



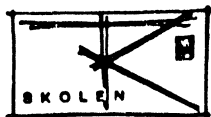
KURSUS TR1

Indholdsfortegnelse

=====

Lb.nr. Lekt.nr.

- | | | |
|----|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1 | 1215 | <u>Transistorens udvikling og opbygning</u>
Udvikling og historie
Opbygning - Punkttransistor
Opbygning - Fladetransistor |
| 2 | 1201 | <u>Transistorens fordele og mangler</u>
Fordele: Små dimensioner, ingen glødestrøm m.m.
Mangler: Varmeafhængighed
Sammenligning med rør |
| 3 | 1207 | <u>Karakteristikker, ækvivalent diagrammer og signaturer</u>
Kurveblade med omtale af de fire kurvesæt
Ækvivalent diagrammer |
| 4 | 1213 | <u>Transistor typer med omtale af deres fremstilling</u>
L.F.-typer for små effekter
L.F.-typer for store effekter
Switch transistorer
H.F. transistorer |
| 5 | 1203 | <u>L.F. forstærkere. I. del</u>
Spændingsforstærkere for vekselstrøm |
| 6 | 1209 | <u>L.F. forstærkere. II. del</u>
Effektforstærkere
Varmeproblem |
| 7 | 1202 | <u>Temperatur stabilisering</u>
Hvorfor et varmemproblem
Shea's stabilisering
N.T.C. modstande |
| 8 | 1212 | <u>H.F. forstærkere</u>
H.F.- og M.F. forstærker |
| 9 | 1205 | <u>Oscillatorer og blandingstrin</u>
Oscillatorer
Blandingstrin
Grammofonsender |
| 10 | 1204 | <u>Dioder</u>
Lidt historie og teori
Ensretter, Si, Ge, Selen.
Zenerdiode |

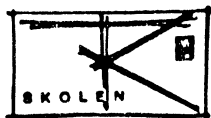


Lb.nr. Lekt.nr.

- | | | |
|----|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 11 | 1211 | <u>Modtagerkredsløb</u>
Simpel modtager med diode ensretning
Simpel modtager et trin H.F. og et trin L.F.
Komplet diagram af modtager
Indgangsforstærker for grammofon |
| 12 | 1210 | <u>Spændingsforsyning I</u>
D.C. converter |
| 13 | 1208 | <u>Spændingsforsyning II</u>
Stabiliseret spændingsforsyning
Stabiliseret strømforsyning
Styret ensretter |
| 14 | 1216 | <u>Impulskredsløb med transistorer</u>
Monostabil, bistabil og astabil multivibratorer
Tællerkredsløb |
| 15 | 1206 | <u>Specielle kredsløb</u>
Fototransistor
Signaltracer
Transistor voltmeter
Frekvensmeter for lave frekvenser |
| 16 | 1214 | <u>Trykte kredsløb</u>
Betydning af ordet
Fordele, fremstilling og service
Opstillinger
Komponenter |

Ekstra (udsendes i løbet af kursus)

1. Data over transistorer
2. Litteraturhenvisninger
3. Ordliste



LITTERATURHENVISNINGER

Siden transistorens fremkomst er der udkommet en mængde publikationer om transistorer, men desværre er de fleste på engelsk og tysk. En del af bøgerne og rapporterne kan dog godt læses med udbytte uden større forkundskaber.

På dansk er kun følgende udgivet:

1. "Transistoren som lineær forstærker"
J.O. Nielsen og N. Meyer
2. "Transistoren. Teori og praksis"
L. Brock-Nannestad
3. "Transistorer"
O. Nordgård, 1957
4. "Transistorteknik" J. A. Madsen

På svensk kan anbefales:

1. "Tele", nr. 4, 1956
2. "Halvledare, Transistorer och Dioder", Philips, 1958
3. Teknisk Tidsskrift, 29/1 1960, nr. 5

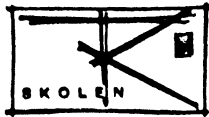
Af tyske publikationer kan nævnes:

1. "P-N-P Flächentransistoren-kompodium", Philips, 1959
2. "Transistoren", J.O. Strutt
3. "Transistoren Taschenbuch", W. Taeger

De fleste artikler og bøger er naturligt nok udkommet på engelsk og heraf kan anbefales:

1. "Transistors for radio receivers and A.F. amplifiers"
Philips, 1958
 2. "The Transistor. Theory and application", Philips
 3. "Principles of Transistor circuits", R.F. Shea, 1953
(en gammel bog, men betragtes som fundamental inden for transistorteknikken)
 4. "Transistor Audio Amplifiers", R.F. Shea, 1956
 5. "Transistor Circuit Engineering", R. F. Shea m.fl.
 6. "Handbook of Semiconductor Electronics", Hunter
 7. "Transistor I", R.C.A.
 8. "Transistor Electronics", Dewitt, Rossoff
 9. "Transistor Electronics", Lo, Endre, Zawls m.fl.
 10. "Transistor Circuit Analysis and Design", Franklin C. Fitchen
- Der findes naturligvis mange flere bøger både på engelsk og tysk. Desværre er teknisk litteratur dyr; men De vil altid kunne få et bibliotek til at skaffe Dem den ønskede litteratur til udlån.

På de følgende sider bringer vi Dem nogle data over de i kursus anvendte transistorer.

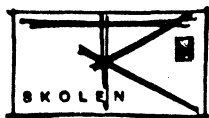


KURSUS TR1

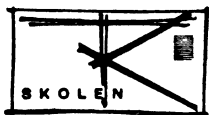
Ordliste

=====

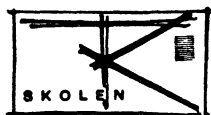
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
α	1207	3	8
Acceptor	1215	1	5, 6
A. C. -forstærker	1203	5	1
A_i	1207	3	11
Alloy-type	1213	4	1
Aluminium (Al)	1215	1	5
Antimon (Sb)	1215	1	5
Arbejdslinie	1209	6	3
Arbejdspunkt	1207	3	7
Arsen (As)	1215	1	5
Atom	1215	1	3
Atomgitter	1215	1	4
Atomkerne	1215	1	3
A_v	1207	3	11
A. V. C.	1212	8	7
A_w	1207	3	11
β	1207	3	8
Bardeen J.	1215	1	2
Basis	1215	1	2
Bifilarvikling	1209	6	9
Binding	1215	1	4
Blandet type	1213	4	1
Blandingstrin	1205	9	1 ff
Blandingstrin, selvsvingende	1205	9	6
Bohr, Niels	1215	1	3
Bor (B)	1215	1	5
Bottomed	1205	9	5
Brattain, W. H.	1215	1	2
Brintatom	1215	1	3
$C_{b'c}$	1212	8	3



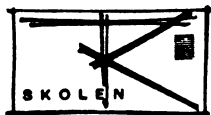
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
$C_{b'e}$	1212	8	3
Common base	1201	2	5
Common collector	1201	2	5
Common emitter	1201	2	5
Cross-over	1209	6	9
Cut off	1205	9	5
D.C. -converter	1210	12	1 ff
Dead-time	1216	14	9
Decay-time	1216	14	9
Dekadetæller	1206	15	4
Delay-time	1216	14	9
Δh	1207	3	11
Diffusion transistor	1213	4	4
Dioder	1204	10	1 ff
Diodepumpe	1208	13	1
Donor	1215	1	5
Drift transistor	1213	4	4
Driver transistor	1209	6	5
Drivertrin	1209	6	7
Dødtid	1216	14	9
Effektforstærker	1209	6	1
Effektforstærkning	1201	2	4
Effektforstærkning	1207	3	11
Elektron	1215	1	3, 4, 5
Elektronflash	1206	15	1
Emitter	1215	1	2
Emitterfølger	1201	2	5
Emitterfølger	1207	3	11
Ensretterdiode	1204	10	6
Ensretter, styret	1208	13	5
Erstatningsdiagram	1207	3	7
f_c	1212	8	2
Field-effect transistor	1213	4	4



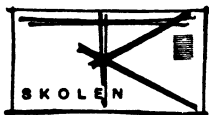
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
Firpol	1207	3	7
Fladediode (junction)	1204	10	2
Fladetemperatur	1207	3	4
Fladetransistor	1215	1	2
Flip-flop	1216	14	1
Flächentransistor	1207	3	2
Formering	1215	1	3
Forsinkelsestid	1216	14	9
Forspænding, glidende	1209	6	4
Fosfor (P)	1215	1	5
Fototransistor	1208	13	7
Frekvensmeter	1206	15	3
G	1204	10	8
Gallium (Ga)	1215	1	5
Germanium (Ge)	1215	1	3, 4
Germaniumdiode	1204	10	2
Germanium effektensretter	1204	10	6
Germanium fladediode	1204	10	3
Giacoletto, L. J.	1212	8	1
g_m	1212	8	2
Gold-Bonded diode	1204	10	2
Grafisk metode	1209	6	1
Grammofonsender	1205	9	5
Grammofonforstærker	1203	5	11
Groet metode	1213	4	1
Grown metode	1213	4	1
Grænsefrekvens	1207	3	13
Grænseområde	1215	1	6
Grænsetemperatur	1207	3	4
Guldtrådsdiode	1204	10	2
h_{11}	1207	3	9
h_{12}	1207	3	9
h_{21}	1207	3	9
h_{22}	1207	3	9



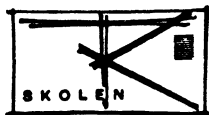
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
h'_{11}	1207	3	12
h''_{11}	1207	3	12
Halvleder	1215	1	1, 5
Helium (He)	1215	1	3
H. F. -forstærker	1212	8	1 ff
H. F. -transistor	1213	4	4
h - parameter	1207	3	8
Hul	1215	1	5
Hybrid parameter	1207	3	10
I_B	1215	1	7
I_C	1215	1	7
I_{CO}	1202	7	1
$I_{CO'}$	1202	7	1
I_E	1215	1	7
I_{EO}	1202	7	2
I_{gen}	1204	10	4
Impedanstilpasning	1203	5	13
Impulskredsløb	1216	14	1 ff
Indgangseffekt	1209	6	3
Indium (In)	1215	1	5
Indgangsmodstand	1207	3	11
Inverter	1208	13	2
Isolator	1215	1	1
I_{sp}	1204	10	4
I_{spids}	1204	10	4
J. B.	1201	2	5
J. C.	1201	2	5
J. E.	1201	2	5
Jordet anode	1201	2	5
Jordet basis, J. B.	1201	2	5
Jordet emitter, J. E.	1201	2	5
Jordet gitter	1201	2	5
Jordet kollektor, J. C.	1201	2	5
Jordet katode	1201	2	5



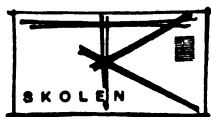
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
Junction	1215	1	6
Junctiondiode	1204	10	2
Junctiontemperatur	1207	3	4, 5
Junctiontransistor	1207	3	2
Jævnstrømsforstærker	1203	5	1
K	1207	3	6
Karakteristikker	1207	3	1 ff
Kaskadeforbindelser	1203	5	1
Katodefølger	1201	2	5
Kerneenergi	1208	13	8
Klasse A-forstærker	1209	6	1
Klasse B-forstærker	1209	6	5
Kollektor	1215	1	2
Kollektorimpedans	1209	6	3
Kollektortab	1207	3	4
Kortslutningsstrømforsærkning	1207	3	8
k - parameter	1207	3	11
Kredsimpedans	1212	8	5
Kvægdriver	1206	15	3
Kurveblade	1207	3	2
Ladning, negativ	1215	1	4
Leder	1215	1	1
Ledning, ren	1215	1	3
Legeret type	1213	4	1
L. F. -forstærker	1203	5	1 ff
L. F. -forstærker	1209	6	1 ff
L. F. -transistor	1213	4	1
Lækstrøm	1202	7	1
Matrixregning	1207	3	8
Medfase	1211	11	3
Modkobling	1203	5	10
Modstand, dynamisk	1204	10	5
Modstand, statisk	1204	10	5



	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
Modtagerkredsløb	1211	11	1 ff
Modtager med et trin H. F. -forstærkning	1211	11	2
Modtager uden H. F. -forstærkning	1211	11	1
Molekyle	1215	1	3, 4
Multivibrator, astabil	1216	14	1
Multivibrator, bistabil	1216	14	3
Multivibrator, monostabil	1216	14	2
Neutralisering	1212	8	6
NPIN transistor	1213	4	4
NPN transistor	1215	1	8
NTC modstand	1202	7	8
N-type	1215	1	6
Off-periode	1208	13	1
On-periode	1208	13	1
Oscillatorer	1205	9	1 ff
Oscillatorer, krystalstyret	1205	9	4
Oscillatorer, LC	1205	9	2
Oscillatorer, Phase shift	1205	9	3
Oscillatorer, RC	1205	9	3
Parar, tre	1207	3	8
Pentavalent	1215	1	5
PNIP transistor	1213	4	4
PNP transistor	1215	1	7
P-type	1215	1	6
Point-contact transistor	1207	3	2
Printed circuits	1214	16	1
Printed wiring	1214	16	1
Punkt-kontakt diode	1204	10	1
Punkttransistor	1215	1	1
Radarkrystaldiode	1204	10	1
$r_{b'b}$	1212	8	2



	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
$r_{b'c}$	1212	8	3
$r_{b'e}$	1212	8	2
r_{ce}	1212	8	3
$R_{\text{dynam.}}$	1204	10	5
Regenerativt princip	1211	11	3
Rekombinering	1215	1	6
Resonator	1205	9	2
R_{gen}	1207	3	12
R_{ind}	1207	3	4
Ringing	1209	6	9
Ringing choke converter	1210	12	2
Ringtællersystem	1206	15	4
Rise-time	1216	14	9
R_i termisch	1207	3	6
R_L	1207	3	12
$R_{\text{stat.}}$	1204	10	5
R_{ud}	1207	3	11
Rumladningssky	1215	1	6
S	1202	7	5
Shockley, W.	1215	1	2
Signalfinder	1206	15	2
Signaltracer	1206	15	2
Signaturer	1207	3	1 ff
Silicium effektsretter	1204	10	6
Siliciumdiode	1204	10	1
Siliciumfladediode	1204	10	3
Siliciumtransistor	1215	1	4
Sinusoscillator	1205	9	1
Skifte-kredsløb	1213	4	3
Skikttransistor	1207	3	2
Småsignalparameter	1207	3	7
Solbatteri	1208	13	6
Spacistor transistor	1213	4	4
Spetstransistor	1207	3	2
Spitzentransistor	1207	3	2



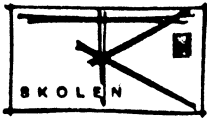
	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
Spredning	1201	2	3
Spændingsforstærker	1203	5	1
Spændingsforstærkning	1215	1	7
Spændingsforstærkning	1201	2	4
Spændingsforstærkning	1207	3	11
Spændingsforsyning	1210	12	1 ff
Spændingsforsyning	1208	13	1 ff
Spændingsforsyning, stabiliseret	1208	13	2
Spændingsgenerator	1207	3	7
Stabilisering	1202	7	4
Stabilisering, Shea's	1202	7	5
Stabilitetsfaktor	1202	7	5
Strømforstærkning	1215	1	3, 7
Strømforstærkning	1201	2	4
Strømforstærkning	1207	3	11
Strømforsyning, stabiliseret	1208	13	5
Strømgenerator	1207	3	7
Sub-miniature fladediode	1204	10	2
Sub-miniature siliciumdiode	1204	10	2
Surface-barrier transistor	1213	4	4
Switch kredsløb	1213	4	3
Switch transistor	1213	4	3
Tankkreds	1205	9	4
Temperaturstabilisering	1202	7	1 ff
Termisk ustabilitet	1202	7	4
Tetrode transistor	1213	4	4
Thermal Resistance	1207	3	5
Thermal Run-away	1202	7	4
T_j	1207	3	5
Tilpasning	1207	3	11
T-leder	1207	3	7
T_o	1207	3	5
TR	1207	3	5
$\frac{1}{TR} = \frac{1}{\theta\theta}$	1207	3	6
Transformatorkoblet converter	1210	12	9



	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
Transformatorkobling	1203	5	1
Transistor, fordele	1201	2	1 ff
Transistor, levetid	1201	2	1
Transistor, mangler	1201	2	1 ff
Transistor, opbygning	1215	1	1 ff
Transistor, typer	1213	4	1 ff
Transistor, udvikling	1215	1	1 ff
Transistorvoltmeter	1206	15	2
Trivalent	1215	1	5
Trykt kredsløb	1214	16	1 ff
Tællekredsløb	1216	14	4
Tæller, binær	1216	14	4
Tæller, hurtig	1216	14	9
Udgangsforstærker	1209	6	1
Udgangsledningsevne	1207	3	9
Udgangsmodstand	1207	3	11
Udglatningsfaktor	1204	10	8
Undirectional	1213	4	3
Urenhedsledning	1215	1	5
Valens	1215	1	4
Valenselektron	1215	1	4
Varmeberegning	1207	3	4
Varmemodstand	1207	3	5
Vekselstrømsforstærker	1203	5	1
Virkningsgrad, η	1209	6	2
V_{gen}	1204	10	4
$V_{sp. max.}$	1204	10	4
W_{anode}	1209	6	2
$W_{batteri}$	1209	6	2
W_C	1207	3	5, 6
W_{ind}	1209	6	3
W_{ud}	1209	6	2



	<u>Lekt.nr.</u>	<u>Lb.nr.</u>	<u>Side</u>
y_{11}	1207	3	10
y_{21}	1207	3	10
y - parameter	1207	3	10
Zenerdiode	1204	10	6
Z_K	1212	8	5
z - parameter	1207	3	11
Ækvivalentdiagram	1207	3	1 ff



2 N 257

2 N 257 - Intermetall

er en germanium flade-kraft-transistor til lavfrekvens,

Temperatur

$TR_1 = 3^\circ\text{C/W}$

T_{junction} max. 85°C
" min. -55°C

Kollektor

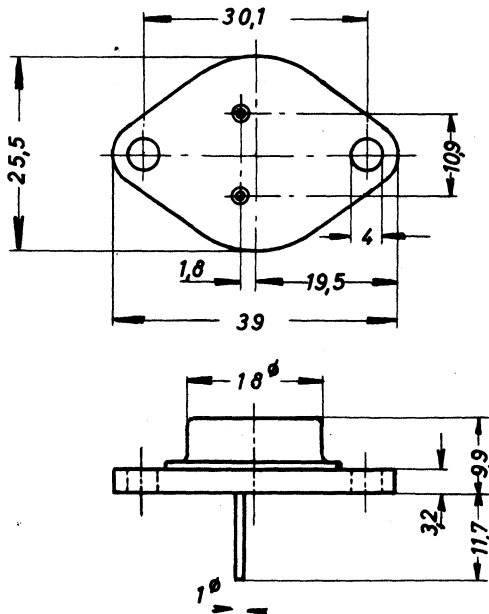
Spænding: max. V_{CB} , spidsspænding 40 V

Strøm: max. I_C , spidsstrøm 4 A

Effekt: max. med køleplade ved 45°C 12 W

$I_{CO} = 2\text{mA}$ $f_\alpha = 0,8\text{ MHz}$ $f'_\alpha = 20\text{ kHz}$

Fig. 1 viser 2 N 257 og fig. 2 dens karakteristikker. I fig. 3 er vist det tilladelige effekttab ved forskellige køleplader. Den isolerende glimmerskive er 0,2 mm tyk



Vægt: max. 21g
Mål i mm

Fig.1

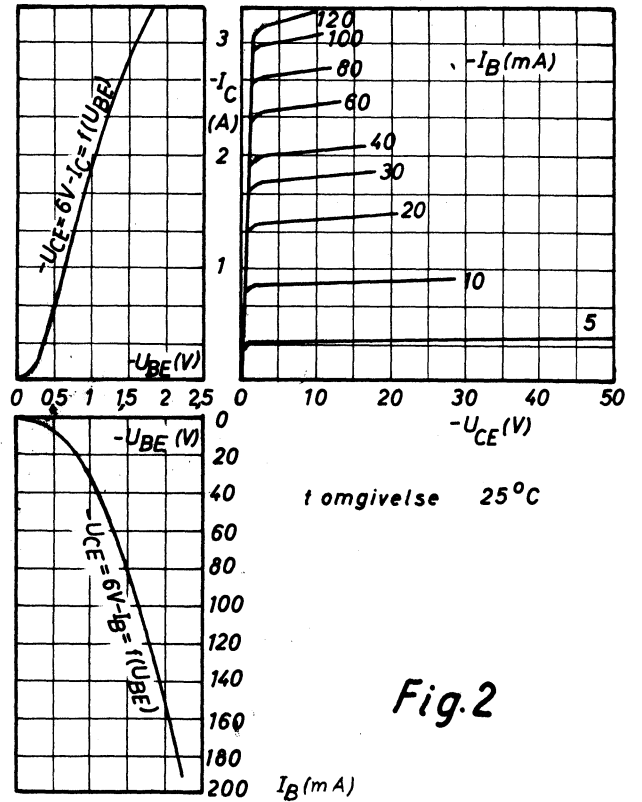


Fig.2

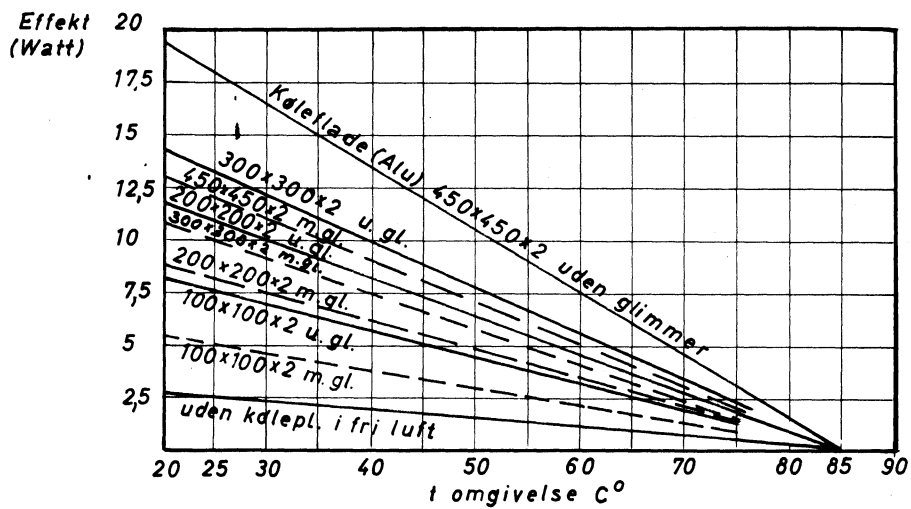
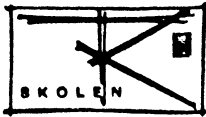


Fig.3



2 N 441

2 N 441 - Delco

er en germanium flade-kraft-transistor af PNP-typen. Som den første virkelige krafttransistor har den fået en stor udbredelse. Der findes en hel serie med forskellige karakteristiske egenskaber, men med visse træk fælles. Det er især kollektspændingen og strømforstærkningen, der er forskellige. Kollektorspændingen har max. værdi fra 20 V (de billigste) til 100 V.

Temperatur

$TR_1 = 0,8^\circ\text{C/W}$

T_{junction} max. 95°C
min. -65°C

Kollektor

Spænding: max. V_{CB} , spidsspænding 40 V
Strøm: max. I_C , spidsstrøm 15 A
Effekt: max. med køleplade ved 25°C 55 W

Basis

Strøm: max. I_B , spidsstrøm 4 A

$I_{CO} = 120 \mu\text{A}$ ($V_{CB} = 2 \text{ V}$)

$I_{CO} = 10 \text{ mA}$ ($V_{CB} = 40 \text{ V}$)

$f_\alpha = 100 \text{ kHz}$ $f'_\alpha = 8 \text{ kHz}$ $\beta = h'_{21} = 50$ ($I_C = 1 \text{ A}$)

Fig. 1 viser transistoren, og fig. 2 angiver β' variation med kollektorstrømmen. Fig. 3 - $I_C = f(V_{CE})$ i J.E.-kobling. Fig. 4 - $I_B = f(V_B)$ i J.E.-kobling, Fig. 5 - $I_C = f(V_B)$ i J.E.-kobling og fig. 6 - $I_C = f(I_B)$ i J.E.-kobling

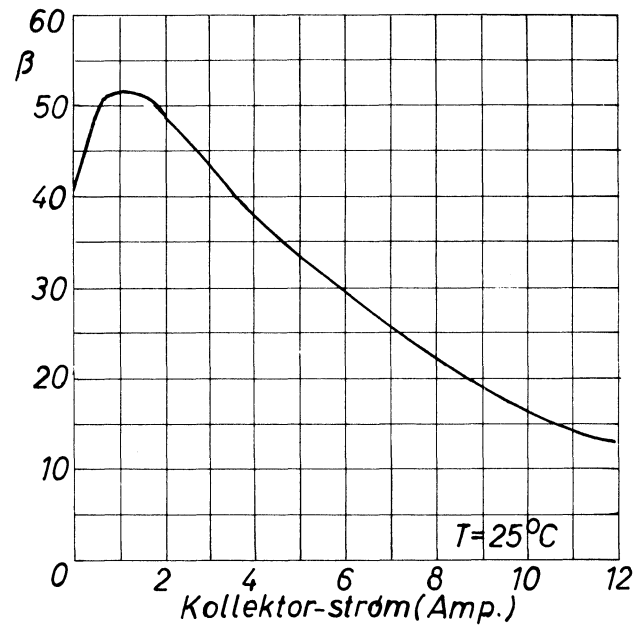


Fig. 2

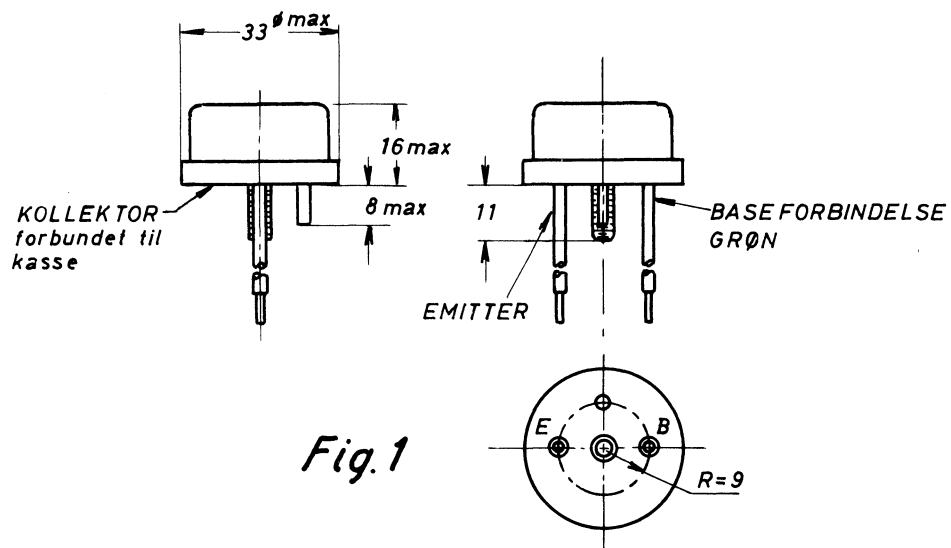
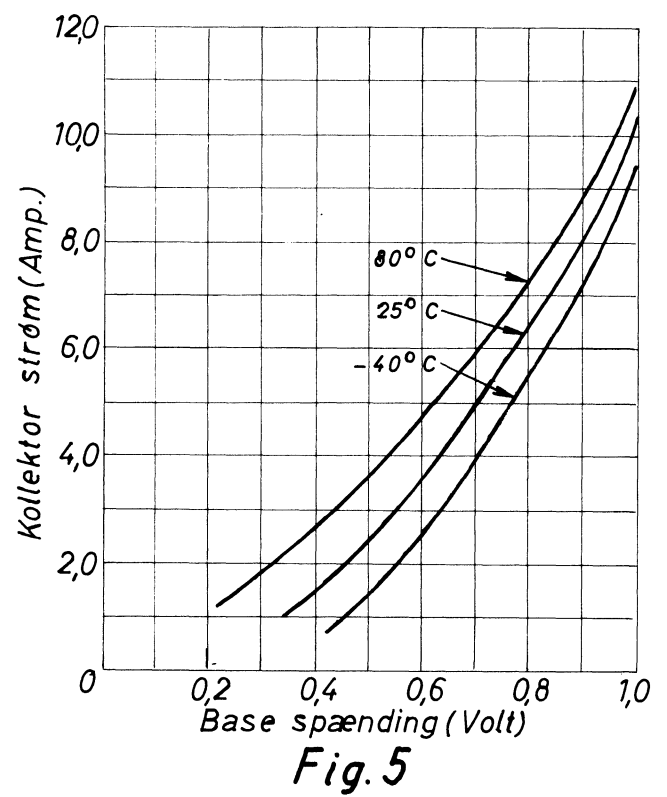
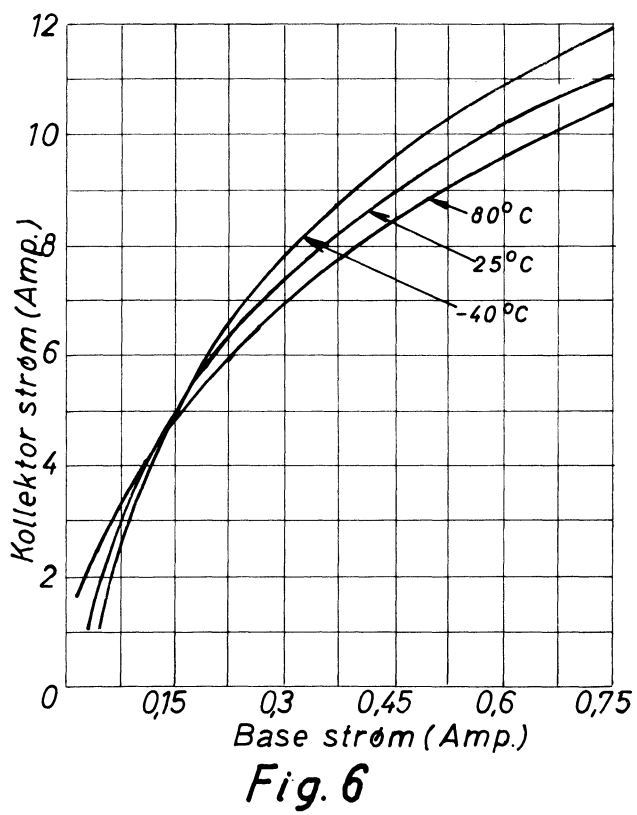
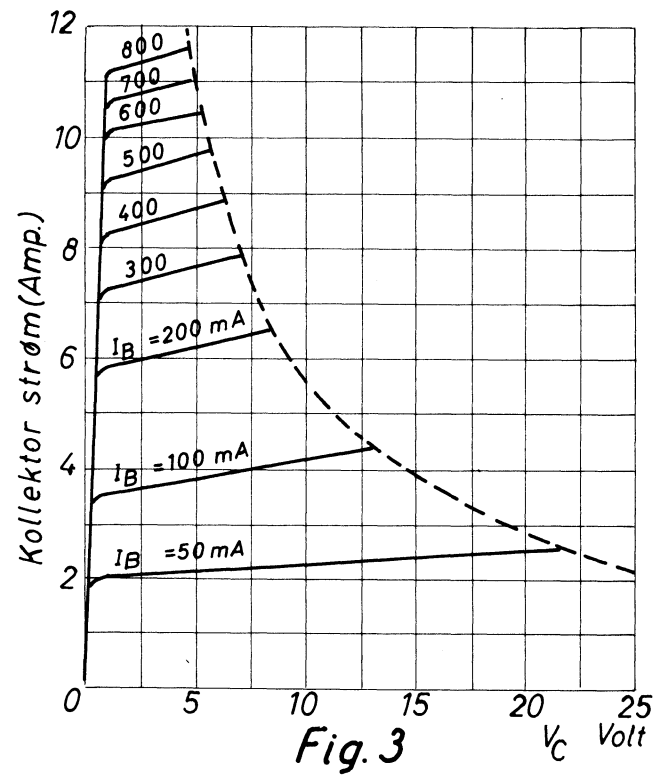
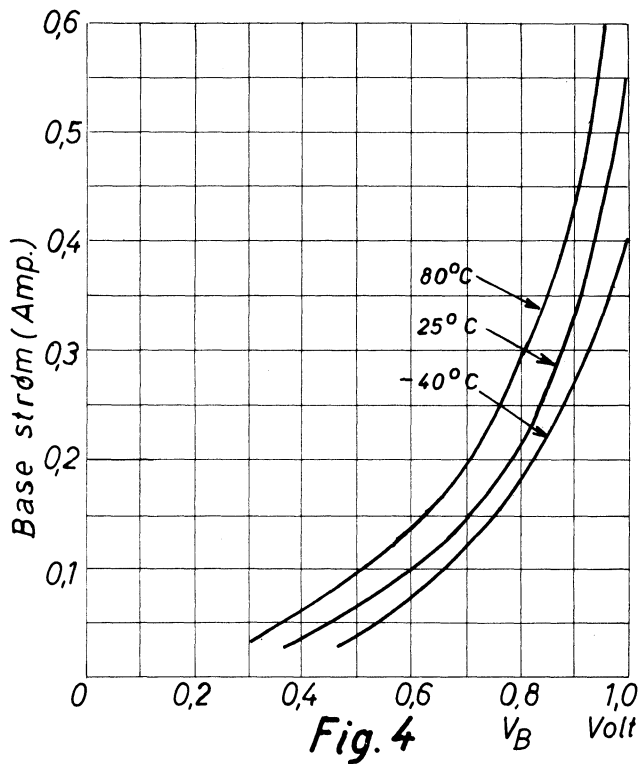
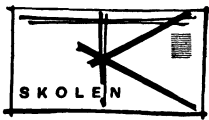
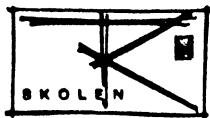


Fig. 1



OC 44 - Philips

er en højfrekvens germaniumfladetransistor (junction) af PNP legeret type, indstøbt i et luft- og lystæt glashylster. Den anvendes meget og anses for at være en god transistor ved almindelige radiofrekvenser. Den kan, på grund af en lille I_{CO} og stor forstærkning, med fordel anvendes til lavfrekvens, især hvor man ønsker en fin temperaturstabilitet.

Temperatur

$$TR = 0,6^{\circ}C/mW$$

$$\text{Opbevarelestemperatur} = -55^{\circ}C \text{ til } 70^{\circ}C$$

$$T_{\text{junction}}, \text{ for længere tid, max. } 75^{\circ}C$$

$$\text{" kortvarig, max. } 90^{\circ}C$$

Kollektor

$$\text{Spænding: max. } V_{CB}, \text{ spidsspænding } 15 \text{ V}$$

$$\text{max. } V_{CB}, \text{ jævnspænding } 15 \text{ V}$$

$$\text{Strøm: max. } I_C, \text{ spidsstrøm } 10 \text{ mA}$$

$$\text{max. } I_C, \text{ jævnstrøm } 5 \text{ mA}$$

$$\text{Effekt: ved } 25^{\circ}C \text{ omgivelse } 80 \text{ mW}$$

$$\text{ved } 45^{\circ}C \text{ " } 50 \text{ mW}$$

Ækvivalent skema

Fig. 1 viser Philips angivne ækvivalentskema. Værdierne målt ved $V_{CE} = 6 \text{ V}$ $I_C = 1 \text{ mA}$ $t_{\text{omg}} = 25^{\circ}C$ er følgende:

$$C_{b'c} = 10,5 \text{ pF}$$

$$R_{b'c} = \left(\frac{1}{g_{b'c}} \right) = 2 \text{ Mohm}$$

$$C_{b'e} = 410 \text{ pF}$$

$$R_{b'e} = \left(\frac{1}{g_{b'e}} \right) = 2,66 \text{ kohm}$$

$$R_{Ce} = \left(\frac{1}{g_{Ce}} \right) = 25 \text{ kohm}$$

$$r_{b'b} = 110 \text{ ohm}$$

$$f_{\alpha} = 15 \text{ MHz, gennemsnit ved J.B.}$$

$$30 \text{ MHz, maksimalt ved J.B.}$$

$$\beta = h_{21}^i = 100$$

Fig. 2 viser karakteristikkene for OC 44. Hvad der er sagt om OC 44 gælder også i store træk for OC 45

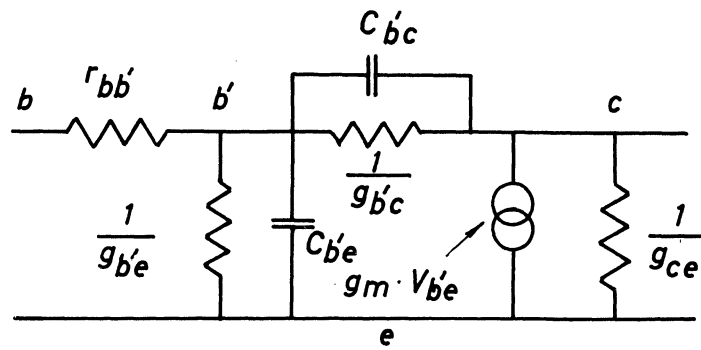


Fig.1

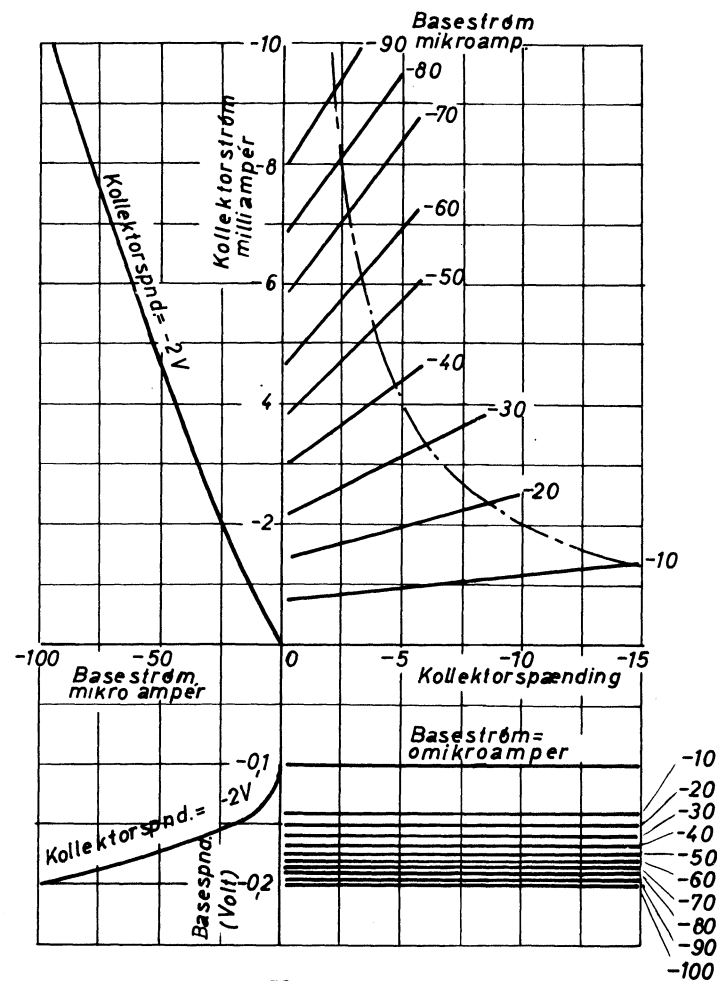
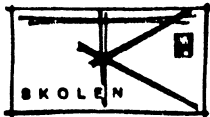


Fig.2

OC 71 - Philips

er en germanium fladetransistor af PNP-typen indstøbt i glas, som vist i fig. 1. Den er en god lavfrekvenstransistor, der har fundet udstrakt anvendelse i industrien.

Temperatur

$$TR = 0,4^{\circ}\text{C}/\text{mW}$$

T_{junction}	max.	75°C	gennem længere tid
"	max.	90°C	gennem kortere tid
"	min.	-55°C	

Kollektor

Spænding:	max.	V_{CE}	spidsspænding	30 V
		V_{CE}	gennemsnitsværdi	20 V se i øvrigt fig. 2
Strøm:	max.	I_{C}	spidsstrøm	50 mA
		I_{C}	gennemsnitsværdi	10 mA
Effekt:	se fig. 3			

$I_{\text{CO}} = 4,5 \mu\text{A}$ (gennemsnit)	$I'_{\text{CO}} = 150 \mu\text{A}$ (gennemsnit)
$I_{\text{CO}} = 12 \mu\text{A}$ (maksimalt)	$I'_{\text{CO}} = 325 \mu\text{A}$ (maksimalt)
$f_{\alpha} = 0,3 \text{ MHz}$ (J. B. -kobling)	$f'_{\alpha} = 10 \text{ kHz}$ (J. E. -kobling)

Støjtal: 15 dB

h-parameteren målt ved

$$t_{\text{omg}} = 25^{\circ}\text{C} \quad V_{\text{CE}} = 2 \text{ V} \quad I_{\text{C}} = 3 \text{ mA} \quad f = 1000 \text{ Hz er følgende:}$$

$h'_{11} = 0,8 \text{ kohm}$	$h'_{12} = 5,4 \cdot 10^{-4}$
$h'_{21} = 47$	$h'_{22} = 80 \mu\text{A/V}$

Fig. 4 viser OC 71' karakteristikker

$$\begin{aligned} I_{\text{C}} &= f(V_{\text{CE}}) & I_{\text{C}} &= f(I_{\text{B}}) \\ V_{\text{BE}} &= f(V_{\text{CE}}) & V_{\text{BE}} &= f(I_{\text{B}}) \end{aligned}$$

Fig. 5 viser h-parameterens variation med kollektor strømmen, mens fig. 6 viser h-parameterens variation med kollektor-spændingen

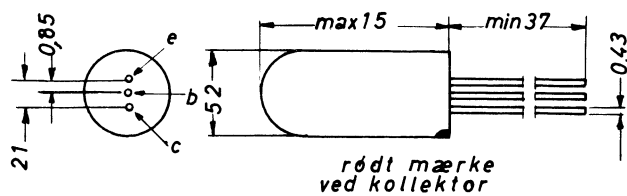


Fig. 1

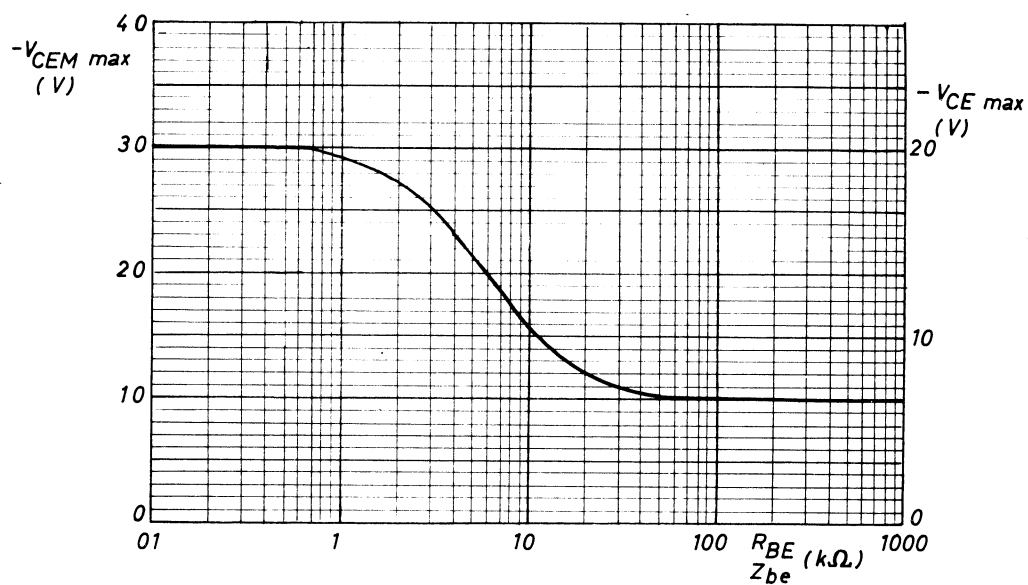


Fig. 2

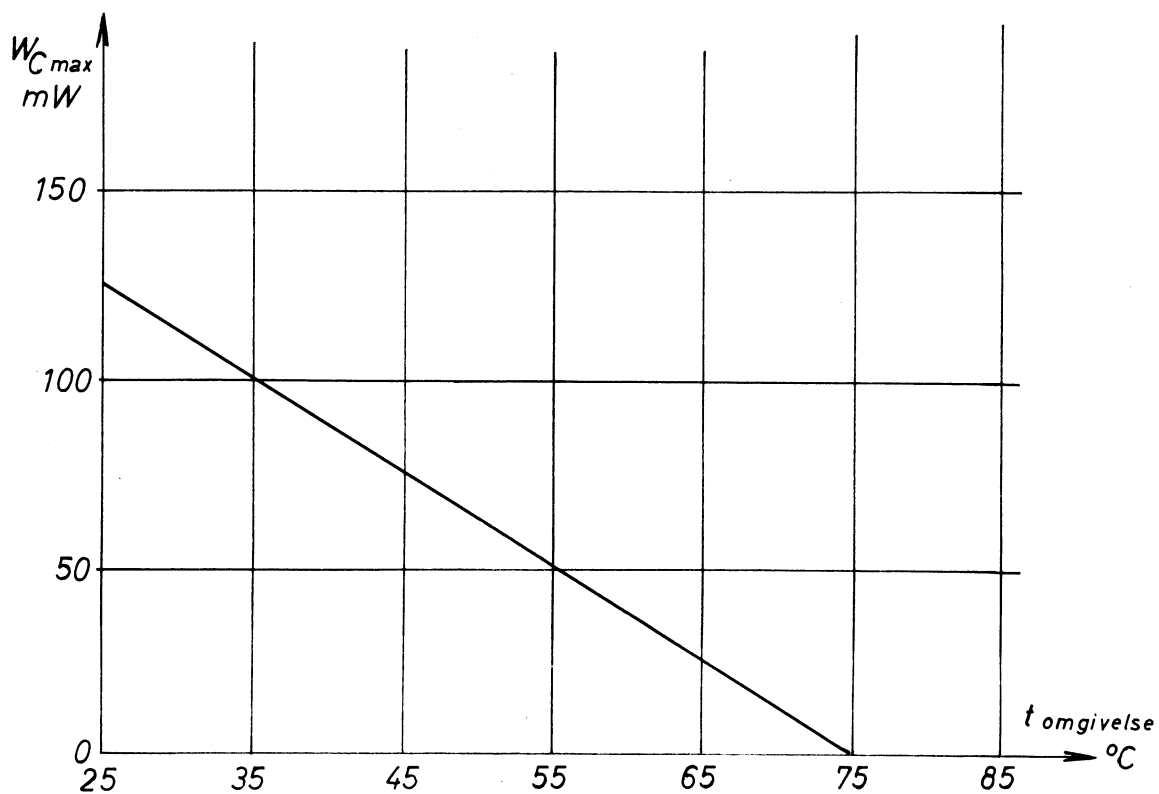


Fig. 3

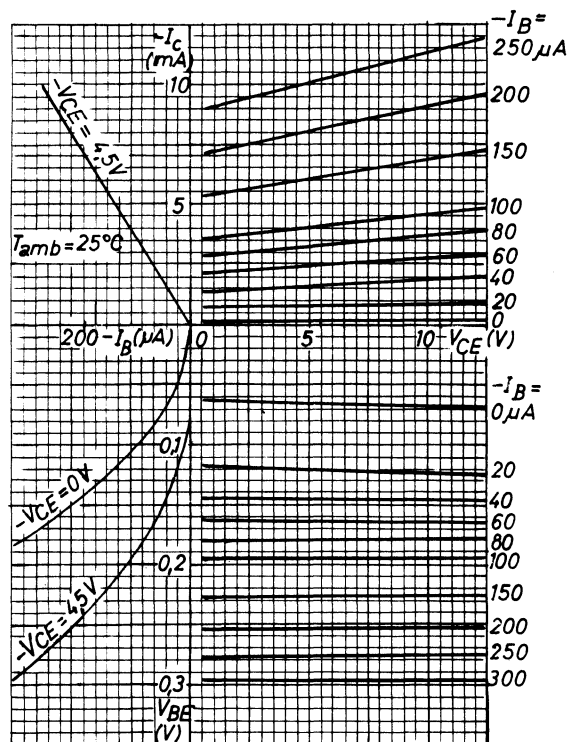


Fig. 4

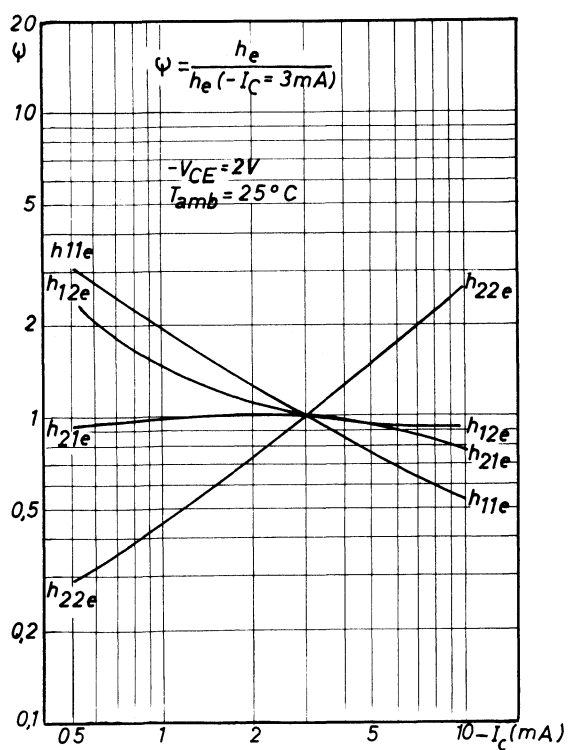


Fig. 5

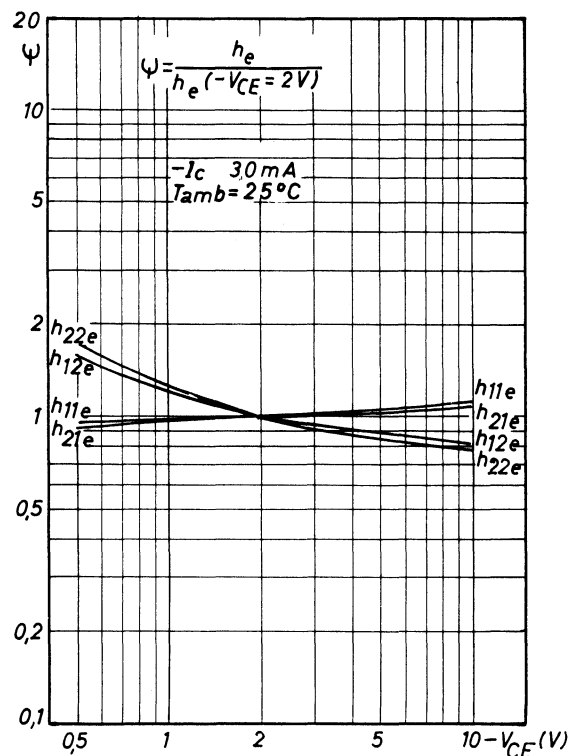
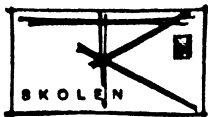


Fig. 6



OC 72

OC 72 - Philips

er en germanium fladetransistor af PNP-typen. Den er beregnet som udgangstrini små forstærkere og batterimodtagere. Erstattes ofte med den tilsvarende OC 74, som har større W_c .

Temperatur

$TR = 0,3^\circ\text{C}/\text{mW}$, med kølefinne på 12 cm^2 ved 45°C

$TR = 0,4^\circ\text{C}/\text{mW}$, i fri luft ved 45°C

T_{junction} max. 75°C gennem længere tid

" max. 90°C gennem kortere tid

" min. -55°C

Kollektor

Spænding: max. V_{CB} , spidsspænding 32 V

V_{CB} , gennemsnitsværdi 16 V

Strøm: max. I_C , spidsværdi 125 mA

I_C , gennemsnitsværdi 50 mA

Effekt: max. med kølefinne ved 45°C 100 mW

se i øvrigt fig. 1

$I_{CO} = 4,5\text{ }\mu\text{A}$

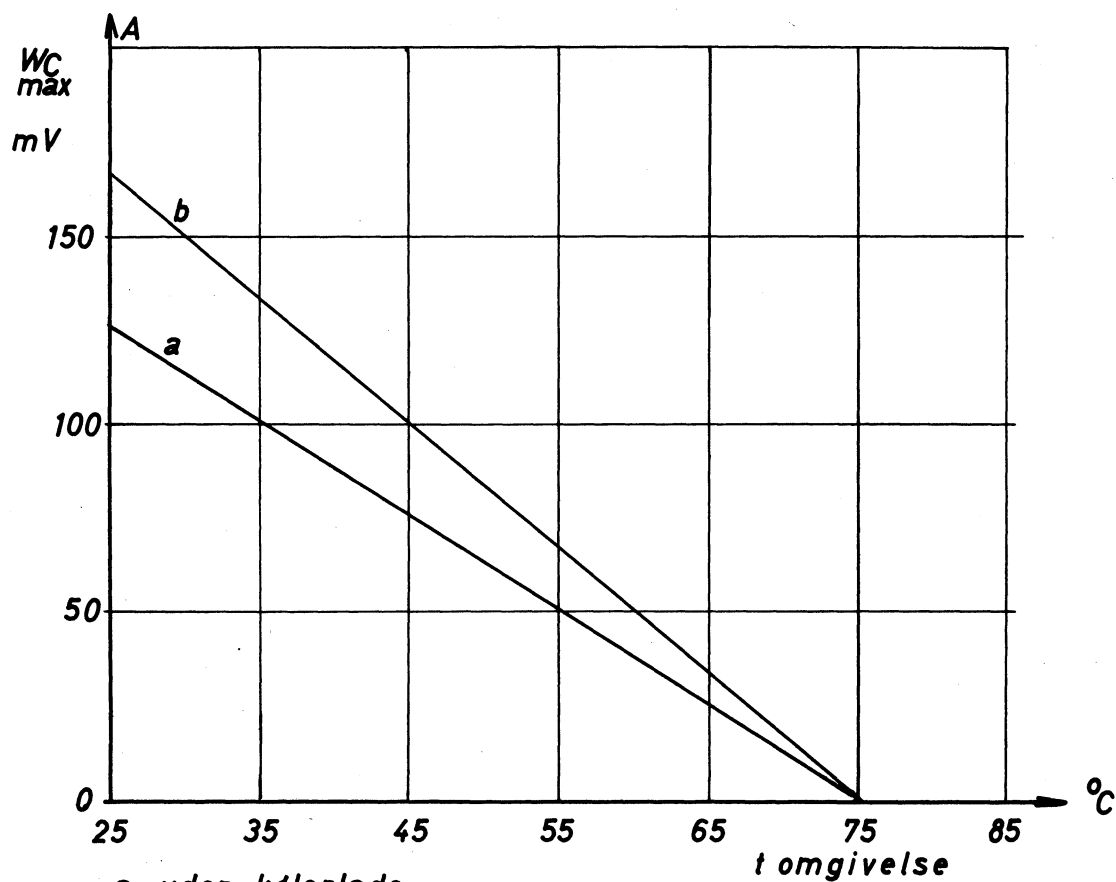
$I'_{CO} = 125\text{ }\mu\text{A}$

$f_\alpha = 350\text{ kHz}$

$f'_\alpha = 8\text{ kHz}$

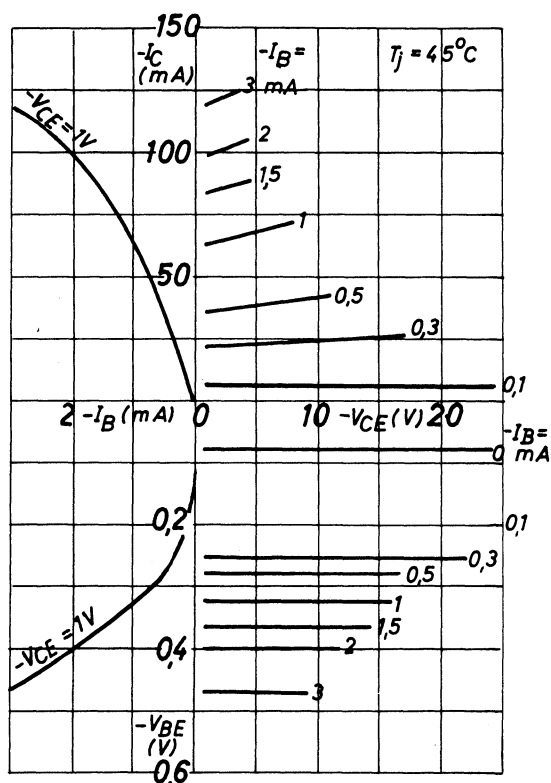
$\beta = 45$ (max. 150)

Fig. 2 viser OC 72' karakteristikker



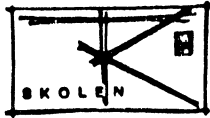
a. uden køleplade
b. med køleplade

Fig. 1



J.E. - kobling

Fig. 2



OC 309

OC 309 - Intermetall

er en germanium fladetransistor beregnet for switch-kredsløb.
Den er karakteriseret ved en høj værdi af V_C .

Temperatur

TR = 0,4°C/mW uden køleplade

0,3°C/mW med køleplade

T_{junction} max. 75°C
" min. -55°C

Kollektor

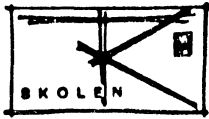
Spænding: max. V_{CB} , spidsspænding 60 V

Strøm: max. I_C , spidsstrøm 250 mA

Effekt: max. med køleplade (A1 30x40x2) 100 mW

$I_{CO} = 10 \mu A$ $I'_{CO} = 300 \mu A$

Karakteristikker minder meget om OC 72' karakteristikk



OC 470

OC 470 - Intermetall

er en silicium fladetransistor til lavfrekvens og er særlig velegnet på steder med høj temperatur.

Temperatur

TR = $0,3^{\circ}\text{C/mW}$ uden køleplade

$0,15^{\circ}\text{C/mW}$ med køleplade (12 cm^2)

T_{junction} max. 150°C
" min. -55°C

Kollektor

Spænding: max. V_{CB} , spidsspænding 30 V

Strøm: max. I_{C} , spidsstrøm 50 mA

Effekt: max. med køleplade 600 mW
max. uden køleplade 330 mW

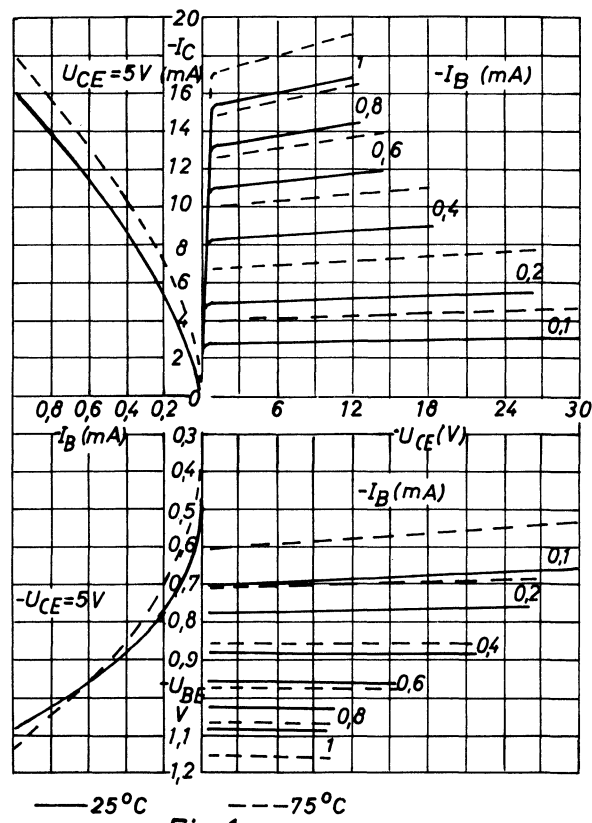
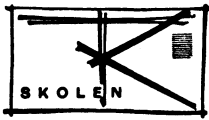
I_{CO} (kan ikke måles) $I'_{\text{CO}} = 0,4\text{ }\mu\text{A}$

h-parameteren målt ved

$t_{\text{omg}} = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{\text{CE}} = 5\text{ V}$ $I_{\text{C}} = 1\text{ mA}$ $f = 1000\text{ Hz}$ er følgende:

$h_{11e} = 1400\text{ ohm}$ $h_{12e} = 7 \cdot 10^{-4}$
 $h_{21e} = 30$ $h_{22e} = 40 \cdot 10^{-6}\text{ Siemens (A/V)}$

Fig. 1 viser karakteristikkene for OC 470



TRANSISTORENS UDVIKLING, OPBYGNING OG FREMSTILLING.

