $\mu\text{A}$  (mikroampere – milliontedele ampère) ind i basis, vil man få et udgangssignal på 200  $\mu\text{A}$  fra kollektoren. Bemærk: transistoren er en strømforstærker, hvorimod elektronrøret normalt betragtes som en spændingsforstærker!

Forsøger man at gøre et lille eksperiment med transistoren (figur 6.3) ser man straks betydningen af strømforstærkningen. Sender man varierende basisstrømme ind i



transistoren, vil kollektorstrømmen for hver basisstrøm antage en værdi, der er  $\beta$  gange større. Er  $\beta$  atter 200 gange, kan vi tegne en kurve som vist i figur 6.4. Vi har fået forstærket vort indgangssignal – basisstrømmen – 200 gange op.

Som det bemærkes, har vi til dette lille eksperiment valgt en *npn* transistor. Dette kan naturligvis være ligegyldigt; det er blot gjort for at vise princippet.

Vort lille eksperiment viste os, at når vi forøger basisstrømmen, vil kollektorstrømmen forøges proportionelt hermed. Hvad sker der nu med kollektorspændingen? Det kan vi ganske let regne ud. Når der ingen basisstrøm går, vil der heller ingen kollektorstrøm gå. Da kollektormodstanden fører til plus, og der ingen strøm går i den, vil spændingen på kollektoren være den samme som batterispændingen. Kollektoren vil altså ligge på en høj positiv spænding.

strøm til strøm

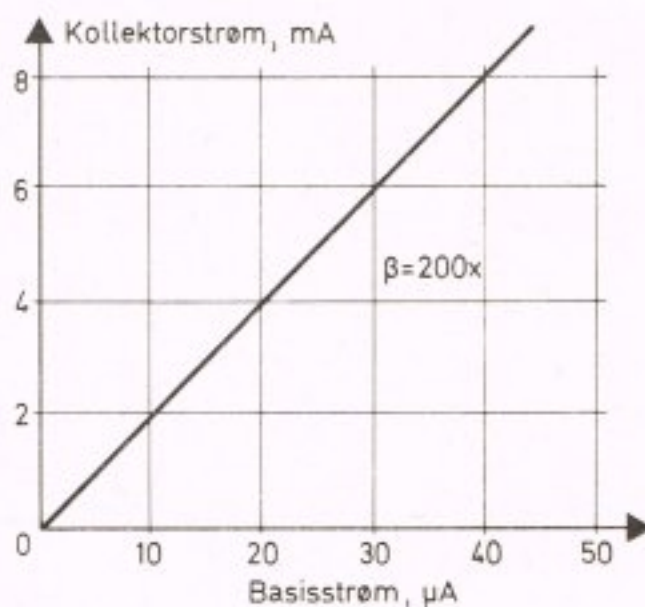


Fig. 6.4. Transistoren er en lineær strømforstærker. Øger man basisstrømmen vil kollektorstrømmen hele tiden været et bestemt antal gange større. Dette antal kaldes transistorens strømforstærkning.

Når vi tilføjer en spænding til basis, vil der begynde at gå basisstrøm. Herved vil der også gå kollektorstrøm gennem kollektormodstanden, og der vil dannes et spændingsfald over denne. Kollektorspændingen vil derfor falde. Dette er meget vigtigt at huske. Når vi tilfører basis en stigende spænding, vil spændingen på kollektoren falde. Transistoren vender med andre ord indgangssignalet  $180^\circ$ , når den arbejder i emitter-jordet kobling.

strøm til spænding

Eksperimentet viste, at transistoren godt kan omforme en indgangsstrøm til en udgangsspænding. I virkeligheden er udgangssignalet en strøm; men denne vil over kollektormodstanden skabe et spændingsfald, der kan udnyttes som en udgangsspænding. Da udgangsstrømmen imidlertid ikke afhænger af kollektormodstandens størrelse, kan man opnå en vilkårligt stor forstærkning ved at gøre kollektormodstanden meget stor. Dette forhold fremgår meget tydeligt af en kurveskare, der kaldes transistorens *udgangskaraktistikfelt*, og som vi derfor vil gennemgå nærmere.

## Karakteristikfelt

Transistorens karakteristikfelt – helt korrekt udgangskaraktistikfelt – er en kurveskare, der viser kollektorstrømmen som funktion af kollektorspændingen ved en række basisstrømme. Med andre ord: hvor meget kollektorstrømmen ændrer sig for en given kollektorspændingsændring, når basisstrømmen holdes konstant.

karaktistikfelt

Et sådant karakteristikfelt ses i figur 6.5 for en typisk Silicium *npn* transistor BC107, der laves af en række fabrikanter. Ud ad abscisseaksen – den vandrette akse – ligger kollektor-emitterspændingen, og op ad ordinatsaksen – den lodrette akse –

BC 107



ligger kollektorstrømmen. Hver af de afbildede linier er tegnet for en given basisstrøm, og der ses en meget speciel afhængighed mellem de tre størrelser.

Ved lave kollektorspændinger stiger kollektorstrømmen jævnt med spændingen, men allerede ved en kollektorspænding på under 1 volt bliver strømmen næsten stabil – uanset spændingens størrelse.

Dette betyder i praksis, at transistorens *udgangsimpedans* er meget stor. Når strømmen næsten ikke ændrer sig for en given spændingsændring, må det betyde, at der er tale om en meget stor modstand. Transistoren optræder med andre ord som en meget stor modstand set fra kollektorsiden, hvilket jo også svarer godt til det faktum, at der løber en konstant strøm igennem den. Uanset om kollektormodstanden er stor eller lille, vil der løbe den samme strøm gennem kollektoren, hvilket hænger nøje

**udgangsimpedans**

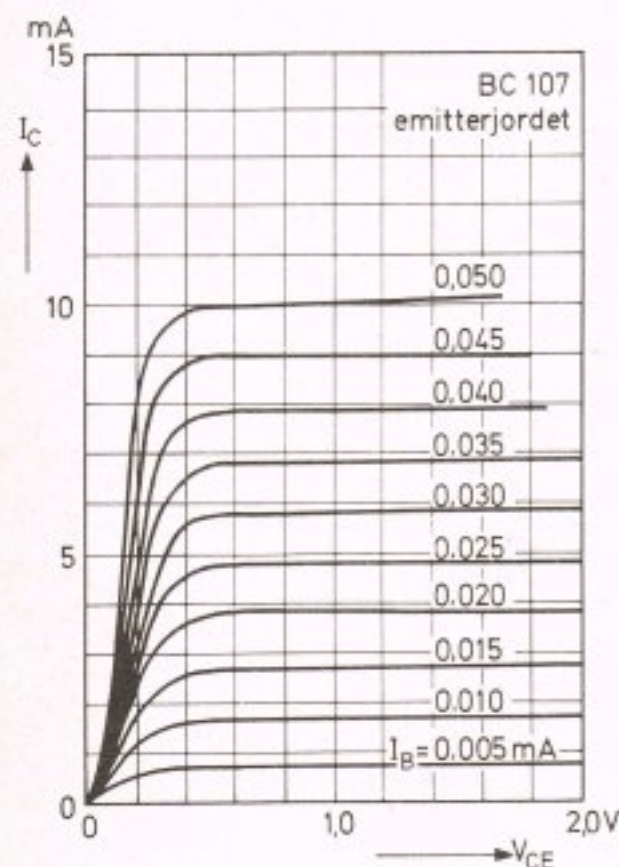


Fig. 6.5.

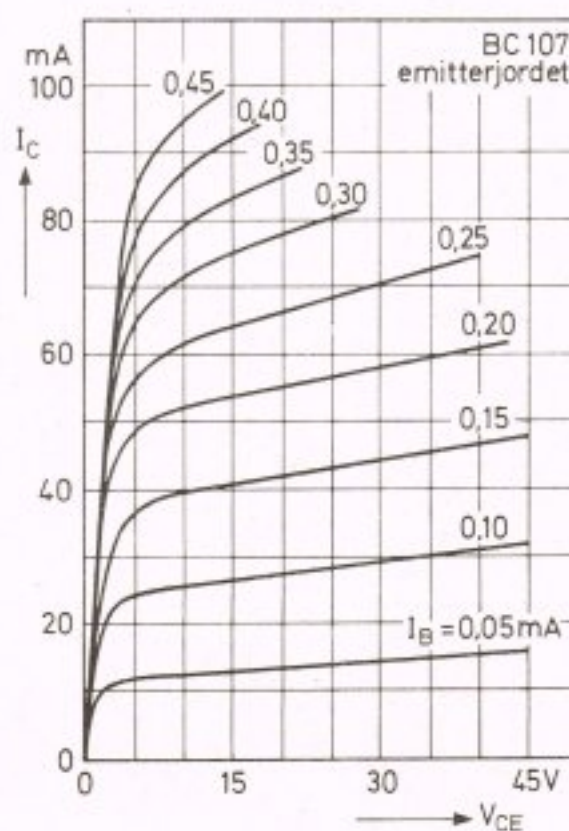


Fig. 6.6.

Fig. 6.5. Optegner man sammenhængen mellem kollektorstrømmen og kollektorspændingen ved konstant basisstrøm vil man få en række rette linier. Hele kurveskaren kaldes transistorens udgangskaraktistikfelt.

Fig. 6.6. Ved større spændinger bliver sammenhængen ikke helt så ideel som ved lavere, men liniernes vandrette karakter viser stadig, at en transistors udgangsimpedans er meget stor.

sammen med halvlederens fysik. Når man med basisstrømmen »har åbnet et givet stykke for hanen«, vil strømmen gennem transistoren være konstant, uanset hvad der sker på kollektorsiden. Det eneste, der kræves, er, at kollektorspændingen er tilstrækkeligt høj til at skabe den krævede feltstyrke henover basis-kollektordioden.

Figur 6.5 var en slags detailbillede, der viste, hvordan forholdene var helt nede omkring nul. I figur 6.6 vises det samme karakteristikfelt, men denne gang over hele transistorens arbejdsområde indtil 45 volt og 100 mA. Der bemærkes den samme tendens specielt i feltets nederste halvdel, medens linierne har en tilbøjelighed til at rejse sig en smule ved de højeste strømme. Dette er et uønsket fænomen ved transistorer; men det er også sjældent, man anvender transistoren i hele området. Ved så store strømme kan der blive fare for at ødelægge transistoren ved et uheld, så her bør man vælge en større type.

### Arbejdslinien

Når en transistor arbejder i en normal opstilling som for eksempel i figur 6.2, kan man få et udmærket overblik over virkemåden ved at indlægge den såkaldte *arbejdslinie* i karakteristikfeltet. En arbejdslinie er en linie, der indlægges i feltet, og som til enhver tid vil vise sammenhørende værdier mellem kollektorspænding og -strøm;

**konstant strøm**

**arbejdslinie**



med andre ord udgangssignalet. Arbejdslinien indlægges efter den kollektormodstand, som man vælger at benytte, på følgende måde: Lad os sætte, at vor transistor skal arbejde fra en spændingsforsyning på 30 volt, og at vi har valgt at benytte en kollektormodstand på 500 ohm.

Vi regner nu som om modstanden sad direkte over spændingsforsyningen uden transistor. 30 volt over 500 ohm giver 60 mA, og dermed kender vi nu de to punkter, hvorigennem arbejdslinien skal trækkes. Det er nemlig punktet 30 volt på abcissen og 60 mA på ordinaten. Dette vises i figur 6.7.

For at spændingen på kollektoren skal kunne svinge så meget som muligt både op og ned – altså for at udgangssignalet skal kunne blive så stort som muligt, uden at kurveformen ændres, hvilket ville give forvrængning – sørger man ofte for, at spæn-

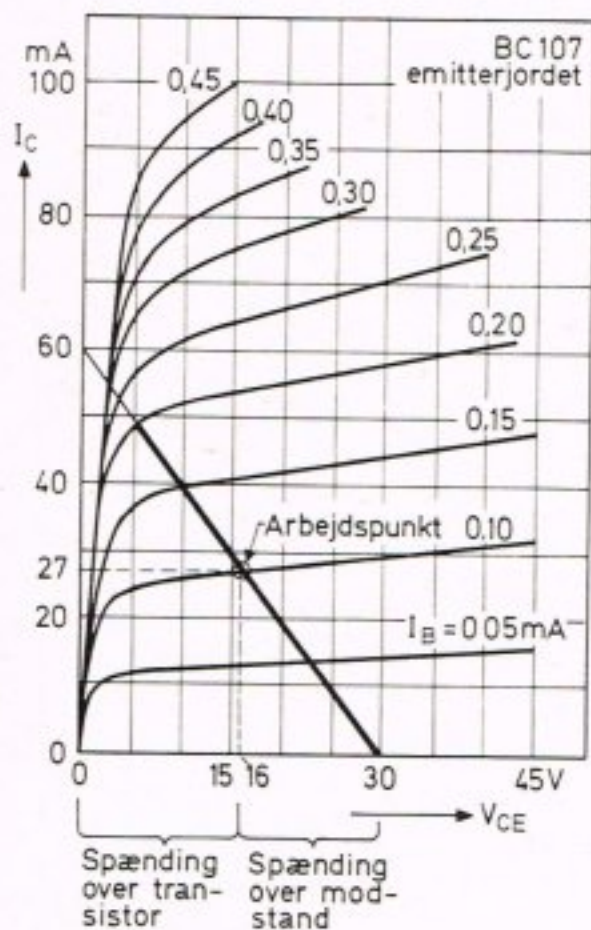


Fig. 6.7.

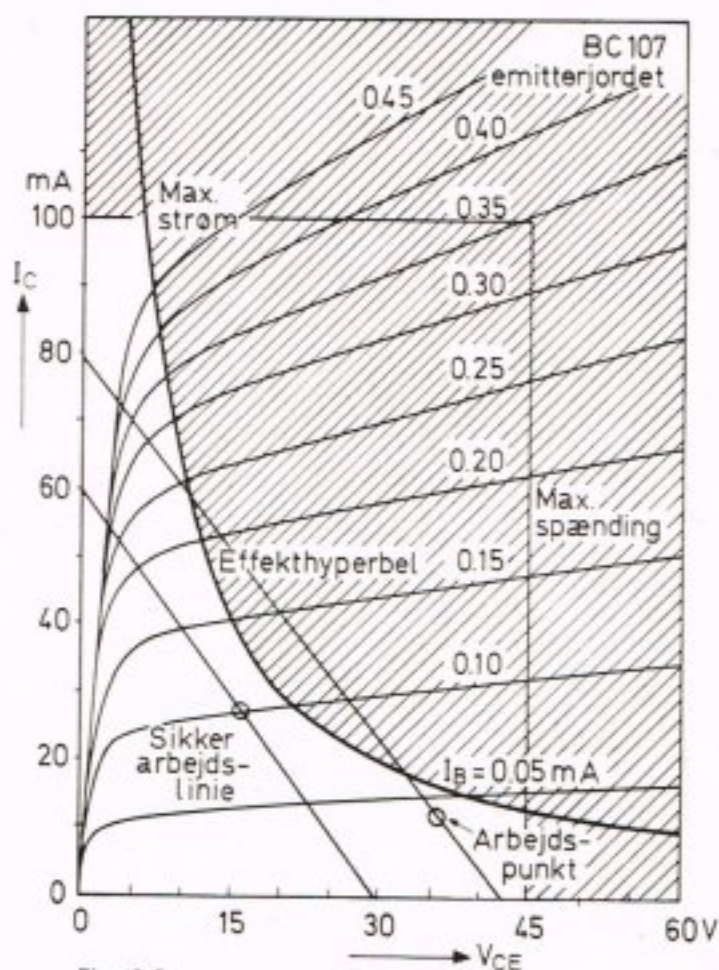


Fig. 6.8.

Fig. 6.7. Man indlægger transistorens arbejdslinie ved at dividere batterispændingen med kollektormodstanden. Dette giver en strømværdi – for eksempel 60 mA. Derpå trækker man en linie mellem batterispændingen på den vandrette akse og den fundne strøm på den lodrette. Af arbejdslinien kan man direkte aflæse, hvilken del af spændingen, der ligger over transistoren, og hvilken over modstanden.

Fig. 6.8. Der findes værdier, som man ikke må overskride. Disse er for eksempel transistorens maksimale strøm (den vandrette begrænsning), dens maksimale spænding (den lodrette begrænsning) samt den maksimale effekt (kurven).

dingen på transistorens kollektor ligger på omkring halvdelen af batterispændingen. Dette vil i vort tilfælde sige omkring 15 volt. Arbejdslinien skærer igennem linien for  $V_c = 15$  volt ganske nær ved linien for  $I_b = 0,1$  mA, og det er derfor naturligt at føde transistorens basis med en strøm på 0,1 mA. Kollektorspændingen kommer herved til at blive ca. 16 volt, og transistoren vil trække en kollektorstrøm på ca. 27 mA. Disse værdier kan uden vanskelighed aflæses af karakteristikkfeltet.

På figur 6.7 ses endvidere indtegnet, hvilken del af spændingen, der ligger over transistoren, og hvilken over kollektormodstanden. Øges basisstrømmen, vil kollektorspændingen falde, hvorved det indtegnede *arbejdspunkt* vil bevæge sig opad og mod venstre. Spændingen over transistoren vil herved falde, medens spændingsfaldet over modstanden naturligvis bliver tilsvarende højere. Samtidig vil strømmen gennem transistoren stige. Sænkes basisstrømmen, vil det omvendte ske.

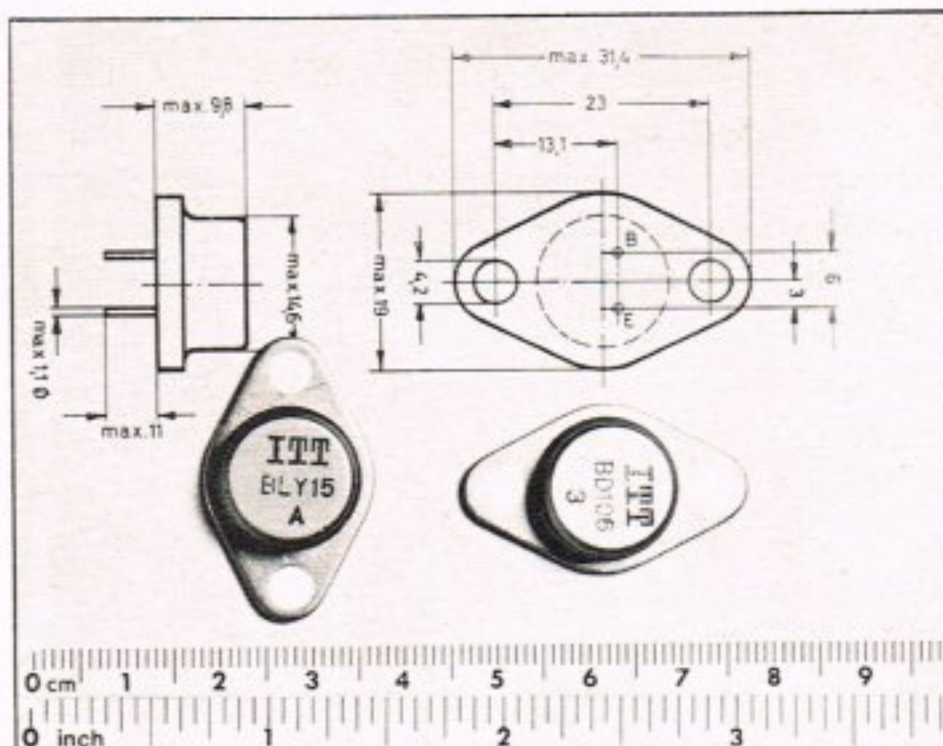
Karakteristikkfeltet og arbejdslinien sikrer, at man hele tiden har overblik over, om transistoren arbejder, som den skal. Kun ved at indlægge arbejdslinien i karakteristikkfeltet kan man sikre sig, at man har mulighed for at opnå det *spændingssving*, som man har brug for.

arbejdspunkt

spændingssving



Transistorhuses størrelser fastlægges ved internationale normer. Her ses et eksempel.



I det indtegnede tilfælde kan kollektorspændingen svinge mellem ca. 6 volt og 30 volt (den kraftige del af linien). Basisstrømmen skal tilsvarende svinge mellem 0,2 mA og 0. I praksis begrænses den anvendelige del af karakteristikfeltet af karakteristikernes krumning i venstre side af feltet. Kommer man ud i dette område, vil man få en kraftig forvrængning (det lyder ikke godt).

forvrængning

I praksis benytter man ikke arbejdslinien som her skitseret, men starter tværtimod straks med at indlægge denne. I de fleste tilfælde er batterispændingen givet på forhånd, således at man har givet liniens ene ende, nemlig punktet på abcissen. Dernæst indtegner man forsøgsvis en arbejdslinie ud fra det spændingssving, som man kunne ønske sig at få. Således finder man til det givne formål den optimale arbejdslinie, og ud fra denne kan man så let beregne den kollektormodstand, der svarer til liniens hældning som skæringspunktet med abcisseaksen divideret med skæringspunktet med ordinaten. Ohms lov.

### Effekthyperblen

Samtidig med, at man indtegner arbejdslinien i karakteristikfeltet, får man et hurtigt overblik over, om man kommer til at overskride transistorens maksimale data. For spændingen giver det sig af sig selv: hvis arbejdslinien ikke går ud over transistorens maksimale spænding er der ingen fare for at ødelægge transistoren ved for høj spænding på kollektoren. Den anden fare: varmen, kan man overse næsten lige så let.

varmen

Varmen dannes ved strømmen gennem transistoren, og hvis der er opgivet en maksimal strøm for transistoren, må arbejdslinien naturligvis ikke gå op over denne grænse. Der kan også være opgivet en maksimal effekt, som transistoren kan tåle, og denne kan man indtegne i karakteristikfeltet som den såkaldte effekthyperbel. En hyperbel er en kurve, der hele tiden krummer samme vej, og som nærmer sig mere og mere til to linier. I figur 6.8 ses et karakteristikfelt, hvor der såvel er angivet maksimalværdier på strøm (100 mA) og spænding (45 V), og hvor der ydermere er indtegnet en effekthyperbel svarende til effekten 600 mW (milliwatt). Denne kurve er fremkommet ved, at man har forbundet alle de punkter i karakteristikfeltet, hvor der afsættes effekten 600 mW. Dette ses således at være tilfældet for punktet 30 volt og 20 mA, 15 volt og 40 mA, 10 volt og 60 mA osv. Disse punkter forbindes sammen i en kurve,

effekthyperbel



der viser sig at være en hyperbel, og når transistorens arbejds punkt befinder sig et eller andet sted på denne kurve, vil der afsættes effekten 600 mW i den.

Hvis de 600 mW var den maksimale effekt, der måtte afsættes i transistoren, må arbejds punktet med andre ord ikke komme op over den indtegnede effekthyperbel, der svarer til effekten 600 mW. Arbejds linien må godt skære ind gennem hyperblen, blot hvilepunktet (intet signal til transistoren) befinder sig under hyperblen. Hvis man vil være helt på den sikre side, lægger man dog sin arbejds linie på en sådan måde, at den forløber helt under hyperblen. Figuren viser både en arbejds linie, der skærer igennem hyperblen, men hvor hvilepunktet ligger i det »sikre område«, samt en arbejds linie, der ligger »som man bør lægge den«. I hvert tilfælde hvis ikke specielle grunde taler imod. Sådanne kan for eksempel være, at transistoren arbejder i et impulskredsløb, hvor dens arbejds punkt hele tiden befinder sig helt ude i den ene eller den anden ende af arbejds linien, og hvor der momentvis skiftes mellem de to stillinger. I såfald kan man med sindsro lægge arbejds linien gennem hyperblen.

det sikre område

## Indgangsparametrene

For at kunne dimensionere et forstærkertrin med en transistor, savner vi endnu at vide noget om forholdene ved dens indgang, nemlig forholdene ved dens basis. Her føder vi signalet ind i form af en strøm; men i praksis er det altid en spænding, man kommer med. Der mangler derfor nogle oplysninger om *impedansforholdene*.

Ved basis »ser« man ind i en diode i sin gennemgangsretning, hvorfor man har grund til at formode, at impedansen er væsentligt lavere, end tilfældet er for et elektronrør. Dette er også helt korrekt. Som en grov regel kan man regne med, at indgangsimpedansen ved basis er lige med 30 divideret med basisstrømmen i milliampere. Tallet 30 er en konstant, der stammer fra selve halvlederfysikken, og som vi ikke skal forklare nærmere.

indgangsimpedansen

Tager vi atter tilfældet fra figur 6.7, hvor arbejds punktet lå ved ca. 27 mA kollektorstrøm, var den tilsvarende basisstrøm 0,1 mA. Indgangsimpedansen skulle derfor være omkring  $30/0,1 = 300$  ohm. Altså en ret lav impedans.

Imidlertid er en transistor jo en strømforstærker, således at den helst skal fødes med en strøm, snarere end med en spænding. Dette vil igen sige, at den impedans, der findes i selve signalkilden, gerne skulle være stor i forhold til transistorens indgangsimpedans, og med »stor« mener man altid i elektronikken 10 gange større end den størrelse, man sammenligner med. Signalkildens indre impedans skulle derfor gerne være mindst 3.000 ohm.

Transistorens indgangsimpedans kan imidlertid let blive langt større end de 300 ohm, vi fandt. Af figur 6.5 fremgår det, at transistoren let kan arbejde med en basisstrøm så lille som 0,005 mA eller 5  $\mu$ A. Dette ville tilsvarende give en indgangsimpedans på  $30/0,005 = 6.000$  ohm. Hertil kræves således en signalkilde med en ret høj impedans.

Hvorfor signalimpedansen skal være høj ses af figur 6.9. Her er tegnet en kurve over basisstrømmens afhængighed af basisstrømmen for en siliciumtransistor. Det fremgår heraf, at før spændingen stiger til omkring 0,5 volt, går der så godt som ingen strøm. Over denne værdi stiger strømmen til gengæld kraftigt, og der findes overhovedet intet sted på kurven, hvor strømmen er en lineær funktion af spændingen, dvs. hvor der er proportionalitet mellem den påtrykte spænding og den resulterende strøm.

Kurven er i virkeligheden en diodekarakteristik for emitter-basisdioden, hvor vi

diodekarakteristik



netop fra dioderne husker, at spændingen skulle være omkring 0,5 volt over en siliciumdiode, før der begyndte at gå strøm. Da det jo er basisstrømmens størrelse, der bestemmer kollektorstrømmen, vil dennes funktion af basisspændingen naturligvis også blive en diodekarakteristik.

Figur 6.9 skal sammenlignes med figur 6.4, hvor man så sammenhængen mellem basisstrømmen og kollektorstrømmen. Her var sammenhængen en ret linie, således at en strøm til basis blev forstærket op til langt større strøm i kollektoren; men denne strøm havde nøjagtigt samme form som basisstrømmen. Forvrængningen blev med andre ord nul eller meget lille.

Tvinger vi basisspændingen til at følge signalspændingen, bliver resultatet en kollektorstrøm, og dermed kollektorspænding, der får en helt anden facon end

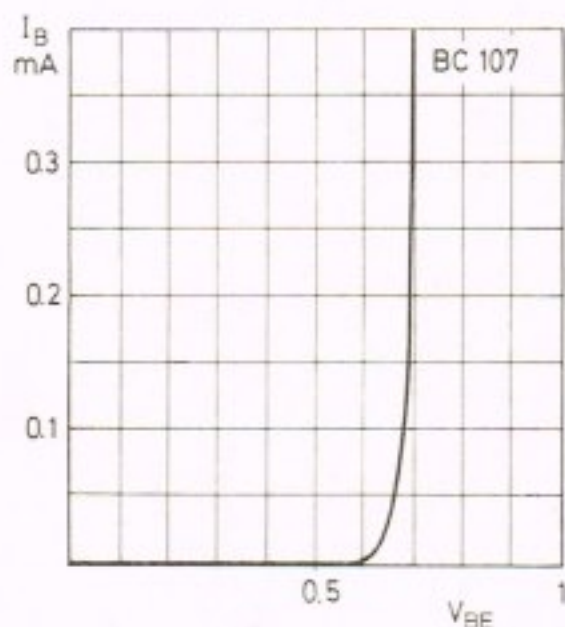


Fig. 6.9. Tegner man sammenhængen mellem basisspænding og kollektorstrøm får man en meget krum kurve, der faktisk er en diodekarakteristik. Derfor skal en transistor altid strømføres.

basisspændingen. Der bliver på denne måde indført kraftig forvrængning. Det er derfor vigtigt at føde transistoren fra en høj impedans, og denne bør være høj (mindst 10 gange højere) i forhold til indgangsimpedansen.

Denne ændrer sig alt efter, hvor stor en basisstrøm, transistoren trækker. Man må derfor i hvert enkelt tilfælde sikre sig, at signalets indre impedans har en passende størrelse.

Når man føder transistoren med en høj impedans, siges man at *strømføde* den. Det er nemlig signalkildens impedans, der har langt den største indflydelse på basisstrømmens størrelse; langt større end transistorens egen indgangsimpedans.

Føder man den med en lav impedans, så man så at sige tvinger den til at antage en bestemt spænding, kaldes det at *spændingsføde* transistoren. Hvilket bør undgås.

Det siger sig selv, at hvad der her er sagt om impedansniveauer, refererer til vekselspændinger og vekselstrømme, altså til signalet, der skal forstærkes. Kun ved udregningen af transistorens indgangsimpedans blev der taget hensyn til jævnstrømmen gennem dioden.

**strømføde**

**spændingsføde**

## Transistoren som forstærker

Når transistoren skal arbejde som praktisk forstærker – for eksempel for spændingen fra en mikrofon – skal man tilføre den både jævnspændinger og vekselspændinger på én gang. Jævnspændingerne skal bringe den til at indstille sig i et passende arbejds punkt, medens vekselspændingerne er selve det signal, der skal forstærkes. Jævn-



spændingerne kan man tilføre som vist i figur 6.2, medens vekselspændingerne mest praktisk tilføres gennem en kondensator.

Når man dimensionerer et forstærkertrin, undersøger man først hvilke signaler, dette trin skal forstærke. Signalspændingerne fra en mikrofon er som regel små; ofte i størrelsesordenen 1 mV. Og når der er tale om så små spændinger, plejer man at lade transistoren arbejde ved en ret lav kollektorspænding og lader den trække en ret lav strøm. Det ville føre for vidt her at komme ind på grundene hertil; men man arbejder med fordel med så lave spændinger og strømme som muligt.

Det kan for eksempel vælges at forsyne transistoren fra en spændingsforsyning på 6 volt, og man kan lade den trække 1 mA kollektorstrøm. Da man ønsker at lade

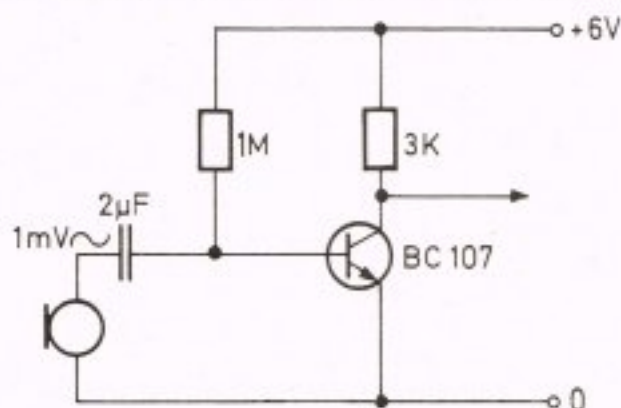


Fig. 6.10. Når batterispændingen er seks volt og kollektorspændingen er tre volt, kan kollektorvekselspændingen svinge tre volt op og ned. Transistoren siges således at arbejde i sit maksimale udstyrringsområde.

halvdelen af spændingen ligge over transistoren og halvdelen over modstanden for at få så stort et spændingssving som muligt, kan kollektormodstanden beregnes efter 3 volt og 1 mA. Det giver en kollektormodstand på 3 kohm.

Basisstrømmen skal være strømforstærkningsfaktoren lavere end kollektorstrømmen, og regnes med en  $\beta$ -værdi på 200, findes en basisstrøm på 1/200 mA eller 5  $\mu$ A. Basisspændingen vil være omkring 0,5 volt, således at basismodstanden skal udregnes efter værdierne 5,5 volt og 5  $\mu$ A. Dette giver en basismodstand på 1,1 Mohm. Vælger man her standardværdien 1 Mohm, bliver basisstrømmen ca. 10% større, og kollektorstrømmen bliver tilsvarende 10% større, hvilket dog ikke spiller nogen rolle i praksis. Med en basisstrøm på 5,5  $\mu$ A findes en indgangsimpedans på ca. 30/0,0055 eller ca. 5.500 ohm.

Tilslutter man nu en mikrofon til basis gennem en kondensator, skal dennes impedans være lille sammenlignet med de impedanser, den »ser« ind i til begge sider. Signalstrømmen løber jo ud af mikrofonen, gennem kondensatoren og basis og stel tilbage til mikrofonen igen, og strømmens størrelse vil derfor blive bestemt af spændingen samt seriemodstanden af mikrofonen, kondensatoren og basis-emitterdioden.

Impedansen i mikrofonen kan i eksemplet regnes til 5 kohm, medens impedansen i transistoren var 5,5 kohm. Dette bliver i serie til 10,5 kohm, og kondensatorens impedans ønskes lille sammenlignet hermed, idet man ikke ønsker, at kondensatoren skal have nogen indflydelse på signalstrømmens størrelse. Kondensatorens eneste opgave er at adskille jævnstrømskredsløbet fra signalspændingen.

Kondensatorens impedans afhænger af signalets frekvens, idet impedansen vil stige ved faldende frekvens. Man ønsker derfor at kondensatorens impedans ikke overstiger 1 kohm ved den lavest ønskede frekvens – for eksempel 100 Hz. Kondensatorens kapacitans udregnes efter formlen (se side 42).

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

$X_C$  er kondensatorens kapacitans i ohm  
 $f$  er frekvensen i Hz, og  $C$  er kapaciteten i Farad.



Ud fra de givne størrelser,  $f = 100 \text{ Hz}$  og  $X_C = 1000 \text{ ohm}$  kan man finde kapaciteten til  $1,57 \mu\text{F}$ . Dette er den mindste kondensatorstørrelse, der opfylder betingelsen, og man kan derfor vælge standardværdien  $2 \mu\text{F}$ .

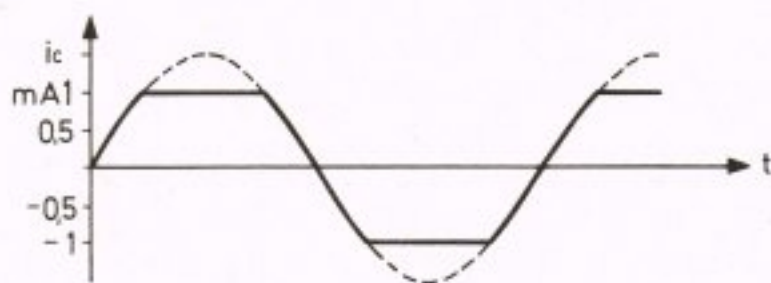


Fig. 6.11. Sender man et større signal ind i transistoren end der er »plads« til af hensyn til kollektorspændingssvinget, vil signalet »klippes« i top og bund.

Kredsløbet er nu udregnet, og man kan med tilnærmelse udregne forstærkningen. **forstærkningen**  
Spændingen fra mikrofonen var  $1 \text{ mV}$ , og indgangsimpedansen var omkring  $5,5 \text{ kohm}$ . Der vil derfor gå en basisstrøm (signalstrøm) på ca.  $0,2 \mu\text{A}$ . Dette vil resultere i en kollektorstrøm, der er 200 gange større, altså  $40 \mu\text{A}$ . Denne strøm vil løbe gennem kollektormodstanden på  $3 \text{ kohm}$ , og give anledning til et spændingsfald på  $120 \text{ mV}$ . Signalspændingen fra mikrofonen på  $1 \text{ mV}$  er med andre ord blevet forstærket 120 gange.

Det kan imidlertid udmærket lade sig gøre at få større spændingsforstærkning med den samme transistor. Dette opnår man med en større kollektormodstand. Denne vælger man som nævnt efter størrelsen af den spænding, som man kan forvente vil komme til at ligge over den, og den strøm, der som følge heraf vil komme til at løbe igennem den. Af karakteristikfeltet fremgik det, at arbejds punktet vil flytte sig op og ned ad arbejds linien, og at kollektorstrømmen vil stige og falde i takt hermed.

I dette tilfælde blev signalstrømmen gennem kollektormodstanden kun  $40 \mu\text{A}$ , og at kollektorstrømmen svinger op og ned med disse  $40 \mu\text{A}$  spiller naturligvis overhovedet ingen rolle. Hvis signalstrømmen bliver større, vil arbejds punktet svinge længere ud fra hvilepunktet, og man må påse, at jævnstrømmen hele tiden er så stor, at vekselstrømmen kan »være der«. Hvis signalstrømmen for eksempel stiger til  $1 \text{ mA}$ , vil denne strøms spidsværdier blive  $+ 1,41 \text{ mA}$  og  $- 1,41 \text{ mA}$ . Disse tal skal adderes til kollektorjævnstrømmen; men da denne kun var  $1 \text{ mA}$ , får man herved en negativ strøm. Dette kan ikke realiseres i dette tilfælde, og resultatet vil blive, at signalet bliver »klippet«. Da arbejds punktet lå midt på arbejds linien, vil signalet blive klippet både foroven og forneden. Dette illustreres i figur 6.11.

Hvis signalstrømmen imidlertid er lille i forhold til kollektorstrømmen, kan man uden videre gøre kollektormodstanden større og herved få større spændingsforstærkning. **spændingsforstærkningen**  
Gøres kollektormodstanden i figur 6.10 dobbelt så stor, vil signalstrømmen på  $40 \mu\text{A}$  – der jo forbliver uændret – give et dobbelt så stort spændingsfald, hvorved trinnets spændingsforstærkning er hævet fra 120 gange til 240 gange; altså den dobbelte værdi. Spændingsforstærkningen vil med andre ord indenfor et vist område være direkte proportional med kollektormodstandens størrelse.

### Stabilisering af arbejds punktet

I praksis anvender man aldrig – eller så godt som aldrig – den kobling, der her er gennemregnet. Dette har hovedsageligt to grunde. For det første er strømforstærk-



ningsfaktoren for en række transistorer i en serie aldrig ens. For den omtalte type BC107 kan strømforstærkningsfaktoren således svinge mellem værdierne 125 og 500 gange, altså i forholdet 1:4. Tænker man sig derfor i en produktion at benytte den viste kobling og indsætter faste værdier for transistorens basismodstand, vil kollektorstrømmen komme til at svinge indtil fire gange fra apparat til apparat. Basisstrømmen bliver jo ens, da denne næsten kun bestemmes af basismodstanden. Fire ganges forskel mellem strømmene i forskellige apparater kan naturligvis ikke accepteres, hvorfor man med forskellige midler søger at stabilisere arbejds punktet.

Den anden grund er temperaturafhængigheden. Når temperaturen stiger, vil kollektorstrømmen stige kraftigt, og heller ikke dette ønsker man i praksis.

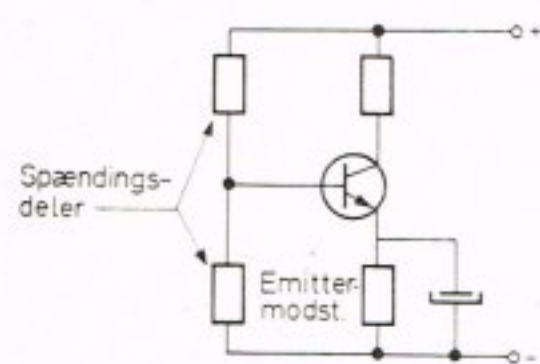


Fig. 6.12.