Som indledning til et kursus i transistor teknik, vil det være rimeligt at omtale den historiske udvikling. En af transistorens forfædre er det ganske simple krystal fra krystalapparatet, der anvendtes i radioens barndom. Omkring 1915 begyndte amatører og forskere at arbejde på at forbedre krystallet; men senere gik man over til at anvende radorør, der efterhånden gennemgik en række forbedringer og til sidst helt erstattede det simple krystal.

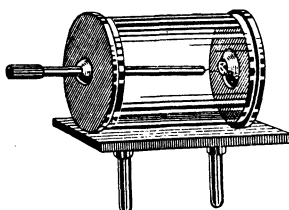


Fig. 1

Fig. 1 viser et billede af et krystal, som blev benyttet i et krystalapparat. Fig. 2 er en skitse af krystallet og af transistorens udvikling fra 1915 og op til de seneste år. Da den anden verdenskrig kom, begyndte man at interessere sig for de meget høje frekvenser; radar, walkie-talkies og meget andet V.H.F.-udstyr blev opfundet; men man savnede et middel til ensretning af frekvenser i U.H.F.-båndet, idet radorøret her ikke slog til. I U.S.A. blev en stor gruppe videnskabsmænd sat til at arbejde med de såkaldte halvledere, hvorfra "Krystallet" er hentet, og vi vil nu fortælle lidt om, hvad halvledere betyder, inden vi går videre.

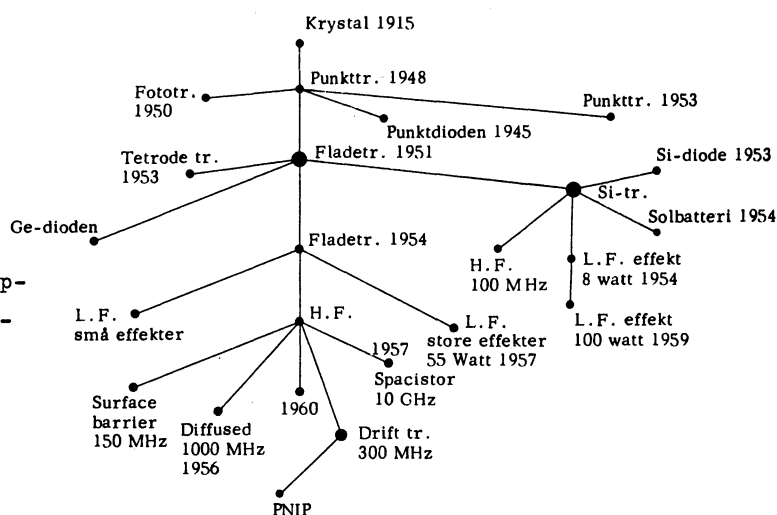


Fig. 2

Alle faste stoffer kan inddeles i tre grupper:

1. Ledere : Alle metaller som for eksempel kobber, sølv og jern. $\rho < 0,1 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$
2. Halvledere: For eksempel silicium, germanium og selen. $\rho = 10 - 10^6 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$
3. Isolatorer: For eksempel glas, svovl, frekventit, porcelæn og gummi. $\rho > 10^8 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

Mens det er meget let at skelne mellem ledere og isolatorer, er det meget vanskeligt at trække en nøjagtig grænse mellem halvledere og isolatorer. Modstanden pr. meter falder for metallerne med faldende temperatur, mens modstanden pr. meter i gruppe 2 og 3 er stigende med faldende temperatur og går mod ∞ for temperatur gående mod $+273^\circ\text{C}$. Vi skal senere komme nærmere ind på problemerne med opbygningen af halvledernes molekyler.

Videnskabsmænd i U.S.A., ja, over hele verden, arbejdede under krigen meget intensivt på udforskning af halvledernes mærkelige egenskaber. I juli 1948 blev punktttransistoren, som er en direkte følge af arbejdet med halvledere, for første gang omtalt. Den blev opfun-

det og udviklet af de to forskere J. Bardeen og W.H. Brattain, der senere sammen med lederen af Bell-laboratoriet, W. Shockley, modtog nobelprisen i fysik. Siden er udviklingen gået fremad, om ikke med stormskridt, så dog meget hurtigt.

For at De kan få et begreb om udviklingen, vil vi lige nævne nogle tal. Alene i U.S.A. fremstilles der cirka 2 millioner radiorør hver dag; ialt regner man med, at der er fremstillet cirka $8 \cdot 10^9$ radiorør i hele verden. Til sammenligning kan oplyses, at man den 1. januar 1956 regnede med, at der var fremstillet 5 millioner transistorer ialt. I 1956 blev der alene i U.S.A. fremstillet 14 millioner, i 1957 31,4 millioner og i 1958 omtrent 55 millioner transistorer. Som De ser, er forbruget stærkt stigende.

De første, der virkelig tog transistoren i brug, var fabrikkerne af tunghøreapparater. I dag fremstilles alle tunghøreanlæg med transistorer, og det er ganske forbløffende, hvilke resultater, der er nået. Her kan danske fabrikker absolut være bekendt at vise deres produkter. Radiobranchen sælger små batteridrevne transistormodtagere, ja, alle steder vinder de indpas, små og store transistorer, billige og dyre, så man må vente, at transistoren i de kommende år vil overtage langt de fleste af de almindelige radiorørs funktioner.

Punkttransistoren.

Den første transistortype, der blev opfundet, var som før nævnt punkttransistoren; men den anvendes næsten ikke mere og er afløst af fladetransistoren.

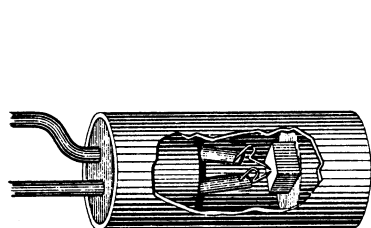


Fig. 3

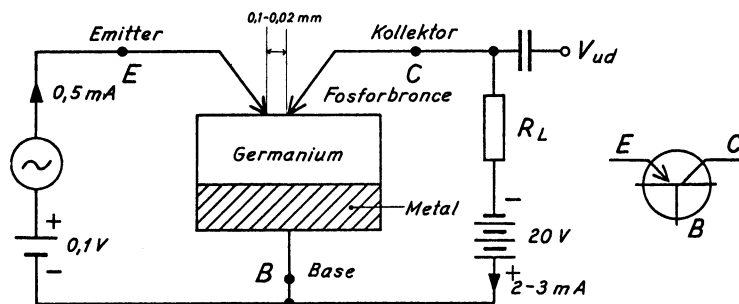


Fig. 4

Fig. 3 viser ved et snit konstruktionen af en punkttransistor.

I fig. 4 er vist en punkttransistor, som er tilsluttet et ydre kredsløb. Virkemåden er i korte træk følgende:

Punkttransistoren består af et stykke rent germanium, der er loddet fast på et stykke metal, for eksempel messing, hvilket udgør basiselektroden. Ned mod germaniumstykket er der presset to fjedre af fosforbronce. Den ene kaldes emitteren, den anden kollektoren. Emitteren gives nu en spænding på mellem + 0,1 og 0,5 volt i forhold til basis; mens kollektoren gives en spænding på mellem + 10 og + 30 volt i forhold til basis. Der vil nu løbe en strøm fra emitter til kollektor, og dette vil give anledning til en større strøm i kollektor-base tilledningen. Ændres emitterstrømmen, vil der for eksempel ske en \propto gange så stor ændring i kollektorstrømmen. Den lille effekt, vi har på emittersiden, er således i stand til at styre den langt større effekt på kollektorsiden. Vi har da opnået en effektforstærkning på:

$$A = \frac{\text{Udgangseffekt}}{\text{Indgangseffekt}} = \frac{20 \cdot 0,002}{0,1 \cdot 0,0005} = \underline{800 \text{ gange}}$$

I modsætning til fladetransistoren kan punkttransistoren have en strømførstærkning, der er større end 1. Ved de almindelige punkttransistorer er strømførstærkningen cirka 3-5 gange; men ved hjælp af en særlig formeringsproces kan strømførstærkningen komme op på ca. 20. Formeringen sker ved, at der sendes en kortvarig impuls af ret stor strømstyrke gennem kollektorens spærreretning. Herved sendes en del urenheder (se senere) ind i basislaget, og der dannes en bedre form for "overgang" mellem de forskellige elektroder. Punkttransistoren giver megen egenstøj, og den har en lav øvre grænsefrekvens og kan kun fremstilles til små effekter.

Fladetransistorer.

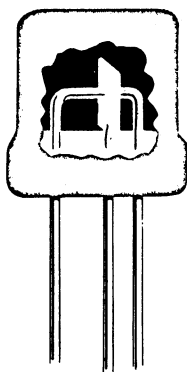


Fig. 5

Fig. 5 viser et billede af en fladetransistor. Vi begynder med molekylet og dets opbygning. Tager De et stykke af et eller andet stof, for eksempel kridt, og findeler det, forsvinder det snart mellem hænderne. Tænker vi os nu, at De ved hjælp af et eller andet instrument kunne fortsætte delingen, ville De til sidst nå til den mindste enhed, et stykke stof kan bestå af, nemlig et molekyle. Ingen molekyler kan ses med det blotte øje, og kun de største og mest komplicerede kan ses i meget fine elektronmikroskoper.

Delingen af stoffet kan fortsættes ad kemisk eller elektrolytisk vej, indtil den mindste enhed af et grundstof, atomet, der kan indgå i et molekyle, er nået. Et atoms lineære udstrækning er 10^{-10} meter eller 0,0000001 mm. Spaltningen af atomer skal vi ikke komme nærmere ind på, men kun omtale, hvad et atom består af. Det består af en atomkerne og een eller flere elektroner, der kredser i bestemte baner om selve kernen og holdes i deres baner af elektriske kræfter. Antallet af elektroner er karakteristisk for de forskellige stoffer, og man har givet grundstofferne numre efter deres antal af elektroner.

Alle stoffer er opbygget af molekyler, og der findes et stort antal forskellige molekyler. Et molekyle kan, som beskrevet, spaltes i atomer til et eller flere grundstoffer. Der findes cirka 100 grundstoffer, hvoraf alle andre stoffer er opbygget. Det simpleste atomer et brintatom, som består af en atomkerne og een elektron. Det har atomnummer 1. Helium er nr. 2 i rækken og har en atomkerne og to elektroner. Det grundstof, vi særlig vil interessere os for, er germanium, som har atomnummer 32. Det vil sige, at der omkring atomkernen kredser 32 elektroner. Elektronerne bevæger sig i baner, og der kan kun være et ganske bestemt antal i hver bane; antallet fremgår af fig. 6. Ved udforskning af atomets opbygning og pla-

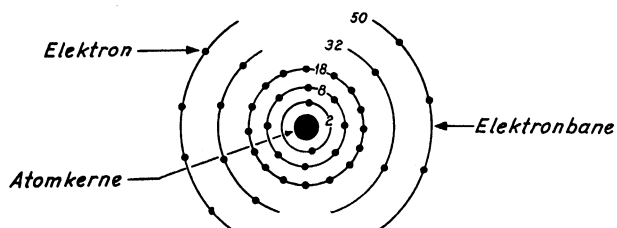


Fig. 6

cering i det såkaldte periodiske system har professor Niels Bohr opnået verdensberømmelse og høstet megen ære. Elektronbanerne fyldes indefra og udefter. Findes der kun få elektroner i en bane, vil det pågældende grundstof være



tilbøjeligt til at afgive disse elektroner, som i øvrigt benævnes valenselektroner. Er en bane lige ved at være fyldt, vil stoffet søge at optage flere elektroner. Det bør lige bemærkes, at det pågældende stof ikke skifter karakter, men kun ændres rent elektrisk. En elektron er i besiddelse af en negativ ladning, og da modsatte polariteter tiltrækker hinanden, og ensartede polariteter frastøder hinanden, vil en elektron tiltrækkes af den positive pol på et element.

I selve kernen findes en positiv partikel, en proton. Denne positive proton tiltrækker den negative elektron og holder den i dens bane om selve atomkernen. Da et almindeligt atom er elektrisk neutralt over for omgivelserne, må der være lige så mange protoner som elektroner. Mister et atom på en eller anden måde en elektron, for eksempel gennem varmepåvirkning, bliver atomet positivt, idet der nu er en positiv partikel i overskud. Atomets vil hurtigst muligt søge at optage en elektron til den manglende plads. Er der en elektron i overskud, vil atomet virke negativt og hurtigst muligt afgive det overskydende element.

Det, De har læst indtil nu, har været en gennemgang af den mest nødvendige teori om atomets opbygning, og vi skal nu til slut omtale atomgitre. Har vi et atom med enkelte valenselektroner, vil dette atom gerne forbinde sig med et tilsvarende eller med et fremmed atom. Atomerne kan være forbundet med enkelt eller dobbelt binding og kan være løsere eller fastere forbundet. I enkelte stoffer, som for eksempel kul, diamant, germanium og silicium, kan atomerne indbyrdes forbinde sig i gitre og danner da et sammenhængende molekyle. Atomgitrene kan blive meget store. Fig. 7 er et eksempel på et molekyle, hvor atomerne er forbundet i gitre.

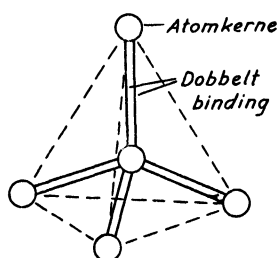


Fig. 7

Vi håber, gennemgangen af atomets opbygning vil lette forståelsen af selve transistoren, som vi nu skal komme ind på. Vi vil her kun beskæftige os med germaniumtransistorer, da langt de fleste transistorer, der fremstilles i dag, er af germanium. Den i det følgende omtalte teori gælder dog også for siliciumtransistorer.

Da germanium har atomnummer 32, vil det sige, at de tre inderste baner er fyldt, mens der i den fjerde bane kun er 4 elektroner.

1. bane	2 elektroner
2. "	8 "
3. "	18 "
<hr/>	
28 elektroner	

rest 4 elektroner i bane 4. Stoffet har valensen 4.

I et stykke rent germaniumkrystal vil de enkelte atomer forbinde sig med dobbelt binding som vist på fig. 8. Da alle elektroner i germaniumatomet er forbundet med elektroner i naboatomet, vil der ved almindelig stuetemperatur ingen frie elektroner være til stede, eller i det mindste meget få. Krystallet kan derfor ikke lede den elektriske strøm og må nærmest betragtes som en dårlig isolator. Stiger temperaturen, bliver elektronerne "urolige", enkelte slår sig løs fra den faste binding og bevæger sig rundt i krystallet, og nu kan stoffet lede en strøm. Stiger temperaturen yderligere, nedbrydes hele bindingssystemet, og krystallet går i stykker.

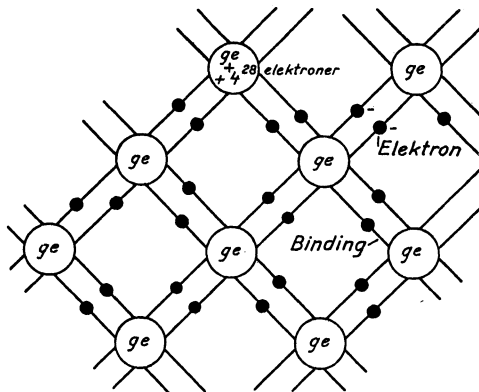


Fig. 8

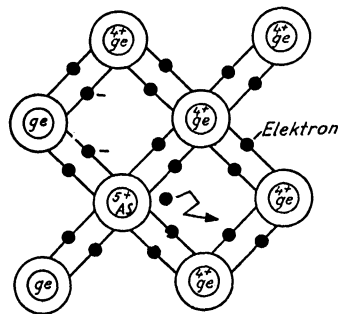


Fig. 9

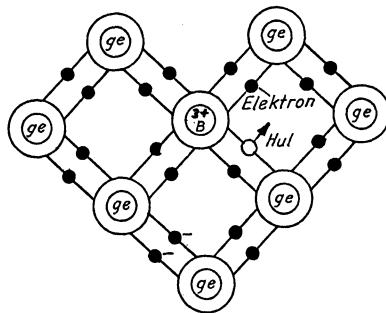


Fig. 10

Dette sker ved cirka $100 - 110^{\circ}\text{C}$. Vi vil senere komme nærmere ind på den forøgede ledningsevne ved stigende temperatur. Denne form for ledning kaldes "intrinsic" ("ren ledning"), i modsætning til den næste form, der kaldes extrinsic, urenhedsledning. Tilsættes dette fuldkommen rene germanium enkelte fremmede atomer med valensen 3 eller 5, vil der straks ske en betydelig forøgelse af ledningsevnen. På fig. 9 ses hvordan. Her er der tilsat arsen (As), der har 5 elektroner i den yderste bane, altså valensen 5. Kun de 4 elektroner kan indgå i en dobbeltbinding med tilsvarende elektroner i Ge-atomet. Tilbage i gitterkonstruktionen er en enkelt elektron, der så kan bevæge sig frit. Tilsætter man flere As-urenheder, vil ledningsevnen stige og ladningen, d.v.s. strømmen, bæres af elektroner.

Anvender vi derimod noget bor (B), der er "trivalent" (3 elektroner i den yderste bane), går det som vist på fig. 10. Her mangler atomet en elektron og vil derfor omgående tage en fra et germaniumatom, der så igen vil tage en fra et andet germaniumatom og så videre. Elektronen bevæger sig gennem stoffet, men på grund af visse forskelle fra det første tilfælde, siger man, at det er et "hul", der vandrer. Hvis De tænker lidt over det, vil De finde ud af, at hullet vandrer modsat elektronen. I det første tilfælde er det en negativ partikel, der vandrer - i det andet tilfælde en positiv. I tabellen nedenfor er anført nogle navne, som De vil støde på, hvis De på egen hånd vil læse lidt mere om emnet.

Valens	Penta 5	Tri 3
type halvleder	N	P
strømbærer	elektroner	huller
urenhed	fosfor F arsen As antimon Sb	bor B aluminium Al indium In gallium Ga
polaritet	+ negativ	+ positiv
	donor	acceptor

Urenhedsatomerne i halvledere af type N kaldes donor (afgiver), mens disse i P type kaldes acceptor (modtager).

Germanium, der for eksempel er tilsat arsen med valensen 5, kaldes et N-type krystal, idet elektronen, der bærer ladningen, er negativ. Germanium med for eksempel bor kaldes P-type krystal, idet hullet er positivt. Sætter vi en N-type og en P-type sammen, som vist på fig. 11, har vi en diode. Der er ingen ydre spænding sat til dioden. N-type krystallet

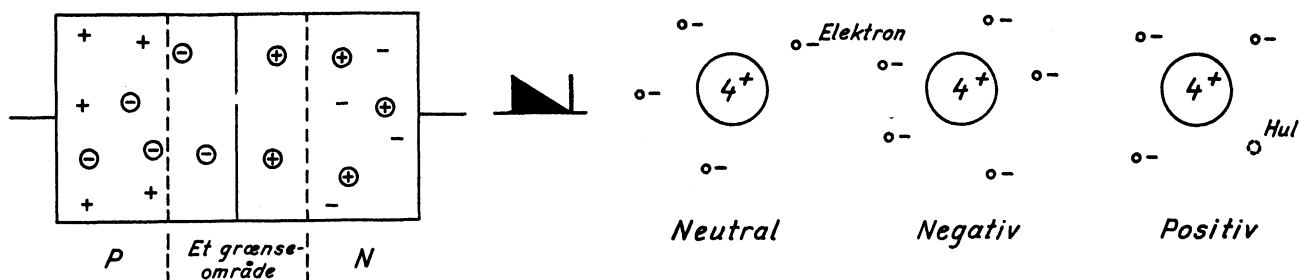


Fig. 11

Fig. 12

indeholder overskud af elektroner, mens P-type krystallet har underskud. Der står altså to typer af "bærere" over for hinanden med modsat polaritet. Husk, at et atom med en elektron for meget er negativt, og et atom med en elektron for lidt er positivt, se fig. 12. Da modsatte polariteter vil tiltrække hinanden, vil de forskellige bærere trænge ind i det modsatte område, og snart vil alle atomer være rekombinerede (genforenede). Der vil dannes en rumladningssky, som De kender det fra et elektronrør, på begge sider af grænselinien, som det er vist i fig. 13. Efter nogen tid vil denne vandring standse som følge af rumladningspolaritet. Der er dannet et så-

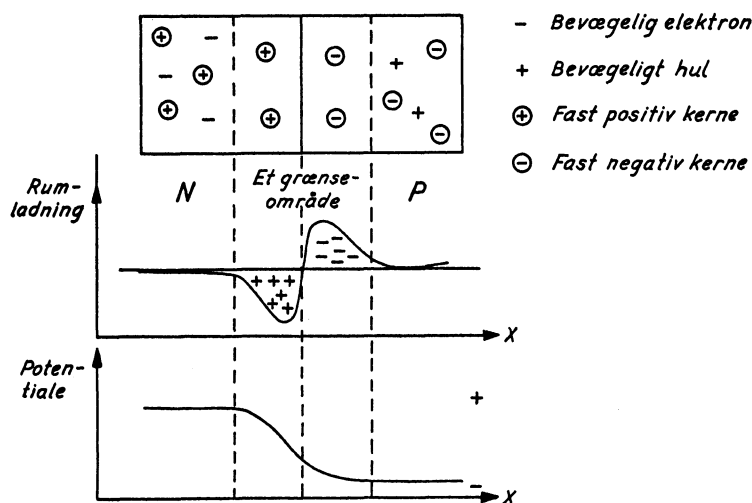


Fig. 13

kalddt grænseområde eller "junction". I fig. 14 påtrykkes dioden en spænding. Når vi sætter en negativ spænding på P-typen, vil alle huller herved trækkes hen til loddestedet, og samtidig vil alle løse elektroner trækkes hen til den positive pol. I midten opstår et stort område, som næsten er tomt for huller og elektroner. Der vil gå en lille strøm, da kun få ladningsbærere passerer gennem grænseområdet. Krystallet er forspændt i spærre-retning. Jævnfør en diodes spærrestrøm.

I fig. 15 er spændingen vendt, således at der er sat positiv spænding til P-typen og negativ spænding til N-typen. Den negative spænding vil frastøde elektronerne og sende dem hen til grænseområdet, som de hurtigt vil trænge igennem og derefter forene sig med et atom, der

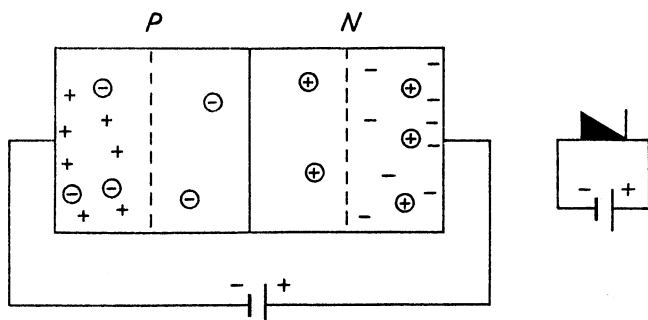


Fig. 14

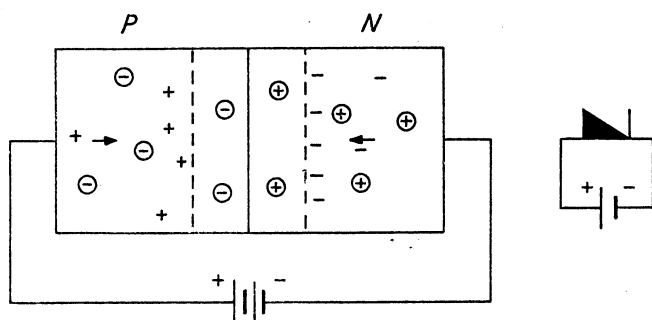
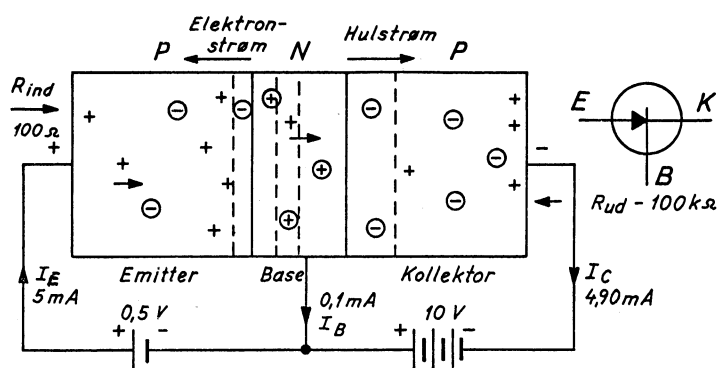


Fig. 15



⊖ Fast negativ ladet kerne. + Hul bevægeligt.

⊕ Fast positiv ladet kerne. - Elektron løs.

Fig. 16

mangler en elektron. Elektronen vandrer fra et atom til det næste og bliver til sidst optaget af den positive pol, hvorfra den bevæger sig videre til batteriet. Der kan nu løbe en stor strøm selv ved en ringe spænding. Dioden er forspændt i lederretning.

Ved at tilføje dioden, som består af et P-type og et N-type krystal, et krystal til af P-type, som det er vist i fig. 16, får vi en transistor af PNP-typen. Emitter-base strækningen er forspændt i gennemgangsretning, og kollektor-base er forspændt i spærreretning. Der går da en strøm i emitterkredsen. Denne strøm bæres i det væsentligste af huller, som vil trænge ind i grænseområdet mellem base og emitter og derfra videre gennem det neutrale baseområde til base-kollektorovergangen. Her får de hjælp af det herværende potentiale til at drives igennem kollektorområdet.

Den vanskeligste del af denne vandring er strækninger gennem basis. Her findes ingen potentialforskelle, der kan fremskynde transporten, som udelukkende finder sted som følge af den normale diffusion. For at lette denne vandring har man gjort basisområdet meget tyndt og samtidig undladt at tilsætte så mange urenheder som f. eks. i emitterstrækningen. Herved falder ledningsevnen, og muligheden for rekombination (gendannelse) formindskes. De huller, der går til basis eller støder på elektroner, er spildt og forsvinder gennem basis

som strøm. Denne strøm er ved de nye transistorer ringe, cirka 1 - 2 % af emitterstrømmen. Da 98 % af hullerne går fra emitter til kollektor, må det være næsten den samme strøm, der løber i emitter og kollektor.

Altså er

$$I_E = I_B + I_C,$$

hvor I_E er strømmen gennem emitter, I_B strømmen gennem basis og I_C strømmen gennem kollektor.

Vi har ingen strømforstærkning, men en spændingsforstærkning, da modstanden i emitter-base strækningen er lille og modstanden i kollektor-base strækningen stor. Ser vi på fig. 16, kan vi regne denne spændingsforstærkning ud. Ændrer vi emitterstrømmen for eksempel 0,05 mA, får vi en spændingsændring på indgangen på:

$$V_{ind} = 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ volt} = 5 \text{ mV}$$

$$V_{ud} = 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 100000 = 5 \text{ volt} = 5000 \text{ mV}$$

$$A_V = \frac{5000}{5} = 1000 \text{ gange eller } 60 \text{ dB.}$$

Den smule, strømmen i kollektor er mindre end i emitter, ser vi bort fra. Fig. 17 viser

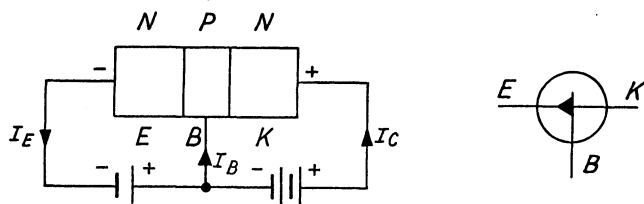


Fig. 17

en NPN-transistor, hvor spændings polaritet er modsat spændingerne til PNP-transistoren. En tommelfingerregel er, at kollektor skal have den spænding, som det midterste bogstav angiver. På en N P N - transistor skal kollektor have Positiv spænding i forhold til base. På en P N P - transistor skal kollektor have Negativ spænding. Emitterne skal altid have modsat polaritet.

Der er ellers ikke i princippet forskel på de to typer transistorer, blot skal De altid huske at sætte den rigtige spænding på.

Fremstilling.

Det var i begyndelsen meget vanskeligt at fremstille transistorer. Man måtte for at opnå de bedste resultater rense de anvendte stoffer i en grad, man ikke tidligere havde kendt. Som nævnt var det første stof, man anvendte til fremstillingen, germanium. Dette blev rensat, indtil der kun fandtes ca. 1 urenhedsatom for hver $10^{12} - 10^{14}$ Ge-atomer. Senere bliver stoffet atter forurennet (doped), og man har da en urenhedsgrad på ca. 1 til 10^8 eller 1 til 100 millioner. Det vil sige, hvis hvert germaniumatom i et krystal blev sammenlignet med et menneske i Afrika, måtte der blandt alle indbyggere i Afrika kun findes to fremmede.

Endvidere er det uheldigt, at germanium kun findes i ret små mængder, så råstoffet er meget dyrt; men heldigvis skal der kun bruges meget lidt til en enkelt transistor. Den høje pris bevirkede sammen med andre faktorer, at man ledte efter andre anvendelige materialer og fandt silicium (Si). Det er dog noget vanskeligere at fremstille transistorer af silicium, og den overvejende del af transistorer fremstilles stadigvæk af germanium. Silicium anvendes kun til specielle formål.

Dette var slut på Deres første lektion. Nu følger der nogle øvelsesopgaver, som De kan prøve Deres nyerhvervede viden på. Løsningerne står på sidste side i lektionen, så De med det samme kan kontrollere, om De har forstået stoffet. Efter øvelsesopgaverne følger nogle opgaver, som De skal løse og indsende til rettelse.



Øvelsesopgaver.

1. Hvilke to stoffer anvendes som grundmateriale ved fremstilling af transistorer:
a) germanium b) bor c) indium d) arsen e) silicium f) aluminium.
2. I forhold til base skal kollektor på en NPN-transistor være:
a) negativ b) nul c) positiv.
3. Kul med atomnummer 6 har normalt:
a) 3 protoner b) 6 protoner c) 12 protoner.
4. Vil ρ stige, falde eller være konstant ved stigende temperatur i halvledere:
a) stige b) falde c) konstant.
5. En elektron er i besiddelse af:
a) positiv ladning b) neutral ladning c) negativ ladning.
6. En diode er påtrykt en negativ spænding på P-typen og er derfor forspændt i:
a) spærreretning b) lederretning.

Indsendelsesopgaver.

1. Silicium har atomnummer 14. Hvordan er dets elektroner fordelt i de enkelte baner?
2. Hvad var den første begyndelse til en transistor, og hvor gammel er den?
3. Hvem opfandt transistoren, og hvor blev den første gang fremstillet?
4. Hvornår blev transistoren opfundet, og hvad hed den første type?
5. Hvilke to typer urenhedsleder kender De?
6. Fortæl, suppleret med en tegning, hvad der bærer ladningen i et P-halvleder krystal.
7. Nævn to karakteristiske ting for basislaget.
8. Hvor stor er basisstrømmen udtrykt ved emitter- og kollektorstrøm?
9. Vis ved en tegning faste kerner og bevægelige ladningsbæreres placering i en transistor med de rigtige spændinger.
10. Hvad forstår man ved den specifikke modstand?

BESVARELSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr.

TR 1/65 1821

Se 689463

Grad/nr.

(Kun for militær)

Navn

Th. Hingberg Petersen

Adresse

TMS Høeghens Ryvangen

Løbe nr.

1

Lekt. nr.

1215

Dato

26 OKT
1965

Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærers bemærkninger

1.

I den I bane er der 2 elektroner

I den II bane er der 8 elektroner

I den yderste bane er der 4 elektroner

Da silicium har 4 elektroner, den yderste bane er det tetravalent. R

2.

Den første begyndelse til transistoren var krystal detektoren fra 1915 R

3.

Transistoren blev opfundet af J. Bardeen og W. H. Brattain på Bell Telephones laboratorier i USA. R

4.

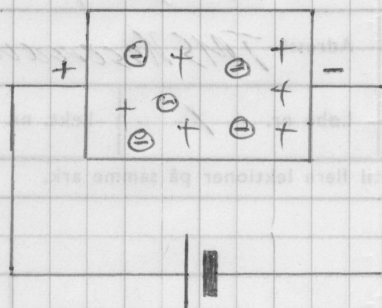
Transistoren blev opfundet i 1948 og den første type transistor var punkttransistoren. R

5.

Der anvendes to typer urenhedsledere triovalente (P) og pentavalente (N) R

6.

P-haloleder



Ladningsbærerne i P-haloleder krystallet er hullerne. Hullerne opstår ved at man tilfører germanium nogle atomer med 3 valenselektroner, disse vil indgå i krystalgitteret, der mangler der en elektron i bindingen og der kan forholdsvis let optages en elektron udefra.

R

7.

Basis laget er meget tyndt og der er kun få uren-
hedsledere i, for at så få ladningsbærere som muligt
skal rekombinere i basislaget.

R

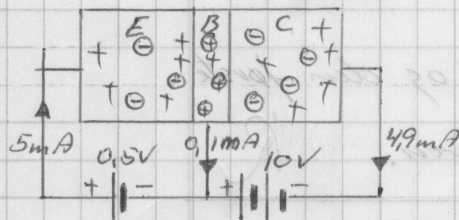
8.

$$I_B = I_E - I_C$$

R

28/65
10

9.



R

Henrik Holten
Claus Jørgensen

10.

Ved specifik modstand forstås modstanden af 1m af et
stef med et tværsnitsareal på 1mm^2 ved 20°C .

R

TRANSISTORENS FORDELE OG MANGLER.

Ved transistorens fremkomst blev der stillet store forventninger til den. En del er indfriet, og flere vil blive det. Vi vil nu gennemgå transistorens fordele og ulemper og til sidst sammenligne den med radorøret.

Fordele.

Den mest nærliggende fordel ved transistoren er, at den findes i meget små dimensioner, og især til tunghøreanlæg har man udviklet meget små typer. Den mindste transistor, der sælges, har en diameter på kun 2,9 mm og en højde på 3 mm; hertil kommer naturligvis trådenderne. Denne transistor kan levere en effekt på ca. 25 mW, har en maksimal spænding mellem kollektor og base på 7 volt og en effektforstærkning på 20 dB.

Den mere almindelige transistor, det vil sige, den, der normalt anvendes i forstærkere og radioapparater, har en diameter på 6 mm og en længde på 15 mm. Denne størrelse gør, at man kan fremstille et transportabelt radioapparat med mindre dimensioner, end man hidtil har kunnet. Pladsbesparelsen bliver måske ikke her påfaldende stor; men skal man fremstille et apparat, som indeholder 50000 - 100000 transistorer, bliver sagen en ganske anden. En god stor regnemaskine med rør, som for eksempel anvendes af U.S.A.'s militær, fylder en hel villa, hvorimod en tilsvarende maskine med transistorer kan være i et værelse. For et stort fly, der indeholder elektronisk udstyr med flere tusinde rør, betyder det meget, at man foruden plads også kan spare meget i vægt. En almindelig transistor vejer kun mellem 0,8 og 3 gram.

Det er dog næppe disse faktorer, der vækker størst interesse hos teknikeren; for ham er det primære, at der ikke anvendes glødestrøm. Her er det tunghøreanlæg og transportable radioapparater, der i øjeblikket nyder de største fordele. Prisen for en batteri-kilowatt-time ligger mellem 200 og 1000 kroner, så i løbet af kort tid tjener et apparat med transistorer let den eventuelle merpris ind, som fremkommer ved, at transistorer gennemgående er dyrere end radorør. Dette gælder også for almindeligt, bærbart radioudstyr, såvel til civilt som militært formål.

Varmen fra glødeeffekten i store opstillinger frembyder en gene, som man ved opbygning af et større apparat må tage hensyn til. Der må anvendes ventilatorer og større rum. Dette undgår man ved brug af transistorer.

Transistorens normale arbejdsspændinger ligger mellem 4 og 16 volt. Der findes transistorer, som kan tåle op til 100 volt, og de fleste transistorer kan arbejde med kun 1 volt mellem kollektor og emitter. Dette har især stor betydning i transportabelt udstyr.

Ved transistorens fremkomst udtrykte man store forventninger om en uendelig levetid for den. Det viste sig i begyndelsen, at den skuffede på dette punkt; men nu er de fleste vanskeligheder overvundet, og man taler atter om en uendelig levetid; det vil i praksis sige en levetid på mere end 100000 timer. En ting i forbindelse med transistorens levetid er, at transistoren næsten aldrig går pludselig i stykker; men forstærkningen falder med ca. 1% om året (under forudsætning af, at transistoren ikke bliver udsat for overbelastning). Den er endvidere meget robust. De amerikanske afprøvningsspecifikationer omfatter en accelerationsprøve på ca. 20000 g (g = tyngdeacceleration).

Til anvendelse som forforstærker er transistoren ideel, idet der ikke er nogen mikrofon og ingen problemer med brum fra glødetråd. Der findes transistorer med et støjtal, der er mindre end for almindelige rør; men normalt ligger støjen i en transistor dog overstøjen i et rør. Da en transistor kun vejer lidt, fylder lidt og den kan loddes på, er den endvidere velegnet til trykte kredsløb.

Der findes to typer transistorer, nemlig NPN og PNP. I fig. 1a og fig. 1b er angivet

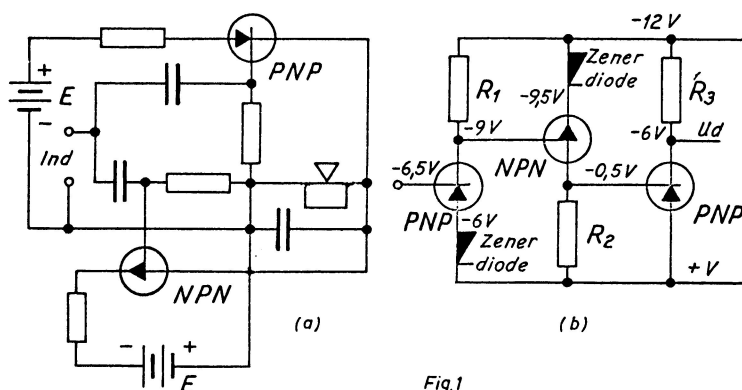


Fig. 1

nogle af de fordele, som er forbundet med hver af typerne. På fig. 1a ser De opbygningen af en push-pull udgangsforstærker uden anvendelse af transformer, og på fig. 1b ser De et led af en jævnstrømsforstærker. Man kan her nøjes med een spænding, hvor der normalt anvendes to (for eksempel + og - 12 volt). Begge diagrammer gennemgås nøjere senere.

Mangler.

Transistoren har desværre også sine mangler, hvoraf den mest generende er dens store afhængighed af varme. Som De vil se i en senere lektion, er der flere af transistorens data, der ændrer sig med temperaturvariation. For eksempel falder forstærkningen med faldende temperatur, og strømmen vokser stærkt med stigende temperatur. Det kan som en almindelig regel anføres, at germanium transistorer helst skal arbejde i temperaturområdet -10°C til $+60^{\circ}\text{C}$. Dermed er imidlertid ikke sagt, at de ikke kan arbejde i et større temperaturinterval; de maksimale grænser er ca. -40°C og ca. $+90^{\circ}\text{C}$. Temperaturproblemer kan som regel løses ved anvendelse af silicium transistorer, idet disse har et temperaturområde på mellem -40°C og 150°C . At der bliver arbejdet meget på forbedring af dette svage punkt, siger sig selv. På fig. 2 ser De et varmemforsøg med transistorer på et af Philips store laboratorier i Holland. I et af de nyeste amerikanske tidsskrifter annoncerer en fabrik med silicium transistorer, der kan anvendes ved $+200^{\circ}\text{C}$.

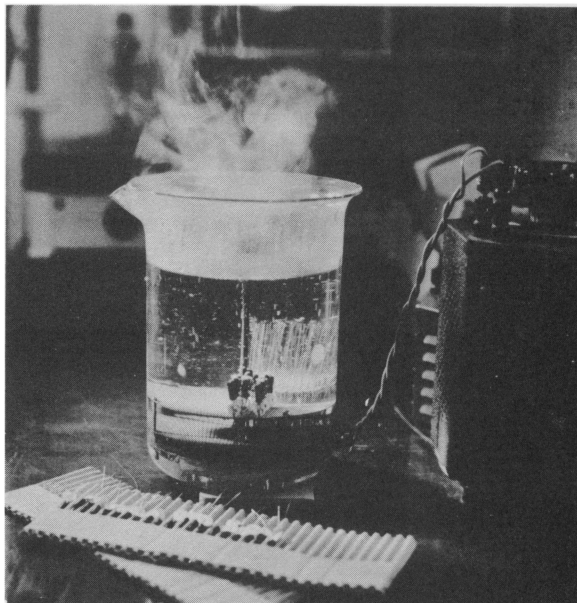


Fig. 2.

En anden uheldig egenskab er den lidt større spredning (uensartethed) i data for de enkelte transistorer i samme gruppe: men vænner man sig hertil og husker at tage hensyn til det i produktionen, er ulempen ikke så stor. Det må dog tilføjes, at spredningen er blevet betydelig mindre i de senere år. Efterhånden som erfaringerne vokser, og produktionsteknikken forbedres, er der håb om, at denne spredning bliver minimal.

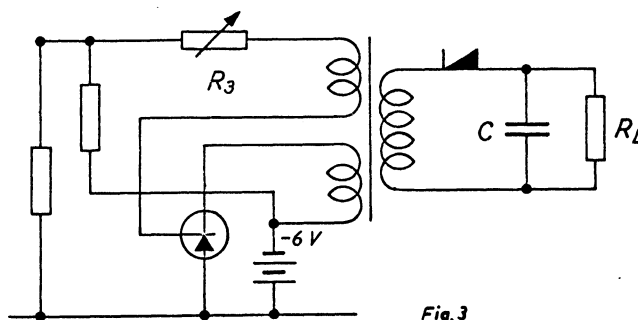


Fig. 3

På fig. 3 ser De et praktisk eksempel på, hvordan der kan tages hensyn til spredningen i de enkelte transistorers forstærkning, idet denne betyder meget for spændingen på sekundærsiden af transformeren. Modstanden R_3 , som regulerer basisstrømmen, indstilles således, at den ved en dårlig transistor (lille forstærkning) er = 0 ohm. Ved en god transistor (stor forstærkning) ændres R_3 til den værdi, der giver samme spænding på sekundærsiden som ved benyttelse af den dårlige transistor.

I de første 4-5 år var den øverste frekvens for transistorens anvendelse omkring 1 MHz, og dette begrænsede selvfølgelig brugen af den. Denne øvre grænsefrekvens er øget meget, og man har nu gode transistorer i produktion, hvis anvendelsesområde når op til 100 MHz. Der findes transistorer, som kan gå endnu højere op, ja, man har transistorer, der kan arbejde ved 1000 MHz; men der er mange vanskeligheder forbundet med deres anvendelse, og man kan vist roligt sige, at der mangler meget endnu, før disse ulemper er overvundet.

En ting, der måske også har begrænset anvendelsen af transistorer, er prisen. Denne er dog faldet jævnt de senere år, og det er kun et spørgsmål om tid, inden den ligger under prisen for et tilsvarende rør.

En af de ulemper, man selv kan begrænse, er den ringe overbelastning, transistoren tåler. Den er især følsom for spænding, mens muligheden for total ødelæggelse er mindre ved en stor strøm.

Sammenligning med rør.

Da radorøret kom frem i begyndelsen af dette århundrede, var muligheden for en grundig teoretisk behandling af den videnskabelige side af sagen ikke til stede. Hjælpemidlerne og erfaringerne var for små, og først langt senere kom den teoretiske kredsløbstechnik ind i billedet. Alle de erfaringer, man her har høstet under rørforskningen, kommer imidlertid nu transistoren til gode. Man har praktisk taget alle formler og parametre færdige. Det har derfor været muligt for teoretikeren at forudsige konstruktioner, som det rent mekanisk ikke har været muligt at udføre endnu.

Vil man rent elektrisk sammenligne et almindeligt rør med en almindelig transistor, vil transistoren efter den gængse opfattelse ikke kunne anvendes. På fig. 4 er vist et

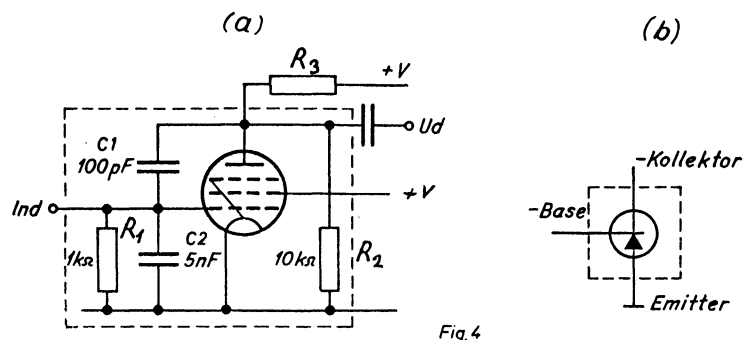


Fig. 4

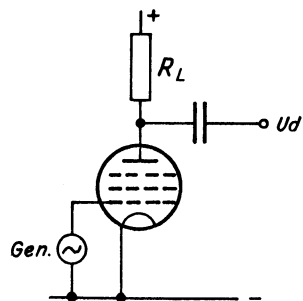
rør og en transistor, hvor røret er forsynet med modstande og kapaciteter, som får det til at minde om en transistor; men som "ødelægger" dets egenskaber. De vil nu se, at der er mange flere ting at tage hensyn til. De må blandt andet regne med effekter, indgangsstrømme, strømforstærkning, øvre grænsefrekvenser og temperaturområder. Taler man for eksempel om et rørs forstærkning, ved alle, hvad der menes hermed; men man har i virkeligheden tre forskellige former for forstærkning:

$$\begin{aligned} 1. \text{ Spændingsforstærkning} &= A_v = \frac{\Delta V_{ud}}{\Delta V_{ind}} \\ 2. \text{ Strømforstærkning} &= A_i = \frac{\Delta I_{ud}}{\Delta I_{ind}} \\ 3. \text{ Effektforstærkning} &= A_w = \frac{\Delta W_{ud}}{\Delta W_{ind}} = A_v \cdot A_i \end{aligned}$$

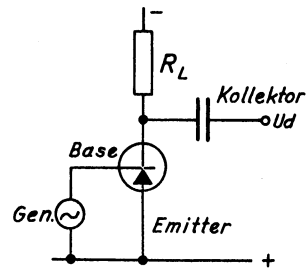
Ved et almindeligt rør er der som regel kun tale om spændingsforstærkning, idet gitterstrømmen helst skal være nul. Derved bliver punkt 2 og 3 lig med uendelig. Ved transistorer anvendes mest effektforstærkning; men alle tre former kan anvendes.

På fig. 5 er vist de tre måder, et rør kan kobles på, og samtidig er de tre tilsvarende koblingsformer for transistorer angivet med deres danske og engelske betegnelser.

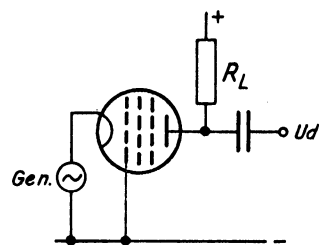
Deres anvendelsesområder er stort set de samme. Den mest almindelige opstilling er jordet emitter, hvilket svarer til, at jordet katode er den mest brugte opstilling for rør.



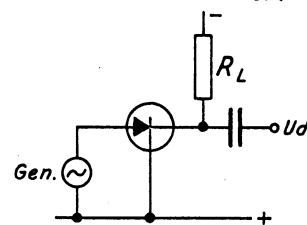
Jordet katode.



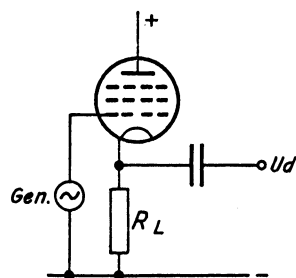
*Jordet emitter. J.E.
Common emitter.*



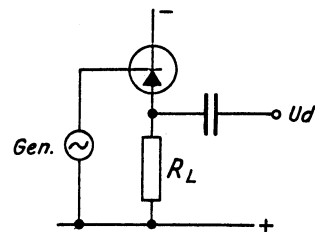
Jordet gitter.



*Jordet basis. J.B.
Common base.*



*Jordet anode.
Katode-følger.*



*Jordet kollektor. J.C.
Emitter følger.
Common collector.*

Fig. 5

Jordet basis anvendes, når man ønsker en højere øvre grænsefrekvens, end man kan opnå med en jordet emitter.

Den sidste opstilling, jordet kollektor, anvendes som impedansomsætter; det vil sige, at man har en høj indgangsimpedans og en lav udgangsimpedans.

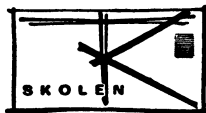
I nedenstående skema er givet de vigtigste data for de tre opstillinger. Der anvendes en L.F. transistor (Philips OC 71). De skal blot bemærke de enkelte værdier, vi vil senere vende tilbage med en mere udførlig forklaring.



	J.B.	J.E.	J.C.
$R_{ud} \Omega$	115 K.	15 K.	100
$R_{ind} \Omega$	90	700	100 K.
A_w dB	30	40	25
f_{ϕ} kHz	500	15	10
forstærkning	spænding	effekt	strøm

Til sidst angives to skemaer. I det første er fordele og ulemper stillet op summarisk. I det andet er rørets og transistorens anvendelsesområder angivet. Heraf vil De kunne se, om det kan betale sig at anvende transistorer, da det er et spørgsmål, der må afgøres i hvert enkelt tilfælde.

Fordele	Ulemper
Ingen glødestrøm	Lidt højere egenstøj
Lav kollektorspænding	Varmeafhængighed
Lang levetid	
Ingen mikrofoni	Lidt større spredning i data
Stødsikker	
Små dimensioner	
Velegnet til tryk- te kredsløb	



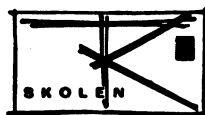
LEKTION
1201

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

2

		Rør	Germanium-transistorer	Silicium-transistorer
Frekvens- område	Hz	0 - cirka $4 \cdot 10^9$	0 - cirka $2 \cdot 10^9$	0 - $5 \cdot 10^8$
Temperatur- område	°C	+ 50 til + 120	+ 30 til + 90	+ 45 til + 200
Levetid	timer	10 000 20 000 special	over 200 000	over 200 000
Vibrationer Accellerationer	g	10	1000	1000
Spænding	V	30-50 000	0,8 - 100	1,0 - 200
Strøm	A	maksimal 200	maksimal 50	20
Effekt	W	500 000	55	100



Øvelsesopgaver.

1. Hvilken slags transistorer skal anvendes ved temperaturer over $+ 90^{\circ}\text{C}$:
a) germanium b) silicium.
2. Bruger et modtagerrør normalt indgangseffekt:
a) ja b) nej.
3. Bruger en transistor indgangseffekt:
a) ja b) nej c) sommetider.
4. Transistorens støjtal i forhold til et rør er normalt:
a) højere b) lavere c) det samme.
5. Forstærkningen i transistoren aftager normalt, når temperaturen:
a) stiger b) falder c) stiger og falder.
6. Når man ønsker at anvende en transistor med meget lille lækstrøm, anvendes en transistor af:
a) silicium b) germanium.
7. Ved transistorer regner man med:
a) spændingsforstærkning b) strømforstærkning c) effektforstærkning
d) alle former for forstærkning.
8. Gælder Ohms lov ved vekselstrøm
a) ja b) nej.

Indsendelsesopgaver.

1. Hvilket temperaturområde har en germanium transistor, og hvilket temperaturområde skal man helst begrænse anvendelsen af germanium transistorer til.
2. Forklar med egne ord og tegninger de tre koblingsformer for en transistor.
3. Forklar med egne ord, hvad der menes med spredning af transistorens data.
4. Hvilken kobling bør anvendes for en forstærkerindgang ved tilslutning af en dynamisk mikrofon ($R_1 = 5 \text{ ohm}$).

	LEKTION 1201	TRANSISTORTEKNIK	LØBE-NR. 2
-----------------------------------------------------------------------------------	------------------------	-------------------------	----------------------

5. De i fig. 4 viste komponenter ækivalerer et rør med en transistor. Hvilken virkning vil anbringelsen af disse komponenter have på et rørkredsløb.
6. Hvis forstærkertrinets output skulle tilføres et coaxialkabel, hvilken kobling (se fig. 5) ville De da anvende og hvorfor.
7. I en modstand på 5 k Ω afsættes 2 W.
Find V og I.
8. En filtermodstand har en ohmsk modstand på 10 ohm og en selvinduktion på 10 H. Find Z ved 50 Hz. Find den afsatte effekt ved en jævnstrøm på 100 mA.

Løsninger til øvelsesopgaver:
1b, 2b, 3a, 4a, 5b, 6a, 7d, 8a.

BESVARELSSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. *TR1/65 1821*

Grad/nr. *56e*
(Kun for militær) *689463*

Navn *N. Hingberg Pedersen*

Adresse *TMS Kaserne Olaf Nielsensvej København K*

Løbe nr. *2*

Lekt. nr. *1201*

Dato *31/10 65*

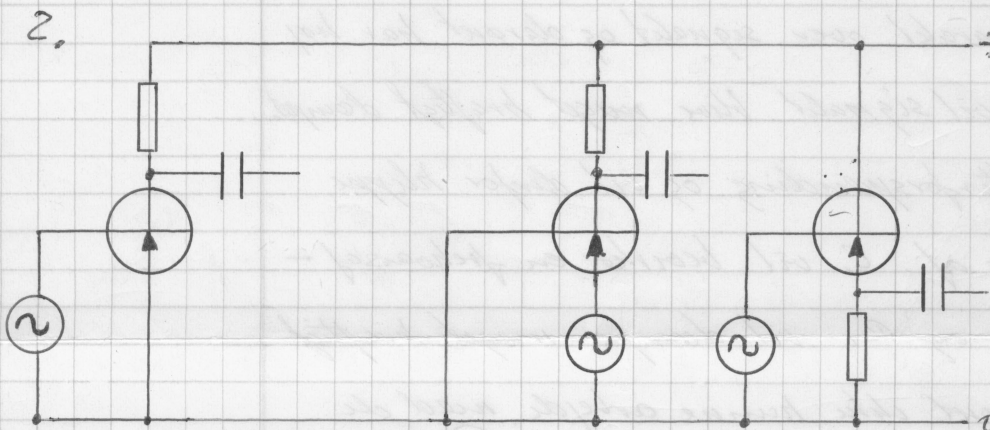
Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

I. En germanium transistor kan arbejde inde i området -40° til $+90^{\circ}\text{C}$, men arbejdsområdet bør begrænses til -10° til $+60^{\circ}\text{C}$

R



Jordet emitter, er den mest anvendte kobling

Jordet basis bruges som impedans om-sætter, den har lav indgangs impedans og høj udgangs impedans. Da basis i denne kobling virker som skærm mellem indgang og udgang så bliver det kobles signal tilbage via C.B.C. og C.E.B. er koblingen velegnet til H.F. drevs/pb

Jordet collector eller emitter følger bruges som impedans om-sætter da den har høj indgangs impedans og lav udgangs impedans

R

R

R

3. Det er umuligt at lave transistorer der er helt ens men laver derfor en serie transistorer og udvælger der-
 efter de enkelte typer efter deres parametre, men der
 kan være forskel på f.eks. strømforstærkning og tænge-
 strøm, når de bare ligger inden for visse tolerancer.

R

4. Da udgangsimpedansen skal være lille bør man an-
 vende forelet baseskobling

R

5. R_1 og R_2 ligger parallelt over signalet og derfor har høj
 udgangsmodstand vil signalet blive meget kraftigt dampet.
 Røret hører uden gitterforspænding og vil derfor klippe
 alle positive perioder af e_1 vil betyde en frekvensaf-
 hængig tilbagekobling og R_2 vil damppe meget kraftigt
 så kort sagt vil røret ikke kunne arbejde med de
 viste komponenter.

R

6. Da coaxialkabel er lavimpedant bør man anvende
 forelet kolektorkobling der har lav udgangsimpedans.

R

$$7. W = E \cdot I, \quad I = E : R, \quad W = E^2 : R,$$

$$2 = E^2 : R$$

$$I = E : R$$

$$2 \cdot 5K = E^2$$

$$I = 100 : 5K$$

$$\text{Vælt } 100 = E$$

R

$$I = 20mA$$

R

$$8. R = 10\Omega, \quad X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = \pi \cdot 2 \cdot 10 \cdot 50 = 3,14K$$

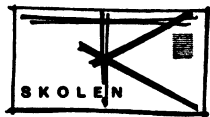
$$Z^2 = R^2 + X_L^2$$

$$Z^2 = 10^2 + 3,14K^2$$

$$Z = \sqrt{100 + 9917} = 3,14K\Omega$$

$$W = 10 \cdot 0,1^2 = 0,1W$$

Antal kiler
 Antallet af
 1165



Rettelsesblad til lektion 1207

=====

Side 11 fig. nr.18: generatorbetegnelse $k_{21} \cdot i_1$

skal være $k_{21} \cdot v_1$

Tilføjelse "parametre":

I dag kan man nogle steder støde på navnet g-parameter. Det er det samme som k-parameter.

Forklaring til indsendelsesopgave 9:

$$W_o = W_{out} = W_{ud}$$

$$W_{tab} = W_{kollektor} = W_c$$

$$\eta = \text{virkningsgrad (æta)}$$

$$W_{batteri} = W_o + W_c \text{ og } \eta = \frac{W_o}{W_{batteri}}$$

Signaturer, karakteristikker og ækvivalentdiagrammer.

Signaturer.

Da transistoren er forholdsvis ny, har man i de fleste lande endnu ikke fået indført standardsignaturer. Der findes derfor et meget stort antal signaturer at vælge imellem, og det kan være endog meget vanskeligt for den uøvede at forstå de udsendte diagrammer.

I fig. 1 ser De en række af de anvendte signaturer, hvoraf 1a og 1f efterhånden har vundet størst udbredelse. I litteraturen benyttes signaturerne såvel med som uden indramning; men det kan anbefales at anvende en indramning, idet denne letter oversigten. Alle

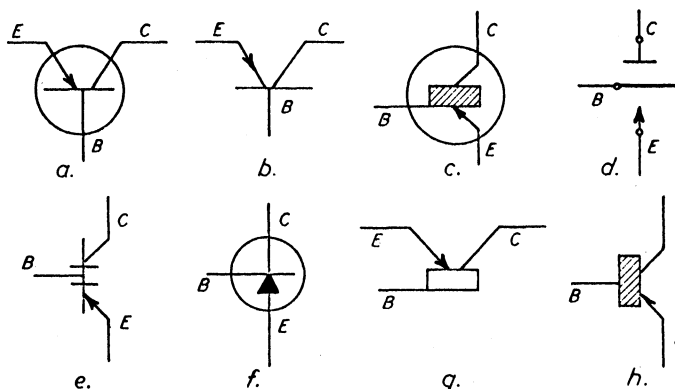


Fig. 1

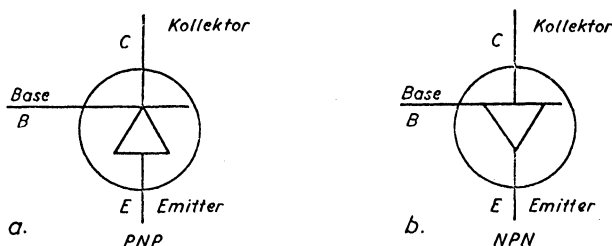


Fig. 2

de viste transistorer er af PNP typen. I fig. 2 ser De de signaturer, som vil blive anvendt i dette kursus. Det kan nævnes, at f. eks. Philips anvender dette symbol som gældende for en symmetrisk transistor. Fig. 2a viser en PNP transistor og fig. 2b en NPN transistor. I NPN transistoren vendes pilen i emitter. Signaturen er blandt andet valgt, fordi den anvendes af enkelte statsinstitutioner og desuden er meget let at tegne.

Der findes som før nævnt to principielt forskellige typer transistorer: flade-transistorer og punkt-kontakttransistorer. I nedenstående tabel er vist forskellige navne for disse typer. Denne tabel vil lette Dem forståelsen af eventuelle udenlandske artikler. I Danmark anvender mange de engelske betegnelser, hvilket er at foretrække set fra et teknisk synspunkt.

Land	Transistortype	
Danmark	Fladetr.	Punkttr.
Sverige	Skikttr.	Spetstr.
Tyskland	Flächentr.	Spitzentr.
England og U.S.A.	Junctiontr.	Point-contacttr.

Heldigvis benævnes de tre elektroder næsten ens i de ovennævnte lande. Forskellen er så ringe, at De altid vil kunne kende navnet.

Kurveblade.

For at kende et radiatorør er det som regel tilstrækkeligt at have to sæt kurver: 1) $I_a = f(V_a)$, der er anodestrøms-anodespændingskarakteristikken og 2) $I_a = f(V_g)$, der er anodestrøms-gitterspændingskarakteristikken. For transistorers vedkommende kræves 4 sæt kurver, idet man må tage hensyn til basisstrømmen. I fig. 3 er vist 4 sæt kurver for en

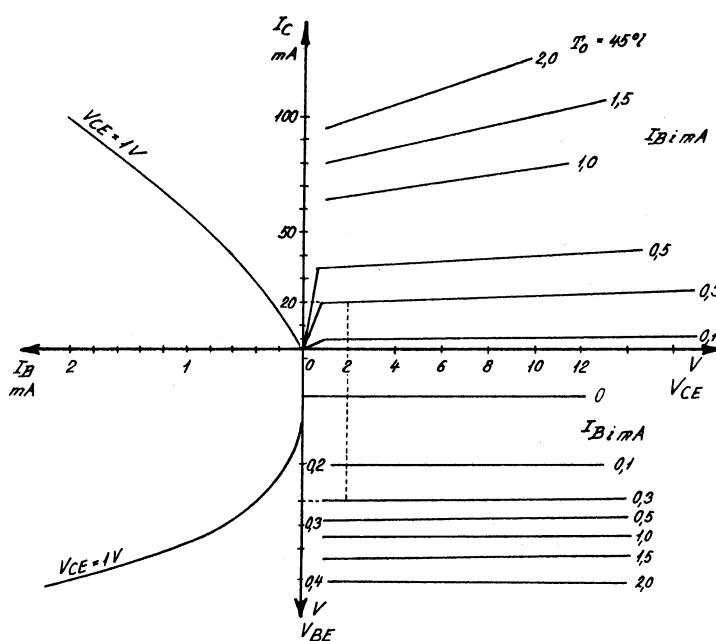


Fig. 3

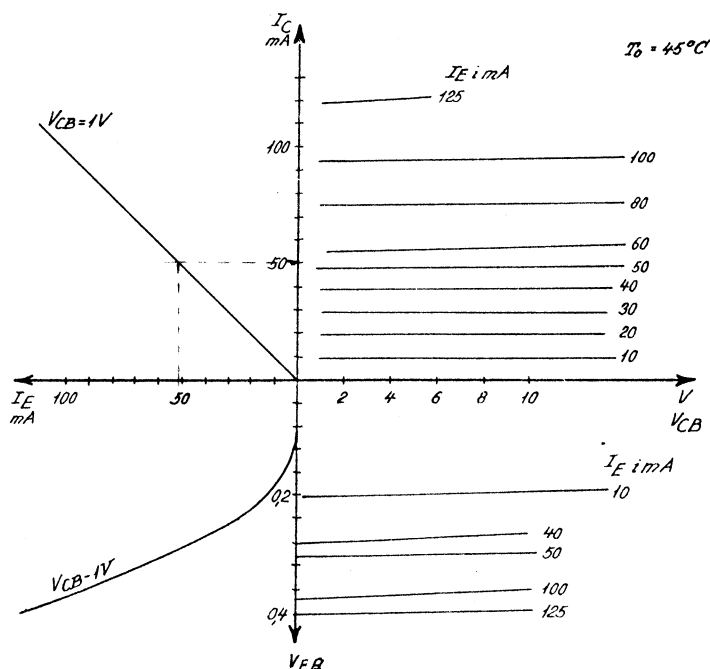


Fig. 4

almindelig transistor i jordet emitterkobling; dette er, hvad fabrikanten udsender samtidig med transistoren.

Man har her opgivet 1) I_C 's ændring som følge af I_B 's ændring ved fast kollektorspænding ($V_{CE} = k$). Udtrykt kortere bliver det, $I_C = f(I_B)$, $V_{CE} = k$. De tre andre funktioner er 2) $I_C = f(V_{CE})$ med forskellig værdier af I_B , 3) $V_B = f(I_B)$, $V_{CE} = k$ og 4) $V_B = f(V_{CE})$ med forskellige I_B værdier. I mange tilfælde anvendes kun de første to sæt kurver.

Mange fabrikanter udsender dog endnu flere kurvesæt. For eksempel et sæt for transistoren anvendt i jordet basiskobling. Der anvendes her andre værdier; men de resulterende ind- og udgangsstrømme og -spændinger er de samme, idet transistoren ikke jævnstrømsmæssigt kan mærke, om den arbejder i jordet base eller jordet emitter. Jævnfør et almindeligt radiatorør, hvor De for en bestemt jævnspænding mellem gitter og katode har en given anodestrøm ved en bestemt anodespænding, og det uanset, om De anvender røret som katodefølger eller som en almindelig forstærker. Alle de viste kurver gælder ved een bestemt temperatur. Ændres temperaturen, ændres kurverne; men dette vil De lære mere om senere.

I et lille eksempel skal De nu se, hvorledes disse kurver kan anvendes. Fig. 5 viser

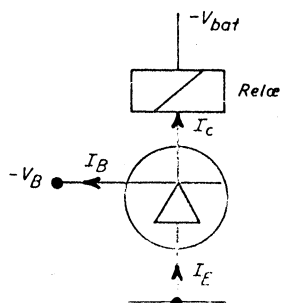


Fig. 5

en transistor med et relæ i kollektoren. Koblelsen anvendes, når styreeffekten, der er til rådighed, er ringe. Relæet har to stillinger: 1) arbejdsstilling - her skal transistoren trække strøm, relæet er trukket. 2) hvilestilling - transistoren trækker ingen strøm, relæet er ikke trukket. Følgende er givet:

$$V = 12 \text{ volt}, \quad \text{Relæ: } 20 \text{ mA}, \quad 10 \text{ volt}, \quad 500 \text{ ohm}.$$

I stilling 2) skal I_C være 0 mA. I_B må derfor også være 0 mA, og V_C får den fulde batterispænding + 12 volt. I stilling 1) skal $I_C \geq I_{\text{relæ}} = 20 \text{ mA}$. Spændingen på kollektor, V_C , bliver derfor $12 + 0,020 \cdot 500 = 2 \text{ volt}$. For at finde basisstrømmen må vi se på $I_C - V_C$ karakteristikken i fig. 3. Ved en kollektorspænding på 2 volt og en kollektorstrøm på 20 mA fås en basisstrøm på mindst 0,3 mA. Derefter opsøges kurven for $V_{BE} = f(V_C)$, hvor vi finder $V_C = 2 \text{ volt}$ og den linie, som giver $I_B = 0,3 \text{ mA}$. På den lodrette akse aflæses værdien for $V_{BE} = 0,25 \text{ volt}$. I relæets hvilestilling er $V_C = 12 \text{ volt}$, og spørgsmålet er nu, om en basisstrøm på 0,3 mA er nok til ved denne spænding at give en kollektorstrøm på 20 mA. Ja - kurven viser, at I_C er meget lidt afhængig af V_C , og først når denne er under 1 volt falder I_C stærkt. Vi har på denne måde ved hjælp af en indgangseffekt på $0,3 \text{ mA} \cdot 0,25 \text{ volt} = 0,075 \text{ mW}$ styret en effekt på $20 \text{ mA} \cdot 10 \text{ volt} = 200 \text{ mW}$.

Varmeberegning.

Som før nævnt er transistorens karakteristikkere meget afhængig af temperaturen, det gælder derfor altid om at kende denne. Transistorens temperatur er summen af to størrelser: omgivelsernes temperatur + den indvendige temperatur. Den indvendige temperatur er en følge af den effekt, der afsættes i transistoren. Da den største spænding ligger fra kollektor til base, vil den største effekt afsættes i deres grænseområde. Man taler om kollektortab og dermed følgende junction-temperatur (fladetemperatur eller grænsetemperatur). Denne temperatur må ikke overstige $+90^\circ\text{C}$, den er dog afhængig af det anvendte fabrikat, idet angivelserne svinger mellem $+65^\circ\text{C}$ og $+95^\circ\text{C}$.

Junction-temperaturen kan ikke måles direkte, den kan kun beregnes. De vil få at se, hvordan junction-temperaturen beregnes ved måling af spærrestømmen i kollektor-base dioden. Her vil vi angive en metode til indirekte måling og beregning. På fig. 6 ser De en effekttransistor. Der er vist en stor køleplade af kobber, hvortil kollektoren er fastgjort. På denne måde får man bedst den afsatte effekt i kollektor fjernet. For at forbedre kølingen kan man benytte et aluminiumchassis til at spænde kobberpladen fast på. Kobberpladens størrelse og sverhedsgrad betyder meget for afkølingen og dermed for junctiontemperaturen.

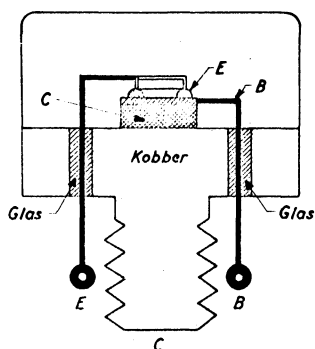


Fig. 6

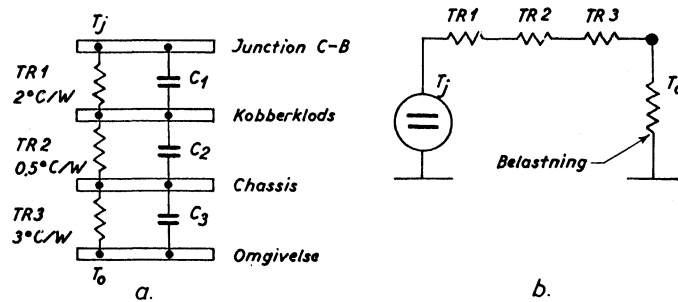


Fig. 7

På fig. 7a ses temperaturfaldet fra junction til omgivelserne afbildet som et elektrisk kredsløb, hvor temperaturfaldet mellem junction - kobberplade - chassis - omgivelser sammenlignes med spændingsfaldet over forskellige modstande. Den frembragte varme i junction sammenlignes med en elektrisk strøm, og omgivelserne med forbrugeren eller belastningen, se fig. 7b. For at få overført den største mulige effekt fra T_j til T_o må modstanden i ledningen være lille. Herved bliver spændingsfaldet i ledningen ringe, og i det ideelle tilfælde vil spændingen over generator og belastning være den samme.

Fabrikkens konstruktion er afgørende for størrelsen af TR_1 , mens det er konstruktørens opgave at gøre TR_2 og TR_3 så små som muligt; vi vil senere komme ind på, hvordan.

I fabrikkens datablade kan De finde en værdi, der hedder Thermal Resistance eller varmemodstanden, angivet i $^{\circ}\text{C}$ pr. watt effekttab i kollektor. I fig. 7a ser De nogle typiske værdier for temperaturfaldet i transistoren. TR_1 er opgivet af fabrikanten, TR_2 bestemmes af varmeledningen mellem transistor og chassis, og TR_3 , som er varmeledningen mellem chassis og omgivelserne, er afhængig af chassisets materiale, størrelse og sværhedsgrad. Efter nedenstående formel kan man beregne junction-temperaturen ved en given omgivelsestemperatur:

$$T_j = T_o + (TR_1 + TR_2 + TR_3) W_c$$

Her betyder

T_j - Junction-temperatur i $^{\circ}\text{C}$.

T_o - Den omgivende lufts temperatur i $^{\circ}\text{C}$, som regel stuetemperatur eller temperaturen i det kabinet, hvor opstillingen er monteret.

TR - Varmemodstanden i $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ eller $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$

W_c - Den i kollektor afsatte varme i W eller mW

De får nu et lille eksempel, som viser anvendelsen af formlen. Vi har et udgangstrin, hvori der afsættes 10 W, og ønsker at anvende en bestemt transistor med følgende værdier: $TR_1 = 2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ og $T_j = 85^{\circ}\text{C}$. Spørgsmålet er så, om transistoren kan anvendes dels ved en stuetemperatur på 25°C og dels i et skab, hvor temperaturen er 45°C . $TR_2 = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ og $TR_3 = 3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ får vi fra fig. 7a.

Ved 25°C er

$$T_j = 25 + (2 + 0,5 + 3) 10 = 25 + 55 = \underline{80^{\circ}\text{C}}$$

Da maksimumtemperaturen er 85°C kan transistoren anvendes.

Ved 45°C er

$$T_j = 45 + (2 + 0,5 + 3) 10 = 45 + 55 = 100^{\circ}\text{C}$$

Maksimumtemperaturen er langt overskredet, og transistoren kan derfor ikke anvendes. Vi må enten finde en større transistor med et bedre TR_1 eller anvende et større og tykkere chassis. Som en tredje mulighed kan vi nedsætte effekten. Til beregning af den maksimale tilladelige effekt benyttes den førnævnte formel, som efter omregning bliver følgende:

$$W_C = \frac{T_j - T_o}{TR_1 + TR_2 + TR_3} = \frac{85 - 45}{5,5} = 7,25 \text{ W}$$

TR_2 består i reglen af en tynd glimmerskive, som har en tykkelse på $0,05 \text{ mm}$ og en varmemodstand på $0,4 - 0,5^{\circ}\text{C/W}$. Værdien af TR_3 kan De finde i fig. 8, som viser TR_3 som funktion af forskellige pladers tykkelse og areal.

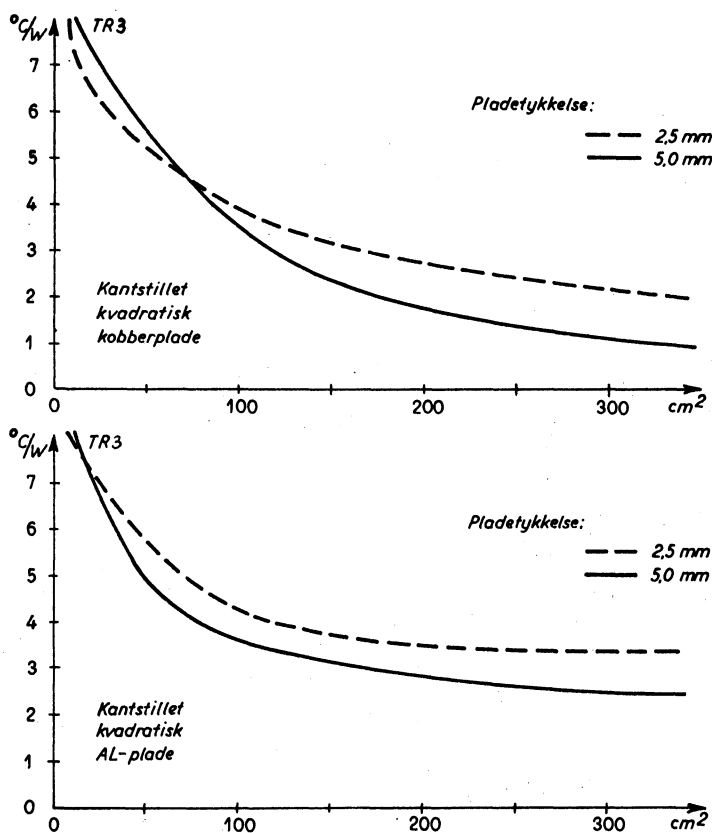


Fig. 8

TR_1 værdierne benævnes af Philips med bogstavet K, mens Intermetall angiver varmelednings-
evnen $\left(\frac{1}{TR}\right)$ som $\frac{1}{\alpha} = \text{W}/^{\circ}\text{C}$. Siemens og Telefunken kalder TR_1 for henholdsvis varmemod-
stand og R_i termisch.

I nedenstående tabel ser De nogle værdier for almindelige transistorer.

Transistor	OC 308	2N 257	OC 72	OC 30	OC 16	2N 441	
Firma	Interme- tall	Interme- tall	Philips	Philips	Philips	Delco	
TR_1	0,3	/	0,3	/	/	/	$^{\circ}\text{C}/\text{mW}$
TR_1	/	2	/	7,5	1	0,7	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Ækvivalentdiagrammer og småsignalsparametre.

På samme måde, som der findes ækvivalentdiagrammer eller erstatningsdiagrammer for et rør, har man tilsvarende diagrammer for transistorer. Et ækvivalentdiagram for et rør eller en transistor er et diagram af et elektrisk kredsløb, som erstatter eller ligner det pågældende rør eller transistor.

Betragter vi en transistor som en lukket kasse, en såkaldt firpol, behøver vi ikke at interessere os for, hvad den indeholder, blot vi ved, hvordan ind- og udgangsspændinger- og strømme afhænger af hinanden. På fig. 9 ser De en sådan kasse. Hvis man ved, hvordan v_1 , i_1 , v_2 , og i_2 er afhængige af hinanden, kan man ved hjælp af visse formler beregne alt af interesse, for eksempel ind- og udgangsimpedanser, forstærkning og frekvensområde. De omtalte spændinger og strømme er vekselspændinger og vekselstrømme. Inden vi begynder at måle, skal vi indstille transistoren til det ønskede arbejdspunkt. For eksempel er et meget almindeligt arbejdspunkt for en L.F. transistor $I_C = 3 \text{ mA}$ og $V_{CE} = + 2 \text{ volt}$, se fig. 10.

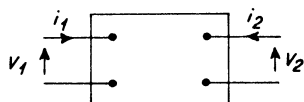


Fig. 9

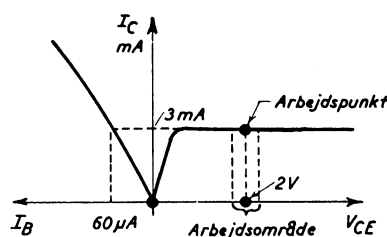


Fig. 10

Da kurven kun kan betragtes som retlinet på et lille stykke, gælder beregningerne blot i et snævert område omkring arbejdspunktet. Værdierne kan derfor ikke anvendes på udgangsforstærkere, men kun på forstærkertrin med små signaler.

Kort efter transistorens fremkomst viste de første ækvivalentdiagrammer sig. Disse var ret anvendelige til punkttransistorer, men kunne meget dårligt anvendes til fladetransistorer. I fig. 11 ser De et typisk, ældre ækvivalentdiagram, den såkaldte T-leder, for en L.F.-transistor i jordet base. Der er benyttet en konstant spændingsgenerator til at angive forstærkningen. I fig. 12 ses et ældre ækvivalentdiagram med en konstant strømgenerator.

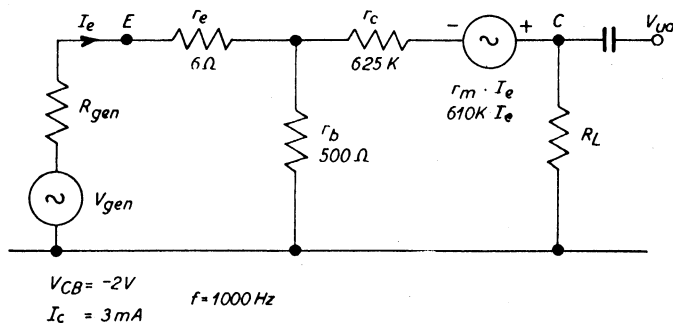


Fig. 11

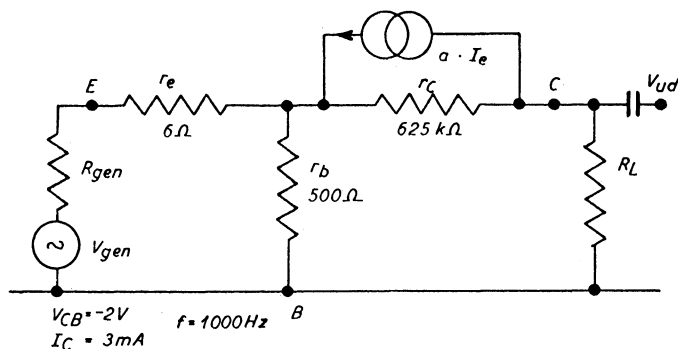


Fig. 12

Transistoren er vist i jordet base, som var den mest benyttede opstilling i begyndelsen.

Det gælder for begge diagrammer, at de kun kan anvendes ved lave frekvenser. Ved højere frekvenser end for eksempel 10 kHz vil kapaciteterne begynde at spille en rolle. Størrelsen α i fig. 12 finder De stadig i nyere diagrammer. Den er næsten identisk med en størrelse, som hedder α og kaldes transistorens kortslutningsstrømforstærkning i J.B., udtrykt ved

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad \text{med udgan-}$$

gen vekselstrømmæssigt kortslettet til stel. Sagt på en lidt anden måde angiver α det tal, man skal multiplicere emitterstrømmen med for at få kollektorstrømmen. Hvis $I_E = 1$ Amp. og $\alpha = 0,98$, bliver $I_C = 1 \cdot 0,98 = 0,98$ Amp. Værdien af α er for de dårligste transistorer 0,950 og for de bedste 0,995. Kortslutningsstrømforstærkningen i jordet emitter hedder β , men benævnes også α', α_E eller h'_{21} .

Størrelsen er defineret som $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ med udgangen vekselstrømmæssigt kortslettet til stel. Den indbyrdes afhængighed mellem de to størrelser er $\beta = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$.

β er ca. 10 for de dårligste og ca. 200 for de allerbedste transistorer. En almindelig L.F. transistor har et β på 75, hvilket vil sige, at såfremt basisstrømmen er 20 μ A, bliver kollektorstrømmen $75 \cdot 20 = 1500 \mu$ A = 1,5 mA.

Parametre.

Ordet parameter benyttes i matematikken til betegnelse for hjælpestørrelser og konstanter. Man siger for eksempel: Vi vil optage et sæt kurver over anodestrømmen som funktion af gitterspændingen med anodespændingen som parameter. Her er I_a og V_g de størrelser, man ændrer, mens V_a holdes på en fast værdi. Der findes flere former for parametre, for eksempel h - y - z og k, hvoraf den i datablade mest benyttede er h-parameteren. Ved h-parameteren ændres v_1, i_1, v_2, i_2 , mens h er konstante, faste værdier, som bestemmes af arbejds punktet. Ved hjælp af formler kan man regne om fra en parameter til en anden parameter. Ligeledes kan de ældre ækvivalentdiagrammer regnes om til h - y - z eller k parametre. Beregning af disse størrelser kaldes matrixregning.

Det erstatningsdiagram, som hører til h-parameteren, er vist i fig. 13. Den stiplede linie indrammer firpolen, hvor h_{11} er en modstand og h_{22} en ledningsevne; $h_{12} \cdot v_2$ er en konstantspændingsgenerator og $h_{21} \cdot i_1$ en konstantstrømsgenerator. Vi kan derpå opstille to lig-

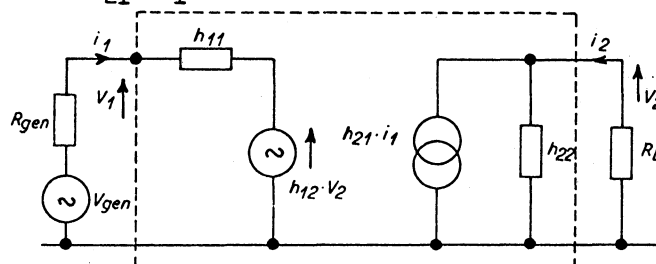


Fig. 13

ninger, som angiver de to strømme (i_1 og i_2) og spændingers (v_1 og v_2) afhængighed af hinanden.

$$I. \quad v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$$

$$II. \quad i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2$$

De ser, at h er nummereret efter dets plads i ligningen. Tallet læses som for eksempel h - et - et og ikke h - elleve, h - to - et og ikke h - enogtyve. For at løse de to ligninger I og II må vi isolere de enkelte h 'er.

I fig. 14a har vi kortsluttet udgangen rent vekselstrømsmæssigt til stel, og udgangsspændingen bliver derfor 0 volt, det vil sige, at $v_2 = 0$ volt. Af ligning I får vi

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot 0,$$

der giver $h_{11} = \frac{v_1}{i_1}$, som er indgangsmodstanden ved $v_2 = 0$ volt. Af ligning II fås:

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot 0 = h_{21} \cdot i_1, \quad \text{hvoraf} \quad h_{21} = \frac{i_2}{i_1}, \quad \text{der kaldes kortslutnings-}$$

strømførstærkningen og er et rent tal.

Et praktisk eksempel på en firpol med kortsluttet udgang ser De i fig. 14b, som viser et forstærkertrin med en kapacitet, der kortslutter vekselspændingen i kollektor til stel.

I stedet for kortslutningen anbringer vi derpå en stor impedans i indgangen, se fig. 15a. Herved bliver indgangsstrømmen så lille, at vi helt kan se bort fra den. Af ligning I fås derpå:

$$v_1 = h_{11} \cdot 0 + h_{12} \cdot v_2 = h_{12} \cdot v_2$$

$$h_{12} = \frac{v_1}{v_2}, \quad \text{som er den brøkdel af udgangsspændingen, der føres tilbage på indgangen (tilbagekobling).}$$

Ligning II giver:

$$i_2 = h_{21} \cdot 0 + h_{22} \cdot v_2 = h_{22} \cdot v_2$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{v_2}, \quad \text{som kaldes udgangsledningsevnen med åben indgang.}$$

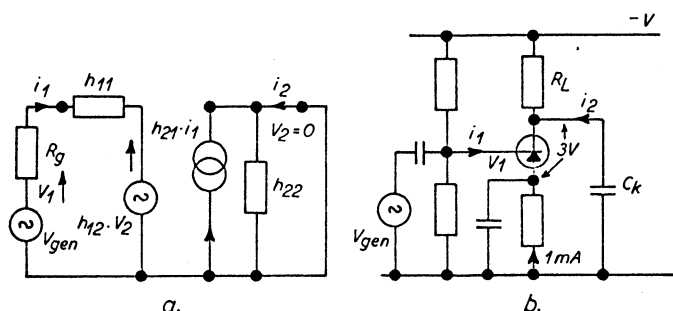


Fig. 14

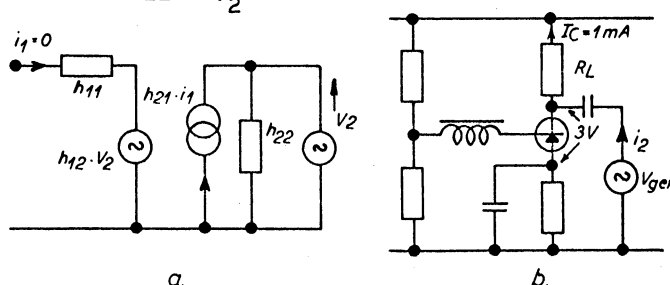


Fig. 15

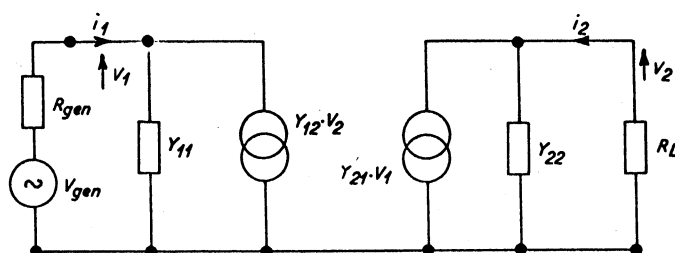


Fig. 16

Fig. 15 b viser som eksempel et forstærkertrin med en selvinduktion i indgangen. Selvinduktionen giver jævnstrømsgennemgang, men virker som en uendelig stor modstand over for vekselstrømme.

I begyndelsen vil det måske være lidt fremmed for Dem at skulle regne med både modstande og ledningsevner; men rent måleteknisk er det en fordel at anvende begge dele. Endvidere er det en fordel, at forstærkning og tilbagekobling er rene tal. h-parameteren kaldes også den blandede parameter (hybride) og anvendes især til beregning af lavfrekvens kredsløb.

Til beregning ved højere frekvenser anvendes mest y-parameteren, hvis er-

statningsdiagram er vist i fig. 16. Man kan igen opstille to ligninger for afhængigheden mellem strømmene og spændingerne.

$$I. \quad i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2$$

$$II. \quad i_2 = y_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2$$

På samme måde som før kan man kortslutte udgangen og derefter udlede følgende to formler:

$$I. \quad i_1 = y_{11} \cdot v_1 + 0$$

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1}, \quad \text{som er en ledningsevne.}$$

$$II. \quad i_2 = y_{21} \cdot v_1 + 0$$

$$y_{21} = \frac{i_2}{v_1}$$

Enkelte fabrikanter angiver i deres datablade værdien y_{21} , idet denne minder om et rørs

stejlhed:

$$y_{21} = \frac{i_2}{v_1} = \frac{\text{mA}}{\text{V}} = \text{S.}$$

Mens værdierne i h-parameteren er rent ohmske, er værdierne i y-parameteren ofte sammensat af en kapacitet og en modstand. Fra y-parameteren er der ikke langt til et andet ækvivalentdiagram, som anvendes ved højfrekvens: π -diagrammet. Dette vil De høre mere om i en senere lektion.

Til slut vil vi angive to andre parametre, z og k, og deres ligninger, som De kan møde i datablade. I fig. 17

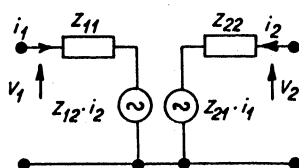


Fig. 17

z-parameteren.

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$$

$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$$

og i fig. 18

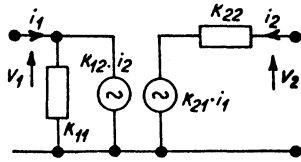


Fig. 18

k-parameteren.

$$i_1 = k_{11} \cdot v_1 + k_{12} \cdot i_2$$

$$v_2 = k_{21} \cdot v_1 + k_{22} \cdot i_2$$

k-parameterens ligninger anvendes især ved beregning af emitterfølger (J.C.).

Parameterligningerne gælder, hvad enten transistoren arbejder i J.B., J.E. eller J.C., dog har de enkelte størrelser ikke samme værdier. Inden De får et par eksempler på anvendelsen af parameterværdier ved beregning af en transistorforstærker, vil vi angive en række formler, De kan anvende, idet vi minder Dem om, at de enkelte parameterværdier kun gælder for det arbejds punkt, hvori de er målt, samt, at det drejer sig om vekselspændinger- og strømme, og at alle formler kan omregnes til at gælde for andre parametre.

Indgangsmodstand.

$$R_{ind} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

(Δh er en meget anvendt forkortelse for $h_{11} \cdot h_{22} + h_{21} \cdot h_{12}$)

Udgangsmodstand.

$$R_{ud} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_{gen}}{\Delta h + h_{22} \cdot R_{gen}}$$

Strømforstærkning.

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

Spændingsforstærkning.

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}$$

Effektforstærkning.

$$A_w = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + R_L \cdot \Delta h)}$$

I det ideelle tilfælde med tilpasning i udgang og indgang er formlerne reduceret meget:

$$R_{\text{gen}} = R_{\text{ind}} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}}$$

$$R_L = R_{\text{ud}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}}$$

Formlerne er uafhængige af den anvendte kobling. Man angiver ved et mærke, hvilken kobling parametrene er målt i. Desværre er der heller ikke her nogen standard, vi vil benytte de i nedenstående eksempel understregede betegnelser.

J.B.	J.E.	J.C.
<u>h_{11}</u>	<u>h'_{11}</u>	<u>h''_{11}</u>
h_{11}	h_{11}'	h_{11}''
h_{11b}	h_{11e}	h_{11c}
h_{11}^b	h_{11}^e	h_{11}^c

Der er enkelte fabrikker, der har indført en bogstavbetegnelse, som intet har med ideen i parameterberegninger at gøre. Et eksempel skal anføres:

$$h_i = h_{11}, \quad h_r = h_{12}, \quad h_f = h_{21}, \quad h_o = h_{22}.$$

Som beregningseksempel anvendes en typisk L.F.transistor, Philips OC 71, som først er anvendt i J.B. og derefter i J.E. Diagrammerne for de to opstillinger er vist i fig. 19.

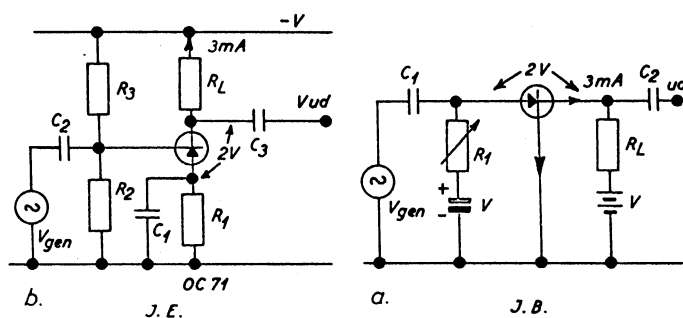


Fig. 19

Jordet base:

I fig. 19a indstilles arbejds punktet med modstanden R_L . Kapaciteterne C_1 og C_2 spærrer for jævnspændingen. Fabrikken op-giver følgende værdier:

Arbejds punkt - $V_{CE} = + 2$ volt og
 $I_C = 3$ mA, $f = 1$ kHz, $t_{\text{omgivelse}} = 25^\circ\text{C}$.

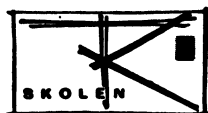
$$h_{11} = 17 \text{ ohm}$$

$$h_{21} = \div 0,979 = \alpha$$

$$h_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{22} = 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ siemens}$$

heraf findes, at



$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} \div h_{12} \cdot h_{21} = 17 \cdot 1,6 \cdot 10^{+6} \div 8 \cdot 10^{+4} (+0,979) = \underline{8,07 \cdot 10^{+4}}$$

dernæst de optimale værdier (det vil sige tilpasning),

$$R_{ud} = R_L = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h \cdot h_{22}}} = \sqrt{\frac{17}{8,07 \cdot 10^{+4} \cdot 1,6 \cdot 10^{+6}}} = 1,14 \cdot 10^5 = \underline{114 \text{ kohm}}$$

$$R_{ind} = R_{gen} = \sqrt{\frac{\Delta h \cdot h_{11}}{h_{22}}} = \sqrt{\frac{8,07 \cdot 17 \cdot 10^{+4}}{1,6 \cdot 10^{+6}}} = \underline{93 \text{ ohm}}$$

Effektforstærkning:

$$A_w = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + R_L \cdot \Delta h)} = \frac{(+0,979)^2 \cdot 114 \cdot 10^3}{(1 + 1,6 \cdot 10^{+6} \cdot 1,14 \cdot 10^5)(17 + 1,14 \cdot 10^5 \cdot 8,07 \cdot 10^{+4})} =$$

840 gange, svarende til 29,2 dB.

Ved samme arbejds punkt beregnes de tilsvarende værdier for

Jordet emitter:

Se fig. 19b. Her indstilles arbejds punktet med modstandene R_1 , R_2 og R_3 .

Kapaciteten C_1 afkobler modstanden R_1 .

Fabrikken opgiver følgende værdier:

$$h'_{11} = 800 \text{ ohm}$$

$$h'_{12} = 5,4 \cdot 10^{+4}$$

$$h'_{21} = 47 = \beta$$

$$h'_{22} = 80 \cdot 10^{+6} \text{ siemens.}$$

heraf findes, at

$$\Delta h' = h'_{11} \cdot h'_{22} \div h'_{21} \cdot h'_{12} = 800 \cdot 80 \cdot 10^{+6} \div 47 \cdot 5,4 \cdot 10^{+4} = \underline{38,5 \cdot 10^{+3}}$$

$$R_{ud} = R_L = \sqrt{\frac{h'_{11}}{\Delta h' \cdot h'_{22}}} = \sqrt{\frac{800}{38,5 \cdot 10^{+3} \cdot 80 \cdot 10^{+6}}} = \underline{16 \text{ kohm}}$$

$$R_{ind} = R_{gen} = \sqrt{\frac{\Delta h' \cdot h'_{11}}{h'_{22}}} = \sqrt{\frac{38,5 \cdot 10^{+3} \cdot 800}{80 \cdot 10^{+6}}} = \underline{622 \text{ ohm}}$$

$$A_w = \frac{h'_{21} \cdot R_L}{(1 + h'_{22} \cdot R_L)(h'_{11} + R_L \cdot \Delta h')} = \frac{47^2 \cdot 16 \cdot 10^3}{(1 + 80 \cdot 10^{+6} \cdot 16 \cdot 10^3)(622 + 16 \cdot 10^3 \cdot 38,5 \cdot 10^{+3})} =$$

10800 gange, svarende til 40,5 dB.

De vil i fabrikkens datablade ofte finde en størrelse, der kaldes transistorens grænsefrekvens. Denne størrelse er defineret som den frekvens, hvor værdien af α ved 1000 Hz er

faldet 3 dB ($\sqrt{2}$ gange). De har tidligere set, at $\alpha = h_{21}$ for J.B. I de fleste nyere datablade er grænsefrekvensen for $h'_{21} = \beta$ også opgivet; den er i de fleste tilfælde mellem 10 - 50 gange mindre.

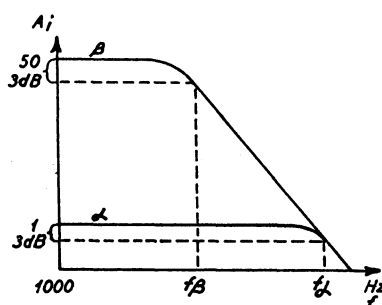


Fig. 20

På fig. 20 ser De en kurve over α og β 's variation med frekvensen.

I nedenstående tabel er de beregnede værdier for R_L , R_{ind} og A_w vist, så man kan sammenligne dem. Det er størrelser, De bør huske, da De vil møde dem mange gange i den daglige omgang med transistorer.

Mange fabrikker anvender endnu en definition på grænsefrekvensen: den frekvens hvor $\beta = 1$. Denne værdi ligger lidt under den værdi, man har for f_α .

	J.B.	J.E.	
R_L	114	16	kohm
R_{ind}	93	622	ohm
A_w	840	10800	gange

Hidtil har hver transistorfabrik benyttet mere eller mindre tilfældige bogstaver og tal til betegnelse for transistorer. F. eks. OC 44, TF 65 eller 2N441. I Europa er man nu blevet enige om at anvende en betegnelse, der minder om den, der anvendes for rør. Transistorerne inddeles efter anvendelse og grundstof. Betegnelse og inddeling er vist i det følgende:

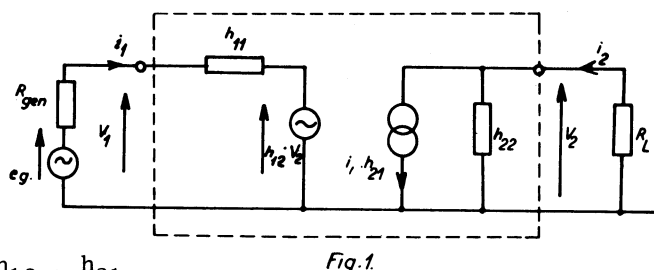
1. Transistorer til brug i radio- og den øvrige underholdningsindustri betegnes med typenummer bestående af to bogstaver og tre tal.
2. Transistorer til "professionelt brug", f. eks. tællere, måleudstyr m.m. betegnes med tre bogstaver og to tal.
3. Betydning af 1. bogstav:
 - A - Ge-diode og PNP transistor
 - B - Si-diode og PNP transistor
 - N - Ge-NPN transistor
4. Betydningen af 2. bogstav:
 - A - Diode
 - C - Transistor for L.F.
 - D - Transistor for L.F. effekt
 - F - H.F. transistor
 - L - H.F. effekt transistor
 - P - Foto halvledere
 - S - Switch
 - T - Thy
 - Y - Effekt diode
 - Z - Reference diode

TILLÆG TIL LEKTION 1207

h-parameter

I lektion 1207 har vi omtalt h-parametrene og angivet forskellige formler uden nærmere at begrunde disse. Vi vil i dette tillæg vise Dem, hvordan enkelte af disse formler fremkommer, og med den fornødne matematiske viden vil De let kunne fortsætte disse regninger og udlede de resterende udtryk.

Fig. 1, som er identisk med fig. 13 i lektion 1207, viser det erstatningsdiagram, som hører til h-parameteren.



Det hertil hørende matrix-udtryk er:

$$1) v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$$

$$2) i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2$$

$$\text{og pr. definition er } \Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Af fig. 1 kan udledes, at

$$3) v_2 = -i_2 \cdot R_L$$

3) indsættes i 2), og man får

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 - h_{22} \cdot R_L \cdot i_2$$

$$i_2 (1 + h_{22} \cdot R_L) = h_{21} \cdot i_1$$

$$4) A_1 = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

Hvilket er strømforstærkningen. Indgangsimpedansen findes af 3), som omskrives til

$$5) i_2 = \frac{-v_2}{R_L}$$

som indsættes i 2)

$$-\frac{v_2}{R_L} = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2$$

$$-v_2 \left(\frac{1}{R_L} + h_{22} \right) = h_{21} \cdot i_1$$

$$6) v_2 = -\frac{h_{21} \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22}} \cdot i_1$$

6) indsættes i 1)

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 - \frac{h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22}} \cdot i_1$$

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{h_{11} + h_{22} \cdot h_{11} \cdot R_L - h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22}} = \frac{h_{11} + R_L (h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21})}{1 + R_L \cdot h_{22}}$$

$$7) R_{ind} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + R_L \cdot h_{22}}$$

Ved beregning af spændingsforstærkningen A_v indsætter man 3) i 2) og reducerer:

$$h_{21} \cdot i_1 = -\left(\frac{v_2}{R_L} + h_{22} \cdot v_2\right) = -v_2 \left(\frac{1}{R_L} + h_{22}\right) = -v_2 \frac{1 + R_L \cdot h_{22}}{R_L}$$

$$8) i_1 = -v_2 \frac{1 + h_{22} \cdot R_L}{R_L \cdot h_{21}}$$

8) indsættes i 1)

$$v_1 = -h_{11} \left(\frac{1 + h_{22} \cdot R_L}{R_L \cdot h_{21}}\right) v_2 + h_{12} \cdot v_2$$

$$v_2 \left(h_{12} - \frac{h_{11} + h_{11} \cdot h_{22} \cdot R_L}{R_L \cdot h_{21}}\right) = v_1$$

$$v_2 \left(\frac{h_{12} \cdot R_L \cdot h_{21} - h_{11} - h_{11} \cdot h_{22} \cdot R_L}{R_L \cdot h_{21}}\right) = v_1$$

$$v_2 = -v_1 \frac{R_L \cdot h_{21}}{R_L (h_{11} \cdot h_{22} - h_{21} \cdot h_{12}) + h_{11}}$$

$$9) A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{R_L \cdot h_{21}}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}$$

Formlen for effektforstærkningen, A_w , findes ved at tage produktet

$$10) A_w = A_i \cdot A_v$$

Ved beregning af udgangsimpedansen, R_{ud} , finder vi af fig.1,

$$11) v_1 = e_g - R_{gen} \cdot i_1$$

11) indsættes i 1)

$$e_g - R_{gen} \cdot i_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$$

$$h_{11} \cdot i_1 + R_{gen} \cdot i_1 = e_g - h_{12} \cdot v_2$$

$$12) i_1 = \frac{e_g}{h_{11} + R_{gen}} - \frac{h_{12}}{h_{11} + R_{gen}} \cdot v_2$$

12) indsættes i 2)

$$i_2 = h_{21} \frac{e_g}{h_{11} + R_{gen}} - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11} + R_{gen}} \cdot v_2 + h_{22} \cdot v_2$$

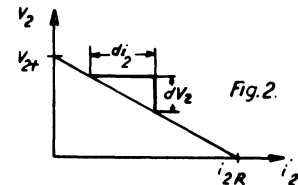
Dette udtryk differentieres med hensyn til v_2 :

$$\frac{1}{R_{ud}} = \frac{di_2}{dv_2} = 0 - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11} + R_{gen}} + h_{22}$$

$$\frac{1}{R_{ud}} = \frac{h_{22}(h_{11} + R_{gen}) - h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11} + R_{gen}}$$

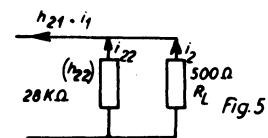
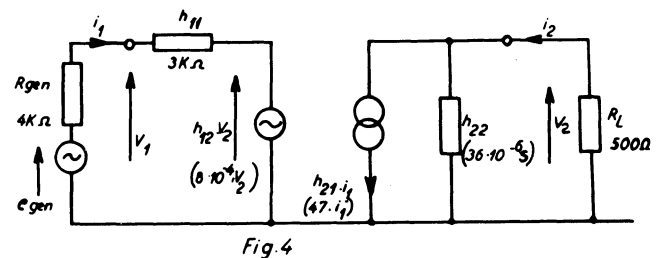
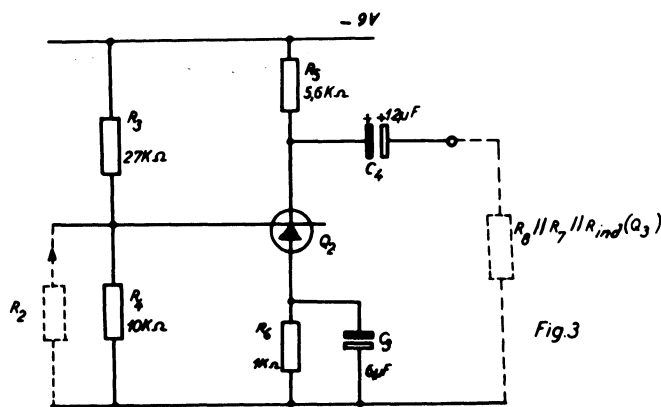
$$R_{ud} = \frac{h_{11} + R_{gen}}{h_{22} \cdot h_{11} + h_{22} \cdot R_{gen} - h_{21} \cdot h_{12}}$$

$$13) R_{ud} = \frac{h_{11} + R_{gen}}{\Delta h + h_{22} \cdot R_{gen}}$$



I denne forbindelse må De være opmærksom på, at R_{ud} ikke er det samme som R_L ,

idet $R_L = \frac{-v_2}{i_2}$, mens $R_{ud} = \frac{dv_2}{di_2}$ eller $R_{ud} = \frac{v_{2tomgang}}{i_{2kortslutning}}$, se fig. 2.



Vi vil ikke her komme ind på beregningen af R_L og R_{ud} samt R_{gen} og R_{ind} ved tilpasning, da det er meget sjældent, man har tilpasning. I stedet for skal vi prøve at anvende h-parameter-værdierne på et kredsløb, idet vi vil prøve at tillemppe dem, så det simpelt lader sig gøre at anvende beregningerne i praksis.

Vi tager eksemplet fra lektion 1203 side 8: Beregning af Q_2 . Opstillingen vises på fig. 3, idet vi kun har medtaget en del af diagrammet. Dette diagram kan omformes til erstatningsdiagrammet for kredsløbet, fig. 4.

h-parameter-værdierne var

$$h_{11} = 3 \text{ k}\Omega \quad h_{12} = 8 \cdot 10^{-4} \quad h_{21} = 47 \quad h_{22} = 36 \cdot 10^{-6} \text{ S} \quad \Delta h = 70 \cdot 10^{-3}$$

$$R_L = 500 \text{ }\Omega \quad R_{gen} = R_3 // R_4 // R_2 = 27 \text{ k} // 10 \text{ k} // 10 \text{ k} = 4,2 \text{ k}\Omega \sim 4 \text{ k}\Omega,$$

idet vi regner R_2 stående i en stilling svarende til $10 \text{ k}\Omega$.

Man ser hurtigt, at strømmen $h_{21} \cdot i_1$ fordeler sig mellem h_{22} og R_L ; men da R_L kun er $500 \text{ }\Omega$ mod $\frac{1}{h_{22}} = 28 \text{ k}\Omega$, vil langt den største del af strømmen gå gennem R_L , se fig. 5. Man får derfor

$$14) h_{21} \cdot i_1 = i_{22} + i_2 \approx i_2$$

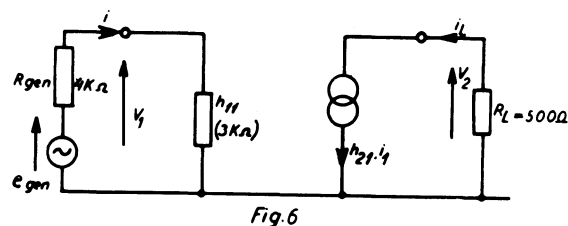
Da størrelsen $h_{12} \cdot v_2$ er meget lille, kan vi se bort fra denne ($h_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$). Vi får derefter følgende simple diagram, fig. 6.

Hvor stor er indgangsmodstanden?

I fig. 6 ses det, at den må være 3 k Ω , nemlig h_{11} , og dette ses også i beregningerne på side 8 i lektion 1203, hvor R_{ind} er fundet til 3 k Ω .

Hvor stor er strømforstærkningen?

$$15) \underline{A_i} = \frac{i_2}{i_1} \approx \frac{h_{21} \cdot i_1}{i_1} = h_{21} = 47 \text{ gange}$$



Spændingsforstærkningen?

$$16) \underline{A_v} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-i_2 \cdot R_L}{i_1 \cdot h_{11}} = \frac{-h_{21} \cdot i_1 \cdot R_L}{i_1 \cdot h_{11}} = - \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11}}$$

$$\underline{A_v} = - \frac{47 \cdot 500}{3 \cdot 10^3} \approx - 8 \text{ gange, hvor minustegnet angiver, at fasen er vendt.}$$

$$17) \underline{A_w} = A_i \cdot A_v = 47 \cdot 8 = 375 \text{ gange.}$$

Vi sætter nu strømændringen til f.eks.: $i_1 = 1 \mu\text{A} = 10^{-6} \text{ A}$.

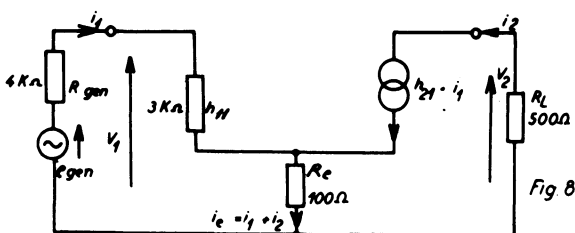
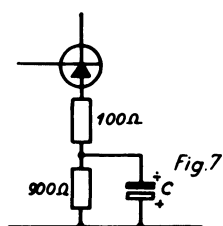
$$\text{Herved bliver } \underline{v_1} = i_1 \cdot h_{11} = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3 = 3 \text{ mV og}$$

$$\underline{i_2} = h_{21} \cdot i_1 = 47 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 47 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

$$\underline{v_2} = -i_2 \cdot R_L = 47 \cdot 10^{-6} \cdot 500 = 25 \text{ mV}$$

$$18) \underline{e_g} = v_1 + R_{gen} \cdot i_1 = 3 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 7 \text{ mV}$$

Hvilken betydning får en modkobling? Man kan f.eks. sætte en uafkoblet modstand i emitteren. Dette kan gøres ved at dele modstanden R_6 i to dele, som vist i fig. 7.



Denne modstand indsættes i diagrammet fig. 6, idet vi vekselstrømmæssigt ser bort fra de 900 Ω , da disse afkobles helt, og vi får herefter et nyt diagram fig. 8. Vi finder nu, at

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 + R_e \cdot i_e = h_{11} \cdot i_1 + R_e \cdot i_1 + R_e \cdot i_2 \quad (i_e = i_1 + i_2)$$

$$19) v_1 = h_{11} \cdot i_1 + R_e \cdot i_1 + h_{21} \cdot R_e \cdot i_1 = i_1 (h_{11} + R_e + R_e \cdot h_{21}) \quad (i_2 = h_{21} \cdot i_1)$$



$$20) R_{ind} = \frac{v_1}{i_1} = h_{11} + R_e + h_{21} \cdot R_e = \frac{h_{11} + R_e (1 + h_{21})}{1}$$

$$R_{ind} = 3 \text{ k}\Omega + (47 + 1) 100 \text{ }\Omega = 7,8 \text{ k}\Omega$$

Modkoblingen giver altså en forøgelse af indgangsmodstanden.

Spændingsforstærkningen findes af 3) og 19):

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-i_2 \cdot R_L}{i_1 (h_{11} + R_e (h_{21} + 1))} = - \frac{i_1 \cdot h_{21} \cdot R_L}{i_1 (h_{11} + R_e (h_{21} + 1))}$$

$$21) A_v = \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + R_e (h_{21} + 1)} = \frac{47 \cdot 500}{3 \text{ k} + 100 \cdot 48} = 3 \text{ gange}$$

Modkoblingen nedsætter spændingsforstærkningen.

Man kan direkte se af diagrammet fig. 8, at strømforstærkningen, A_i , ikke vil ændre sig.

Af udtrykket under 20) ses, at en mangelfuld afkobling af emittermodstanden får stor betydning for størrelsen af R_{ind} .

Hvis man i fig. 3, lektion 1203, indsætter en uafkoblet modstand i emitteren i Q_3 , vil indgangsmodstanden stige. For eksempel vil en forøgelse fra 700 til 7000 Ω ikke være vanskelig at opnå. Herved stiger R_L for Q_2 fra 500 Ω til 1,7 k Ω . Spændingsforstærkningen for dette trin (Q_2) stiger derved med ca. 3 gange, mens A_v for Q_3 falder ca. 10 gange. Den samlede spændingsreduktion bliver da kun 3 mod forventet 10 gange.



LEKTION
1207

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

3

Øvelsesopgaver.

1. Hvilke kurvesæt kender De for et almindeligt radiorør.
2. Nævn de tilsvarende kurvesæt for en transistor i J.E.
3. Effektkurvens placering i $I_C - V_C$ diagrammet bestemmes af:
a) Kollektorstrømmen b) Kollektorspændingen c) Omgivelsernes temperatur
d) Den indvendige temperaturstigning e) Afkølingsforhold.
4. I J.E. findes et sæt karakteristikker, der hedder $I_C = f(I_B)$. Hvad hedder de tilsvarende karakteristikker for J.B.:
a) $I_C = f(I_E)$ b) $I_E = f(I_C)$ c) $I_B = f(I_C)$ d) $I_E = f(I_B)$
5. Er kurverne i fig. 3 afhængige af temperaturen:
a) ja b) nej.
6. Gælder ækvivalentdiagrammer for h-parameter også for jævnspænding:
a) ja b) nej.
7. Kan man anvende h-værdierne for et arbejds punkt i et andet arbejds punkt:
a) ja b) nej.
8. Hvilken benævnelse har h_{11} :
a) ohm b) siemens c) ingen.
9. Hvilken benævnelse har h_{21} :
a) ohm b) siemens c) ingen.
10. Hvad er definitionen for ledningsevne.
a) ohm b) siemens c) farad d) henry

Indsendelsesopgaver.

1. Med hvilke kurver kan man karakterisere en transistor i J.E.
2. Nævn de tre opstillinger en transistor kan arbejde i.
3. Værdierne er givet for en transistor i J.B. og J.E. Kan De ud fra disse oplysninger anvende transistoren i J.C. I bekræftende fald, hvilken opstilling vil De anvende.

BESVARELSSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. TR1/65 1821

S6c 689463

Grad/nr.
(Kun for militær)

Navn *Ab Kungsholm Pedersen*

Adresse *TMS Kasernen Ryvangen*

Løbe nr. *3*

Lekt. nr. *1207*

Dato *9/11 65*

Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

1. Man har følgende kurver

$$I_C = f(I_B) \quad V_{CE} = K$$

$$I_C = f(V_{CE}) \text{ med forskellige værdier af } I_B$$

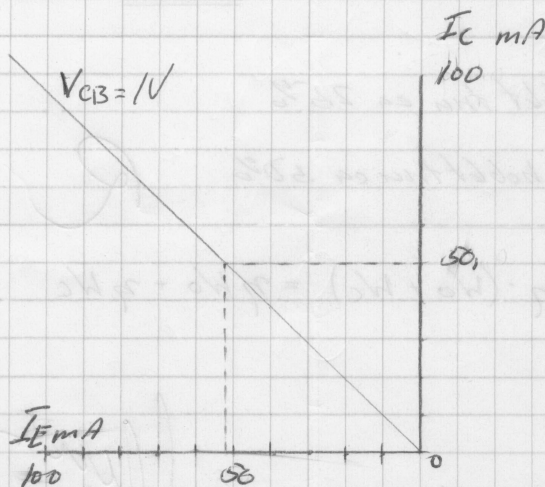
$$V_B = f(I_B) \quad V_{CE} = K$$

$$V_B = f(V_{CE}) \text{ med forskellige værdier af } I_B$$

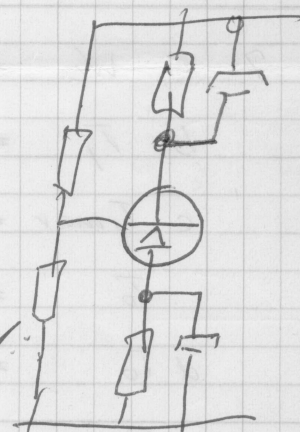
2. En transistor kan arbejde i følgende 3 opstillinger: jordet emitter, jordet basis og jordet collector.

3. Transistoren kan ikke mærke om den kører i ~~jordet basis~~, jordet emitter eller jordet collector kobling. altså jævnstrømsmaske.

$$4. I_B = I_E - I_C$$



$$I_B = 52 \text{ mA} - 50 \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$



—: I_C
—: I_B

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

$$5. a. W_{rle} = 20 \text{ m} \cdot 10 = 200 \text{ mW}$$

$$E_{rle} = 6 \text{ V} - 2 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

$$I_{rle} = \frac{200 \text{ m}}{4} = \underline{50 \text{ mA}}$$

$$b. I_B = \underline{0,75 \text{ mA}}$$

$$c. I_E = I_C + I_B = 50 \text{ mA} + 0,75 \text{ mA} = \underline{50,75 \text{ mA}}$$

$$d. W = E \cdot I = 6 \cdot 50,75 \text{ m} = \underline{304,5 \text{ mW}}$$

$$e. W_c = E_c \cdot I_c = 2 \cdot 50 \text{ m} = \underline{100 \text{ mW}}$$

R

$$6. a. E_{rle} = 12 - 4 = 8 \text{ V}$$

$$I_c = W : E = 8 : 8 = \underline{1 \text{ A}}$$

$$b. \beta = 40$$

$$I_B = \frac{1}{40} = \underline{25 \text{ mA}}$$

R

$$7. a. W_c = V_{CE} \cdot I = 4 \cdot 1 = \underline{4 \text{ W}}$$

$$b. T_j = T_0 + T_R \cdot W = 25^\circ + 6^\circ \cdot 4 = \underline{49^\circ}$$

$$c. T_{jmax} = T_0 + T_R \cdot W = T_0 + 24^\circ$$

$$T_0 = T_{jmax} - 24^\circ = 95^\circ - 24^\circ = \underline{71^\circ}$$

$$d. T_0 = T_{jmax} - T_R \cdot W = 95^\circ - 16 \cdot 4^\circ$$

$$T_0 = 95^\circ - 60^\circ = \underline{35^\circ}$$

R

$$8. \eta_{\text{max af modstandshoblet}} \text{ er ca } 25\%$$

$$\eta_{\text{max af transformatorhoblet}} \text{ er ca } 30\%$$

R

$$9. W_0 = \eta \cdot W_{\text{batteri}} = \eta \cdot (W_0 + W_c) = \eta W_0 + \eta W_c$$

$$W_0 = \eta W_0 + \eta W_c$$

$$W_0 - \eta W_0 = \eta W_c$$

$$W_0(1 - \eta) = \eta W_c$$

$$\underline{W_0 = W_c \left(\frac{\eta}{1 - \eta} \right)}$$

R

10/11/65
 Klausur
 Klausur



LEKTION
1207

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

3

4. Der er givet et sæt kurver for en transistor i J.B. Find I_B af dette kurvesæt, evt. angivet med værdier.
5. I opgaven under Kurveblade anvendes en batterispænding på 12 volt. Vi ændrer nu denne værdi til 6 volt og ønsker at bibeholde en spænding mellem emitter og kollektor på 2 volt i arbejdsstillingen. R_{spole} ændres tilsvarende.
- Hvilken strøm skal der trækkes gennem relæet under den forudsætning, at relæet skal have samme trækkeeffekt som før.
 - Hvor stor er I_B efter kurvefeltet i fig. 3.
 - Hvor stor er emitterstrømmen.
 - Hvor stor er effekten, der aftages fra elementet.
 - Hvor stor effekt afsættes i kollektor.
6. I den samme opgave ændres relæet til et kraftrelæ, der skal bruge en effekt på 8 watt for at trække, og De ønsker nu at anvende en krafttransistor, som skal arbejde med en V_{CE} på 4 volt ($V_{batt.} = 12$ volt).
- Hvor stor er I_C .
 - Når β er 40, hvor stor er så I_B .
7. Opgave nr. 6 fortsat.
- Hvor stort er kollektortabet.
 - Hvor varm bliver kollektor (T_j) med en samlet TR værdi på 6 og en stuetemperatur på 25°C .
 - Ved hvilken stuetemperatur ødelægges transistoren, når T_j maksimalt må blive 95°C .
 - De ønsker ikke at anbringe transistoren på en køleplade, men i fri luft.
Hvor høj kan stuetemperaturen blive, inden transistoren ødelægges, når TR er 15°C/W .
8. Hvor stor er den maksimale virkningsgrad i en klasse A-forstærker.
9. Find W_o ved hjælp af η og $W_{tab.}$.

4a, 5a, 6b, 7b, 8a, 9c, 10b.

$$1. I_a = I(V_a) \text{ og } I_b = I(V_b), \quad 2. I_c = I(I_b) \text{ og } I_c = I(V_c), \quad 3c \text{ og } 3e$$

Løsninger til øvelsesopgaver:

TRANSISTORTYPER OG DERES FREMSTILLING.