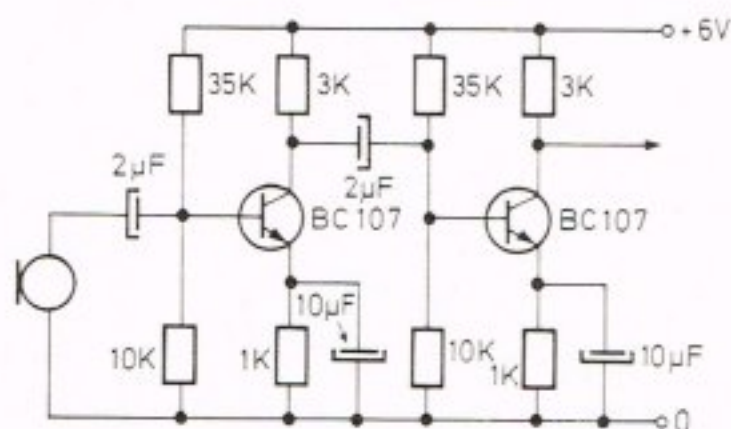


Fig. 6.13.

Fig. 6.12. For at få bedre stabilitet anvender man i praksis flere modstande til at stabilisere arbejds punktet. Hvis der indgår en emittermodstand, må denne kobles parallelt med en stor kondensator.

Fig. 6.13. Man får større forstærkning ved at koble flere ens trin efter hinanden. De enkelte trin adskilles DC-mæssigt ved hjælp af en stor kondensator.

En metode til arbejds punktsstabilisering ses i figur 6.12. Man indsætter en modstand mellem emitter og stel og føder basis fra en spændingsdeler. Basis spændingen bliver derfor konstant, ligesom spændingen mellem basis og emitter jo ligger ret fast. Der vil derfor ligge en konstant spænding over emittermodstanden, og strømmen gennem denne bliver følgelig konstant. Når emitterstrømmen er konstant, vil kollektorstrømmen også være det. Den ønskede stabilisering er herved opnået. Samtidig har man undgået spredningen fra apparat til apparat, idet strømmen gennem transistoren nu ikke længere bestemmes af basisstrømmen og strømforstærkningen, men snarere af den faste spænding, der ligger over emittermodstanden. Man har herved opfyldt begge formål på én gang; men det koster til gengæld to modstande og én kondensator ekstra.

stabilisering

Hvis emittermodstanden ikke kobles parallelt med en kondensator, vil den indføre modkobling, og herved sænke forstærkningen. Virkemåden er groft sagt, at en del af udgangsspændingen vil lægge sig over emittermodstanden, og da signalet føres ind mellem basis og stel, vil signalet over emittermodstanden modarbejde selve signalspændingen.

afkobling  
modkobling

## Flere trin

Til langt de fleste formål rækker forstærkningen i et enkelt transistortrin ikke, idet forstærkningen herved vil blive for lav. I så fald kobles blot flere trin af den skitserede type efter hinanden som vist i figur 6.13. Groft taget vil den samlede spændingsforstærkning herved kunne udregnes som produktet af de enkelte trins forstærkninger. Da hvert trin i eksemplet havde en spændingsforstærkning på 120 gange, vil den samlede forstærkning således blive 14.400 gange.

I praksis vil forstærkningen blive noget mindre, idet belastningen af det andet trin vil nedsætte det førstes forstærkning noget; men regner man med omkring 10.000

resulterende  
spændingsforstærkning





Transistorteknik og god formgivning går hånd i hånd med kvalitet i denne transportable båndoptager.

gange bliver det ikke helt forkert. Med de to transistorer er det oprindelige mikrofon-signal på 1 mV således blevet forstærket op til 10 volt! Dette vil dog overstyre forstærkeren, således at man nu må tale mere sagte til mikrofonen!

### Udgangstrin

Tit vil man gerne benytte det forstærkede signal til at drive en højttaler, således at højttaler forstærkeren for eksempel kan anvendes som samtaleanlæg. En højttaler har imidlertid en meget lav impedans – omkring 5 ohm – medens impedansen ved transistorens udgang var meget høj. Derfor kan man ikke umiddelbart koble højttaleren ind i stedet for kollektormodstanden, men indskyder i stedet en højttalertransformer. Dette højttalertransformer vises i figur 6.14.

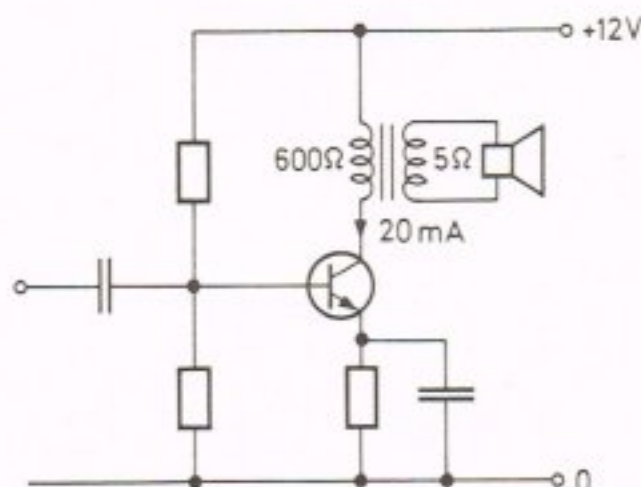


Fig. 6.14. Hvis der skal kobles en højttaler til en transistor indskyder man en transformer for at tilpasse impedanserne.

Transformerens opgave er at omforme transistorens høje impedans, så den kommer til at passe til højttalerens lave, og derfor skal transformeren have mange vindinger på transistorsiden, og få på højttalersiden. Transformeren skal beregnes, så den har et bestemt omsætningsforhold; ellers bliver der ikke *impedanstilpasning*, og så går der for meget effekt tabt. impedanstilpasning



Impedanserne i transformeren er meget lette at finde. Sekundærimpedansen skal svare til højttalerens impedans, og hvis denne er 5 ohm, skal transformerens impedans også være på 5 ohm.

tilpasning

Primærimpedansen retter sig efter transistorens arbejds punkt. Hvis for eksempel transistoren arbejder med en forsyningsspænding på 12 volt og indstilles til at trække 20 mA, skal transformerens impedans være  $12/20 = 0,6$  kohm eller 600 ohm. Transformerimpedansen udregnes med andre ord simpelthen efter Ohms lov. Transformeren skal således hedde 600/5 ohm, og primærsiden skal være indrettet til en strøm på 20 mA.

### Udgangseffekten, klasse A

Det er naturligvis en beskeden udgangseffekt, man kan forvente af en sådan forstærker, idet den jo ikke bruger mere end  $12 \times 20 = 240$  mW. Udgangseffekten kan beregnes efter formlen

$$P = \frac{V_B^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{hvor}$$
$$V_B = 12 \text{ volt, og}$$
$$R_L = 600 \text{ ohm.}$$
$$P = \frac{144}{2 \cdot 600} = 0,120 \text{ W} \rightarrow \underline{120 \text{ mW}}$$

Udgangseffekten blev med andre ord 120 mW eller *nøjagtigt det halve af den effekt, transistoren brugte*. Dette gælder generelt for såkaldte *klasse A trin* som her beskrevet: udgangseffekten er det halve af den forbrugte effekt. (Klasse A betyder, at transistorens strømforbrug er det samme med og uden signal). 120 mW lyder måske ikke af så meget; men det er en fuldt tilstrækkelig effekt til et samtaleanlæg, og det svarer nogenlunde til den effekt, man anvender ved normal aflytning af musik i en stille stue!

klasse A

### Klasse B

Klasse A betød som nævnt, at trinnets strøm ikke ændrer sig, når man tilfører signal til opstillingen. Transistoren trækker så at sige »overflødig« strøm i de perioder, hvor den ikke »bestiller« noget, og hvis der er tale om større effekter, bliver »spildet« naturligvis uønsket. En forstærker, der kan afgive 60 watt, skulle således til stadighed trække 120 watt, der alle blev til varme, når man ikke udnyttede forstærkerens udgangseffekt. En ganske betragtelig og unødigt varmeudvikling.

I klasse B sørger man for, at udgangstrinnet ikke trækker mere strøm, end det netop behøver for at afgive den nødvendige udgangseffekt. For at kunne opfylde dette uden forvrængning opbygges udgangstrinnet som et såkaldt *push-pull trin*, hvor to ens transistorer arbejder i en slags symmetrisk opstilling. Populært sagt arbejder trinnet på den måde, at medens transistorerne (næsten) ingen strøm trækker, når der intet signal kommer, vil den ene trække strøm i signalets ene halvperiode og vice versa. Ser man således på et sinussignal, vil den ene transistor trække strøm i de negative perioder og den anden i de positive.

push-pull

Selve opbygningen af trinnet kan foretages på flere måder. Den letteste at forklare ses i figur 6.15, hvor der indgår i alt tre transistorer. I den førstes kollektorkreds sidder



en transformer, der har en vikling med midtpunkt på sin sekundærside. Denne vil skabe en symmetrisk spænding på den måde, at når signalet fra den øverste halvdel er positivt, vil signalet fra den nederste halvdel være lige så stort, men negativt.

Dette symmetriske signal, føres ind på udgangstransistorernes baser, således at den ene får et negativt signal, når den anden får et positivt. Disse styresignaler benyttes samtidig til at drive basisstrøm til transistorerne. Når dette styresignal er positivt, vil transistoren trække stor strøm, medens den anden ingen strøm vil trække. I næste halvperiode sker det omvendte. Kun én transistor trækker således strøm ad gangen, og når der intet signal er, trækker de (næsten) ingen strøm. De to udgangstransistorer tager sig således af hver sin halvperiode af signalet.

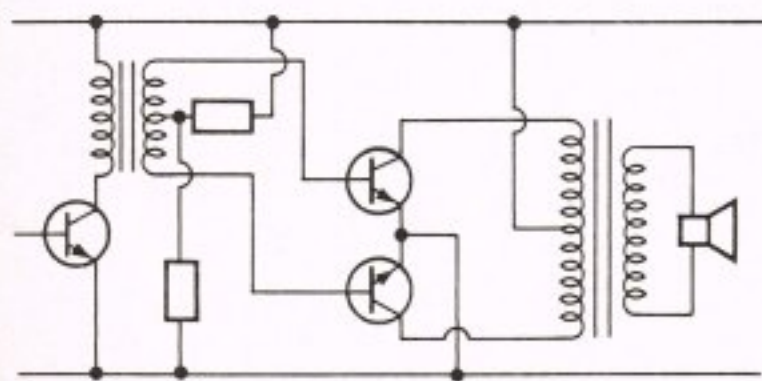


Fig. 6.15.

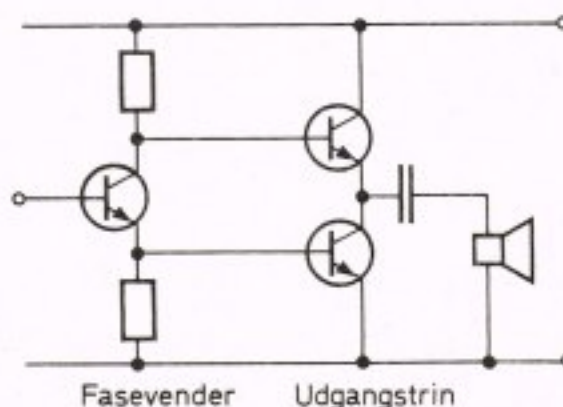


Fig. 6.16.

På denne måde opnår man, at transistorerne ikke udvikler varme, når de ikke får tilført noget signal, hvorved de bliver lettere at køle. Yderligere er *virkningsgraden* af et sådant push-pull trin større end de 50 %, vi fandt for klasse A trinnet. Virkningsgraden ved klasse B push-pull bliver  $67\frac{1}{2}\%$ , hvilket yderligere sparer køling.

Ulemperne ved push-pull trin er, at der for det første kræves to transistorer i stedet for én, samt at disse to transistorer skal udsøges, så de er nøjagtigt ens. Hvis for eksempel den enes strømforstærkning er 20 % større end den andens, vil udgangssignalet to halvperioder jo blive 20 % forskellige, hvilket ville betyde forvrængning.

Yderligere stiller den stærkt svingende strøm, et sådant trin trækker, store krav til strømforsyningen. Drejer det sig således om en 10 watts forstærker, vil strømmen ved 12 volt stige til omkring 1,3 Amp ved fuld udstyring, medens tomgangsstrømmen (strømmen uden signal) for eksempel kan være 50 eller 100 mA. Så store strømsvingninger kan ikke undgå at medføre svingninger i spændingsforsyningen, og bliver disse for store, vil det atter medføre hørlig forvrængning. Imidlertid er klasse B trinnets fordele så store, at det er praktisk talt enerådende til forstærkere med en udgangseffekt over ca.  $\frac{1}{2}$  watt.

### Transformerløse trin

I de seneste år har man udviklet kredsløb, hvor transformere er blevet overflødige. Transformere er ret dyre og pladsrøvende komponenter, som man helst undgår, hvorfor de *transformerløse* koblinger har vundet stor udbredelse. Oftest er disse udført med udgangstransistorerne i serie over spændingsforsyningen, medens højttaleren indkobles over en kondensator mellem stel og den ene transistors emitter og den andens kollektor.

Ved hjælp af et *fasevendertrin* tilfører man den ene transistors basis en stigende spænding og den andens en faldende, og vice versa. Når spændingen på den øverste transistors basis bliver mere negativ og på den nederstes mere positiv, vil impedansen

### halvperiodeforstærker

Fig. 6.15. Kobler man to transistorer i modtakt (push-pull) sparer man en hel del strøm. Til gengæld medgår der to transformere.

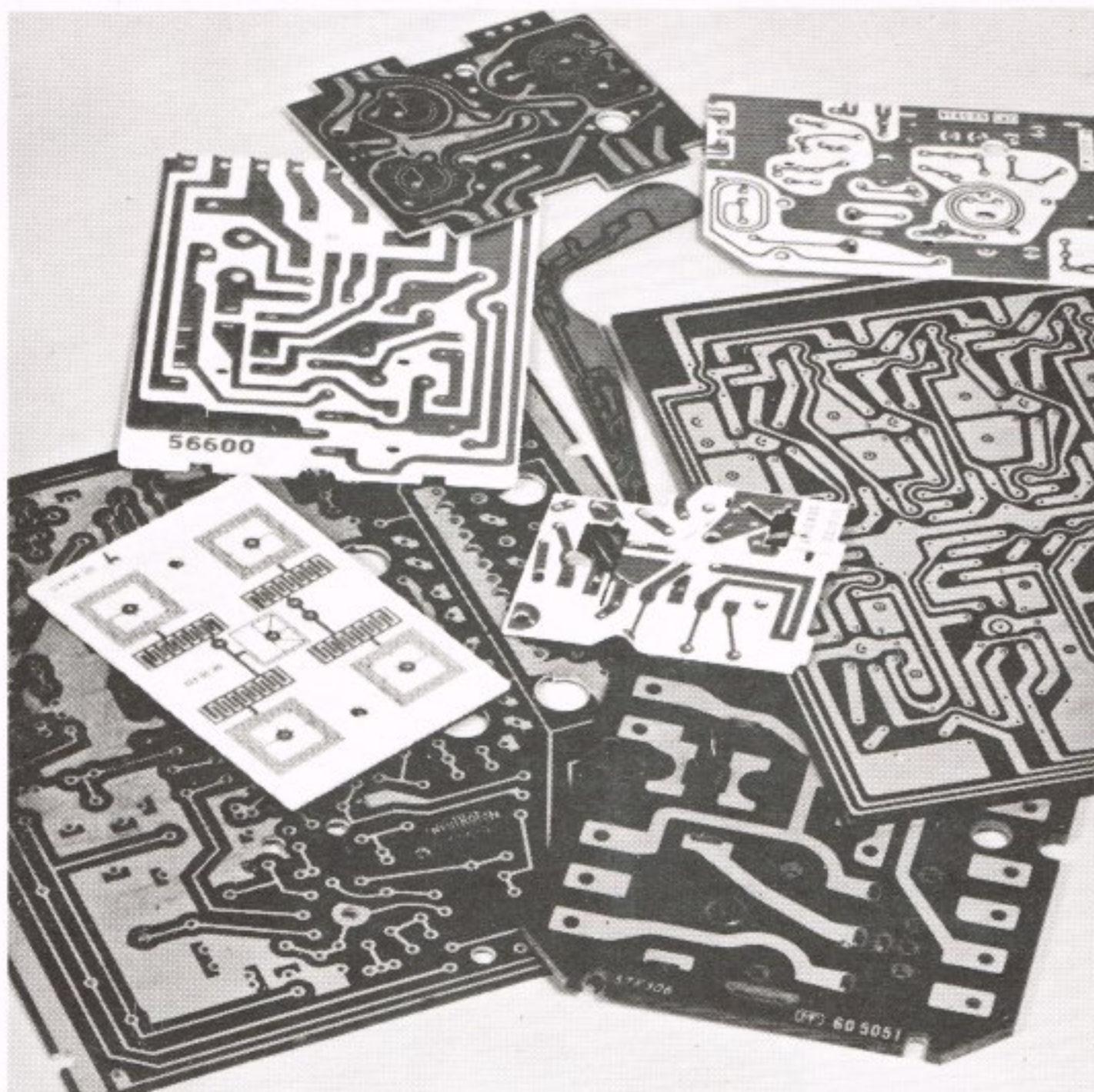
Fig. 6.16. I push-pull trin kan man helt undgå transformere og i stedet anvende elektrolytiske kondensatorer til koblingen. Som fasevender benyttes en transistor, der jo vil vende fasen fra basis til kollektor, men ikke fra basis til emitter. Der kræves dog en del mere end der er vist her før opstillingen virker!

### virkningsgrad

### transformerløse koblinger

### fasevender





Praktiske forstærkere monteres tit på trykte kredsløb.

i den øverste transistor stige og i den nederste falde. Spændingen på emitter/kollektor-punktet vil derfor falde. I næste halvperiode er det omvendt, og på denne måde opstår vekselspændingssignalet over højttaleren.

Dette trin arbejder også i klasse B, og har således de netop beskrevne fordele. I stedet for en transformer benyttes her en meget stor kondensator til at koble signalet til højttaleren. Kondensatorens opgave er at spærre for jævnspændingen, der i hvile er halvdelen af batterispændingen. Signalspændingen kan svinge mellem batterispændingens værdi og nul, hvorfor man meget let kan udregne effekten.

Hvis batterispændingen er 12 volt, kan sinusspændingen over højttaleren svinge mellem 0 og 12 volt. En sinusspænding med en spids-spids værdi på 12 volt svarer til en sinusspænding med en spidsværdi på 6 volt. Divideres med  $\sqrt{2}$  findes effektivværdien 4,25 volt. Dette er med andre ord den maksimale uforvrængede sinusspænding, der kan optræde over højttaleren.

Sættes højttalerens impedans til 5 ohm, udregnes effekten efter formlen

udgangseffekt

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

$$P = \frac{4,25^2}{5} = \frac{18}{5} = \underline{\underline{3,6 \text{ watt}}}$$



Hvis dette er for lidt, må man enten øge spændingen eller sænke højttalerimpedansen. Hvis spændingen sættes op til det dobbelte, stiger effekten (se formelen) til det firedobbelte, altså ca. 14 watt. Benytter man en 3,2 ohms højttaler i stedet, stiger effekten til omkring 5,6 watt. Bruger man to 5 ohms højttalere, får man den dobbelte effekt: 7,2 watt. flere højttalere

Effekten bliver dog i praksis en smule mindre end her udregnet. Der er nemlig gjort den fejl at regne med, at spændingen over transistorerne kan blive nul. Dette kan ikke realiseres i praksis, idet der altid bliver en smule – måske  $\frac{1}{2}$  volt – tilbage. Men dette var også blot for at vise princippet.

### Praktiske forstærkere

Den fuldstændige dimensionering af forstærkere kræver andre hensyn, end der kan medtages her. For eksempel bør man tage hensyn til temperatursvingninger specielt ved dimensioneringen af udgangstrinnet, idet dette ikke blot opvarmes af omgivelsetemperaturen, men også af sin egen producerede varme. Desuden hører sådanne ting som volumenkontroller og eventuelt tonekontroller med til en praktisk brugelig forstærker. Der må her nøjes med at henvise specielt interesserede til en række danske bøger og håndbøger, der findes i referencelisten bagest i bogen.

det er sværere i praksis!



**Heinrich Hertz** – tysk fysiker. Født i Hamburg den 22. februar 1857 – død i Bonn den 1. januar 1894.

Hertz skabte med sine teoretiske og praktiske undersøgelser grundlaget for den trådløse telegrafi. Han var den første, der byggede radio-sendere og –modtagere afstemt til samme frekvens. Bl. a. målte og forklarede Hertz også bølglængdebegrebet.

Enheden for svingninger pr. sekund er opkaldt efter **Hertz**.



20/1-69

# Målinger



Området måling er et af de felter, hvor elektronikken er meget udbredt, idet man kan anvende elektronik til snart sagt enhver tænkelig måling. Grundlaget herfor er naturligvis de såkaldte *viserinstrumenter*, hvor en viser peger på det sted på en skala, der stemmer overens med den størrelse, der måles. Den seneste tids teknik har dog frembragt andre typer indikatorer end det simple viserinstrument, så det nu er ganske almindeligt, at man får resultatet præsenteret ved en række lysende tal i stedet for blot et viserudslag. Hvordan man end præsenterer resultatet, er grundlaget dog den moderne elektronik, hvorfor vi vil beskæftige os lidt med de kredsløb, man anvender til målebrug.

## Viserinstrumentet

Det velkendte viserinstrument hviler på det århundredgamle *elektromagnetiske princip*: at en strøm og en magnet gensidigt påvirker hinanden. Denne grundlæggende virkning opdagedes i begyndelsen af det forrige århundrede af vor store landsmand *H. C. Ørsted*, der således på en måde kan regnes for fader til elektronikken.

**elektromagnetisk princip**

**H. C. Ørsted**

I et viserinstrument efter *drejespolesystemet* sidder en meget kraftig hesteskoformet magnet, hvori der findes en cylinderformet udskæring. I denne findes en drejelig spole, der fastholdes af to pinollejer eller lignende. Gennem denne spole sender man den strøm, man ønsker at måle, og spolen – og dermed viseren – vil så dreje sig en vis vinkel i overensstemmelse med strømmens størrelse. Ved gode instrumenter er der fuldstændig proportionalitet mellem strømmens størrelse og den vinkel, viseren drejer sig. Resultatet bliver derfor en helt *lineær* skala (samme afstand mellem delestregerne).

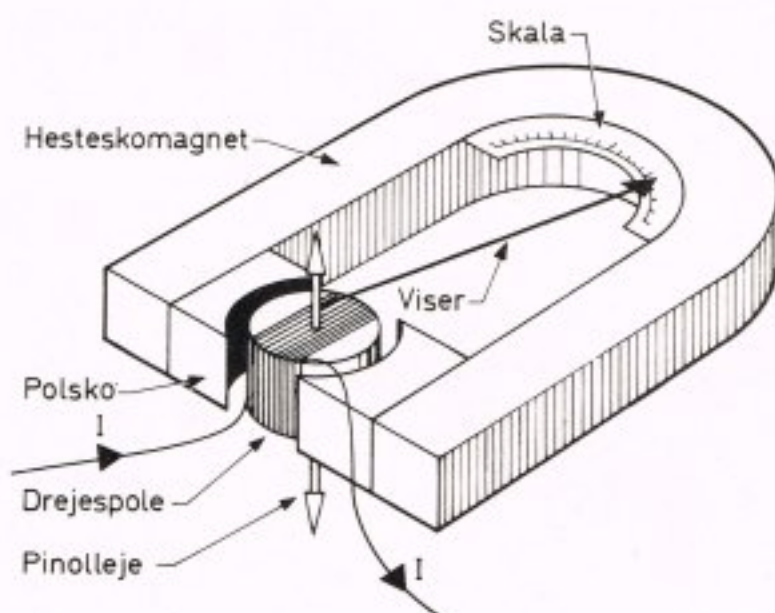


Fig. 7.1. Drejespoleinstrumentet er simpelthen gamle Ørsteds opdagelse i praksis: når der går strøm gennem spolen, vil kræfterne fra magneten dreje den ud fra sin ligevægtstilstand.

Viserinstrumenterne kan også laves efter andre metoder end ved hjælp af en drejespole; men det giver normalt mindre gode resultater, omend prisen kan blive lavere.



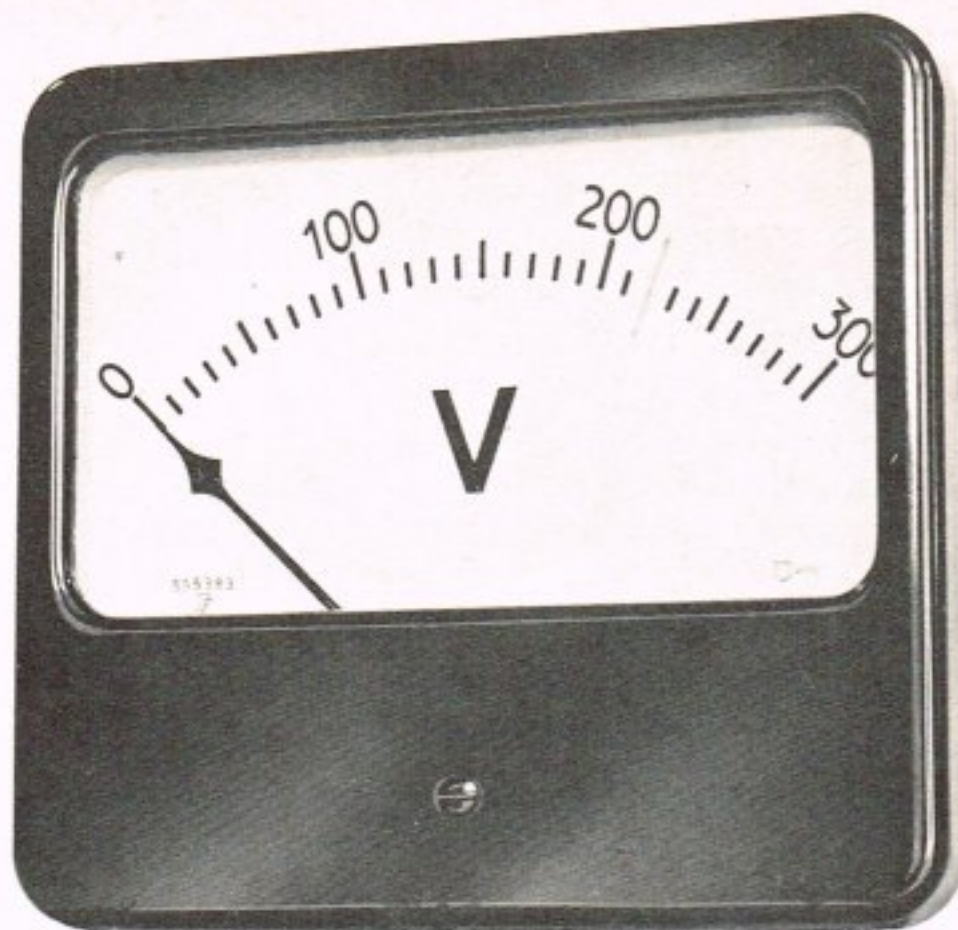


Fig. 7.2. Et moderne drejespoleinstrument viser ikke sit indre princip men er strengt funktionalistisk udformet: så let aflæseligt som muligt at indikere den strøm, man ønsker at måle.

Drejespoleprincippet vises skematisk i figur 7.1, og et typisk instrument ses i figur 7.2. Princippet vil dog ikke nærmere blive forklaret her.

### Måling af spænding og strøm

Drejespoleinstrumentet måler principielt den *strøm*, der løber igennem det, idet det jo er strømmen, der skaber spolens magnetfelt. Strømmen løber dog kun gennem spolen, fordi man lægger en spænding over dens vindinger, således at man med lige så stor ret kan sige, at det er *den påtrykte spænding*, man måler. Derfor anvender man også drejespoleinstrumenter til både spændings- og strømmålinger. *Den indre modstand* i de to instrumenttyper er dog vidt forskellig.

Et *voltmeter* forbindes *direkte over* den spænding, man ønsker at måle, hvorfor man naturligvis ønsker, at modstanden i instrumentet skal være så stor som mulig. Den strøm, instrumentet bruger, kommer jo ikke til nytte på anden måde, end at den bevirker, at viseren slår ud. Denne strøm ønsker man selvsagt skal være så lille som overhovedet muligt.

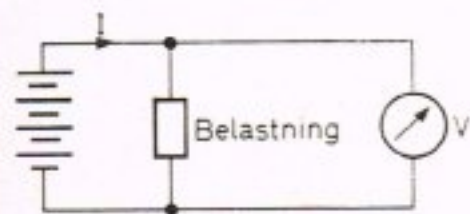


Fig. 7.3. Et voltmeter indskyder man direkte over den ukendte spænding. Voltmeteret skal derfor helst have en stor indre modstand for at forbruge så lidt effekt som muligt.

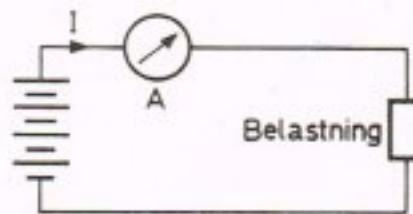


Fig. 7.4. Et ampèremeter sidder i serie med belastningen. Dets indre modstand skal derfor helst være lille; for den del af spændingen, der lægger sig over instrumentet, snyder man jo belastningen for.

Når man skal måle strømmens størrelse, indskyder man sit instrument *i serie* med belastningen. Da man ønsker, at den spænding, der tilføres belastningen under målingen, skal være nøjagtigt den samme, som når man ikke måler, er det klart, at man gerne vil have så lille modstand i sit ampèremeter som muligt. Den spænding, der lægger sig over ampèremeteret, kommer jo ikke belastningen til gode – den går tabt – og derfor ønsker man, at spændingsfaldet skal være lille.

milliampèremeter i serie



Den indre modstand i voltmetre angives normalt ikke som en absolut størrelse ved et bestemt antal ohm. I stedet bruger man tit størrelsen *ohm per volt*. Da voltmetre ofte er indrettet med en omskifter, så man kan få forskellige *følsomheder* (fuldt udslag på instrumentet for forskellige spændinger), er denne angivelse mere praktisk, idet den ikke ændrer sig, når man drejer på omskifteren. Et eksempel vil vise dette.

**Eksempel:**

Har man et instrument med fuldt udslag for en spænding på 3 V, og med en indre modstand på  $120.000\ \Omega$  ( $120\ \text{k}\Omega$ ), kalder man instrumentet for et »40 kohm/volt instrument«. Dette betyder, at hvis skalaen har fuldt udslag for 3 volt, vil den indre modstand i instrumentet være  $3 \times 40\ \text{k}\Omega = 120\ \text{k}\Omega$ . Vælger man en stilling med en følsomhed på 100 volt, vil modstanden være  $100 \times 40\ \text{k}\Omega = 4.000\ \text{k}\Omega = 4\ \text{M}\Omega$ .

Med denne måde at angive spolens følsomhed på kan man altid regne ud, hvor stor en ekstra belastning man indfører, når man tilkobler sit voltmeter.

Desværre bruger man ikke samme simple angivelse for ampèremetre. Her benytter man ikke en størrelse af formen ohm per ampère, selv om det ville være yderst praktisk. Derfor har man ikke den samme oversigt over, hvor stor en fejl man begår ved at indskyde sit instrument i serie med belastningen. Lad os igen se på et eksempel:

**Eksempel:**

Vi vil måle, hvor stor en strøm en lommelampepære trækker fra et 3 volts batteri, og indskyder derfor et ampèremeter i serie med batteriet. Viserinstrumentet kan for eksempel herved vise en strøm på 100 mA. Hvis instrumentet imidlertid har en indre modstand på  $10\ \Omega$ , vil der ved denne måling ligge en spænding på 1 volt over instrumentet (Ohms lov). Denne ene volt bliver pæren »snydt« for, og derfor kan man ikke regne med, at lampen også vil trække 100 mA, når den forbindes over batteriet uden om instrumentet. Den vil da trække langt mere.

Disse to eksempler skulle blot vise, at man selv ved simple spændings- og strøm-målinger skal passe på ikke ved selve målingen at indføre en fejl, der gør resultatet meningsløst. Der skal ikke her nærmere redegøres for disse simple målinger, idet referencelisten (bag i bogen) angiver et lille hæfte, der netop beskæftiger sig med disse problemer.

I stedet vil vi gå over til at se på de videregående anvendelser af elektronikken indenfor måleområder, hvor man ikke umiddelbart skulle tro, den hørte hjemme. Sådanne er for eksempel måling af tid, måling af afstande, måling af temperatur, lægevidenskabelige målinger og mange flere.

## Måling af tid

En af de simpleste elektroniske målinger af ikke-elektriske størrelser man kan foretage, er at måle et forholdsvist kort tidsrum.

Vi kan for eksempel forestille os, at vi gerne vil måle, hvor lang tid der går imellem man trykker på to knapper – en metode til for eksempel at måle reaktionstider.

reaktionstid



Opstillingen hertil kan være som efter figur 7.5. Der bruges blot to trykknapper, hvoraf den ene skal være en *brydekontakt* og den anden en *sluttekontakt*, og herudover et batteri, en modstand og et følsomt voltmeter. Når begge trykknapper er i ro, vil der ingen forbindelse være mellem batteriet og kondensatoren og hermed voltmeteret, der følgelig vil vise nul. Når knap 1 nedtrykkes, sluttet forbindelsen, og kondensatoren begynder at oplades gennem modstanden  $R$ . Når man nu også trykker knap 2 ned,

brydekontakt og  
sluttekontakt

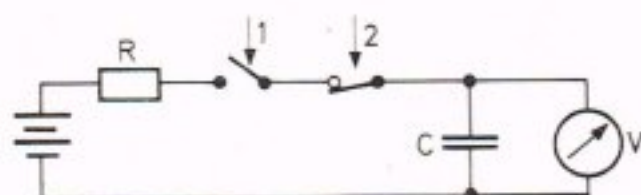


Fig. 7.5. Man kan måle tid elektronisk. Her er skitseret et simpelt princip, hvor den forløbne tid omsættes til en spænding over kondensatoren.

afbrydes forbindelsen atter, og man kan nu på voltmeteret aflæse, hvor stor en spænding kondensatoren nåede op på. Jo længere forbindelsen eksisterede, jo højere blev spændingen, og derfor findes der en simpel relation mellem spændingen på kondensatoren og den tid, der forløber, mellem nedtrykning af knap 1 og 2.

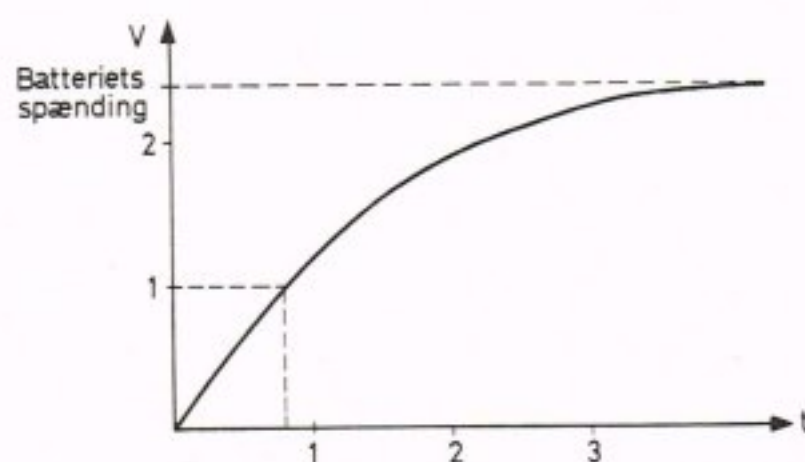


Fig. 7.6. Da opladningen af en kondensator foregår eksponentielt: det vil her sige langsommere og langsommere, bør man kun bruge opladekurvens nederste del for at få en lineær tidsskala på instrumentet.

Figur 7.6 viser, hvordan spændingen over kondensatoren vokser, når knap 1 nedtrykkes. Til at begynde med vil den vokse efter en næsten ret linie; men når spændingen kommer op i nærheden af batteriets spænding, går processen langsommere og langsommere. Man er derfor nødt til kun at benytte den nederste del af opladekurven, hvis man vil have sin skala på voltmeteret lineær.

Kondensatorens opladning tager en ganske bestemt tid, alt efter dens egen størrelse samt modstandens størrelse. Man taler direkte om *tidskonstanten* for modstanden og kondensatoren, idet man ved tidskonstanten forstår produktet af modstandens og kondensatorens størrelse, altså  $R \times C$ .  $R$  måles her i ohm og  $C$  i farad.

tidskontakt

Tidskonstanten for en modstand på 1 Mohm og en kondensator på 1  $\mu\text{F}$  er således  $10^6 \times 10^{-6} = 1 \text{ s}$ . I opladekurven findes tidskonstanten ved, at man går ca. en trediedel op fra spændingen nul. Den nøjagtige værdi er  $1/e$ , hvor » $e$ « er grundtallet for de naturlige logaritmer. Værdien for  $e$  er omkring 2,7, således at tidskonstanten i figur 7.6 bliver omkring 0,8 s.

I vor måling af tid kan vi regne med, at holder man målingen indenfor tidskonstanten, vil afvigelsen fra den lineære skala blive uden større betydning. For at gøre målingen mere nøjagtig kan man føde kondensatoren med en *konstant strøm*. Herved vil dens spænding stige fuldstændigt lineært med tiden, og skalaen på instrumentet bliver fuldstændigt lineær.

konstant strøm



## Elektronisk tæller

Man kan benytte elektroniske kredsløb til at *tælle* med, ligesom man kunne måle tid elektronisk. Tænker man sig for eksempel et samlebånd, hvor der fremføres en række emner, kan man på den ene side af båndet anbringe en lampe, og på den anden en fotocelle. Lampen lyser på fotocellen, og denne giver herved en spænding fra sig. Hver gang et emne passerer forbi, afbrydes lysstrålen, hvorved signalet fra fotocellen forsvinder. Denne tilstand »ingen spænding« fra fotocellen betyder med andre ord ét emne, og det gælder så om at tælle, hvor mange gange spændingen fra fotocellen forsvinder. Dette kan gøres ved hjælp af kredsløbet i figur 7.8.

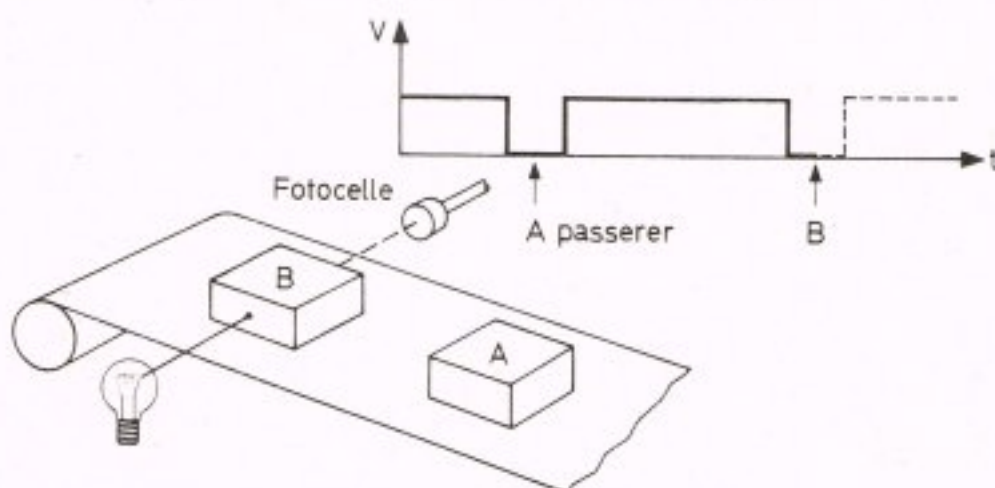


Fig. 7.7. Elektronisk tælling af emner fra et bånd. Hver gang, der passerer et emne, forsvinder signalet fra fotocellen. »Intet signal« betyder derfor »ét emne«.