L.F. transistorer for små effekter.

Langt de fleste lavfrekvens transistorer, der fremstilles i dag, er af den såkaldte "alloy" type. Ordet "alloy" er engelsk og kan oversættes med legere eller blande. Transistoren kaldes derfor ofte på dansk for legeret transistor. I fig. 1a ser De en tegning af en legeret transistor, og på fig. 1b et led i fabrikationen, som i korte træk foregår på følgende måde:

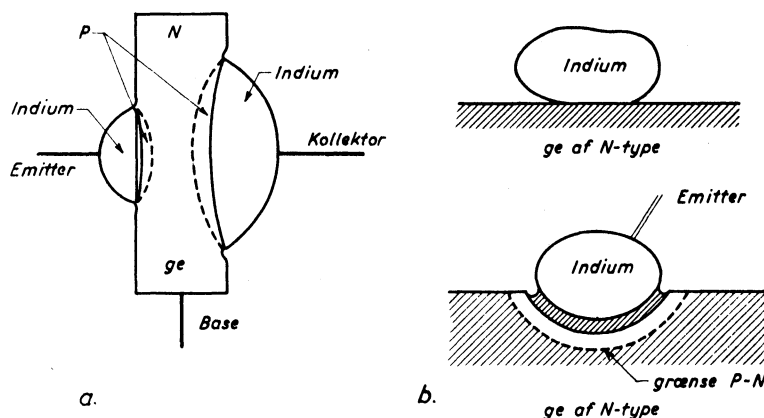


Fig. 1

Et rent stykke germanium af N-typen danner base og herpå lægges et lille stykke indium. De to dele sættes ind i en højfrekvensovn og opvarmes. Indium smelter ved ca. 150°C , og mellem 300 og 800°C begynder germanium at smelte. I dette temperaturområde (300 - 800°C) begynder indium'et at diffundere ind (trænge ind) i germaniumkrystallet, og der fremkommer herved et grænseområde af germanium med urenheder af P-type. Tykkelsen af P-området er afhængigt af temperaturen og den tid, opvarmningen har fundet sted.

En typisk legeret transistor er OC 71 fra Philips. Den kan anvendes som forforstærkertrin i lavfrekvensforstærkere og har meget fine egenskaber. Dens almindelige data er:

Maksimal kollektorspænding	=	30 volt
" kollektorstrøm	=	10 mA
Maksimalt kollektortab	=	125 mW ved 25°C
TR værdi	=	$0,4^{\circ}\text{C/mW}$
Grænsefrekvens, f_{α}	=	0,3 MHz.

En fremstillingsmetode, som næsten udelukkende anvendes til NPN-transistorer, er den såkaldte "grown" eller på dansk, "groet" metode. (Det er ofte vanskeligt at oversætte betegnelserne for de forskellige transistortyper; men De vil først få den engelske betegnelse og derefter, om muligt, den danske oversættelse, vi mener dækker bedst).

Tilsætter man urenheder til smeltet, rent germanium, er det den type urenheder, der er i overskud, som bestemmer krystallets type. Fremstillingen sker på følgende måde:

I en grafitovn, som er vist på fig. 2a, har man smeltet germanium. På enden af en lang-

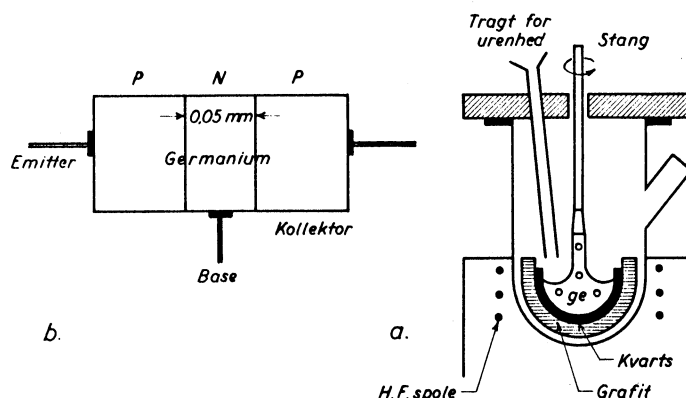


Fig. 2

somt roterende stang sidder et enkelt germaniumkrystal fra en tidligere smeltning. Stangen med germaniumkrystallet dyppes ned i det smeltede germanium, og derefter hæver man stangen ganske langsomt. Under denne bevægelse vokser der et enkelt krystal ud fra det gamle. Det første stykke er rent germanium. Gennem et langt kvartsrør tilsættes derpå den ønskede urenhed, for eksempel arsen, og det følgende stykke af krystallet bliver derfor af N-type. Efter en passende tid tilsættes et overskud af for eksempel indium, og man har da et P-type krystal. Derpå tilsættes atter arsen i overskud, og der dannes igen N-type krystal. Denne proces kræver kontrol over mange faktorer, og ved de mindste unøjagtigheder i processen bliver de fremstillede transistorer af højst varierende kvalitet. Nu kan man ikke i en uendelighed tilsætte skiftevis et overskud af indium og arsen, men ved hjælp af meget komplicerede metoder kan der fremstilles op til 50 junctions (grænseovergange) i en smeltning. Af hvert sæt junctions kan der fremstilles mange transistorer. Fig. 2b viser en groet transistor.

Til fremstilling af siliciumtransistorer kan begge metoder, alloy og grown, anvendes, omend den første er den letteste og derfor foretrækkes. Ved denne metode anvendes silicium som base og en blanding af guld-antimon for N-type og aluminium for P-type.

Da der kun er ringe forskel på transistorer fremstillet efter de to metoder, kan det synes mærkeligt, at man bibeholder begge. Årsagen er, at det er meget vanskeligt at fremstille NPN-transistorer efter den legerede metode, mens denne metode foretrækkes ved fremstilling af PNP-transistorer. En typisk NPN-transistor er fremstillet af Philips og kaldes OC 141, og den svarer praktisk taget til OC 71, blot må man huske, at spændingen på kollektor er positiv.

L.F.transistorer for store effekter.

Til fremstilling af transistorer for større effekter anvendes næsten udelukkende den legerede metode. De største transistorer i dag kan bære en strøm på op til 50 amp. For at

α ikke skal falde alt for meget med stigende strøm, har man fremstillet emitteren som en ring, vist på fig. 3. Da det er betydelige effekter, der kan afsættes i denne transistor,

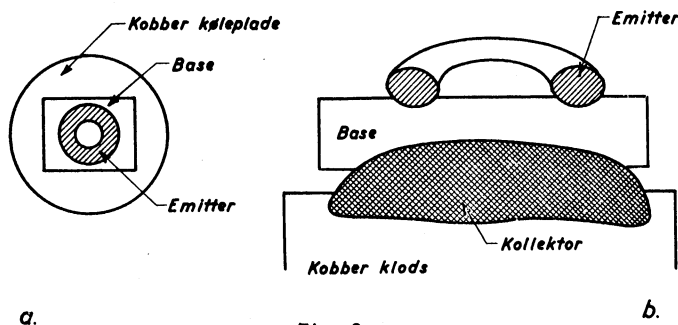


Fig. 3

anbringes kollektoren altid på en stor kobberklods. Herved ledes varmen hurtigt og effektivt bort fra germaniumkrystallet. En transistor for store effekter er fremstillet i U.S.A. af "Delco", som er et datterselskab af General Motors. Transistoren hedder 2 N 173 og har følgende data:

$$\begin{aligned} W_C \text{ max. ved } 25^\circ\text{C} &= 55 \text{ W} \\ V_C \text{ max.} &= 80 \text{ volt} \\ I_C &= 13 \text{ amp.} \\ f_\alpha &\text{ca.} = 100 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Switch transistorer.

I almindelighed er de transistorer, der anvendes til "switch" eller "skifte"-kredsløb, blot en forbedret udgave af den almindelige L.F.transistor. Man har øget den tilladelige kollektorspænding, samt søgt at gøre modstanden i gennemløbsretningen så lille som muligt.

Der er fremstillet en speciel switch transistor, se fig.4, den såkaldte "undirectional" eller "ikke retningsbestemt". Den har endnu ikke fået nogen større udbredelse. Emitter og kollektor er gjort lige store, det vil sige, at man kan anvende emitter som kollektor og omvendt, hvilket kan have betydning i impulskredsløb. Data er som for den almindelige transistor af samme størrelse, dog med lidt mindre strømforstærkning.

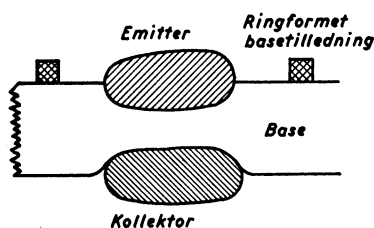


Fig. 4

Philips har udsendt tre transistorer af denne type i NPN-udgave, deres typebetegnelser er OC 139, OC 140 og OC 141. For OC 141 gælder:

$$f_\alpha \text{ min.} = 9 \text{ MHz, } V_{CB} \text{ max.} = 20 \text{ volt,}$$

$$\text{og } I_C \text{ spids} = 250 \text{ mA.}$$

Et eksempel på en almindelig switch transistor er Intermetall's OC 309. Dens data er:

$$V_C \text{ max.} = 60 \text{ volt, } I_C \text{ spids} = 250 \text{ mA, } f_\alpha = 300 \text{ kHz og } W_C = 125 \text{ mW ved } 25^\circ\text{C.}$$

H.F.transistorer.

Transistorens øvre grænsefrekvens har man arbejdet meget på at forbedre. I lang tid var det en alvorlig hindring for transistorens udbredelse, at den kun kunne anvendes ved lave frekvenser. Afgørende for den øvre grænsefrekvens er blandt andet basislagets tykkelse. Man har på forskellig måde søgt at nedbringe denne. En nedre grænse for basislagets tykkelse sættes af kollektor-base spændingen. Gøres laget alt for tyndt, bliver den elektriske feltstyrke (spændingen pr. m) meget stor, og der sker et gennemslag. Det er derfor typisk for en H.F.transistor, at kollektor-base spændingen altid er forholdsvis lav; men som så ofte inden for elektroteknikken må man indgå et kompromis, idet andre forhold gør, at der må anvendes høj kollektorspænding for at øge den øvre grænsefrekvens mest muligt.

En af de bedste H.F.transistorer er den såkaldte "drift" transistor. Der er fremstillet transistorer af den type med en øvre grænsefrekvens på flere hundrede MHz. Det vil dog føre for vidt at komme ind på de nærmere omstændigheder i forbindelse med virkemåden. På

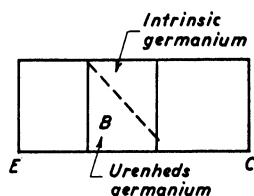


Fig. 5

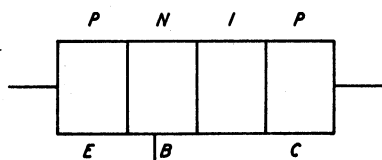


Fig. 6

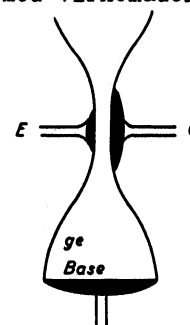


Fig. 7

fig. 5 ser De transistoren; ved at lade urenhederne i base aftage ned mod kollektor opnår man, at det effektive baseareal bliver mindre end normalt.

En lignende type er PNIP eller NPIN transistoren, som er vist i fig. 6. Her er der mellem base og kollektor indføjet et stykke rent germanium, der som tidligere nævnt kaldes Intrinsic (halvleder), heraf I.

"Surface-barrier" transistoren (fig.7) er en mellemtung mellem en punkttransistor og en fladetransistor. Emitter og kollektor er af metal, og der er således ikke tale om grænseområder af germanium med forskellige urenheder.

Kontaktfladerne mellem elektroderne er større end punkttransistorens kontaktflader, men mindre end fladetransistorens kontaktflader.

Der findes mange flere typer, for eksempel "Field-effect", "Spacistor" og "Tetrode-transistoren"; men enkelthederne har kun teknologisk interesse, og så længe de forskellige typer ikke findes på markedet, behøver De ikke at studere dem nærmere.

Til sidst skal De høre lidt om "diffusion" transistorer (fig.8). De fremstilles ved, at man sætter et P-krystal ind i en ovn, hvor der findes N-urenheder i form af dampe. På grund af diffusion trænger disse urenheder ind i krystallet, og man får på denne måde et krystal med både N- og P-urenheder. Der lægges nu en ganske tynd film af P-materiale ovenpå krystallet, og man har et grænseområde mellem emitter og base som hos den legerede type.

Emitteren dækkes med en lak, og det overskydende N-lag fjernes ved ætsning. I fig. 8 ser De tre trin i fabrikationen.

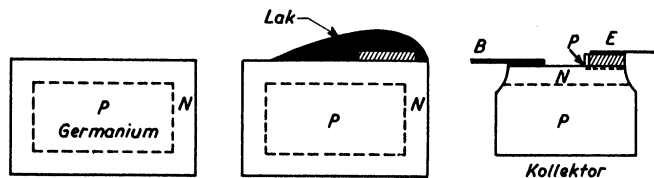
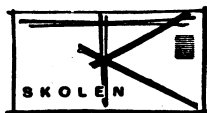


Fig. 8

Nedenstående tabel viser en oversigt over de vigtigste egenskaber ved forskellige typer transistorer.

Man må erindre, at der stadigvæk fremstilles nye typer transistorer med nye og bedre egenskaber.

Transistor	Øvre grænse- frekvens Hz	Effekttab mW	Forstærkning			Impedans	
			Effekt dB	Strøm	Spænding	Indgang ohm	Udgang ohm
Punkt	100 M	100-400	20-30	4-20	30-50	0-200	10 k-50 k
NPN groet	1 - 20 M	50	40	0,99	200	50-100	500 k-2 M
PNP legeret	20 M	20 mW- 30 W	40	0,99	200	50-100	200 k-1 M
PNP drift	600 M	50	30	0,98	100	50	500 k
PNPN Hook	100 k	50	40	100	100	100	100 k
Surface barrier	100 M	10	30	0,95	100	30	100 k
Field effect	100 M	300	25	10	-	1 M	100 k
Spacistor	10000 M	50	-	-	3000	30 M	-
PNIP	1500 M	50	30	-	-	1 k	100 k



LEKTION
1213

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

4

Øvelsesopgaver.

1. Det engelske ord for "legeret" hedder:
a) alloyed b) grown c) diffused d) drift.
2. Til fremstilling af NPN transistorer anvendes overvejende:
a) den groede metode b) den legerede metode.
3. Hvad er den omtrentlige øvre grænsefrekvens for en transistor, der er fremstillet efter den legerede metode:
a) 0,1 MHz b) 1 MHz c) 20 MHz d) 100 MHz.
4. Skal man for at ændre et P-krystal fjerne P-urenhederne og derefter tilsætte N-urenheden:
a) ja b) nej.
5. Spændingen på OC 141's kollektor skal være:
a) negativ b) positiv c) nul.
6. Et basislag er 0,1 mm tykt. Spændingen over basis er 10 volt (V_{CB}). Hvor stor er feltstyrken:
a) 10 volt b) 1000 volt c) 100 kV.

Indsendelsesopgaver.

1. Hvilke andre stoffer end indium kan anvendes til fremstilling af en legeret transistor (se i lektion 1).
2. Hvis De begynder med et P-krystal, hvilket stof skal germanium så smeltes sammen med for at få et N-krystal.
3. Hvilket engelsk ord bruges om rent germanium.
4. Hvilke stoffer kan anvendes til fremstilling af siliciumtransistorer.
5. En af elektroderne i en krafttransistor har en særlig udformning. Hvilken, og hvordan er den udformet.
6. Nævn det mest karakteristiske ved en "switch"transistor.
7. Hvorledes udformes basis i en H.F.transistor.
8. Hvorfor anvendes H.F. opvarmning til fremstilling af smeltet germanium.
9. Er silicium et almindeligt udbredt grundstof.
10. Find modstanden i 1 m kobbertråd, der i diameter er
a) 0,05 mm b) 0,1 mm c) 0,5 mm d) 1 mm

1a, 2a, 3c, 4b, 5b, 6c.

Løsningsforslag til øvelsesopgaver:

BESVARELSSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. TR1/65 1821

56c 689463

Grad/nr.

(Kun for militær)

Navn Ib Hingberg Pedersen

Adresse TMS Hasevæn 61e Nelsensvej København Ø

Løbe nr. 1213

Lekt. nr. 12134

Dato 16/11 65

Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

1. Der anvendes en trivalent urenhedsleder så
Bor Aluminium gallium og calcium kan an-
vendes i stedet for indium R

2. Et p krystal er forurenet med en tri-
valent urenhedsleder og for at få et n kry-
stal skal der bruges en pentavalent urenheds-
leder så fosfor, arsen og antimon kan an-
vendes R

3. Intrinsec germanium R

4. Som urenhedsstoffer til silicium transis-
torer anvendes antimon (n) og aluminium (p) R

guldantimon
til N-
og aluminium
til P

5. Emittoren i en krafttransistor er ud-
formet som en ring. R

6. Det mest karakteristiske ved en switch-
transistor er at emitter og collector er
lige store så man kan anvende emitter
som collector. R

7. Basislaget er meget tyndt og der er færre
urenhedsledere jo nærmere man kommer collector R

Bemærk! Besvarelsesarket må kun benyttes til opgaveløsninger. Alle andre meddelelser bør sendes separat.

Bagsiden kan også benyttes

8. Man anvender HF opvarmning af germanium for at gøre det til en leder fra opvarmningskilden

R

9. Silicium er et af de mest udbredte grundstoffer det findes i sand og i de fleste planter stoffet kaldes også kisel.

R

10.

$$R_1 = \frac{1.00175 \cdot 4}{0,05^2 \cdot \pi} = \underline{\underline{8,88 \Omega}}$$

$$R_2 = \frac{1.00175 \cdot 4}{0,1^2 \cdot \pi} = \underline{\underline{2,22 \Omega}}$$

$$R_3 = \frac{1.00175 \cdot 4}{0,5^2 \cdot \pi} = \underline{\underline{0,0888 \Omega}}$$

$$R_4 = \frac{1.00175 \cdot 4}{1^2 \cdot \pi} = \underline{\underline{0,0222 \Omega}}$$

R

Min underskrift
Lene Jørgensen

20/11 65

L.F.-FORSTÆRKERE I.

Forstærkere kan inddeles i to grupper:

1. Spændingsforstærkere.
2. Effektforstærkere.

Gruppe 1 kan atter inddeles i rene vekselstrømsforstærkere og i deciderede jævnstrømsforstærkere. Den sidste type anvendes udelukkende til måletekniske opgaver, mens det er vekselstrømsforstærkeren, der anvendes i de almindelige praktiske opgaver.

Gruppe 2 vil vi gemme til næste lektion for bedre at kunne behandle det grundlæggende stof, som disse to lektioner indeholder.

Forstærkere for vekselstrømme.

Vi vil her behandle vekselstrøms- eller A.C.-forstærkeren, idet denne er langt den letteste at beregne og konstruere. Som navnet siger anvendes den til forstærkning af vekselstrømme eller vekselspændinger, som for eksempel de svage spændinger en pick-up afgiver.

I en rørforstærker kan De uden videre forbinde rørene i kaskade (serie), da det efterfølgende rør ikke vil belaste det foregående. Rørets indgangsmodstand er meget høj, og anodebelastningen er som regel omkring 100 kohm, se fig. 1.

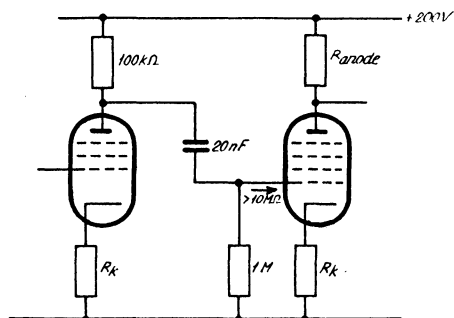


Fig. 1

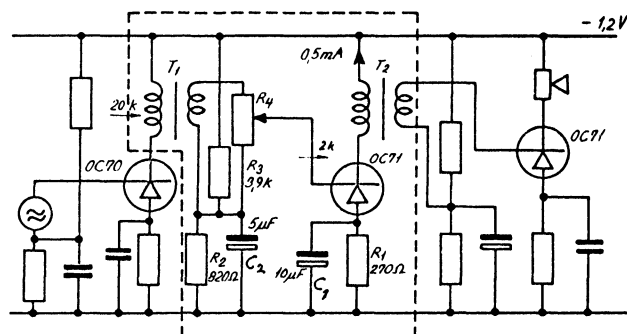


Fig. 2

Ved transistorer må der tages mange flere hensyn. I begyndelsen, da man især anvendte J.B.-kobling, måtte man altid bruge transformator mellem de to trin. Som De husker, er indgangsimpedansen for J.B. 50 - 100 ohm og udgangsimpedansen omkring 100 kohm.

Senere gik man over til at anvende J.E.-kobling. På de første transistorer var indgangsimpedansen i J.E. kun omkring 300 - 800 ohm og udgangsimpedansen cirka 10 kohm, foruden at forstærkningen var ringe. Anvendte man ikke transformator kobling, blev mistilpasningen for stor og den samlede forstærkning for lille.

På fig. 2 ser De et transformator koblet trin, der kunne tænkes anvendt i et tunghøreapparat. Modstandene R_1 , R_2 og R_3 anvendes dels til at give transistoren en forspænding dels til at stabilisere opstillingen over for temperaturvariationer. Kapaciteterne C_1 og C_2 afkobler modstandene R_1 og R_2 . Problemet temperaturstabilisering kommer vi tilbage til i en senere lektion.

Nu er transistorerne blevet bedre. Der er ikke så stor mistilpasning som før, forstærkningen er steget, og man anvender derfor sjældent transformatorer i spændingsforstærkere. Transformatorer er dyre, og fabrikanten anvender derfor ofte 4 transistorer, hvor han med transformator kobling måske kunne have nøjedes med 3.

Een fordel har transformator koblingen fremfor R-C-koblingen, og det er den ringe jævnstrømsmodstand i belastningsimpedansen. Man kan anvende en meget lille batterispænding, se fig. 2, hvor spændingen kun er 1,2 volt. Skulle De med de samme betingelser ($R_L = 20 \text{ kohm}$ og $I_C = 0,5 \text{ mA}$) have anvendt R-C-kobling, måtte batterispændingen have været:

$$\text{Spændingsfald over } R_L = 20 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ volt}$$

$$\text{Spænding over transistor} = 1 \text{ "}$$

$$\text{Spænding over } R_1 = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 270 = 0,13 \text{ "}$$

cirka 12 volt

hvilket er cirka 10 gange så stor en spænding, som ved det transformator koblede trin. Effektforbruget er på $0,5 \text{ mA} \cdot 12 \text{ volt} = 6 \text{ mW}$, hvor De med transformator kan nøjes med $0,5 \text{ mA} \cdot 1,2 \text{ volt} = 0,6 \text{ mW}$.

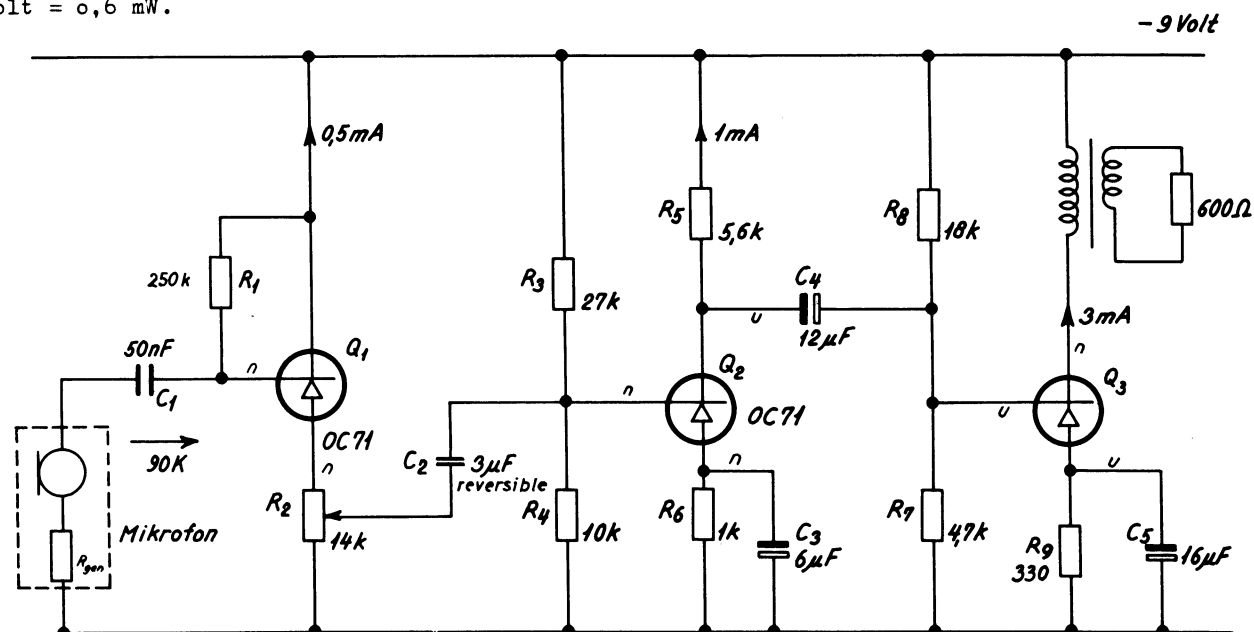
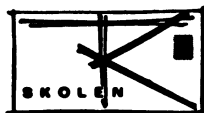


Fig. 3

Fig. 3 viser en lineær forstærker, der kunne tænkes anvendt som en transportabel forforstærker med krystalmikrofon.

Når vi begynder at dimensionere en sådan forstærker, må vi opstille en række arbejdsbetingelser.

- Hvilken ind- og udgangsimpedans er der krævet.
- Hvilken forstærkning ønskes.
- Hvor meget modkobling kræves der for at forstærkeren er lineær i det ønskede område.



LEKTION
1203

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

5

- d. Hvor stor batterieffekt må vi bruge, og hvilken batterispænding kan anvendes.
- e. Hvor meget må forstærkeren koste.

Flere af betingelserne griber ind i hinanden, for eksempel b, c og e, idet en fin forstærker selvfølgelig er dyrere end en forstærker, som kun lige kan bruges.

- a. En krystalmikrofon kræver en meget høj indgangsimpedans, ikke under 100 kohm.
Udgangen skal kunne tilkobles en telefonlinie med en impedans på 600 ohm.
- b. En krystalmikrofon afgiver en spænding på cirka 5 - 10 mV over 100 kohm

$(W = \frac{E^2}{R} = \frac{(10 \cdot 10^{-3})^2}{10^5} = 10^{-9} \text{ W})$, eller $\pm 60 - \pm 70 \text{ dBm}$, (0 dBm = 1 mW, det vil sige, at 30 dBm = 1000 mW = 1 W). Den samlede effektforstærkning bliver da med en ønsket udgangseffekt på 10 mW:

$$A_W = \frac{10^{\pm 2} \text{ W}}{10^{\pm 9} \text{ W}} = \underline{10^7 \text{ gange}}$$

hvilket svarer til 70 dB.

- c. Modkoblingen er ret vanskelig at beregne. Som regel klarer man det rent erfaringsmæssigt. Ved denne forstærker regner vi med en modkobling mellem 15 og 20 dB.
- d. Da forstærkeren skal være transportabel, må batterierne fylde og veje mindst muligt. Desuden bør man anvende standardbatterier og lave spændinger; det er det billigste.
- e. Dette punkt overlader vi til Dem selv at klare.

Ud fra disse oplysninger opstiller vi den rækkefølge, hvorefter dimensioneringen skal foregå.

1. Bestemmelse af transistortype.
2. Koblingsmåde og antallet af transistorer.
3. Batterispænding, herunder fastsættelse af de enkelte trins spændinger og strømme.
4. Beregning af modstandsværdier.
5. Beregning af forstærkning, indgangsimpedanser og udgangsimpedanser for de enkelte trin.
6. Beregning af kapaciteter.

Punkt. 1.

Da det drejer sig om transistorer for lav-frekvens og til små effekter, kan vi vælge mellem mange forskellige typer og fabrikater. I tabellen nedenfor er de foretrukne typer i Europa angivet.



	Philips	Intermetall	Telefunken	Siemens
Q ₁	(OC 70) OC 71	(OC 303) OC 304	(OC 601) OC 602	(TF 70) TF 71
Q ₂	OC 71	OC 304	OC 602	TF 71
Q ₃	OC 71 (OC 72)	OC 304 (OC 308)	OC 602 (OC 604)	TF 71 (TF 72)

Vi vil anvende OC 71.

Punkt 2.

Hvor mange transistorer skal der anvendes for at opnå den ønskede forstærkning:

Den nødvendige forstærkning : 70 dB

Den krævede modkobling: 15 dB

Den samlede forstærkning: 85 dB

Dernæst må vi se på, om der er stillet særlige krav til de enkelte transistorer. Det er der, idet vi vil anvende en krystalmikrofon, som kræver en høj indgangsimpedans. Derfor må det første trin være en emitterfølger, J.C.-kobling, som har en meget høj indgangsimpedans. De resterende transistorer kan anvendes i jordet emitter, da der ikke er stillet særlige krav til dem.

Et J.C.-trin giver kun en effektforstærkning på 15 - 20 dB. Tilbage er $85 \div 15 (20) = 70$ (65) dB. Et J.E.-trin giver en effektforstærkning på omkring 40 dB; vi må derfor ialt anvende 2 stk. OC 71 i J.E. og 1 stk. OC 71 i J.C.

Punkt 3.

Inden batterispændingen bestemmes, må vi se på de enkelte transistorers strømforbrug, der kan regnes nøjagtigt ud; men som i dette tilfælde fastsættes erfaringsmæssigt.

1. trins strømforbrug = 0,5 - 1 mA

2. " " = 1 mA

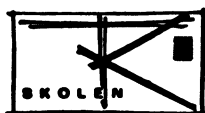
3. " " = 3 mA.

På tilsvarende måde bestemmes spændingen over hver af transistorerne.

Spændingen over 1. transistor = 1 - 2 volt

" " 2. " = 2 - 3 volt

" " 3. " = større end 3 volt.



Med nogen erfaring ser man hurtigt, at det er 2. trin, der kræver størst batterispænding. Vi har her en kollektorbekæmpning, R_5 , der skal være så stor som mulig for ikke at shunte indgangen på den næste transistor.

Strømmen er fastsat til 1 mA, og spændingen over $Q_2 = V_{CE} = 2$ volt. Spændingen over R_6 , der sammen med R_3 og R_4 stabiliserer Q_2 mod temperaturindvirkning, skal være 1 volt. R_6 bliver da:

$$R_6 = \frac{1 \text{ volt}}{0,001 \text{ Amp.}} = 1000 \text{ ohm} = \underline{1 \text{ kohm}}$$

R_5 skal være 5-10 gange så stor som indgangsimpedansen på Q_3 , der i første omgang skønsmæssigt kan anslås til 1 kohm.

$$R_5 = 5 \cdot 1 = 5 \text{ kohm} \approx \underline{5,6 \text{ kohm.}} \quad (5,6 \text{ kohm er en meget anvendt standardværdi}).$$

Hermed er batterispændingen fastsat for 2. trin:

$$V_{\text{batteri}} = V_{R_6} + V_{CE} + V_{R_5} = 1 + 2 + 5,6 = \underline{8,6 \text{ volt}} \approx \underline{9 \text{ volt.}}$$

Punkt 4.

Bestemmelsen af modstandene R_3 , R_4 , R_7 og R_8 hører ind under temperaturstabilisering, så vi fastsætter derfor værdierne til:

$$R_3 = 27 \text{ kohm} \quad R_4 = 10 \text{ kohm}$$

$$R_7 = 4,7 \text{ kohm} \quad R_8 = 18 \text{ kohm.}$$

Modstanden R_1 giver forspænding til transistoren Q_1 , idet den leverer den til basisnødvendige strøm. I Philips datablade for OC 71 ser De kurven over $I_C = f(V_C)$, at ved en kollektorstrøm I_C på 0,5 mA og en spænding $V_{CE} (\approx V_{CB})$ på 2 volt er $I_B = 8 \mu A$.

$$R_1 = \frac{V_{CB}}{I_B} = \frac{2}{8 \cdot 10^{-6}} = \underline{0,25 \text{ Mohm.}}$$

Modstanden R_2 er ligeledes givet, da vi kender både strøm og spænding.

$$R_2 = \frac{V_{\text{batteri}} + V_{CE}}{I_C} = \frac{9 + 2}{0,5} = \underline{14 \text{ kohm.}}$$

Tilbage er modstanden R_9 , der ligesom R_6 er anbragt til temperaturstabilisering. Spændingen over R_9 fastsættes til 1 volt, og strømmen er 3 mA.

$$R_9 = \frac{1}{0,003} = \underline{330 \text{ ohm.}}$$

Punkt 5.

Inden forstærkningen beregnes, må vi have anbragt et potentiometer til styrkeregulering. Fra rørforstærkeren ved De, at en styrkeregulering skal anbringes nær ved indgangen for at undgå en overstyring af de første trin. Reguleringen må dog sjældent anbringes direkte over indgangen af hensyn til signalstøj forholdet. Vi vælger at anbringe et potentiometer, R_2 , i emitteren på Q_1 . Det er ikke det ideelle sted; men er i den foreliggende opstilling det bedste.

For OC 71 har Philips angivet følgende parametre ved $I_C = 3 \text{ mA}$ og $V_{CE} = 2 \text{ volt}$,
 $f = 1000 \text{ Hz}$ og $t_{stue} = 25^\circ \text{C}$.

$$\begin{aligned} h'_{11} &= 0,8 \text{ kohm} & h'_{12} &= 5,4 \cdot 10^{-4} \\ h'_{21} &= 47 & h'_{22} &= 80 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

Hvad er værdierne ved de strømme og spændinger, som vi bruger? I de fleste tilfælde angiver fabrikken samtidig en kurve over de forskellige parametres afhængighed af strømme og spændinger.

Fig. 4 viser h-parametrenes variation med kollektorspændingen, kollektorstrømmen er konstant. I fig. 5 ser De h-parametrenes variation med kollektorstrømmen - her er kollektor -

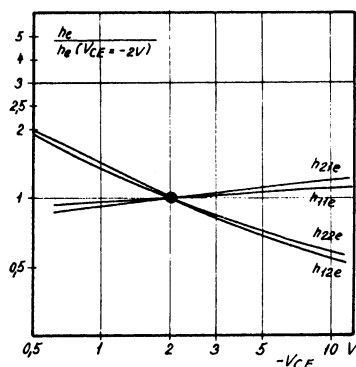


Fig. 4

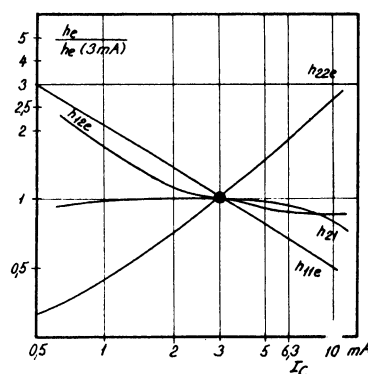


Fig. 5

spændingen konstant. Ved hjælp af disse kurver finder vi h-parametrene for de anvendte transistorer.

Q₁.

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 2 \text{ volt} & I_C &= 0,5 \text{ mA} \\ h'_{11} &= 2,4 \text{ kohm}, & h'_{12} &= 14 \cdot 10^{-4}, & h'_{21} &= 45, & h'_{22} &= 24 \cdot 10^{-6}. \\ \Delta h &= -5 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Q₂.

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 2 \text{ volt} & I_C &= 1 \text{ mA} \\ h'_{11} &= 3 \text{ kohm}, & h'_{12} &= 8 \cdot 10^{-4}, & h'_{21} &= 47, & h'_{22} &= 36 \cdot 10^{-6} \\ \Delta h &= 70 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Q₂ er udvalgt med en høj værdi af h'_{11} .

Q₃.

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 6,5 \text{ volt} & I_C &= 3 \text{ mA} \\ h'_{11} &= 0,8 \text{ kohm}, & h'_{12} &= 4 \cdot 10^{-4}, & h'_{21} &= 50, & h'_{22} &= 56 \cdot 10^{-6}. \\ \Delta h &= 25 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Formlerne til beregning af indgangsimpedans, udgangsimpedans og forstærkning er:

$$R_{ud} = \frac{h'_{11} + R_{gen}}{\Delta h + h'_{22} \cdot R_{gen}}$$

$$R_{ind} = \frac{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + h'_{22} \cdot R_L}$$

$$A_W = A_V \cdot A_I = \frac{h'^2_{21} \cdot R_L}{(1 + h'_{22} \cdot R_L)(h'_{11} + R_L \cdot \Delta h)}$$

$$A_V = \frac{h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h}$$

$$A_I = \frac{h'_{21}}{1 + h'_{22} \cdot R_L}$$

Q₃.

Vi begynder bagfra i forstærkeren og starter med beregning af udgangsimpedansen. Alle størrelser er opgivne undtagen R_{gen} , der først må regnes ud. På fig. 6 ser De, at R_{gen} er lig med Q_2 's udgangsimpedans $\parallel Q_2$'s kollektorbekæmpning $\parallel R_7 \parallel R_8$. I fig. 6a er vist det rigtige

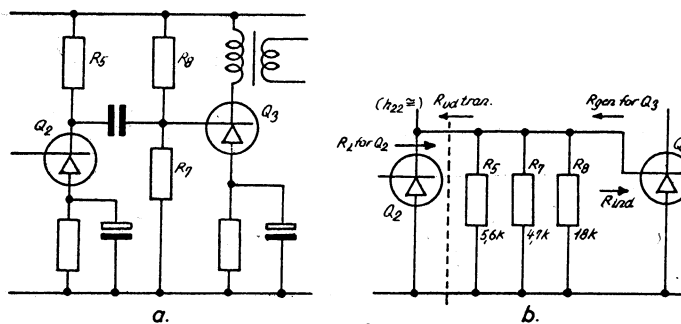


Fig. 6

diagram, og i fig. 6b er der kun taget hensyn til det vekselstrømsmæssige.

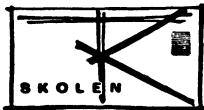
$$\frac{1}{R_{gen}} = \frac{1}{R_{ud}(Q_2)} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} \approx \frac{1}{5,6 \text{ kohm}} + \frac{1}{4,7 \text{ kohm}} = \frac{1}{2,5 \text{ kohm}}$$

Vi kan tillade os at se bort fra R_{ud} og R_8 , da disse to værdier er meget større end R_5 og R_7 . (R_{ud} er af størrelsesordenen 20 kohm).

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} + h_{12} \cdot h_{21} = 25 \cdot 10^{+3}$$

$$R_{ud}(Q_3) = \frac{800 + 2500}{25 \cdot 10^{+3} + 56 \cdot 10^{+6} \cdot 2500} = \frac{3300}{0,165} = 20 \text{ kohm.}$$

For at undgå mistilpasning skal vi vælge $R_L = R_{ud}$, det vil sige, at transformatoren T_1 bør have en primærimpedans på 20 kohm.



$$R_{ind} = \frac{800 + 20 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{+3}}{1 + 56 \cdot 10^{+6} \cdot 20 \cdot 10^3} = 650 \text{ ohm}$$

$$A_V = \frac{+50 \cdot 20 \cdot 10^3}{800 + 20 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{+3}} = +770 \text{ gange.}$$

Minustegnet betyder, at fasen er drejet 180° mellem basis og kollektor.

$$A_W = \frac{50^2 \cdot 20 \cdot 10^3}{(1 + 56 \cdot 10^{+6} \cdot 20 \cdot 10^3)(800 + 20 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{+3})} = \frac{50 \cdot 10^6}{(1 + 1,1) \cdot 1300} = 18 \cdot 10^3 \text{ gange.}$$

Q₂.

Under Q₂'s beregninger hører også beregningen af R_L tilpas (R_L ved tilpasning), der er lig med R_{ud}. Da R_L her er bestemt af det tilladelige spændingsfald over modstanden R₅ = R_L, vil vi undlade at beregne R_L tilpas.

I udtrykket for R_{ind} er den eneste kendte størrelse R_L. I fig. 6b ser De størrelsen af den.

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_{ind}} = \frac{1}{5,6 \text{ k}} + \frac{1}{4,7 \text{ k}} + \frac{1}{18 \text{ k}} + \frac{1}{650} = \frac{1}{500}$$

$$R_L = 500 \text{ ohm}$$

$$\Delta h \text{ beregnes til at være} = 70 \cdot 10^{+3}$$

$$R_{ind} = \frac{3 \cdot 10^3 + 500 \cdot 70 \cdot 10^{+3}}{1 + 500 \cdot 36 \cdot 10^{+6}} \cong 3 \text{ kohm}$$

$$A_V = \frac{+47 \cdot 500}{3 \cdot 10^3 + 500 \cdot 70 \cdot 10^{+3}} = +8 \text{ gange}$$

$$A_W = \frac{47^2 \cdot 500}{(1 + 36 \cdot 10^{+6} \cdot 500)(3 \cdot 10^3 + 500 \cdot 70 \cdot 10^{+3})} = 370 \text{ gange}$$

Q₁.

h-parametrene for denne transistor er opgivet for transistoren koblet i J.E. Da Q₁ arbejder i J.C.-kobling, må vi først regne om fra J.E. til J.C. Dette foregår efter følgende formler:

$$h'_{11} = h_{11}$$

$$h'_{12} = 1 + h_{12}$$

$$h'_{21} = +1 + h_{21}$$

$$h'_{22} = h_{22}$$

$$h'_{11} = 2,4 \text{ kohm}$$

$$h'_{12} = 1 + 14 \cdot 10^{+4} \cong 1$$

$$h'_{21} = +1 + 45 = +46$$

$$h'_{22} = 24 \cdot 10^{+6} \text{ Siemens}$$

$$\Delta h'' = 46$$

Disse værdier indsættes derpå i formlerne til beregning af impedanser og forstærkning. R_L findes efter fig. 8b.

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_{ind}} = \frac{1}{14 \cdot 10^3} + \frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{27 \cdot 10^3} + \frac{1}{3 \cdot 10^3} = \frac{1}{2,1 \cdot 10^3}$$

$R_L = 2,1 \text{ kohm}$, idet man ser bort fra R_3 ,

$$R_{ind} = \frac{2,4 \cdot 10^3 + 2,1 \cdot 10^3 \cdot 46}{1 + 24 \cdot 10^{-6} \cdot 2,1 \cdot 10^3} \approx 2,4 \cdot 10^3 + 2,1 \cdot 10^3 \cdot 46 \approx 98,5 \cdot 10^3 \approx 100 \text{ kohm.}$$

R_1 er tidligere fundet til 0,25 Mohm (s.5) og R_{ind} for selve transistoren er nu fundet til $\sim 100 \text{ kohm}$. Krystalpick-up'ens belastning er derfor $R_1 \parallel R_{ind} = 250 \text{ k} \parallel 100 \text{ k} \sim 70 \text{ kohm}$. Dersom der var anvendt en dårligere transistor, d.v.s. en transistor med en mindre strømforstærkning, ville R_1 være blevet mindre og pick-up'ens belastning dermed større.

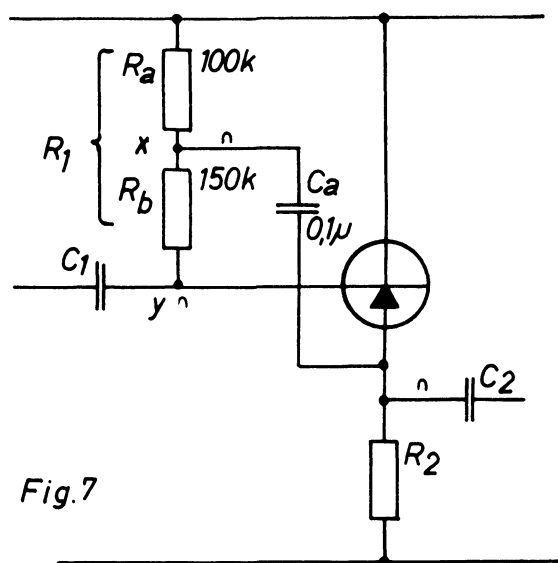


Fig.7

Fig. 7 viser en kobling, hvor belastningen udelukkende bestemmes af R_{ind} , transistorens indgangsimpedans. R_1 er opdelt i R_a og R_b , og pkt. x er forbundet til emitteren gennem en kondensator C_a . Vi har på denne måde fået en slags medkobling.

Pkt. x har samme fase som pkt. y. Hvis spændingen i pkt. y, d.v.s. basis, ændrer sig, vil spændingen i pkt. x ændre sig på samme måde, og spændingen over R_b vil være konstant, hvilket vil sige, at vi ingen spændingsændringer eller vekselspændinger har over R_b . Vekselstrømmen må derfor også være nul, og dette svarer til, at vi har en uendelig stor vekselstrømsmodstand. På denne måde har vi elimineret betydningen af R_1 .

Jævnstrømsmæssigt har C_a ingen betydning. Vi skal ikke her komme ind på beregningen af kredsløbet.

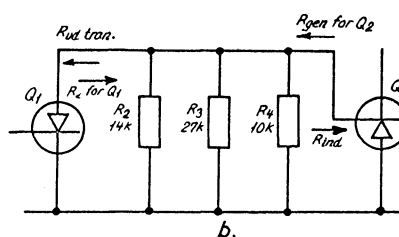
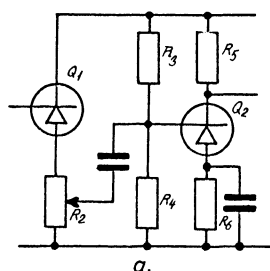


Fig. 8



Udtrykket for en J.C.-koblings karakteristiske høje indgangsimpedans kan omdannes til en mere simpel form.

$$R_{ind} = \frac{h'_{11} + R_L \cdot h'_{21}}{1 + h'_{22} \cdot R_L} \cong h'_{11} + R_L \cdot h'_{21} \cong R_L \cdot h'_{21} = R_L \cdot \beta$$

$$A_V = \frac{(+46) \cdot 2,1 \cdot 10^3}{2,4 \cdot 10^3 + 46 \cdot 2,1 \cdot 10^3} \cong \frac{46 \cdot 2,1 \cdot 10^3}{46 \cdot 2,1 \cdot 10^3} = 1$$

$$A_W = \frac{45^2 \cdot 2,1 \cdot 10^3}{(1 + 24 \cdot 10^6 \cdot 2,1 \cdot 10^3)(2,4 \cdot 10^3 + 2,1 \cdot 10^3 \cdot 46)} \cong 42$$

Den totale spændingsforstærkning for alle tre trin er:

$$A_{V \text{ total}} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3} = 1 \cdot 8 \cdot 770 \cong 6000 \text{ gange}$$

og den totale effektforstærkning er:

$$A_{W \text{ total}} = A_{W_1} \cdot A_{W_2} \cdot A_{W_3} = 42 \cdot 370 \cdot 18 \cdot 10^3 = 2,8 \cdot 10^8 \text{ gange eller } 84 \text{ dB.}$$

Den nødvendige effektforstærkning var bestemt til 85 dB, og vi har kun opnået en forstærkning på 84 dB. Der er nu forskellige måder at tilvejebringe overensstemmelse mellem de to tal.

Man kan for det første mindske modkoblingen, og for det andet gennemgå forstærkeren for at finde de svage punkter, det vil sige de punkter, der giver anledning til en for ringe forstærkning. En tredje mulighed er at forøge forstærkningen ved at bruge bedre transistorer, eller at øge kollektorstrømmen eller kollektorspændingen.

Da de foretagne beregninger er beheftet med visse usikkerheder, der er blandt andet spredning i transistorerne, kan vi i dette tilfælde udmærket fremstille forstærkeren og derefter lave en passende modkobling.

Punkt 6.

For at beregne kapaciteterne må vi kende forstærkerens nedre grænsefrekvens, som vi kan fastsætte til 30 Hz. Hvert leds grænsefrekvens må da sættes til $\frac{f_n}{n}$, hvor n er antallet af frekvensbestemmende led i forstærkeren. Det bemærkes dog, at grænsefrekvensen bestemmes på en anden måde for en forstærker med modkobling over flere trin.

C_1 er en overføringskapacitet, der er belastet med Q_1 s indgangsimpedans på 100 kohm || $R_1 + R_{gen}$.

$$R = 100k \parallel 250k + 100k \cong 200 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{1 \cdot 5}{2\pi f_n \cdot R} = \frac{1 \cdot 5}{2\pi \cdot 30 \cdot 200000} \cong 140 \text{ nF} \cong 0,2 \text{ }\mu\text{F}$$

C_2 er ligeledes en overføringskapacitet, der er belastet med ca. 2 kohm (Q_2 's indgangs-impedans $\parallel R_3 \parallel R_4 + \frac{1}{10} \cdot R_2 \approx 3,4 \text{ k}\Omega$).

$$C_2 = \frac{1 \cdot 5}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 3400} \approx 7,5 \text{ } \mu\text{F} \approx 10 \text{ } \mu\text{F}$$

C_3 afkobler R_6 , der er på 1 kohm.

$$C_3 = \frac{1 \cdot 5}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 1000} \approx 25 \text{ } \mu\text{F}$$

C_4 er en overføringskapacitet, belastet med ca. 3,6 k Ω (Q_3 's indgangs-impedans $\parallel R_8 \parallel R_7 + R_5 \parallel R_{L(Q_2)}$). $R_{L(Q_2)} \sim 10 \text{ k}\Omega$.

$$C_4 = \frac{1 \cdot 5}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 3600} \approx 7 \text{ } \mu\text{F} = 10 \text{ } \mu\text{F}$$

C_5 afkobler R_9 , der er på 330 ohm.

$$C_5 = \frac{1 \cdot 5}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 330} = 75 \text{ } \mu\text{F} \approx 100 \text{ } \mu\text{F}$$

Da forstærkningen viste sig at være mindre end ønsket, gennemgik vi forskellige muligheder for at afhjælpe dette. En helt anden mulighed er simpelthen at anvende en transistor mere. Uvilkårligt vil man måske så anvende den i den kobling, som giver den største forstærkning, nemlig J.E. (ca. 35 dB); men dels har vi ikke brug for denne store forstærkning, og dels er det altid vanskeligt at få en 4-trins forstærker stabil, så vi vil undersøge, om ikke en anden kobling, for eksempel J.C., vil være egnet. Fig 9 viser et diagram af den ny opstilling, hvor den fjerde transistor, Q_4 , er anvendt i en mellemkobling.

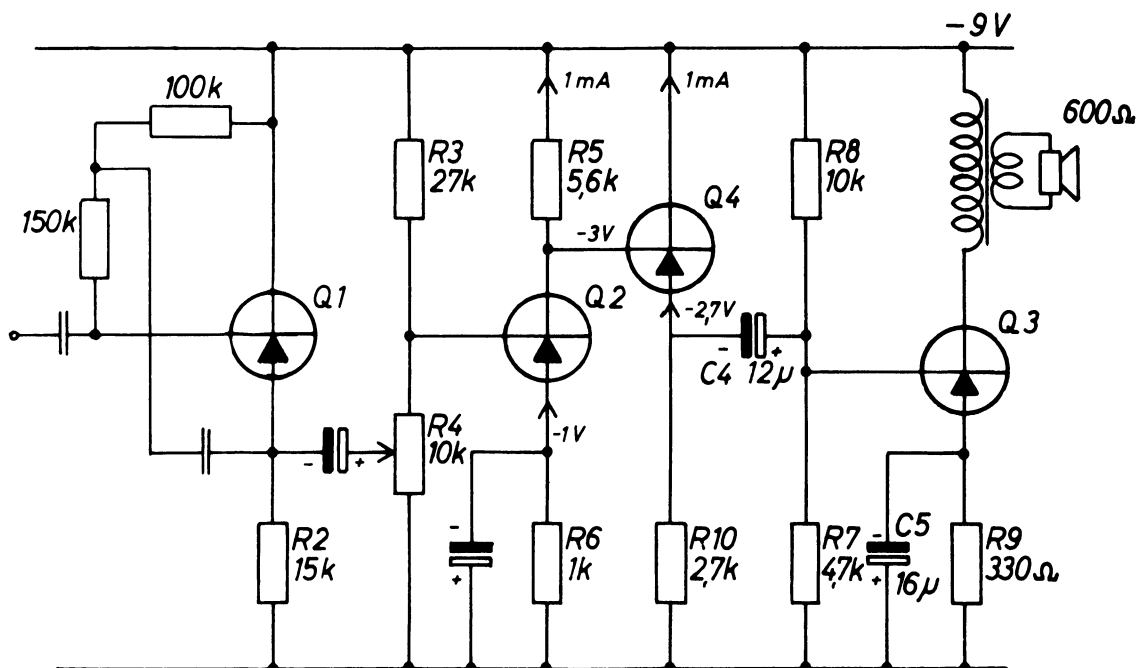


Fig. 9

Fordelene ved denne kobling, som foruden Q_4 kun kræver en modstand mere, er for det første, at transistoren i sig selv giver en mindre strømforstærkning, ca. 15 dB. For det andet bliver belastningen af Q_2 mindre, d.v.s., at Q_2 får en større R_L og dermed en større spændingsforstærkning. En tredje fordel er, at man undgår en fasedrejning, hvad der har betydning for stabiliteten.

Volumenkontrollen er flyttet hen i basis på Q_2 , hvor det giver mindre støj end før, da jævnspændingen er mindre, og strømmen i potentiometret derfor også er mindre. Dette medfører, at spændingsforskellen mellem de enkelte kulkorn bliver mindre, hvorved støjen reduceres.

Flytningen af volumenkontrollen giver den ulempe, at belastningen af Q_1 ændres. Det vil betyde, at R_{ind} ændres i takt med volumenkontrollens stilling ($R_{ind} \approx \beta \cdot R_L$).

Koblingen mellem Q_2 og Q_4 er en ren jævnstrømskobling. Man undgår herved elektrolytkondensatoren, som er det svageste led i forstærkeren. En god elektrolytkondensator koster ofte det samme som en transistor, men en elektrolytkondensators levetid er meget mindre - ofte kun eet år eller to.

Modkobling.

Ved dimensioneringen af forstærkeren har vi ikke omtalt modkoblingen nærmere, da de forskellige former for modkobling i princippet er ens for transistorer og rør.

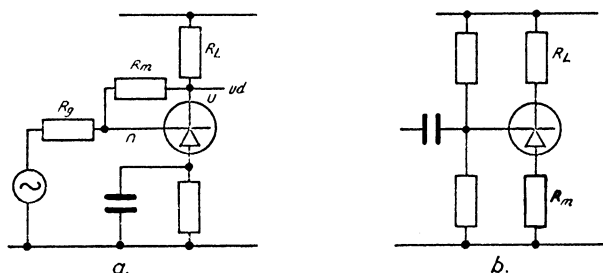


Fig. 10

I fig. 10a er vist en meget anvendt modkobling, parallelmodykoblingen, hvor modkoblingen foregår mellem kollektor og basis over modstanden R_m . Denne form virker både over for jævnspænding og vekselspænding. De vil høre mere om denne modkobling i lektionen om temperaturstabilisering.

I fig. 10b genkender De i princippet med den uafkoblede katodemodstand, seriekoblingen.

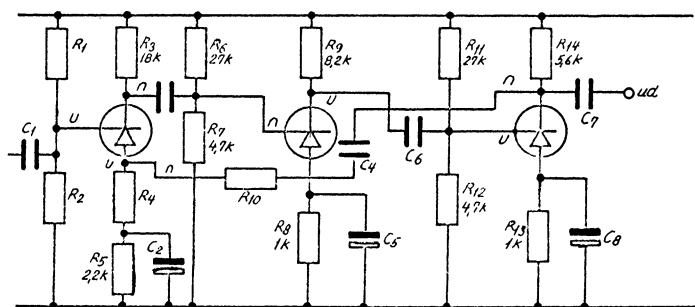


Fig. 11a

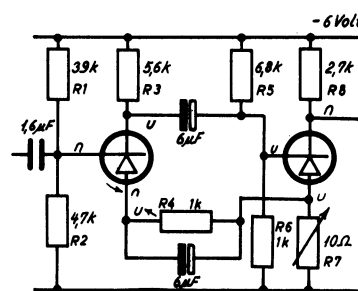


Fig. 11b

I fig. 11 ser De den praktiske udformning af en modkobling. I fig. 11a er spændingen ført tilbage fra udgangen til emitteren på det første trin. Modkoblingen, som er en spændings-parallelmodykobling, bestemmes af forholdet mellem R_4 og R_{10} . Modstanden R_5 indgår ikke i modkoblingskredsløbet, da den er afkoblet af C_2 .

På fig. 11b som viser en spændings-seriemodkobling, udtages modkoblingsspændingen på emitteren af den sidste transistor og føres tilbage til emitteren på den første transistor.

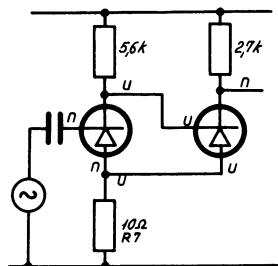


Fig. 12

Fig. 12 viser det samme i en enklere form. Her ser De tydeligt, at spændingen over modstanden R_7 føres til den første transistor i modfase med generatorspændingen. Der er ikke vist de forskellige jævnstrømskomponenter.

Grammofon-forstærker.

Diagrammet til en transportabel grammofonforstærker er vist i fig. 13. Forstærkeren leverer ved fuld udstyring ca. 200 mW og er beregnet for tilslutning til en krystalpick-up. Strømforsyningen er 6 volt.

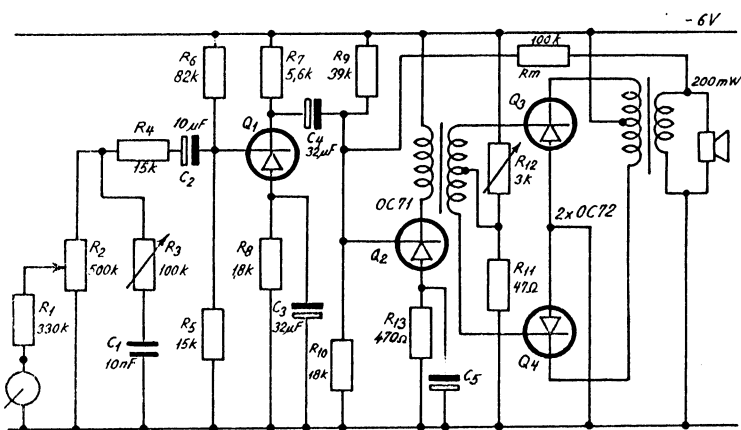


Fig. 13

Vi vil nu undersøge forskellige koblingsmuligheder for det første trin i forstærkeren. Dette trin kaldes ofte forforstærkeren i modsætning til udgangsforstærkeren eller effektforstærkeren.

Da den første transistor (Q_1) i fig. 13 er koblet som jordet emitter, er indgangsimpedansen lav, ca. 2-5 kohm. En krystalpick-up kræver imidlertid høj belastningsmodstand for at få en passende frekvensgang og signalstyrke, man har derfor forbundet en stor modstand, R_1 , i serie med pick-up'en for

at få den rette belastning. Dette medfører desværre, at forstærkningen fra pick-up'en til basis på næste trin bliver ringe på grund af spændingsdelingen mellem R_1 og indgangsmodstanden på Q_1 .

R_2 virker som potentiometer, og R_3 i forbindelse med C_1 er en tonekorrektur.

Forstærkeren giver en praktisk løsning på problemet med en transistors lave indgangsimpedans i J.E.-kobling.

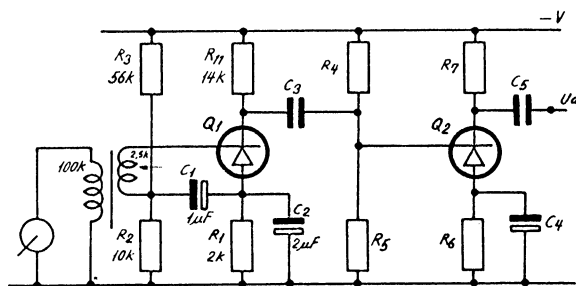


Fig. 14

I fig. 14 og 15 er der vist to andre løsninger på problemet. I fig. 14 er der anvendt en indgangstransformator, og dette må anses for at være den bedste løsning. Man får på denne måde krystalpick-up'ens høje impedans transformeret ned til ca. 5 kohm, der normalt er transistorens indgangsimpedans i J.E.-kobling. Samtidig bibeholdes pick-up'ens effekt fuldt ud, bortset fra eventuelle tab i transformatoren.

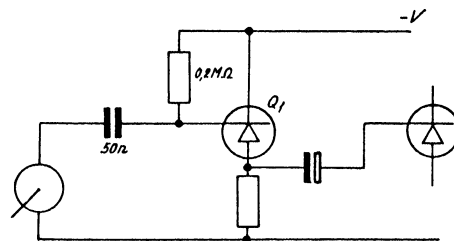


Fig. 15

Metoden bruges sjældent, da en transformator, som kan anvendes i det ønskede frekvensområde, er meget dyr og fylder meget. For at have den rigtige størrelse skal den primære selvinduktion være mellem 200 og 1500 Hy.

I fig. 15 er det første trin koblet som J.C. på samme måde som i fig. 3. Koblingen anvendes sjældent i forbindelse med en krystalpick-up, hvorimod den ofte bruges i modtagere.

I en modtager kan forstærkeren i fig. 13 anvendes i udgangen; men da det L.F.-signal, som kommer fra H.F.-delen er ringe, kan man ikke tillade effekttabet i R_1 . For at undgå effekttabet kan man indsætte en transistor i J.C.-kobling, som vist i fig. 16.

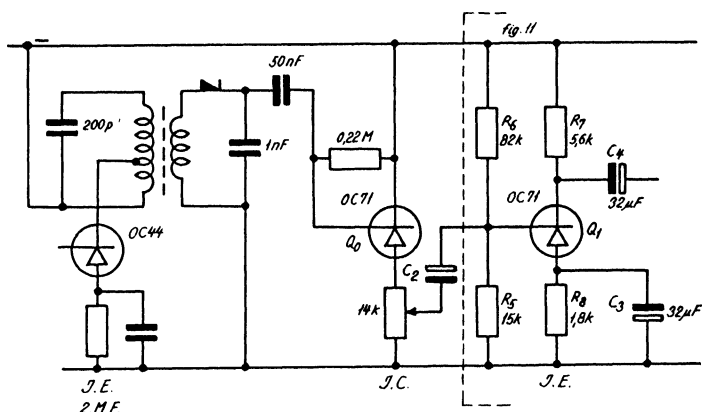


Fig. 16

I denne lektion har vi beskæftiget os med de første trin i forstærkere. I næste lektion vil vi behandle udgangstrinnet eller det effektgivende.



Øvelsesopgaver.

1. En forstærker skal have en forstærkning på 72 dB med en modkobling på 12 dB. Den samlede forstærkning skal være:
a) 60 dB b) 72 dB c) 84 dB?
2. I fig. 3 ændres C_1 til 100 nF. Den nedre grænsefrekvens bliver:
a) højere b) uændret c) lavere
3. Ved impedanstilpasning mellem en generator og et indgangstrin er:
a) generatorimpedansen større end indgangsimpedansen?
b) " lig med " ?
c) " mindre end " ?
4. Ved impedanstilpasning får man fra en generator:
a) mindre end halv effekt b) halv effekt
c) max. effekt?
5. I fig. 3 vælges Q_1 med en større strømforstærkning (β) end 47. Modstanden R_1 skal så være:
a) større b) mindre c) den samme?
6. Ved tilpasning får man fra en generator en spænding over belastningsmodstanden, der er
a) mindre end den halve generatorspænding
b) den halve generatorspænding
c) den fulde generatorspænding

Indsendelsesopgaver.

1. Signalet fra en lavohms pick-up med en impedans på 50 ohm ønskes forstærket af en transistor, inden det føres ind på gitteret af et rør.
a) Hvilken kobling skal anvendes og hvorfor? Tegn et diagram.
b) Hvor stor en forstærkning kan forventes?
c) Er det spændings-, strøm- eller effektforstærkning?



2. Forstærkeren i fig. 3 benytter en spænding på +9 volt. Spændingen ønskes ændret til +24 volt uden at ændre strømme igennem og spændingerne over transistorerne. Samtidig øges R_9 til 3,3 kohm, R_7 til 15 kohm, R_8 til 32 kohm og R_3 til 100 kohm.
- a) Hvor store skal modstandene R_2 og R_5 være?
 - b) Hvor stor bliver A_V for Q_1 , Q_2 og Q_3 og A_V total?
 - c) Skal R_1 ændres?
3. Pick-up spændingen i fig. 13 er 0,5 volt (1000 Hz). $R_1 = 100$ kohm. h-parameter værdierne er som angivet for Q_1 i det beregnede eksempel. $R_2 = 500$ k Ω og $R_3 = 100$ k Ω .
- a) Hvor stor er vekselspændingen på basis af Q_2 ?
 - b) Hvor stor er effektforstærkningen?
Beregnes på enkleste måde.
4. Beregn udgangsimpedansen på Q_1 i J.C.-kobling i fig. 3.
5. Hvad er minimum værdierne for kapaciteterne i fig. 3, når $f_n = 50$ Hz?
6. Bestemmes en transistors spændingsforstærkning af dens belastning eller dens udgangsimpedans?
7. Hvor er det mest fordelagtigt at anbringe en volumenkontrol og hvorfor?
8. Har jævnspændingens størrelse over en volumenkontrol nogen betydning?

BESVARELSSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. TRI/65 1821

Grad/nr. 560 689463
(Kun for militær)

Navn H. Høngberg Pedersen

Adresse VMs Kaserne Ole Nelsensvej Kbh Ø

Løbe nr. 5

Lekt. nr. 1203

Dato 29/11 65

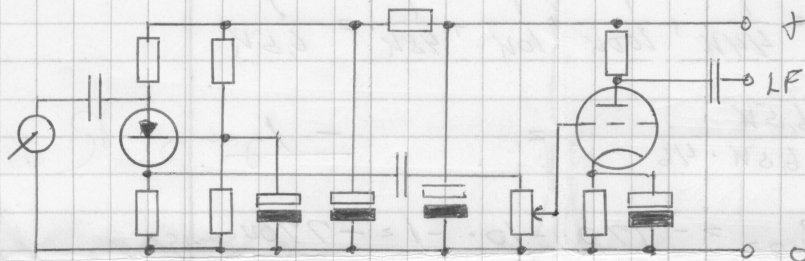
Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

1. a

Da indgangsimpedansen skal være lav og udgangsimpedansen skal være høj skal man anvende jordet basis trien



b Forstærkningen er ca 10 til 100 gange svarende til 20 til 40 db.

c Da det er et rpu der skal findes er der tale om spændingsforstærkning.

2. a

$$V_{CE} = 2V ; V_{R2} = 24V - 2V = 22V$$

$$R_2 = \frac{22}{0,5mA} = 44K\Omega$$

$$V_{CE} = 2V ; V_{Rc} = 1V ; V_{R5} = 24 - 2 - 1 = 21V$$

$$R_5 = \frac{21}{1mA} = 21K\Omega$$

b

Q3

$$\frac{1}{R_{ge}} = \frac{1}{R_{udQ2}} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} = \frac{1}{20K} + \frac{1}{15K} + \frac{1}{32K} = \frac{1}{8,6K}$$

$$R_{udQ3} = \frac{800 + 8,6K}{25 \cdot 10^{-3} + 56 \cdot 10^{-6} \cdot 8,6K} = 19K$$

Rud uendret ca 20K

A_V uændret - 770 gange

R_{ind} uændret 650 Ω

Q2

$$\frac{1}{R_{ud}} = \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_{indQ_3}} = \frac{1}{21K} + \frac{1}{32K} + \frac{1}{15K} + \frac{1}{650} = \frac{1}{640\Omega}$$

$$A_V = \frac{-h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h} = \frac{-47 \cdot 640}{3K + 70 \cdot 10^{-3} \cdot 640} = -10 \text{ gange}$$

$$R_{indQ_2} = \frac{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + h'_{22} \cdot R_L} = \frac{3K + 640 \cdot 70 \cdot 10^{-3}}{1 + 36 \cdot 10^{-6} \cdot 640} = 48K$$

Q1

$$\frac{1}{R_{ud}} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_{indQ_2}} = \frac{1}{44K} + \frac{1}{100K} + \frac{1}{10K} + \frac{1}{48K} = \frac{1}{6,5K}$$

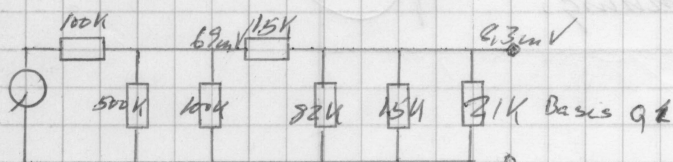
$$A_V = \frac{-h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h} = \frac{-46 \cdot 6,5K}{24K + 6,5K \cdot 46} = -1 \text{ gang}$$

$$A_{V \text{ total}} = A_{VQ_1} + A_{VQ_2} + A_{VQ_3} = -770 \cdot -10 \cdot -1 = -7700 \text{ gange}$$

svarende til ca 78 db

c Nej R_L skal ikke ændres

3.



$R_L = 1,5K$

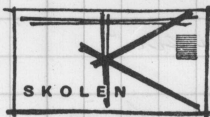
$$A_{VQ_1} = \frac{-h'_{21} \cdot R_L}{h'_{11} + R_L \cdot \Delta h} = \frac{-45 \cdot 1,5K}{2,4K + 1,5K \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = -27 \text{ gange}$$

$$e_{Q_2} = 8,3mV \cdot 27 = 232mV$$

$$A_1 = \frac{h'_{21}}{1 + h'_{22} \cdot R_L} = \frac{45}{1 + 24\mu \cdot 1,5K} = 45 \text{ gange}$$

$$A_{AV} = A_{V1} \cdot A_1 = -27 \cdot 45 = 1260 \text{ gange}$$

BESVARELSSESARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. TR/65 1821

Grad/nr. 56688463
(Kun for militær)

Navn M. Karsberg Pedersen

Adresse GMS Kaserne Ole Mølnersvej, KBH Ø

Løbe nr. 5

Lekt. nr. 1203

Dato 1/2 65

Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

Lærerens bemærkninger

4

$$R_{gen} = 90K // 250K = 65K$$

$$R_{ud} = \frac{4K + R_{gen}}{4K + 24\mu s \cdot 65K} = \frac{24K + 65K}{4K + 24\mu s \cdot 65K} = 142K$$

5

$$C_1 = \frac{1.5}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1.5}{2\pi \cdot 50 \cdot 200K} = 80nF$$

$$C_2 = \frac{1.5}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1.5}{2\pi \cdot 50 \cdot 3.4K} = 4.7\mu F$$

$$C_3 = \frac{1.5}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1.5}{2\pi \cdot 50 \cdot 1K} = 16\mu F$$

$$C_4 = \frac{1.5}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1.5}{2\pi \cdot 50 \cdot 3.6K} = 4.4\mu F$$

$$C_5 = \frac{1.5}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1.5}{2\pi \cdot 50 \cdot 330} = 48\mu F$$

6. Spændingsforstærkningen er afhængig af om der er tilpasning til trinnet og er derfor bestemt af belastningen

7. Potentiometeret bør anbringes så langt fremme som muligt for at undgå overstyring af de første trin men det bør ikke anbringes direkte over indgangen da det giver et dårligt støj forhold.

8 Jo større spænding der er over oelumen-
kontrollen jo mere støj vil den lave når den drejes
den uden skal den kunne klare den effekt der
opsættes i styrkekontrollen.

R

Indi Wilson
Læringsvejleder

5
1265

L.F.-FORSTÆRKERE II.Effektforstærkere.

Effektforstærkere anvendes i de fleste tilfælde som udgangsforstærkere. Man har flere former for udgangsforstærkere, for eksempel klasse A, klasse B, klasse A-B, delt belastnings-trin, og desuden et trin sammensat af en NPN og PNP transistor.

Klasse A.

For at opfriske Deres kendskab til teorien om klasse A-forstærkning i rørteknikken, vil vi kort nævne:

i klasse A-forstærkere er det tilstræbt, at anodestrømmen tilnærmelsesvis rigtigt gengiver gittervekselspændingens kurveform, hvorfor der anvendes en sådan negativ gitterspænding, at anodestrømmens minimalværdi er større end nul, og at røret arbejder på den retlinede del af karakteristikken, idet gitteret normalt ikke må blive positivt ved maksimum af gittervekselspænding. Virkningsgraden bliver da lav og udgangseffekten ringe, mens effektforstærkningen er stor, da effektforbruget i gitterkredsen er lille.

I denne lektion vil vi især behandle den teori om transistorer i klasse A, som afviger fra teorien for rør.

I lektionen om spændingsforstærkere blev der beregnet et transformator koblet trin, der arbejdede i klasse A. En forudsætning for beregningens rigtighed var den ringe udstyring, idet h-parametrene anvendtes ved beregningen. Nu vil vi benytte en delvis grafisk metode, det vil sige en beregning ved hjælp af kurver.

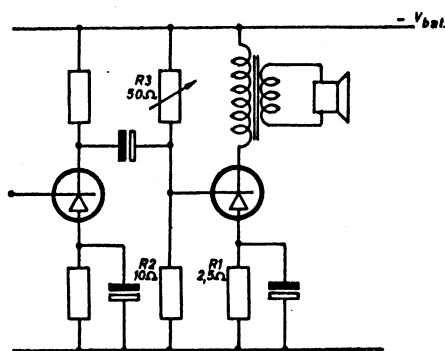


Fig. 1

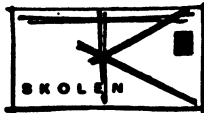
På fig. 1 ser De et diagram over en typisk effektforstærker i klasse A. Forstærkeren kunne for eksempel anvendes som udgangstrin i en grammofonforstærker. Til beregningsgrundlag anvendes følgende:

- 1) udgangseffekt $W_{ud} = 2 \text{ W}$
- 2) udgangsimpedans $R'_{L \text{ sec}} = 5 \text{ ohm}$, hvor $R'_{L \text{ sec}}$ er den fra primærsiden af udgangstransformatoren omregnede modstand.

Først fastsættes batterispændingen. Man kan bruge spændinger fra 3 volt og op til 100 volt; men ikke alle værdier er lige egnede. De lave spændinger vil kræve store strømme,

da W_{ud} er konstant. Desværre varierer forstærkningen (β) med kollektorstrømmen I_C , og ved fuld udstyring vil I_C variere fra 0 til $2 \times I_C$. Dette vil give anledning til forvrængning på grund af β -variation. Ved lav spænding skal endvidere kollektorimpedansen være meget lille og udgangstransformatoren vil få en meget dårlig virkningsgrad. Man bør derfor ikke vælge spændinger under 6 volt. Skal opstillingen være batteridreven, vil for store spændinger give anledning til høje driftsudgifter, da prisen pr. watttime stiger stærkt med spændingen.

En passende spænding vil være 6 volt til små effekter, 12 volt til mellemstore effekter og 24 volt til de største effekter. I tabellen på næste side er angivet batterispænding og egnede transistorer for forskellige effekter. Tabellen kan også anvendes til klasse B-forstærkere.



$\frac{W_{ud}}{W}$	Spænding volt	Transistor
0,1	6	OC 308 I OC 72 P
0,5	6	OC 30 P
1 - 2	6 (12)	OC 30 P
2 - 5	12	OC 16 P 2 N 257 I
5 - 10	12 (24)	2 N 173 D
10 - 20	24	2 N 173 D

I = Internetall

P = Philips

D = Delco

Der er intet i vejen for, at de store transistorer kan anvendes til små effekter, og at større batterispændinger kan benyttes ved små effekter; men virkningsgraden er som regel dårligere. Vi vælger en batterispænding på 12 volt.

Som en passende transistor vælges Internetall's 2 N 257. I tabellen med transistordata er dens vigtigste data angivet, og på det medfølgende kurveblad ser De kurver for strømme og spændinger, maksimal kollektorspænding samt maksimalt tilladeligt kollektortab ved forskellige afkølingsforhold.

Først bestemmes kollektorstrømmen. Fra rørteknikken ved vi, at

$$W_{\text{batteri}} = W_{\text{anode}} + W_{\text{ud}}$$

Den angivne effekt fra batteriet er lig med anodetabet + den afleverede effekt til belastningen. Virkningsgraden er defineret som

$$\eta = \frac{W_{\text{ud}}}{W_{\text{batteri}}} = \frac{W_{\text{ud}}}{W_{\text{anode}} + W_{\text{ud}}}$$

og kan for klasse A-forstærkere maksimalt blive 48 % ~ 50 %. Det gælder tilsvarende for transistorer, at

$$W_{\text{batteri}} = W_C + W_{\text{ud}}$$

hvor W_C = kollektortabet.

$$\eta = \frac{W_{\text{ud}}}{W_{\text{batteri}}} = \frac{W_{\text{ud}}}{W_C + W_{\text{ud}}} \approx 50 \%$$

Da $W_{\text{ud}} = 2 W$, kan vi finde W_C .

$$\eta \cdot W_C + \eta \cdot W_{\text{ud}} = W_{\text{ud}}$$

$$W_C = \frac{W_{\text{ud}} + \eta \cdot W_{\text{ud}}}{\eta} = W_{\text{ud}} \frac{1 + \eta}{\eta}$$



$$W_C = 2 \frac{1 + 0,5}{0,5} = 2 \text{ Watt}$$

$$W_{\text{batteri}} = W_C + W_{ud} = 2 + 2 = 4 \text{ Watt.}$$

Derefter beregnes spændingen over transistoren. Til temperaturstabilisering anvender vi 1 volt og til spændingstab over transformatoren ligeledes 1 volt. Til rest er der 12 volt + (1 + 1) volt = 10 volt.

Hermed er kollektorstrømmen bestemt, da

$$I_C = \frac{W_{\text{batt}}}{V_{CE}} = \frac{4,0}{10} = 0,4 \text{ A.}$$

Modstanden R_1 kan ligeledes bestemmes:

$$R_1 = \frac{1}{0,4} = 2,5 \text{ ohm,} \quad W_{R_1} = 1 \cdot 0,4 = 0,4 \text{ W}$$

På kurvebladet med $I_C = f(V_C)$ indtegnes arbejdspunktet: $V_{CE} = 10 \text{ V}$ og $I_C = 0,4 \text{ A}$. Herved finder vi en basisstrøm på 6 mA. Spændingen over transistoren kan variere fra $2 \times V_{CE}$ til 0 volt, det vil sige fra 20 til 0 volt. Man tegner derpå en ret linie fra 20 volt gennem arbejdspunktet. Denne linie er transistorens arbejdslinie, og ud fra den bestemmes kollektorimpedansen R_L , som er lig med liniens hældning.

$$R_L = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{20 + 10}{0,4 + 0} = 25 \text{ ohm.}$$

Transformatoren skal altså have en impedans på 25 ohm. Omsætningsforholdet bliver

$$n = \sqrt{\frac{R_L}{R_{L \text{ sec}}}} = \sqrt{\frac{25}{5}} \approx 2,2$$

Modstanden $R_2 = 10 \text{ ohm}$, og R_3 er variabel for at kunne indstille strømmen til det rigtige arbejdspunkt. R_3 regnes til at være 50 ohm. På kurvebladet for $I_C = f(V_{BE})$ finder vi den nødvendige basissspænding for fuld udstyring = 0,5 volt. Herved er indgangseffekten fundet til:

$$W_{\text{ind}} = V_B \cdot I_B = 0,5 \cdot 0,006 = 0,003 \text{ W} = 3 \text{ mW.}$$

Effektforstærkningen er

$$A_W = \frac{W_{ud}}{W_{\text{ind}}} = \frac{2,0}{0,003} = 666 \text{ gange eller } 28,2 \text{ dB.}$$

Vi må dernæst se på, om transistoren kan tåle kollektortabet 2W uden at ødelægges. Formlen kender De fra lektion nr. 1207. T_r sættes til 5°C/W .

$$W_{C \text{ max}} = \frac{t_{j \text{ max}} + t_{\text{omg}}}{T_r} = \frac{75 + 30}{5} = 9 \text{ W.}$$

De vil se, at der er rigelig sikkerhed. Vi kan også undersøge, hvor høj en omgivelses-

temperatur vi kan tillade os.

$$t_{omg} = t_{j \max} + W_C \cdot T_r = 75 + 4 \cdot 5 = 55 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Endvidere kan man beregne transistorens indvendige temperatur ved stuetemperatur.

$$t_j = t_{omg} + W_C \cdot T_r = 25 + 4 \cdot 5 = 45 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Vi må her regne med $W_C = 4 \text{ W}$, idet det værste tilfælde for transistoren optræder, når der ingen signal, vekselspænding, er på indgangen. Den fulde effekt afsættes da i kollektoren. I det foregående er der anvendt J.E.-kobling; men der er intet i vejen for at anvende J.C. eller J.B. Disse koblinger kræver dog en større indgangseffekt.

Vi vil nu vise Dem nogle andre eksempler på klasse A-forstærkere. Dersom man kunne lade kollektorstrømmen følge signalets amplitude, ville der kun afsættes en ringe effekt i kollektoren i tomgang. På fig. 2 og 4 ser De to typiske eksempler på opstillinger med den såkaldte "glidende forspænding". Vi tænker os først, at der ingen vekselspænding er på indgangen (in-

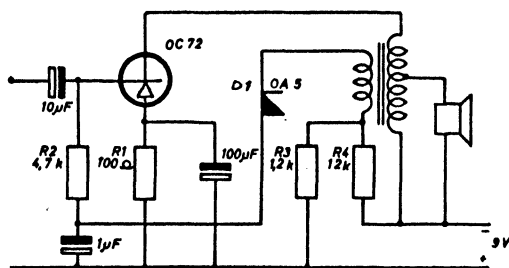


Fig. 2

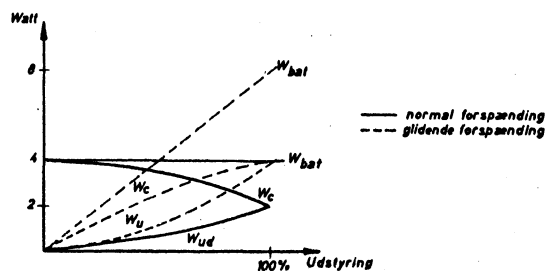


Fig. 3

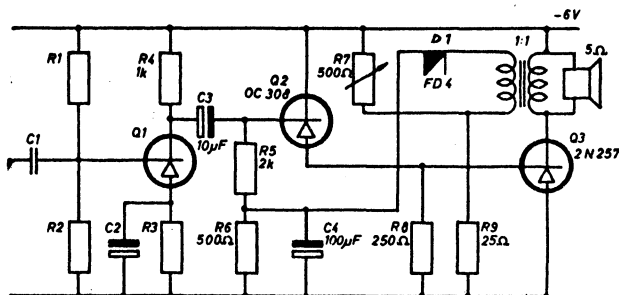


Fig. 4

gen signal) i fig. 2; kollektorstrømmen i transistoren er næsten nul, og der afsættes kun en ringe effekt i kollektoren. Vi sætter nu et lille signal på indgangen. Signalet bliver forstærket i transistoren, overført til sekundærsiden på transformatoren, ensrettet i dioden D_1 og giver en negativ jævnspænding på basis, hvad der får strømmen i kollektoren til at stige. Med andre ord, øges signalet, øges den negative spænding på basis og strøm-

men i kollektoren stiger. Hvis transformatorens omsætningsforhold er rigtigt beregnet, er transistoren næsten fuldt udstyret hele tiden. Vi kan da aftage den dobbelte effekt. På kurverne

i fig. 3 ser De forholdene nærmere belyst.

På den lodrette akse er effekten afsat i watt og ud ad den vandrette akse er udstyringsgraden afsat. De fuldt optrukne linier angiver effekten ved normal forspænding, det vil sige, at trinnet arbejder med fuld kollektorstrøm hele tiden; mens de stiplede linier angiver glidende forspænding. Når udstyringen er nul (ingen indgangssignal), vil den fulde effekt afsættes i kollektoren: $W_C = W_{C \text{ max}}$ og $W_{ud} = 0$. Af kurverne ser man, at W_C falder og W_{UD} stiger med udstyringen, indtil $W_C = W_{ud}$ ved fuld udstyring, og at $W_C + W_{ud} = W_{C \text{ max}} = W_{\text{batteri}}$ ($W_C = \frac{1}{2} W_{C \text{ max}}$). Med glidende forspænding og uden indgangssignal er $W_C = W_{ud} = 0$. Med stigende udstyring stiger både W_C og W_{ud} ; men W_C stiger mere end W_{ud} . Ved fuld udstyring er W_C atter lig med $W_{ud} = W_{C \text{ max}}$. Den aftagne effekt fra batteriet er da $2 \cdot W_{C \text{ max}}$.

I fig. 2 bemærker De, at der i udgangen er anvendt en autotransformator for tilpasning mellem transistorens udgang og højttaleren. Som bekendt har en autotransformator større virkningsgrad og er tillige billigere end en almindelig transformator med to separate viklinger.

På fig. 4 ses et andet eksempel på glidende forspænding. Drivertransistoren (Q_2) er koblet som emitterfølger, og vi opnår på denne måde at få Q_3 's lave indgangsimpedans omsat til en høj impedans, der ikke belaster udgangen på Q_1 nævneværdigt. Vi får ingen spændingsforstærkning i Q_2 ; men da Q_1 's belastningsmodstand bliver mange gange større end ellers, vil vi alligevel vinde en del spændingsforstærkning. Transformatoren T_1 benyttes til to ting:

- 1) Omsætning af den spænding som føres tilbage til drivertransistoren.
- 2) Gennemgang for jævnstrømmen til kollektor.

Jo større del af vekselstrømmen, der går gennem højttaleren, jo større virkningsgrad får vi.

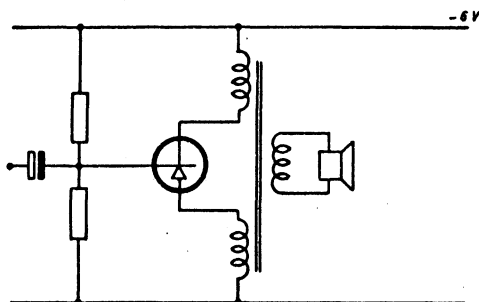


Fig. 5

På fig. 5 er vist et udgangstrin med delt belastning. Opstillingen arbejder både i J.C. og J.E.-kobling, eller sagt på en anden måde: opstillingen arbejder i J.E. med modkobling. Denne koblingsmåde har den fordel, at den bruger mindre batterispænding, at frekvensgangen er fin (på grund af modkoblingen), og at tilpasningen til det foregående trin er bedre end for et trin, der kun er koblet som J.E. (indgangsimpedansen bliver større grundet modkoblingen).

Klasse B.

I de fleste udgangsforstærkere med transistorer anvender man klasse B-forstærkning. For det første bruger en klasse B-forstærker kun ringe strøm uden signal, strømforbruget stiger med signalstyrken, og da de fleste transistorforstærkere hidtil er blevet brugt på steder, hvor strømforbruget spiller en afgørende rolle, har det været af stor betydning at kunne nedsatte dette. En anden grund til klasse B-forstærkerens store udbredelse var, at det først omkring 1957 lykkedes at fremstille virkelige krafttransistorer. Fra en klasse B-forstærker kan man med de samme transistorer få 3 - 5 gange så stor en effekt ud som fra en klasse A-forstærker.

I en klasse B-forstærker får anodestrømmen form af halvbølger af en sinuskurve. Der anvendes en sådan negativ gitterforspænding, at anodestrømmen reduceres til en relativ lille værdi, når der ingen gitterspænding er til stede. For transistorers vedkommende følger bereg-

ningen af belastningsimpedansen de for rør gældende regler. Transistorer har dog den fordel, at de kan arbejde med en forholdsvis mindre hvilestrøm end rør, og de kan udstyres, til kollektorspændingen er næsten nul volt.

Beregningerne for indgangssiden er en smule forskellige fra rørberegningerne. På fig. 6

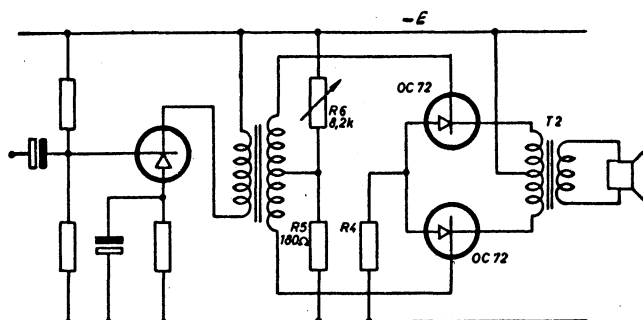


Fig. 6

ser De en typisk udgangsforstærker i klasse B og koblet i J.E. Vi vælger atter J.E.-koblingen, som er den kobling, der giver den største forstærkning. J.C.-kobling har mindre forstærkning og mindre forvrængning, da højttalerens svingninger bliver hurtigere dæmpet. Højttaleren kan altid anvendes som direkte belastning. J.B.-kobling har ligeledes mindre forstærkning, mindre forvrængning og desuden bedre temperaturstabilisering.

Opstillingen i fig. 6 er tænkt anvendt som udgangsforstærker til en autoradio eller batteriradio. Batterispændingen er da enten 12 volt, eller 6 volt som vi vil benytte. Udgangseffekten sættes til 0,3 W. Af transistorer kan vi anvende Intermetall's OC 308 eller Philips' OC 72 - vi vælger 2 stk. OC 72. På kurvebladet er angivet de forskellige kurver for denne transistor, og i Deres datablade er de vigtigste data givet.

For at opnå den mindste forvrængning må man anvende to transistorer, der er tilpassede (parrede), og det vil sige, at deres I_{CO} skal være nogenlunde lige store, desuden skal deres β -værdi ligge meget nær hinanden over hele det ønskede strømområde. Det første, vi bestemmer, er kollektorstrømmen.

I en klasse B-forstærker er virkningsgraden maksimalt 78,5 %, den er i praksis noget lavere. Vi vil regne med en virkningsgrad på 75 %.

$$W_{ud} = 300 \text{ mW}. \quad W_{batteri} = W_{ud} + W_C = \frac{W_{ud}}{\eta}$$

$$W_{batteri} = \frac{300 \cdot 100}{75} = 400 \text{ mW}$$

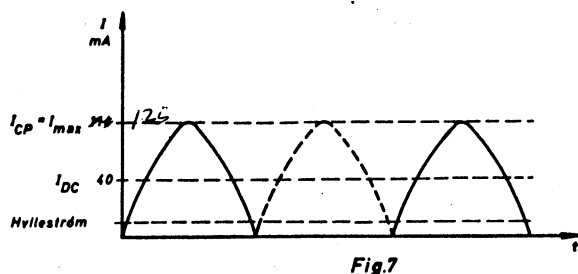
Vi kan regne med et jævnspændingstab i R_4 og transformatoren på 1 volt. Til rådighed er der $6 + 1 = 5$ volt. Den samlede strøm er

$$I = I_{DC \text{ total}} = \frac{400}{5} = 80 \text{ mA.}$$

Strøm pr. transistor = 40 mA, som er jævnstrømsværdien ved fuld udstyring. Vi ønsker nu at kende strømmens maksimalværdi, (spidsværdi = I_{CP}).

$$I_{CP} = I_{C \text{ max}} = \sqrt{2} \cdot I_{DC} = \sqrt{2} \cdot 40 = 125 \text{ mA}$$

Fig. 7 viser en idealiseret kollektorstrøms kurveform for en klasse B-forstærker. Såfremt det havde været en hel sinusstrøm og ikke en halv, ville I_{CP} være $= 2 \cdot I_{DC}$.



På kurven $I_C = f(V_C)$, se kurvebladet, indtegnes nu en linie fra $V_C = 5$ volt til $I_C = 125$ mA. Denne linie er den enkelte transistors arbejdslinie, og hældningen repræsenterer den impedans, transformatoren skal have.

$$R_L = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{5}{0,125} = 40 \text{ ohm.}$$

Den samlede impedans fra kollektor til kollektor er 4 gange så stor:

$$R_{CC} = R_{\text{transf.}} = 4 \cdot R_L = 4 \cdot 40 = 160 \text{ ohm.}$$

Bestemmelsen af R_L er en erfaringssag. Ved 6 volt er den 5 ohm, ved 9 volt cirka 15 ohm og ved 12 volt cirka 30 ohm.

Beregning af drivertrin.

Ved en rørforstærker har drivertrin og indgangstransformatoren (drivertransformatoren) to formål, dels

- at levere tilstrækkelig spænding til udgangstrinnet, og dels
- at vende fasen.

En transistordriver og indgangstransformator tjener flere formål:

- 1) at vende fasen
- 2) at levere tilstrækkelig strøm til udgangen
- 3) at levere tilstrækkelig spænding til udgangen.

Drivertrinnets impedans skal være tilstrækkelig stor for at kunne virke som strømgenerator. Da J.E.-kobling giver den største effektforstærkning, anvendes denne kobling her. Kollektorstrømmens maksimalværdi har vi tidligere fundet til 125 mA. Af databladene finder vi den basisstrøm og basisspænding, der kan levere denne kollektorstrøm.

$$I_{B \text{ max}} = 3 \text{ mA} \quad \text{og} \quad V_{B \text{ max}} = 0,48 \text{ volt.}$$

Dernæst beregnes maksimalværdien af spændingen over hver halvdel af drivertransformatorens (T_1) sekundærside.

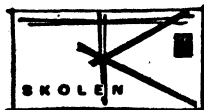
$$V_{\text{sec}} = V_{B \text{ max}} + V_{B \text{ DC}} + I_{B \text{ max}} (R_{DC} + R_5), \text{ hvor}$$

$V_{B \text{ DC}}$ = den jævnspænding, der er påtrykt udgangstransistorerne gennem R_6 ,

R_{DC} = jævnstrømsmodstanden i transformatoren.

Normalt arbejder drivertransistoren i klasse A, og den maksimale spænding over primærsiden er:

$$V_{C \text{ max}} = V_{\text{batt.}} \div V_{DC \text{ tr.}} + V_{\text{stab.}} + V_{\text{knæ.}}, \text{ hvor}$$



$V_{batt.}$ = batterispændingen,

$V_{DC\ tr.}$ = jævnspændingsfaldet over transformatoren,

$V_{stab.}$ = den nødvendige spænding til temperaturstabilisering - normalt 1 volt,

$V_{knæ.}$ = den værdi, hvor V_C begynder at falde stærkt - er opgivet i databladene.

Omsætningsforholdet bliver da: $n = \frac{V_{C\ max}}{V_{sec}}$.

Ud fra dette omsætningsforhold findes den nødvendige kollektorstrøm, idet basisstrømmens maksimalværdi er fundet.

$$I_C = \frac{I_{B\ max}}{n} + 20\ %.$$

De 20 % forhøjelse er en erfaringsfaktor og tjener til at formindske forvrængningen ved fuld udstyring.

Der er ved disse beregninger flere ting, som griber ind i hinanden. For eksempel når man skal finde $V_{C\ max}$. Dette spændingsfald findes, når man kender jævnstrømmen gennem transformatoren; men for at kende jævnstrømmen må man kende kollektorspændingen. Det er derfor nødvendigt at fastsætte enkelte værdier ud fra erfaringen, og så regne det hele ud med disse værdier som grundlag.

Efter at have fundet $I_{B\ max}$ og $V_{B\ max}$ kan vi nu finde V_{sec} , idet vi tager følgende værdier for givet:

$$\underline{V_{B\ DC}} = 100\ mV - 300\ mV \sim \underline{150\ mV}$$

$$\underline{R_{DC}} = 10\ ohm - 100\ ohm \sim \underline{50\ ohm}$$

$$\underline{R_5} = 100\ ohm - 300\ ohm \sim \underline{180\ ohm}$$

$$\underline{V_{sec}} = 0,480 + 0,150 + 3 \cdot 10^{-3} (50 + 180) = \underline{1,020\ volt}$$

Derpå beregnes $V_{C\ max}$. Følgende værdier er kendte:

$V_{batt.}$ = 6 volt,

$V_{DC\ transf.}$ = 0,5 - 2 volt. Holdes så lille som muligt ved at forege ledningstværsnittet,

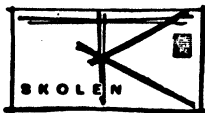
$V_{stab.}$ = 0,5 - 1 volt, som regel 1 volt,

$V_{knæ.}$ = 0,2 volt i de fleste tilfælde.

$$\underline{V_{C\ max}} = 6 + 0,5 + 1 + 0,2 = \underline{4,3\ volt.}$$

Omsætningsforholdet $n = \frac{V_{C\ max}}{V_{sec}} = \frac{4,30}{1,020} = 4,22 : 1 \sim \underline{4,2 : 1}$, herved bliver

$$\underline{I_{C\ max}} = \frac{3,0}{4,2} + 20\ \% = 0,71 + 20\ \% = 0,85\ mA \approx \underline{0,90\ mA.}$$



$$\underline{R_1} = \frac{V_{\text{stab.}}}{I_{C \text{ max}}} = \frac{1}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ kohm} \sim \underline{1 \text{ kohm}}$$

Modstandene $\underline{R_2}$ og $\underline{R_3}$ fastsættes til henholdsvis 4,7 kohm og 39 kohm.

Når omsætningsforholdet er bestemt, må vi sikre os, at drivertransistoren opfylder betingelsen for at være en konstant strømgenerator. Ved en konstant strømgenerator skal generatorimpedansen være meget større end belastningen. Dersom drivertransistorens udgangsimpedans omregnet til transformatorens sekundærside er mere end 5 gange så stor som indgangsimpedansen i udgangstrinnet, må betingelsen anses for at være opfyldt.

Udgangsimpedansen for drivertransistoren kan findes af databladene, men det er meget vanskeligt. De kan ved en kollektorstrøm på 1 mA sætte den til 20 kohm, der omregnet til sekundærsiden giver:

$$\underline{R_{DC \text{ sec}}} = \frac{R_{ud}}{n^2} = \frac{20000}{4,2^2} = \underline{1,25 \text{ kohm.}}$$

Indgangsimpedansen på udgangstransistoren er

$$\underline{R_{ind}} = \frac{V_{B \text{ max}} + V_{B \text{ DC}}}{I_{B \text{ max}}} = \frac{0,48 + 0,15}{3 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,33}{3 \cdot 10^{-3}} = \underline{110 \text{ ohm}},$$

det vil ses, at betingelsen er opfyldt. På grund af uliniaritæt i indgangen vil indgangsmodstanden dog stige ved svage signaler, da basisstrømmen falder; men indgangsmodstanden stiger dog kun begrænset, fordi transistorerne har fået en forspænding.

Den største fare for forvrængning fremkommer i det øjeblik, signalet skifter fra den ene transistor til den anden. Forvrængningen kaldes "cross-over" forvrængning, der kan oversættes med "skifte-over" forvrængning. "Cross-over" forvrængning kan især opstå ved dårligt parrede transistorer og ved for lille forspænding.

Modstanden R_4 har ikke været omtalt endnu, da den skal fastsættes rent erfaringsmæssigt. På grund af den lave batterispænding må den ikke være for stor, på flere diagrammer udelades den ofte. Størrelsen er fra 5 - 10 ohm, og da den aldrig afkobles, bevirker den en modkobling, som forbedrer frekvensgangen. Modstanden R_6 benyttes til at justere hvilestrømmen med, og dens størrelse er derfor afhængig af de anvendte transistorer.

Ønsker De selv at vikle Deres drivertransformator, må De være opmærksom på, at sekundærsiden skal være bifilar viklet, da opstillingen ellers meget let giver anledning til ustabilitet (ringning).

I rørøpstillinger anvendes sjældent en transformator som fasevender på grund af prisen. Inden for transistorteknikken anvendes udelukkende transformatorer som fasevender, da udgangstransistoren kræver gennemgang for jævnstrøm fra basis til stel. De må huske, at basis-emitterområdet virker som en diode og vil ensrette signalet og den derved fremkomne jævnspænding vil oplade en spærrekapacitet. Jævnspændingen vil adderes til den i forvejen værende spænding og ændre arbejds punktet fuldstændigt.

Som tidligere omtalt kan man undvære ind- og udgangstransformatoren ved at anvende både PNP og NPN transistorer. Da NPN transistorer endnu ikke findes til større effekter, kan man benytte en opstilling som vist i fig. 8. Denne opstilling afgiver en effekt på indtil 10 W.

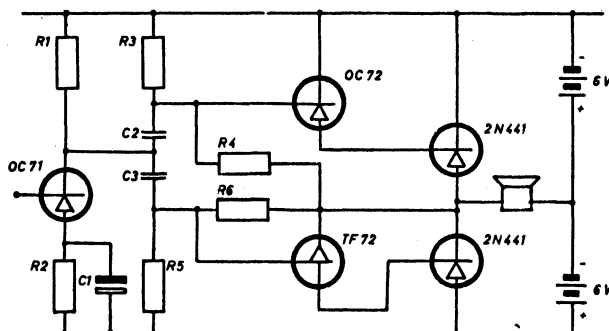


Fig. 8

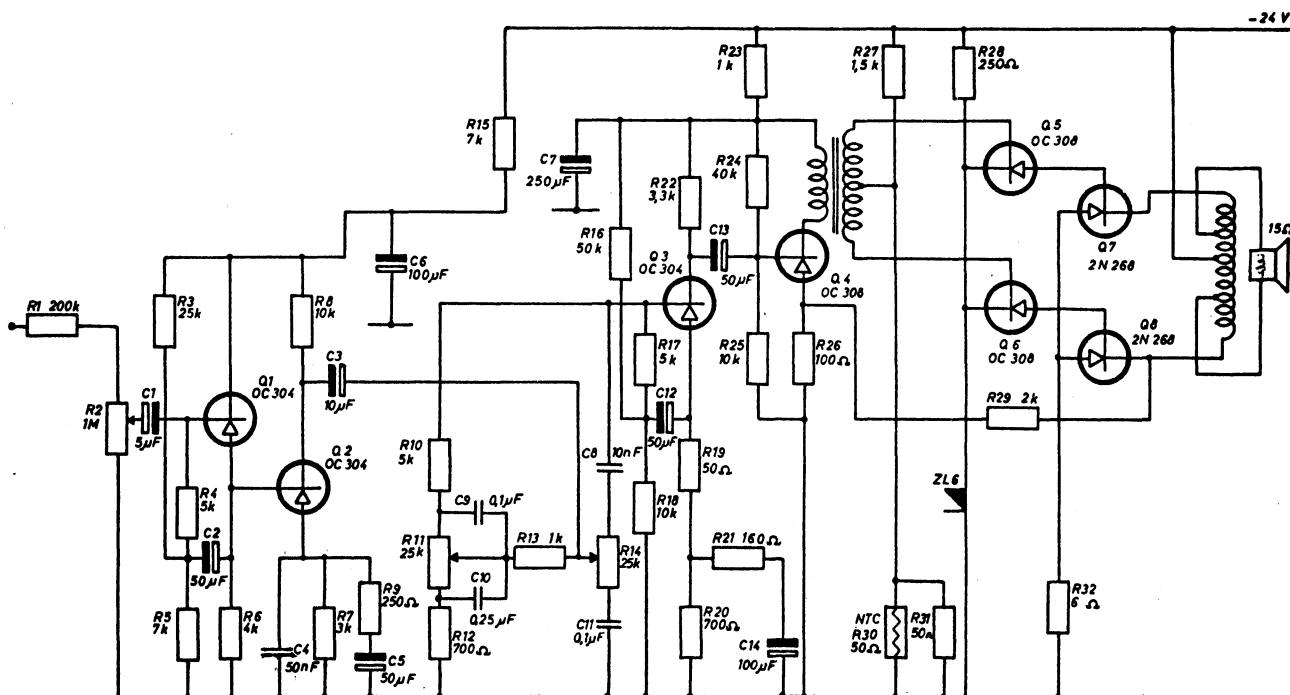
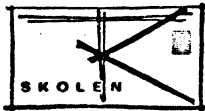


Fig. 9

I diagrammet i fig. 9 ses en komplet grammofonforstærker, der kan levere en udgangseffekt på 20 W ved en batterispænding på 24 volt. Forstærkeren er fremstillet af firmaet Intermetall, hvis transistorer er anvendt. Den vil være fortrinligt egnet i en bil med et kommandoanlæg eller reklameanlæg og kan da udstyre to foldehornshøjttalere.

Indgangsimpedansen er cirka 500 kohm. Det er opnået dels ved at koble det første trin som emitterfølger og dels ved seriemodstanden R_1 . R_1 og C_1 er et frekvenskorrektionsled. C_1 er en overføringskapacitet, og R_4 på 5 kohm er en spærremodstand. R_6 danner sammen med indgangsimpedansen på Q_2 belastningen. Potentiometret R_{14} på 25 kohm er en tonekontrol for de høje frekvenser. Ved 12 kHz regulerer den +7 til +20 dB, regnet fra 1000 Hz.



Potentiometret R_{11} på 25 kohm regulerer de lave frekvenser. Ved 30 Hz er reguleringen + 10 til + 7 dB, regnet fra 1000 Hz. Med et indgangssignal på 40 mV er forstærkeren fuldt udstyret og giver da kun en forvrængning på 3 %.

Over den uafkoblede emittermodstand R_{26} føres et signal ind på emitteren fra kollektoren på Q_8 . Modkoblingen, som opnås, bestemmes af spændingsdelingen mellem R_{29} og R_{26} .

Transformatoren TR 1 giver den nødvendige fasevending. Signalet føres ind på 2. OC 308, der er koblet som emitterfølgere.

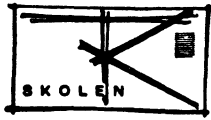
Udgangstransformatoren TR 2 er en autotransformator.

Da batteriet har en vis indre modstand, vil spændingen over dette kunne variere i takt med udstyringen. For at undgå at denne spændingsvariation skal føres ind på basis af en af de første transistorer, er spændingsforsyningen til disse afkoblet med R_{15}/C_6 og R_{23}/C_7 .

Zenerdioden ZL_6 giver sammen med R_{28} en konstant spænding på kollektoren af de to drivertrin Q_5 og Q_6 .

NTC-modstanden på 50 ohm, som er paralleltforbundet med R_{31} (50 ohm), søger at give transistoren den rette forspænding over et større temperaturområde.

De skulle nu være i stand til at dimensionere Deres egen grammofonforstærker. Et af de sværeste punkter er utvivlsomt drivertransformatoren; men der findes i dag flere sæt transformatorer i handelen, og et af disse vil sikkert dække netop Deres behov.



Rettelsesblad til lektion 1209

=====

Side 12 indsendelsesopg. 1 : Forstærkeren arbejder i klasse B.

Side 13 indsendelsesopg. 5 : Vær opmærksom på junction temperaturens afhængighed af, om der er signal på forstærkeren eller ej.

Side 7 fig. 7:

$I_{CP} = I_{max} = 114 \text{ mA}$ skal være:

$I_{CP} = I_{max} = 125 \text{ mA}$

Side 7 linie 2:

$I_C = 114 \text{ mA}$ skal være:

$I_C = 125 \text{ mA}$

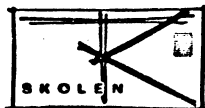
Side 12 indsendelsesopg. 2:klasse B blev foretrukket ved transistorens.....

Udvalgte opgaver.

1. Hvilken form for udgangsforstærker anvendes hyppigst i rørteknikken:
a) klasse A b) klasse B c) klasse C.
2. Hvilken form for udgangsforstærker anvendes hyppigst i transistor-teknikken:
a) klasse A b) klasse B c) klasse C.
3. Ved fuld udstyring af et klasse A trin er jævnstrømmen I_C amp. Hvor stor er jævnstrømmen i hvilestilling (uden signal):
a) 0 amp. b) $\frac{1}{2} I_C$ c) I_C d) $2 I_C$.
4. Ved fuld udstyring af et klasse B trin er jævnstrømmen I_C amp. Hvor stor er jævnstrømmen i hvilestilling:
a) 0 amp. b) $\frac{1}{2} I_C$ c) I_C d) $2 I_C$.
5. I et klasse A trin er transistorens maksimalt tilladelig kollektorspænding sammenlignet med batterispændingen:
a) $\frac{1}{2} V_{batt.}$ b) $V_{batt.}$ c) $2 V_{batt.}$.
6. Kan h-parametre anvendes ved beregning af et klasse B trin:
a) ja b) nej.
7. En højttalers impedans er 5 ohm og den tilsluttede transformer har $n_{primær} = 100$ vindinger og $n_{sekundær} = 50$ vindinger, Impedansen på primærsiden er målt til:
a) $2\frac{1}{2}$ ohm b) 5 ohm c) 10 ohm d) 20 ohm.

Indsendelsesopgaver.

1. Beregn en køleplade for forstærkeren i fig. 8 ved temp. = 45°C ,
 $T_{j\max} = 85^\circ\text{C}$, $TR_2 = 0,5^\circ\text{C/W}$, $TR_1 = 0,8^\circ\text{C/W}$, $W_{out} = 10\text{ W}$, $\eta = 25\%$.
2. Nævn to årsager til, at klasse B blev foretrukket for lidt ved transistorens fremkomst.
3. Beregn indgangsmodstanden for Q_2 i fig. 4 ved fuld udstyring af transistoren, når følgende er opgivet:
 $Q_3 \quad h'_{11} = 10\text{ ohm} \quad h'_{21} = 30$
 $Q_2 \quad h'_{11} = 300 \quad h'_{21} = 50 \cdot \beta$
Udregningen skal ikke være nøjagtig.



LEKTION
1209

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

6

4. Beregn belastningen af Q_1 i fig. 4.
5. I et klasse A trin med to stk. 2 N 441 er $\eta = 25\%$ og $W_{ud} = 2\text{ W}$.
Når $TR = 2,5^\circ\text{C/W}$, hvor varm er da junction ved $t_{omg} = 30^\circ\text{C}$.
6. Beregn og sammenlign to samtaleanlægs årlige batteriudgifter. Det ene arbejder i klasse A og det andet i klasse B. Virkningsgraden sættes til henholdsvis 50% og 75%. Udgangseffekten er i begge tilfælde 3 W ved fuld udstyring. Uden udstyring er effektforbruget for klasse B 0,1 W. Den effektive taleetid er 10%, (der regnes med fuld udstyring). Den øvrige tid står anlæggene klar med spænding tilsluttet. De anvendes 8 timer daglig i 300 dage. Prisen pr. kWh = 10 kr. (batteri).
 - a) Beregn, hvor mange kWh der forbruges og prisen for disse.
 - b) Beregn, hvor mange kWh der årligt afsættes i kollektor.
7. Beskriv kort 50 Hz, 1000 Hz og 10 kHz's vej gennem forstærkeren (fig. 9) fra R_1 til C_{13} . Begge potentiometre er i top.
8. C_4 , C_5 og R_7 , R_9 giver anledning til en modkobling over for bestemte frekvenser. Find disse frekvenser (grænsefrekvens).
9. R_{20} , R_{21} og C_{14} giver anledning til modkobling over for bestemte frekvenser. Find f_n .

BESVARELSERARK



TK-SKOLEN

SCT. ANNÆ PALÆ · DRONN. TVÆRGADE 21 · KØBENHAVN K

Udfyld alle rubrikker.

Journal nr. TR1/65 1821

Grad/nr. 56 689463
(Kun for militær)

Navn B. Kungberg Pedersen

Adresse 5MS Kastrup Ole Nelsensvej 11b Ø

Løbe nr. 6

Lekt. nr. 1209

Dato 8-12-65

Løs ikke opgaver til flere lektioner på samme ark.

Opgavesvar og -løsninger:

$$W_{ce} = W_{ud} \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) = 10W \cdot \left(\frac{1-\frac{1}{4}}{\frac{1}{4}} \right) = 10W \cdot 3 = 30W$$

$$W_c = \frac{1}{2} W_{ce} = \frac{1}{2} \cdot 30W = 15W$$

$$T_{R3} = \frac{T_1 - t_0}{W_c} - t_{r2} - t_{r1} = \frac{85-45}{15} - 0,8 - 0,6 =$$

$$2,67 - 0,8 - 0,6 = 1,37^\circ C/W$$

Køleplade bliver flg figur 8 lektion 3

250 cm² Emne hantstillet skæberplade til hver transistor

Lærerens bemærkninger

2. Man bruger klasse B trin fordi man får 3-5 gange så stor effekt som af et klasse A trin med de samme transistorer desuden bruger en klasse B forstærker kun ringe strøm uden signal

$$3. R_{ind} / C \cong h_{11}'' + R_L \cdot h_{21}'' \cong h_{11}'' + (h_{11}'' q_3 / R_8) \cdot h_{21}'' =$$

$$300 + 10 // 250 \cdot 50 = 800 \Omega$$

$$4. \frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_{ind} q_3} = \frac{1}{1k} + \frac{1}{2k} + \frac{1}{800} = \frac{1}{365}$$

$$R_L = 365 \Omega$$

$$5. W_c = W_{ud} \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) = 2W \cdot \left(\frac{1-\frac{1}{4}}{\frac{1}{4}} \right) = 2W \cdot 3 = 6W$$

$$T_1 = t_0 + t_r \cdot W_c = 30^\circ + 2,5^\circ \cdot 6 = 30^\circ + 15^\circ = 45^\circ$$

$$6. \text{ Antal timer ørlogst } 8 \cdot 300 = 2400 \text{ timer}$$

$$\text{Tåketid } 10\% \text{ af } 2400 = 240 \text{ timer}$$

$$W \text{ klasse A } 2 \cdot 3W \cdot 2400 \text{ timer} = 14,4 \text{ KWh}$$

$$\text{pris " " } 14,4 \cdot 10 \text{ kr} = \underline{144 \text{ kr}}$$

$$W \text{ klasse B } 0,1W \cdot (2400 - 240) \text{ timer} = 0,216 \text{ KWh}$$

$$W \text{ " Budejret } \frac{4}{3} \cdot 3W \cdot 240 \text{ timer} = 0,960 \text{ KWh}$$

$$W \text{ " Btotal} = 1,176 \text{ KWh}$$

$$\text{pris " " } 1,176 \cdot 10 \text{ kr} = \underline{11,76 \text{ kr}}$$

$$W \text{ klasse A } 2400 \cdot 3W = \underline{7,2 \text{ KWh}}$$

$$W \text{ klasse Budejret } 2160 \cdot 0,1W = 0,216 \text{ KWh}$$

$$W \text{ klasse Budejret } 240 \cdot 1W = 0,240 \text{ KWh}$$

$$W \text{ klasse Btotal} = \underline{0,456 \text{ KWh}}$$

7. Følles for de 3 fukvæner gennem C_1, Q_1, Q_2 og

C_3 50 Hz gör gennem R_{13} C_9 og R_{10} med pö Q_3

1KHz gör gennem $(R_{13} \text{ og } R_{10}) \parallel C_8$ med pö Q_3

10 KHz gör gennem C_8 med pö Q_3

$$8 \text{ Over } \frac{1}{2\pi \cdot C_4 \cdot R_7 \parallel R_9} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \mu \cdot 250} = \underline{14 \text{ KHz}} \text{ er de-}$$

ingen modkobling i Q_2 Under 14 KHz er der en mod-

kobling fast fast ved $R_7 \parallel (R_9 + X_{C5})$ Under $\frac{1}{2\pi \cdot 50 \mu \cdot 250} = 14 \text{ KHz}$

er modkoblingen fastlagt af R_7 .

$$9 \text{ Over } \frac{1}{2\pi \cdot C_{14} \cdot R_{21}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \mu \cdot 160 \Omega} = \underline{10 \text{ KHz}} \text{ er modkob-}$$

lestand af $R_{20} \parallel (R_{21} + X_{C14})$ Under 10 KHz er modkoblingen

bestemt af R_{20} .

TEMPERATURSTABILISERING.

Den største ulempe ved transistorer er deres egenskabers store afhængighed af temperaturen, og det er et problem, som har voldt konstruktører det største besvær.

Årsagen til transistordataers temperaturafhængighed kan findes i transistorens opbygning. Omkring det enkelte atom kredser valenselektroner, som holdes i deres baner af indre kræfter. For at elektronen kan forlade sin faste bane, kræver den tilført ekstra energi, som kan tilføres i forskellige former:

- 1) som en elektrisk spænding
- 2) som varme
- 3) som lys.

Den første form udnyttes bevidst, idet vi sætter en spænding på transistorens elektroder. De to sidste former søger vi at undgå.

Ved stigende energitilførsel bevæger elektronerne sig hurtigere, og flere elektroner river sig løs. Da elektronstrømmen er bærer af den elektriske strøm, vil denne stige proportionalt med antallet af frigjorte elektroner.

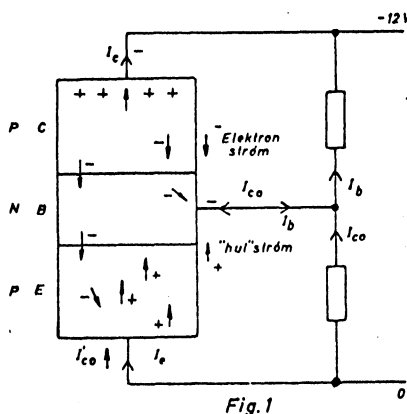


Fig.1

I fig. 1 ser De en PNP-transistor med forspændinger. I første lektion har De lært om huller, elektroner og deres bevægelser. På grund af emitterens positive spænding vil hullerne bevæge sig mod emitter-basisgrænsen, diffundere igennem og fortsætte gennem basis-kollektorgrænsen til kollektoren som en hulstrøm. Enkelte huller rekombineres i basisområdet, det vil sige, at de møder en elektron, der er kommet ind i basis fra basisledningen. Dette giver anledning til en basisstrøm i modsat retning, som vist i fig. 1. Hulstrømmen går altså overvejende fra emitter til kollektor. I modsat retning, fra kollektor til emitter, skulle elektronstrømmen være nul; men sådan er det desværre ikke. Der fremkommer en elektronstrøm, hovedsagelig som følge af den tilførte varmeenergi. En lille del af elektronerne fra kollektor løber ud gennem basisledningen og giver anledning til en strøm, der kaldes I_{CO} , og den er modsat rettet I_B ; men den største del af elektronerne løber gennem emitteren og giver anledning til en strøm, som kaldes I'_E . I_{CO} og I'_E kaldes også lækstrømme.

I_{CO} 's afhængighed af temperaturen er en eksponentialfunktion, som kan udtrykkes ved følgende formel:

$$I_{CO} t_2 = I_{CO} t_1 \cdot e^{c(t_2 + t_1)},$$

hvor $I_{CO} t_2$ = lækstrømmen ved temperaturen t_2

$$I_{CO} t_1 = \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad t_1$$

$$e = 2,71828$$

c = en konstant, der er afhængig af transistoren (0,06 - 0,10)

Vi vil nu se, hvordan man kan måle I_{CO} og I'_{CO} , da disse strømme naturligvis ligner de andre strømme, der flyder i transistoren. På fig. 2 er vist en målemetode for I_{CO} , der er

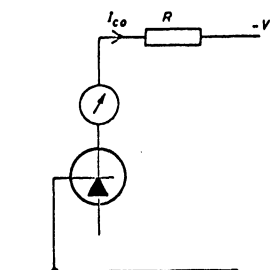


Fig. 2

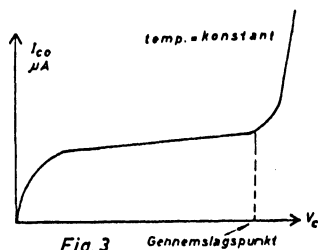


Fig. 3

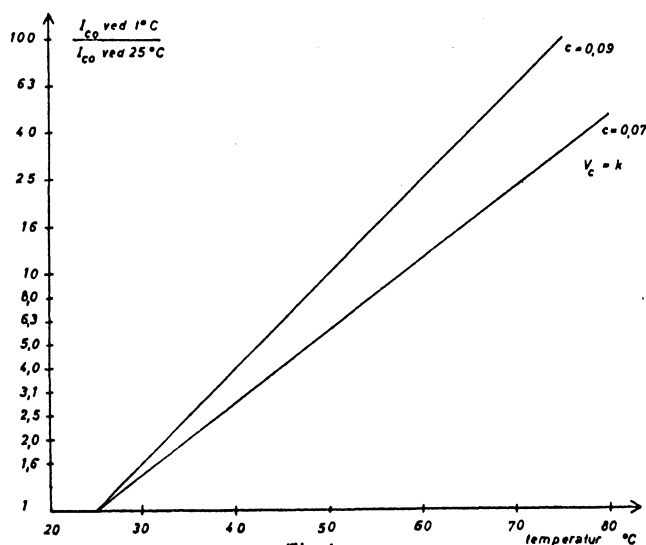


Fig. 4

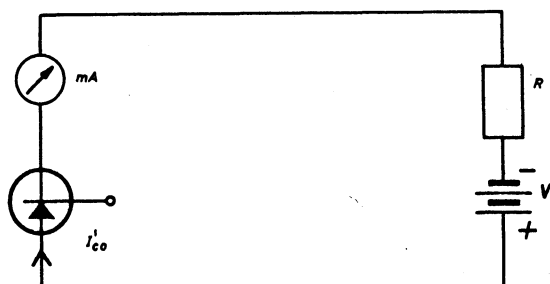


Fig. 5

den værdi, som oftest angives af fabrikanterne. I_{CO} svarer helt til en diodes lækstrøm, da vi anvender strækningen kollektor-basis som en diode, der er forspændt i spærretningen. På fig. 3 er kurven tegnet for $I_{CO} = f(V_C)$ med konstant temperatur. Kurven i fig. 4 viser $I_{CO} = f(\text{temp.})$ med V_C konstant. Kurven er tegnet med $c = 0,07$; denne værdi må betragtes som en gennemsnitsværdi. Med et større α bliver kurven stejlere. Der er endvidere anvendt en bestemt I_{CO} ved 25°C , og skulle den værdi være en anden, kan man parallelforskyde kurven, da hældningen er ens.