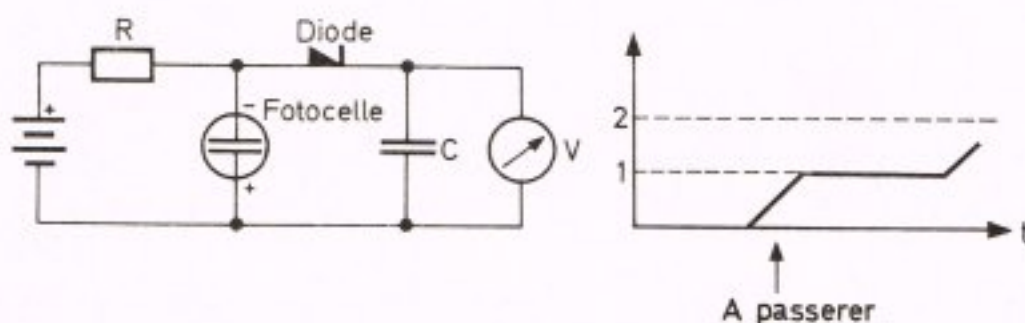


Fig. 7.8. Det helt simple tælleprincip. Når spændingen fra fotocellen forsvinder oplades kondensatoren. Spændingens størrelse vil derfor være et udtryk for antallet af emner, der er passeret.

Et batteri, en modstand, en diode og en kondensator er forbundet i serie, og mellem dioden og modstanden er indsat en fotocelle. Så længe der er lys på fotocellen, vil den afgive en spænding, der modvirker batteriets spænding. Når der passerer et emne, forsvinder spændingen fra fotocellen, og batteristrømmen vil oplade kondensatoren gennem modstanden og dioden, der forspændes i sin gennemgangsretning. Når emnet er passeret, afgiver fotocellen atter en spænding, der ophæver batterispændingen. Dioden vil derfor spærre, og kondensatoren bibeholder nu den spænding, den er blevet opladet til. Voltmeteret vil naturligvis efterhånden aflade kondensatoren, hvorfor man skal bruge et voltmeter med en meget høj indre modstand.

Kondensatoren er ved det første emnes passage for eksempel blevet opladet til 1 volt, og 1 volt på voltmeteret vil derfor svare til ét emne. Næste gang, der passerer et emne, vil kondensatoren begynde fra 1 volt og oplades videre – denne gang til 2 volt, før cellen atter belyses, og dioden spærres. Voltmeteret viser nu 2 volt, hvilket vil sige, at kredsløbet har talt til 2. Sådan kan man blive ved, og grænsen sættes kun af den nøjagtighed, hvormed man kan aflæse instrumentet. Man kan meget let efter dette simple princip tælle til 50 eller mere.

Læg mærke til, at dioden virker som en slags afbryder. Vi har faktisk opbygget en såkaldt *logisk kreds*, nemlig et kredsløb, der kan skelne mellem de to logiske tilstande »spænding« og »ikke spænding«. Sådanne kredsløb er uhyre anvendt i regnemaskiner, hvor man efter engelsk sprogbrug kalder dem *gate-kredsløb*.



## Måling af frekvenser

Hvis man kombinerer de to omtalte kredsløb, nemlig tidsmåleren og tælleren, kan man bygge en simpel *elektronisk frekvensmåler*. Denne kan for eksempel se ud som i frekvensmåler blokdiagrammet i figur 7.9.

Frekvensmåleren består foruden tidsmåleren og tælleren blot af et diodekredsløb, der kan åbne eller lukke for den ukendte frekvens. Signalet føres fra venstre ind til

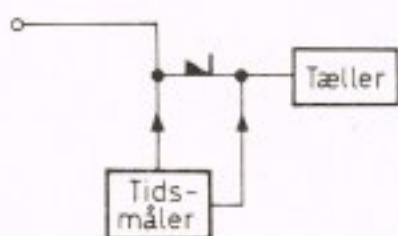


Fig. 7.9. Elektronisk frekvensmåler. Tidsmåleren lukker dioden op i en bestemt tid, hvori impulserne tælles. Når man kender antallet af impulser pr. tidsenhed, kan man kalibrere tælleren direkte i Hz.

diodekredsløbet, der kontrolleres af tidsmåleren. Når tidsmåleren lukker op for dioden, føres den ukendte frekvens til tælleren, og når tidsmåleren lukker igen, spærres vejen.

Vi tænker os, at tidsmåleren er indrettet således, at den lukker op for diodekredsløbet i præcis en tiendedel sekund, og at den ukendte frekvens består af impulser med en *repetitionsfrekvens* på for eksempel 100 Hz. Der vil derfor komme 10 af disse impulser i sekundet, svarende til 10 i den tiendedel sekund, diodekredsløbet åbnes. Tællekredsløbet vil derfor registrere, at der er modtaget 10 impulser, og da man kender måletiden –  $1/10$  s – kan man let udregne frekvensen – 100 Hz.

Normalt indretter man sin tælleperiode efter den ankomne frekvens. Det vil således være usædvanligt kun at tælle 10 impulser, idet nøjagtigheden herved bliver for lille. Vi kan jo ikke afgøre, om frekvensen er 100 Hz eller måske 103 Hz. Moderne tællere er derfor indrettet til at vise mindst fire cifre, og ofte tæller man i  $1/10$  s, 1 sek eller 10 s.

Industrielle tællere findes i mange udførsler med tilsvarende forskellige nøjagtigheder. En rimeligt god tæller med *digital udlæsning* (resultatet med lysende tal) koster kun et par tusinde kroner, medens de dyreste koster op til sekscifrede beløb. Men så kan man også måle en frekvens omkring 100 MHz med en nøjagtighed på nogle få Hz.



Fig. 7.10. Moderne elektroniske tids- og frekvensmålere anvendes til utallige formål. Her er for eksempel vist en tidsmåler med digital udlæsning, specielt beregnet til sportsformål. Man får direkte tiden udlæst i minutter, sekunder, tiendedel, hundrededel og tusindedel sekunder.



## Afstandsmåling

Elektroniske kredsløb, som de vi hidtil har set på, er særdeles velegnede til måling af afstande. Det kender vi fra såvel fiskernes ekkolod som flyovervågningens radar; ekkolod og radar men hvordan virker disse systemer egentlig?

Det er i grunden ganske simpelt, idet princippet meget ligner reaktionstidsmåleren – naturligvis i en ret forbedret udførelse.

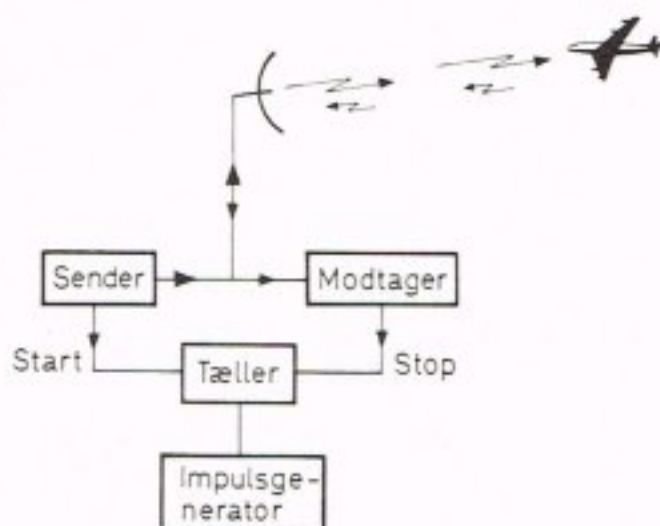


Fig. 7.11. En elektronisk tidsmåler kan for eksempel anvendes til afstandsmåling. I en radarstation måler man hvor lang tid et radiosignal er om at nå frem til en flyvemaskine og tilbage igen. Da man kender radiobølgenes udbredelseshastighed kan tiden direkte omsættes til kilometer eller meter.

I praksis arbejder såvel en radarstation som et ekkolod efter det princip, at der udsendes et karakteristisk signal, der spejles tilbage fra det objekt, hvortil afstanden ønskes målt. Når signalet afsendes, startes en tæller, og når det modtages igen, standses tælleren. Ved at se hvor mange impulser af en kendt frekvens, tælleren har registreret, kan man beregne, hvor længe signalet har været om at nå hen til objektet og tilbage igen – og dermed kender man også afstanden. Blot arbejder radarstationer med svingninger, der udbreder sig med en hastighed på 300.000 km/s, hvorimod et ekkolod arbejder med akustiske (altså hørlige) signaler, der kun udbreder sig med 340 m/s i luft og omkring 1550 m/s i havvand.

lysets hastighed

lydens hastighed

Figur 7.11 angiver en radarstations princip. Når senderen udsender sit signal gennem antennen, starter den samtidig en tæller, der begynder at tælle impulserne fra en impulsgenerator. Denne kan for eksempel afgive en impuls pr. mikrosekund. Signalet når frem til flyvemaskinen, og reflekteres tilbage fra denne. Idet det når modtageren, standser denne tælleren. Lad os sætte, at denne i det forløbne tidsrum har talt i alt 1000 impulser, svarende til en tid på 1000 mikrosekunder eller 1 ms.

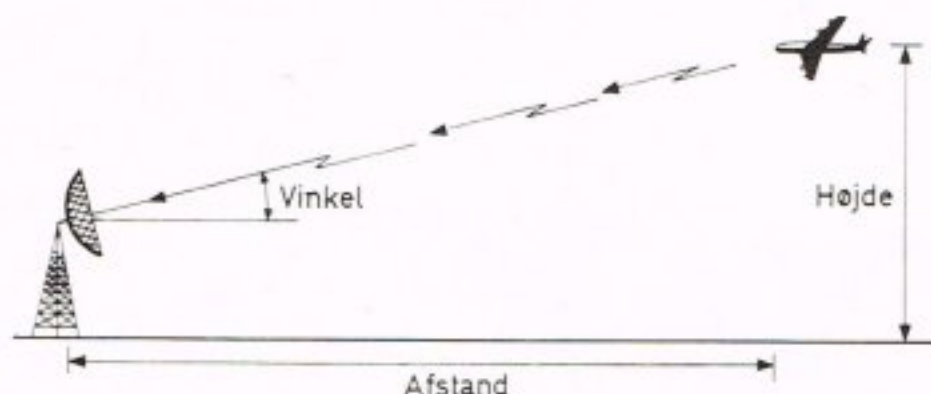


Fig. 7.12. Flyets højde over jorden bestemmes ved at man måler dens vinkel over horisonten. Når man samtidig kender afstanden til den findes dens højde ved simpel geometri.

Radiobølger udbreder sig med en hastighed på 300 m/ $\mu$ s, og de 1000  $\mu$ s vil derfor svare til en distance på 300.000 meter, eller 300 km. Da dette er vejen frem og tilbage, bliver den virkelige afstand til maskinen 150 km.

Man kender nu afstanden til maskinen, men samtidig kender man også retningen til den. De radiobølger, der udsendes, kommer nemlig fra en *parabolantenne*, der kun udsender en ganske smal stråle.

parabolantenne



Antennen er forsynet med en gradskala, og ved at aflæse denne kan man finde retningen til maskinen. Man kender således både retningen til den, samt afstanden, og kan derfor nøjagtigt afsætte dens position på et kort.

I praksis roterer antennen rundt, således at der kun kommer et »ekko« fra maskinen, når antennen peger i den rigtige retning. Positionen vises på et katodestrålerør som en lysende prik, samtidig med de tilsvarende prikker fra andre maskiner i området.

Hvis man yderligere ønsker at kende maskinens højde, anvender man en anden radarantenne – højdefinderen – der udsender en meget smal, vifteformet stråle. Denne rettes mod maskinen, og antennen vippes i det lodrette plan, indtil man finder »ekkoet«.

Man kender nu afstanden til maskinen, og kan på højdefinderen se, hvor mange grader maskinen flyver over horisonten. Atter har man en vinkel og en afstand og kan således let finde højden. På denne måde kan man dirigere to maskiner til nøjagtigt samme position uden risiko for sammenstød, idet man blot kan holde dem i forskellige højder.

afstand + vinkel +  
højde

## Andre elektroniske målinger

Dette var blot nogle få eksempler på, hvordan man ved elektronikkens hjælp kan måle størrelser, der ikke umiddelbart synes egnet for elektronisk behandling. Samtidig så vi et enkelt, hvor man simpelthen ville være prisgivet uden elektronisk måling (afstanden til en flyvemaskine).

Radarprincippet anvendes dog ikke blot til at måle afstanden til flyvemaskiner – eller månen – men findes også for eksempel indenfor lægevidenskaben. Hvis man således har konstateret en hjernesvulst på en patient, uden dog at vide dens nøjagtige placering, kan man efter radarprincippet pejle sig frem til den, idet en svulst vil give et karakteristisk ekko – forskelligt fra hjernens øvrige dele.

Ekkoloddet er et andet godt eksempel, idet fiskerne ikke blot benytter dette til at måle vanddybder med, men ligefrem pejler sig frem til fiskestimer. Ja, man kan sågar se de enkelte fisk på et godt ekkolod!

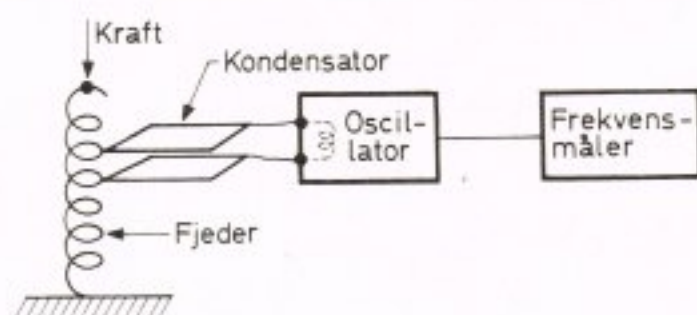


Fig. 7.13. Mekanisk kraft kan for eksempel måles ved at man lader den påvirke en fjeder, der bærer to kondensatorplader. Når disse nærmer sig hinanden vil deres indbyrdes kapacitet øges. Hvis de indgår i en svingningskreds i en oscillator vil dennes frekvens falde. Frekvensændringen kan måles på en frekvenstæller (figur 7.9), og tælleren kan direkte vise kg kraft i stedet for frekvens.

Man kan måle mekanisk kraft ved at lade kraften virke på en fjeder, der er forsynet med to kondensatorplader. Når fjederen trykkes sammen, bliver også afstanden mellem pladerne mindre. Herved stiger kapaciteten, og hvis kondensatoren indgår i en svingningskreds i en oscillator, vil dennes frekvens falde tilsvarende. Denne ændring kan registreres på en frekvensmåler, hvorved sammentrykningen – og dermed kraften – kan beregnes. Se figur 7.13.

mekanisk kraft

Temperatur kan måles ved at man anbringer for eksempel en metaltråd på målestedet. Når trådens temperatur ændrer sig, varierer samtidig dens modstand, og denne kan jo nemt måles elektronisk. I stedet for en metaltråd kan man anvende specielle temperaturfølere, der for eksempel kan være fremstillet i halvledermateriale. Disse



føleres modstand ændrer sig langt mere end metallers, sådan at man på denne måde kan måle endog meget små temperaturændringer med stor nøjagtighed. Sådanne specielle følere kaldes *termistorer*, eller NTC- eller PTC-modstande (*negativ temperatur koefficient* eller *positiv temperatur koefficient*).

termistor  
PTC-NTC

Indenfor lægevidenskaben anvendes sådanne elektriske termometre i udstrakt grad, ligesom hjerterytmen (pulsen) ofte tælles elektronisk. De elektriske signaler fra hjertet selv fortæller også en hel del om dets sundhedstilstand; men hertil er det ikke tilstrækkeligt blot at kende frekvensen. Man ønsker at se kurveformen på signalerne, og hertil anvendes enten en hurtig skriver (en kardiograf) eller et katodestråleoscilloskop (kardioskop). Disse adskiller sig ikke væsentligt fra andre typer oscilloskoper, og da oscilloskopet netop er et af de mest udbredte elektroniske måleinstrumenter, vil vi sluttelig kort omtale dettes virkemåde.

hjertermålinger

## Katodestrålerøret

Den vigtigste komponent i oscilloskopet er selve katodestrålerøret, hvorfor vi vil starte med at se på dets opbygning.

Det begynder med en glødetråd og en katode, ligesom et elektronrør, og også her sidder der umiddelbart foran katoden et såkaldt styregitter. Katoden udsender (negative) elektroner, og disse passerer gennem styregitteret med en hastighed og i et antal, der bestemmes af dettes spænding.

styregitter

Længere fremme i røret passerer elektronerne en række positivt ladede plader, hvorved elektronstrålen fokuseres på samme måde som lyset fra en projektor.

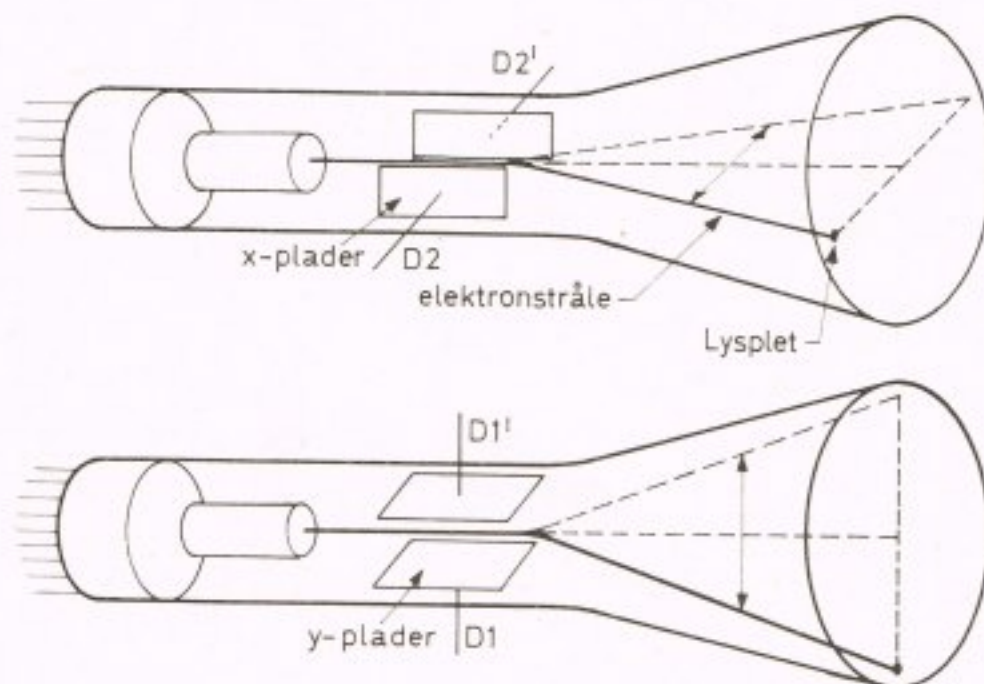


Fig. 7.14. I katodestrålerøret udsendes et smalt bundt elektroner fra katoden mod en fosforbelagt skærm. Strålens påvirkning vil få fosforet til at lyse og danne en lysplet. Da strålen er negativt ladet (elektronerne) kan man påvirke den elektrisk. Dette gøres med de såkaldte afbøjningsplader, hvis indbyrdes spænding bestemmer plettens position på skærmen.

Elektronstrålen fokuseres så effektivt, at når den kommer frem til rørets plane forside, vil den ramme denne i en lille plet. Forsiden er belagt med et fluoriserende lag, og derfor lyser pletten gult, grønt eller blåt alt efter, hvad det fluoriserende lag består af.

Da elektronerne er negative, kan man afbøje strålen ved at tilføre de plader, den passerer, højere eller lavere spændinger. Gøres pladerne stærkt positive, tiltrækkes elektronerne kraftigt, og gøres pladerne negative, frastødes strålen. På denne måde kan man udefra bestemme, hvor pletten skal dannes på skærmen – blot ved at tilføre pladerne forskellige spændinger.

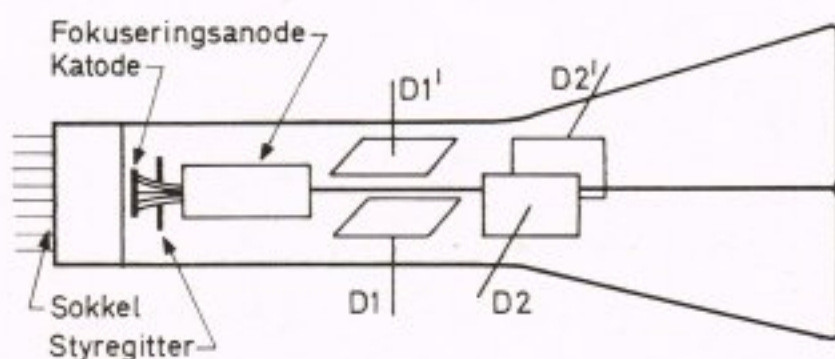
I figur 7.14 er disse afbøjningsplader skildt ud i to billeder af hensyn til overskueligheden. Øverst ses de såkaldte *vandrette plader*, der sidder overfor hinanden og afbøjer

vandrette plader



strålen i det vandrette plan. Nederst er tegnet de *lodrette plader*, der sidder oven over hinanden, og afbøjer strålen i det lodrette plan. I figuren ligger pladen D2 på et positivt potential, medens pladen mærket D2' tilsvarende er negativ. Elektronstrålen vil derfor bøjes udad mod betragteren, og pletten kommer til syne i rørets venstre side.

Nedenunder er pladen mærket D1 positiv, medens pladen D1' er negativ. Pletten dannes derfor forneden på skærmen.



**lodrette plader**

Fig. 7.15. Røret har både vandrette plader og lodrette plader, så pletten kan tvinges et vilkårligt sted hen på skærmen.

Kombinerer man de to delfigurer i 7.14 kommer man frem til 7.15, hvor katodestrålerøret er helt »færdigt«. Strålen passerer gennem begge pladesæt, og man kan nu ved at indlægge forskellige forspændinger bøje strålen – og dermed flytte pletten – hen til et hvilket som helst punkt på skærmen.

## Oscilloskopet

I det færdige oscilloskop indgår katodestrålerøret som den sidste enhed i apparatet, der desuden indeholder den såkaldte *tids-basis enhed*, den *lodrette forstærker*, samt diverse ensrettere. Tids-afbøjningsenheden og den lodrette forstærker er nye begreber, som vi vil gennemgå.

**tidsaksen**

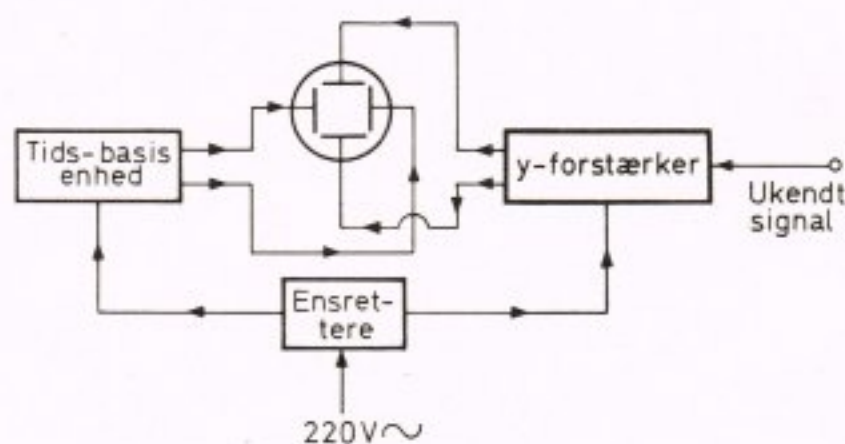


Fig. 7.16. Det færdige oscilloskop består af selve røret, en såkaldt tids-basis enhed, der trækker pletten vandret henover skærmen med konstant hastighed, samt en y-forstærker, der forstærker selve det ukendte signal op til en passende størrelse.

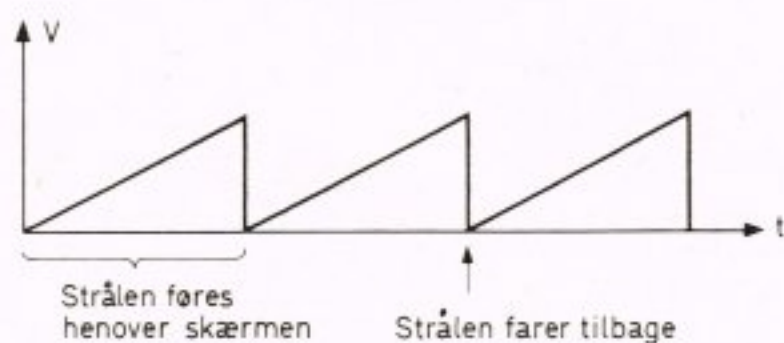


Fig. 7.17. Tids-basis enheden laver en savtakspænding, således at pletten føres fra venstre mod højre med moderat og konstant hastighed, medens den farer lynhurtigt tilbage igen.

Tids-afbøjningsenheden er en fordanskning af det engelske »time base«. Det er den enhed, der er koblet sammen med de vandrette plader, og det er den, der får pletten til at bevæge sig vandret hen over skærmen på en ganske bestemt måde.

*Time base enheden* afgiver en såkaldt savtakurve: en spænding, der vokser lineært op til et vist niveau, hvorefter den atter lynhurtigt falder til begyndelses-



værdien – figur 7.17. Hvis man fører en sådan kurveform til de vandrette plader, kan man opnå, at lyspletten bevæger sig roligt hen over skærmen fra venstre mod højre, hvorefter den lynhurtigt farer tilbage og påbegynder processen igen. Hvis pletten for eksempel bevæger sig hen over en 10 cm stor skærm i løbet af ét sekund, vandrer den 1 cm i løbet af 100 millisekunder. Dette kan den bringes til at gøre med stor nøjagtighed, og man kan derfor bruge oscilloskopet til at måle tider med. Hertil skal vi dog yderligere bruge den lodrette forstærker.

Den kaldes naturligvis sådan, fordi den er koblet til de lodrette plader i katodestrålerøret. Den kaldes også undertiden y-forstærkeren, fordi den lodrette akse i et koordinatsystem normalt betegnes y-aksen. Til denne forstærker kobler man sit ukendte signal, der for eksempel kan være en sinusspænding, der har en størrelse på 10 volt og en frekvens på 10 Hz.

Når en sådan spænding tilføres y-pladerne, vil pletten bevæge sig op og ned på skærmen i overensstemmelse med spændingen. Samtidig føres pletten hen over skærmen med en hastighed af 1 cm pr. 100 ms, således at pletten vil optegne spændingens kurveform på skærmen. Hvis man på forhånd ved, hvor store spændinger der skal til for at flytte pletten et vist antal centimeter i lodret retning på skærmen, kan man samtidig måle spændingens størrelse, og da man har en kalibreret tidsakse, kan man samtidig måle dens frekvens.

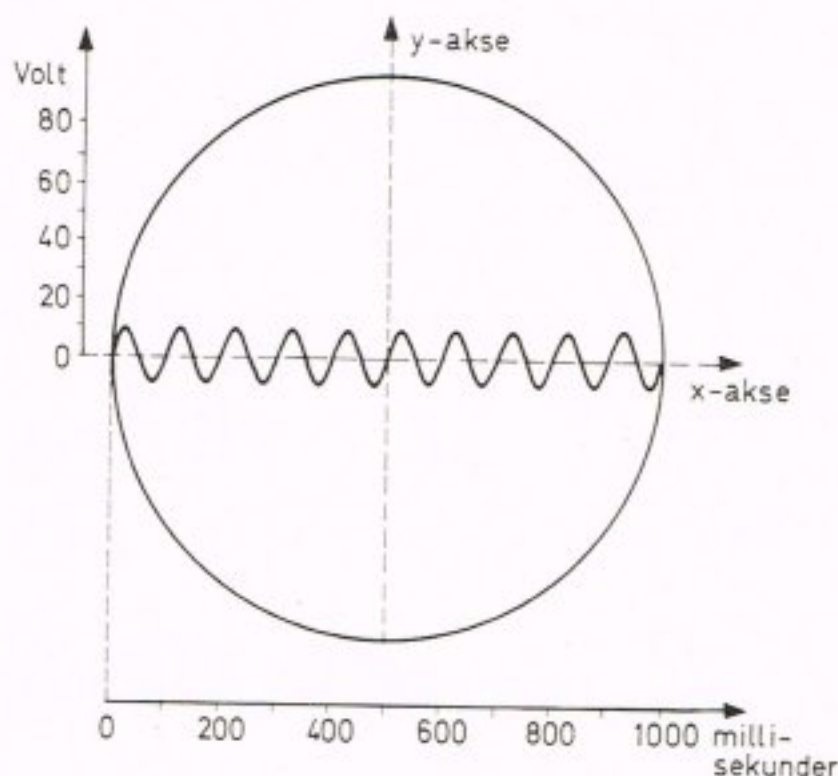


Fig. 7.18. På oscilloskopets skærm dannes et billede, der ganske ser ud som det, man ville have fået optegnet på en skriverstrimmel.

I figur 7.18 fylder kurven nøjagtigt én skaladel i højden (nul til spidsværdien), ligesom én hel svingning netop fylder én skaladel. Da man ved, at én skaladel i højden svarer til en tilført spænding på 10 volt, har vi faktisk ved hjælp af oscilloskopet målt spændingens størrelse til 10 volt spidsværdi. For at få effektivværdien skal resultatet blot divideres med  $\sqrt{2}$ . (Se side 19).

Samtidig har vi ved hjælp af oscilloskopet målt svingningens frekvens. Én svingning svarer til én skaladel, der igen svarer til en tid på 1/10 sekund. Frekvensen må derfor være 10 Hz.

Hvis det ukendte signals frekvens og størrelse overhovedet ikke passer med de følsomheden områder, de to akser er beregnet til, må man ændre både x- og y-aksens betydning; men det er også meget let at gøre. Y-aksens betydning ændres ved at man indstiller y-forstærkerens forstærkning på et andet område, så akserne får den nye



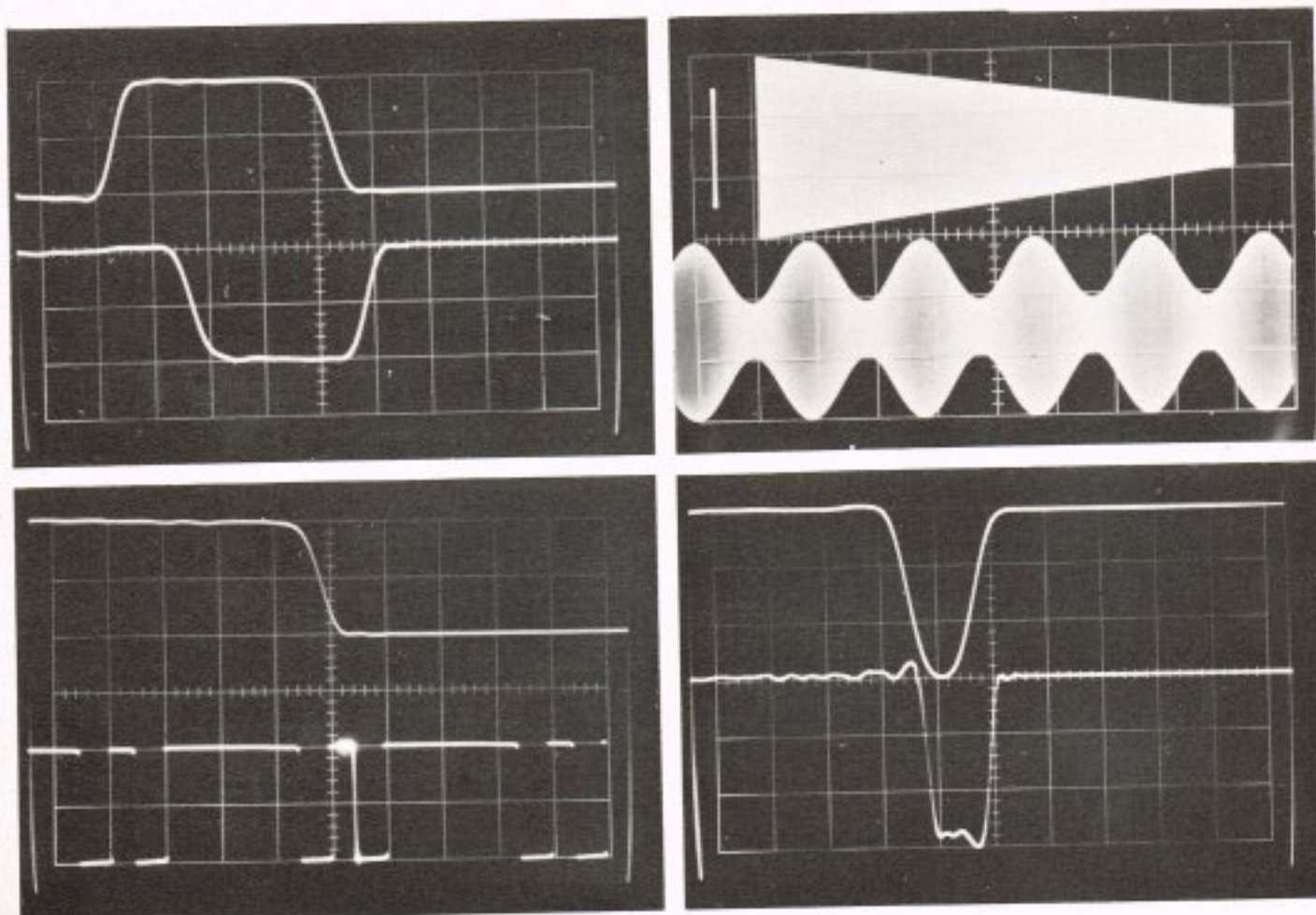


Fig. 7.19. Eksempler på de mange forskellige kurveformer, man kan se på et oscilloskop. Det siger sig selv, at det ville være helt meningsløst blot at måle sådanne spændinger med et voltmeter uden at kende kurveformen.

betydning 1 volt pr. cm, eller måske helt ned til 1  $\mu\text{V}$  pr. skaladel, hvis det er et meget følsomt instrument, man har til sin rådighed.

Tilsvarende ændrer man x-aksens betydning ved at ændre savtakspændingens repetitionsfrekvens. Gør man denne højere (flere savtakker pr. sekund), kan man måle højere frekvenser og omvendt. Ved meget avancerede oscilloskoper er det muligt at afbilde signaler, hvis frekvens ligger omkring 100 MHz; men så er man også oppe i luksusbil-prisklassen. Faktisk er man nået så højt op i frekvensbåndet, at elektronernes løbetid gennem katodestrålerøret begynder at spille en rolle. Ganske vist farer de af sted med næsten lysets hastighed; *men selv lys når jo kun 3 meter frem på et 100 MHz signals svingningstid!*

Katodestråleoscilloskopet kan som nævnt anvendes til at måle både spændinger, frekvens og tid på, og derfor er et oscilloskop et af de aller almindeligste instrumenter på et laboratorium. I en kyndig mands hånd er det et magtfuldt instrument i alt udviklings- og servicearbejde, og et af de instrumenter, man først anskaffer sig. Brugt med omtanke afslører det ubarmhjertigt enhver nok så lille fejl på et tilsyneladende udadleligt signal. Oscilloskopet er endvidere et særdeles anskueligt hjælpemiddel, hvorfor det også har fundet så stor anvendelse i denne udsendelsesrække.

### Opgaver

1. Over en spændingskilde indsættes et voltmeter med en indre modstand på 10 k $\Omega$ /volt. Voltmeteret er indstillet på sit 3 volts område, og det viser 2 volt. Hvor stor en modstand er der i instrumentet?
2. Hvor stor en strøm trækker det netop beskrevne voltmeter fra spændingskilden?
3. Hvis vi tænker os, at den netop beskrevne spændingskilde havde en indre modstand på 3 k $\Omega$ , hvad ville voltmeteret så vise?







Tabel IX

Decibel			
Effektforhold, antal gange	omskrevet til 10-eksponent	Bel B	Decibel, dB
1	$10^0$	0	0
2		0,3	3
10	$10^1$	1	10
100	$10^2$	2	20
1.000	$10^3$	3	30
10.000	$10^4$	4	40
100.000	$10^5$	5	50
1.000.000	$10^6$	6	60

Der er ingen vanskeligheder ved at finde decibelværdien, når effekterne står i forhold til hinanden, der er et helt antal gange 10. Så er Bel-værdien simpelthen lig med eksponenten til 10, og decibel-værdien følgelig ti gange større. Det er straks sværere med mellemværdierne, men dem vil vi forbigå her.

**Eksempler:**

Vi sender en effekt på 1 watt ind i en forstærker, og får 100 watt ud på den anden side. Hvor mange dB er effektforstærkningen?

Forstærkningen er 100 gange =  $10^2$ .

Forstærkningen er derfor 2 Bel eller 20 dB.

En anden forstærker får tilført 1 milliwatt og afgiver 20 milliwatt. Hvor stor er forstærkningen? Denne er naturligvis 20 gange, og den tilsvarende dB-værdi findes let.

20 gange omskrives til  $2 \times 10$ . I tabellen finder vi, at 2 gange svarer til 3 dB, medens 10 gange svarer til 10 dB. Disse tal *adderes*, og resultatet bliver 13 dB. 20 gange forstærkning svarer til 13 dB.

Disse forholdsvis små forskelle i effektniveauer viser nok princippet i dB-begrebet, men ikke de store fordele. Disse træder først rigtigt frem ved langt større forskelle. Lad os se på en FM-modtager.

**Eksempel:**

Til en FM-modtagers antenneindgang føres et signal på  $865 \mu\text{V}$ . Indgangsimpedansen er  $75 \Omega$ .

Radioen afgiver herved til højttaleren ( $5 \Omega$ ) en spænding på 2,25 volt. Hvor stor er effektforstærkningen?

Indgangseffekten findes af formlen

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

Ved indsættelse findes:

$$P = \frac{(865 \cdot 10^{-6})^2}{75} = 10^{-8} \text{ watt} = \frac{1}{100} \mu\text{W!}$$

Højttalereffekten findes af den samme formel:

$$P = \frac{2,25^2}{5} = 1 \text{ watt.}$$

Radioens effektforstærkning er derfor forholdet mellem de fundne størrelser, altså 1 divideret med  $10^{-8}$ . Forstærkningen er således  $10^8$  gange.

$$\underline{F = 80 \text{ dB}}$$



I stedet for at arbejde med det kæmpestore tal  $10^8$  eller 100.000.000 gange siger man blot 80 dB. Alle teknikere ved, hvad man mener hermed, og undervurderer vel at mærke ikke problemerne, fordi talstørrelserne bliver mindre!

**Opgaver:**

1. Hvor stort ville dB-tallet være blevet, hvis den netop omtalte modtager ikke havde afgivet 2,25 volt men 3,16 volt til højttaleren?
2. Hvor stort ville dB-tallet være blevet, hvis den afgivne spænding havde været 7,1 volt?



**Guglielmo Marconi** – italiensk fysiker. Født den 25. april 1874 i Griffone ved Bologna – død den 20. juli 1937 i Rom.

Marconi står som den trådløse telegrafis egentlige opfinder, idet hans forsøg med overføring af meddelelser over lange afstande blev succes ved anvendelse af forbedret apparatur og antenner.

Han fik den 12. december 1901 radiokontakt over 3600 km mellem England og Canada, og senere blev hans apparater så almindelige, at hvert fyrtårn og hvert skib blev udstyret med radiostationer. Det nye »legetøj« havde bevist sin praktiske værdi.





Et af de vigtigste felter indenfor elektronikken er *styringsområdet*, hvor man benytter forstærkere til at regulere eller styre en eller anden proces, for eksempel hastigheden af en stor boremaskine eller varmen i en ovn. Groft taget kan man igen dele reguleringsområdet op i to dele, nemlig den *manuelt styrede*, hvor man anvender forstærkerkredsløbet til at forstærke et meget lille styresignal op til at give en stor virkning, men hvor man selv ved for eksempel at dreje på et potentiometer frembringer dette styresignal; og den såkaldt *automatisk styrede*, hvor forstærkeren mærker efter, om processen forløber rigtigt, og i modsat fald frembringer den nødvendige korrektion. Dette benævnes også *automatisk regulering*, og dette område er karakteristisk derved, at forstærkeren *selv* føler efter, hvordan processen udvikles. Der er med andre ord tale om en opstilling med *modkobling*.

manuel regulering

automatisk  
regulering

modkobling

Det ville føre for vidt her at komme ind på området automatisk regulering, der har sine helt specielle problemer, og vi vil nøjes med at se på manuelle styringer – altså kredsløb, der forstærker et lille styresignal op til en stor virkning.