På fig. 5 ses en måling af I'_{CO} eller I_{EO} , som den også kaldes. Man kan tilnærmelsesvis regne med, at I'_{CO} er β gange så stor som I_{CO} . I det foregående har vi kun talt om germaniumtransistorer; men princippet gælder også for siliciumtransistorer, hvor strømme dog er 100-1000 gange mindre, det vil sige, at den absolutte ændring for et givet temperaturinterval er meget mindre for en siliciumtransistor end for en germaniumtransistor; men den relative (procentiske) ændring er mindre for germanium- end for siliciumtransistorer, som vi vil se af tre eksempler.

$$V_C = 10 \text{ V.}$$

Temp. °C	Intermetall (Ge)		Philips (Ge)		Intermetall (Si)		
	OC 308 I_{CO}	L.F. I'_{CO}	OC 44 I_{CO}	H.F. I'_{CO}	OC 470 I_{CO}	L.F. I'_{CO}	
25	10	300	1	40	0,002	0,08	μA
45	40	1200	4	160	0,009	0,40	μA
65	160	5000	32	640	0,042	2,00	μA

Normalt bruger de tre transistorer følgende kollektor- og basisstrømme:

OC 308	$I_C = 10 \text{ mA}$	$I_B = 400 \text{ μA}$
OC 44	$I_C = 1 \text{ mA}$	$I_B = 10 \text{ μA}$
OC 470	$I_C = 1 \text{ mA}$	$I_B = 50 \text{ μA}$

Vi monterer nu et mA-meter i emitteren og et μA-meter i basis og aflæser strømmene ved de tre temperaturer. For OC 308 gælder det, at lækstrømmen ved 25 °C ligger cirka 40 gange under styrestømmen $I_s = I_B$; ved stigende temperatur aftager dette forhold og er ved 65 °C kun 2. Værre går det med OC 44, hvor forholdet mellem læk- og styrestøm for basis kun er cirka 10 ved 25 °C. Ved 65 °C har strømmen skiftet retning og er nu $10 + 32 = + 22 \text{ μA}$. Transistoren kan alligevel godt arbejde; men en del af dens data ændrer sig meget, når I_B går gennem nul.

For siliciumtransistorer gælder det, at den med temperaturen varierende strøm ligger langt under styrestømmen, selv ved 65 °C. Man skal op på cirka 125 °C, inden I_{CO} bliver lige så stor som styrestømmen. I_{CO} benævnes ofte I_{CBO} , og I'_{CO} benævnes I_{CEO} .

En anden vigtig temperaturafhængig størrelse er spændingen mellem basis og emitter. På fig. 6 ser De et sæt kurver for en diodes afhængighed af temperaturen. Diodens lækstrøm er

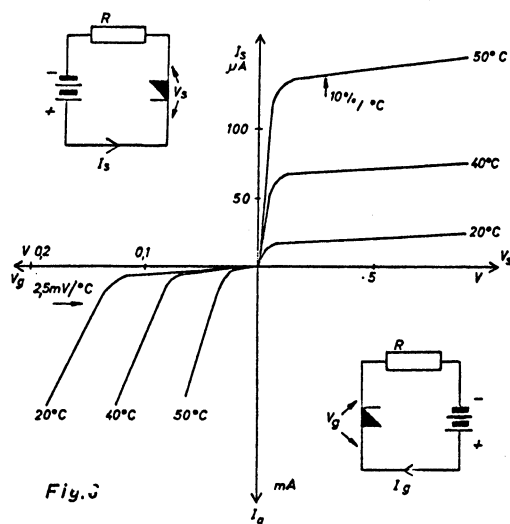


Fig. 6

afsat op ad ordinaten og stiger cirka 10 % pr. °C. Dioden er forspændt i spærreretning. Spærrespændingen, V_s , er afsat ud ad abscissen. Imellem gennemgangsspændingen V_g og gennemgangsstrømmen I_g er diodens gennemgangsområde. For en lille spænding fås en stor strøm. For den samme strøm falder spændingen over dioden med cirka 2,5 mV pr. °C. Kurverne for $V_g = f(I_g)$ svarer nøje til de for transistoren gældende $V_{BE} = f(I_B)$, og det vil sige, at spændingen mellem basis og emitter bliver 1,5 og 2,5 mV

mindre for hver grad, temperaturen stiger, som det er vist i fig. 7.

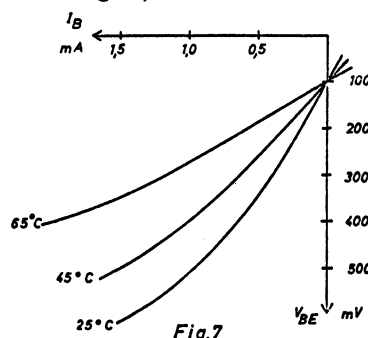
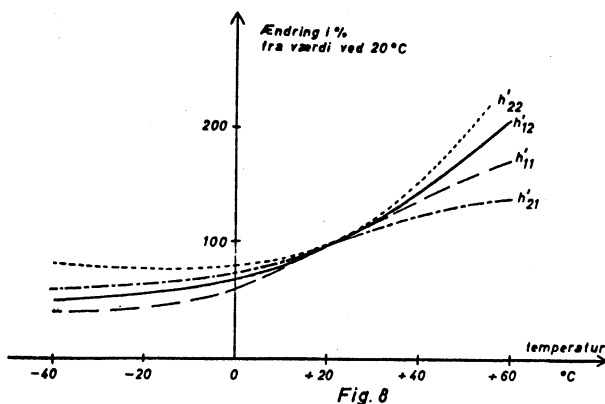


Fig. 7



En anden størrelse, som ændrer sig med temperaturen, er h-parameteren. På fig. 8 ses den procentvise ændring for h-parameteren i J.E.-kobling.

Stabilisering.

Temperaturvariationer ændrer ikke alene forstærkning og indgangsmodstand, men kan også ødelægge transistoren. Man kan se på en transistor i klasse A. Ved 25°C og fuld udstyring

arbejder den udmærket; men fjerner vi signalet, vil den afsatte effekt i kollektoren stige. Herved vokser junction temperaturen, og dette får I'_{CO} til at stige; men når strømmen stiger, vil effekten også vokse, og når effekten vokser, vil I'_{CO} igen stige, og så er lavinen i gang. I'_{CO} og effekten vokser og vokser og vil snart nå en for transistoren ødelæggende værdi. Dette kaldes termisk ustabilitet eller thermal run-away.

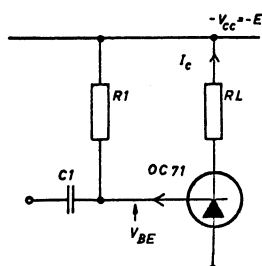


Fig. 9

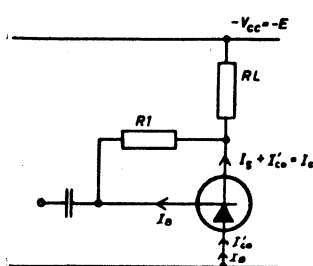


Fig. 10

I fig. 9 er vist en metode til at give en transistor den rette forspænding. Denne metode kan dog kun anvendes, hvis rumtemperaturen er konstant, idet den ingen stabiliserende virkning har. Værdien af R_1 er

$$R_1 = \frac{E - V_{BE}}{I_B} = \frac{E - V_{BE}}{I_C} \cdot \beta \approx \frac{E}{I_C} \cdot \beta,$$

da E er meget større end V_{BE} .

Ved beregningen af R_1 er der set bort fra en mulig lækstrøm. Det kan man kun gøre, dersom $I'_{CO} \ll I_C$. Man kan derfor komme ud for, hvis man har en dårlig transistor eller arbejder med en lav I_C -værdi, at R_1 skal være større end beregnet, idet man foruden styrestrommen, der er bestemt af R_1 , må lægge en anseelig lækstrøm, således at

$$I_C = I'_{CO} + I_S,$$

hvor

$$I_S = I_B \cdot \beta$$

det vil sige

$$R_1 \approx \frac{E}{I_S} \beta$$

og da I_S er mindre end den fastsatte I_C , vil R_1 blive større.

I fig. 10 er vist en forbedring af fig. 9. R_1 er her ført til kollektoren i stedet for til batteriet. Ved en eventuel temperaturstigning vil strømmen I_C stige, men herved falder spændingen på kollektor. Da spændingen $V_C + V_{BE}$ bliver mindre, bliver I_B mindre og derved falder I_C .

$$R_1 = \frac{E + R_L \cdot I_C + V_{BE}}{I_B} \approx \left(\frac{E}{I_C} + R_L \right) \cdot \beta \quad (V_{BE} \ll E, I_B = \frac{I_C}{\beta})$$

Opstillingen er blevet modkoblet. Metoden kan anvendes, men har kun betydning, når R_L er stor. Desuden giver R_1 anledning til en vekselstrømsmodkobling, der ofte kan være uønsket. Dette kan afhjælpes som vist i fig. 11. R_1 deles i to modstande, og den første modstand afkobles med en passende kapacitet. Herved undgår man vekselspænding fra kollektor på basis, og vi har en ren jævnstrømsmodkobling.

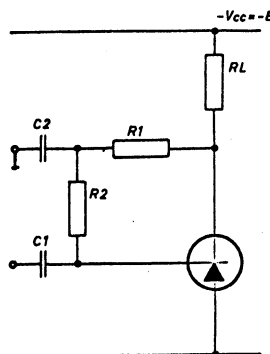


Fig. 11

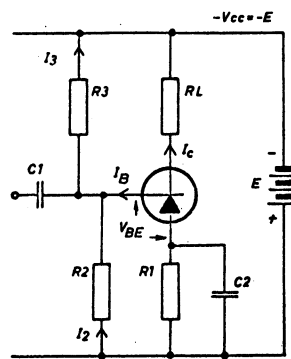


Fig. 12

Shea's stabilisering.

Der er udviklet mange metoder til at temperaturstabilisere en opstilling. I flere af metoderne anvendes to elementer, og dette må anses for upraktisk, da man som regel kun vil have et element. I fig. 12 er vist den metode, der oftest anvendes til at give transistoren en passende forspænding. Manden, der først udviklede metoden, var R.F. Shea, som må betragtes som en af pionererne inden for transistor-teknikken.

Virkemåden er kort fortalt følgende:

Stiger temperaturen, stiger I_C . Herved stiger spændingen på emitter, idet spændingen over R_1 stiger. Da strømmen gennem R_3 og R_2 skal være meget større end I_{CO} , vil basis-spændingen være næsten konstant. Spændingen mellem basis og emitter bliver mindre, og derved falder kollektorstrømmen; man har på denne måde opnået en temperaturstabilisering. Jo større R_1 er, og jo mindre R_2 er, desto mere nærmer vi os J.B.-kobling, som er den kobling, hvor en temperaturvariation har den mindste indflydelse på kollektorstrømmen, idet vi kun skal regne med I_{CO} 's ændring, hvor vi før måtte regne med ændringen af I_{CO} .

For at de af Shea udviklede formler gælder nøjagtigt, må tre ting være opfyldt:

- 1) Spændingen V_{BC} må ligge i et område, der har ringe indflydelse på I_C .
- 2) α skal være konstant i arbejdsområdet.
- 3) $V_{EB} < 0,1$ volt.

I formlerne anvendes en såkaldt stabilitetsfaktor, defineret som

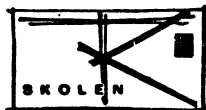
$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

eller på anden måde: S er lig med ændringen i kollektorstrømmen divideret med ændringen i den temperaturafhængige basisstrøm.

Ved hjælp af en del mellemregninger finder vi følgende formler for kredsløbet i fig. 12:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}{1 + \alpha + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}$$

$$I_C = S \cdot I_{CO} + \frac{E}{R_3} \cdot (S + 1)$$



$$R_1 = \frac{\alpha(E + R_L \cdot I_C + V_{CE})}{I_C + I_{CO}}$$

$$R_3 = \frac{E(S+1)}{I_C + I_{CO} \cdot S}$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_3 (S+1)}{R_3 \cdot S \cdot \alpha + (S+1)(R_1 + R_3)}$$

og vi vil derpå se på et eksempel med temperaturstabilisering af en god transistor. De følgende værdier er almindeligvis opgivet eller fundet på anden måde:

Temperaturområde: 25 °C til 45 °C

E = batterispænding = 6 volt

R_L = belastningsmodstandens jævnstrømsværdi = 1 kohm

α = kortslutningsstrømforstærkningen i J.B. = 0,993

I_{CO} = basislækstrømmen = 3,5 μA ved 25 °C

I_C = kollektorstrømmen = 1 mA ved 25 °C

V_{CE} = spændingen fra kollektor til emitter = 4 volt.

α og I_{CO} findes i fabrikkens datablade over den valgte transistor; værdien af S må vi selv vælge. Vi vil tolerere, at kollektorstrømmen ændrer sig fra 1,0 mA til 1,1 mA.

ΔI_C = 1,1 - 1,0 = 0,1 mA. ΔI_{CO} beregnes til

$$I_{CO \ 45^\circ} = I_{CO \ 25^\circ} \cdot e^{0,07(t_2 - t_1)} = 3,5 \cdot e^{0,07 \cdot 20} = 3,5 \cdot 4,1 \approx 14 \mu A$$

En god regel er, at en stigning på 10 °C vil fordoble strømmen, det vil sige, at ved 35 °C er I_{CO} = 7 μA, og ved 45 °C er I_{CO} = 14 μA. Ændringen, ΔI_{CO}, er cirka 10 μA.

$$S = \frac{100 \mu A}{10 \mu A} = 10$$

$$R_1 = \frac{0,993 (6 + 1000 \cdot 0,001 + 4)}{1,0 \cdot 10^{-3} + 3,5 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ kohm}$$

$$R_3 = \frac{6 (10 + 1)}{1 \cdot 10^{-3} + 3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 54 \text{ kohm}$$

$$R_2 = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 54 \cdot 10^3 (10 + 1)}{54 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 0,993 + (10 + 1)(54 \cdot 10^3 + 1000)} = \frac{54 \cdot 9 \cdot 10^6}{4,5 \cdot 10^4} = 10,8 \text{ kohm}$$

I mange tilfælde kan man sige, at spændingen over R₁ skal være 1 volt eller helst 1/3 af E. R₂ skal være 5 til 10 gange R₁, og R₃ skal man prøve sig frem med. Det gælder nemlig om at få R₁ så stor som muligt, og R₂ og R₃ så små som muligt; vi må dog tænke på, at jo mindre R₂ og R₃ bliver, desto mere strøm trækkes der fra batteriet, og jo større R₁ er, desto større skal batterispændingen være; man må derfor indgå et kompromis.

Som før nævnt består kollektorstrømmen af to dele, den temperaturafhængige del I'_{CO} og styrestømmen I_s. Hvis man af støjmessige eller andre grunde ønsker en lav kollektorstrøm, vil den nedre grænse sættes af I'_{CO}. Ved en sjælden anvendt kobling, der er vist i fig. 13, kan

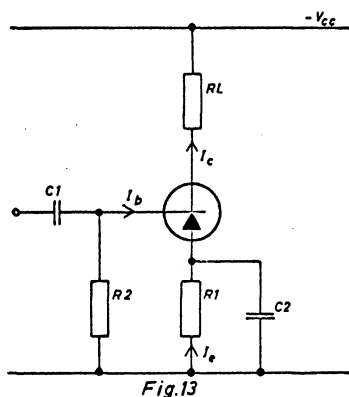


Fig. 13

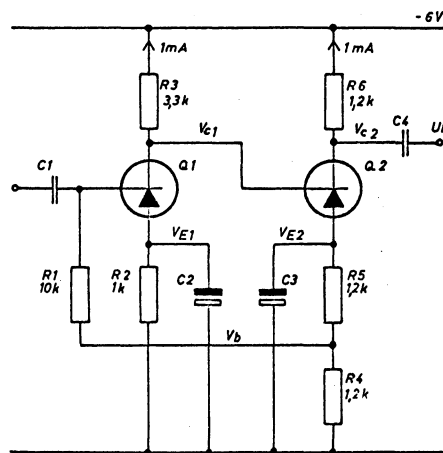


Fig. 14

kollektorstrømmen dog blive mindre end I'_{CO} . I_B består overvejende af I_{CO} , og strømretningen er derfor vist gående mod transistoren. Af fig. 13 kan udledes følgende udtryk:

$$\begin{aligned} \text{I} \quad I_C &= I_{CO} + \alpha \cdot I_E \\ \text{II} \quad I_E &= I_C - I_B \\ \text{I} + \text{II} \quad I_C &= I_{CO} + \alpha(I_C - I_B) \\ I_C &= I_{CO} + \alpha \cdot I_C - \alpha \cdot I_B \\ I_C - \alpha \cdot I_C &= I_{CO} - \alpha \cdot I_B \\ I_C (1 - \alpha) &= I_{CO} - \alpha \cdot I_B \\ I_C &= \frac{1}{1 - \alpha} \cdot I_{CO} - \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_B \\ I_C &= I'_{CO} - \beta \cdot I_B \\ \text{idet } \frac{\alpha}{1 - \alpha} &\approx \frac{1}{1 - \alpha} = \beta \end{aligned}$$

Til trods for de forskellige metoder til temperaturstabilisering kan det være vanskeligt at holde en forstærker stabil med få midler. På fig. 14 er der vist et diagram af en jævnstrømsmodkoblet forstærker med to transistorer.

Virkemåden er følgende:

Signalet føres ind på basis af Q_1 , forstærkes, og føres til basis på Q_2 . Her forstærkes signalet atter og tages derefter ud på kollektoren af Q_2 . Vi antager nu, at temperaturen stiger, hvorved strømmen i Q_1 stiger. Strømændringen får spændingen V_{C1} til at falde, og da V_{C1} er lig med forspændingen til Q_2 , vil strømmen i denne falde. V_{E2} og dermed V_{B1} vil falde, og dette bevirker, at forspændingen til Q_1 falder. Vi er nu tilbage, hvor vi begyndte, idet I_{C1} vil falde. Hermed er temperaturstigningens indvirkning modvirket. På kurverne i fig. 15 kan De se de forskellige stabiliseringers indvirkning på kollektorstrømmen.

Dimensioneringen af opstillingen i fig. 14 er simpel. Vi fastsætter strømmen i transistorerne til 1 mA og spændingen V_{CE} til 1,5 volt. Modstanden R_2 er fastsat til 1 kohm, da spændingen er bestemt til 1 volt. Heraf følger, at

$$R_2 = \frac{V_{batt} + V_{R2} + V_{CE}}{I_{C1}} = \frac{6 + 1 + 1,5}{0,001} = 3,5 \text{ kohm} \sim \underline{3,3 \text{ kohm}}$$

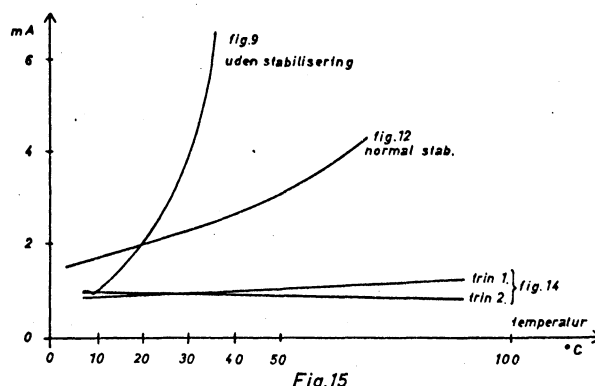


Fig. 15

$$R_4 = \frac{V_{E1} + V_{EB1}}{I_{C2}} = \frac{1 + 0,2}{0,001} = 1,2 \text{ kohm}$$

$$R_5 = \frac{V_{C1} + V_{BE2}}{I_{C2}} + R_4 = \frac{2,7 + 0,2}{0,001} + 1,2 \text{ kohm} = 1,3 \text{ kohm} \approx 1,2 \text{ kohm}$$

$$R_6 = \frac{V_{batt} + V_{CE}}{I_{C2}} + (R_4 + R_5) = \frac{6 + 1,5}{0,001} + 2,4 \text{ kohm} = 1,1 \text{ kohm} \approx 1,2 \text{ kohm}$$

R_1 skal stoppe for indgangssignalet og samtidig give jævnspænding til basis på Q_1 , og den skal helst være meget stor uden dog at blive så stor, at dens størrelse får indflydelse på jævnspændingen. Eventuelt kan man anvende en drosselspole eller en transformator.

Stabilisering med temperaturafhængige komponenter.

Dersom modstanden R_2 i fig. 12 formindskes, bliver forspændingen til transistoren mindre, og strømmen I_C falder. Det vil altså sige, at hvis I_C stiger på grund af en temperaturændring, kan denne ændring i I_C eventuelt forhindres ved at mindske modstanden R_2 . Der findes flere former for modstande, hvis værdi falder med stigende temperatur, og ved et passende valg af værdi kan denne nedregulering derfor ske automatisk. På fig. 16 ser De et enkelt trin i klasse A. Modstanden R_2 er det temperaturafhængige led, en såkaldt NTC modstand. Ved beregning eller ved forsøg finder man den værdi, modstanden skal have ved for eksempel 25°C . Dernæst findes ved forsøg værdien af R_2 ved for eksempel $30 - 35 - 40 - 50^\circ\text{C}$. I et katalog over NTC modstande finder man derpå den værdi, der kommer det ønskede nærmest, idet det vil være vanskeligt at finde netop den værdi, der vil passe nøjagtigt.

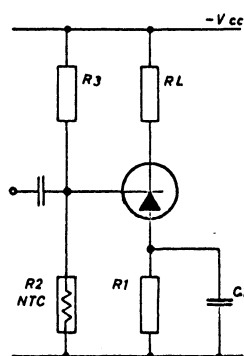


Fig. 16

Dersom variationen af NTC modstanden er for stor, kan koblingen i fig. 17 anvendes. Man kan dels sætte en almindelig lineær modstand i serie eller parallelt med NTC modstanden, eventuelt begge dele.

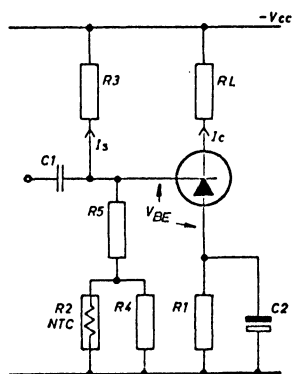


Fig. 17

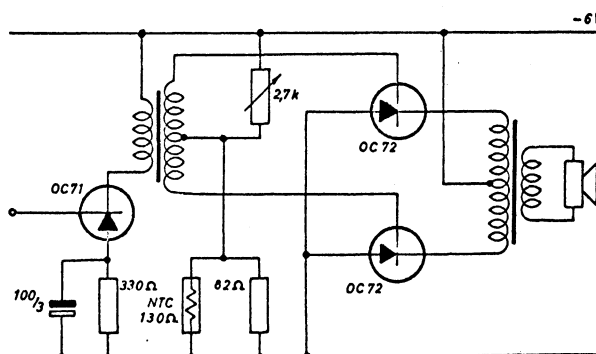


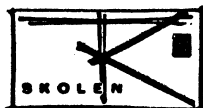
Fig. 18

Fig. 18 viser et push-pull udgangstrin med temperaturstabilisering ved hjælp af en NTC modstand. Som oftest anvendes NTC modstande kun i udgangsforstærkere, da en stabilisering i disse er vanskelig på anden måde. En særlig fordel ved denne form for temperaturkompensation er besparelse i effekt, ved at strømmen I_s gennem forspændingsnetværket ikke behøver at være så stor som I_s i fig. 12.

De har nu set forskellige metoder til temperaturstabilisering af transistorer. Metoden, der er vist i fig. 12, er langt den mest anvendte og vil være tilstrækkelig til de fleste almindelige formål, som for eksempel vekselstrømsforstærkere og M.F.-forstærkere. Ved jævnspændingsforstærkere, oscillatorer, målekredsløb og ved ganske få typer udgangsforstærkere må andre metoder anvendes, som for eksempel metoden i fig. 16 og 17. Er disse metoder heller ikke tilstrækkelige, eller er temperaturen meget høj (mellem 100 og 200 °C), må vi anvende siliciumtransistorer.

Der er grund til at påpege, at ikke alle temperaturproblemer er løst, blot fordi man anvender disse. Det kan i mange tilfælde betale sig at anvende en god germaniumtransistor, som for eksempel Philips OC 44, idet denne har en større forstærkning end en tilsvarende siliciumtransistor.

Til slut skal De høre lidt om lysets indvirkning. Som nævnt i indledningen stiger strømmen i transistorer ved enhver form for energitilførsel. En stigning i strømmen på grund af en stigning i omgivelsestemperaturen er vanskeligt at undgå over en længere periode, hvorimod det er let at undgå en strømændring på grund af lysets indvirkning. Alle transistorer indkapsles enten i metal eller i sort, malet glas. Hvis man skraber den sorte maling af en transistor og belyser den kraftigt, vil man se en ændring i kollektorstrømmen. Denne virkning udnyttes i de såkaldte fototransistorer, som vi vil vende tilbage til senere.



Øvelsesopgaver.

1. Har man lignende problemer med omgivelsestemperaturens indflydelse i rør som ved transistorer.
a) ja b) nej.
2. Har elektrodernes temperatur nogen betydning for et rør. I bekræftende fald hvilke eller hvilken.
3. Hvor mange % stiger I_{CO} ved 1 °C opvarmning.
4. Hvorfor bruges en effekttransistor aldrig i en forforstærker.
5. Er den absolutte ændring af I_{CO} større i en germaniumtransistor end i en siliciumtransistor ved en ændring i t_{omg} .
a) ja b) lige stor c) nej, mindre.
6. Er den relative (procentvise) ændring i I_{CO} større i en germaniumtransistor end i en siliciumtransistor ved en ændring i t_{omg} .
a) ja b) lige stor c) nej, mindre.
7. Under hvilke udstyringsforhold vil der kunne indtræffe termisk ustabilitet i et klasse B trin.

Indsendelsesopgaver.

1. Hvorfor skal R_L i fig. 10 være stor.
2. Skal R_L i fig. 10 være så lille eller så stor som muligt. Der tages kun hensyn til temperaturkompensering og ikke til forstærkning.
3. Er de i lektionen gennemgåede kompenseringsmetoder anvendelige over for kollektorstrømmens ændring som følge af lysetsindvirkning.
4. Tegn en NPN-transistor og angiv med pile læk- og styrestrømmens retning i base, kollektor og emitter.



5. OC 71 har følgende data:

$$I_{CO}' = 120 \mu A, \quad I_{CO} = 2 \mu A, \quad I_C = 1 \text{ mA},$$

$$V_{batt} = E = +12 \text{ V}, \quad \beta = 100, \quad V_{BE} = 0,2 \text{ V}, \quad R_L = 3,9 \text{ kohm}.$$

Find værdien af R_1 i fig. 9.

6. Med samme transistor findes R_1 i fig. 10.

7. Hvor meget vil kollektorspændingen ændre sig i fig. 9, når temperaturen stiger fra 25°C til 35°C . OC 71 fra opg. 5.

a) $R_L = 3,9 \text{ kohm}$.

8. I fig. 12 anvendes OC 71 med de tidligere nævnte data.

Temperaturområdet er 25°C til 45°C . $R_L = 2,2 \text{ kohm}$,

$$\alpha = 0,99.$$

a) hvor stor er S , når I_C må ændre sig med $50 \mu A$,

b) hvor stor er R_1 , R_2 og R_3 , ($V_{CE} = 3 \text{ V}$),

c) hvor stort er effektforbruget fra batteriet,

d) hvor stor er V_C ved 25°C og ved 45°C ,

e) hvor stort er effektforbruget til stabilisering.

9. For en NTC-modstand gælder følgende værdier:

t	25	30	35	40	45	50	55	60 $^\circ\text{C}$
R	130	95	76	61	50	40	32	24 ohm

Indtegn værdierne på et stykke millimeterpapir. I fig. 17 anvendes følgende værdier:

$$I_C = 1 \text{ mA}, \quad R_L = 1 \text{ kohm}, \quad R_1, \quad R_5 \text{ og } C_2 \text{ kortslyttes},$$

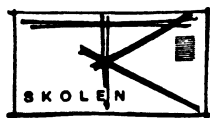
$I_S = 2 \text{ mA}$, $V_{CC} = 6 \text{ V}$, V_{BE} ved $25^\circ\text{C} = 100 \text{ mV}$ og ændrer sig med $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

a) find R_3 ,

b) find R_4 ,

c) find parallelforbindelsen R_2 og R_4 ved 45°C .

Bestemmelse af øvelsesopgaver: I b. 2 a, katoden. 2 ca. 10% I_C er normalt i et for-
forstærkertrin 1 mA, mens alene I_{CO} ved 25°C for 2 N 257
er ca. 10 mA. 2 a. 6 c. 2 ved fuld udstyring.



Rettelsesblad til lektion 1212

=====

Side 5 linie 10 : $C_g = C_{ga} + C_{ga}(1 + \mu)$ skal være:

$C_g = C_{gk} + C_{ga}(1 + \mu)$, hvor C_{gk} er kapaciteten mellem gitter og katode på et koldt rør.

Side 10 øvelsesopg. 4 : sætte I_E i A? skal være:

sætte I_E i mA og A?

Side 12 linie 7 4 : $g_{ee} = \frac{I_E \cdot 10^3}{25,3} \text{ A/V}$ $g_{ee} = 10^3 \cdot 39,5 \cdot I_E \text{ mA/V}$
skal være:

$$g_{ee} = \frac{I_E}{25,3 \cdot 10^3} \text{ mA/V} \quad g_{ee} = 10^3 \cdot 39,5 \cdot I_E \text{ A/V.}$$

H.F.-FORSTÆRKERE.

Teori.

Medens teorien og beregningerne for et L.F.-kredsløb ligger meget fast, kan det samme ikke siges om en transistor arbejdende ved høje frekvenser. Her er den endelige form ikke fundet endnu, og det grundlag, som anvendes i øjeblikket, kan let ændres ved forbedring af de eksisterende transistorer.

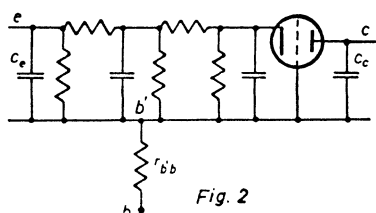
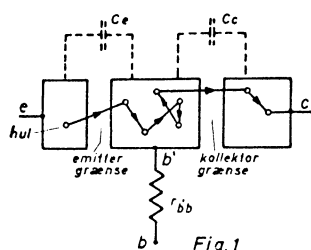


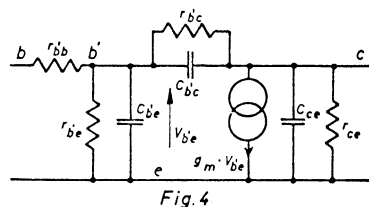
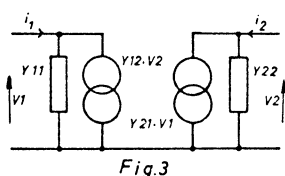
Fig. 1 viser en H.F.-transistor. De to kapaciteter C_e og C_c og modstanden r_{bb} findes ikke som komponenter; men transistoren virker, som om de var der, når man måler den.

I det væsentlige virker transistoren, som den gør i et L.F.-kredsløb. Et hul sendes fra emitter ind i basis ved en lav spænding; hullet diffunderer gennem basis til kollektorovergangen og ind i

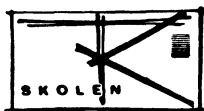
kollektor, hvor hullet bliver tiltrukket af den negative spænding på kollektor. På fig. 1 ser De endvidere et huls bevægelse i basis. Da hullet ikke er udsat for noget kraftigt felt, det vil sige spænding, er dets hastighed ikke særlig stor. Ved en forøgelse af indgangssignalet kommer der flere huller fra emitter til basis. Nogle huller går måske lige igennem, andre vender tilbage til emitter. Ved lave frekvenser er den tid, hullerne i gennemsnit er om turen, meget lille i forhold til svingningstiden; men ved højere frekvenser vil enkelte ikke nå igennem basis inden sinussvingningen vender, og værre bliver det ved H.F. Her opstår der en fasedrejning (tidsforsinkelse), og samtidig falder forstærkningen. Man kan til en vis grad ækvivalere transistoren med den kombination af modstande og kapaciteter, som er vist i fig. 2. Trioden er den aktive (forstærkende) del.

På fig. 1 og 2 er der angivet to basispunkter, B og B' eller b og b'. B' er et indvendigt basispunkt, og modstanden r_{bb} repræsenterer den ohmske modstand i basistilledningen.

Ved beregning af H.F.-kredsløb anvendes overvejende y-parameteren, som vist i fig. 3. Her repræsenterer y værdierne en parallellforbindelse af en modstand og en kapacitet. Diagrammet



er bearbejdet af L.J. Giacoletto og fremtræder nu i en mere overskuelig form, som er vist i fig. 4. Mens alle værdierne i fig. 3 er målt ved bestemte frekvenser, er diagrammet i fig. 4 almen gyldigt og kan udmærket anvendes også på L.F.-kredsløb. Diagrammet er vist i J.E.-kobling. For en typisk H.F.-transistor OC 44 (Philips) er der opgivet følgende data:



$$\begin{aligned} f_{\alpha} &= 15 \text{ MHz} & C_{b'e} &= 510 \text{ pF} \\ r_{b'b} &= 110 \text{ ohm} & C_{b'c} &= 10 \text{ pF} \\ g_m &= 39 \text{ mA/V} & r_{ce} &= 25 \text{ kohm} \\ r_{b'e} &= 2,5 \text{ kohm} & C_{ce} &= <40 \text{ pF (opgives sjældent)} \\ r_{b'c} &= 2 \text{ Mohm} & \alpha_o &= 0,99 \\ h'_{21} &= 100 \end{aligned}$$

Diagrammet i fig. 4 har endvidere den fordel, at de fleste værdier direkte kan beregnes ved en eventuel ændring af arbejdspunktet. Ved y - og h -parameteren må man i modsætning hertil for ethvert nyt arbejdspunkt finde værdierne i en tabel eller ved en måling. Som eksempel kan nævnes, at modstanden $r_{b'e}$ er omvendt proportional med emitterstrømmen, altså

$$r_{b'e} = \frac{1}{I_E} \cdot k, \text{ hvor } k \text{ er en konstant.}$$

I det følgende får De en oversigt over betydningen af de forskellige modstande og kapaciteter og deres afhængighed af strømme og spændinger.

$r_{b'b}$

Denne værdi er for legerede transistorer en fast ohmsk værdi og praktisk taget uafhængig af strøm og spænding. Værdien er ikke ens for de forskellige transistorer; men for transistorer af samme type og fabrikat er afvigelsen fra gennemsnittet ikke stor.

g_m

g_m udtrykker transistorens stejlehed og er

$= \alpha_o \cdot g_{ee} \sim g_{ee}$, hvor $\alpha_o = h_{21}$ = kortslutningsstrømforstærkningen i J.B.-kobling, som er meget nær 1. g_{ee} er en ledningsevne og er ved 20 °C meget nær

$$= \frac{I_E}{25,3} \text{ A/V} \quad (I_E \text{ i mA}) \quad \text{eller}$$

$$= I_E \cdot 39,5 \text{ mA/V.} \quad (I_E \text{ i mA})$$

$r_{b'e}$

$r_{b'e}$ er modstanden mellem den indvendige basiselektrode og emitter. Værdien af denne modstand varierer omvendt proportional med emitterstrømmen.

$$r_{b'e} = \frac{1}{(1 + \alpha_o) \cdot g_{ee}} = \frac{1}{g_{ee}} = \frac{\beta}{g_{ee}} = \frac{\beta \cdot 25,3}{I_E}$$

I_E er emitterstrømmen i mA. Dersom man kender emitterstrømmen og α_o , kan man beregne værdien af $r_{b'e}$. Ved $I_E = 1 \text{ mA}$ og $\alpha_o = 0,99$ ($\beta = 100$) er

$$r_{b'e} = \frac{\beta \cdot 25,3}{I_E} \sim 2,5 \text{ kohm}$$



$C_{b'e}$

Dette er kapaciteten mellem det indvendige basispunkt og emitter, og værdien er ligefrem proportional med emitterstrømmen.

$$C_{b'e} = \frac{1,22 \cdot g_{ee}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha}} = \frac{1,22 \cdot I_E}{2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha} \cdot 25,3} = 7,6 \frac{I_E}{f_{\alpha}} \cdot 10^{-3}$$

hvor f_{α} = transistorens grænsefrekvens i Hz. (α faldet 3 dB),

og I_E = emitterjævnstrømmen i mA.

1,22 = konstant

For OC 44 finder De, at

$$C_{b'e} = 7,6 \frac{1}{15 \cdot 10^6} \cdot 10^{-3} \text{ pF} = 510 \text{ pF.}$$

Philips opgiver som gennemsnitsværdi 410 pF; men værdien varierer en del med de enkelte transistorer.

$C_{b'c}$

Denne kapacitet ligger mellem kollektor og det indvendige basispunkt og giver anledning til ustabilitet på grund af tilbagekobling, svarende til anode-gitter kapaciteten i en triode.

$$C_{b'c} = \frac{1}{\sqrt{V_C}} \text{ k, det vil sige, at } C_{b'c} \text{ er omvendt proportional med}$$

kvadratroden af kollektorspændingen.

$r_{b'c}$

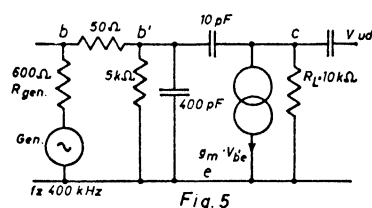
$r_{b'c}$ er tilnærmelsesvis omvendt proportional med emitterjævnspændingen; men dens betydning er ringe, og vi vil derfor se bort fra den i vore beregninger.

r_{ce}

Denne værdi er omvendt proportional med emitterjævnstrømmen og ligefrem proportional med kollektorspændingen. Da den kun i de færreste tilfælde vil belaste den efterfølgende kreds, vil vi se bort fra den ved de følgende beregninger.

Tilbage er kun at omtale selve det aktive element - strømgeneratoren. Spændingen mellem det indvendige basispunkt og emitter skal multipliceres med stejlegheden g_m for at få strømmen i udgangskredsen. Denne strøm er proportional med basisspændingen, og ved at multiplicere strømmen med impedansen i udgangen får man spændingen på kollektor.

I mange tilfælde, og især ved gode transistorer, kan man se bort fra spændingsdelingen forårsaget af $r_{b'b}$ og regne med, at basisspændingen er lig med $V_{b'e}$. I fig. 5 er vist et lille



eksempel, hvor vi har valgt en god transistor. Modstanden på 50 ohm er lille i forhold til indgangsimpedansen, og vi vil derfor se bort fra $r_{b'b}$ og får så, at $V_{ind} \cong V_{b'e}$. Jævnstrømmen $I_E = 1 \text{ mA}$, og jævnspændingen $V_{CE} = 6 \text{ V}$.

$$\underline{V_{ud}} = g_m \cdot V_{b'e} \cdot R_L = g_{ee} \cdot \alpha_o \cdot V_{ind} \cdot R_L = \frac{I_E \cdot \alpha_o \cdot V_{ind} \cdot R_L}{25,3}$$

$$\frac{1,0 \cdot 0,99 \cdot 10000 \cdot V_{ind}}{25,3} =$$

$$V_{ud} = 390 \cdot V_{ind}$$

$$\underline{A'_v} = \frac{V_{ud}}{V_{ind}} = \underline{390 \text{ gange}}$$

Ved at tage hensyn til $r_{b'b}$ bliver resultatet lidt anderledes, (se fig. 6).

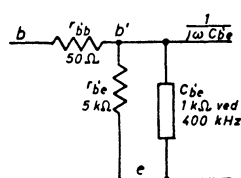


Fig. 6

$$V_{b'e} = V_{ind} \frac{5 \text{ kohm} \parallel 1 \text{ kohm}}{5 \text{ kohm} \parallel 1 \text{ kohm} + 50 \text{ ohm}} = \frac{840 \cdot V_{ind}}{840 + 50} = \frac{840}{890} V_{ind} = 0,94 \cdot V_{ind}$$

(i virkeligheden skulle man benytte kompleksregning, da der forekommer både modstande og reaktanser; men dette ændrer ikke i dette tilfælde resultatet væsentligt), som indsat i udtrykket for forstærkningen giver

$$\underline{A'_v} = \frac{V_{ud}}{V_{b'e}} = \frac{V_{ud}}{0,94 \cdot V_{ind}}$$

$$\underline{A'_v} = \frac{V_{ud}}{V_{ind}} = 0,94 \cdot 390 = \underline{370 \text{ gange}}$$

H.F.-trin.

I fig. 7 er der vist et H.F.-trin, som for eksempel kunne være indgangstrin i en radio-

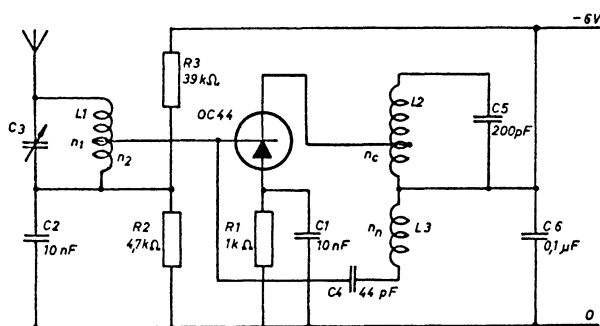


Fig. 7

modtager. Modstandene R_1 , R_2 og R_3 samt C_1 og C_2 genkender De fra tidligere, idet disse anvendes til forspænding og temperaturstabilisering. L_1 er antennespolen, der er afstemt med drejekondensator. Bestemmelsen af spole og kondensator er ikke anderledes end det for en rørmødtager gældende. Det nye er udtaget til basis. Som De ved, er kreds-impedansen $= Q \cdot \omega \cdot L$. Med et Q på 100 og en selvinduktion på 150 μH (passende til M.B.) er impedansen ved 1 MHz ca. 100 kohm. I erstatningsdiagrammet (se fig. 4) ser De, at

for OC 44 er indgangsmodstanden 2,5 kohm og indgangskapaciteten 410 pF. Det vil da fuldstændigt ødelægge kredsen, blandt andet Q 'et, om transistoren blev koblet direkte til kredsen. Man må finde et udtag et passende sted, således at kreds-impedansen omregnet til udtaget er ca. 5 gange mindre end indgangs-impedansen. Udtaget kan nu findes efter følgende formler:

$$Z'_K \approx \frac{1}{5} \cdot Z_{ind} \text{ og}$$

$$Z'_K = Z_K \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2, \text{ hvoraf } \frac{n_2}{n_1} \text{ kan isoleres, og } n_2 \text{ derpå bestemmes,}$$

$$Z_K = \text{kredsimpedansen}$$

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{Z'_K}{Z_K}}$$

$$Z'_K = \text{kredsimpedansen omregnet til udtaget}$$

$$Z_{ind} = \text{indgangsimpedansen.}$$

Det samme gør sig gældende for kollektorsiden; men her spiller også andre forhold ind, blandt andet Miller kapaciteten. Fra trioden vil det være kendt, at der sidder en ekstra kapacitet fra anode til gitter, og den er bestemt ved

$$C_g = C_{ga} + C_{ga} (1 + \mu),$$

hvor C_g = den totale kapacitet mellem gitter og anode

C_{ga} = den kapacitet, der kan måles på et koldt rør

μ = forstærkningsfaktoren.

Lignende forhold gør sig gældende for transistorens vedkommende. Som vist på fig. 9 er

der parallelt med kapaciteten $C_{b'c}$ en ekstra kapacitet C_m , Miller kapaciteten. I fig. 10 er kapaciteten flyttet og anbragt over indgangen, det er tilladt af grunde, som vi ikke skal komme nærmere ind på her.

$$C_m = (\alpha_o \cdot g_{ee} \cdot R_L + 1) C_{b'c}.$$

Af udtrykket ses, at C_m er afhængig af belastningen. Da en kapacitet fra udgang til indgang kan give anledning til ustabilitet og vanskeliggøre trimningen, vil man helst undgå den, (jævnfør trioden) og vi må derfor neutralisere, det vil sige ophæve dens virkning. Kapaciteten fører en spænding fra udgangen tilbage til indgangen, og vi må derfor føre en ligeså stor spænding fra udgangen til indgangen, men i modfase. I fig 11 er det vist, hvorledes man, ved

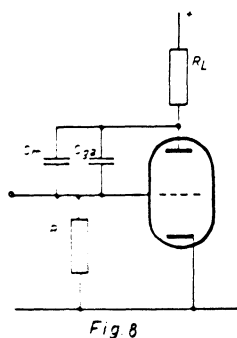


Fig. 8

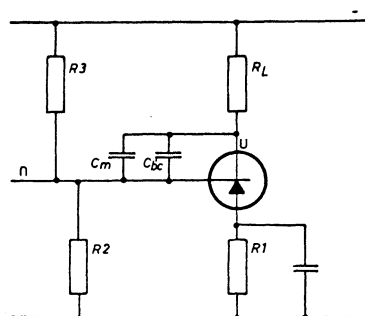


Fig. 9

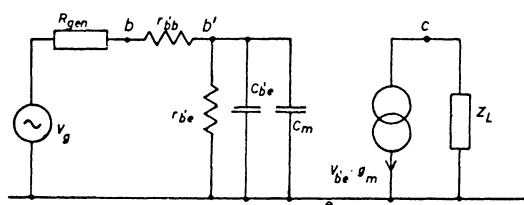


Fig. 10

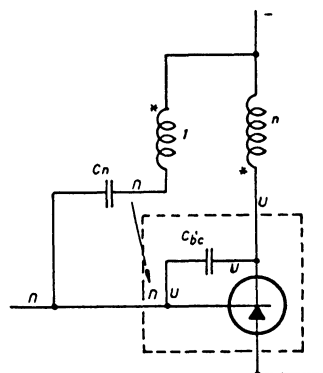


Fig. 11

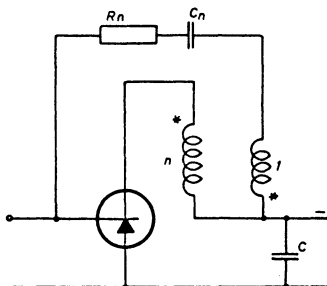


Fig. 12

holdet mellem vindingstallet af kollektorspolen n_c og vindingstallet af neutraliseringsspolen n_n kaldes n ,

$$n = \frac{n_c}{n_n} \quad C_n \text{ findes derpå af følgende formel:}$$

$$C_n = n \cdot C_{b'c}$$

Et par eksempler skal vise brugen af formelen.

$$\text{Vindingstallet } n_c = 100$$

$$\text{" } n_n = 25$$

$$C_{b'c} = 15 \text{ pF}$$

$$C_n = n \cdot C_{b'c} = \frac{100}{25} \cdot 15 = 60 \text{ pF}$$

$$\text{Vindingstallet } n_c = 100$$

$$C_{b'c} = 15 \text{ pF}$$

$$C_n = 100 \text{ pF (En tilfældig kondensator)}$$

$$C_n = \frac{n_c}{n_n} \cdot C_{b'c}; \quad n_n = \frac{n_c}{C_n} \cdot C_{b'c} = \frac{100}{100} \cdot 15$$

$$n_n = 15 \text{ vindinger}$$

Modstanden R_n skal gøre neutraliseringen så fuldkommen som muligt ved at fjerne virkningen af modstandene $r_{b'c}$ og $r_{b'b}$ (fig. 4). R_n 's værdi er ikke særlig kritisk.

$$R_n \approx \frac{r_{b'b}}{n} \cdot \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}}$$

Bemærk, at det kun er det antal vindinger mellem kollektor og minus (afkoblet til stel), der er lig med n_c , se fig. 7. Hele spolen kan godt have flere vindinger.

På fig. 7 er der vist et H.F.-trin. Som regel er det første trin i en almindelig transistorradio blandingstrinnet, som vi vil vende tilbage til i lektionen om oscillatorer. I stedet vil vi fortsætte med mellemfrekvenstrinnet (M.F.), som er det næste H.F.-trin i modtageren.

M.F.-trin.

Mellem to M.F.-trin har man enten een eller to afstemte kredse. I de fleste udenlandske modtagere sparer man og anvender kun et afstemt trin, som det er vist i fig. 13. Dette gælder

især de amerikanske og japanske modtagere, hvis selektivitet af denne grund ikke er så god.

Primærkredsen med udtag til kollektor er opbygget som vist og forklaret under H.F.-trinnet. På sekundærsiden er udtaget, der fører spænding til basis, også anvendt til at give neutralisering. Man sparer en vikling og systemet virker udmærket. Neutraliseringen fra det næste trin er ligeledes ført til basis. På indgangssiden skal impedansen være omkring 300 - 1000 ohm og på kollektorsiden omkring 3 kohm til 10 kohm.

På fig. 14 ser De et diagram af et dobbelt afstemt M.F.-trin, som det anvendes i de fleste danske modtagere. Det er vanskeligere at få den dobbelt afstemte kreds justeret. Neutraliseringen spiller ligeledes en større rolle, opstillingen bliver ganske vist ikke ustabil; men kurveformen bliver ikke symmetrisk med en dårlig neutralisering. Endvidere skal man huske, at kredsimpedansen ved dobbelt afstemte kredse kun er det halve af, hvad den ville være med enkelt afstemt ved kritisk kobling. På fig. 14 er der anvendt en ekstra spole til neutraliseringsspændingen, i stedet for som i fig. 13 at tage neutraliseringsspændingen fra basis, da fasedrejningen ved dobbelt afstemte kredse i resonans kun er 90° og ikke, som ved enkelte afstemte kredse, 180° , som det er nødvendigt.

A.V.C. og detektor.

Under gennemgangen af teorien for H.F. så De, at den aktive del af transistoren var afhængig af emitterstrømmen (fig. 4).

$$g_m = g_{ee} \cdot \alpha_o = I_E \cdot 39,5 \cdot \alpha_o \text{ mA/V,}$$

det vil sige, at forstærkningen falder, når emitterstrømmen falder. Denne egenskab kan udnyttes til et A.V.C.-kredsløb, som vist i fig. 15. Den sidste M.F.-transformator er kun enkelt afstemt, og viklingen, der afgiver spænding til detektoren, er dimensioneret til maksimal effektoverføring. Herved skulle dioden få tilstrækkelig spænding til at arbejde i det lineære område.

8

Modstandene R_5 og R_6 giver dioden en forspænding, så hele detektoren ligger mellem $\pm 0,5$ og ± 1 V over stel. Dioden er vendt således, at den ensrettede spænding ved stigende signal stiger i positiv retning, det vil sige, at spændingen nærmer sig stellet's potentiale. Denne spændingsændring føres gennem R_7 til basis på den foranliggende transistor, og når basis- og emitterspændingen nærmer sig hinanden, falder emitterstrømmen og dermed forstærkningen.

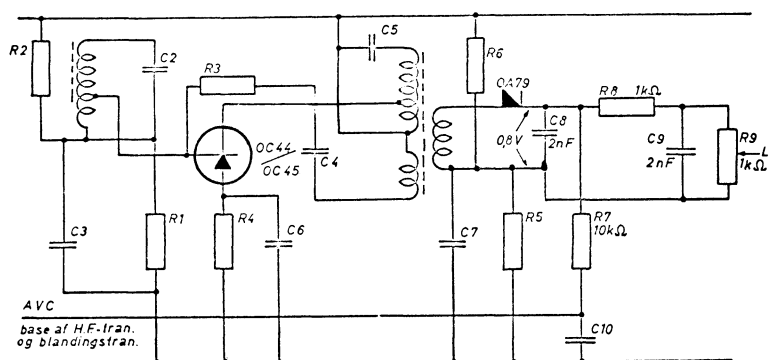


Fig. 15

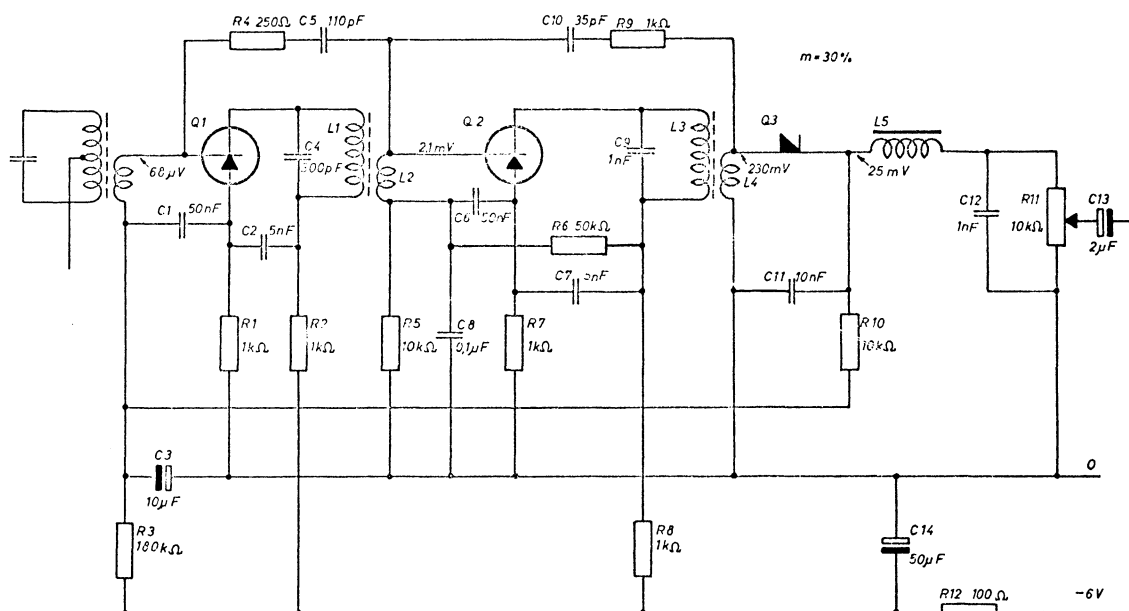


Fig. 16

Fig. 16 viser et diagram angivet af firmaet Telefunken. Der er vist et enkelt afstemt M.F.-trin samt andet M.F.-trin med en detektor. Det sidste trin er også neutraliseret. Neutralisering er som tidligere vist kun nødvendig, når belastningen er stor. Endvidere er der ikke anvendt udtag på M.F.-transformatorerne, da afstemningskapaciteterne er store og det ønskede Q lille. Impedansen af en bestemt kreds er $Z_{\text{kreds}} = Q \frac{1}{\omega C} = Q \cdot \omega L$. Spolen L_5 er en drosselspole på 0,5 mHy, der stopper for H.F. adgang til L.F.-delen. C_{12} er en filterkapacitet.

Viklingsdata for de enkelte M.F.-transformatorer er

L_1 :	0,35 mHy	- 136	vindinger	H.F.-litze	7 x 0,05
L_2 :		12	"	"	10 x 0,05
L_3 :	0,113 mHy	- 78	"	"	10 x 0,05
L_4 :		29	"	"	10 x 0,05

Mellemlfrekvensen er på 470 kHz, transistorerne, 2 x OC 612, er fremstillet af Telefunken, og som diode benyttes OA 160. A.V.C.'en kommer fra diodens jævnspænding og føres gennem modstanden R_{10} til basis på Q_1 .

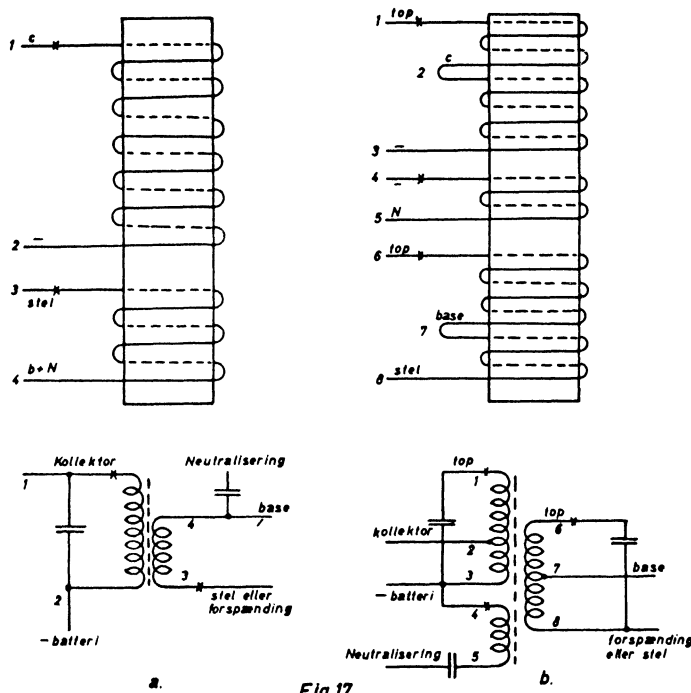


Fig. 17

Fig. 17 viser to spoletegninger. 17a viser viklingen af en enkelt afstemt kreds. 17b er en vikletegning af en dobbelt afstemt kreds.

M.F. for 10,7 MHz.

På fig. 18 er vist et af Philips udsendte diagrammer for en M.F. til 10,7 MHz. Der anven-

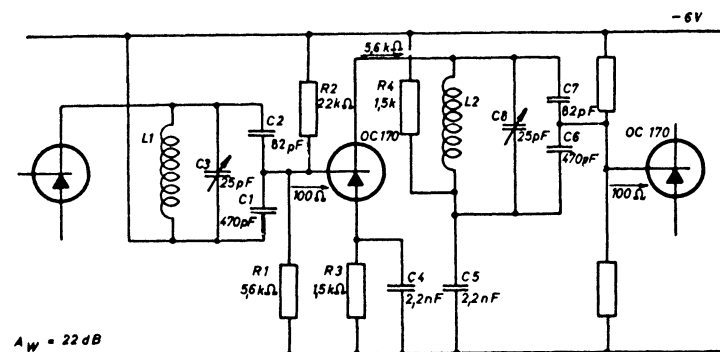


Fig. 18



des en H.F.-transistor OC 170 med en øvre grænsefrekvens på 70 MHz. I stedet for at anvende udtag på spolen, deler man ned ved hjælp af kapaciteterne C_1 , C_2 og C_6 , C_7 . Selvinduktionerne af L_1 og L_2 er 2,47 μ Hy med et ubelastet Q på 100. Ved belastning med transistorer falder Q 'et til 35. Effektforstærkning fra basis til basis er cirka 22 dB.

Øvelsesopgaver.

1. Hvorfor er g_m tilnærmelsesvis lig med g_{ee} ?
2. Hvorfor varierer $r_{b'b}$ ikke med strøm eller spænding?
3. Forklar sammenhængen mellem de to ligninger for g_{ee} :
$$g_{ee} = \frac{I_E}{25,3} \text{ A/V} \quad \text{og} \quad g_{ee} = 39,5 \cdot I_E \text{ mA/V.}$$
4. Hvordan ser formlerne ud i opgave 3, hvis De vil indsatte I_E i A?
5. g_m kan sammenlignes med følgende værdi for et rør:
a) μ b) S c) R_1 .
6. Ved 1 mA er $r_{b'e} = 2,5 \text{ kohm}$. Hvor stor er $r_{b'e}$ ved 5 mA?
7. Er det et "hul" eller en elektron, der bevæger sig fra emitter til basis?
a) "hul" b) elektron.
8. Nogle fabrikanter anvender betegnelsen $g_{b'c}$ og $g_{b'e}$ i stedet for de i fig. 4 anvendte værdier. Hvilke værdier er det og hvilken sammenhæng er der mellem dem?
9. f_{α} er transistorens grænsefrekvens i a) J.E. b) J.B. c) J.C.
10. Når en spænding er i modfase med en anden spænding er fase-drejningen
a) 0° b) 90° c) 180° .

Indsendelsopgaver.

1. I en H.F.-transistor er $C_{b'c} = 10 \text{ pF}$ ved $V_C = 3 \text{ V}$. Hvor stor er $C_{b'c}$ ved $V_C = 12 \text{ V}$.
2. Anvend erstatningsdiagrammet i fig. 5 ved 1000 Hz. Generatorens E.M.K. er 10 mV og $I_E = 1 \text{ mA}$.
a) hvor stor er spændingen V_{ud} på udgangen
b) hvor stor er spændingsforstærkningen
c) hvor stor er strømforstærkningen
d) hvor stor er effektforstærkningen.



3. Find grænsefrekvensen af $r_{b'e}$ og $C_{b'e}$ i fig. 4, når følgende er givet:

$$f\alpha = 20 \text{ MHz}, \quad I_E = 2 \text{ mA}, \quad \alpha_o = 0,98.$$

4. I fig. 18 opgives, at effektforstærkningen er 22 dB fra base til base. Der tabes 3 dB i transformatoren. Indgangsimpedansen er 100 ohm og belastningen er 5,6 kohm.