I afsnit 5 og 6 blev det forklaret, hvordan man af halvlederstof laver dioder og transistorer, og disses virkemåde blev gennemgået. Imidlertid laver man andre komponenter end dioder og transistorer af halvledermateriale – disse er blot mindre kendt, da de ikke anvendes til lineære formål. Lavfrekvensforstærkere er jo meget kendte og populære – ikke mindst blandt ungdommen – og derfor er transistorer også de mest kendte halvlederkomponenter. Men efter datamaskinernes (regnemaskinernes) fremkomst, anvendes selv lineære komponenter som transistorer mere til impulsformål end i lineære koblinger. Det kan da derfor heller ikke undre, at der findes halvlederkomponenter, der overhovedet kun anvendes i impulskredsløb – sådanne er *Thyristorer* og *PN-Transistorer*.

thyristor

pn-transistor

Thyristorer og *pn-transistorer* har til forskel fra andre halvlederkomponenter endnu ikke fået officielt anerkendte danske navne, hvilket uden tvivl også hænger sammen med deres impuls-anvendelser. Thyristoren hedder *Silicon Controlled Rectifier* (SCR) på engelsk, hvilket nærmest kan oversættes til »styret ensretter«. Det danske navn er et levn fra *thyatronerne*, hvor »-tron« klart hentyder til elektronstrømmen. Da virkningerne af de to komponenter ligner hinanden meget, har man valgt at give halvleder-»tvillingen« endelsen »-istor« med relation til transistoren.

thyatron

*pn-transistoren* hedder på engelsk *Uni-Junction Transistor*, hvilket skulle være en transistor med kun én *pn*-overgang. Det er nu nærmere en diode end en transistor, da den kun består af ét *p*- og ét *n*-område; men den har tre terminaler, og er således en slags mellemtung. Vi skal senere vende tilbage til dens virkemåde og anvendelse.

uni-junction-  
transistor

## Thyristoren

Thyristoren er opbygget med hele fire lag, der ligger i rækkefølgen *pnpn*. Den har med andre ord tre *pn*-overgange, hvor transistoren kun har to; men der vil gælde det samme for en thyristor som for en transistor: sætter man spænding mellem dens yderterminaler, vil der ingen strøm gå. I transistoren ville én af *pn*-overgangene være

pnpn



forspændt i spærreretningen, uanset den påtrykte spændings retning. I thyristoren vil der være én baglæns forspændt  $pn$ -overgang, når spændingen vender den ene vej, og to, når polariteten vendes.

Thyristoren anvendes i praksis den vej, hvor én af overgangene er i spærreretningen, og dens indre opbygning fremgår nærmere af figur 8.1. Den kan betragtes som to serieforbundne transistorer – en  $nnp$  og en  $pnp$  – hvor de to midterste områder er fælles, og hvor der altså er én  $pn$ -overgang fælles. Det er i denne ene  $pn$ -overgang, hele virkemåden gemmer sig.

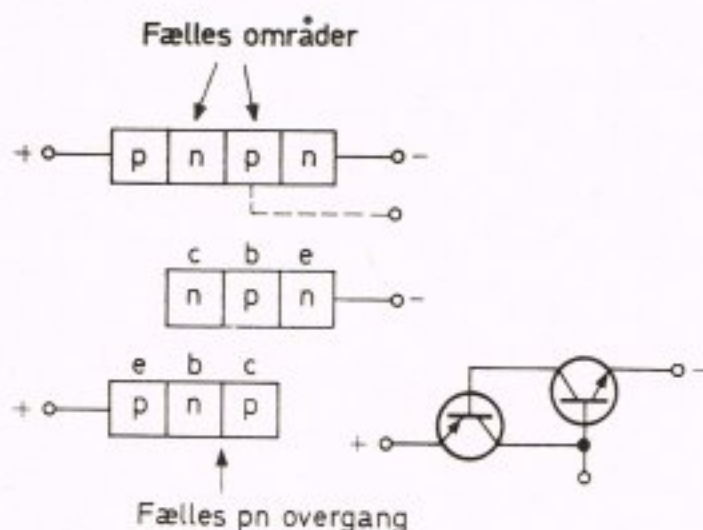


Fig. 8.1. I sin indre opbygning ligner thyristoren nærmest en transistor, som der er »hængt« et ekstra halvleder-område på.

Tænker man sig, at der påtrykkes thyristoren spænding over yderterminalerne med den viste polaritet, vil den første  $pn$ -overgang være forspændt i sin lederetning, den næste i sin spærreretning, og den sidste igen i sin lederetning. Alt hvad der kræves, for at strømmen skal løbe, er derfor at der sendes ladningsbærere gennem den baglæns forspændte  $pn$ -overgang.

Hvordan var det nu, det blev gjort i almindelige transistorer? Der sendte man ladningsbærere fra emitteren ind i basis, og når basis var meget tynd, blev ladningsbærerne trukket over til kollektoren og passerede gennem den baglæns forspændte kollektor-basisdiode. Hvis man derfor sender en svag strøm ind i det første  $p$ -område fra højre (figur 8.1), vil der gå strøm gennem thyristoren; den »første« transistor ville jo lede normalt, og derefter sidder der blot en ekstra  $pn$ -overgang i lederetningen.

En praktisk thyristor har netop en ledning til det omtalte  $p$ -område, der dog ikke hedder basis som i transistoren, men »gate« (port på engelsk) eller *styreelektrode*. For at blive i dansk terminologi vil vi kalde den for *styreelektroden*.

styreelektrode

Vi sender en lille strøm ind gennem styreelektroden, hvorpå den »første« transistor vil begynde at lede. Der vil nu gå strøm gennem alle tre  $pn$ -overgange, men det vil ikke være det eneste, der sker. Vender man nemlig billedet om, kan man også betragte thyristoren som en serieforbindelse af to transistorer set fra venstre side i figur 8.1. Rækkefølgen er denne gang først  $pnp$  og derefter  $nnp$ . I den »venstre« transistor vil der nu blive tvunget strøm gennem det, der er denne transistors emitter-basisdiode, og dette opfatter transistoren som en styrestrøm ind i basis. Den vil derfor begynde at sende strøm gennem sit basislag og ind i det område, som den opfatter som sin kollektor. Denne strøm vil nu af den »første« transistors basis blive opfattet som styrestrøm osv., indtil strømmen lynhurtigt stiger gennem hele thyristoren ved denne *selvforstærkende virkning*. Strømmen vil stige så meget, som det ydre kredsløb tillader det, og alle tre  $pn$ -overgange vil blive drevet over i deres gennemgangsretning, så spændingen over thyristoren falder til en meget lav værdi – omkring 1 volt. Thyristoren er nu »tændt«, og man bemærker, at den første styrestrøm til styreelektroden

medkobling



kun behøver at løbe så længe, at strømmen fra den »venstre« transistor kan nå at vokse op og virke som »styrestrøm«. Dette tager måske en milliontedel sekund ( $1 \mu\text{s}$ ) eller så, og derefter er styrestrømmen til styreelektroden overflødig. Den kan afbrydes – den har ingen indflydelse mere. Og det vil også sige, at den ikke kan anvendes til at slukke thyristoren med igen. *En thyristor kan ikke slukkes fra styreelektroden.* Man må på anden måde sørge for at slukke for strømmen gennem den.

Det kan man imidlertid også i de fleste tilfælde ret let komme til. Strømmen vil faktisk kun løbe gennem thyristoren, så længe polariteten er som vist i figur 8.1. Hvis spændingen falder til nul eller bliver negativ, »slukker« thyristoren atter, idet den ikke kan lede strøm i den anden retning – heller ikke hvis man sender strøm gennem styreelektroden. Thyristoren vil følgelig spærre på samme måde som en almindelig diode, og hvis polariteten vendes for anden gang, vil den stadig spærre, indtil man atter sender strøm ind i styreelektroden.

thyristoren  
slukker selv

Thyristoren virker med andre ord som en diode, hvis ledeegenskaber man kan bestemme ved strøm/ingen-strøm til styreelektroden. Sender man strøm til styreelektroden, virker thyristoren som en almindelig diode. Hvis styreelektroden ingen strøm får, vil thyristoren spærre i begge retninger. Heraf kommer også dens engelske navn, silicon controlled rectifier (styret Silicium ensretter), og det er netop dens kontrol- eller styreegenskaber, man anvender i forskellige impulskredsløb.

styret diode

Men læg vel mærke til: fra styreelektroden kan man kun tænde thyristoren. Når den er tændt, virker den som en almindelig diode, og man kan ikke fra styreelektroden bestemme strømmen gennem den; det må man gøre ved seriemodstande i kredsløbet. Man kan heller ikke fra styreelektroden slukke den igen; det må man også gøre i det ydre kredsløb, enten ved at afbryde strømmen eller ved helt at vende polariteten.

## Nomenklatur og signatur

Da thyristoren ligner thyatronen og dioden så meget, kan det kun forekomme naturligt, at man har givet dens elektroder navne, der har relation til disse beslægtede komponenter. I stedet for at tale om emitter og kollektor bruger man *anode* og *katode*, og man lægger katoden til minus og anoden til plus. Man taler heller ikke om basis, men benævner den terminal, man styrer thyristoren med, for *styreelektrode* eller *gate*. Thyristorens signatur er også i familie med diodesignaturen. Den ses på figur 8.2, hvor de forskelligt doterede lag samtidig er vist for at give en bedre ide om placeringen.

navne

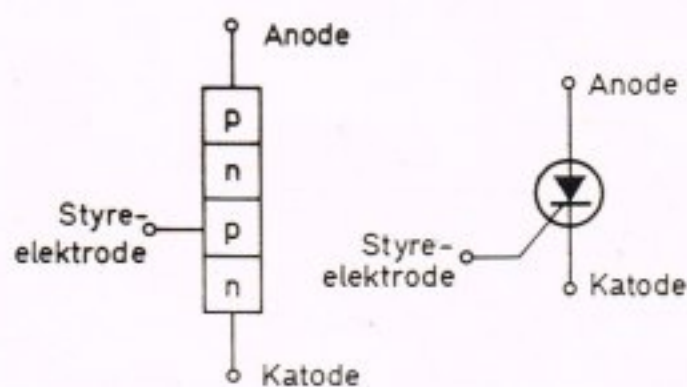


Fig. 8.2. Thyristorens signatur ligner meget diodens, og dens hovedterminaler kaldes også for anode og katode. Herudover har den en styreelektrode, der bestemmer hele dens virkning.

## Thyristorens data

Står man med en given thyristor i hånden, er der en række data, man vil have brug for at kende. Det drejer sig i første række om dens såkaldte *maksimaldata*, hvor de vigtigste ligesom for dioderne er spænding og varme.



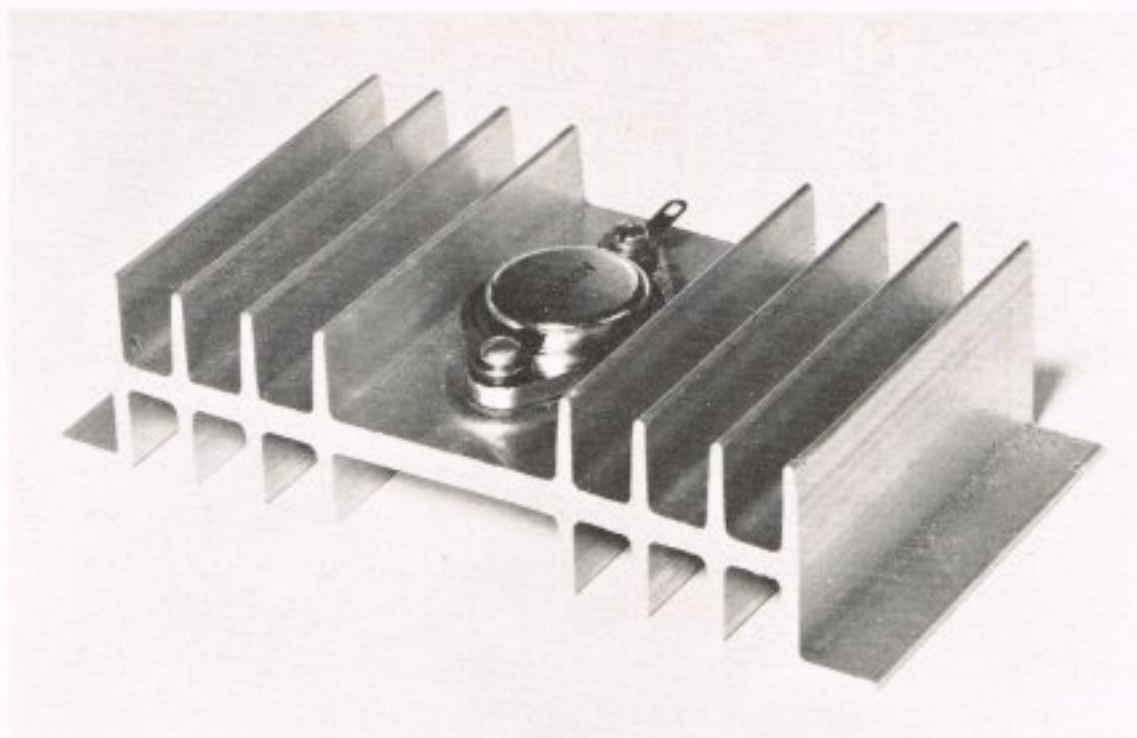


Fig. 8.3. I praksis anvender man standard-profiler til at skaffe ekstra køling til såvel transistorer som thyristorer.

Hvis man i thyristorens naturlige fremadretning lægger en stigende spænding, vil man tilsidst nå en værdi, hvor den »tænder« og begynder at lede. Dette sker altså uden spænding på styreelektroden; men så er der også lagt højere spænding over thyristoren, end den er beregnet til. Imidlertid vil dette ikke skade den. Strømmen begynder blot at løbe igennem den, uden at den har modtaget noget styresignal, men virkningen vil være ganske, som om den var blevet tændt ved hjælp af et signal på styreelektroden.

Anderledes forholder det sig, hvis polariteten ændres, og man atter påtrykker den en for stor spænding. Nu vil der jo ligge to baglæns forspændte *pn*-overgange »i vejen« for strømmen, og hvis man med en for høj spænding fremtvinger et gennemslag, ødelægges thyristoren. Vi har overskredet dens *maksimale spærrespænding*, og det kan den ikke tåle.

gennemslag

Ligesom en diode har thyristoren også en maksimal grænse for den strøm, der må løbe igennem den, og igen er det nærmest varmen, der sætter grænsen. Imidlertid anvendes thyristorer netop ofte til meget store strømme, hvorfor det er almindeligt at placere dem på specielt konstruerede kølelegemer. Disse vil bortlede en vis mængde varme, alt efter deres størrelse og form, hvorved man kan belaste thyristoren med en større strøm. Men der vil naturligvis være en vis grænse, der ikke må overskrides.

varme

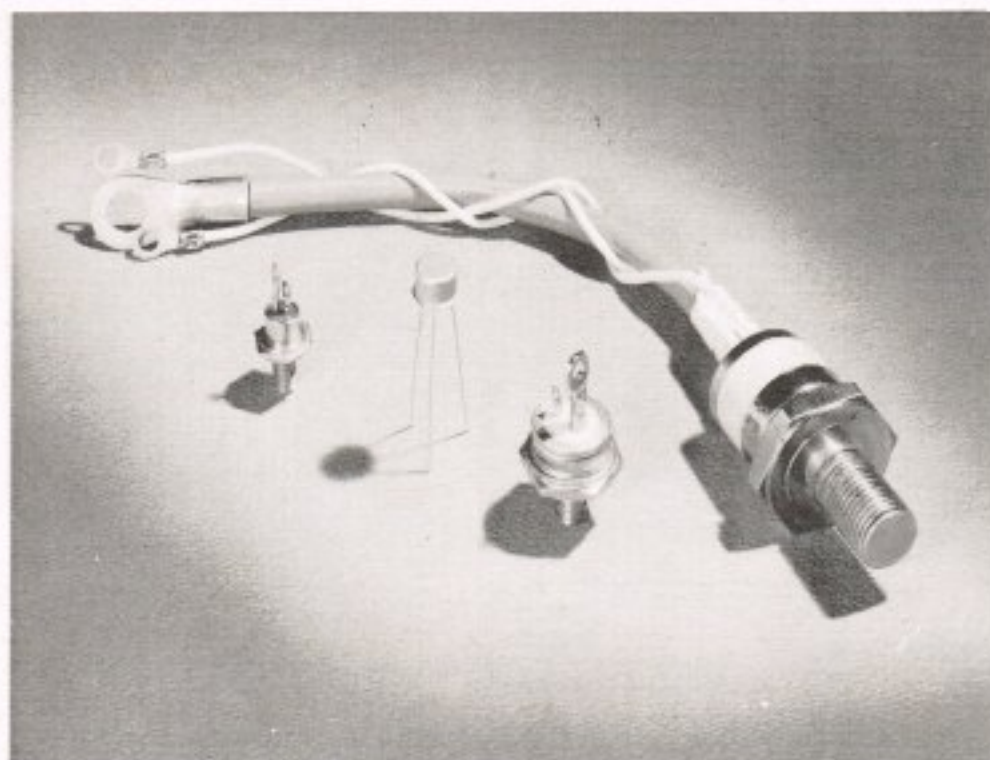
Styreelektroden har også sine maksimaldata i form af maksimale spændinger, der må påtrykkes. Ligeledes findes der naturligvis nedre grænser, idet styresignalet kan blive så lille, at thyristoren ikke tænder. Styreelektrodens data er dog ikke af nær så stor betydning som thyristorens hoveddata. Til gengæld er køling en af de vigtigere ting, hvorfor vi vil se lidt nærmere på beregningen af kølelegemer.

## Køling

Strømmen gennem halvledermaterialet vil opvarme dette i overensstemmelse med størrelsen af strømmen og den spænding, der ligger over halvlederen. Spændingen over en thyristor vil være omkring 1 volt, og hvis strømmen gennem den er for eksempel 10 ampère, vil der udvikles en varmeeffekt på 10 watt. Disse 10 watt vil opvarme komponenten, og temperaturen vil blive ved med at stige, indtil der er ligevægt

den afsatte effekt





Små thyristorer anvendes ofte til logiske formål, medens de store mest bruges i ensrettere eller lign.

mellem den tilførte varme og den varme, der på en eller anden måde transporteres bort.

Ved normale små transistorer, hvor der afsættes effekter på nogle milliwatt, sker denne borttransport ved luftens hjælp; men bliver der tale om virkelige effekter, slår dette ikke til mere. Transistorens eller diodens hus bliver for lille til at afgive effekt nok til luften, og man bruger derfor en stor *kølefinne*.

For mange halvledere angiver man ikke den maksimalt tilladelige effekt, da denne jo kun har nogen mening ved en ganske bestemt omgivelsestemperatur. Man opgiver i stedet transistorens *termiske modstand*, der for eksempel kan udtrykkes som 500 grader/watt. Dette betyder simpelthen, at hvis man afsætter 1 watt i transistoren, vil dens temperatur stige  $500^{\circ}\text{C}$ , og det kan den naturligvis ikke tåle.

termisk modstand

Nu er det ikke transistorhusets temperatur, man interesserer sig for, men derimod temperaturen inde i selve halvlederkrystallen. Varmemodstanden refererer derfor altid til temperaturen på dette sted.

varmemodstand

De 500 grader/watt var temperaturen i transistoren BC107, som tidligere er blevet anvendt i eksempler. Imidlertid var dette varmemodstanden fra krystallen til den omgivende luft, medens varmemodstanden fra krystallen til selve huset er langt mindre, nemlig 200 grader/watt. Dette skal forstås på den måde, at hvis man afsætter 1 watt i transistoren, når den blot er monteret fast på sine tre ben, vil krystaltemperaturen stige 500 grader. Hvis derimod huset holdes fast på omgivelsernes temperatur, vil krystaltemperaturen kun stige 200 grader. Denne oplysning – varmemodstanden til kølelegemet – har man netop brug for, når man skal beregne kølelegemets størrelse.

der er to varmemodstande!

Man kan udregne kølingen ved at betragte varmemodstanden mellem krystal og hus og mellem hus og den omgivende luft som to serieforbundne modstande, hvorigennem man skal transportere en given mængde varme. Når man kender den effekt, der afsættes i krystallen, dennes maksimalt tilladelige temperatur, omgivelsesluftens temperatur, samt de to varmemodstande, kan man meget let overse, om kølingen er tilstrækkelig. Dette er en slags Ohms lov for varmetransport. Jo mere effekt, der afsættes i krystallen, jo mere er der behov for at få transporteret bort. Og jo større kølelegemets overflade er, des mindre er varmemodstanden til den omgivende luft.

»Ohms lov for varme«



### Eksempel:

Lad os sætte, at thyristorens varmemodstand er 1,5 grader/watt, og at der afsættes 20 watt i den. Der ønskes en maksimal krystaltemperatur på 150°C, og omgivelsesluftens temperatur kan tænkes at ville komme op på 50°C. Hvilket kølelegeme skal man anvende til dette formål?

Med en afsat effekt på 20 watt og en tilladelig temperaturstigning over lufttemperaturen på 100°C, skal det samlede system have en termisk modstand til luften på

$$R_{th} = \frac{150 - 50}{20} = 5 \text{ grader/watt},$$

idet formelen for den termiske transport lyder:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \text{ hvor}$$

$R_{th}$  er den termiske modstand

$\Delta T$  er temperaturstigningen, og

$P$  er den afsatte effekt.

I eksemplet fandtes en termisk modstand for det samlede system på 5 grader/watt, men dette var jo den resulterende modstand fra krystal til luft. Subtraheres transistorens modstand – 1,5 grad/watt – findes for selve kølelegemet

$$R_{th} = 5 - 1,5 = 3,5 \text{ grader/watt}.$$

Dette er en ret lav termisk modstand, der svarer til en metalplade med en overflade på over 250 cm<sup>2</sup>. I praksis er dette normalt urealisabelt, hvorfor man i stedet bør anvende en af de standard-køleprofiler, der findes i handelen. Et eksempel vises i figur 8.3. Fordelen ved konstruktionen er en meget stor overflade på en forholdsvis beskeden plads.

køleprofil

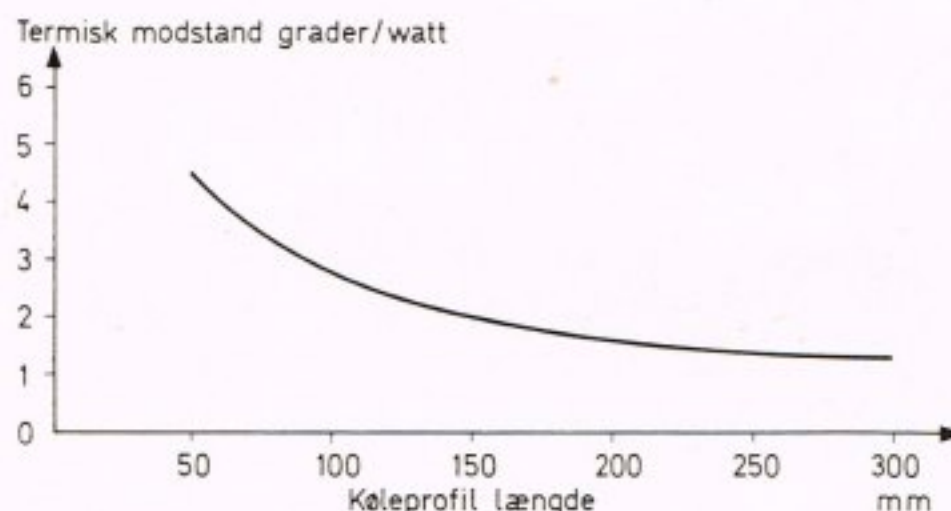


Fig. 8.4. Et legemes termiske modstand (overfor den omgivende luft) bliver mindre, jo større legemet er. For en given skinne vises her den termiske modstand i forhold til skinnens længde.

Med en god profil skal der kun anvendes omkring 7 cm skinne for at opnå en termisk modstand på 3,5 grader/watt. Dette er til mange formål en mere praktisk løsning end én stor plade med det nødvendige areal, og den viste profil (samt lignende



typer) anvendes derfor i udstrakt grad i industrien. De findes i adskillige udformninger, og mange giver en endog særdeles effektiv køling. Visse typer anvendes specielt i forbindelse med blæsere, hvorved værdier på 0,2 grader/watt kan nås. Endnu større typer er beregnet til vandkøling (!), hvorved der kan styres effekter på flere tusinde watt. Figur 8.4 angiver den benyttede profils termiske modstand som funktion af skinnens længde.

vandkøling

Det siger sig selv, at skønt dette afsnit om køling bringes under omtalen af thyristorer, gælder ganske de samme regler for køling af andre halvlederkomponenter, såsom dioder og transistorer. Det forekommer blot logisk at bringe omtalen på dette sted, idet det oftest er ved thyristor anvendelser, hvor der styres meget store effekter, køleproblemerne er størst.

### Thyristorens anvendelse

De specielle egenskaber ved thyristoren, nemlig at man kan tænde den med et meget lille signal på styreelektroden, men derefter hverken styre eller slukke den igen, gør den næsten selvskeven til at anvendes i vekselstrømskredsløb. Den eneste måde at slukke strømmen igennem den på er, at vende polariteten af den påtrykte spænding, eller i det mindste sænke denne spænding til nul, og det sker netop automatisk ved vekselspænding. Her skifter polariteten fra plus til minus med netfrekvensen – 50 gange per sekund – og dette forhold kan særdeles let udnyttes.

Et lille illustrativt eksperiment ses således i figur 8.6. Her sidder en thyristor i serie med en lampe over 12 volt-siden på en nettransformer, og mellem styreelektroden og anoden kan der indsættes en modstand. Når styreelektroden ingen styrestrøm får – modstanden er fjernet – vil thyristoren ikke tænde, og lampen lyser ikke. Når modstanden lægges ind, vil styreelektroden få tilført en strøm, hver gang anoden bliver positiv, hvorved thyristoren tænder, og lampen lyser. Thyristoren leder strømmen, så længe anoden er positiv; men når polariteten skifter, slukker den og spærrer, så længe anoden er negativ. Når anoden atter bliver positiv, gentager processen sig.

lampestyring

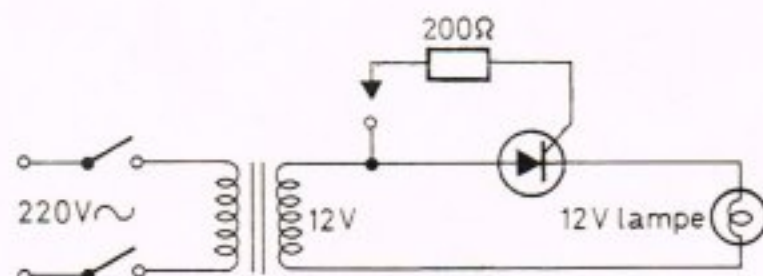


Fig. 8.5. Thyristorens virkemåde illustreres godt ved dette lille eksempel.

Forsøger man at tilslutte den samme opstilling til jævnspænding i stedet for til vekselspænding, vil man opdage, at når man først én gang har tændt thyristoren ved at forbinde modstanden mellem dens styreelektrode og anoden, kan man ikke slukke den igen. Den eneste måde er at afbryde strømmen fra batteriet. Og derved vil vi altså ikke have samme gavn af den som i vekselstrømsopstillingen. Thyristoren er bedst egnet til vekselstrømskredse, men her kommer dens specielle egenskaber dog først helt til sin ret, når man anvender den sammen med uni-junction eller *pn*-transistoren.

det er bedst med vekselstrøm



## PN- eller UNI-JUNCTION transistoren

*pn*-transistoren er som nævnt opbygget af to doterede siliciumområder, medens den har tre tilslutningsterminaler. Dens indre opbygning fremgår af figur 8.6, og det ses, at medens det ene område er udformet som en lang stang, er det andet nærmest »klistret« på ca. midten af denne stang. Mellem de to områder findes en normal *pn*-overgang, og betragter man forholdene mellem det »påklistrede« område og en af stangens endeterminaler, vil enheden nærmest fungere som en almindelig diode.

siliciumstang med  $\phi$

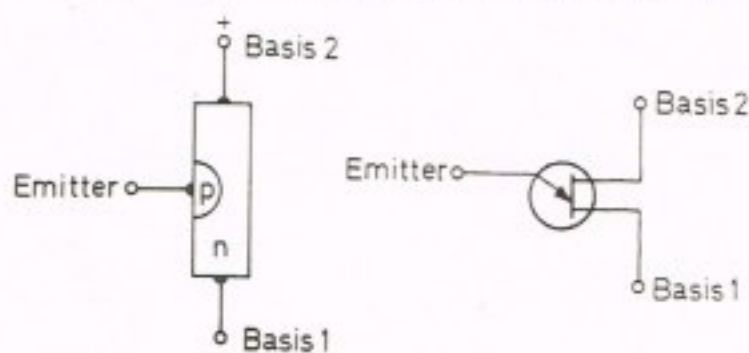


Fig. 8.6. *pn*-transistoren er opbygget som en halvleder-stang, hvorpå der er anbragt en lille »klat« af halvleder-materiale af modsat polaritet.

De specielle egenskaber fremkommer imidlertid netop, fordi *p*-området sidder ca. midt imellem stangens to terminaler. Terminalernes navne minder om transistorens, idet *p*-området hedder emitteren. Stangens to terminaler kaldes dog ikke basis og kollektor, da de jo er tilsluttet samme område. De kaldes basis 1 og basis 2, hvilket faktisk ikke kan siges at være særligt heldigt valgt, da man ofte løber sur i nummerringen.

navne

Når transistoren skal anvendes, kobler man de to baser ind over batterispændingen over hver sin (lille) modstand. Da *n*-området har høj indre modstand, vil den strøm, der løber gennem transistoren og modstandene, være meget lille, så næsten hele spændingen vil lægge sig over halvledermaterialet. Spændingen vil derfor stige jævnt mellem basis 1 og basis 2, og da emitteren sidder ca. midt på stangen, vil den være forspændt i sin spærreretning med omkring den halve batterispænding. Hvis batterispændingen således er 12 volt, vil der ligge ca. 6 volt på emitteren, hvis denne *svæver* (ikke er forbundet nogen steder hen).

Hæves emitterspændingen udefra op over disse ca. 6 volt, vil emitteren sende huller gennem *pn*-overgangen og ind i *n*-området, hvilket resulterer i, at stangen bliver ledende, og derfor trækker strøm fra batteriet. Herved vil spændingen over stangen synke og yderligere trække større strøm fra emitteren osv., indtil stangen er fuldstændigt ledende. Det viser sig endog, at processen forløber på en sådan måde, at modstanden mellem emitteren og basis 1 ikke alene falder til nul, men ligefrem bliver negativ. Strømmen vil derfor ikke bremses, men tværtimod fremskyndes af *pn*-overgangen, hvorfor man ligesom i thyristorkredsløbene må begrænse strømmens størrelse ved ydre modstande for ikke at ødelægge *pn*-transistoren.

negativ modstand

### Relaksationsoscillator

Komponenter, der optræder som negative modstande, er særdeles velegnede i oscillator kredsløb, og *pn*-transistoren er ingen undtagelse. Dens fornemste anvendelse er i et oscillator kredsløb, nemlig som aktivt element i den såkaldte *relaksationsoscillator*.

relakstionsoscillator

Udtrykket stammer fra engelsk »relax« – at hvile eller slappe af – og oscillatoren er netop kendetegnet ved, at der ikke »sker noget« i størstedelen af tiden. Opstillingen vises i figur 8.7, hvor man samtidig ser de karakteristiske kurveformer på to af elektroderne.



Transistoren er indsat over batterispændingen – 30 volt – ved hjælp af to modstande på henholdsvis 47 ohm og 470 ohm. Emitteren er gennem en modstand på 5 kohm ført til plus og gennem en kondensator på 0,1  $\mu$ F ført til minus. Hvad vil der nu ske, når afbryderen kobles ind?

Til at begynde med vil der være nul på emitteren, idet spændingen over kondensatoren ikke pludseligt kan springe i vejret; den stiger gradvist, idet kondensatoren

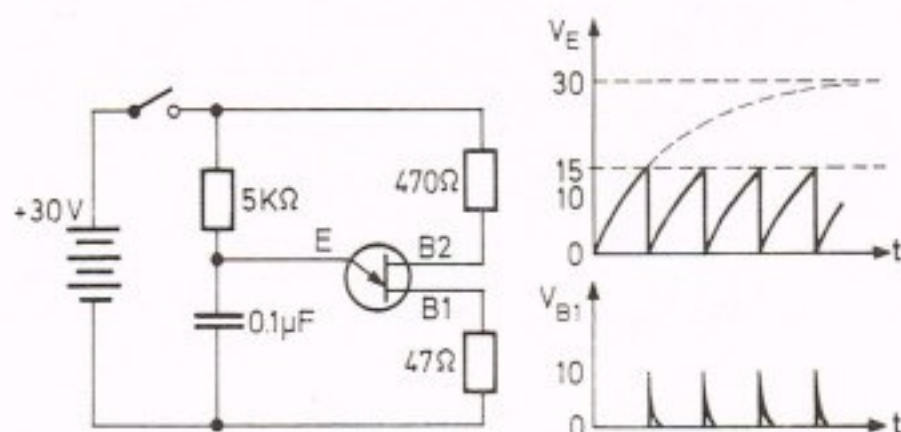


Fig. 8.7. Princippet i en relaxationsoscillator er det, at i den forholdsvis lange tid, hvor kondensatoren oplades, »sker der ikke noget«. Pludseligt udlades kondensatoren; opstillingen afgiver en impuls, hvorefter processen begynder forfra.

oplades gennem modstanden. Spændingen på emitteren vil derfor langsomt vokse op fra nul. Mens emitterspændingen er lav, vil der ingen strøm løbe gennem stangen, hvorfor de fulde 30 volt ligger mellem basis 1 og basis 2. Spændingen på basis 1 er derfor nul og spændingen på basis 2 +30 volt.

Nu vokser emitterspændingen op, og når den halve batterispænding – 15 volt – nås, begynder *pn*-overgangen at lede. Der optræder nu en negativ modstand (mindre end modstanden nul) mellem emitter og basis 1, hvorfor hele kondensatorens ladning pludseligt udlader sig gennem *pn*-overgangen. I dette korte tidsrum løber der en meget stor strøm gennem stangen, således at spændingen på basis 1 stiger brat, medens spændingen på basis 2 tilsvarende falder brat. Strømmen forløber overordentligt kortvarigt; den vil kun løbe indtil kondensatoren har udtømt sig gennem *pn*-overgangen, hvorefter alt atter er som før. Spændingen på emitter og basis 1 er atter nul, og processen begynder forfra.

Vi har med andre ord lavet en oscillator, der ikke afgiver sinusspændinger. De afgivne kurveformer fra basis 1 er tværtimod meget korte spændings-»spidser«, der ofte omtales som *nåleimpulser*. Disse impulser vokser fra nul op til ca.  $\frac{1}{3}$  af batterispændingen – her altså 10 volt – og falder omtrent lige så hurtigt til nul igen. Spændingen på basis 2 er et spejlbillede heraf, medens spændingen på emitteren vil have et noget andet udseende. Den vokser jævnt op fra nul til omkring 15 volt, hvorefter den falder brat til nul igen. Det er imidlertid impulserne fra basis 1, der er af interesse, idet disse kan anvendes som styresignaler til en thyristors styreelektrode.

nåleimpulser

Thyristorer og *pn*-transistorer er faktisk »født« til at arbejde sammen, idet man ved hjælp af disse kan opbygge reguleringskredsløb efter det såkaldte *faseprincip*, der f. eks. kan anvendes til at styre strømmen gennem såvel store lamper som motorer og lignende.

fasestyring

## Fasestyring

Det er almindeligt kendt, at hvis man vil styre strømmen gennem for eksempel en stor lampe eller en motor, kan dette gøres ved, at man indskyder en variabel modstand i serie med lampen eller motoren, men herved kan man ikke undgå at spille den effekt, der afsættes i modstanden. Den bliver simpelthen til varme.



Når man vil styre store effekter, bliver det også store effekter, der på denne måde spildes, og rent bortset fra, at det naturligvis koster penge til ingen nytte, får man problemet med at slippe af med en masse unødigt varme.

Det ville være mere attraktivt, hvis man kunne styre strømmen på en anden måde, og dette kunne for eksempel være ved, at man skiftevis tænder og slukker for den. Herved ville den tilførte effekt naturligvis blive lavere, hvorved lampen ville lyse svagere og motoren rotere langsommere; men der skal tændes og slukkes meget hurtigt efter hinanden, for at lampen ikke skal blinke eller motoren køre ujævnt.

Tænker man sig, at man tænder og slukker for strømmen, således at de perioder, hvor strømmen løber, er ét sekund lange, og de perioder, hvor der er slukket, også er ét sekund lange, har man nedsat effekten til det halve, men lampen blinker voldsomt, og motoren svinger op og ned i omdrejningshastighed. Rent bortset herfra ville afbryderen hurtigt blive slidt op ved den behandling.

Kunne man i stedet tænde og slukke for strømmen hundrede gange per sekund, ville hverken lampen eller motoren opdage noget unormalt, men blot registrere den nedsatte effekt; og kunne man endvidere undgå elektriske kontakter, ville reguleringen virke helt efter ønske.

Det kan man netop gøre ved hjælp af en *pn*-transistor og en thyristor, idet man benytter netfrekvensen til at styre tænd- og slukketidspunkterne. Man tænder simpelthen thyristoren på et bestemt sted i sinuskurven, og lader netspændingen selv slukke igen, så er den ønskede virkning opnået. Det er dette, der er princippet i en fasestyring.

ét sekund er for meget

netfrekvensen tænder og slukker

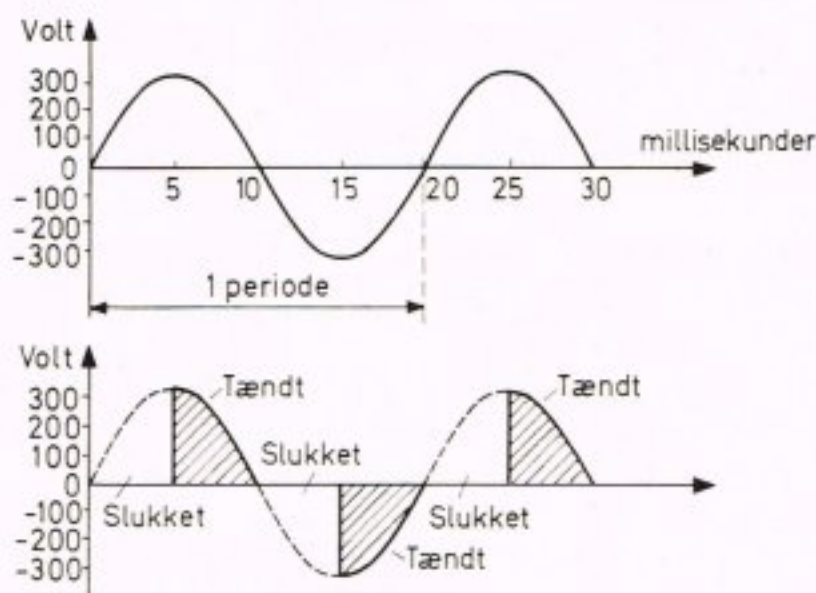


Fig. 8.8. I en fasestyring bruger man selve netfrekvensen til at tænde og slukke strømmen. Når spændingen vokser op, tændes der, og når den atter passerer nul, slukkes der.

Figur 8.8 viser, hvordan man benytter selve sinuskurven til at styre tændingen og slukningen. Som bekendt er netfrekvensen 50 Hz, hvilket vil sige 50 fulde svingninger fra nul og op til en positiv værdi, videre gennem nul og ned til en negativ værdi, og endelig tilbage til nul igen. Denne svingning foretager spændingen 50 gange i sekundet, og hver periode varer derfor 20 milli-sekunder. Hver halvperiode er igen på 10 ms.

Hvis vi siger, at vi begynder med at tælle fra nul, når spændingen er nul og på vej opad, kan man for eksempel tænde sin thyristor til tidspunktet 5 ms. og lade netspændingen selv slukke den igen til tiden 10. Derefter tænder man igen til tiden 15, og lader igen spændingen slukke til tiden 20. Herved vil man netop opnå at få afsat den halve effekt, idet der ingen strøm løber i den første kvartperiode, men fuld strøm i den næste, og så fremdeles. Effekten vil være styret ned til det halve; men da der tændes og slukkes 100 gange per sekund, vil hverken lampe eller motor »bemærke«, at spændingen ikke længere følger en sinuskurve. Da det endvidere er thyristoren, der tænder og slukker, og ikke en afbryder eller en relækontakt, er problemet med slidte



kontakter løst – så står blot tilbage at bringe thyristoren til at arbejde på den nævnte måde.

Den første vanskelighed er selve netspændingen. Denne antager både negative og positive værdier, medens thyristoren kun er beregnet til at arbejde med positive spændinger på anoden. Dette kan man klare som vist i figur 8.9, hvor netspændingen sendes gennem en brokøbet ensretter. Denne vender alle de negative halvperioder om og gør dem positive og således velegnede for thyristoren. Nu har vi med andre ord en

**brokøbet ensretter**



Fig. 8.9. Ved passage gennem en brokøbet ensretter bliver de negative halvperioder »vendt« om til positive.

spænding, der består af positive impulser i stedet for en række sinussvingninger; men dette gør naturligvis ikke lampen noget. Måske vil det genere motoren, hvis denne er specielt beregnet for vekselstrøm; men det forhold skal vi komme tilbage til.

Hvis man forbinder en thyristor og en lampe i serie over spændingen i figur 8.9 til højre, vil thyristoren i hver halvperiode få den rigtige polaritet over sig til at kunne arbejde (plus på anoden), og hvis man derfor tænder den til tidspunkterne 5 ms., 15 ms., 25 ms. osv. vil figur 8.8 ændres til figur 8.10, hvilket lampen naturligvis ikke har noget imod. Hvis man vil have kraftigere lys, tænder man blot tidligere i hver halvperiode – for eksempel til tidspunkterne 2 ms., 12 ms. osv.; og ønskes svagere lys, forsinkes tændtidspunkterne tilsvarende. Slukningen af thyristoren sørger netspændingen selv for, idet thyristoren vil slukke, hver gang spændingen bliver nul – altså til tidspunkterne 10, 20 osv.

**tændtidspunkter**

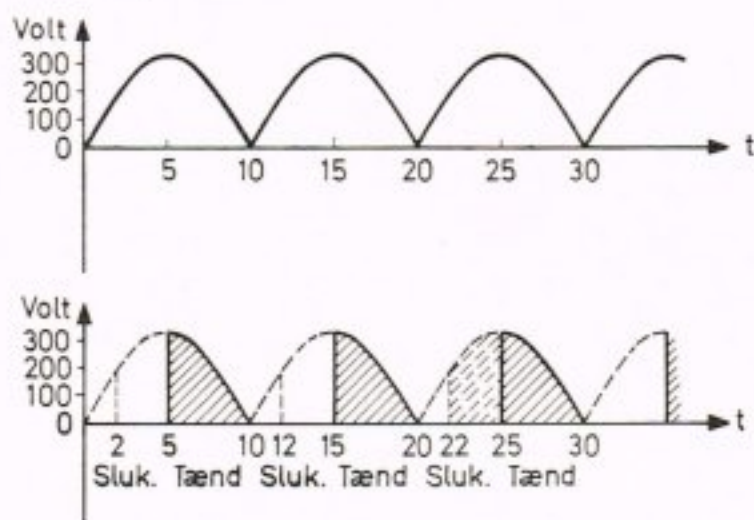


Fig. 8.10. Her er samtlige netspændingens negative halvperioder »vendt« om til positive, netop som thyristoren ønsker det.

Opstillingen vises i figur 8.11, hvor netspændingen ensrettes gennem en brokøbet ensretter, og hvor thyristor og lampe sidder i serie over den pulserende jævnspænding. Alt hvad der mangler, for at man kan regulere spændingen i overensstemmelse med figur 8.10, er en måde til at tænde thyristoren på de ønskede tidspunkter i sinuskurven. Den enkleste metode er at anvende en *pn*-transistor i en relaksationsoscillator-kobling.

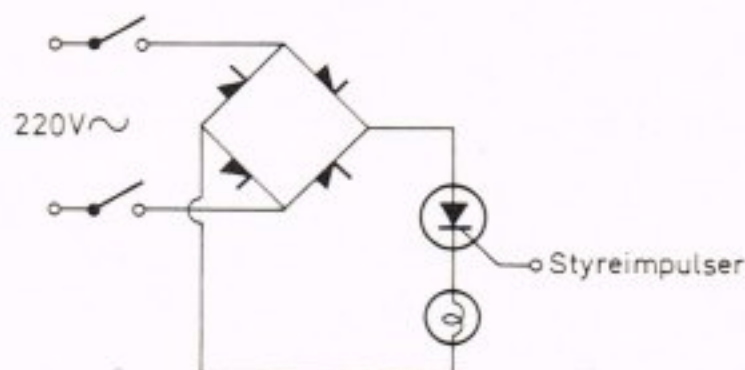


Fig. 8.11. Princip i fasestyring, der arbejder som figur 8.10 viser. Nu mangler vi blot styreimpulserne!



## Komplet styring efter faseprincippet

I figur 8.11 antydedes princippet i en fasestyring, idet dog selve tændmekanismen for thyristoren var udeladt. Imidlertid er det tidligere blevet forklaret, at en thyristor kan tændes ved hjælp af en endog meget kort positiv impuls, og en sådan kan for eksempel leveres fra den nævnte relaksationsoscillator. Det synes derfor nærliggende at kombinere diagrammerne fra figurerne 8.7 og 8.11 til en komplet styringsenhed, og resultatet bliver figur 8.12.

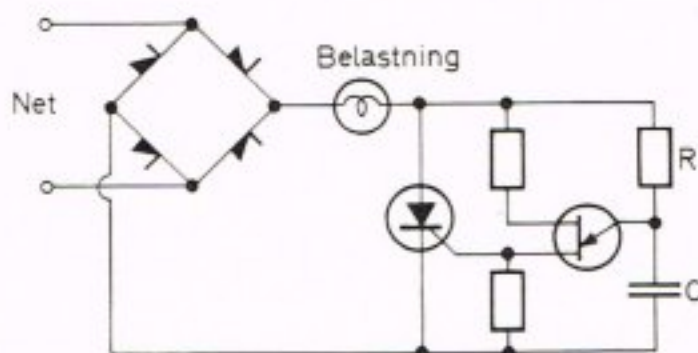


Fig. 8.12. Her har vi den komplette fasestyring. Når kondensatoren er ladet op gennem R afgiver pn-transistoren sin impuls og tænder thyristoren, der nu vil kortslutte. Herved lægger hele spændingen sig over lampen. Dennes lys afhænger derfor af værdierne for R og C.

Strømmen til belastningen løber gennem den brokoblede ensretter og thyristoren, således at spændingsfaldene fra disse ikke kommer belastningen til gode. Imidlertid andrager de indgående spændingsfald kun omkring 2 volt, nemlig  $\frac{1}{2}$  volt til hver af de to dioder, der til det pågældende tidspunkt leder, samt 1 volt til thyristoren. Ved 220 volt spiller dette naturligvis i praksis ingen rolle, men hvis man ønsker at styre et 6 volts system på denne måde, bør man tage hensyn til disse spændingsfald. (Flere vindinger på transformeren).

De positive impulser fra relaksationsoscillatoren tænder thyristoren til tidspunkter, der bestemmes af modstanden og kondensatoren i pn-transistorens emitterkredsløb. Når netspændingen begynder at stige op fra nul, vil kondensatoren begynde at oplades gennem modstanden, og idet den kritiske spænding på emitteren nås, afgives en impuls. Thyristoren vil herved tænde, hvorved spændingen over den falder til 1 volt, således at kondensatoren ikke oplades igen før i næste halvperiode. Her vil atter det samme ske; kondensatoren oplades, der afgives en impuls, thyristoren tænder, og strømmen løber gennem belastningen.

Effektens størrelse afhænger således af den hastighed, hvormed kondensatoren oplades gennem modstanden. Går opladningen hurtigere, tændes thyristoren på et tidligere tidspunkt i perioden, og belastningsstrømmen stiger – og omvendt. Indsætter man derfor et potentiometer i stedet for en fast modstand, kan man ved at dreje på potentiometeret bestemme tændtidspunkterne og herved størrelsen af strømmen – og dermed effekten – i belastningen.

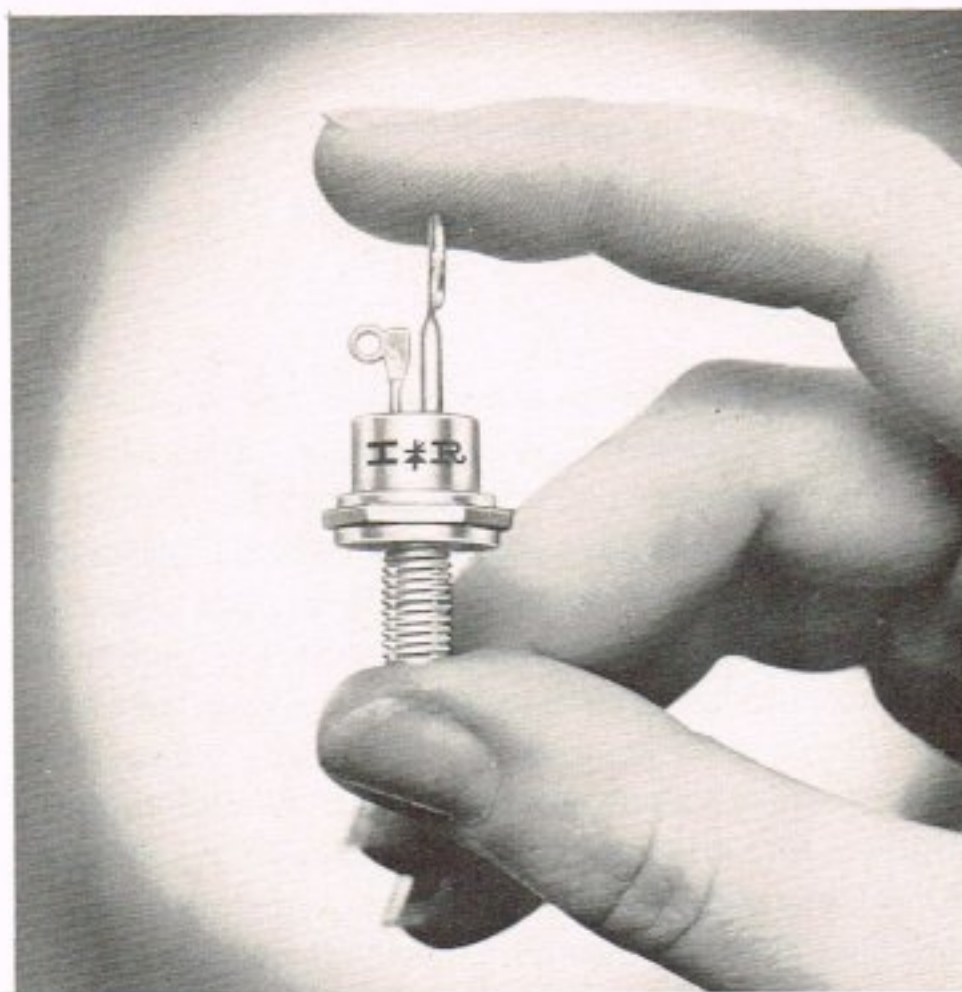
opladningen styrer  
effekten

Ved at dreje på et potentiometer, hvorigennem der kun flyder ganske få milliampère, kan man således regulere en belastningsstrøm på mange ampère. Det var netop, hvad vi ønskede: at foretage en styring af meget store effekter ved for eksempel at dreje på et lille potentiometer.

I figur 8.13 bemærker man to komponenter udover de omtalte. Det er en ekstra modstand  $R_s$ , samt en ny komponent mærket Z. Denne komponent er en såkaldt *zenerdiode*, og dens formål er at stabilisere spændingen til relaksationsoscillatoren. En zenerdiode er en tvilling-komponent til et *stabiliseringsrør*. Dens teori skal ikke nærmere gennemgås her, blot skal det nævnes, at ved en bestemt spænding begynder zenerdioden at trække strøm, hvorimod den under denne spænding ingen strøm trækker. Ved for eksempel 12 volt – afhængig af zenerdiode-typen, – begynder den at

zenerdiode





Nærbillede af en thyristor.  
Se, hvor godt den kan  
»få fat« i kølelegemet

trække strøm, og spændingsfaldet over modstanden  $R_s$  vil herved stige. Zenerdioden tillader simpelthen ikke spændingen at stige over en vis værdi; den trækker blot en stigende strøm, således at spændingsfaldet over  $R_s$  opsluger den overskydende spænding.

Spændingen til relaksationsoscillatoren stabiliseres således til at være konstant 12 volt. Tændtidspunkterne kan herved indstilles meget nøjagtigt med potentiometeret, og samtidig beskyttes  $pn$ -transistoren mod for høje spændinger.

Belastningen kan indkobles to steder i opstillingen. Den kan indsættes enten umiddelbart før eller efter den brokoblede ensretter. Indsættes den før, sidder den på et sted, hvor spændingen endnu ikke er ensrettet. Belastningen vil derfor gennemløbes af en vekselstrøm, hvilket for eksempel rene vekselstrømsmotorer kræver.

vekselstrøm

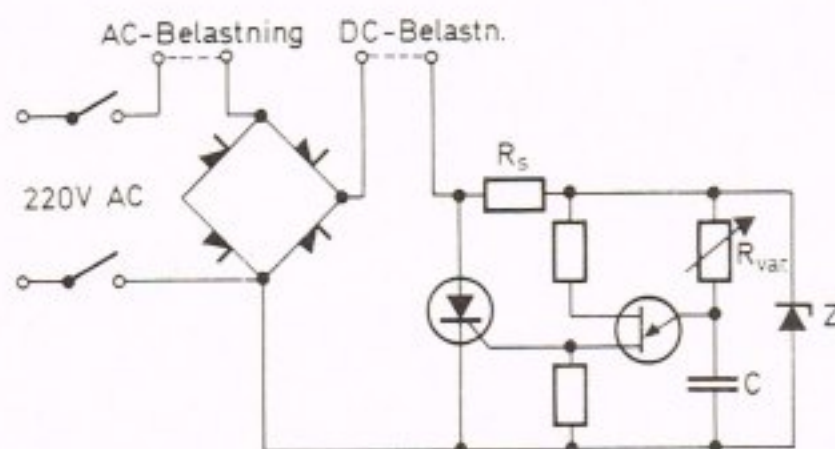


Fig. 8.13. Her ses en helt færdig styring efter faseprincipet. Tiden fastlægges meget nøjagtigt ved stabiliseringskredsløbet og opstillingen kan afgive såvel en reguleret vekselspænding som en reguleret pulserende jævnspænding.

Indsætter man belastningen efter ensretterbroen, vil resultatet blive en pulserende jævnstrøm gennem belastningen. Dette er påkrævet til jævnstrømsmotorer. Hvis det drejer sig om lamper eller varmelegemer, er det naturligvis ligegyldigt, om man vælger det ene eller det andet sted. Det siger dog sig selv, at hvis belastningen tilsluttes for

jævnstrøm



eksempel *efter* ensretteren, skal der kortsluttes ved terminalerne *før* ensretteren – og omvendt. Ellers kan der jo ingen strøm løbe. I figur 8.13 illustreres hele den komplette fasestyring, hvor man ser både de to tilslutningsmuligheder samt stabilisatoren med zenerdioden.

### Automatisk regulator

Den omtalte styring kunne med enkle midler gøres automatisk, hvis det skulle vise sig at være ønskeligt. Hvis man for eksempel ville anvende styringen til at regulere temperaturen i en ovn, kunne man erstatte potentiometeret med en temperaturafhængig modstand. Tænker man sig, at temperaturen i ovnen er for høj, så ville man ønske at ændre tændtidspunkterne, så de kom til at ligge senere i perioderne. Dette gør man ved at indskyde en større modstand, så kondensatoren oplades langsommere. Hvis den variable modstand blev erstattet med en temperaturafhængig modstand, der sad i ovnen, kunne dette let realiseres. Når temperaturen stiger, vil også modstanden i føletråden stige, og herved forsinke opladningen af C. Der vil altså tilføres ovnen mindre effekt. Er temperaturen for lav, vil tændingen fremskyndes, og effekten stiger.

temperatur-  
regulering

Det er således let med sådanne styringer at lave automatiske reguleringssystemer, men som tidligere nævnt falder disse dog udenfor denne bogs rammer.

Det kan dog kort nævnes, at styringer kan anvendes til mange andre formål end at holde temperaturer konstante. Man kan således tænke sig et rum oplyst delvis med dagslys og delvis med kunstlys, og at man ønsker konstant belysning i dette rum. Man kan så erstatte potentiometeret med en lysfølsom modstand (en fotodiode), hvorved kunstlyset gradvist øges, når dagslyset svinder og omvendt. Man kan holde omdrejningstallet konstant på for eksempel en boremaskine, uanset belastningen på boret; man kan regulere hastigheden af rullende trapper og elevatorer, eller man kan fjernstyre skibes ror. Mulighederne er ubegrænsede; det er blot spørgsmål om tid og økonomi, inden vor daglige tilværelse på en helt anden måde end nu effektiviseres og lettes ved elektronikkens hjælp

fotodiode

### Opgaver

1. På et almindeligt villa-oliefyr sidder der en termostat, der holder fyrets temperatur konstant. Denne termostat stiller vi til  $65^{\circ}$ , og termostaten holder nu vandets temperatur på den indstillede værdi. Er der her tale om en manuel eller en automatisk regulering?
2. I et andet villafyr sidder der en termostat inde i stuen, og denne holder stuetemperaturen på konstant  $22^{\circ}$ . Er dette system manuelt eller automatisk?
3. I et stormagasin sidder i hoveddøren en fotocelle, der »mærker«, når en kunde skal igennem døren. Fotocellen styrer en forstærker, der automatisk åbner døren. Er denne regulering manuel eller automatisk?



## Datamaskiner



Hele den vældige tekniske udvikling, som vi har set i årene efter 2. verdenskrig, kan mere eller mindre tilskrives fremkomsten og brugen af *datamaskiner* – eller som de også kaldes: *EDB-anlæg* (elektroniske databehandlingsanlæg).

Uden elektronikkens komponenter anvendt her, havde det ikke været muligt at bygge maskiner, der forud – og lynhurtigt – kunne beregne rumraketternes baner omkring Jorden; føre udviklede lager- og lønningsregnskaber for store firmaer (som f. eks. telefonselskaber, osv.); løse matematiske opgaver med mere end 800 ubekendte – for nu blot at nævne et par anvendelser.

Vi skal i dette kapitel se lidt på opbygningen af en datamaskine, og vi skal desuden høre lidt om, hvordan den fungerer.

### Blokdiagram

En datamaskine (og lad nu være at kalde den en »elektronhjerne«, for den har intet med »hjerne« at gøre) består i princippet af 5 enheder, som vist på blokdiagrammet enheder fig. 9.1.

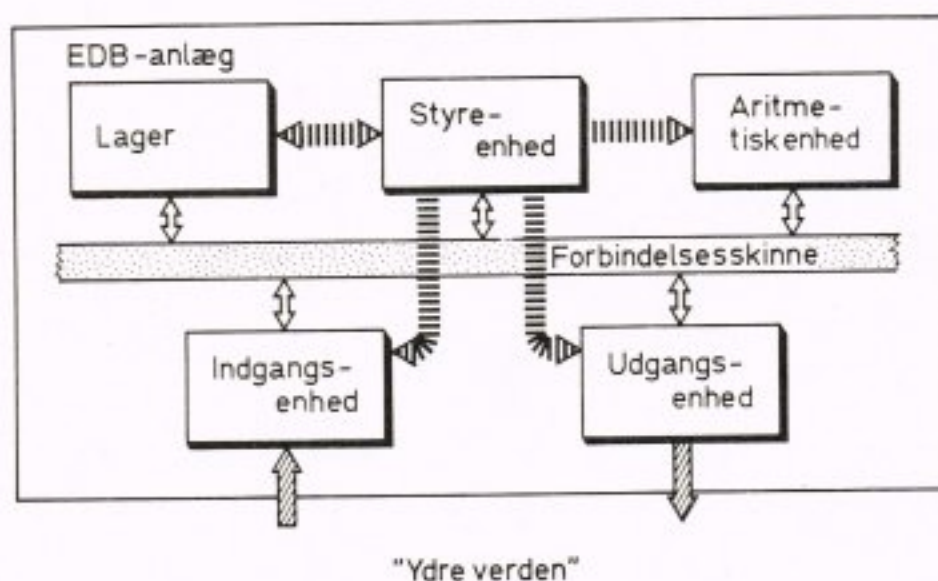


Fig. 9.1. Blokdiagram af en datamaskine.

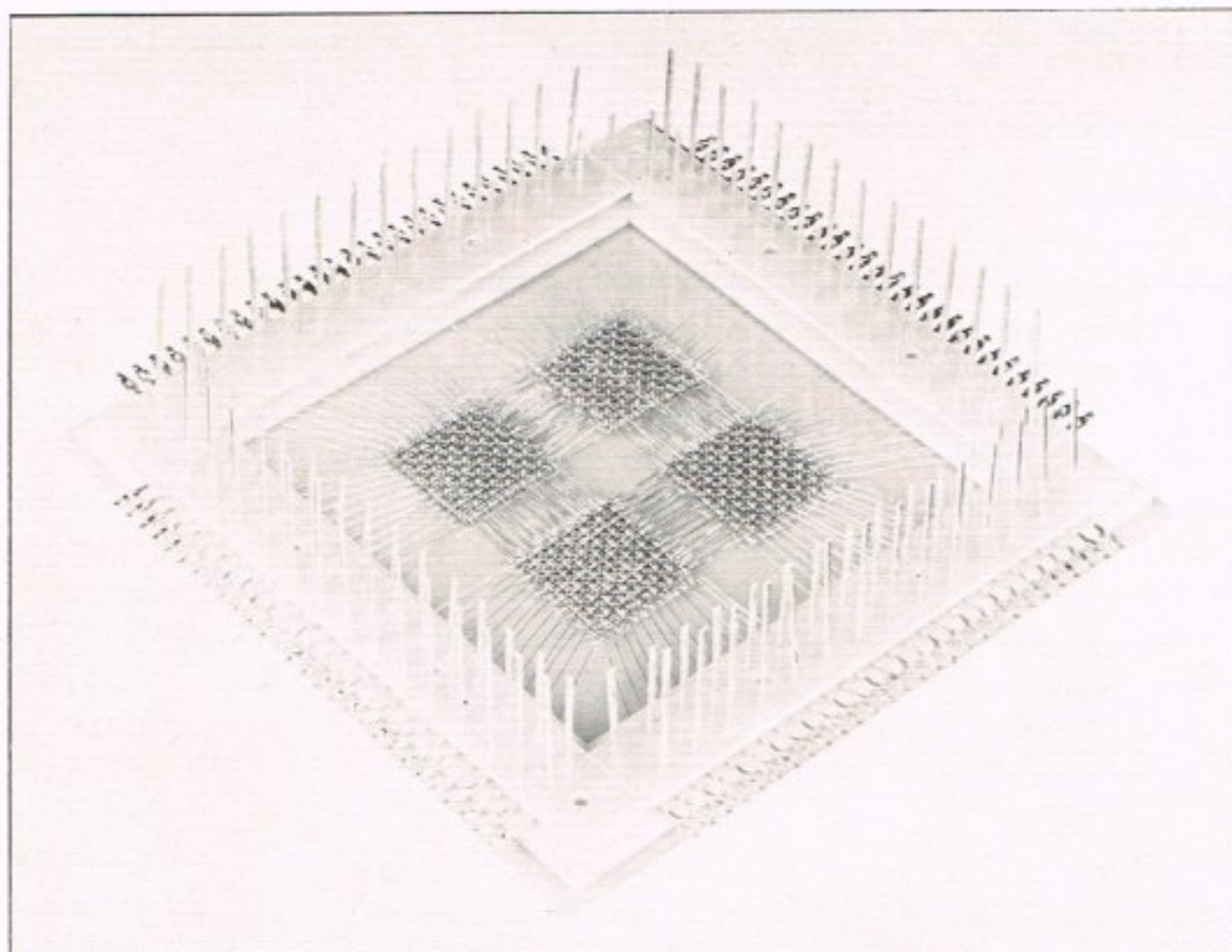
Enhederne er:

1. indgangsenhed
2. lager
3. aritmetisk enhed
4. styre-enhed
5. udgangsenhed

Hver af dem har adgang til en fælles skinne – den der er kaldt *forbindelsesskinnen*. Desuden er styreenheden i kontakt med hver af de andre blokke og kan give ordrer til dem ad denne vej.

Gennem *indgangsdelen* kan man indlæse det program og de tal og bogstaver, som maskinen skal arbejde med. Tal og bogstaver kaldes med et fælles navn for *data*, og de varierer fra opgave til opgave. *Programmet* er en række instruktioner, som maskinen skal have for at udføre beregningerne.





Den færdige matrix.

Man kan sige, at indgangsdelen er den omsætter, der muliggør, at mennesker kan kommunikere med maskinen.

*Lageret* er den del af EDB-anlægget, hvor vi »stuver« programmer og data. Enheden kaldes undertiden for »hukommelsen«, hvilket er en lidt dårlig betegnelse, som teknikere helst ikke bruger.

*Styre-enheden* er den kontrolpult, hvorfra vi kan starte og stoppe maskinen. Enhedens fornemmeste opgave er dog at styre selve handlingsforløbet. En data-maskine er nemlig i virkeligheden komplet dum! Den gør kun, hvad vi siger, at den skal gøre. Det betyder, at alle instruktioner eller ordrer må fastlægges i forvejen i programmet, og så er det styreenhedens opgave at åbne og lukke for adgangen til forbindelsesskinnen på de rigtige tidspunkter og i den korrekte rækkefølge.

I den *aritmetiske enhed* foretages selve beregningerne såsom at lægge sammen, trække fra, gange og dele.

Når beregningerne er færdige, vil styreenheden give ordre til, at resultatet skal udskrives på *udgangsenheden*. Denne del af maskinen er selvfølgelig vejen ud til den »ydre verden« – som vi mennesker repræsenterer.

Inden vi omtaler EDB-anlæggets arbejdsmåde må vi se, hvorledes de enkelte enheder er opbygget, og hvordan vi kan sætte tal og bogstaver på elektronisk form. Det sidstnævnte medfører, at vi først må beskæftige os lidt med matematik.

En stuelampe eller en lysekrone kan enten være tændt eller slukket. Der er kun to muligheder at vælge imellem. Kikker vi på et relæ, så er den simple form ganske tilsvarende. Enten er relæet trukket eller også afbrudt. Fig. 9.2. Igen kun to muligheder.



Datamaskinen er bygget af elektroniske relæer, dvs., opstillinger der virker som relæer, men som er helt uden bevægelige dele. Disse opstillinger har også kun to tilstande.

Man forstår nu umiddelbart, at man ikke kan benytte det sædvanlige 10-talsystem, som vi bruger til daglig (decimalsystemet). Så skulle man have et relæ, der kunne indstille sig i 10 forskellige stillinger. I stedet fandt man på at benytte en matematisk form, som svarer til de muligheder, man har elektronisk. Det var *det binære system*. **binære tal**

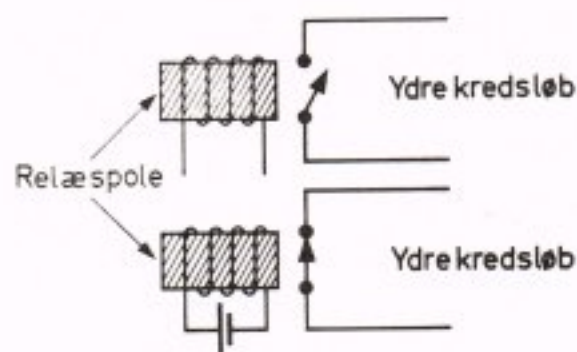


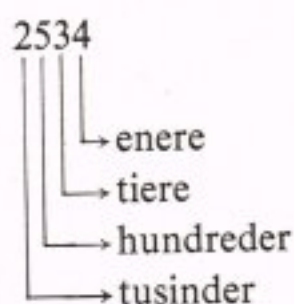
Fig. 9.2. Det binære system forklaret med relæer.

På den binære måde kan ethvert af vore sædvanlige tal udtrykkes med »0« (nul) eller »1«. Nul betyder f. eks. *åbent* relæ, og 1 betyder *sluttet* relæ.

Decimaltallene fra 0 til 9 kan i det binære system udtrykkes på følgende måde:

		4. position	
		3. position	
		2. position	
		1. position	
0	0000		
1	0001		
2	0010		
3	0011		
4	0100		
5	0101		
6	0110		
7	0111		
8	1000		
9	1001		

Lad os se lidt nærmere på dette.  
Ligesom man skriver





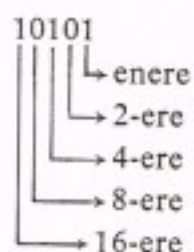
hvor tallets plads er afgørende for, hvor meget det betyder, skal man også i det binære system benytte sig af cifrets position.

Tallet 2534 betyder 2 af tusinderne + 5 af hundrederne + 3 tiere + 4 enere.

I binær form svarer sidste tal (enten »0« eller »1«) til *enere*. Næstsidste (igen enten »0« eller »1«) svarer til *2-ere*; trediesidste til *4-ere*; fjerdesidste til *8-ere*. Man ser, at der hele tiden er tale om en fordobling.

### Eksempler:

Tallet 10101 betyder



Her er 1 ener + 0 2-er + 1 4-er + 0 8-er + 1 16-er. Da nul stadig betyder nul, vil det sige at man får:

$$1 + 4 + 16 = 21$$

Resultat:

$$\underline{10101 = 21}$$

Hvilket tal svarer til det binære tal

1001010?

Ved opskrivning bagfra fås:

0 enere	=	0
1 2-er	=	2
0 4-er	=	0
1 8-er	=	8
0 16-ere	=	0
0 32-ere	=	0
1 64-er	=	64
1001010	=	<u>74</u>

Omsæt tallet 17 til binært tal. Af ovenstående eksempel ses, at 17 må være 1 af 16-ere og 1 ener. Tallet 16 er i 5. position (hele tiden regnet bagfra), medens 1 er i første position.

$$16 = 10001$$



Ved at bygge relæer sammen som vist på fig. 9.3, kan tallene fra 0 til 7 fremkomme. I de lodrette rækker vil man have 4-ere, 2-ere og enere, og som det fremgår af skitsen, vil 5 kunne skaffes ved den viste vej gennem opstillingen.

Sættes endnu en række relæer på, vil tallene op til 15 kunne fremkomme. Fig. 9.4. relæ-opstilling

Med det binære talsystem i erindringen kan vi derefter gå til datamaskinernes opbygning og se lidt nærmere på de enkelte blokke og deres arbejdsmetode.

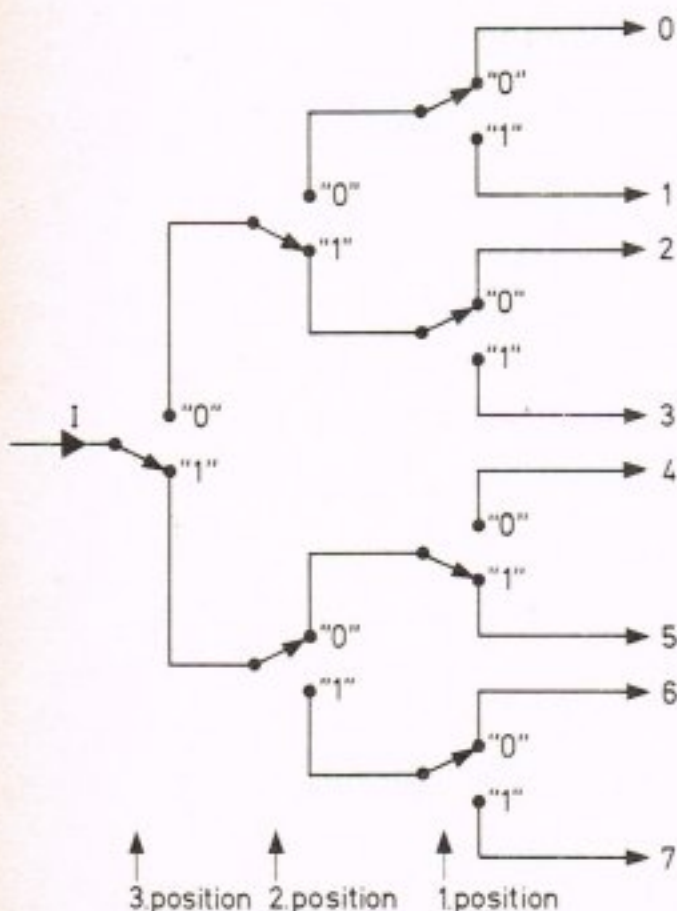


Fig. 9.3

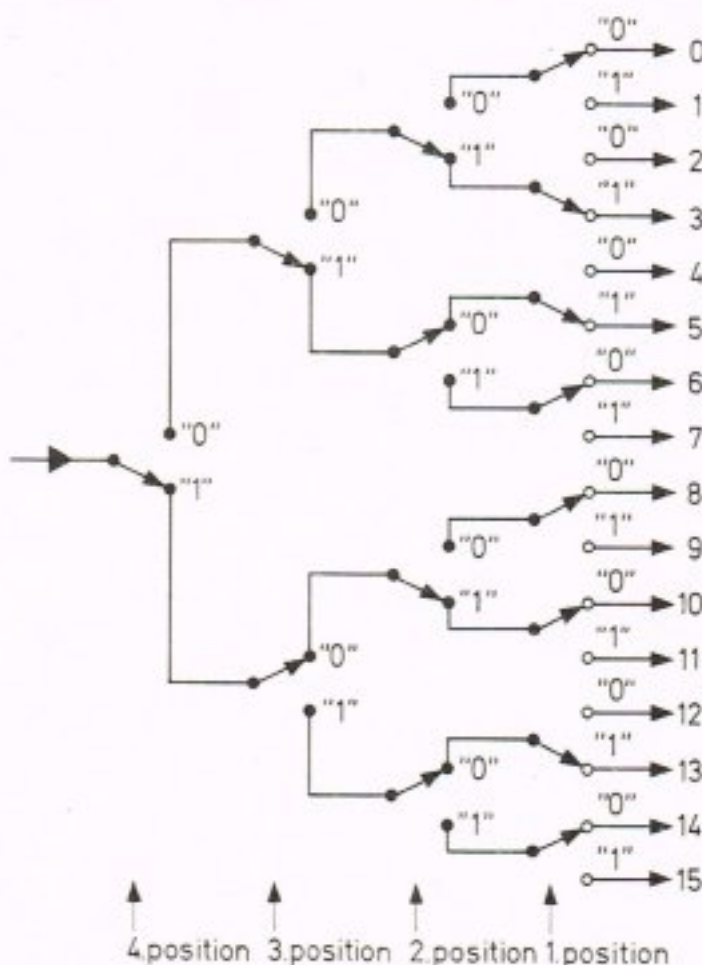


Fig. 9.4.

Fig. 9.3 og 9.4. Kredsløb, hvormed man på linær form kan tælle til henholdsvis 7 og 15.

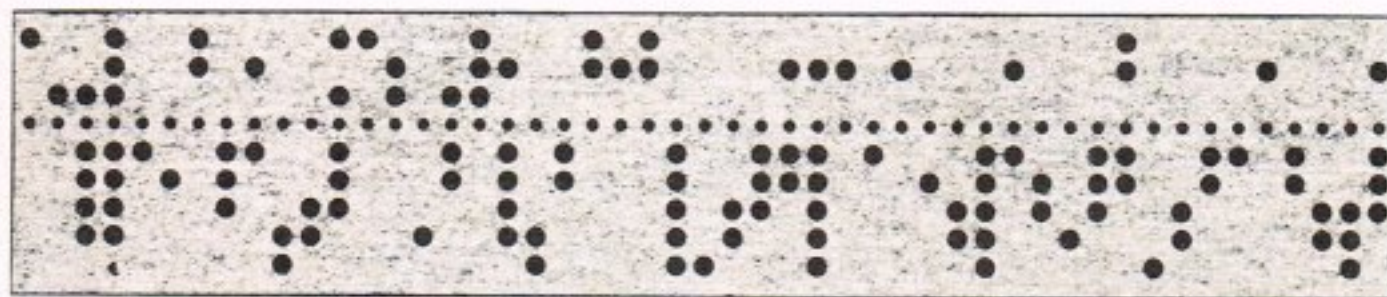


Fig. 9.5.

Hulkort og et eksempel på hulkortstrimmel. Ved at anvende sådanne kan data læses ind i et EDB-anlæg.

A B C D E F G H I J K L M N O P Q R S T U V W X Y Z									
1 2 3 4 5 6 7 8 9 0									
= , \$ . + - * / , .									
[Punched card grid with numbers and symbols]									



## Indgangsenhed

Data og programmer indlæses i maskinen enten fra *hulstrimmel* eller *hulkort*. Fig. 9.5. Her bliver teksten omsat til en form for elektriske impulser, som datamaskinen kan forstå. *Magnetbånd* kan også anvendes, og de har den fordel, at der kan være flere magnetbånd data på mindre plads samt at indlæse-hastigheden er større.

Fig. 9.6 og 9.7 viser et par praktiske enheder.

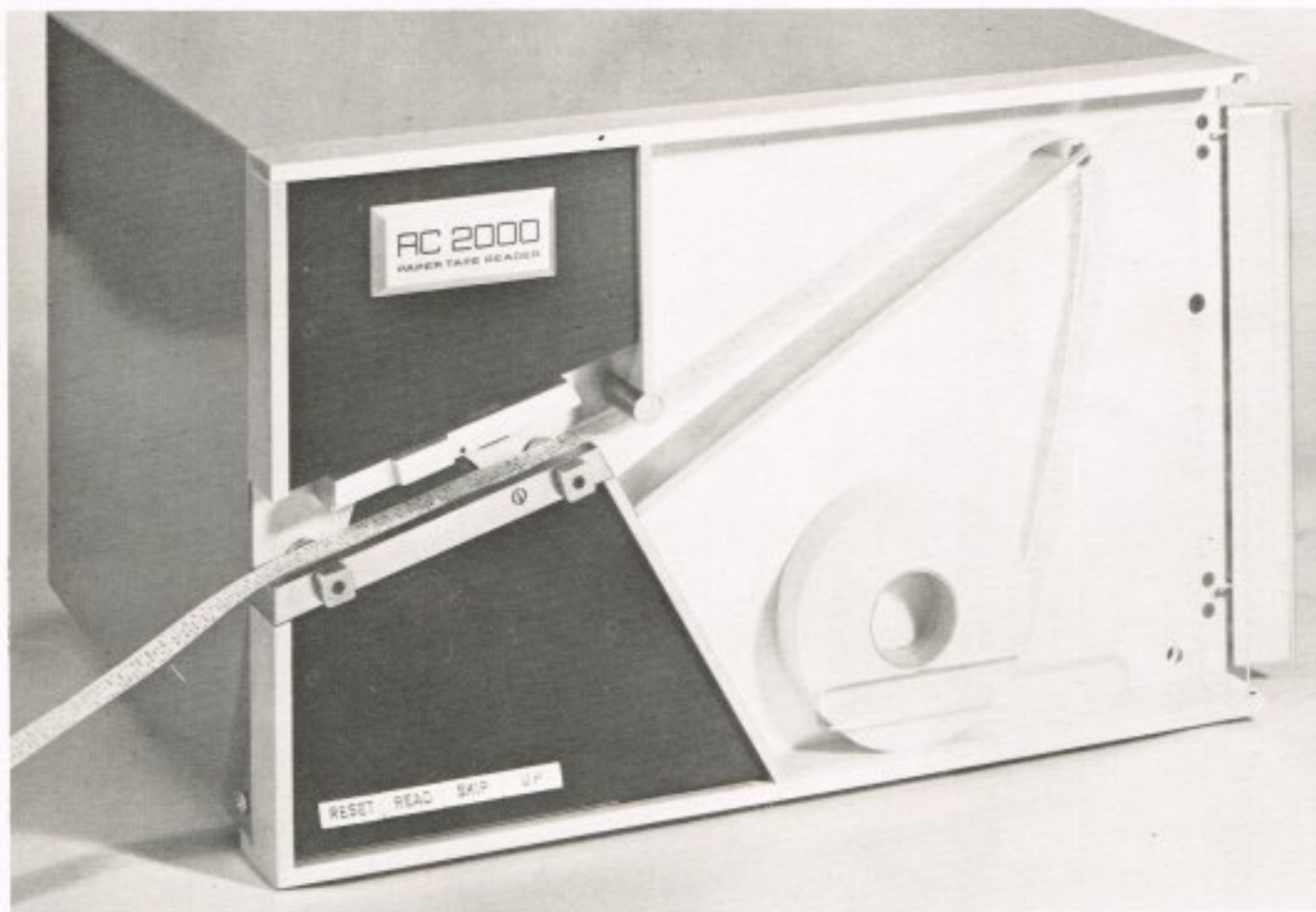


Fig. 9.6.  
Strimmellæser udviklet af  
REGNECENTRALEN.  
Med denne indgangsenhed  
kan der indføres 2000  
karakterer pr. sekund i  
datamaskinen.