- a) hvor stor er effektforstærkningen fra basis til kollektor
- b) hvor stor er spændingsforstærkningen fra basis til kollektor.

5. En enkelt afstemt mellempfrekvens på 450 kHz afstemmes med en kapacitet på 100 pF. Ved tomgang er $Q = 100$, og udtaget til kollektor har en impedans på 3,5 kohm. Omsætningsforholdet til neutraliseringsviklingen, der samtidig er basevikling til næste transistor, er 2:1. 200 vindinger svarer til 1 mH.

- a) find spolens selvinduktion
- b) find spolens vindingstal
- c) find kollektorudtagets vindingstal
- d) find neutraliseringsviklingens vindingstal
- e) find neutraliseringskapaciteten, når $C_{b,c} = 15 \text{ pF}$.

6. En transistors indgangsimpedans er 5 kohm og kredsimpedansen 100 kohm med et vindingstal på 100. Hvor mange vindinger skal der være på udtaget til basis.

7. I en enkelt afstemt kreds er belastningsimpedansen 6 kohm for et givet udtag. Hvor stor skal belastningsimpedansen være, når den enkelte kreds ændres til en dobbelt afstemt kreds. Spoledata og afstemningskapaciteter er ens for begge spoler.

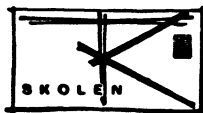
8. Den største selektivitet opnås i en modtager med
- a) en enkelt afstemt M.F.
 - b) dobbelt afstemt M.F.



Rettelsesblad til lektion 1205

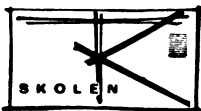
=====

- Side 2 fig. 1 : I kassen mrk. forstærker skal forstærker-
tegnet vendes sådan > .
- Side 3 fig. 5 : Kredsen til venstre er oscillatoren, og kred-
sen til højre er blandingstrinnet.
- Side 7 fig. 18 : + og - tegnene skal byttes; så får kollektor
forbindelse med - gennem L3.
- Side 9 inds.opg. 5 :, da $Z_L \infty$ skal være:
....., da $Z_L \rightarrow \infty$
- Side 9 linie 4 f.n. : $\frac{34}{I} = \underline{V_{Cosc}} = n \cdot V_e \dots\dots$
 $\frac{34}{I} \quad \underline{V_{Cosc}} = n \cdot V_e \dots\dots$



Løsninger til øvelsesopgaver:

1. $\bar{g}_m = g_{ee} \cdot \alpha_o \approx g_{ee} \cdot 1$, da $\alpha_o = 0,98$.
2. $r_{p'}$ er den i halvløderen og ledningen værende modstand og del-tager ikke i selve forstærkningen.
3. $g_{ee} = \frac{I_E \cdot A}{25,3 \cdot V} = \frac{I_E \cdot 1000 \cdot \text{mA}}{25,3 \cdot V} = 39,5 \cdot I_E \cdot \text{mA/V}$. Dette ændrer ikke på I_E , der stadigvæk skal indstilles i mA.
4. $g_{ee} = \frac{I_E \cdot 10^3}{25,3} \text{ A/V}$ $g_{ee} = 10^3 \cdot 39,5 \cdot I_E \text{ mA/V}$.
5. b.
6. $r_{p'e} = \frac{\beta \cdot 25,3}{100 \cdot 25,3} = \frac{I_E}{5} = 500 \Omega$.
7. nul.
8. $g_{p'e} = \frac{1}{r_{p'e}}$ og $g_{p'c} = \frac{1}{r_{p'c}}$, begge er ledningsevner og angives i Siemens.
9. b.
10. c.



OSCILLATORER OG BLANDINGSTRIN.

Oscillatorer.

Een af de mange vigtige funktioner, som udføres af elektronisk udstyr, er omsætningen af jævnspænding til vekselspænding. De kender sikkert mange forskellige kredsløb med fællesbetegnelsen oscillatorer inden for rørteknikken. Antallet af tilsvarende kredsløb er ikke mindre inden for transistorteknikken.

Omtalen af oscillatorer kan inddeles i to afsnit afhængig af den kurveform, oscillatorspændingen har:

1. Sinusoscillatoren, hvis spænding eller strøm er sinusformet.
2. Ikke-sinusformet oscillator, hvis spænding kan være firkantformet eller impulsformet.

Vi vil i denne lektion omtale den første type, og kun fortælles ganske lidt om den anden, som vi vil vende tilbage til i en senere lektion.

Sinusoscillatoren.

Betingelserne, for at der kan opstå en svingning, ses i fig. 1, som viser et blokdiagram af en oscillator med tab og forstærkning, og de kan udtrykkes i to formler:

1. $A \cdot W_{\text{ind}} = W_t' + W_t'' + W_{\text{ind}} + W_o$
2. Den samlede fasedrejning i den lukkede sløjfe skal være 0° .

Her betyder

- A = forstærkningen
 W_t' = effekttabet i svingningskredsen
 W_t'' = effekttabet i tilbagekoblingen
 W_o = udgangseffekten.

De to betingelser kaldes Barkhausens svingningsbetingelser, og sagt med andre ord siger den første, at

forstærkerens samlede effektforstærkning skal være så stor, at den kan ophæve kredsens og tilbagekoblingens tab, samtidig med at forstærkeren skal kunne levere den ønskede effekt til belastningen.

Effekten tages fra en jævnspændingskilde.

Den anden sætning siger, at

den fremkomne fasedrejning i forstærkeren skal ophæves.

Sinusoscillatorer kan inddeles i flere typer, hvoraf kan nævnes:

- LC-oscillatorer
- RC-oscillatorer
- Krystalstyret oscillatorer.

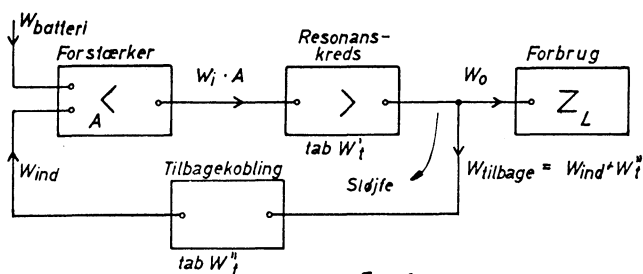


Fig. 1

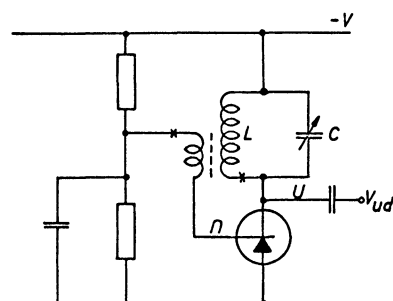


Fig. 2

LC-oscillatorer.

I fig. 2 er der vist en LC-oscillator. Bogstaverne L og C hentyder til, at resonatoren, svingningskredsen, er frembragt af en selvinduktion, L, og en kapacitet, C. Tegningen viser en parallelkreds; men man kunne udmærket godt anvende en seriekreds.

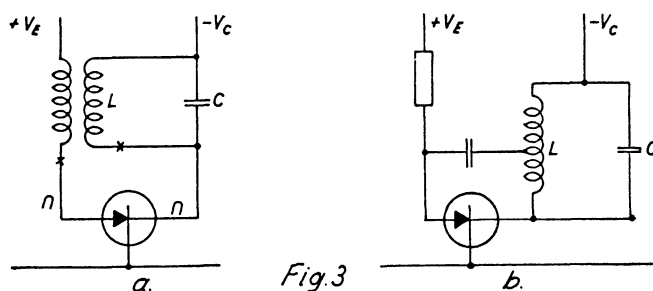


Fig. 3

I fig. 3a er vist en anden måde at koble spolen på. Omsætningsforholdet mellem den højimpedansede kollektor og den lavimpedansede emitter er stort, da indgangsimpedansen for en transistor i J.B.-kobling er cirka 100 ohm, mens udgangsimpedansen er cirka 100 kohm. Denne oscillator type blev meget anvendt i transistorens første tid og anvendes stadig ved meget høje frekvenser.

I fig. 3b er spændingen ført tilbage fra et udtag på kollektorspolen til emitter gennem en kapacitet.

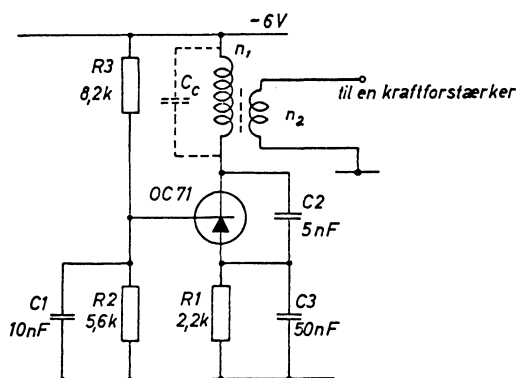
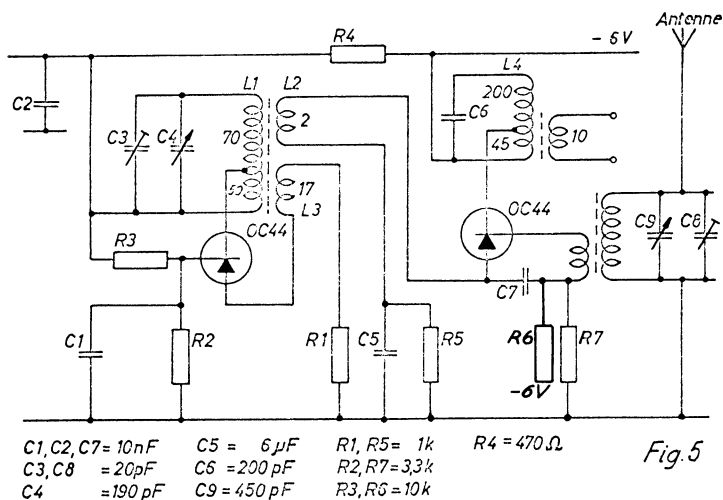


Fig. 4

Diagrammet i fig. 4 viser et lille praktisk eksempel på anvendelse af en oscillator til for eksempel trimning af mellemligfrekvensen i en radiomodtager. Den anvendte spole har et omsætningsforhold på cirka 20 til 1, og udgangskapaciteten i transistoren udgør kapaciteten i svingningskredsen. Frekvensen kan ændres ved at ændre spolens selvinduktion eller ved at sætte en kapacitet parallelt med denne. Opstillingen arbejder i J.B.-kobling, da spændingsdeleren $R_2 - R_3$ holder basisspændingen meget stiv.

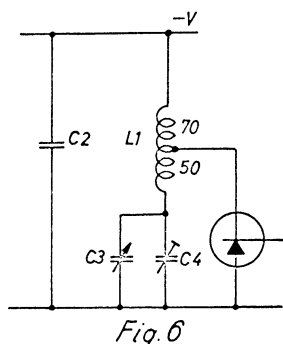
De fleste LC-oscillatorer forekommer sikkert i almindelige modtagere, og et praktisk eksempel er vist i fig. 5.

Tilbagekoblingen foregår fra kollektor til emitter, og afstemningen foretages med drejekondensatoren C_4 , der er forbundet mekanisk med C_5 . C_8 og C_3 er trimmekapaciteter. Modstandene $R_1 - R_2 - R_3$ og $R_5 - R_6 - R_7$ sørger for forspænding til transistorerne. Modstanden R_4 og kapaciteten C_2 hindrer oscillatorfrekvensen i at brede sig gennem spændingstilledningerne. Oscillatorspændingen føres gennem kun to vindinger af L_2 ind på emitter af blandingstrinnet. Der er ikke i dette tilfælde anvendt neutralisering af blandingstrin-

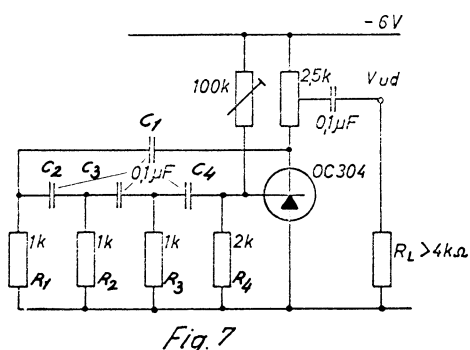


net; men det kunne godt være anvendt. En ulempe ved oscillatoren i fig. 5 er, at både rotor og stator ligger på en negativ jævnspænding i forhold til stel. På fig. 6 er vist en metode til at undgå denne vanskelighed i afstemningskredsen. Diagrammet minder om en seriekreds; men gennem C_2 er minus vekselstrømsmæssigt forbundet til stel. Det kan nævnes, at man også i transistormodtagere må anvende en paddingkondensator eller en speciel drejekondensator. Der findes nu i handelen flere små og udmærkede drejekondensatorer, som ellers har været den største komponent i en transistormodtager.

RC-oscillatorer.



Navnet RC-oscillatorer angiver, at tilbagelkoblingen og fasedrejningen i oscillatoren udføres af en modstand, R , og en kapacitet, C . På fig. 7 er vist en såkaldt fasevender (Phase shift) oscillator. Fasedrejningen sker ved hjælp af 4 modstande og 4 kapaciteter ($R_1 - R_2 - R_3 - R_4$ og $C_1 - C_2 - C_3 - C_4$). Fasen fra basis til kollektor er drejet 180° , man skal derfor have en fasedrejning på 180° på den spænding, der føres tilbage fra kollektor til basis. Et RC-led bestående af en kapacitet og en modstand kan dreje fasen. Fasedrejningen ved et RC-leds grænsefrekvens er 45° , og man må derfor have 4 RC-led for at dreje fasen 180° . Grænsefrekvensen for $0,1\text{ }\mu\text{F}$ og 1 kohm er cirka $1,6\text{ kHz}$.



Da man skal foretage visse korrektioner er opstillingens frekvens cirka 1 kHz . Den anden svingningsbetingelse bliver opfyldt, hvis de uundgåelige tab i RC-leddene ophæves. Med et $\beta \geq 30$ skulle oscillatoren svinge. Udgangsspændingen er ved en belastning på 4 kohm 1 volt . En mere stabil og forvrængningsfri udgave er vist i fig. 8. Der anvendes to Philips L.F.-transistorer. Modstandene $R_1 - R_2 - R_3$ og $R_{10} - R_9 - R_8$ giver transistorerne de nødvendige forspændinger. Med potentiometret R_5 indstilles arbejds-punktet og frekvensen. Modstandene R_4 og R_{11} er belastnings-

modstande, som giver transistorerne en passende kollektorimpedans. Modstandene $R_6 - R_7$ og kapaciteterne $C_2 - C_3 - C_4$ er de frekvensbestemmende dele (resonatoren).

Svingning indtræder, fordi en stigende basis-spænding på Q_1 giver en faldende kollektorspænding på Q_1 ; denne spændingsændring føres gennem C_4 og R_7 ind på basis af Q_2 . Den faldende basis-spænding på Q_2 giver her anledning til en stigning i kollektorspændingen, som føres gennem C_2

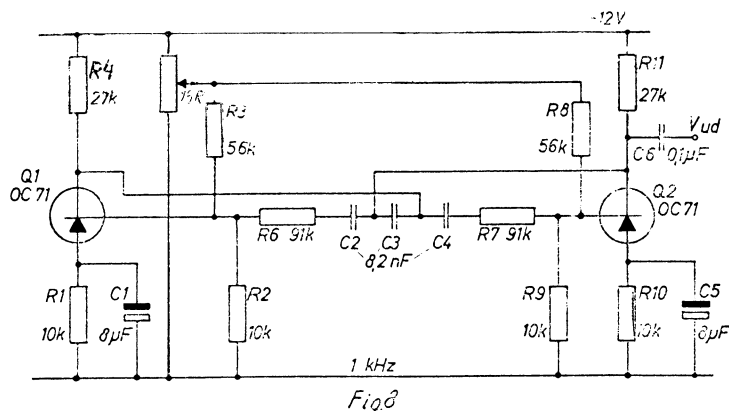


Fig. 8

som det holder meget nøjagtigt.

På fig. 9 er vist et enkelt krystalstyret trin, hvor der er anvendt et krystal med et så-

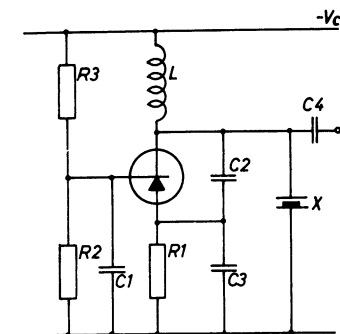


Fig. 9

kaldt GT-snit, som bevirker, at krystallet får en meget lille temperaturkoefficient. Krystallet benyttes i stedet for resonatoren eller tankkredsen, sammenlign med fig. 4. Tilbagekoblingen sker over kapaciteten C_2 og er bestemt af forholdet mellem C_2 og C_3 , som helst skal være så stort som muligt, for eksempel 100:1 med 10 nF for C_3 og 100 pF for C_2 . Modstandene $R_1 - R_2 - R_3$ er forspændingsmodstande og kan være $R_1 = 10 \text{ kohm}$, $R_2 = 10 \text{ kohm}$, $R_3 = 22 \text{ kohm}$. Spolen L er en højfrekvensdrossel og skal ved en frekvens på 100 kHz være omkring 30 mH. C_4 , som fører signalet videre, skal være så lille som muligt for ikke at belaste opstillingen for meget.

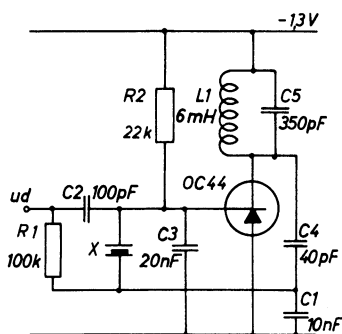


Fig. 10

Ved hjælp af en transistoroscillator, hvor man kan bruge meget lave spændinger, kan De meget let indbygge en frekvenskontrol på en allerede bestående målesender. På fig. 10 ses en stabil krystalstyret 100 kHz oscillator, der virker, som oscillatoren i fig. 4, blot er frekvensen her bestemt af krystallet.

Spolen L_1 og kapaciteten C_5 er afstemt til krystallets frekvens. Stabiliteten er næsten udelukkende bestemt af krystallet.

Opstillingerne i fig. 9 og 10 svinger fint; men den tilladte belastning er ringe. Hvis De vil have en større effekt ud, for eksempel til styring af en sender, må De anvende to transistorer,

som vist i fig. 11. Den første transistor arbejder efter princippet fra fig. 9, og da transistoren helst skal belastes med en høj impedans, følger der en transistor efter koblet i J.C. (emitterfølger). Man kan belaste Q_2 med modstande ned til cirka 8 kohm, uden at frekvensen ændres nævneværdigt.

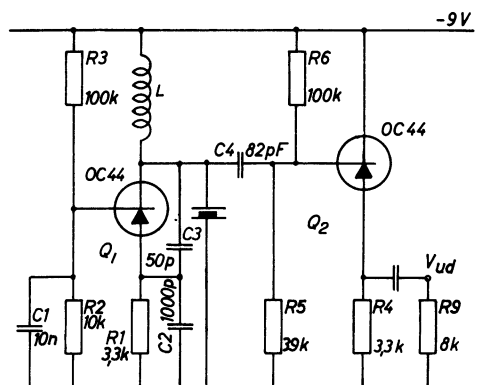


Fig. 11

Oscillatorer med ikke-sinusformet spænding.

Selv om strømmen i en af de førnævnte oscillatorer ikke er sinusformet, vil tankkredsen (resonatoren) bevirke, at den spænding eller strøm, man tager fra kredsen, er sinusformet. Den følgende oscillator type afgiver som regel en firkantspænding, og det er ikke ofte, at man anvender en selvinduktion.

I fig. 12 er der vist en såkaldt multivibrator, som afgiver en firkantspænding, hvis frekvens bestemmes af $C_1 - C_2$ og $R_1 - R_2$. Nedenstående tabel angiver samhoørende værdier for $C_1 - C_2$ og $R_1 - R_2$ ved forskellige frekvenser.

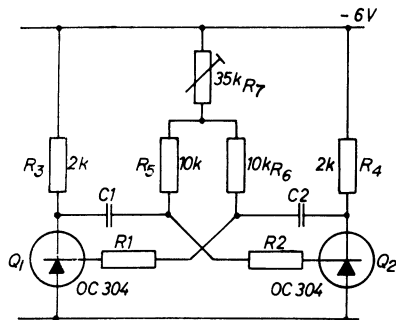


Fig. 12

Frekvens	C_1 og C_2	R_1 og R_2
0,5 Hz	100 μ F	20 kohm
50 Hz	2 μ F	20 kohm
4800 Hz	5 nF	10 kohm
20 kHz	1 nF	4 kohm

Opstillingen virker på følgende måde. Batterispændingen tilsluttes, og vi antager så, at Q_1 først trækker lidt strøm, hvorved spændingen falder på Q_1 's kollektor. Dette spændingsfald, som går mod 0 V, føres gennem $C_1 - R_2$ til basis på Q_2 . Når basisspændingen på Q_2 nærmer sig 0 V, falder dens kollektorstrøm og kollektorspændingen stiger mod +6 V. Denne spændingsstigning føres gennem C_2 og R_1 ind på basis af Q_1 , hvorved dennes kollektorstrøm vil stige. Spændingen på kollektor falder yderligere og føres gennem $C_1 - R_2$ til basis på Q_2 , og i løbet af meget kort tid stiger strømmen i Q_1 , mens strømmen i Q_2 falder, og transistorerne er så henholdsvis "bottomed" og "cut off", det vil sige, at de er henholdsvis kørt helt ned til knæpunktet på $I_C - V_C$ karakteristikken og afbrudt. Derpå vil C_1 og C_2 henholdsvis aflades og oplades, hvorved Q_2 , der ingen strøm trak, begynder at trække en lille strøm, kollektorspændingen falder mod 0 V, føres til basis Q_1 , hvis strøm falder, hvorved kollektorspændingen stiger mod +6 V og føres til basis på Q_2 , hvis kollektorspænding stiger yderligere, indtil Q_1 og Q_2 er henholdsvis "cut off" og "bottomed". På denne måde skifter transistorerne fra den ene yderstilling til den anden og afgiver herved en firkantspænding, der varierer fra næsten -6 V til 0 V. Fig. 13 arbejder efter det samme princip og kan anvendes som "blinker" for en signallampe. Den første transistor (OC 304) er en L.F.-transistor for lille effekt, mens Q_2 (OC 307) er beregnet for mellemstore effekter og svarer til OC 309.

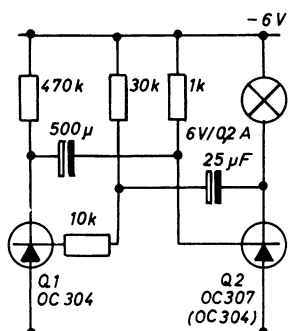


Fig. 13

Grammofonsender.

Under et afsnit om oscillatorer hører også naturligt sendere. De sendere, der findes med transistorer, er næsten alle beregnet for lavere frekvenser, da det er vanskeligt at fremstille H.F.-transistorer til store effekter.

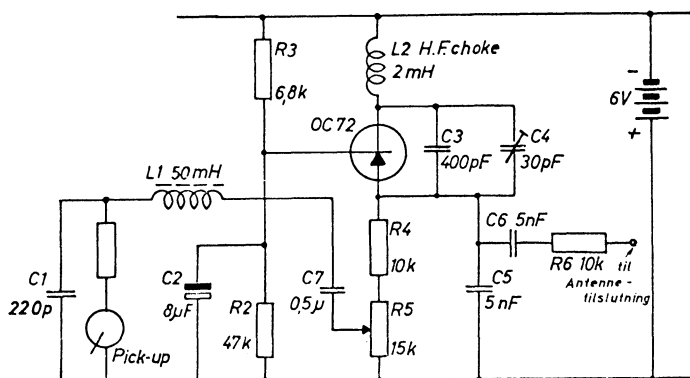


Fig. 14

I fig. 14 ser De et lille morsomt eksempel på anvendelsen af en transistor som grammofonsender. Såfremt radioen ikke har en grammofonindgang, eller grammofonen skal anbringes et stykke fra radioen, kan De anvende denne opstilling. Frekvensen bestemmes af kapaciteterne $C_3 \parallel C_4$ og spolen L_2 , og modulationsgraden reguleres med potentiometret R_5 . R_3 og R_2 giver den nødvendige temperaturstabilitet. Kapaciteten C_1 afkobler højfrekvensen over pick-up'en.

Blandingstrin.

Det første trin i de fleste radiomodtagere er blandingstrinnet. Fra antennen modtager vi en signalspænding med frekvensen f_s . I modtageren er der indbygget en lokaloscillator med frekvensen f_o , og de to frekvenser føres ind på hvert sit gitter på blandingsrøret. Man får da forskellige kombinationer af f_o og f_s i anoden; men ved at afstemme anodekredsen til for eksempel differensfrekvensen, bliver denne langt den kraftigste, mens de andre frekvenser undertrykkes, $f_s + f_o = f_m$ (mellemfrekvensen).

Fra rørteknikken kender De forskellige former for blandingstrin, hvor den lokale oscillator altid er indbygget i et af mellemfrekvensrørene. Da transistorer kun findes med et enkelt system elektroder, måtte man i begyndelsen anvende en ekstra transistor, som vist i fig. 5.

I dag anvendes til almindelige modtagere altid selvsvingende blandingstrin. Dette giver lidt mere støj end med en separat oscillator, men virker i øvrigt udmærket. Fig. 15 viser et

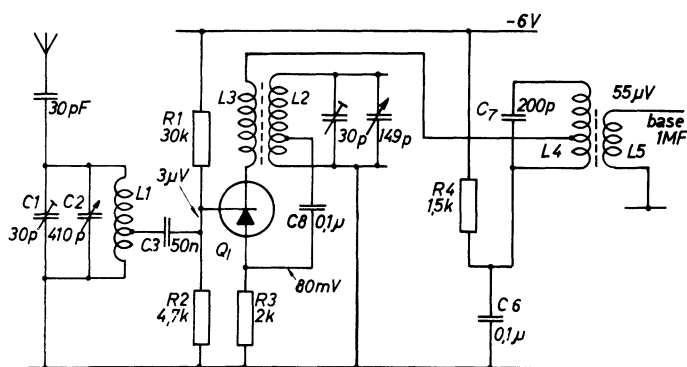


Fig. 15

diagram af et selvsvingende blandings-trin, hvor modstandene $R_1 - R_2 - R_3$ anvendes til forspænding og temperaturstabilisering. R_4 er en filtermodstand, der spærre for oscillatorfrekvensen, og C_6 er dens afkobling.

Antennesignalet føres ind på spolen L_1 og afstemmes med drejekondensatoren C_2 . Fra et udtag føres signalet (f_s) gennem en kondensator ind på basis af den første transistor, blandingstransistoren Q_1 .

Oscillatorfrekvensen føres ind på emitteren gennem en spærrekapacitet C_8 . Oscillatoren består af blandt andet af spolerne L_3 og L_2 , som vist i fig. 3a. Tilbagekoblingen sker fra kollektor til emitter, hvor den afstemte kreds sidder.

f_s og f_o blandes nu, og man får $f_s + f_o = f_m$ ud på kollektor. Kollektoren er ført ind på et udtag på L_4 , som er afstemt med C_7 , og gennem en uafstemt vikling føres f_m videre til basis på 1. mellemfrekvenstransistor.

Spolernes viklingsdata:

$L_1 = 280 \mu\text{Hy}$ viklet på en ferritstav, se fig. 16. 90 vindinger, $20 \times 0,05$ Litze. Udtag ved 8 vindinger fra bunden.

$L_2 = 150 \mu\text{Hy}$. 110 vindinger. H.F.-Litze $10 \times 0,05$, krydsviklet. Udtag ved 10 vindinger.

$L_3 = 22$ vindinger. H.F.-Litze, $10 \times 0,05$, krydsviklet.

$L_4 = 500 \mu\text{Hy}$. $n_1 = 240$ vindinger. H.F.-Litze, $10 \times 0,05$, udtag ved 110 vindinger.

$n_2 = 22$ vindinger. H.F.-Litze, $10 \times 0,05$.

Der er i denne modtager ingen A.V.C. eller neutralisering af blandingstrinnet.

I diagrammet i fig. 17 er vist et andet selvsvingende blandingstrin, som ikke i princip-

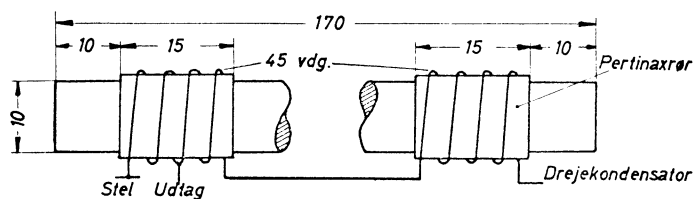


Fig. 16

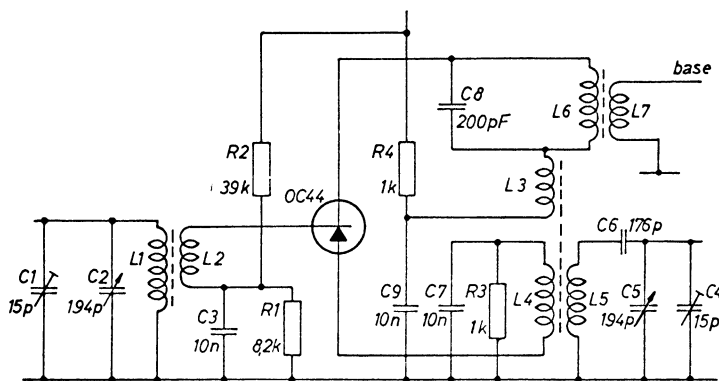


Fig. 17

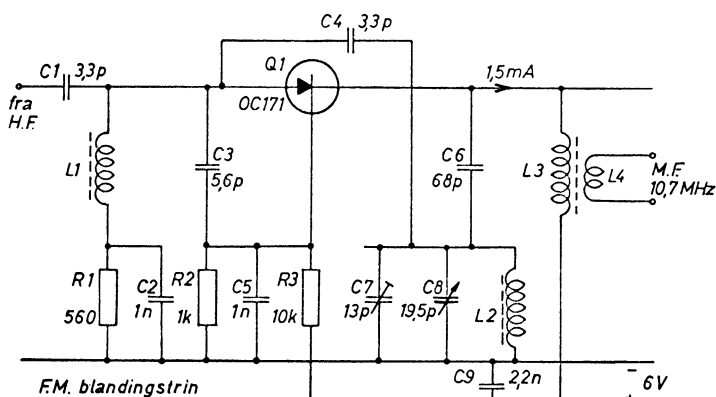


Fig. 18

pet afviger fra det foregående. Man har her en induktiv kobling mellem oscillatorspole og emitter. Antal vindinger på oscillatorspolen, L_5 , = 135, og antal vindinger på emitterspolen, L_4 , = 4, hvilket giver et stort omsætningsforhold, $\frac{135}{4} = \frac{34}{1}$. Oscillatorspændingen på emitter ligger omkring 100 mV.

C_6 er en paddingkondensator, der giver bedre sporing mellem signalfrekvensen og oscillatorfrekvensen over mellembølgeområdet.

Fig. 18 viser en interessant kobling til blanding af F.M. signaler. Fra H.F.-trinnet kommer en signalfrekvens, f_s , på for eksempel 100 MHz, og da oscillatorfrekvensen, f_o , er højere end signalfrekvensen, får man, at $f_o + f_s = f_m$;

$$f_o = f_m + f_s = 10,7 \text{ MHz} + 100 \text{ MHz} = 110,7 \text{ MHz}$$

MHz. Transistoren, Q_1 er koblet i J.B., og blandingen sker i emitter-basis dioden. Tilbagekoblingen sker gennem C_4 , og oscillatorspændingen på kollektorer cirka 2 V. Spolen L_1 og kapaciteten C_2 er afstemt som sugerekreds for mellemfrekvenssignalet, men spærre for højfrekvenssignalet (f_s).

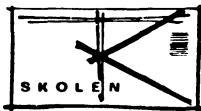


Øvelsesopgaver.

1. Hvilke to grupper kan man inddele oscillatorer i.
2. Hvor stor effekt afleverer oscillatoren i fig. 7 til den i teksten nævnte belastning.
3. Hvor stor er spændingen på kollektor af oscillatortransistoren i fig. 17.
4. En oscillator arbejder som regel i
a) klasse A b) klasse B c) klasse C.
5. Er A i fig. 2 medbestemmende ved beregning af W_o ,
a) ja b) nej c) sommetider.
6. Hvor meget drejer faseren fra basis til kollektor i J.E.-kobling
a) 0° b) 90° c) 180° .
7. Hvor meget drejer faseren fra emitter til kollektor i J.B.-kobling
a) 0° b) 90° c) 180° .
8. Opstillingen i fig. 3a og 3b arbejder i
a) J.B.-kobling b) J.E.-kobling c) J.C.-kobling.

Indsendelsesopgaver.

1. Under svingningsbetingelser står, at
$$A \cdot W_{ind} = W_t' + W_t'' + W_{ind} + W_o.$$
$$Z_L = \infty \text{ (uendelig), og oscillatoren er ideel, det vil sige,}$$
at tabene er nul. Beregn, hvor stor A skal være for at svingning kan indtræde.
2. Fig. 3b viser et trin i J.B.-kobling. Faseren på spændingen, der føres tilbage, er ikke drejet 180° som i fig. 2.
a) hvorfor ikke.
b) kan man føre spændingen til basis fra kollektor, som det er vist i denne kobling, og på denne måde få en svingning igang.



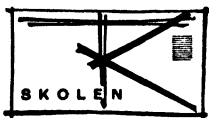
3. Under omtalen af fig. 3a står, at J.B.-kobling anvendes meget ved de høje frekvenser og særlig i transistorens første tid.
- hvorfor.
4. Blandingstrinnet i fig. 5 har ingen neutralisering. $C_{b'c}$ er 10 pF.
- hvordan kan en neutralisering udføres.
 - hvor stor skal C_n være.
5. a) hvor stor er den første transistors belastning i fig. 11, når $\beta = 100$ for Q_2 , idet der ses bort fra L , da $Z_L \rightarrow \infty$
- vil C_4 forårsage en spændingsdeling.
6. I fig. 15 er vist 3 spoler med afstemningskapaciteter. Ved fuld inddrejet kondensator bestemmes:
- antennefrekvensen ($L_1 = 280 \mu H$).
 - oscillatorfrekvensen ($L_2 = 150 \mu H$).
 - mellemfrekvensen ($L_4 = 500 \mu H$).
 - hvordan konstanteres en eventuel uoverensstemmelse, og hvad er årsagen til denne.
7. I fig. 4 er vist en oscillator med en parallelkreds.
- hvordan kan den samme oscillator bygges med en seriekreds.
 - hvordan bliver transistorens belastning ved resonans sammenlignet med parallelkredsen.
8. Er det muligt at opnå en blanding af oscillatorfrekvensen og signalfrekvensen uden at blandingstrinnet giver forstærkning.
9. I fig. 12 er vist en multivibrator med en PNP-transistor.
- med en frekvens på 50 Hz skal De prøve at tegne et tilsvarende diagram, men med en NPN-transistor.
 - angiv kort de første etaper i svingningsforløbet.

4c. 5a. 6c. 7a. 8a.

$$3) n = \frac{n_{osc}}{n_{emit}} = \frac{135}{7} = \frac{1}{34} = \frac{1}{V_{C_{osc}}} = n \cdot V_e = 34 \cdot 0,1 = 3,4 V$$

$$2) W_{nd} = \frac{V_{nd}^2}{2} = \frac{R_L}{2} = \frac{4000}{2} = 0,25 \cdot 10^{-3} W.$$

1) sinus- og ikke-sinusformet oscillator.



Rettelsesblad til lektion 1204

=====

Supplerende forklaring til side 12 indsendelsesopg. 8:

Man udvælger en zenerdiode med $V_Z = 6,3V$, den har samme data som Z_{L6} i tabellen side 9, hvor der er vist en zenerdiode med $V_Z = 6,5V$. Hvis man vil bruge en zenerdiode med en ganske bestemt værdi, må man udvælge den.

DIODER.

Historie og teori.

I første lektion blev det nævnt, at historien om halvledere begyndte omkring 1915. Det var opdagelsen af krystallet som detektor, der fik videnskabsmændene til at interessere sig for opgaven. Krystallet blev forbedret; men virkelig fremgang kom først, da man søgte et blandingstrin til radarfrekvenser. I 1940 blev der fremstillet en såkaldt radar-krystal-diode, der havde et arbejdsområde helt op til 3000 MHz (3 GHz). Senere udviklede man punkt-kontakt-dioden, og i dag findes der dioder til praktisk taget ethvert formål.

Hvilke fordele har nu en halvlederdiode frem for et vakuumrør. For det første diodens lille størrelse og det, at den ikke bruger glødeeffekt. En anden fordel og måske den vigtigste er dens elektriske egenskaber. Ved frekvenser på 3 GHz er bølgelængden kun 10 cm, og da afstanden mellem elektroderne i en vakuumdiode kun vanskeligt kan gøres mindre end 1 mm, vil der derfor indtræde en fasedrejning. Afstanden mellem elektroderne i en punktdiode er mindre end 0,1 mm, og der vil da kun opstå ringe fasedrejning.

En af halvlederdiodes mangler er, at den har en målelig modstand i spærreretningen. For siliciumdioder er spærremodstanden ofte høj, ca. 500 Mohm; menden varierer med temperaturen og er kun 10 Mohm ved 150 °C. En vakuumdiode har en uendelig stor spærremodstand, det vil sige en modstand større end 10^{18} ohm.

Til gengæld er gennemgangsmodstanden meget mindre for halvlederdioder end for vakuumrør, det vil sige fra omkring 50 til 0,1 ohm.

Teorien for diodens virkemåde er den samme for transistoren, idet denne er sammenbygget af diodeelementer. Man skelner mellem punktdioder (point-contact) og fladedioder (junction) og begge kan være af silicium eller germanium. På fig. 1a er der vist en typisk punktdiode,

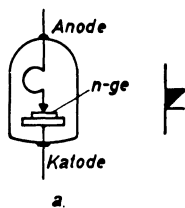
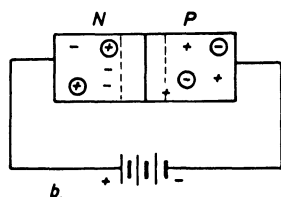


Fig. 1



som i modsætning til punkttransistoren har en meget stor udbredelse. Fig. 1b viser en fladediode forspændt i spærreretning. Spærrestømmen i kredsløbet er meget afhængig af det anvendte grundstof, men kan for eksempel være omkring 1 μ A.

Vi vil kort gennemgå forskellige karakteristiske dioder, som danner basis for mange typer.

Brugen af ordene "diode" og "ensretter" er ikke blevet standardiseret; men vi vil betragte en diode som et element, der bruges ved højere frekvenser til blanding, begrænsning, ensretning o.s.v.; mens en ensretter bruges til ensretning af 50 og 100 Hz vekselspænding, som skal anvendes til jævnstrømforsyning af radiomodtagere, forstærkere og andet elektronisk udstyr.

Diodetyper.

Punkt-kontaktdioder.

1. Siliciumdioder.

Derne diode bruges næsten udelukkende i mikrobølgeområdet som blander eller detektor. Der findes tre typer, en kapselformet type op til 3 GHz, en coaxialtype til 10 GHz og ende-



lig en bølgeledertype til 30 GHz. Vi vil dog ikke omtale dem nærmere, da deres anvendelse vil kræve ganske særlige kundskaber.

2. Sub-miniature siliciumdioder.

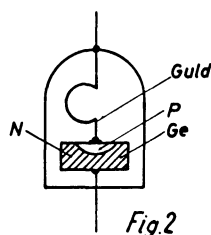
Denne diode er egentlig en junctiondiode, selv om dens konstruktion minder om en punktdiode. Imod en tablet af n-type silicium, for eksempel silicium med fosfor, svejses en tråd af aluminium ved hjælp af en kraftig strømimpuls. Denne diodes data viser en virkelig forbedring frem for en almindelig punktdiodes. Man kan opnå spærrespændinger på op imod 200 V og strømme i gennemgangsretningen på indtil 100 mA. Spærremodstanden andrager ofte 500 Mohm ved 25 °C.

3. Germaniumdioder.

Germaniumdioden har i de sidste 10 år været den mest anvendte diode, idet den dækker et frekvensområde op til flere hundrede MHz og har maximal spærresspænding på op til 100 V og maximal strøm i lederretning på 50 mA. Prisen for en germaniumdiode er meget lav, det kan for eksempel nævnes, at en almindelig diode koster mellem een og to kroner.

4. Guldtrådsdioder.

Den engelske betegnelse for denne diode er Gold-Bonded. Imod en tablet af n-type germanium (Ge med for eksempel As-urenheder) presses der en tynd guldtråd med et lille indhold af gallium eller indium. Gennem denne forbindelse sendes en kraftig strømimpuls, som dels svejser tråden fast og dels sender de få urenheder af gallium eller indium ind i n-germaniumkrystallet, som herved omdannes til p-type. Overgangen mellem p-type og n-type danner en junction (grænseflade), og det er her, at den ensrettede virkning fremkommer. Fig. 2 viser en sådan diode. Man har i denne type en mulig afløser for den almindelige punktdiode. Desværre er guldtrådsdiodens frekvensegenskaber ikke så gode endnu.



Flade- eller junctiondioder.

Der er her altid tale om en n-p-overgang, som vist i fig. 1b. Man anvender udelukkende alloymetoden (legere) ved germanium, mens man ved silicium anvender både alloy- og diffusionsmetoden.

5. Sub-miniature fladedioder (germanium).

Denne diode fremstilles som navnet siger i meget små dimensioner, som det er vist i fig.

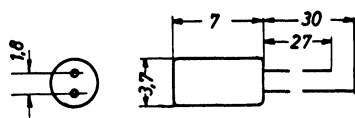


Fig. 3

3. Trods dens dimensioner kan den tåle en betydelig spærrespænding, for eksempel 60 V, og strømmen i lederretning kan være 100 mA.

6. Germanium fladedioder.

Denne diode er blot en større udgave af sub-miniature fladedioden og minder i størrelse meget om OC 44. Den kan have en spærrespænding på 50 - 80 V og en strøm i lederretning på 50 mA.

7. Silicium fladedioder.

Størrelsen er den samme som germanium fladediodens; men den kan tåle temperaturer op i mod 150 °C, og den har en spærrespænding på 300 - 400 V ved 25 °C og en gennemgangsstrøm på 70 mA. Spærremodstanden kan i specialudgave komme op på 5000 Mohm ved +10 V.

Den efterfølgende tabel angiver nogle almindeligt forekommende dioder med forskellige data ved $t_{\text{omgiv.}} = 25\text{ °C}$.

Diode	Type nr.	Anvendelse	Firma	$V_{\text{sp.max.}}$, V	$I_{\text{sp.}}$, μA	$V_{\text{gen.}}$, V	$I_{\text{gen.}}$, mA	I_{spids} , mA	Materiale
OA 5	4	Switch	P	100	11	0,6	60	200	Ge
OA 10	6	Imp.	P	30	10	0,7	50	500	Ge
OA 79	3	Det.	P	45	90	2,8	35	100	Ge
OA 86	3	Comp.	P	60	34	2,1	35	150	Ge
OA 95	3	Alm.	P	90	80	2,0	50	150	Ge
OA 202	2	Alm.	P	150	0,1	0,9	30	100	Si
FD 3	5	Alm.	I	25	40	0,35	100	140	Ge
S 36	7	Alm.	I	350	3	1,00	20	-	Si
OA 150	3	Alm.	T	100	40	1,50	20	75	Ge
OA 182	4	Switch	T	80	4	0,6	100	500	Ge



Her betyder:

Typenr. - Typenummer refererer til den foranstående inddeling

Anvendelse - Switch = skiftekredsløb og relækredsløb

Det. = Detektor (ensretter)

Comp. = Computer, tællerkredsløb

Alm. = almindelig, universaldiode

Firma - P = Philips

I = Intermetall

T = Telefunken

$V_{sp. max.}$ - $V_{spærre}$, den maximale D.C.-spænding i spærreretning

$I_{sp.}$ - $I_{spærre}$, den spærrestrøm som løber normalt i diodens spærretning ved $V_{sp.}$

$V_{gen.}$ - spændingen over dioden i gennemgangsretning ved strømmen $I_{gen.}$

$I_{gen.}$ - den maximale D.C. strøm

I_{spids} - den maximale spidsstrøm; den kan dog ved meget kortvarige impulser være noget større

Materiale - Ge = germanium og Si = silicium.

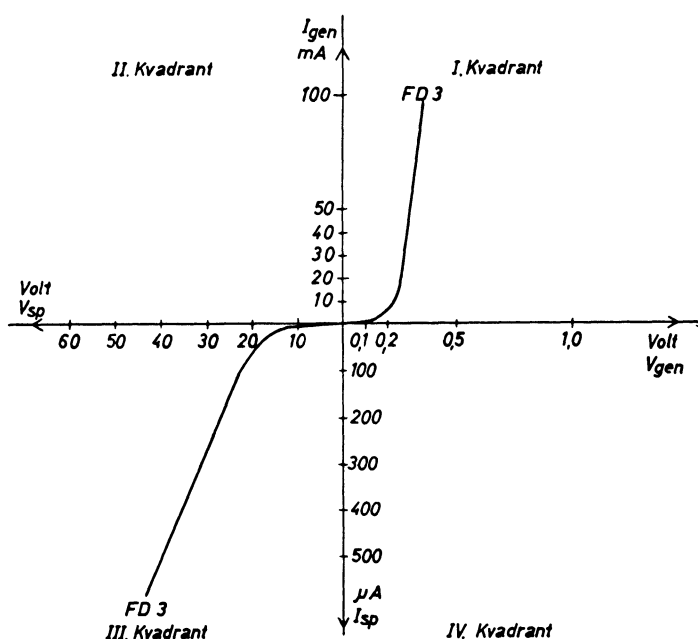


Fig. 4

Fig. 4 viser nogle kurver for enkelte af de i tabellen nævnte dioder. I 1. kvadrant er $I_{gen.}$ afsat som funktion af $V_{gen.}$ med spændingen over dioden i gennemgangsretning afsat vandret, og strømmen i gennemgangsretningen afsat lodret i mA. I 3. kvadrant er diodens spærrestrøm eller lækstrøm afsat som funktion af den spænding, der er over dioden i spærreretning. Spændingen er afsat vandret og lækstrømmen (i μA) lodret.

Vi vil gennemgå kurven for FD 3. Fra 0 V og til omkring 0,16 V er strømmen meget lille. Fig. 5 viser kurven for FD 3 omkring 0 V. Fra 0,16 V til 0,36 V begynder strømmen at stige langsomt. Fra 0,36 V og videre vil strøm og spænding næsten være ligefrem proportionale. Det vil sige, at stiger spændingen med 10%, vil strømmen også stige 10%.

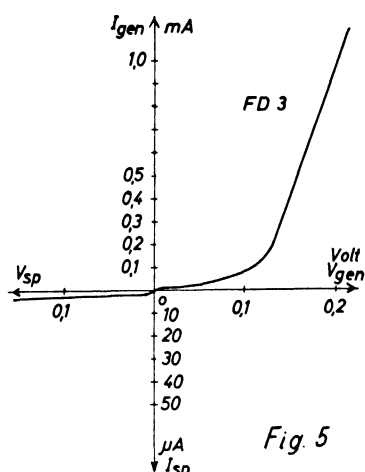


Fig. 5

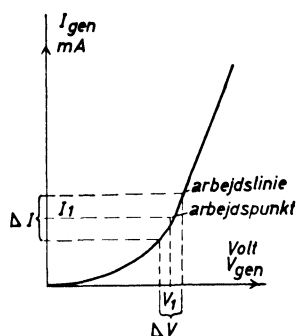


Fig. 6

I den modsatte retning er strømmen næsten nul, helt op til omkring ± 13 V er den mindre end $10 \mu\text{A}$. Ved ± 13 V begynder strømmen at stige, og først ved ± 30 V bliver den lineær; men det er ud over den tilladelige spærrespænding for dioden.

Inden man bestemmer en diodes gennemgangsmodstand og spærremodstand, må man være opmærksom på, at disse modstande er sammensat af

- 1) en dynamisk modstand, som er modstanden over for vekselspænding, og
- 2) en statisk modstand, som er modstanden over for jævnspænding.

Fig. 6 viser et vilkårligt stykke af en diodekarakteristik, hvor på man ser forskellen mellem den dynamiske og statiske modstand. Den dynamiske modstand findes ved at dividere vekselspændingsændringen ΔV_1 med vekselstrømsændringen ΔI_1 :

$$R_{\text{dynam.}} = \frac{\Delta V_1}{\Delta I_1} = \frac{0,335 - 0,310}{0,090 - 0,070} = 1,25 \text{ ohm.}$$

Den statiske modstand er jævnspændingen V_1 divideret med jævnstrømmen I_1 :

$$R_{\text{stat.}} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{0,33}{0,08} = 4,15 \text{ ohm.}$$

I gennemgangsområdet har man interesse i både den dynamiske og den statiske modstand, hvorimod man i spærreretningen næsten udelukkende er interesseret i den statiske modstand.

En meget speciel anvendelse af en diode er dens anvendelse i logaritmiske kredsløb, som er kredsløb, hvor man tæller i dekader (10-delning) i stedet for lineært (1 - 2 - 3 - 4 - -).

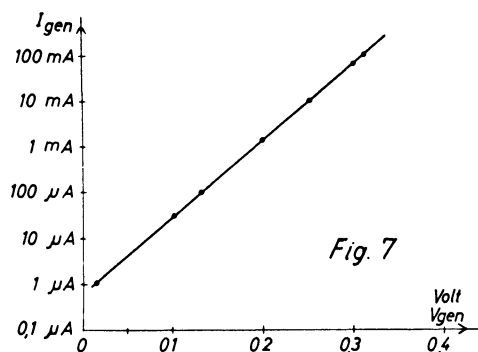
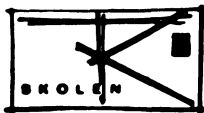


Fig. 7

I fig. 7 ser De, at vi som sædvanligt har afsat V_{gen} . lineært, det vil for eksempel sige lige stor afstand mellem 0,1 og 0,2 som mellem 0,4 og 0,5. Afstanden mellem 0 og 0,1 er 10 gange mindre end afstanden mellem 0 og 1.

I_{gen} er afsat lodret, men logaritmisk. Det vil sige samme afstand mellem 1 og 10 som mellem 10 og 100, eller mellem 1 og 2 som mellem 10 og 20, 100 og 200. Vi kan fortsætte inddelingen så langt ned vi vil, men aldrig komme til nul. Udtrykt matematisk har vi afsat logaritmen til tallet i stedet for tallet. Af kurven i fig. 7 fremgår det, at ændrer vi spændingen lineært, for eksempel fra 0,1 til 0,3 V, ændrer strømmen sig cirka tre dekader fra $30 \mu\text{A}$ til 50 mA . Dette kan for eksempel udnyttes i elektroniske regnemaskiner.

Ensrettere.

Kraftensrettere, som man almindeligvis kalder "Ensretterdioder", har været i brug i mange år, og de første typer kom allerede frem i 1925, men i modsætning til transistorer og HF-dioder, hvor man kun bruger grundstofferne silicium og germanium, bruger man også selen og kobberoxyd. I denne lektion vil vi kun behandle ensrettere af germanium- og siliciumtypen.

Teorien for deres virkemåde kender De allerede. Man må selvfølgelig tage visse hensyn ved fabrikationen, som for eksempel at få spærrelaget tilstrækkeligt tykt i højspændingsensrettere og ved effektersrettere at få den afsatte effekt i ensretteren fjernet ved en effektiv køling. Der anvendes kun junctiondioder, da punktdioder næsten ikke tåler effekt. Vi vil nævne enkelte typer og deres anvendelsesområder.

Intermetalls silicium effektersretter.

Intermetall fremstiller en række ensrettere med omtrent samme data. Spærrespændingen ændrer sig fra 100 V (OY 5061) til 700 V (OY 5067). Den maksimale gennemgangsstrøm er på 1,2 A med køleplade (60x60x2 mm) og med et spændingsfald på 1,2 V. Junctiontemperaturen kan maksimalt tillades at blive 150 °C.

I spærreretningen er I_{sp} ved 700 V cirka 0,5 μ A. TR opgives til 20 °C/W. Fig. 8 viser en ensretter af denne type.

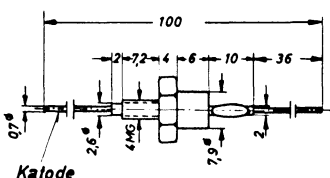


Fig. 8

Med strømme og spændinger af den størrelsesorden kan man let anvende en OY 5065 til enkelt ensretning af netspændingen i en almindelig modtager, og 4 stykker i en brokobling giver en nem lille ensretter til transformator drift.

Philips germanium effektersretter.

OA 31 er af junctiontypen. Den har en forholdsvis lav spærrespænding på maksimalt 85 V med en maksimal strøm i gennemgangsretningen på indtil 12 A og en spidsstrøm på 90 A. Ved 12 A er spændingsfaldet over dioden kun 0,6 V, hvorfor man kan opnå en god virkningsgrad.

I U.S.A. er der udviklet store germanium- og siliciumensrettere, som for eksempel en germaniumensretter med en V_{sp} på 100 V og 500 A i gennemgangsstrøm, eller 300 V i spærrespænding og 50 A i gennemgangsstrøm. Ved højere temperaturer anvendes som ved transistorer, silicium. Af siliciumdioder er der fremstillet en enhed for V_{sp} på 300 V og 100 A i gennemgangsstrøm med en temperatur på 200 °C.

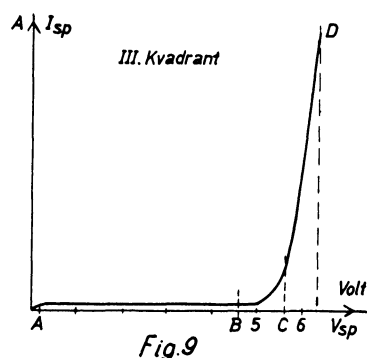


Fig. 9

Zenerdioder.

I 3. kvadrant i fig. 4 er der vist en diodes spærrekaraktistik, og i fig. 9 ses en kurve for $I_{sp} = f(V_{sp})$. Ved en speciel fremstillingsteknik kan stykket B-C, den krumme del af kurven, gøres meget lille, og ligeledes kan stykket C-D gøres meget lige og stejlt.

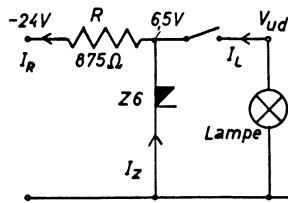


Fig. 10

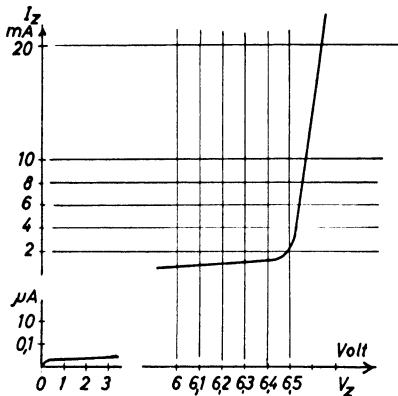


Fig. 11

Punktet C kaldes diodens zenerpunkt, og den hertil svarende spænding, zenerspændingen. Stiger spærrespændingen indtil dette punkt, vil en del af bindingerne i krystallets opbygning gå i stykker, og dette vil fremkalde en lavineagtig virkning, således at en ubetydelig stigning i spærrespændingen vil få spærrestrømmen til at stige voldsomt. Hvis der ikke er en modstand i serie med dioden, vil strømmen hurtigt stige ud over det tilladelige, og dioden bliver ødelagt. Zenerdioden, der har fået navn efter den mand, der udforskede fænomenet, har fået en meget udstrakt anvendelse som konstant spændingskilde, som referencespænding og meget mere.

På fig. 10 ses et diagram af en zenerdiode anvendt som referencespænding. Fra en ustabiliseret jævnspændingskilde på ± 24 V går en modstand, R, til en zenerdiode, for eksempel Z₆, over hvilken der sidder en lampe, der kræver en meget konstant spænding. Vi afbryder først lampen og sætter spænding på modstanden og zenerdioden. Spændingen over zenerdioden begynder at stige; men strømmen i kredsløbet er kun omkring 1 μ A indtil spændingen er steget til 6,4 V. Her begynder kurven at stige, og der løber en større strøm (omkring 1 mA), som fremkalder et spændingsfald over modstanden; men spændingen stiger stadig, og nu stiger strømmen i kredsløbet hurtigt,

indtil spændingsfaldet over modstanden er blevet $24 \text{ V} + 6,5 \text{ V} = 17,5 \text{ V}$. Derpå tilsluttes lampen, og herved bliver spændingsfaldet over modstanden større, det vil sige, at spændingen over zenerdioden falder; men da selv et lille spændingsfald får strømmen i dioden til at falde meget stærkt, ophæves spændingsfaldet over modstanden hurtigt, og spændingen over zenerdiode og lampe vil lægge sig på en fast værdi.

Vi vil nu belyse det ved et eksempel. Først må man kende lampens strøm ved 6,5 V, og den sætter vi til 10 mA, desuden skal vi vide, hvor stor strøm zenerdioden kan belastes med, og det kan være 20 mA. Vi regner først med, at lampen er slukket, og spændingen over modstanden er da $24 \text{ V} + 6,5 \text{ V} = 17,5 \text{ V}$. Modstanden må da være

$$\frac{24 \text{ V} + 6,5 \text{ V}}{I_Z} = \frac{24 + 6,5}{20 \cdot 10^{-3}} = 875 \text{ ohm}.$$

På kurven over Z₆ ses, at spændingen over dioden ved 20 mA er 6,65 V. Derpå tilsluttes lampen, der straks begynder at trække strøm. Herved stiger spændingen over R, mens spændingen over Z falder. Når spændingen over Z falder, vil strømmen gennem Z falde kraftigt, og der bliver da en større strøm til rådighed for lampen. Balance vil hurtigt indtræde mellem zenerstrøm og lampestøm. Sagt på anden måde virker opstillingen, som om lampen blev tilsluttet et batteri med en indre modstand på omkring 10 ohm, som er zenerdiodens dynamiske modstand. (Zenerdiodens statiske modstand var før lampen blev tilsluttet cirka

$$\frac{6,5 \text{ V}}{20 \cdot 10^{-3}} = 325 \text{ ohm}.$$

Fig. 12 viser blandt andet et erstatningsdiagram for en zenerdiode. Ved hjælp af følgende

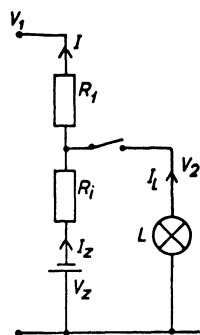


Fig. 12

formler kan De beregne de nødvendige værdier til det stabiliserende kredsløb.
Udglatningsfaktoren:

$$G = \frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} = 1 + \frac{R_1}{R_i}$$

Zenerdiodens stabiliseringsfaktor:

$$S = \frac{\frac{\Delta V_1}{V_1}}{\frac{\Delta V_2}{V_2}} = \frac{V_2}{V_1} \left(1 + \frac{V_1 + V_2}{(I_z + I_L) R_i} \right) = \frac{V_2}{V_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_i} \right)$$

Udgangsmodstanden:

$$R_{ud} = \frac{R_i \cdot R_1}{R_i + R_1}$$

Værdien af R_i kan De finde ved hjælp af en kurve over den anvendte diode. De skal nu se et andet eksempel. I opstillingen i fig. 10 er de angivne værdier:

$$V_z = 6,55 \text{ V} \quad I_z = 10 \text{ mA} \quad I_L = 10 \text{ mA} \quad R = 875 \text{ ohm} \quad V_1 = 24 \text{ V}.$$

Hvor stor vil spændingsændringen ΔV_2 være, hvis V_1 stiger til 30 V.

Man kan benytte to regnemåder,

- 1) den mest korrekte, der anvender de ovenfor nævnte formler, eller
- 2) en almindelig regnemetode, som benytter visse tilnærmelser.