Fig. 9.7.  
Magnetbåndstation, der dels  
kan bruges som lager, dels  
som ind- eller udlæse-enhed.



## Lager

Fra indgangsenheden føres alle data og instruktioner til lageret, hvor materialet gemmes, til det hentes frem og bruges i beregningerne. Man kan sammenligne lageret med en række brevkasser opstillet på en væg. Se fig. 9.8. Hver brevkasse har sit bestemte nummer – en *adresse* – og hver af dem kan rumme en række binære cifre (en række *bit*), f. eks. 10 eller 12 eller flere éttaller og nuller. Sådanne bit danner et »bit« ord. Tallet 100010101 (= 277) er eksempelvis et ord. Bogstavet *A* kan i en anden datamaskine være repræsenteret med 111001, hvilket også betragtes som et ord.

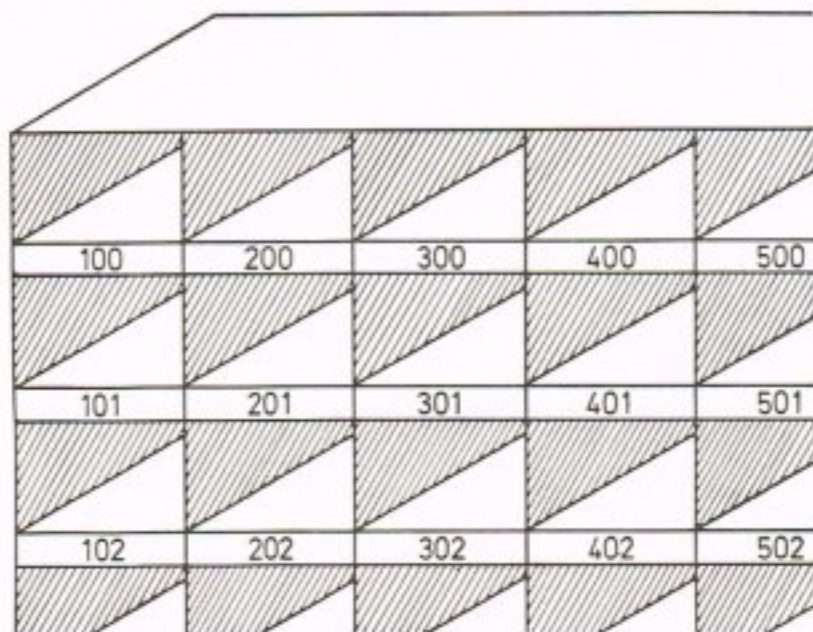


Fig. 9.8. I princippet kan adresserne sammenlignes med en række brevkasser stablet ovenpå hinanden.

Ved indlæsningen sættes ordrer og data ind i hver sin kasse, og her står alt, hvad der skal bruges til beregningerne.

Hvordan ser lageret ud i en datamaskine?

Ligesom indgangsenheden kunne være en hulkort- eller en hulstrimmellæser, kan lageret også have forskellige former. Det kan være såkaldte *ferritlagre*, *tromlelagre* eller *magnetbånd* – og i mere moderne udførelser: *tyndfilm-lagre*. Vi skal nøjes med at gennemgå ferritlageret, da dette er et godt eksempel på virkemåde og opbygning.

### Ferritlager

I fig. 9.9 ses nogle *ferritkerner*, dvs., en mængde små ringe af et keramisk materiale, *ferritkerner* der har magnetiske egenskaber. Ved at lede en strøm  $I$  gennem ringen, vil denne blive magnetiseret i én retning – og beholde sin magnetiske tilstand, selv efter at strømmen er ophørt. Ledes strømmen den modsatte vej, vil den magnetiske tilstand ændres, så retningen bliver modsat. Se fig. 9.10.



Fig. 9.10. Ferritkerner magnetiseres hver sin vej, når strømmen løber fra højre eller venstre.

Hver kerne kan lagre én bit, og de to magnetiske tilstande tillægges »0« eller »1«.

Nu kan man så sætte en mængde kerner op i en såkaldt *matrix*, idet man fører to ganske tynde ledninger gennem hver. Fig. 9.11. I stedet for at føre strømmen  $I$  gennem en bestemt kerne, kan man lede  $\frac{1}{2}I$  gennem den vandrette tråd og  $\frac{1}{2}I$  gennem den lodrette samtidigt. På den måde vil der ialt blive strømmen  $I$  gennem kernen, men nu er der også kommet en adresse på, idet kun én bestemt af kernerne magnetiseres.



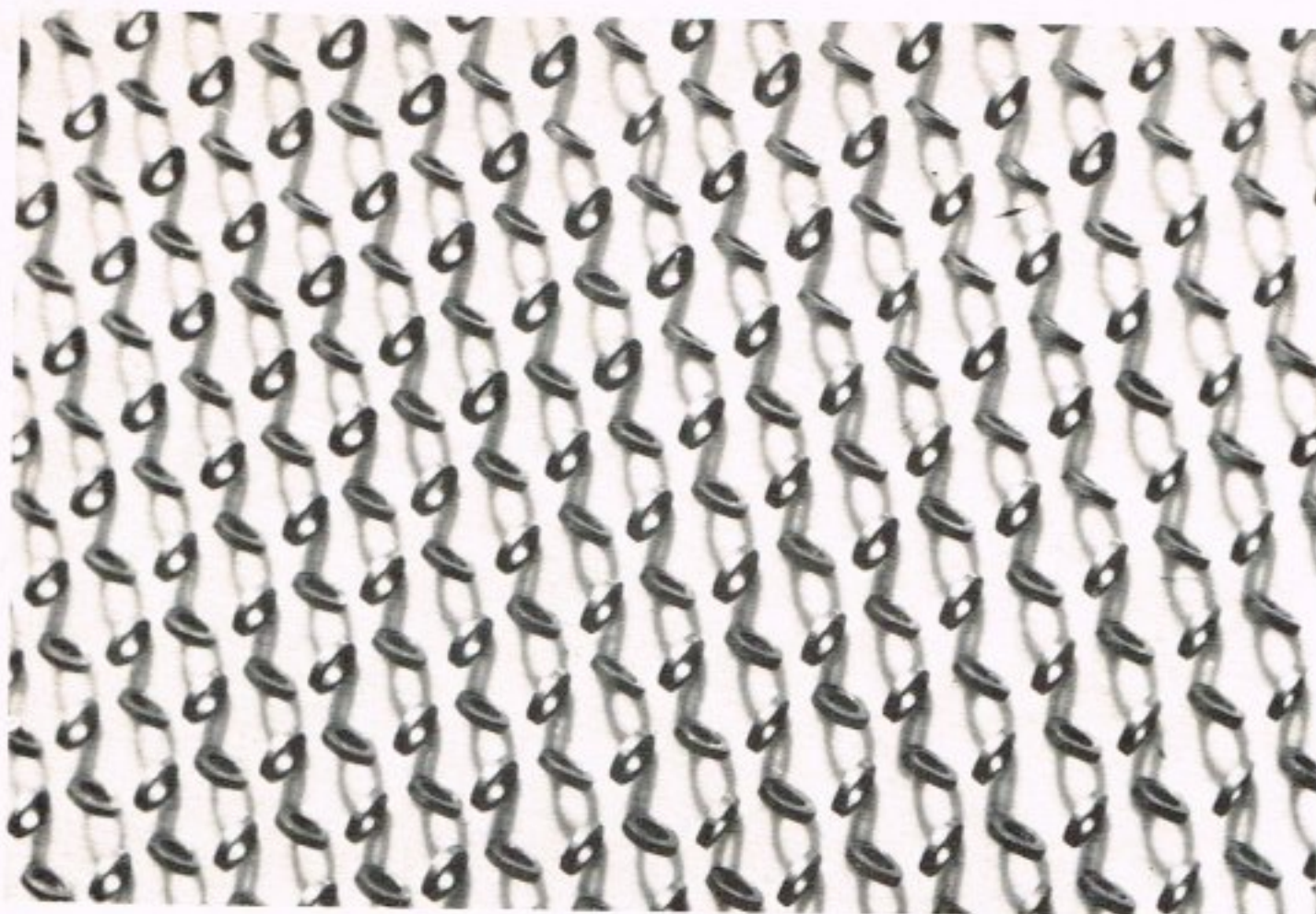


Fig. 9.9.  
Ferritkerner klar til at blive monteret i en matrix.  
Kernerne kan fungere som lager for data og programmer i EDB-anlægget.

### Eksempel:

I fig. 9.11 sendes  $\frac{1}{2} I$  gennem søjle 4 og  $\frac{1}{2} I$  gennem række c. Kernen vil da have adressen 4c, og være magnetiseret i den ene eller den anden retning. Vi har lagret 1 bit i én bestemt kerne.

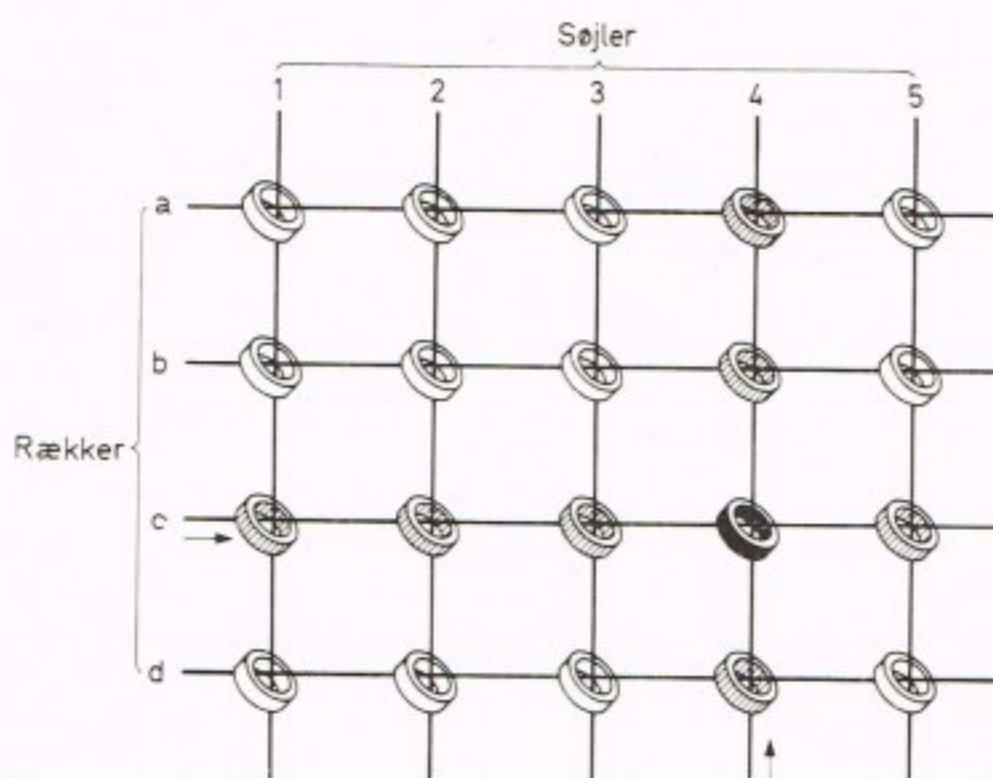


Fig. 9.11. Opdelingen i matrix. Adressen består af et bogstav og et tal.

Lægges man den ene matrix ovenpå den anden (*stakker dem*), er der mulighed for at gemme et helt ord i lageret. En bestemt række og en bestemt søjle har da samme adresse og vil tilsammen udgøre et ord (en række »0« eller »1« afhængig af magneti- matrix



seringsretningen). Fig. 9.12. På tegningen ses ordene lagret ned gennem stakken, og , nederst er angivet nogle binære ord på hver 4 bit.

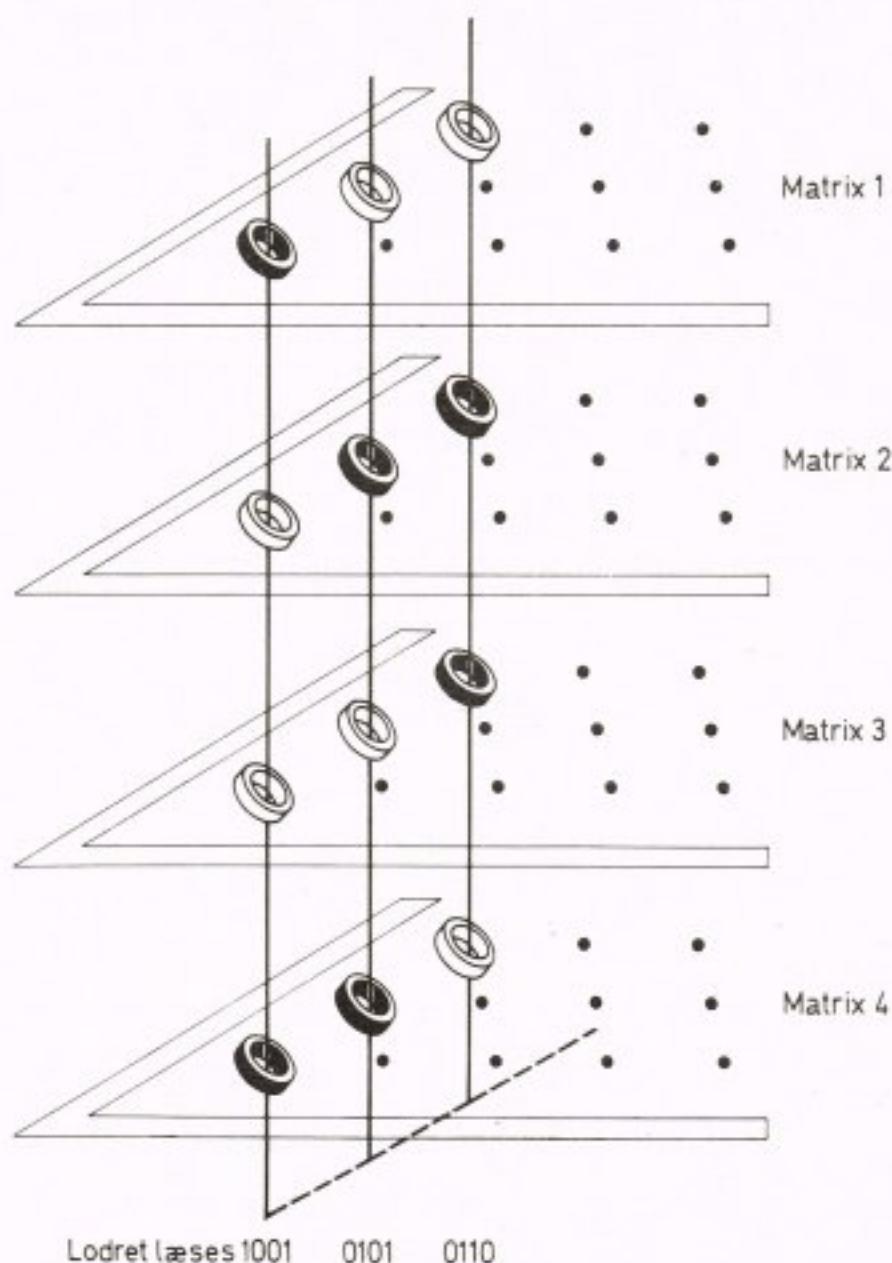


Fig. 9.12. Eksempel på fire matrix'er stakket ovenpå hinanden. Ved at læse lodret kan man se hvad der er lagret på binær form.

Et typisk eksempel på en plan med ferritkerner indeholder 32000 stykker, og der kan være stakket helt op til 30-40 planer ovenpå hinanden. Fig. 9.13.

Når datamaskinen skal indlæse data eller instruktioner, vælges adressen med en elektronisk omskifter. Kun den række og søjle, man har valgt, vil føre hen til en kerne. Alle andre af disse får kun  $\frac{1}{2}I$ , og det er ikke nok til at skifte magnetiseringsretning.

Hvordan får man læst informationerne ud?

Det sker ved at føre endnu en tynd ledning gennem ferritringen. Denne *læseledning* er vist på fig. 9.14. Når der sker en ændring i magnetiseringsretningen, vil der komme en impuls, og denne kan føres via forbindelsesskinnen til det sted i datamaskinen, hvor den skal anvendes.

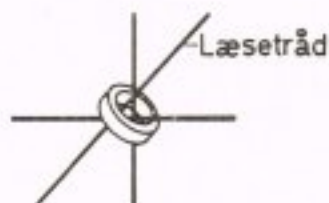


Fig. 9.14. Læsetråd i en ferritring.

Ferritlagerets store fordel er dets hastighed. Man kan få et ord ud og ind i løbet af ét mikrosekund, og da der ingen mekanisk bevægelige dele er tilstede, kan der ikke forekomme slid. En matrix er meget kostbar, men den er meget driftssikker.



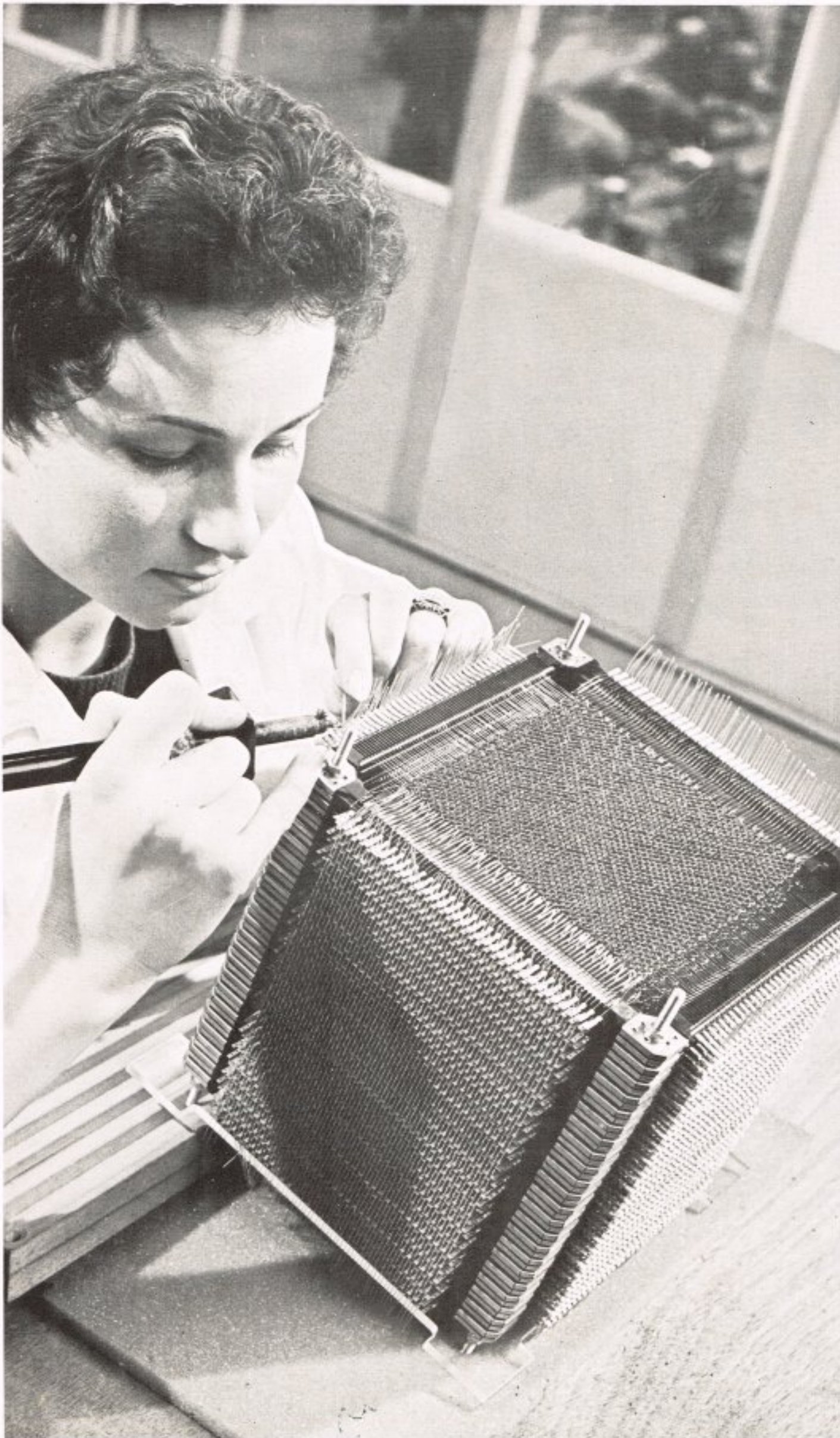


Fig. 9.13.  
Flere rammer lægges  
ovenpå hinanden, og man  
får derved en matrix-stak,  
der danner et helt lager i  
datamaskinen.



## Aritmetisk enhed

I denne del af maskinen foregår selve beregningerne. På en given instruks fra programmet åbner styre-enheden for en bestemt adresse i lageret, og data overføres via forbindelsesskinnen til den aritmetiske enhed. Her lagres de til næste ordrer kommer, hvorefter der foretages en eller anden beregning som ønsket.

Arbejdsmetoden kan bedst forstås ved et eksempel.

### Eksempel:

Læg tallet 520, der er lagret på adresse 200, til tallet 84, der er på adresse 201. Sæt resultatet ind på adresse 350. Programmet fortæller datamaskinen, at den skal hente indholdet af adresse 200 og sætte det ind i den aritmetiske enhed. Derefter skal den også føre indholdet af adresse 201 til den aritmetiske enhed, og her skal det adderes til det, der stod der i forvejen. Til slut skal indholdet indlæses på adresse 350. Se gangen i fig. 9.15.

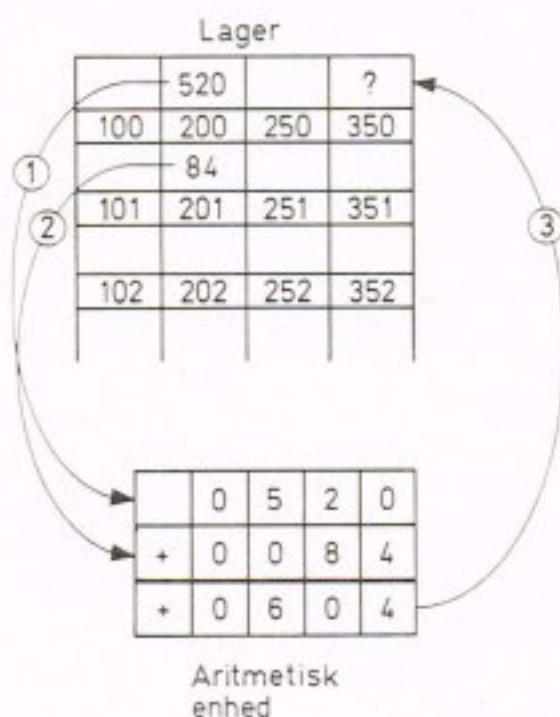


Fig. 9.15.

Vi skal ikke gå nærmere ind på den mere regningsmæssige virkemåde, da dette ligger udenfor rammerne af denne bog. Derimod skal vi se på hvilke elektronikopstillinger, der bruges – men lad os først lige se på –

## Styre-enheden

Som nævnt vil en datamaskine gøre nøjagtigt det, den har fået besked på. Den vil udføre beregningerne ifølge programmet og bruge de øjeblikkelige tal, der er til rådighed. Med et korrekt program kan den endda udføre arbejdet hurtigere og bedre, end det kan gøres manuelt, fordi den ikke kan glemme. En opgave, som det måske ville tage en mand otte timer dagligt i et år at løse, kan klares på en times tid eller mindre.

Alle instruktioner kontrolleres af styre-enheden. Denne åbner og lukker for de rigtige enheder på de korrekte tidspunkter, og gør det i den forudbestemte rækkefølge – og meget hurtigt efter hinanden. De elektroniske kredsløb, der sørger for dette, kan



være opstillinger som f. eks. *multivibratorer*. Det er også kredsløb, der kunne anvendes i den aritmetriske enhed, såvel som til at lagre informationer. multivibrator

Vi skal her beskrive den *bistabile multivibrator*, der har fundet udstrakt anvendelse både i datamaskiner og til en lang række industrielle formål.

Kredsløbet er vist på fig. 9.16 og består af en *symmetrisk* opstilling ( $R = R_1$ , osv.) Udgangsimpulsen skifter kun fra den ene stilling (»0«) til den anden (»1«), når den får tilført en positivt-gående impuls.

Lad os til en begyndelse sige, at transistoren  $T_1$  er ledende, og  $T_2$  er da spærret. På udgangsklemmen ligger da en spænding, der er næsten lig 0 volt. Sendes nu en positiv impuls ind, vil  $T_1$  blive kortvarigt spærret, og på basis af  $T_2$  fremkommer på grund af spændingsændringen over  $R'_1$  et negativt potentiale. Dermed åbner  $T_2$  og virker så tilbage til  $T_1$ , der bliver spærret for alvor. Udgangsimpulsen falder til en negativ spænding.

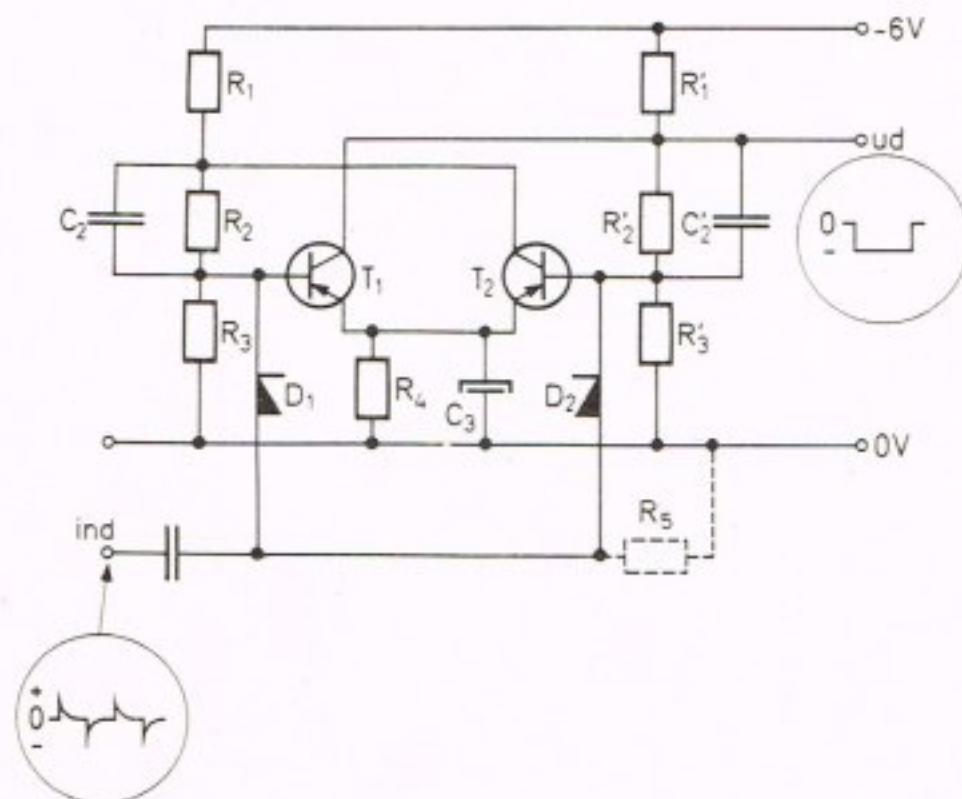


Fig. 9.16. Diagram af en bistabil multivibrator.

Kommer der en negativ impuls ind, vil denne ingen betydning have, da dioderne  $D_1$  og  $D_2$  spærres.

En ny positiv impuls vil derimod kortvarigt spærre  $T_2$ , og det vil – ganske tilsvarende det lige nævnte – få  $T_1$  til at lede, og samtidig »låse«  $T_2$  fast. Udgangsimpulsen vil hoppe tilbage til 0 volt. Kondensatorerne  $C_2$  og  $C'_2$  er indført i kredsløbet, for at få en hurtig omskiftning. De øvrige modstande og kondensatorer tilpasser transistorerne til de korrekte spændinger og strømme.

Igen to tilstande, svarende til »0« og »1«.

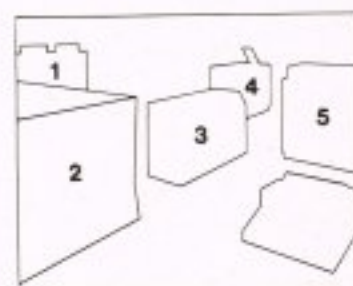
### Udgangsenhed

Når en beregning er foretaget, skal resultatet udskrives på en eller anden måde. Det kan ske på hulkort eller hulstrimmel, magnetbånd eller direkte på en *papirbane*. skrivere Det sidstnævnte er det mest direkte, og kan foregå på skrivemaskine eller en såkaldt *hurtigskriver* som fig. 9.17. En moderne type af denne slags kan trykke omkring 1500 linier pr. minut, hvor hver linie kan være op til 120 bogstaver eller tal.





- 1 båndstationer
- 2 styre-enhed
- 3 skive-lager
- 4 hukortlæser (indgangs-enhed)
- 5 skriver (udgangs-enhed)



## Anvendelser

De moderne datamaskiner er i opbygning og brug så komplicerede, at man ikke kan forklare dem på få sider – ja, ikke engang i en hel bog. Vi vil derfor slutte kapitlet med at omtale et par af de områder, hvor EDB-anlæg med fordel anvendes:

Landingsproceduren med en satellit omfatter indkobling af bremseraketter på et nøjagtigt tidspunkt. Forskellige målte værdier sendes ustandseligt ned til Jorden fra rumfartøjet, og her tager en datamaskine hele tiden alle de varierende forhold i betragtning, og på det nøjagtige tidspunkt udløses så bremsefunktionen direkte.

Genfindelse af bøger og tidsskriftartikler om et bestemt emne er et andet arbejdsområde for EDB-anlæggene. Den stigende tekniske litteraturmængde – omkring 2 millioner dokumenter årligt på nuværende tidspunkt – ville være uoverkommelig at søge igennem på kartotekskort. Datamaskinen benytter her bogstaver direkte, og ikke alene kan den finde litteratur om et bestemt emne, men også skrive det ud på hurtigskriveren, f. eks. forfattere, titel, kort resumé, etc.

Inden længe vil kildeskatten blive beregnet på datamaskiner, ligesom de lys- og telefonregninger, der allerede ordnes på denne måde. Det kunne ikke have været gjort, hvis ikke elektronikken havde skabt hurtige og effektive databehandlingsanlæg.

anvendelser





Al civilisation hviler på *kommunikation*, det være sig mellem enkeltpersoner, mellem grupper af mennesker, eller i form af massekommunikation. Kommunikation mellem enkeltpersoner kan for eksempel bestå i telefonsamtaler eller brevveksling; mellem grupper af mennesker er det konferencer eller forhandlinger, medens massekommunikation normalt omfatter radio, TV og for eksempel dagblade og andre periodiske publikationer. **massemedier**

Kommunikationen er således på ingen måde nogen ny opfindelse, idet brevfor-sendelser har været kendt gennem årtusinder; og selv massekommunikation har været benyttet gennem tiderne i form af for eksempel indianernes røgsignaler og negrenes »busk-telegraf« (trommer).

Kommunikationen er imidlertid blevet væsentligt forbedret og perfektioneret ved elektronikkens hjælp, og kommunikationsområdet er netop én af de vigtigste anvendelser for elektronisk udstyr. Af andre ligestillede anvendelsesområder kan nævnes sådanne som elektronisk databehandling samt underholdning.

## Morsealfabetet

Skønt meddelelser har været oversendt på elektrisk vis mange år, før Samuel Morse i 1837 opstillede sit alfabet af prikker og streger, var det dog først med dette nye kodesystem, transmissionen kunne foregå med en hastighed, der var praktisk anvendelig. Skønt man til mange formål i dag naturligvis foretrækker ren talekommunikation eller andre direkte systemer, er det altid morsesystemet, man tyer til under særligt vanskelige forhold.

Skibskommunikation over lange afstande foregår således på denne måde, og morsesystemets eneste virkelige ulempe er faktisk, at der behøves trænede operatører til at afsende og specielt modtage meddelelserne.

I morsealfabetet har hvert bogstav og tegn sin bestemte kombination af prikker og streger, idet to bogstaver består af henholdsvis blot én prik eller én streg, medens de øvrige karakteriseres ved en kombination af indtil fire prikker og/eller streger. **morsealfabet**

Tallene sammensættes af prik/streg kombinationer på fem, medens der til de øvrige tegn (, . ? : osv.) sammenstilles indtil seks prikker eller streger. Længden af prikker og streger er nøje fastlagt, idet en streg skal vare tre gange så lang tid som en prik. Ligeledes findes der ganske bestemte regler for mellemrummene mellem de enkelte tegn, mellem ord, osv. I alt findes der over 60 kombinationer af prikker og streger, og når man hører, at disse ofte sendes (og modtages) med en hastighed af indtil 200 tegn per minut, kan det ikke undre, at det kræver års træning, før man kan arbejde med systemet på tilfredsstillende måde.

Sender man morsetegn over en kabelstrækning, kan man for eksempel blot benytte spændingen fra et batteri til at danne tegnene. »Spænding« vil således betyde et tegn, medens »ingen spænding« tilsvarende betyder mellemrum. Hvis kablet imidlertid er meget langt (tusinder af kilometer), kan det ikke undgås, at der indføres forvrængning på signalerne. Disse når ikke frem til modtagedstedet som pæne firkantede spændinger; **lange afstande**



flankerne vil blive stærkt afrundede af den lange kabelstrækning. Ofte bliver forvrængningen så stor, at der bliver umuligt at skelne mellem prikker og streger, og man har så valget mellem to ting: enten at nedsætte oversendelseshastigheden, eller at benytte et andet system. En nedsættelse af hastigheden bliver naturligvis ensbetydende med en dyrere transmission, hvorfor man allerede tidligt begyndte at interessere sig for forbedrede systemer. Et af disse er den såkaldte *kabelskrift*.

oversendelses-  
hastigheden

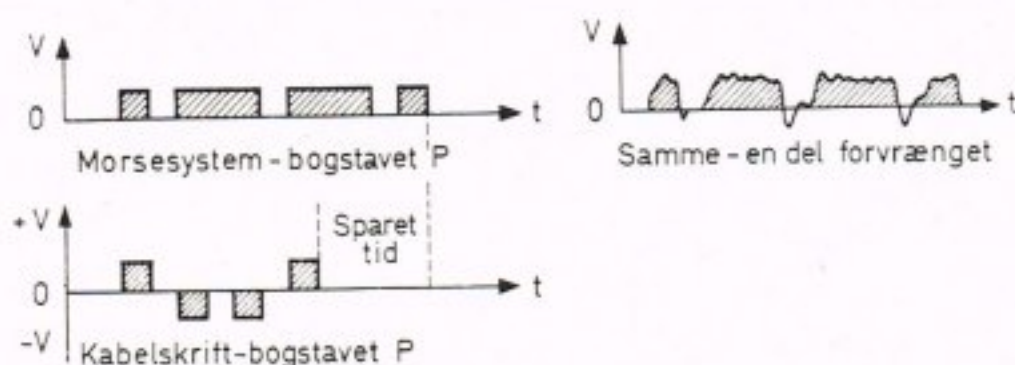


Fig. 10.1. I Morsesystemet sendes tegn som en kombination af prikker og streger. I primitive systemer anvendes blot ét batteri, men ved den såkaldte **kabelskrift** sendes både positive og negative spændinger.

## Kabelskrift

Ved kabelskrift anvender man ikke ét batteri, men to, og udsender tegnene på den måde, at en positiv spænding betyder en prik, medens en negativ spænding betyder en streg. På denne måde kommer spændingerne til at svinge dobbelt så meget som ved det simple morsesystem, samtidig med at hastigheden øges, idet prikker og streger nu kan gøres lige lange. I praksis har det vist sig, at kabelskriftsystemet er en del mindre følsomt overfor forvrængning end ét-batteri systemerne\*. Princippet i kabelskriftsystemet fremgår af figur 10.1, medens et uddrag af morsealfabetet, kabelskriftalfabetet samt *fjernskriversalfabetet* vises i figur 10.2.

to batterier

Tegn	Morsealfabet	Kabelskrift	Fjernskriversalfabet
P	• — — •	+ - - +	○ ○ ● ● ○ ● ●
Q	— — • —	- - + -	○ ● ● ● ○ ● ●
R	• — •	+ - +	○ ○ ● ○ ○ ● ●
S	• • •	+++	○ ● ○ ● ○ ○ ●
T	—	-	○ ○ ○ ○ ○ ● ●

Fig. 10.2. Morsekode, kabelskriftkode og fjernskriverskode.

## Fjernskriveren

Det blev hurtigt påkrævet at overføre meddelelser hurtigere, end det var muligt »ved håndkraft« efter morsealfabetet. Man forsøgte at udvikle en maskinel oversendelsesmetode for på denne måde at kunne udnytte de mere og mere udbyggede, men også stadigt mere kostbare, kommunikationslinier. Hvis man kunne øge oversendelseshastighederne til det dobbelte, kunne man nøjes med at beslaglægge transmissionslinien i den halve tid og herved spare den halve pris. Løsningen på problemet blev *fjernskriveren*. Fig. 10.3.

økonomien

Denne ligner i sit ydre nærmest en elektrisk skrivemaskine, men samtidig med, at den nedskriver meddelelsen på papiret, omsætter den de enkelte tegn til det såkaldte

\* samtidig med at hastigheden øges, idet prikker og streger nu kan gøres lige lange.





Fig. 10.3. Denne meget moderne fjernskriver kaldes en **teleprinter**. Man kan enten sende meddelelser ved at skrive på tastaturet, eller man kan sende langt hurtigere ved at indsætte en hulstrimmel i maskinen (til højre). Alt hvad maskinen afsender og modtager bliver registreret på en hulstrimmel, der kommer ud af maskinen til venstre.

*fjernskrivers alfabet* og udsender dem samtidig over transmissionslinien. Oversendelse kan herved foretages med den hastighed, hvormed en dygtig maskinskriverske kan betjene maskinens klaviatur. Den nedskrevne meddelelse tjener således nærmest samme formål som kopien til et brev.

I praksis former en oversendelse sig på den måde, at operatøren på en nummerskive drejer modpartens nummer, ganske som på en telefon. Når forbindelsen er etableret, afgiver maskinen et klar-signal, og man begynder at skrive sin meddelelse. Derefter »ringer man af« og kommer således kun til at betale for forbindelsen i den korte tid, det tager at skrive meddelelsen, og modtageren kan i ro og mag overveje sit svar, og når han er klar, kalder han op, nedskriver sin meddelelse, og afbryder atter forbindelsen. Da signalerne overføres med lysets hastighed, vil begge maskiner – både afsenderens og modtagerens – samtidig nedskrive meddelelsen. Denne form for kommunikation har derfor den fordel, at den er skriftlig – man undgår misforståelser ved fejlhøring. Samtidig er den lige så hurtig som almindelig telefonkommunikation; og ingen bliver irriteret over, at det måske tager ti minutter at finde svaret frem.

»samtalen«

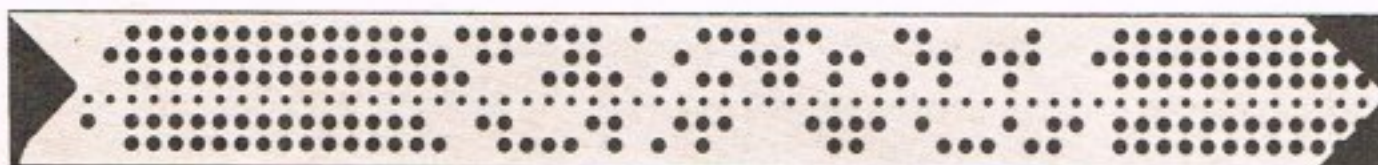
Fjernskriveren er blevet uhyre populær, og dens kommunikationslinier – det såkaldte *Telex-net* – strækker sig over hele verden. Telex anvendes derfor af mange private firmaer i den daglige kontakt med forretningsforbindelser over hele jorden.

Telex

### Hulstrimmel

For yderligere at øge transmissionshastigheden benytter man ofte i fjernskriverforbindelser at nedskrive hele meddelelsen på en *hulstrimmel* først – for derefter, når denne er helt færdig, at oversende meddelelsen ved hjælp af en *strimmellæser* med en hastighed, der er langt højere, end man kan opnå direkte ved maskinskrivning. Hastigheder på omkring 3000 tegn per minut kan opnås på denne måde. På modtagestedet nedskrives meddelelsen ikke af en skrivemaskine, men »prikkes« ind på en tilsvarende

hulstrimmel



Udsnit af fjernskriverstrimmel.



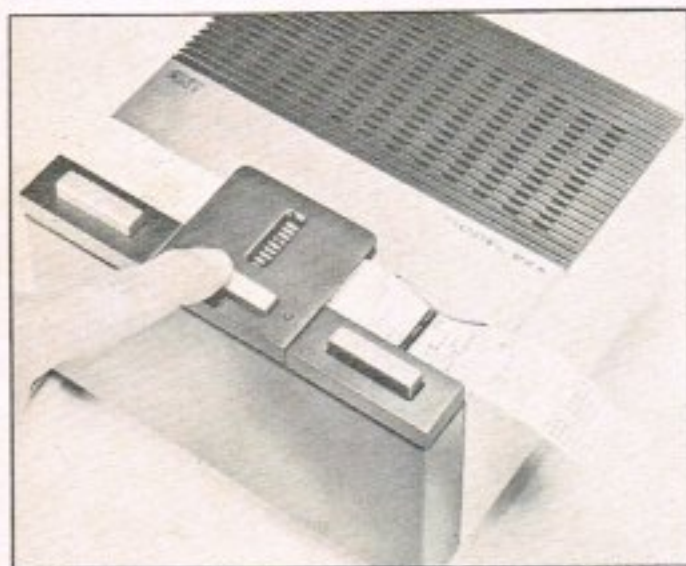


Fig. 10.4.

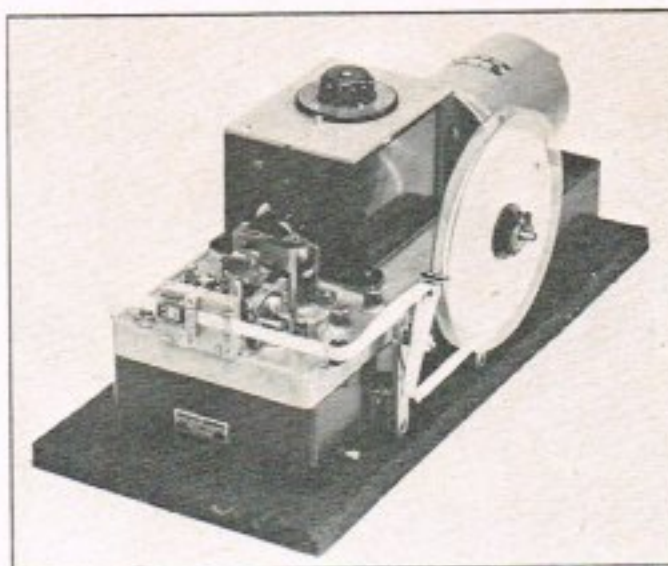
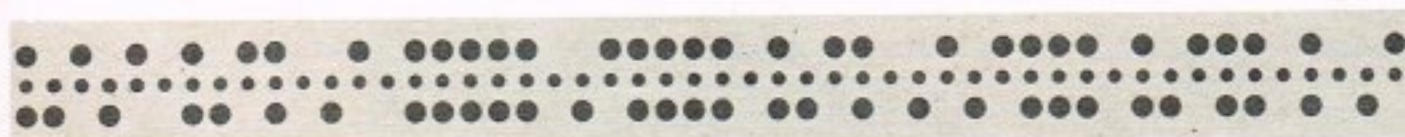


Fig. 10.5.

Fig. 10.4. Strimmellæseren omsætter strimlens huller til fjernskriverkoden og sender dem for eksempel ind i en datamaskine.

Fig. 10.5. Denne perforator adskiller sig fra de sædvanlige derved, at den omsætter signaler, som den modtager i **Morsekode**, til fjernskriver-tegn på strimlen.



strimmel af en såkaldt *perforator*. Denne strimmel, der er magen til afsenderens, ind-sættes derpå i en maskine, der nedskriver meddelelsen med normal skrivemaskine-skrift.

**perforator**

Denne meget hurtige form for informationsformidling anvendes i dag ikke blot i forbindelse med fjernskrivernet. Samme fremgangsmåde anvendes, når man skal føde informationer ind i en regnemaskine eller trække dem ud igen. Problemet er her meget beslægtet: både regnemaskinen og kommunikationslinien kan »fordøje« meddelelsen langt hurtigere, end man kan nedskrive den på en skrivemaskine.

## Telefonen

De hidtil omtalte kommunikationsmidler har hovedsageligt benyttet sig af transmission over kabler, og de har endvidere brugt impulser (prikker, streger og mellemrum) til at oversende meddelelserne. Anvendelsen af impulser betyder, at man ikke direkte kan benytte disse systemer. Man skal således kunne morsekoden, for at telegrafere, og man skal have en fjernskriver og kunne skrive på maskine for at anvende Telex.

Almindelige mennesker er derfor afskåret fra at anvende disse kommunikationsmidler. De skal have et simpelt system, hvor man direkte taler sammen ved stemmens hjælp, og et sådant system har man i *telefonen*.

**telekommunikation**

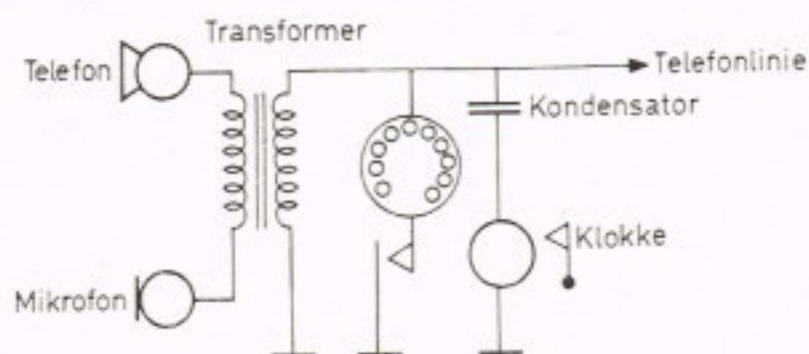


Fig. 10.6. Telefonen er en blanding af impuls- og telekommunikation. Nummer-skiven sender impulser, der virker som adresse på opkaldet. Mikrofon og telefon tjener til selve telekommunikationen.

I telefonen benytter man både oversendelse af impulser og tale. Inden man kan begynde at tale, må man nemlig dreje nummeret på den abonnent, man ønsker at tale med; og samtidig med at nummerskiven drejer sig rundt, sender den impulser ud på telefonlinien. En række relæer på centralen aktiveres i forhold til det antal impulser,

**telefonlinie**





Fig. 10.7. Radiobølger er grundlaget for al kommunikation over længere afstande.

der sendes, og relæerne sætter herved de to telefoner i forbindelse med hinanden. Når først forbindelsen er oprettet, foregår samtalen på ganske normal måde.

Man taler ned i telefonens tragt, hvor mikrofonen omsætter lydbølgerne til elektriske signaler. Disse overføres gennem telefonlinien til den anden abonnents telefon, hvor en lille højttaler atter omformer de elektriske signaler til lydbølger.

Problemerne indenfor telefonien opstår først, når man forsøger at tale over meget lange afstande. Nogle vil sikkert endnu kunne huske, hvordan talekvaliteten var mellem for eksempel en abonnent i København og en anden i det nordlige Jylland. Om sommeren i tørt vejr kunne det gå an, men på en diset efterårsdag kunne man næppe opfatte, hvad der blev sagt i den anden ende.

afstand og kvalitet

Sådan er det ikke mere. Hvis en abonnent i Jylland drejer sig frem til en abonnent i København, kan denne faktisk ikke høre, om den anden ringer helt hjemme fra, eller om han står i en kiosk på det nærmeste hjørne. Dette skyldes den moderne *bærefrekvensoverførsel*, dvs., overførsel af talekanaler ved hjælp af radiobølger.

bærefrekvens

Grundlaget for den moderne kommunikation over lange afstande er således ikke længere kabler alene, men også radioforbindelser, og vi vil derfor først undersøge, hvordan man overfører et talesignal ved hjælp af radiobølger.

## Blanding

*Talefrekvensområdet* ligger i den lave ende af det normalt anvendte *frekvensspektrum*, idet talen kun optager området fra nul til omkring 4.000 Hz. Radiobølger ligger et helt andet sted i spektret. Det område, der på almindelige radio betegnes som »lange bølger«, ligger omkring 200.000 Hz eller 200 kHz (kiloHertz), medens kortbølgeområdet ligger omkring 10.000.000 Hz eller 10 MHz (Megahertz).

frekvensområde

For at få omsat det meget lavfrekvente talesignal til disse høfrekvensområder må man *blande* de to signaler med hinanden og overføre dem samtidigt.

blanding



At blande sådan to signaler med hinanden betyder i praksis, at man fører dem begge ind på det samme sted, men på en sådan måde, at deres *sum- og differensfrekvens* automatisk dannes ved denne sammenføring. Kort fortalt sker denne blanding, når signalerne føres gennem et *ulineært element*, dvs., en komponent, hvor der ikke er proportionalitet mellem indgangssignal og udgangssignal. En sådan komponent kan for eksempel være en diode, hvor der (se afsnit 5) fremkommer en krum kurve over strømmen gennem dioden, hvis man føder den med en stigende spænding.

sum og differens

ulineært element

Fører man for eksempel et signal på 2 kHz og et signal på 10 MHz til en sådan diode, vil den danne to »nye« signaler, nemlig på frekvenserne  $10\text{ MHz} + 2\text{ kHz}$  og  $10\text{ MHz} - 2\text{ kHz}$ . Der opstår således de to nye signaler 10.002 kHz og 9.998 kHz. Hvordan disse to signaler dannes, skal vi ikke komme nærmere ind på, idet forklaringen kræver en del matematik. Det skal blot slås fast, at *denne blanding kun sker, når der indsættes et ulineært element*. Hvis det ulineære element ikke findes, vil de to (eller flere) signaler optræde hver for sig uden at blande sig; heldigvis, for ellers ville de forskellige frekvenser for eksempel i tale jo blande sig sammen til et helt uforståeligt signal.

Blandingen er derimod højst ønskelig i kommunikation over lange afstande. Når talesignalet har blandet sig med højfrekvenssignalet, kan det udsendes ved hjælp af en antenne og opfanges af modtagere tusinder af kilometer borte. Man sparer på denne måde de lange kabler, der ikke alene er dyre og giver store tab, men som naturligvis også er helt utænkelige til for eksempel skibs- eller flykommunikation. Talesignalet omsættes ved denne blanding til et *radiosignal* og kan som sådan oversendes trådløst.

radiosignal

## Modulation

Når et signal med lav frekvens blander sig med et signal med høj frekvens, siger man normalt, at lavfrekvenssignalet *modulerer* højfrekvenssignalet. Signalet med den høje frekvens kalder man *bærebølgen*, idet den så at sige *bærer* den information, der skal oversendes. Det lavfrekvente signal kaldes *modulationssignalet* eller *modulationen*, således at *modulationssignalet modulerer bærebølgen*. Disse navne gør det nemt at holde rede på, hvilket signal der har hvilken funktion.

bærebølgen bærer modulationen

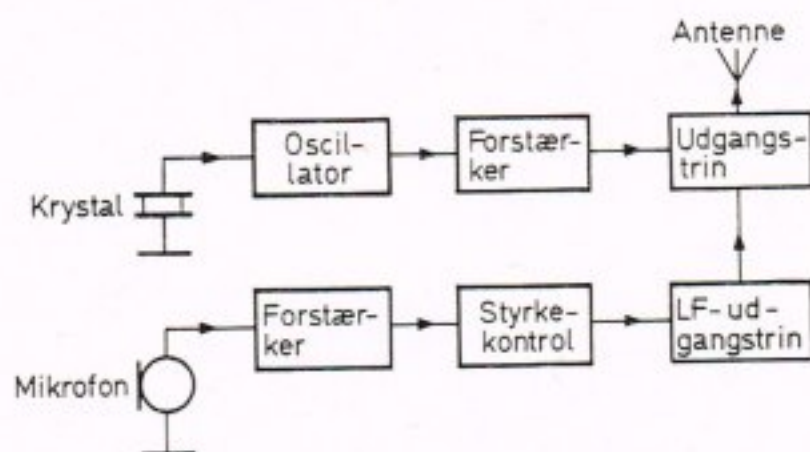


Fig. 10.8. En moduleret sender er opbygget af en højfrekvensdel og en lavfrekvensdel. De to signaler blandes ofte i det sidste højfrekvenstrin.

For at få overblik over, hvordan en moduleret sender er opbygget i praksis, kan vi begynde med at se på en sådan senders blokdiagram (figur 10.8). Senderen er opbygget i to halvdele, nemlig en højfrekvensdel og en lavfrekvensdel. I højfrekvensdelen dannes de højfrekvente svingninger i en *oscillator*, der for eksempel kan bestå af et *krystal* og en transistor samt nogle modstande og kondensatorer. Krystallet bestem-

oscillator

krystal



mer den frekvens, som svingningerne dannes på, og krystallets store fordel er, at svingningerne fastholdes på den ønskede frekvens med meget stor nøjagtighed. Til gengæld kan man heller ikke variere denne frekvens, men må benytte flere krystaller, hvis man skal sende på forskellige frekvenser.

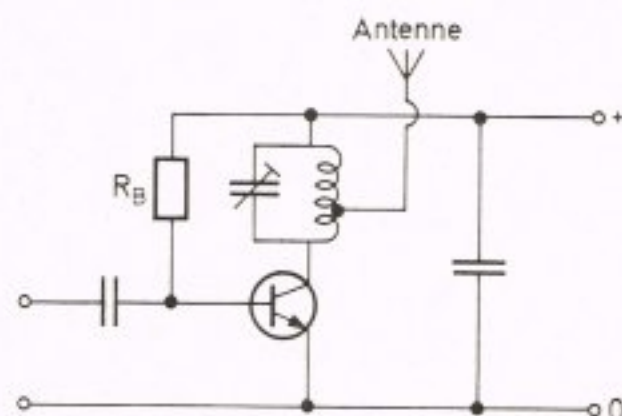


Fig. 10.9. Et højfrekvenstrin ligner meget et lavfrekvenstrin. Blot sidder der en svingningskreds i kollektoren i stedet for en modstand eller en højttalertransformer.

Efter oscillatoren følger en række forstærkertrin inden udgangstrinnet, hvis opgave er at forstærke det lille signal fra oscillatoren op til et kraftigt signal til antennen. Udgangstrinnet er forsynet med en *svingningskreds*, der er afstemt til signalets frekvens, og fra denne svingningskreds fødes antennen. Svingningskredsen kan nærmest sammenlignes med højttalertransformeren i en lavfrekvensforstærker.

svingningskreds  
antenne

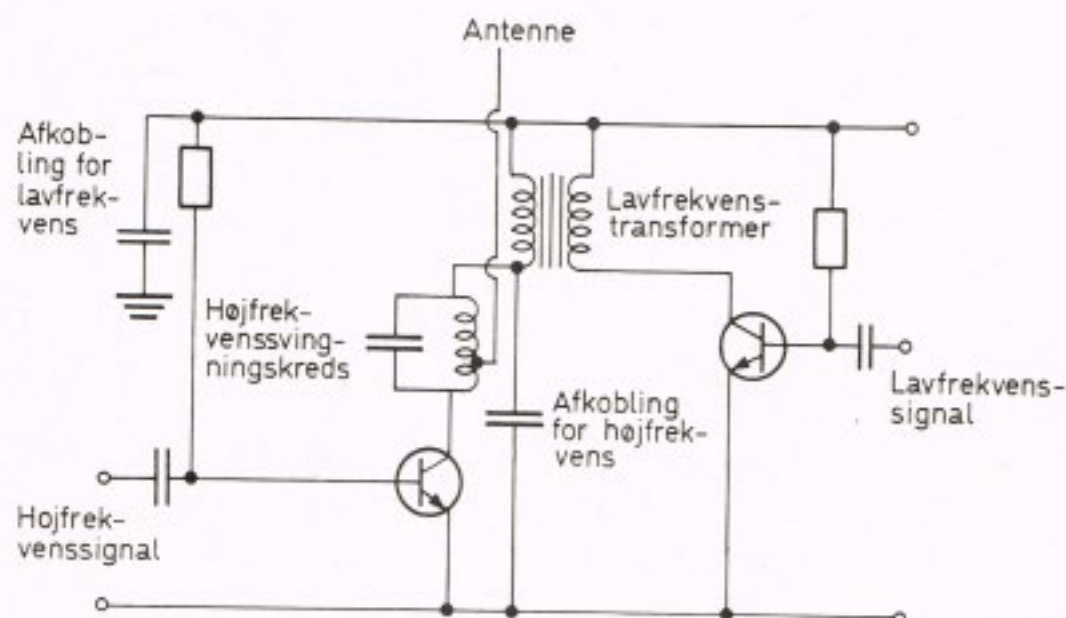


Fig. 10.10. Lavfrekvenssignalet føres ind i serie med højfrekvenstrinnets kollektorstrøm, og modulerer således denne.

Spændingen til transistorens kollektor føres gennem denne kreds, således at kollektorstrømmen løber gennem svingningskredsens spole. Den side af kredsen, der ligger nærmest batteriet, er *afkoblet* med en kondensator til stel. Herved vil alle andre frekvenser end signalfrekvensen blive kortsluttet til stel, medens kun signalfrekvensen bliver tilbage.

afkoble med  
kondensator

I serie med svingningskreds og transistor indsættes nu en lavfrekvenstransformer, hvis primærside udgør kollektorbelastningen for udgangstrinnet i en lavfrekvensforstærker. Når man taler ind i denne forstærkers mikrofon, vil der dannes lavfrekvenssvingninger på transformerens sekundærside, hvorved transistorens kollektorspænding vil svinge op og ned i takt med talen. Kollektorspændingen bliver på denne måde moduleret med talens svingninger, hvorved senderens bæreølge vil følge disse tale-svingninger op og ned i styrke. Bæreølgen siges at være *amplitudemoduleret* af talen, idet bæreølgenes amplitude (øjebliksværdier) vil følge talen op og ned i styrke. Figur 10.11 viser en bæreølge (de hurtige svingninger), der bliver amplitudemoduleret med en meget lavere frekvens (de langsomme svingninger). Bæreølgen følger de langsomme svingninger op og ned i amplitude, medens selve de hurtige svingninger ikke ændrer

amplitude-  
modulation, AM



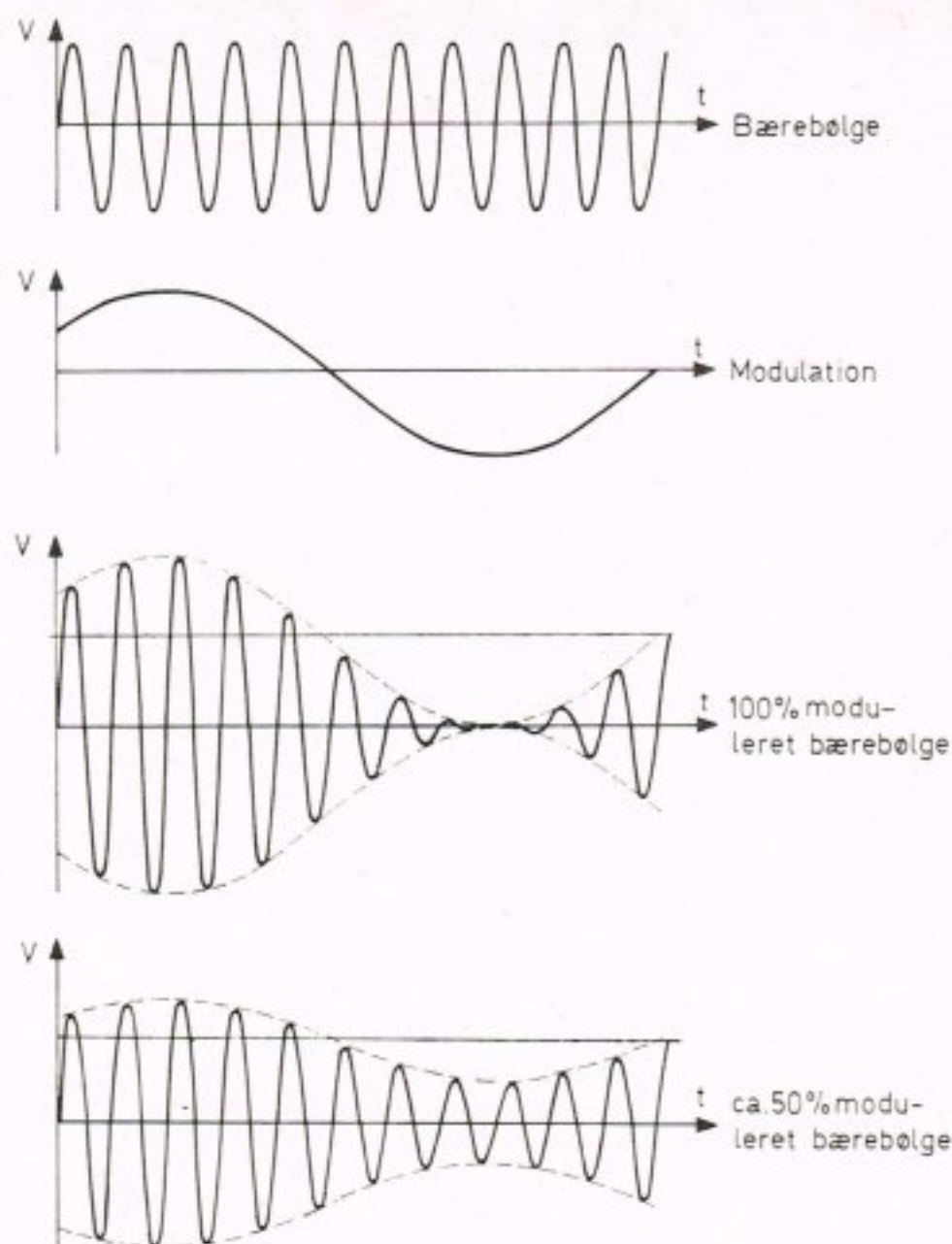


Fig. 10.11. Når et lavfrekvens-signal (den langsomme svingning) modulerer et højfrekvenssignal (den hurtige) vil dets størrelse svinge op og ned i takt med modulationen.

sig. Det er således bærebølgens *effekt*, der ændrer sig, medens dens *frekvens* forbliver uændret.

Tilfører man et voksende lavfrekvenssignal til bærebølgen, vil dennes opvoksen og aftagen gradvist stige, indtil topværdierne bliver nøjagtigt dobbelt så høje, som bærebølgen var uden modulation. Samtidig når »dalene« netop nullinien. Bærebølgen har herved nået sin maksimale *modulationsgrad* – den siges at være 100% moduleret. Skruer man yderligere op for modulationssignalet klippes toppene, og dalene vil få et vandret stykke. Dette svarer til *overmodulation* – man har tilført et større lavfrekvens-

overmodulation

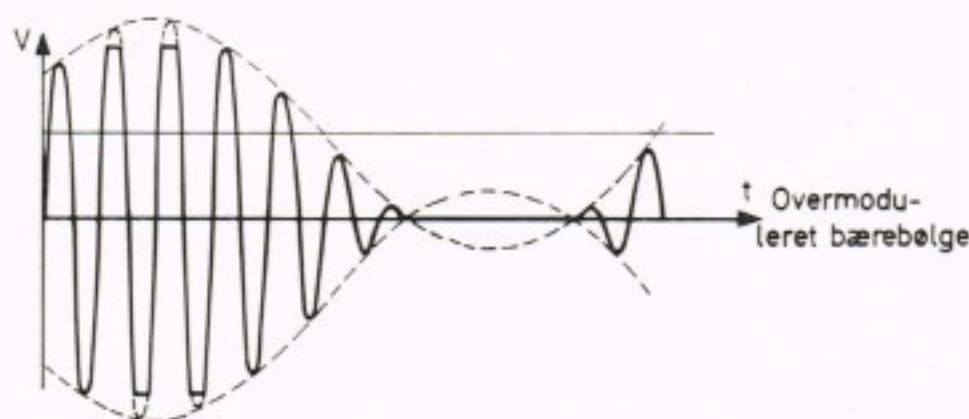


Fig. 10.12. Hvis man skruer for højt op for modulationen bliver bærebølgen klippet i stykker. Dette er overmodulation, der altid bør undgås.

Overmodulation er en tilstand, man absolut bør undgå. Det medfører *forvrængning*, og forståeligheden bliver uvægerligt mindre end ved nøjagtigt 100% modulation. Modulerer man med en sinusbølge, kan man let indstille til 100% modulation, idet man direkte kan iagttage kurveformen på et oscilloskop. Modulerer man derimod

forvrængning



med tale, kan man risikere, at talens spidser overmodulerer bærebølgen, selv om den gennemsnitlige modulation umiddelbart ikke ser særligt kraftig ud. Når det drejer sig om kvalitetsudsendelser (f. eks. musikgengivelse), hvor det er af vigtighed, at forvrængningen er lav, indstiller man derfor altid til et ret lavt modulationsniveau. Ved radiofoni arbejder man således normalt med omkring 30% modulation, medens man ved ren talekommunikation går højere op. Det kan så være nødvendigt at klippe de højeste spidser i talen bort, før de når modulationstrinnet. Går man over 100% modulation (hvad mange amatørsendere desværre ofte gør), bliver resultatet blot reduceret forståelighed samt forstyrrelser omkring sendefrekvensen. Overmodulationen er let at se på et oscilloskop. Alle toppene klippes af sinuskurverne, og visse steder mellem de klippede stykker forsvinder bærebølgen totalt.

radiofoni

### Andre modulationsformer

Medens amplitudemodulation er den oprindelige form for modulation, er der senere udviklet en hel del andre typer, der hver for sig har særlige fordele og ulemper. *Frekvensmodulation* er således en af de forbedrede typer, og fordelene ved frekvensmodulation (FM) er, at man lettere kan overføre et stort frekvensområde end ved amplitudemodulation (AM). Ulempen er, at der ved FM til gengæld bruges et langt større frekvensområde end ved AM, og med langt større menes henimod 20 gange så stort. Hvis der således for eksempel mellem 10 og 11 MHz i kortbølgeområdet kunne ligge 50 AM sendere, uden at disse ville genere hinanden, er det tilsvarende tal for FM sendere kun 3.

frekvensmodulation,  
FM

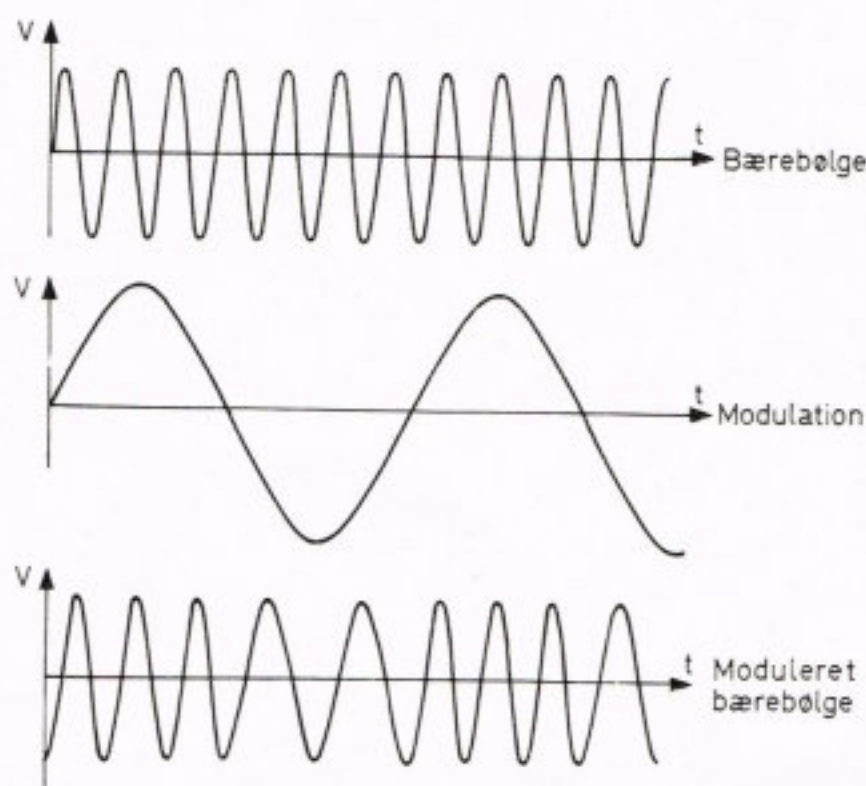


Fig. 10.13. Ved frekvensmodulation svinger bærebølgens frekvens i takt med modulationen, medens dens størrelse ikke ændrer sig.

Princippet i FM er, at man ikke varierer bærebølgens *amplitude*, men derimod dens *frekvens*, i takt med modulationssignalet. Bærebølgens amplitude holdes således konstant, medens dens frekvens ændrer sig som følge af modulationssignalet variation, som vist i figur 10.13. Disse principielle forskelle ved AM og FM gør, at man ikke kan benytte den samme modtager til at modtage begge signalformer. Når moderne modtagere derfor kan tage både de »gammeldags« lange, mellem og korte bølgeområder og »moderne« FM stationer, så er det fordi der faktisk sidder to modtagere i det samme apparat.

to modtagere i én



Udover AM og FM findes der en række mere specielle modulationsformer, hvoraf en type, der hedder *enkelt sidebånd*, er ved at trænge igennem ikke mindst ved radio-kommunikation mellem faste stationer og ved skibskommunikation. Enkelt sidebånd kan bedst forklares ved at tage eksemplet fra blandingsprocessen frem igen.

enkelt sidebånd

To signaler på henholdsvis 10 MHz og 2 kHz blev blandet sammen til resulterende signaler på 10.002 kHz og 9.998 kHz, foruden naturligvis de oprindelige signaler på 2 kHz og 10 MHz. Blandingen giver derfor fire signaler, nemlig de oprindelige samt blandingsprodukterne. 2 kHz signalet forsvinder af sig selv, da det simpelthen ikke kan udstråles fra antennen. Der udsendes derfor fra senderen de tre signaler 9.998 kHz, 10.000 kHz og 10.002 kHz. Dette er de to *sidebånd* med bæreboelgen i midten.

Ved enkelt sidebånd filtrerer man to af disse signaler bort, og udsender for eksempel signalet på 10.002 kHz. Man har fjernet bæreboelgen og det ene sidebånd, og man kan nu koncentrere al senderens energi i det udsendte sidebånd. Senderen vil herved komme til at virke mange gange så kraftigt som en normal AM sender, hvorfor dens rækkevidde også bliver langt større. Processen indebærer ikke noget tab i information, idet modtageren i systemet (der jo *ved*, at senderen i virkeligheden ligger på 10.000 kHz) simpelthen blander det modtagne signal med et andet signal på 10.000 kHz.

Resultatet af denne blanding bliver summen og differencen mellem signalerne, altså 10.002 kHz og 2 kHz. Det højfrekvente signal filtreres bort, og man har informationen – 2 kHz – tilbage. Systemet er en del mere indviklet end normal AM. Således skal man på modtagestedet nøjagtigt kende senderens oprindelige frekvens, men man vinder til gengæld ikke så lidt i rækkevidde og forstyrrelsesfrihed.

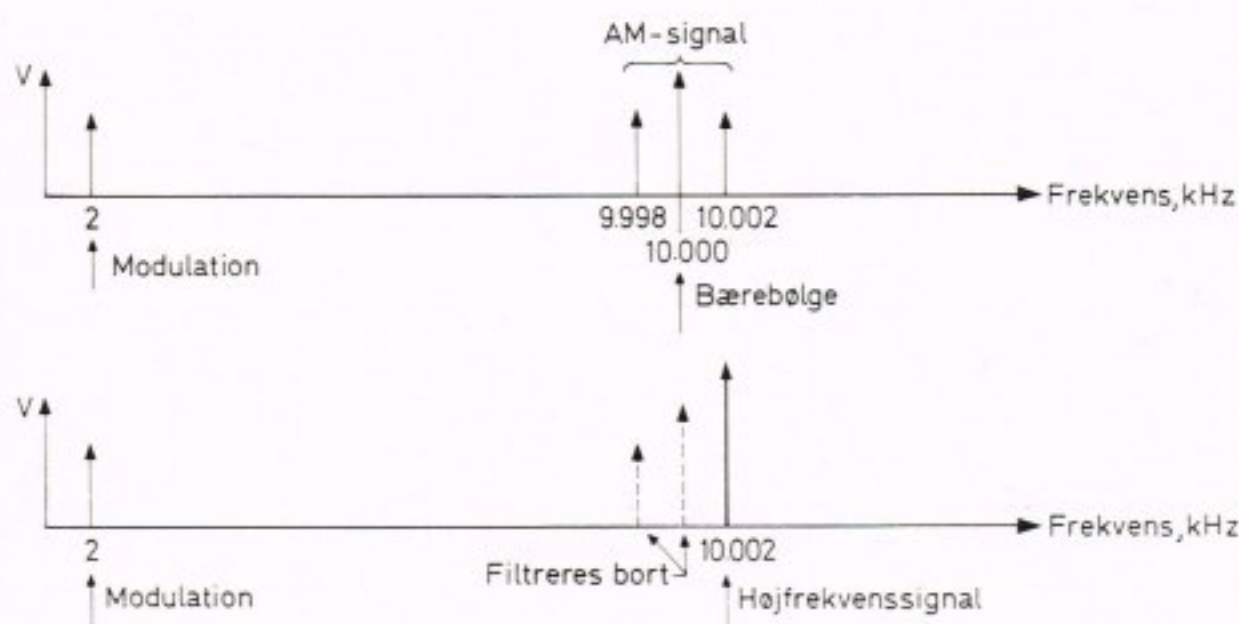


Fig. 10.14. Princippet ved enkelt sidebånd er stort set det samme som ved normal amplitudemodulation. Blot filtreres bæreboelgen og det ene sidebånd bort.

Fjernsyn er et typisk eksempel på anvendelse af såvel FM som enkelt sidebånd. Selve fjernsynsbilledet overføres således ved enkelt sidebånd, medens lyden transmitteres ved hjælp af FM.

fjernsyn = FM +  
enkelt sidebånd

## Bærefrekvens

Når man ved at blande to signaler kan flytte det, der indeholder modulationen, til et helt andet frekvensområde, er det nærliggende at forsøge at overføre flere signaler gennem det samme kabel eller over den samme radioforbindelse på samme tid. Det kan gøres ved blot at blande modulationssignalerne med forskellige bæreboelger, så de kommer til at ligge forskellige steder i frekvensspektret.



Den før omtalte bærebølge på 10 MHz kan igen bruges som eksempel. Antag, at man ønsker at overføre to talekanaler, der begge fylder området fra 0 til 4 kHz ved hjælp af den samme sender; hvordan ville man så gribe det an i praksis? Ja, man ville blande de to signaler med to bærebølger omkring 10 MHz, således at blandingssignalerne kom til at ligge i to områder i nærheden af 10 MHz.

Den første kanal kan direkte blandes med en bærebølge på 10 MHz. Hvis modulationssignalet netop er en tone på 4 kHz, bliver resultatet af denne blanding frekvenserne 10.004 kHz og 9.996 kHz. Svinger modulationssignalet mellem 0 og 4 kHz, vil blandingssignalerne svinge mellem 9.996 og 10.004 kHz.

Tænker man sig nu en anden bærebølge på 10.008 kHz, som den anden kanal blandes med, vil denne komme til at dække området 10.004 til 10.012 kHz. Begge kanaler vil altså dække et frekvensområde på 4 kHz til hver side af sin respektive bærebølge.

De to kanaler er nu blandet op i frekvens, så de i stedet for at ligge hver fra 0 til 4 kHz nu ligger i området mellem 9.996 kHz og 10.012 kHz. Dette område kan nemt transmitteres af den samme sender, og således får man begge samtalekanaler overført samtidigt ved hjælp af kun én sender. Til gengæld optager man et område på 16 kHz

AM fylder meget

mod før 2 gange 4 kHz. Skønt det naturligvis allerede er en stor fordel, at man på denne måde kan overføre flere samtalekanaler samtidig på det samme kabel eller over den samme radioforbindelse (der kan naturligvis overføres flere end lige de to nævnte), ville det være ønskeligt at undgå, at hver kanal optager den dobbelte plads af, hvad den gjorde oprindeligt. Dette ønske kan opfyldes ved at anvende både blandings- og enkelt sidebåndsprincippet på den kanal, der skal overføres.

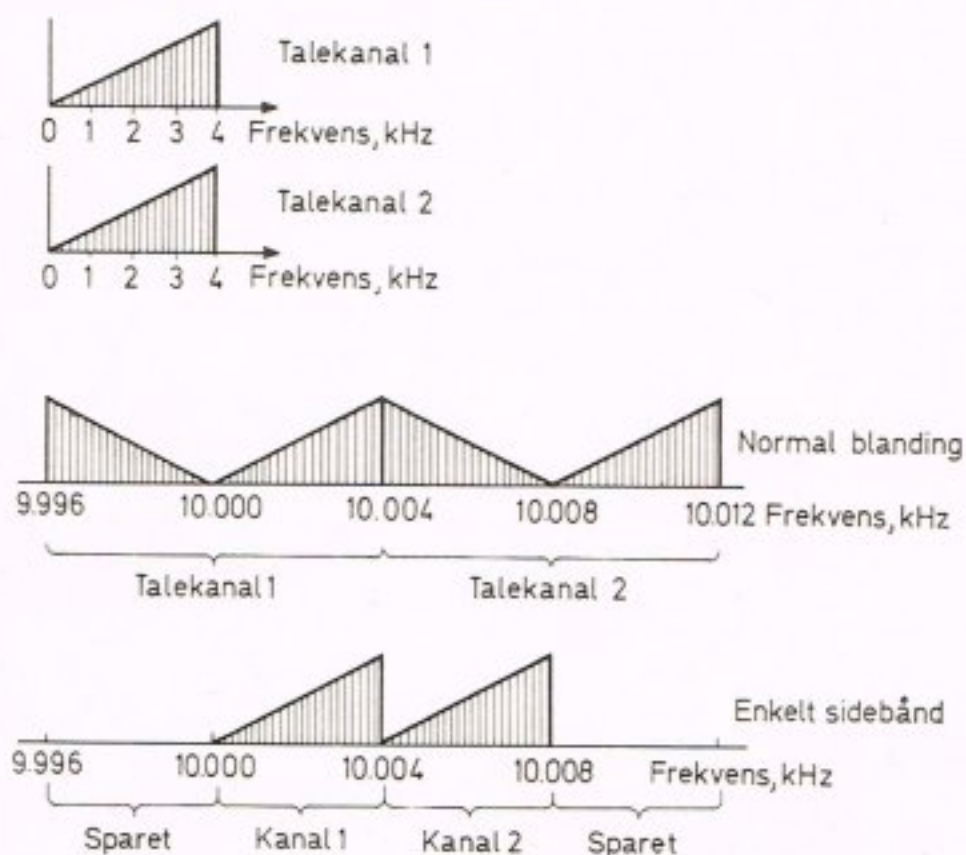


Fig. 10.15. Enkelt sidebånd sparer ikke så lidt plads i forhold til amplitudemodulation.

Hvis talekanalen blandes med en bærebølge på 10 MHz, vil blandingsproduktet fylde fra 9.996 til 10.004 kHz. Det er dog kun nødvendigt at udsende det ene sidebånd for at få overført hele den nødvendige informationsmængde, hvorfor alle signaler mellem 9.996 og 10.004 kHz filtreres bort. Der udsendes således kun frekvensbåndet 10.000 til 10.004 kHz.

Den anden talekanal blandes nu med en bærebølge – ikke på 10.008 men på 10.004



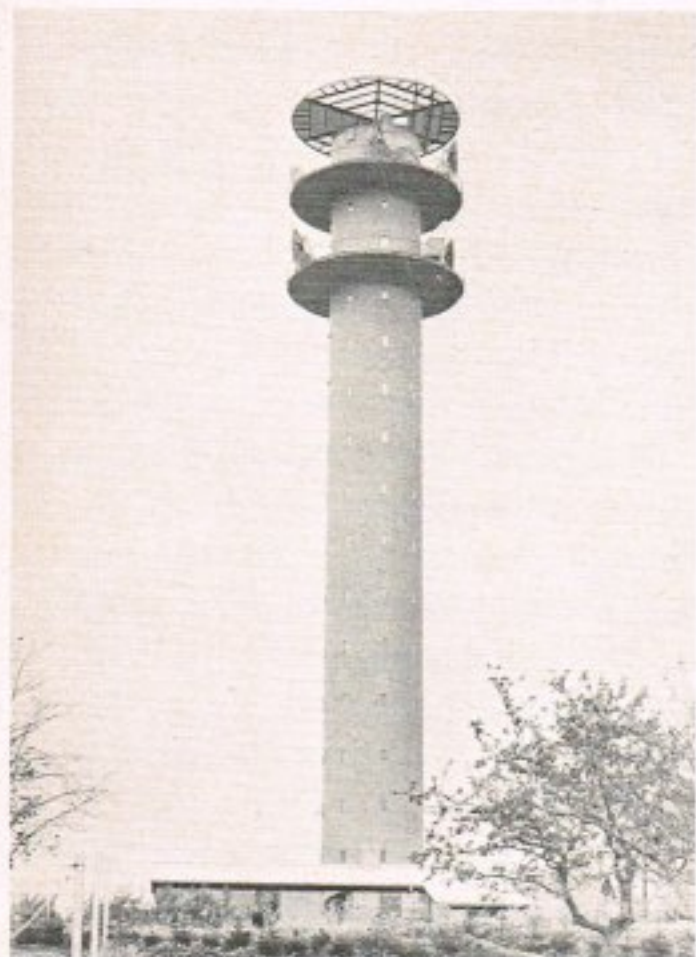


Fig. 10.16. De karakteristiske mikrobølgetårne overfører tusinder af samtalekanaler på én gang.

Fig. 10.17. Selv om bølglængderne ved mikrobølger er meget små (få cm) skal antennerne være meget store for at opnå den ønskede forstærkning og retningsvirkning.

kHz. Blandingssignalet ligger mellem 10.000 og 10.008 kHz, men inden dette frekvensområde føres til senderen, filtrerer man området fra 10.000 til 10.004 kHz bort. Resten – fra 10.004 til 10.008 kHz – udsendes fra senderen som en anden talekanals frekvensbånd. Herved er pladsbehovet reduceret til det halve for hver kanal.

Som før nævnt medfører dette den gene, at modtageudstyret skal forsynes med oscillatorer, der arbejder på nøjagtigt samme frekvens som sendeudstyrets, for at kunne »blande tilbage« igen. Men udgiften til dette præcisionsudstyr opvejes dog af den plads, der spares i frekvensområdet. Der kan simpelthen overføres dobbelt så mange samtaler på den samme tid.

den halve plads spares

## Mikrobølgeforbindelser

Moderne kommunikation hviler i meget høj grad på trådløs overførsel, idet nedlægning og vedligeholdelse af kabelstrækninger ofte er dyrere end tilsvarende radioforbindelser. Ved overførsel af mange samtaler samtidigt (flere tusinde af gangen), kan man dog ikke anvende de frekvensområder, der benyttes til radiofoniudsendelser eller skibs- og flykommunikation, idet der simpelthen ikke er plads. Man er derfor gået i retning af stedse højere frekvensbånd til disse »masseoverførsler«, og for øjeblikket arbejder man i det såkaldte *mikrobølgeområde*.

mikrobølger

Området kaldes således, fordi bølglængderne er meget små – i størrelsesområdet nogle centimeter. Til sammenligning er bølglængden i mellembølgeområdet flere hundrede meter, medens bølglængden i FM-båndet er omkring tre meter.

Centimeterbølger udbreder sig på en ganske bestemt måde, idet de ikke – som lange bølger – følger jordens krumning, så man kan føre radiokorrespondance med skibe omtrent på den anden side af jorden. Centimeterbølger udbreder sig lige som lys i (næsten) rette baner. Derfor må der være direkte optisk sigt mellem sender og modtager.

centimeterbølger



Da jorden krummer sig ret meget, tvinges man til at rejse høje master, hvis der skal være mere end nogle få kilometer mellem sender og modtager. Normalt tilstræber man afstande på 30 til 50 kilometer, hvilket kræver antenntårne på omkring 50 meter, for at antennerne skal kunne »se« hinanden.

Disse antenntårne er ret karakteristiske, og de fleste kender dem sikkert. De er ofte lavet i beton, og på toppen er anbragt de meget specielle antenner, der nærmest ligner store hulspejle. Virkningen er også den samme. Senderantennen sidder lige i »hulspejlets« brændpunkt, og antennen sender derfor radiobølger ud i en meget koncentreret stråle. Denne rettes direkte mod modtagerantennen, der er af samme type. Radiobølgerne, der når modtagerantennens »spejl«, fokuseres derfor direkte på denne, og herved opnår man en meget stor forstærkning i hver antenne. Senderen synes derfor at være meget kraftigere, end den i virkeligheden er. Denne virkning vil antennen naturligvis kun have i én bestemt retning, men da »strålen« rettes direkte mod modtagerantennen, får denne hele fordelingen af forstærkningen. Senderen kan på denne måde tilsyneladende virke lige så kraftig som en sender på flere tusinde watt, men i virkeligheden er effekten ofte kun 1 watt.

parabolantennen

hulspejlvirkning

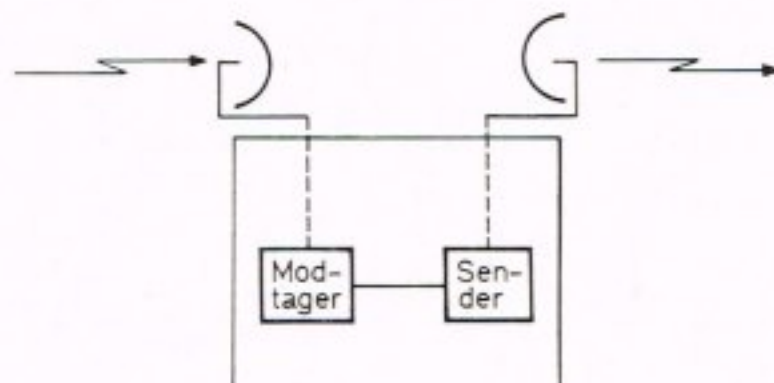


Fig. 10.18. Princippet i et mikrobølgetårn er yderst simpelt.

I dag overføres næsten al telefoni over længere strækninger over mikrobølgekæder, og normalt passerer en samtale således en lang række sendere og modtagere. Alle fjernsynsudsendelser overføres også fra studiet til senderne rundt omkring i landet over mikrobølgekæder, og når vi for eksempel ser en direkte udsendelse fra Italien, har billederne måske passeret over hundrede såkaldte *relæstationer* undervejs. Det er naturligvis en bekostelig historie at bygge alle disse tårne fra by til by, men de betaler sig dog ind gennem afgifter for overførslerne. Når man ser en direkte transmission fra USA eller Australien sker dette dog ikke ved en hel række tårne eller skibsstationer over verdenshavene. Det kan vi takke det nyeste hjælpemiddel indenfor kommunikationen – satellitterne – for.

relæstationer

## Satellitkommunikation

Allerede så tidligt som i 1945 forudsagde englænderen *A. C. Clarke*, at fremtidens kommunikationslinier ville komme til at gå over stationer, der svævede i rummet; og 15 år senere, nemlig i august 1960, gik hans spådom i opfyldelse. Da lykkedes det at gennemføre en samtale mellem to jordstationer ved hjælp af den passive satellit *Echo I*, der nærmest må sammenlignes med en stor ballon.

Echo I

Ved en *passiv satellit* forstår man en jorddrabant, der ikke indeholder egentligt elektronisk udstyr, men som simpelthen reflekterer radiobølgerne fra sin overflade. Til forskel herfra har man de *aktive satellitter*, der indeholder en modtager og en sender, og som forstærker det modtagne signal mange gange op, før det atter sendes tilbage til jorden.

passiv satellit

aktiv satellit



En passiv satellit virker blot som et spejl for radiobølgerne, og det er derfor vigtigt, at den er mekanisk stor. Derfor blev Echo-satellitterne fremstillet som kæmpe-balloner overtrukket med aluminiumsfolie. Vægten blev herved ringe, og overfladen meget stor, så spejlvirkningen var fuldt på højde med, hvad man havde håbet. Da transmissionen skete ved ren spejling, kan det ikke undre, at det kun var en uhyre lille del af sendeeffekten, der atter nåede ned til jorden. Man blev tvunget til at bruge meget kraftige sendere og ekstremt følsomme modtagere, men alligevel fik man så meget støj med, at man ikke kunne oversende andet end én enkelt talekanal af gangen, og fjernsyn kunne overhovedet ikke overføres.

aluminiumballon

Man opsendte derfor i juli 1962 den første aktive satellit, der fik navnet *Telstar*. Denne blev bygget efter et imponerende forskningsarbejde på de amerikanske Bell-laboratorier, og successen lod heller ikke vente på sig: allerede ved første forsøg lykkedes det at overføre såvel telefon- som TV-forbindelser.

Telstar

Efter *Telstar* fulgte den første *Relay-satellit* i december 1962, og i juli 1963 opsendtes endelig kronen på denne første etape i udviklingen af et verdensomspændende kommunikationsnet, nemlig *Syncom-satellitten*.

Relay

Syncom

### Verdens-kommunikation

*Clarke* havde i sin forudsigelse om kommunikationssatellitter regnet med, at disse skulle stå over faste punkter på jorden, og at der i så fald kun skulle bruges i alt tre satellitter til at dække hele kloden. Satellitterne skulle nemlig kredse om jorden med en sådan fart, at de nøjagtigt fulgte dens rotation, hvilket igen krævede, at de befandt sig i en ganske bestemt højde. Medens de første satellitter bevægede sig i højder omkring 1000 km, hvilket gav omløbstider på ca. to timer, svarer en omløbstid på 24 timer til en afstand på ikke mindre end 35.000 km. Denne højde nåedes først med *Syncom-satellitterne*, og herved var vejen banet for et globalt kommunikationssystem.

tre synkrone satellitter

Offentligheden fik glæde af dette system ret kort tid efter opsendelsen af den første *Syncom-satellit*. Det skete i juni måned 1965, da den i april samme år opsendte *Early Bird* blev stillet til rådighed for almindelig telefonkommunikation mellem

Early Bird

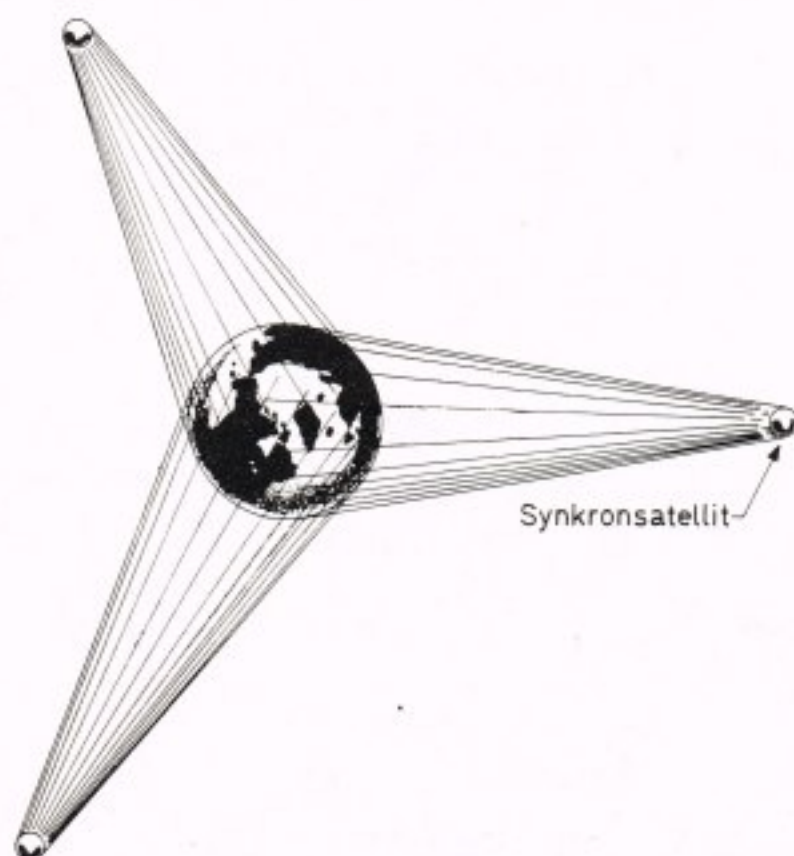


Fig. 10.19. Et globalt kommunikationssystem kan opbygges ved hjælp af blot tre satellitter, anbragt synkront passende steder i rummet.





Fig. 10.20. Sådan går det til, når fjernsynsudsendinger fra USA når os. Der er kun ét »mikrobølgetårn« undervejs – satellitten.

Europa og USA. Early Bird har en omløbstid om jorden på 1440 minutter eller nøjagtigt 24 timer, hvorfor den vil stå fast over samme punkt døgnet rundt, parat til overføring af telefonsamtaler.

Medens det amerikanske kommunikationsnet således meget hurtigt perfektioneredes til praktisk brug i kommunikationstjenesten, varede det endnu nogle år, inden den første russiske kommunikationssatellit blev opsendt. Dette skete nemlig i april 1965, hvor *Molnija I* opsendtes, men denne satellit er dog ikke af den »synkroniserede« type, idet den med en højde over jorden mellem 500 og 40.000 km har en omløbstid på ca. 12 timer, og således kun kan benyttes, medens den passerer forbi.

### Billige satellitter

Denne overskrift skal ikke lede tanken hen på omkostningen ved den enkelte satellit, for den er bestemt ikke lille! Ser man imidlertid satellittens økonomi i sammenhæng med udgiften ved udlægning og vedligeholdelse af kabler, ser regnskabet ganske interessant ud. Udfra en samtalekapacitet på 600 samtidige forbindelser viser det sig, at ved strækninger på over 3000 km søkabel falder prisen ud til fordel for en synkron satellit af Early Bird typen. Det vil med andre ord sige, at hvis man skal oprette en rimeligt stor samtalekapacitet over en strækning på under 3000 km i havet, er det økonomisk rentabelt at udlægge et søkabel, men hvis afstanden bliver større, er det allerede i dag økonomisk forsvarligt at bygge to faste stationer og opsende en synkron satellit. Det åbner ganske fantastiske perspektiver, når man tænker på, at afstanden mellem Europa og USA er omkring det dobbelte af denne afstand, nemlig ca. 6000 km. Når driftssikkerheden så ved forbedret teknologi øges, bliver den kritiske afstand stadig kortere.

Kommunikationssatellitterne er et godt eksempel på, hvad man i dag kan præstere ved elektronikkens hjælp i samarbejde med en hel række af meget forskellige videnskabelige felter. Medens placeringen af satellitten i det korrekte punkt i banen er det endelige mål, har elektronikken medvirket ved en mængde del-processer undervejs.



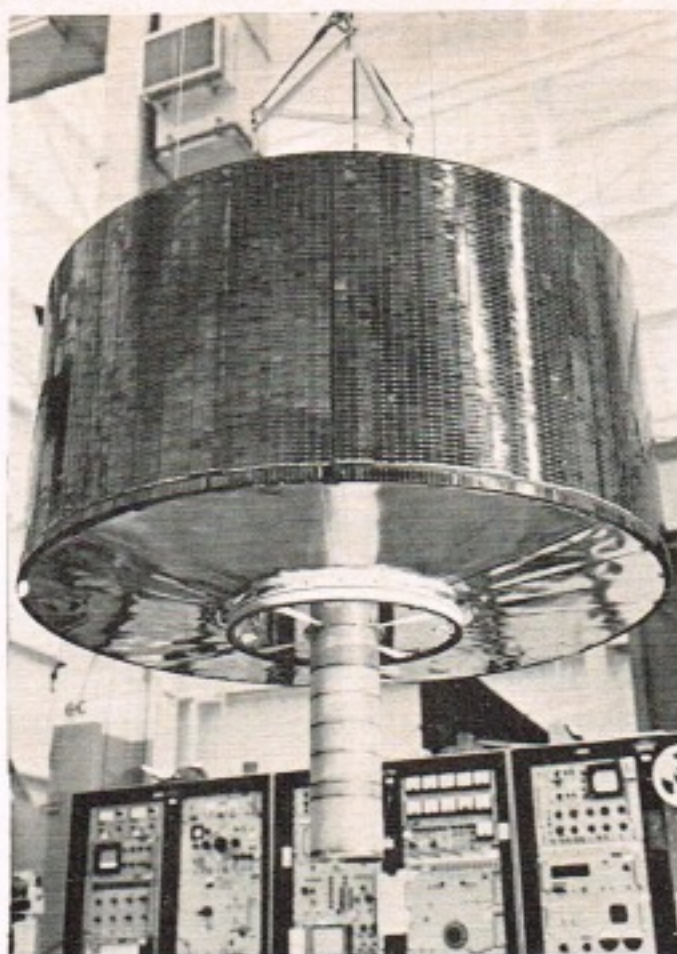


Fig. 10.21. Kommunikations-satellit i nærbillede.

Selve satellitbanen er således nøje forudberegnet ved hjælp af elektroniske regnemaskiner – *datamaskinerne* – ligesom regnemaskiner medvirker ved udviklingen af raketten. Medens denne flyver gennem rummet på vej til sin endelige placering overvåges flugten nøje ved hjælp af radar og radioteleskoper, og korrektioner foretages undervejs efter »ordre« fra jordstationerne, der hele tiden kontrollerer ruten.

Raketbrændstoffet er blevet til ved kemiens hjælp, medens selve de materialer, hvoraf raketten og satellitten er bygget, er resultatet af langvarige metallurgiske studier.

Selve indholdet i satellittens elektroniske del er naturligvis integrerede kredsløb, der indeholder transistorer, dioder, modstande og kondensatorer, men de integrerede kredsløb er igen blevet til ved et samarbejde mellem fysikere, matematikere og elektronikingeniører.

integrerede kredsløb

Satellitkommunikationen må foreløbigt ses som ét af de mest avancerede elektroniske anvendelsesområder, men den er i virkeligheden kun en begyndelse til en formelig eksplosion indenfor kommunikationsområdet. Med opsendelsen af bemandede rumskibe og landsætninger først på Månen, og senere måske på vore nabo-planeter, vil elektronikken komme til at spille stedse større rolle. *Laser*kommunikation, hvor man anvender en fuldstændigt »ren« lysstråle som bæreølge for overførsel af tusinder eller titusinder af samtidige samtaler, ligger uden tvivl ikke mange år ud i fremtiden, og måske endnu i dette århundrede kan det udmærket tænkes, at hvert menneske bliver udstyret med en telefon i armbånds-ur-format, hvormed man kan kalde ethvert andet menneske på jorden.

Lasere

armbåndsradio

Man kan så efter temperament gætte på, om grunden til at modparten ikke svarer er, at han er død – eller måske blot i bad! Man kan jo også diskutere, om den menneskelige lykke højnes ved sådanne fremtidsperspektiver. Sandheden om elektronik er vel den samme som om alle andre hjælpemidler, mennesket har opfundet – det kan blive til lykke, hvis det bruges rigtigt, og det kan blive en pest, hvis udviklingen løber løbsk. Man må håbe, vi forstår at bruge det rigtigt.



## Så er vi igennem –

---



Når De er nået hertil i Deres læsning, skulle De gerne have fået et indtryk af det grundlag, som elektronikken er bygget på. De har også hørt og set om enkelte af de områder, som denne teknik dækker.

Der er dog et stort spring endnu, inden De selv kan reparere Deres fjernsynsapparat eller Deres stereoanlæg. Ja, springet er så stort, at vi endda direkte vil advare Dem mod at forsøge!

Er De imidlertid stadig interesseret i elektronik, kan vi opfordre Dem til at gå i gang med yderligere læsning efter den systematiske litteraturliste, der er angivet her-efter. Samtidig bør De bygge nogle små opstillinger selv, og efterhånden som De får mere erfaring, gå videre med større apparater.

Det kan måske også betale sig at abonnere på nogle af de fagblade, der eksisterer på dansk. Her beskrives og forklares mange af de nyeste apparater og metoder, som elektronik dækker. De har fået grundlaget her, så det er ikke svært at læse den slags publikationer.

Til slut – skulle De have savnet noget under udsendelserne, eller kunne De tænke Dem at høre mere om elektronik, vil vi være glade for at høre *Deres* mening.

Breve stiles til

PÅ BØLGELÆNGDE MED ELEKTRONIKKEN

Danmarks Radio

TV Voksenundervisning

Islands Brygge 81

2300 København S.







Til yderligere belysning af elektronikkens grundbegreber, anbefales følgende bøger og tidsskrifter.

Elektronikkens historie  
Af *Mogens Boman*  
Bergs forlag, 1967.

Skibradioens historie i Danmark  
Af *C. Gerald*  
Eget forlag, 1963.

— — —

Elektronikkens komponenter  
Af *Mogens Boman*  
Bergs forlag, 1967.

Elektronikkens grundbegreber  
(Bd. 1: komponenter)  
Af *John Schröder*  
Gjellerup, 1965.

Radioteknisk grundbog  
Af *N. S. Vestergaard*  
Teknologisk Institut, 1965.

Elementær radioteknik  
Af *Otto Limann*  
Forlaget Ivar, 1966.

Kortbølgeamatørens håndbog  
Udg. af  
*Eksperimenterende Danske Radioamatører*,  
1960.

Byg selv en radio (Bd. 1 til 3)  
Af *John Schröder*  
Gjellerup, 1963.

Populær radiomekanik  
Udg. af *Populær Mekanik*,  
1965.

Vejen til sendetilladelsen  
Udg. af  
*Eksperimenterende Danske Radioamatører*,  
1964

— — —

Elektronik til måling  
Af *Jan Fialla*  
Bergs forlag, 1967.

Elektriske måleinstrumenter  
Af *N. Balslev*  
Akademisk forlag, 1964.

Vi eksperimenterer med elektriske  
måleinstrumenter  
Af *Gunnar Møller*  
Høst, 1963.

Oversigt over oscilloskopkurver  
Af *Mogens Boman*  
Teknisk Forlag, 1965.

Elektronik-nomogrammer og regnetavler  
Af *Per Jessen* og *Mogens Boman*  
Teknisk Forlag, 1966.

— — —

Transistorer i praksis  
Af *Jan Fialla* og *B. Almind*  
Berlingske, 1966.



**Valdemar Poulsen** – dansk fysiker. Født den 23. november 1869 i København – død den 23. juli 1942 i København.

Valdemar Poulsen opfandt i 1898 **telegrafonen**, forløberen for den moderne båndoptager. Senere konstruerede han **lysbuesenderen**, der gjorde det muligt at overføre trådløse samtaler og musik fra et sted til et andet.

Poulsen var en selvlært mand, hvis geniale konstruktioner betød uhyre meget for elektronikkens udvikling.



Vi eksperimenterer med transistorer og sjov elektronik

Af *Gunnar Møller*  
Høst, 1966.

Praktisk transistor teknik  
Af *Kjell Jeppson*  
Gjellerup, 1963.

Transistortechnik  
Af *Herbert G. Mende*  
Forlaget Ivar, 1961.

— — —

Farvefjernsyn  
Af *Erik Ruegaard Hansen*  
Teknisk Forlag, 1966.

Elementær fjernsynsteknik  
Af *Otto Limann*  
Forlaget Ivar, 1965.

Fjernsynsmodtageren  
Af *P. Marcus*  
Forlaget Ivar, 1960.

— — —

TV- og FM-antennener  
Af *F. Rydstrom, O. Engelstoft og J. Fialla*  
Berlingske, 1967.

— — —

Elektroniske servomekanismer  
Af *H. Bechmann*  
Teknisk Forlag, 1965.

— — —

Elektronik i kommunikationen  
Af *Jan Fialla*  
Bergs forlag, 1967.

— — —

Jeg er båndamatør  
Af *Mogens Vincentz*  
Politiken, 1967.

Lydregistrering på magnetbånd  
Udg. af *Agfa-Gevaert A/S*,  
1965.

Min båndoptager  
Af *Mogens P. Müller og Anker Tiedemann*  
Gjellerup, 1962.

High-fidelity og stereo håndbogen  
Af *Bruno Mortensen*  
Berlingske, 1967.

— — —

Matematik til anvendelse i fysik og teknik  
Af *Poul Thomsen*  
Gyldendal, 1967.

— — —

Fra kugleramme til elektronregnemaskine  
Af *Ole I. Franksen*  
Akademisk Forlag, 1965.

Datamaskiner  
Af *Erling Dessau*  
Berlingske, 1966.

Lærebog i Algol  
Af *Chr. Andersen*  
Regnecentralen, Kh.

— — —

Elektronik-ståbi  
Af *Mogens Boman og Jan Fialla*  
Teknisk Forlag, 1967.

— — —

Fagblade:

**ELEKTRONIK**

Udkommer hver måned. Indeholder oversigtsartikler og beskrivelser af alle elektronikkens nyeste udviklinger. Desuden artikler om afgrænsede områder, f. eks. oscilloskoper, integrerede kredsløb, automatisk kontrol, osv.

**POPULÆR RADIO OG TV**

Udkommer hver måned. Indeholder byggebeskrivelser og populært stof om antenner, modtagere, mikrofoner, båndoptagere, etc.

— — —

Yderligere litteratur kan lånes på  
*Danmarks Tekniske Bibliotek*,  
eventuelt gennem Deres lokale folkebibliotek.



**John Ambrose Fleming** – engelsk fysiker. Født den 29. november 1849 i Lancaster – død den 18. april 1945 i Sidmouth, England.

Fleming skabte det første brugbare rørdiode og startede dermed alt det, der i dag kaldes radiofoni. Hans *audionrør* var en diode, dvs., et næsten lufttomt rør med indstøbte metalplader, der virkede som anode og katode.

Rørdioden blev senere forbedret af amerikaneren **Lee de Forest**, der indførte gitteret og således skabte trioden.



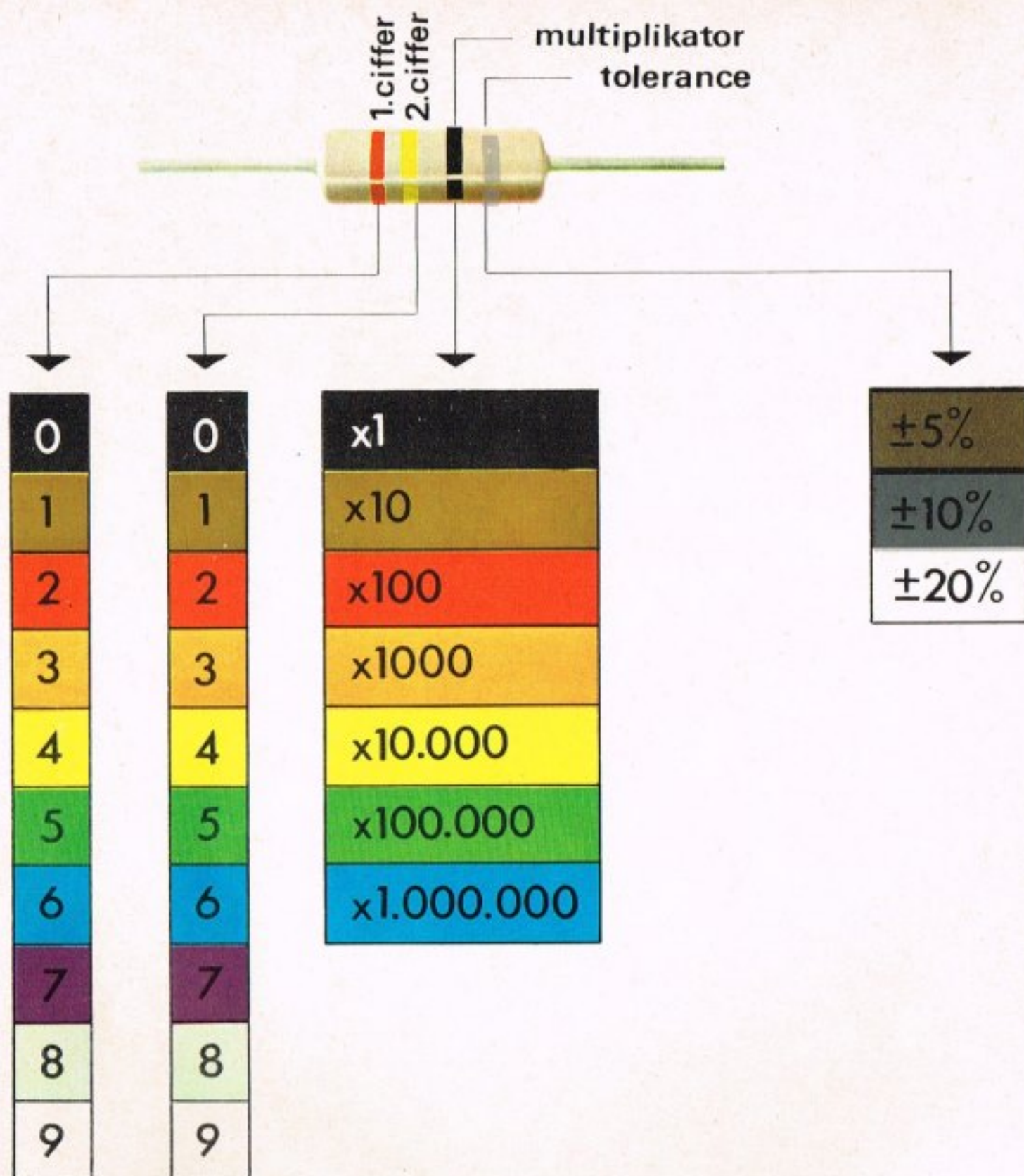
# Indholdsfortegnelse

<i>Hvad er elektronik?</i> .. .. .	3	<i>Dioder og transistorer</i> .. .. .	62
<i>Elektronikkens symboler</i> .. .. .	5	Halvledere .. .. .	62
<i>Ohms lov</i> .. .. .	8	Halvledere .. .. .	63
Åbent eller lukket kredsløb .. .. .	8	Det periodiske system .. .. .	64
Ohms lov for jævnstrøm .. .. .	9	Valens .. .. .	66
Modstande i serie og parallel .. .. .	11	Silicium .. .. .	67
Serieforbindelse .. .. .	11	Germanium .. .. .	67
Parallelforbindelse .. .. .	12	Krystaller .. .. .	67
Sammensatte kredsløb .. .. .	14	Ledning .. .. .	68
Strøm og spænding i serie- og parallelkredsløb ..	15	Elektroner og huller .. .. .	69
Enheder .. .. .	19	Dotering .. .. .	70
Repetition .. .. .	20	Dioder .. .. .	71
Passive komponenter .. .. .	21	PN-overgange .. .. .	71
Modstande .. .. .	21	Påtrykt ydre spænding .. .. .	72
Farvekode og tolerance .. .. .	23	Den praktiske diode .. .. .	73
Variable modstande .. .. .	25	Dioden som ensretter .. .. .	74
Kondensatorer .. .. .	26	Dobbeltensretter .. .. .	75
Variable kondensatorer .. .. .	28	Graetz-kobling .. .. .	76
Kobliger .. .. .	29	Dioder til andre formål .. .. .	77
Selvinduktioner .. .. .	30	Transistoren .. .. .	77
Effekt .. .. .	32	Forholdene i krystallen .. .. .	77
Opgaver .. .. .	34	Forspændinger .. .. .	79
<i>Vekselspænding</i> .. .. .	36	Navne .. .. .	80
Vekselspænding og vekselstrøm .. .. .	36	Maksimale data .. .. .	80
Frekvens .. .. .	37	Hvordan kontrollerer man en transistor? ..	81
Komponenter ved vekselspænding .. .. .	39	Transistorfremstilling .. .. .	82
Modstande .. .. .	41	<i>Forstærkertechnik</i> .. .. .	88
Kondensatorer .. .. .	41	Emitterjordnet kobling .. .. .	88
Kondensatorens faseforskydning .. .. .	42	Karakteristikfelt .. .. .	90
Spoler .. .. .	43	Arbejdslinien .. .. .	91
Spolens faseforskydning .. .. .	43	Effekthyperblen .. .. .	93
Hvad er faseforskydning? .. .. .	43	Indgangsparametrene .. .. .	94
Kondensatoren .. .. .	43	Transistoren som forstærker .. .. .	95
Spolen .. .. .	44	Stabilisering af arbejds punktet .. .. .	97
Impedans .. .. .	45	Flere trin .. .. .	98
Godhed og tabsfaktor .. .. .	47	Udgangstrin .. .. .	99
Repetition .. .. .	48	Udgangseffekten, klasse A .. .. .	100
Opgaver .. .. .	49	Klasse B .. .. .	100
<i>Svingningskredse</i> .. .. .	50	Transformerløse trin .. .. .	101
Resonanskredse .. .. .	50	Praktiske forstærkere .. .. .	103
Parallelsvingningskreds .. .. .	51	<i>Målinger</i> .. .. .	104
Seriesvingningskreds .. .. .	53	Viserinstrumentet .. .. .	104
Godhed .. .. .	54	Måling af spænding og strøm .. .. .	105
Impedans i resonanskredse .. .. .	54	Måling af tid .. .. .	106
Båndbredde .. .. .	55	Elektroniske tællere .. .. .	108
Filtre .. .. .	57	Måling af frekvenser .. .. .	109
Koblede kredse .. .. .	57	Afstandsmåling .. .. .	110
Løs og hård kobling .. .. .	58	Andre elektroniske målinger .. .. .	111
Repetition .. .. .	60	Katodestrålerøret .. .. .	112
Opgaver .. .. .	61	Oscilloskopet .. .. .	113



Opgaver .. .. .	115	Aritmetrisk enhed .. .. .	143
Decibel .. .. .	116	Styre-enhed .. .. .	143
Opgaver .. .. .	118	Udgangsenhed .. .. .	144
<i>Styring og regulering</i> .. .. .	119	Anvendelser .. .. .	145
Thyristoren .. .. .	119	<i>Kommunikation</i> .. .. .	146
Nomenklatur og signatur .. .. .	121	Morsealfabetet .. .. .	146
Thyristorens data .. .. .	121	Kabelskrift .. .. .	147
Køling .. .. .	122	Fjernskriveren .. .. .	147
Thyristorens anvendelse .. .. .	125	Hulstrimmel .. .. .	148
PN- eller UNI-junction transistoren .. .. .	126	Telefonen .. .. .	149
Relaksationsoscillator .. .. .	126	Blanding .. .. .	150
Fasestyring .. .. .	127	Modulation .. .. .	151
Komplet styring efter faseprincippet .. .. .	130	Andre modulationsformer .. .. .	154
Automatisk regulator .. .. .	132	Bærefrekvens .. .. .	155
Opgaver .. .. .	132	Mikrobølgeforbindelser .. .. .	157
<i>Datamaskiner</i> .. .. .	133	Satellitkommunikation .. .. .	158
Blokdiagram .. .. .	133	Verdens-kommunikation .. .. .	159
Det binære system .. .. .	134	Billige satellitter .. .. .	160
Indgangsenhed .. .. .	138	<i>Så er vi igennem</i> – .. .. .	162
Lager .. .. .	139	<i>Litteraturliste</i> .. .. .	163
Ferritlager .. .. .	139		







Liste over  
udsendelsernes titler

1. Ohms lov
2. Passive komponenter I
3. Passive komponenter II
4. Reaktanser
5. Repetition
6. Svingningskredse
7. Dioder
8. Transistorer

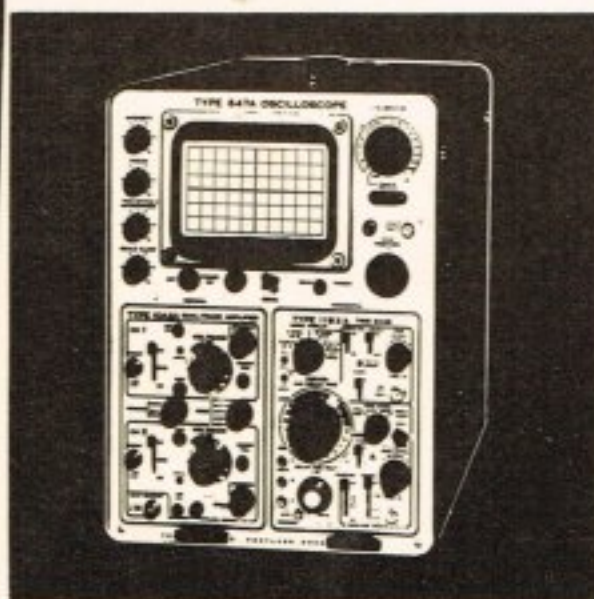
9. Byggebeskrivelser
10. Måling
11. Oscilloskopet
12. Byggeteknik
13. Regulering
14. Kommunikation
15. Datamaskiner
16. Elektronik i hverdagen







PÅ BØLGELÆNGDE MED ELEKTRONIKKEN



VOKSENUNDERSVISING

**DR**



# Carsten Nielsen

---

**Fra:** Mogens Boman  
**Sendt:** 3. juli 2018 09:05  
**Til:** 'Carsten Nielsen'  
**Emne:** SV: Vedr. På bølgelængde med elektronikken

Kære Carsten –

På nuværende tidspunkt har jeg alle rettigheder til bogen, da jeg selv har skrevet den, og Jan Fialla har læst korrektur (er desværre død nu).

Du er velkommen til at lægge den på nettet – MEN – det er en betingelse, at ingen må tjene penge på udgivelsen eller udnytte indholdet kommercielt.

Sidstnævnte bare for en ordens skyld, idet jeg næppe tror, den vil blive et "hit" på nuværende tidspunkt!

Venlig hilsen

Mogens

---

**Fra:** Carsten Nielsen <[mail@cnielsen.dk](mailto:mail@cnielsen.dk)>