1. Formelmetoden.

Vi fandt tidligere, at $R_i = 10 \text{ ohm}$, og at V_z var 6,55 V ved 10 mA. Udglatningsfaktoren

$$G = \frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} = 1 + \frac{R}{R_i} = 1 + \frac{875}{10} = 88,5;$$

vi kender ΔV_1 og ønsker at finde ΔV_2 .

$$\Delta V_2 = \frac{\Delta V_1}{G} = \frac{30 + 24}{88,5} = \frac{6}{88,5} = 0,068 = 68 \text{ mV}.$$

$$\text{Den nye lampespænding } V_{2 \text{ ny}} = \Delta V_2 + V_2 = 0,068 + 6,55 = 6,618 \text{ V}$$

2. Den almindelige regnemetode.

Først beregnes strømmen gennem modstanden R_1 , idet vi forudsætter, at zenerspændingen er konstant:

$$I_R = \frac{V_1 + V_2}{R} = \frac{30 + 6,55}{875} = 26,8 \text{ mA}.$$

Da spændingen over lampen er forudsat konstant, vil strømændringen udelukkende gå gennem

zenerdioden:

$$I_z = I_R + I_L = 26,8 + 10 = 16,8 \text{ mA.}$$

På kurven for Z_6 ses, hvor meget spændingen stiger for en strømstigning på $16,8 + 10 = 6,8$ mA. Ved 10 mA er spændingen 6,55 V og ved 16,8 mA er spændingen 6,60 V.

$$\Delta V_z = 6,60 - 6,55 = 0,050 = 50 \text{ mV.}$$

Det er en temmelig stor afvigelse fra det først beregnede, men den største unøjagtighed fremkommer fra aflæsningen fra kurven, som ikke er særlig nøjagtig. Den efterfølgende tabel giver nogle data for enkelte, almindelige zenerdioder.

Zenerdiode	Firma	V_z V	I_z max mA	R_i ohm	I_z mA	Max effekt ved 25 °C W
Z_6	I	6,5	33	10	5	0,265
Z_{L6}	I	6,5	630	1	100	6,0
OAZ 203	P	6,3	40	5	6	0,25
OA/26/18	T	16-20	-	80	10	0,3
50 M 10 Z	M	10	4300	0,8	1200	50
50 M 200 Z	M	200	200	100	65	50

I = Intermetall - P = Philips - T = Telefunken - M = Motorola (U.S.A.).

Disse værdier gælder kun for dioden monteret på køleplade, og desuden er V_z - værdierne kun angivet som gennemsnitsværdier, idet man kan få dioderne med en vilkårlig V_z -spænding, som for eksempel for Z_6 , hvor minimumværdien er 6,00 V og maksimumværdien 7,00 V. Mellem 5,00 V og 6,00 V hedder dioden Z_5 , og mellem 7,00 og 8,00 V hedder den Z_7 . Ved normale forhold stræber man efter at dimensionere kredsløbet for en diodestrøm, der er lig med den i tabellen angivne værdi af I_z .

Kredsløb.

Vi vil i det følgende vise nogle eksempler på anvendelsen af de i lektionen nævnte dioder.

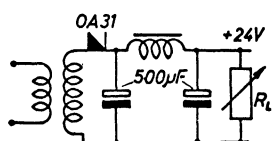


Fig. 13

I fig. 13 er vist en almindelig ensretterkobling med enkelt ensretning.

I fig. 14 er der vist en almindelig dobbelt ensretter, og endelig i fig. 15 en spændingsdobler. Med de viste 4 dioder kan De opnå en spænding, der

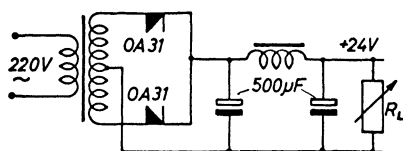


Fig. 14

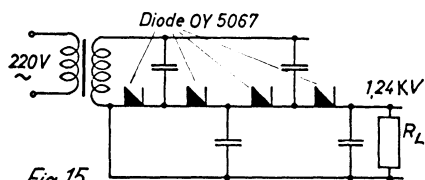


Fig. 15

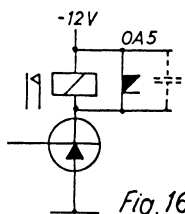


Fig. 16

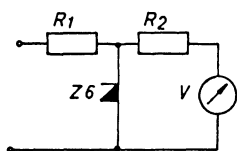


Fig. 17

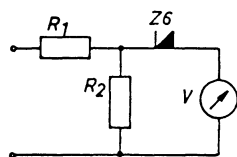


Fig. 18

er 4 gange den spænding, De kan opnå med enkelt diode.

I fig. 16 er der anvendt en diode til beskyttelse af en transistor mod de høje spændingsimpulser, der kan opstå ved en hurtig afbrydelse af et relæ. (Årsagen til impulserne er selv-induktionen i relæspolen).

Voltmetret i fig. 17 er beskyttet ved hjælp af en zenerdiode. Modstanden R_1 og R_2 indstiller instrumentets måleområde. Så længe spændingen over zenerdioden er under 6,5 V kan man se bort fra diodens strømforbrug ($\ll 1 \mu A$).

I opstillingen i fig. 18 er nulpunktet flyttet ved hjælp af en Z_6 . Så længe spændingen er under 6 V, slår instrumentet ikke ud. Stiger spændingen, kan man på instrumentet aflæse spændingen på indgangen som forskellen mellem $V_{instr.}$ og V_z .

Til sidst ser De i fig. 19 en spændingsforsyning til anvendelse i laboratoriet, på værkstedet eller i hobbyrummet. Den anvendte transformator kan for eksempel være til 24 V \sim . Ensretteren er en Siemens selenventil B 30 C 1600. Elektrolytkondensatoren skal være til en arbejds spænding på 25 V/30 V og 1000 μF . Filterspølen skal have en jævnstrømsmodstand på 36 ohm og så stor en selvinduktion som muligt. De vil da få brummet reduceret meget, og den stabiliserende virkning bliver fin.

Med R på 36 ohm og R_i på 1 ohm er

$$\underline{G} = \frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} = 1 + \frac{36}{1} = 37.$$

Ændrer netspændingen sig 10%, det vil sige 2,4 V på sekundærsiden, vil spændingen over zenerdioden kun ændre sig

$$\underline{\Delta V_2} = \frac{\Delta V_1}{G} = \frac{2,4}{37} = 0,066 \text{ V} = 66 \text{ mV.}$$

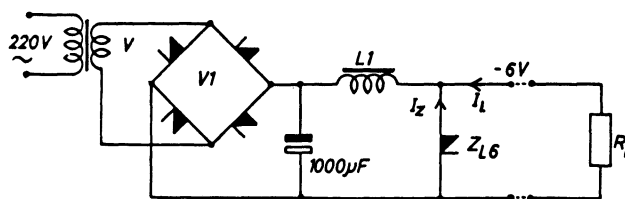
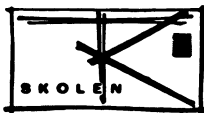


Fig. 19



Øvelsesopgaver.

1. Er der en principiel forskel på en zenerdiode og en almindelig diode.
a) ja b) nej.
2. 3 GHz er
a) $3 \cdot 10^7$ Hz b) $3 \cdot 10^9$ Hz c) $3 \cdot 10^{11}$ Hz.
3. På et liniært kurveblad er spændingen afsat lodret med 0 - 1 V = 1 cm.
Afstanden mellem 0 og 10 V er
a) 1 cm b) 2 cm c) 10 cm.
4. På et logaritmisk kurveblad er spændingen afsat lodret med 1 - 10 V = 1 cm.
Afstanden mellem 1 og 100 V er
a) 1 cm b) 2 cm c) 10 cm.
5. Hvilken type diode anvendes til ensretter.
a) punktdiode b) fladediode c) begge typer.
6. Nævn 3 almindelige grundstoffer, der anvendes til fremstilling af ensrettere.
7. Beregn i fig. 10 den i Z_6 afsatte effekt, når
a) lampen er tændt b) lampen er slukket.
8. Har en Gold-Bonded diode gode H.F. egenskaber.
a) ja b) nej.
9. Hvad sætter i de fleste tilfælde grænsen for en diodes gennemgangsstrøm.
10. Hvilken diode ville De anvende som "krystal" i et krystalapparat.
Se tabellen.
a) OA 5 b) OA 79 c) OA 86 d) OA 202 e) OA 182.
11. Virkningsgraden er størst i en
a) vakuumdiode b) halvlederdiode.

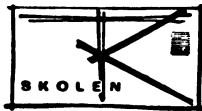


Indsendelsesopgaver.

1. På fig. 1b er vist en fladediode forspændt i spærreretning.
 - a) tegn en fladediode forspændt i lederretning.
 - b) hvor løber den største strøm, i fig. 1b eller i den, De har tegnet.
 - c) hvor stort er forholdet mellem de to strømme.
2. På fig. 2 er vist en guldtrådsdiode. Angiv anode og katode på den ud fra P-N overgangen.
3. Nævn tre fordele en halvlederdiode har frem for en vakuumdiode.
4. I fig. 16 er vist en diode anvendt som gnistslukker. Hvilken af de i tabellen nævnte dioder ville De anvende.
5. Find spærremodstanden efter de opgivne værdier i tabellen for OA 5, OA 86, FD 3 og S 36 ved $V_{sp \text{ max}}$.
6. Kan De ud fra fig. 5 og Deres kendskab til vakuumdioder med glødetråd nævne en væsentlig forskel på de to diodetyper omkring 0 V.
7. Hvad vil der ske, hvis vi i fig. 10 anbringer en lampe mere af samme type som den første parallelt med denne.
8. De ønsker at stabilisere spændingen til en glødestrømsforsyning. Glødespænding = 6,3 V og glødestrøm = 100 mA. De skal anvende zenerdioden Z_{L6} . Spændingen V_1 er 100 V jævnspænding.
 - a) hvor stor vil De vælge I_Z .
 - b) hvor stor bliver modstanden R.
 - c) hvor stor er den afsatte effekt i zenerdioden i det værste tilfælde, (med $V_{net} = +110\%$ og glødetråden afbrudt).
 - d) hvor stor er G.
 - e) hvor meget ændrer glødestrømmen sig med 10% netspændingsændring.

9. Tegn karakteristikken for en zenerdiode, der har følgende værdier:

V (volt)	6,00	6,1	6,2	6,3	6,35	6,4	6,45	6,5	6,6
I (mA)	2,0	4,0	6,0	10,0	24,0	50	100	200	400



De benytter et stykke millimeterpapir og afsætter strømmen i mA ud ad Y-aksen (lodret) med $20 \text{ mA} = 1 \text{ cm}$. Spændingen afsættes ud ad X-aksen (vandret), idet De begynder med 6 volt. Afstanden mellem 6,0 og 6,1 er 2 cm, det vil sige, at 0,1 V = 2 cm.

- find den statiske modstand ved 6,00 V, 6,20 V, 6,40 V, 6,50 V og 6,60 V.
- find den dynamiske modstand ved 6,00 V, 6,20 V, 6,40 V, 6,50 V og 6,60 V med en strømvariation på $\pm 5 \text{ mA}$.
- er værdierne under b) nøjagtige.

10. Voltmeteret i fig. 17 har følgende data:

$R_i = 1000 \text{ ohm}$ og 1 mA ved fuldt udslag, max. tilladelig overbelastning er 2 gange.

Man ønsker at måle en spænding på 100 V ved fuldt udslag og samtidig at sikre instrumentet mod overbelastning ved hjælp af en Z_6 med en zenerspænding på 6 V. Hvor store skal R_1 og R_2 være.

Besvarelse af øvelsesopgaver.

1 b. 2 b. 3 c. 4 b. 5 b. 6 selen, silicium og germanium.
7 a, $\overline{W_z} = 6,55 \cdot 0,01 = 0,0655 = 65 \text{ mW}$
b, $\overline{W_z} = 6,65 \cdot 0,02 = 0,130 = 130 \text{ mW}$.
8 b.
9 den afsatte effekt, som er $I_z^2 \cdot R_{\text{gen}}$.
10 b. 11 b.

MODTAGERKREDSLØB.

Efter at vi i de første 10 lektioner overvejende har behandlet den teoretiske side af transistorteknikken, vil vi i de kommende lektioner beskæftige os mere med den praktiske side. Der vil blive bragt diagrammer af færdige opstillinger, som De eventuelt selv kan bygge.

Modtager uden H.F.-forstærkning.

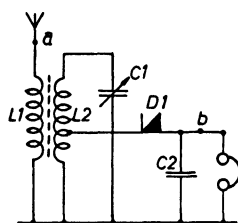


Fig.1

Den første radio, de fleste begynder med at bygge, kan se ud som vist i fig. 1. I dag anvender man dog ikke de "gammeldags" krystaller, men gode og stabile dioder, som for eksempel Philips OA 70 eller OA 85. Antennen er gennem spolen koblet inductivt til svingningskredsen L_2/C_1 . Antallet af vindinger på spolen L_2 afhænger af frekvensen på den station, man ønsker at modtage, og forholdet mellem vindingerne på L_1 og L_2 afhænger dels af antennens længde og dels af, om spolerne er viklet på en ferritstav. Spoledata kan for eksempel være: Spoleform, Prahns almindelig 7 kammer med jernkerne. $L_1 = 30$ vdg. $10 \times 0,07$ Litze, $L_2 = 2 \times 40$ vdg. $10 \times 0,07$ Litze og $C_1 = 130$ pF.

Dioden D_1 detekterer de H.F.-signaler, som kommer fra antennen, og det detekterede signal føres til hovedtelefonerne. Kapaciteten C_2 (ca. 5 nF) afkobler hovedtelefonerne for H.F. Udtaget til dioden kan tages fra den nederste trediedel af spolen; men man må prøve sig frem for at få den bedste tilpasning og dermed den største virkningsgrad.

For at få et nogenlunde kraftigt L.F.-signal må H.F.-signalet på antennen være mindst 50 mV, og desuden skal der anvendes en god jordledning.

Hvis man vil ofre en enkelt transistor til forstærkning af L.F.-signalet, bliver resultatet meget bedre, det vil sige, at man kan nøjes med en mindre antenne. Opstillingen er vist på fig. 2. I stedet for som på fig. 1 at anvende en ekstra spole for antenntilpasning benyt-

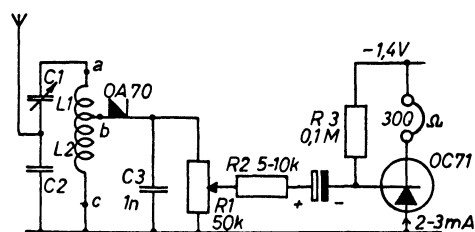


Fig.2

ter vi her 2 kapaciteter til antenntilpasning, C_1 og C_2 . Spolen kan være på 120 vdg. litzetråd $20 \times 0,05$. Potentiometret R_1 giver en D.C.-belastning for dioden og kan samtidig anvendes til styrkeregulering. R_2 , der kan være fra 5 - 10 kohm, vil øge indgangsmodstanden for transistoren, men også give anledning til et spændingstab. Ved at anvende et udtag ved 15 vdg. kan den undværes; men det afgøres bedst ved forsøg, hvilken metode der giver det bedste resultat. Anvender De en højohms telefon,

må De forbinde en modstand på 33 kohm fra basis til stel.

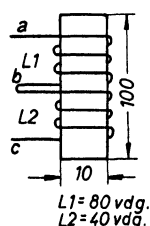


Fig.3

Fig. 3 viser antennespolen med vikledata ved benyttelse af ferritstav. En yderligere forbedring kan man få ved at anvende en transistor, som det er vist i fig. 4. Modstandene R_3 og R_6 er i høj grad bestemt af de transistorer, der anvendes, og det er med disse modstande, at strømmene i Q_1 og Q_2 indstilles.

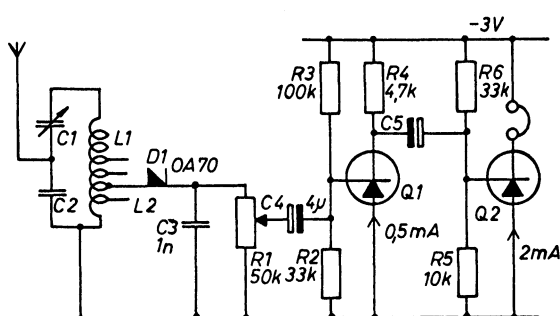


Fig. 4

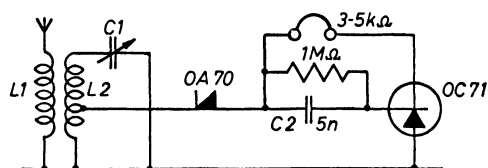


Fig. 5

Der er her anvendt udtag og vikledata for spolen er 0 - 10 - 20 - 30 - 40 og 120 vdg. litzetråd. Metoden med at lægge hele forstærkningen i L.F.-delen kan varieres på mange måder; men det endelige resultat bliver ikke bedre end i de allerede viste eksempler. Såfremt man ønsker en højttaler tilsluttet modtageren, må man sætte endnu flere transistorer i L.F.-delen. Man kan da anvende et af de under L.F.-forstærkere viste diagrammer. En morsom variation af krystalmodtageren er vist i fig. 5. Den kan dog kun anvendes, hvor feltstyrken er meget stor, det vil sige i nærheden af en sender. L_2/C_1 er en normal svingningskreds afstemt til senderstationens frekvens. Forholdet mellem vindingstallet af L_1 og L_2 må man forsøge sig frem med for at opnå et godt resultat. Det samme gælder udtaget til dioden, der skal ligge langt nede på spo-

len, for eksempel en trediedel fra bunden af spolen L_2 .

Det modtagne H.F.-signal fanges af antennen og afstemmes i svingningskredsen L_2/C_1 . Dioden detekterer H.F.-signalet og fører det detekterede L.F.-signal ind på basis gennem kondensatoren C_2 . Det detekterede H.F.-signal leverer en jævnspænding til transistoren, der således skulle være i stand til at forstærke L.F.-signalet. Dioden skal vende således, at der er negativ spænding på kollektoren.

Modtagere med et trin H.F.-forstærkning.

Da en diode kræver et minimum af signalstyrke for at kunne detektere, vil man måske efterhånden ønske en noget mere følsom modtager. Det vil da være nærliggende at forsøge med en forstærkning af H.F.-signalet. Denne forstærkning kan foregå på to forskellige måder.

Den første metode er vist i fig. 6. Den kan give en nogenlunde følsomhed, men er meget

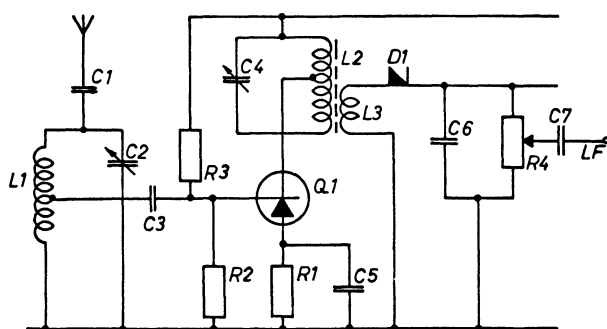


Fig. 6

svær at få til at arbejde tilfredsstillende. Da man ikke kan anvende neutrodstabilisering over et større frekvensområde, er det ikke muligt at få det fulde udbytte af transistoren Q_1 . Virkemåden er kort fortalt:

Antennen tilpasses svingningskredsen L_1/C_2 over kapaciteten C_1 . Der er lavet et udtag på spolen L_1 for at opnå impedanstilpasning til indgangen på H.F.-transistoren Q_1 . Kollektoren er forbundet til et udtag på spolen L_2 , der danner en svingningskreds med C_4 . For at opstillingen ikke skal svinge, må det udtag tages langt nede på spolen, det vil sige, at kollektorimpedansen

skal være lav.

Spolen L_3 giver tilpasning til detektordioden D_1 , og på samme måde, som det er vist tidligere, forstærkes det fremkomne L.F.-signal i en L.F.-forstærker. Transistoren Q_1 kan for eksempel være en Philips OC 44.

I enkelte tilfælde anvender man et afstemt H.F.-trin, for eksempel i en supermodtager, for at øge modtagerens følsomhed inden signalet tilføres blandingstrinnet.

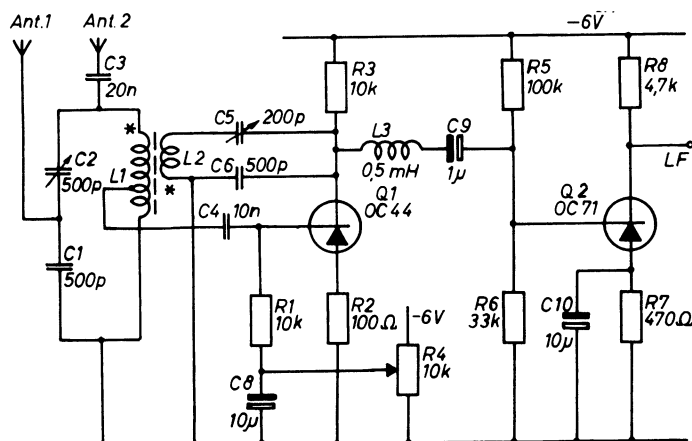


Fig. 7

(* angiver spolerens begyndelse, idet de vikles i fortsættelse af hinanden på samme kerne)

og det vil da være muligt at modtage forholdsvis kraftige sendere uden antenne. Der er i diagrammet vist en tilslutning for to antenner, hvoraf antenne nr. 1 er koblet fast til kredsen, og den har derfor stor indflydelse på afstemningen. Det skal derfor være en kort antenne på et par meter eller mindre. Antenne nr. 2 er gennem C_3 koblet løst til kredsen og er beregnet til en lang antenne.

Spolen L_1 afstemmes med drejekondensatoren C_2 , der er forbundet i serie med C_1 . "Gitterkomplekset" hedder her basiskomplekset og består af modstanden R_1 og kapaciteten C_4 . Sammenligner De disse to værdier med tilsvarende værdier i en regenerativ rørmotager, ser De, at impedansforholdet er meget lavere i transistormotageren.

Transistoren Q_1 forstærker det regenererede signal, hvorefter en del føres tilbage til indgangen gennem L_2/C_5 . Tilbagekoblingsgraden indstilles fast med trimmeren C_5 , og tilbagkoblingen reguleres derefter ved at ændre transistorens forstærkning. Kapaciteten C_6 afkobler H.F., og L_3 spærrer H.F. adgangen til L.F.-delen.

Ved hjælp af potentiometret R_4 indstilles kollektorstrømmen og dermed transistorens forstærkning. Da der kan være en del forskel på de anvendelige transistorer, kan De først efter endt opbygning indregulere kollektorstrømmen til en passende værdi.

Transistoren Q_2 virker på normal måde som et almindeligt forstærkertrin. Fig. 8 viser et

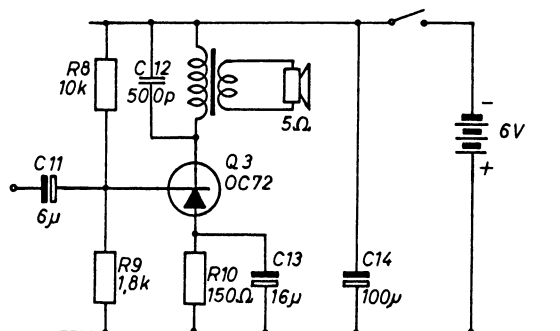


Fig. 8

Fig. 7 viser den anden metode, hvor man får en meget bedre udnyttelse af transistoren. Princippet kender De fra røreteknikken, idet man benytter det regenerative princip, hvor man fra udgangen fører en del af det forstærkede signal tilbage til indgangen i medfase med det oprindelige. Man får således en medkobling, som skal indstilles under svingningsgrænsen, men så nær denne som muligt. På denne måde ophæves de fleste tab i indgangskredsløbet, men ikke alle, for så vil opstillingen svinge.

Spolen L_1 er viklet på en ferritstav,

passende udgangstrin, og anvendes en krystalhøjtaler, kan man få en god og billig miniature rejseradio.

Viklingsdata for spolen:

$L_1 = 60$ vdg., H.F. Litzetråd $20 \times 0,05$, udtag ved den 10. vdg. fra neden.

$L_2 = 17$ vdg., H.F. Litzetråd $20 \times 0,05$.

Udgangstransistorens belastningsimpedans skal være ca. 500 ohm.

Komplet diagram af en modtager.

Selv om en modtager kan opbygges på mange forskellige måder, er princippet i opbygningen dog ens i de fleste modtagere. Den største fordel ved en transistormodtager er så ganske afgjort det lave strømforbrug, idet man ved hjælp af tunghørerør også kan fremstille miniature modtagere. Den nedre grænse for en modtagers størrelse sættes i dag af højttaleren og afstemningskapaciteten og ikke af, om det er transistorer eller rør, der benyttes. Ved at bruge hovedtelefon med ørestykke, samt anvende induktiv afstemning kan størrelsen bringes meget langt ned. Det skal dog bemærkes, at fremstilling og montering af en induktiv afstemning kræver stor mekanisk dygtighed.

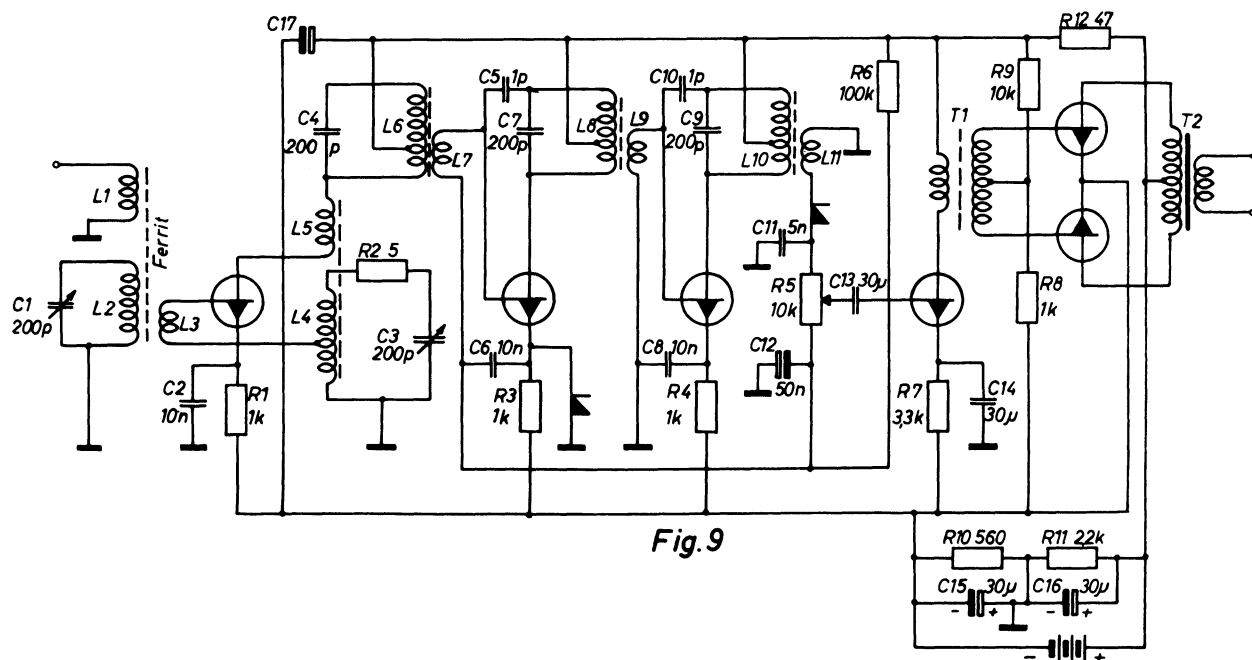


Fig. 9

I fig. 9 er vist en lille japansk rejseradio, som er forholdsvis let at fremstille. Det er en super med enkelt afstemt mellemfrekvens og eet bølgeområde. Der er anvendt japanske NPN-transistorer; men hvis man vender polariteten på elementet, kan man med fordel anvende Philips OC 44 (PNP).

Antennen er viklet på en ferritstav (180x10⁰ mm) med tilslutning for en ekstra udvendig antenne. Første transistor arbejder som et selvsvingende blandingstrin med oscillatorafstemning i basis og tilbagekobling til kollektor. Blandingstrinnet er ikke neutrodstabiliseret. M.F. er viklet på små potkerner, der svarer til Philips Potcore D 14/8 på 16x15⁰ mm. Der er to trin mellemfrekvensforstærkning, hvoraf kun det første er tilført A.V.C. Vindingstallet på kernen er meget afhængig af de anvendte potkerner; selvinduktion skal være på ca. 0,6 mHy. M.F.-spolen er ikke viklet på sædvanlig måde. På fig. 10 er vist forskellen mellem de to måder at vikle på, hvoraf b er den simpelmeste, idet der kun er et udtag. Transistorens belastningsimpedans skal selvfølgelig være den samme. Forholdet mellem vindingerne i fig. 10 a kan for eksempel være $n_1:n_2:n_3 = 15:3:1$.

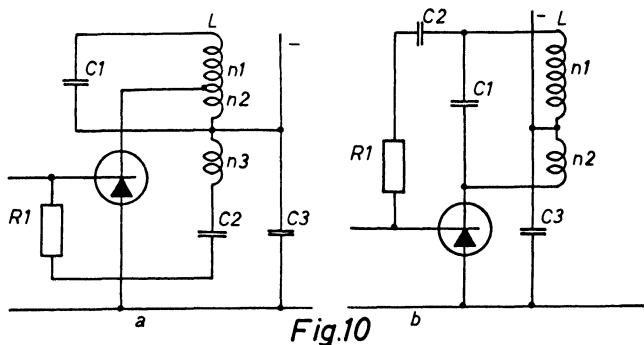


Fig. 10

I fig. 10 b er omsætningen, hvis L og C_1 er de samme som i a, $n_1:n_2 = 3:1$. Dette betyder, at neutraliseringskapaciteten C_2 skal være meget lille, da denne er bestemt af neutraliseringsviklingens omsætningsforhold. T_1 er en fasevender transformer med et omsætningsforhold på $1:1:1$. T_2 er en udgangstransformer beregnet for tilslutning af en krystalhøjttaler samt ekstra bøsning til stetoclip. Hvis man kræver en modtager med samme kvalitet som en god "stuemodtager", må der anvendes dobbelt afstemt M.F., bedre udgangsfor-

stærker og større højttaler.

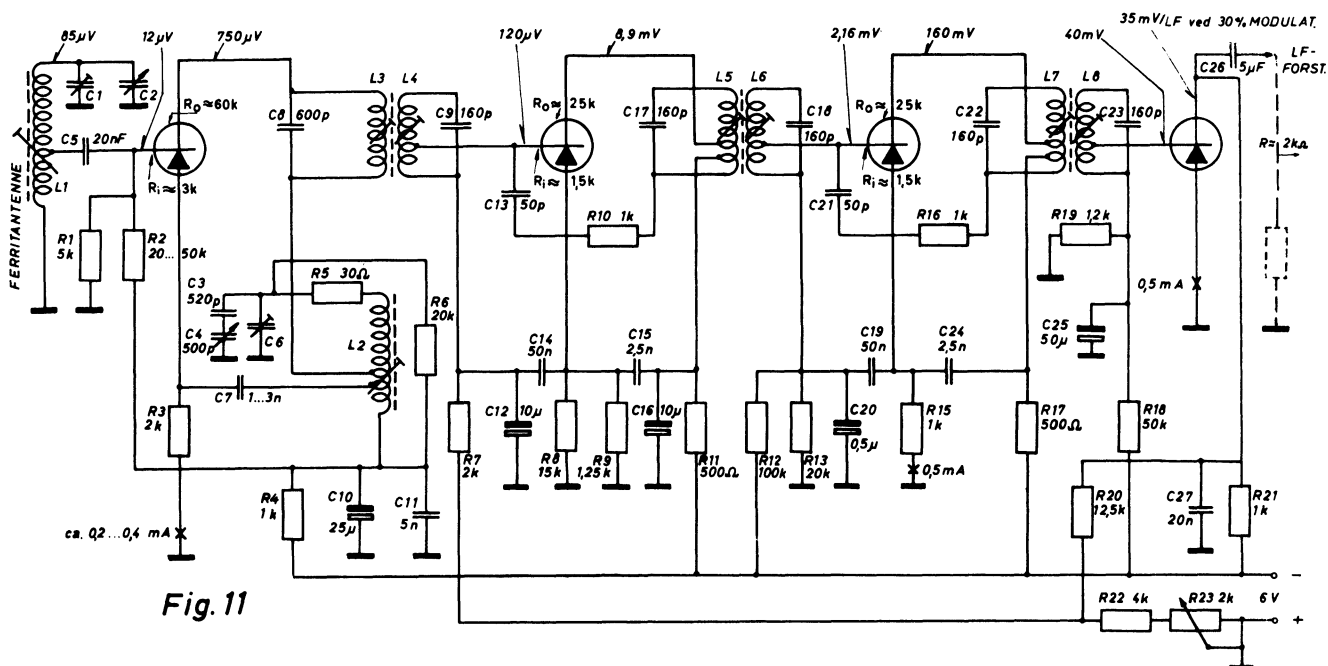


Fig. 11

Fig. 11 viser et diagram af en modtager, der er udsendt af Telefunken. Modtageren er opbygget meget enkelt og kan tages som et standarddiagram, som næppe vil ændres meget i selve princippet, lige så lidt som man i dag vil ændre på princippet på en almindelig A.M.-modtager.

Antennesignalet opfanges af L_1 , der er viklet på en ferritstav (18×10^0 mm), og fra et udtag på spolen føres signalet ind på basis af det selvsvingende blandingstrin. L_2 er oscillatorspolen, og blandingen sker ved at oscillatorfrekvensen tilføres emitteren. Amplituden af oscillatorspændingen ligger mellem 0,2 og 0,5 Veff. Da modtageren er beregnet til M.B. (520 - 1630 kHz) og M.F. er på 470 kHz, skal oscillatoren svinge stabilt i et område fra 990 kHz til 12100 kHz.

Mellemfrekvensens første harmoniske afstemmes i 1. M.F.-trin. Det bemærkes, at hele spolen L_3 er tilsluttet transistorens udgang, af hvilken grund impedansen er lav, det vil sige, at C_8 er stor (600 pF).

Fra et udtag på L_4 føres signalet til basis på første M.F.-trin, som er reguleret ind ved hjælp af en A.V.C.-spænding fra detektoren. Endvidere er trinnet neutrodstabiliseret med $R_{10} - C_{13}$. Kollektorspændingen tilføres mellemfrekvensspolen gennem et udtag. Det næste M.F.-trin er opbygget identisk, og det modulerede H.F.-signal føres ind på basis af transistoren Q_4 .

I stedet for at anvende diodedetektering har man valgt at anvende en transistor, man opnår da foruden detekteringen at få en forstærkning af L.F.-signalet. Modstanden R_{21} tjener som kollektorbekæmpelse for L.F.-transistoren. Gennem modstanden R_{20} føres A.V.C.-spændingen ind på basis af 1. M.F.-transistor. Gennem kapaciteten C_{26} føres L.F.-signalet ind på den efterfølgende L.F.-forstærker. Ønskes en lille ekstra modtager, der kan medtages overalt, er en udgangseffekt på 0,4 watt passende; men skal modtageren anvendes i en bil, må man nærmere have en udgangseffekt på 2-3 watt. Til dette formål vil det være en god løsning at dele autoradioen op i et slags samlesæt. Princippet er vist i fig. 12. Den ene enhed består af H.F.,

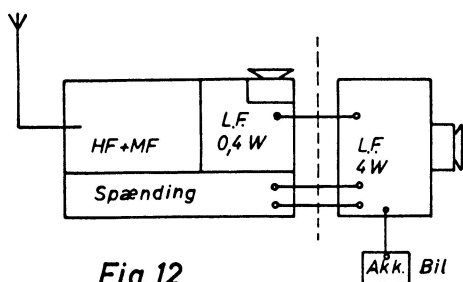


Fig.12

M.F. og L.F. med en udgangseffekt på 0,4 watt, samt en nikkel-akkumulator og en krystalhøjttaler. I bilen er indbygget en 4 watts L.F.-forstærker som bliver strømforsynet fra bilens akkumulator, samt højttaler. Ønsker man at anvende radio i bilen, stikkes H.F.-enheden på plads i instrumentbrættet. Herved kobles krystalhøjttaleren fra samtidig med, at den store forstærker tilsluttes. Yderligere kan man indrette det således, at den indbyggede akkumulator oplades fra bilens strømforsyning.

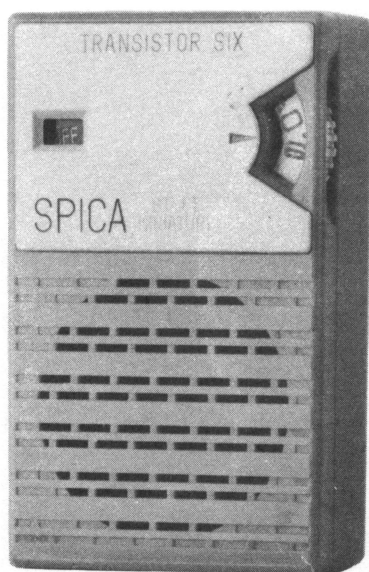


Fig.13a



Fig. 13a er et billede af en diminutiv transistorradio for M.B. Fig. 13 b viser den kompakte opbygning af antenne, afstemningskondensator, M.F.- og udgangstransformere, højttaler og batteri.

Til slut skal De se et eksempel på, at en transistor også kan anvendes i en modtager med 200 volt anodespænding. I en modtager, hvor følsomheden på gramfonindgangen er for ringe (mikro-magnet pick-up, som kun afgiver cirka 2-6 mV), kan man med fordel anvende en transistor som det er vist i fig. 14. Da transistoren skal have + på kollektor, og man normalt i en modtager har +

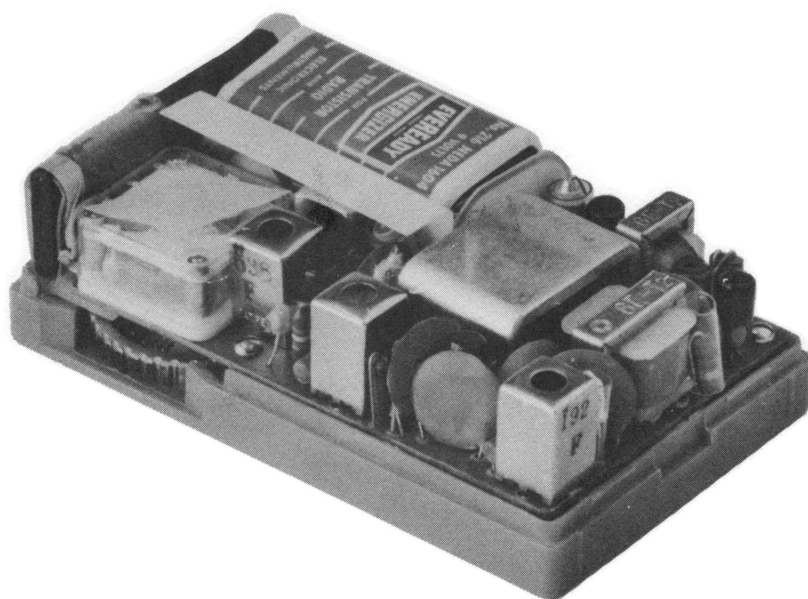


Fig.13b

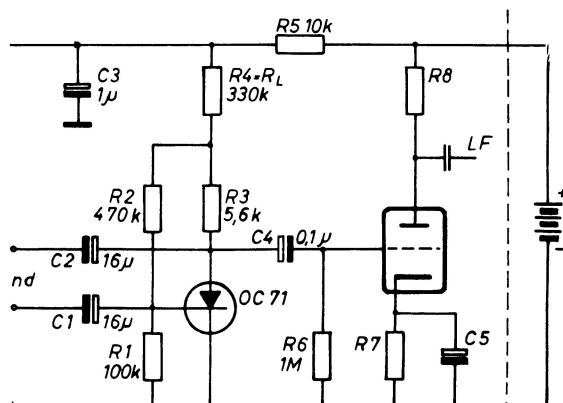
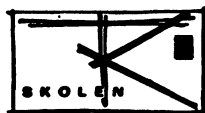


Fig.14

på stel, ser diagrammet lidt mærkeligt ud ved første blik. Indgangs-impedansen er på ca. 500 ohm og udgangs-impedansen ca. 10 kohm. Spændingsforstærkningen er ret stor og ligger på 400 - 500 gange. Transistoren er stabiliseret over for temperaturændringer ved hjælp af modstanden R_2 , der giver en modkobling. Ved tilslutning af transistoren, samt ved målinger, må man udvise den største forsigtighed, da 200 volt er øjeblikkelig ødelæggende for transistoren, hvis spændingen lægges direkte på emitteren. Endvidere må man ikke kortslutte base og emitter,

da dette medfører, at strømmen i transistoren falder, og spændingen vil derpå stige så meget mellem emitter og kollektor, at transistoren vil kunne ødelægges.

Forstærkertrinnet vil med fordel kunne anvendes i forbindelse med en mikrofon og pick-up med lav impedans. Fordelen ved at anvende en transistor i stedet for et rør er, at man undgår besværet med glødestrøm, brum fra glødetråd og mikrofon.

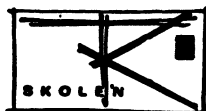


Øvelsesopgaver.

1. Dersom modstanden R_3 i fig. 4 øges fra 100 kohm til 200 kohm, vil kollektorstrømmen da
a) stige b) falde c) være uændret.
2. Hvor stort er omsætningsforholdet på udgangstransformereren i fig. 8.
a) $\frac{500}{5} = 100$ b) $\sqrt{\frac{500}{5}} = 10$ c) $\frac{500^2}{5^2} = 10^4$.
3. Hvor anvendes opstillingen i fig. 6 som oftest.
4. I en modtager, der arbejder efter det regenerative princip, tilføres basis en del af udgangssignalet faseforskudt
a) 0° b) 180° c) 90° .
5. Opgave 4 fortsat: herved vil tabene i indgangskredsen blive
a) forøget b) formindsket c) helt ophævet.
6. Når en antenne er koblet løst til en kreds vil antennens kapacitet overføres til kredsen med
a) den fulde værdi b) en lille værdi c) slet ikke.
7. Nævn nogle fordele og ulemper ved at anvende en krystalhøjtaler i en transportabel transistormodtager.
8. Nævn nogle fordele ved dobbelt afstemte M.F.-spoler.

Indsendelsesopgaver.

1. Hvilken impedans ser antennen ind i ved resonans i fig. 2.
Der ses bort fra diodens belastning, $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$ og kredsimpedansen sættes til 100 kohm.
2. Hvis De i diagrammet i fig. 5 vil anvende OC 141, hvilken ændring vil da være absolut nødvendig for at apparatet kan virke.
3. I opstillingen i fig. 14 ønskes anvendt OC 141 uden at ændre forsyningsspændingen. Tegn et diagram over ændringerne.



4. Tegn et oscillogram af signalet i punkterne a og b i fig. 1, samt af signalet i b uden C_2 .
5. I fig. 7 findes der to spoler, L_1 og L_2 . Angiv ved en tegning de to spolers vikleretning. Angiv spolens begyndelse, vikleretning og tilslutningspunkter; idet spolerne vikles i fortsættelse af hinanden på samme kerne.

6. I fig. 10 er den indvendige kapacitet, $C_{b'c}$, i transistoren 10 pF.

Hvor stor skal C_2 være i fig. 10a, når $\frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{3}$ og

$\frac{n_2}{n_3} = \frac{5}{1}$. Hvor stor skal C_2 være i fig. 10b, når $\frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{3}$.

7. I fig. 11 er kollektoren på blandingstrinnet direkte tilsluttet spolen L_3 . Med 600 pF er $L_3 = 0,186 \text{ mHy} \sim 111 \text{ vdG}$.
a) Hvor stor er kredsens impedans ved resonans.

C_8 ændres til 160 pF

b) Hvor stor er L_3 nu. ($= L_3'$)

c) Hvor stor er Z_k med $Q = 100$.

d) Hvor skal man tage udtaget til kollektor, når transistorens belastning skal være den samme som under a).

Husk, at omsætningsforholdet $\frac{n'}{n} = \sqrt{\frac{L_3'}{L_3}}$.

8. I fig. 14 findes både en DC og en AC modkobling. Vis ved en tegning, hvordan man med en modstand og en kapacitet mere kan fjerne AC-modkoblingen.

9. Fortæl hvad der sker, hvis man i fig. 14 enten

a) fjerner R_2 , eller

b) fjerner R_1 .

1b, 2b, 3) som H.F.-trin i en super, 4a, 5b, 6b, 7) fordele: stor virkningsgrad, små dimensioner. Ulemper: tåler ikke mekaniske rykninger, 8) større båndbredde og større selektivitet.

Løsninger på øvelsesopgaver.

SPÆNDINGSFORSYNING I.

D.C. converter.

Et område, hvor transistoren altid har været røret overlegent, er L.F."switch" kredsløb. Dette skyldes transistorens meget lave gennemgangsmodstand, der kan have en værdi på mellem 0,2 og 2 ohm. Den tilsvarende værdi for et rør er et par hundrede ohm.

Denne egenskab er blevet grundigt undersøgt og først anvendt i D.C. converteren, som er et apparat, der ændrer en jævnspænding til en vekselspænding, som transformeres til en højere værdi og derefter eventuelt ensrettes til en jævnspænding igen.

De normale metoder til omsætning af en D.C. effekt fra een spænding til en anden har uden undtagelse meget små virkningsgrader ved små effekter. For eksempel har en lille motorgenerator, 24 volt D.C., en virkningsgrad på 50 % ved et effektniveau omkring 50 W. Med et effektniveau på under 1 W falder virkningsgraden til ca. 10 %. De tilsvarende tal for en vibratoromformer er 65 - 70 % ved 50 W og 30 % ved 1 W. Ændres indgangsspændingen til 2 volt, falder virkningsgraden endnu mere.

Sammenligner man disse tal med de tilsvarende tal for en transistorconverter, finder man virkningsgrader på omtrent det samme ved 50 W (65 - 75 %); men ved for eksempel 1 W er virkningsgraden ofte 75 - 80 %, og ved omhyggeligt valg af komponenter og belastning kan virkningsgraden stige til 90 %. Ved et endnu lavere effektniveau, for eksempel 5 - 10 mW, er virkningsgraden stadig god, for eksempel 65 - 75 %.

Det almindelige princip for en converter er vist i fig. 1. Man har en jævnspænding på for eksempel 6 volt, og når afbryderen sluttes, lægges de 6 volt over transformatoren, og der løber en strøm gennem primærviklingen. Denne strøm inducerer et magnetfelt i jernkernen, og dette magnetfelt inducerer igen en spænding i viklingen på sekundærsiden. Spændingen i sekundærviklingen sender en strøm gennem dioden og oplader kondensatoren C til en spænding på for eksempel 200 volt. Derefter løftes afbryderen, og strømmen i primærkredsen afbrydes. Herved opstår atter et magnetfelt, men modsat rettet det første. Den spænding, som nu induceres på sekundærsiden, har skiftet polaritet og kan ikke sende strøm gennem dioden, da den er forspændt i spærreretning.

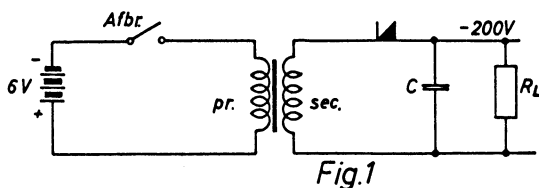
Spændingen vil derfor kunne stige til meget store værdier og forårsage ødelæggelser, hvis man ikke i praktiske kredsløb tager forholdsregler herimod. Da man ikke kan bevæge en afbryder så hurtigt, som det er nødvendigt, ombyttes afbryderen med en transistor.

Der findes i princippet to typer for convertere med transistorer.

1. Ring choke converter
2. Transformator koblet converter

Disse kan igen arbejde efter to forskellige principper.

- a. Mættet jernkerne
- b. Basis styring



Ringings choke konverteren anvendes til høje sekundærspændinger med små effekter og arbejder efter princippet med en basisstyret jernkerne. Den transformator-koblede konverter anvendes til store effekter og kan arbejde efter begge principper.

Ringings choke konverter.

Ringings choke kan defineres som en konverter type, hvor effekten overføres fra batteri til belastningen i to tempi med jernkernen som mellemed.

I fig. 2 er vist et diagram af en konverter, der arbejder efter dette princip, og dens virkemåde er følgende:

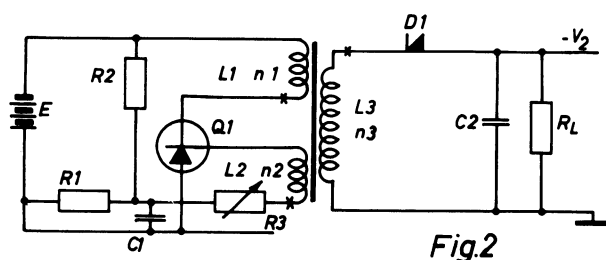


Fig.2

1. Spændingen E sættes på.
2. På grund af forspændingen fra $R_1 - R_2$ vil transistoren trække en lille kollektorstrøm.
3. Kollektorstrømmen inducerer et magnetfelt i jernkernen.
4. Magnetfeltet inducerer en spænding på basis. Vikleretningen af spolerne $L_1 -$

L_2 er sådan, at en strømforøgelse i L_1 giver en negativ spænding på basis.

5. Den negative basisspænding giver en strømforøgelse i kollektor, som atter giver en spændingsforøgelse på basis, o.s.v.
6. Strømmen i basis vil vedblive med at stige, indtil den fulde spænding ligger over viklingen L_1 , det vil sige, at transistoren er helt udstyret og spændingen over den vil kun andrage nogle hundrede mV. Man siger, at transistoren er "bottomed", eller at den er i "on" stilling. Maksimalstrømmen i basis vil da være batterispændingen om-sat til basisvindingen divideret med R_3 plus transistorens indgangsmodstand.

$$I_B = \frac{n_2 \cdot E}{n_1 (R_3 + R_{ind})}$$

hvor

n_1 = kollektorspolens vindingstal

n_2 = basisspolens vindingstal

E = batterispændingen

R_{ind} = transistorens indgangsmodstand,

og da

$$I_C = I_B \cdot \beta$$

vil strømmens maksimalværdi blive



$$I_{C \max} = \frac{n_2 \cdot E}{n_1 (R_3 + R_{\text{ind}})} \cdot \beta$$

Basisspændingen vil meget hurtigt opnå sin fulde værdi ($V_{\text{batt}} \cdot \frac{n_2}{n_1}$) og vil så være konstant under resten af "on" perioden, (se fig. 4e). Strømmen i kollektor vil derimod øges langsomt på grund af transformerens træghed, (selvinduktion i spolen) og vil derfor først efter en vis tid nå maksimalværdien, (se fig. 4a).

Når denne værdi er nået, vil kollektorstrømmen ikke stige yderligere.

7. Når kollektorstrømmen ophører med at stige, vil der intet magnetfelt induceres i jernkernen, og der vil da heller ikke induceres nogen spænding på basis.
8. Jernkernens opmagasinerede energi vil søge at hindre magnetfeltet i at forsvinde og danner selv et modsat rettet magnetfelt. Herved induceres atter en spænding på basis, men denne gang med en positiv spænding i forhold til stel. Transistoren vil da blive fuldstændigt "cut off", og den vil være i "off" stilling. Under forløbet fra 1-5 er der naturligvis også blevet induceret en spænding i vindingen L_3 ; men dioden D_1 er vendt på en sådan måde, at den spærre for den inducerede spænding.
9. Det under 8 dannede magnetfelt inducerer en spænding i L_3 , men modsat rettet den tidligere, således at dioden D_1 åbner.
10. Samtidig med at kondensatoren C_2 oplades, leveres en spænding til belastningen.
11. Når hele magnetfeltets energi er overført til kapaciteten og belastningen, induceres der ingen positiv spænding på basis, og denne kan atter på grund af forspændingen trække strøm.
12. Hele processen begynder forfra, opstillingen svinger.

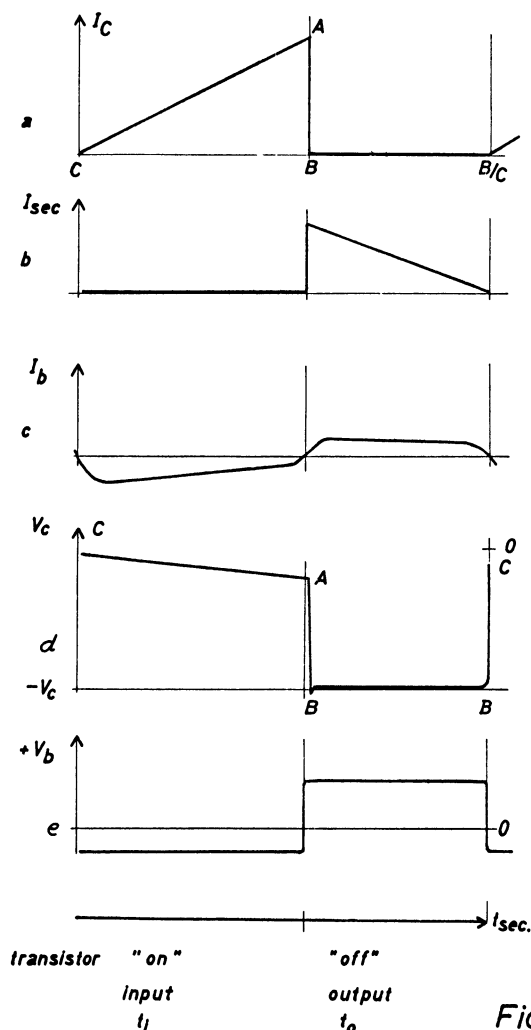
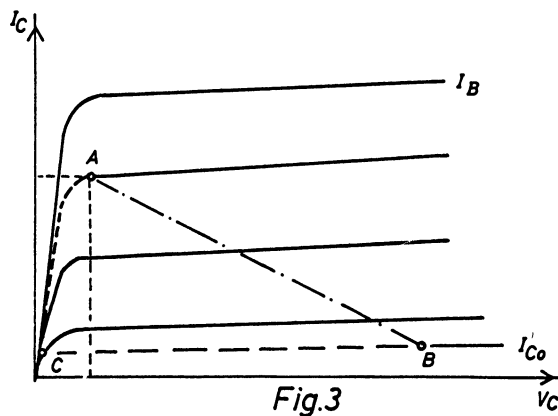
Det omtalte magnetfelt under pkt. 8 inducerer een gang i hver periode en spænding i sekundærviklingerne; men hvis der stadig er en jævnspænding (V_2) på kapaciteten C_2 , vil dioden D_1 ikke åbnes, før spændingen over spolen L_3 har nået en værdi, der er højere end denne restspænding (V_2). Det vil sige, at er spændingen $V_2 = 100$ volt, skal spændingen over L_3 være større end 100 volt, nemlig $= V_2 + V_{\text{df}}$, hvor V_{df} er spændingsfaldet over dioden i lederetning. Først da kan magnetfeltets energi afleveres til kapaciteten og belastningen.

Hvis modstanden R_L er meget stor eller måske lig med uendelig, vil spændingen på kapaciteten blive ved med at stige, indtil der sker et gennemslag.

Convertere af denne type må derfor aldrig arbejde uden belastning, da man risikerer at ødelægge transistoren eller transformatoren. De må huske på, at samtidig med at spændingen pr. vinding i L_3 stiger, vil spændingen pr. vinding i L_1 og L_2 også stige. Herved stiger spændingen også over den lukkede transistor, og bliver den spænding større end transistorens $V_{C \max}$, ødelægges transistoren. Ved at benytte en passende belastning ses det, at man dels har overført energi fra batteriet til jernkernen og derfra til belastningen og dels, at udgangsspændingen er afhængig af belastningen og ikke af omsætningsforholdet mellem n_1 og n_3 , som i en normal transformator.

Fig. 3 viser et sæt kurver for transistorens $I_C - V_C$ karakteristik samt forløbet af hele processen.

På stykket fra C til A er transistoren åben og trækker strøm. Fra A til B skifter magnetfeltet retning, og fra B til C afleveres effekten til kapaciteten.



I fig. 4 er vist et oscillogram eller et tidsbillede af de forskellige spændinger og strømme i svingningsperiodens forskellige faser. Bogstaverne A, B og C (fig. 3) betegner de forskellige stadier i svingningsforløbet og er også angivet i fig. 4 d, der viser kollektorspændingen.

Ved at betragte kurve a og kurve d kan De se, at i "on" perioden er strømmen i transistoren stor, mens spændingen er lav, hvorfor der kun afsættes en ringe effekt i transistoren. I "off" perioden er spændingen over transistoren høj; mens strømmen er lille. Det vil sige, at der i den største del af tiden kun afsættes en lille effekt i transistoren.

Af denne grund kan en lille transistor omsætte en betydelig større effekt, end man måske kunne tro, hvilket også giver sig udslag i en fin virkningsgrad.

En nøjagtig forudgående dimensionering af transformatoren er vanskelig, til gengæld er det meget let at få en opstilling til at arbejde, om ikke altid med maksimal virkningsgrad. Det kan derfor normalt anbefales at eksperimentere sig frem til det bedste resultat. Følgende forudsættes altid givet ved en dimensionering:

V_2 = udgangsspænding

I_2 = maksimal nødvendig udgangsstrøm

E = batterispænding

$t_1 - t_2$ = temperaturområdet for converterens arbejdsfelt.

Derefter ønsker man at finde:

- en egnet transistor
- frekvensen
- en transformator med viklingsdata
- øvrige værdier som modstande og kapaciteter.

a) transistor.

Ud fra den afleverede effekt, $V_2 \cdot I_2$, og en virkningsgrad, der kan anslås til 70 %, finder man en transistor, der er i stand til at klare



dette effekttab i hele temperaturområdet.

$$W_{C \max} \text{ for transistoren ved } t_{\max} > W_2 \cdot \frac{1 + \eta}{\eta}.$$

Et andet vigtigt punkt er $V_{C \max}$. Under "output" perioden bliver den af magnetfeltet opbyggede spænding lagt i serie med batterispændingen. Man har derfor, at

$$V_{C \max} > E + V_2 \cdot \frac{n_1}{n_3},$$

hvor n_1 og n_3 er vindingstal for kollektorspolen og sekundærspolen.

b) frekvensen.

En høj frekvens letter filtreringen; men β 's frekvensafhængighed sætter en øvre grænse for frekvensen, som desuden afhænger af det valgte transformatorjern. Ved udgangseffekter under et par watt anvender man altid ferroxcube og kan da lægge frekvensen mellem 5 og 10 kHz. Ved større effekter anvender man almindeligt transformatorblik, og frekvensen kan da passende vælges til mellem 200 og 600 Hz.

c) transformator.

Ved valg af kernestørrelse må man dels støtte sig til erfaringen og finde en kerne, der med sikkerhed kan omsætte den ønskede effekt, og dels søge vejledning i kataloger. Der kan her henvises til to bøger om ferroxcube. Den første er udsendt af Philips og hedder "Ferroxcube", og den anden er udsendt af Siemens og hedder "Bauelemente", band 2. Ved valg af almindeligt lamelleret jern kan der blandt andet henvises til en brochure fra Jørgen Schou, "Transformere".

Efter valget af transformatorkernen finder man primærsidens selvinduktion:

$$L_1 = \frac{E^2 \cdot t_1^2 \cdot \eta}{T \cdot 2 \cdot W_2},$$

hvor

E = batterispænding

t_1 = tiden for "on" perioden

$\frac{1}{T} = f$ = frekvensen

η = virkningsgraden

W_2 = udgangseffekt.

I de fleste tilfælde kan formlen reduceres, da $\eta = 75\%$ og $t_1 = \frac{2}{3} T$, og formlen får da følgende udseende:

$$\underline{L_1} = \frac{E^2 \cdot 0,75 \cdot (\frac{2}{3} T)^2}{2 \cdot T \cdot W_2} = \frac{1}{6} \frac{E^2}{W_2 \cdot f}$$

Ud fra selvinduktionen bestemmes vindingstallet. Ved bestemmelse af baseviklingen må man tage hensyn til spredning i β -værdien og vælge den mindste værdi af β , der kan forekomme.

$$n_2 = n_1 \cdot \frac{V_{be}}{E},$$

hvor

V_{be} = den nødvendige baseforspænding; den kan findes af et kurveblad. Til sidst bestemmes vindingsantallet på sekundærsiden. Man må her huske, at V_2 er meget afhængig af den afleverede effekt:

$$\frac{n_3}{n_1} = \frac{(V_2 + V_{df})(1 + \frac{n_2}{n_1})}{V_{C \max} + E} \approx \frac{V_2 (1 + \frac{n_2}{n_1})}{V_{C \max} + E}.$$

Her er

V_{df} = spændingsfaldet over dioden i gennemgangsretning. Man kan som oftest se bort fra denne værdi.

$V_{C \max}$ = Transistorfabrikantens opgivne maksimalværdi for kollektorspændingen.

d) modstande og kapaciteter.

Modstandene R_1 og R_2 skal give transistoren en passende forspænding og på den måde få startet svingningerne. Fig. 5 viser en anden kombination af modstande til at starte svingningerne, hvortil man eventuelt kan anvende en afbryder. Converteren er da ikke selvstartende, hvis den af en eller anden grund skulle gå i stå. Spændingen i pkt.a, fig. 2 skal som regel være ca. 0,1 volt. Kan man tillade en strøm gennem $R_2 - R_1$ på 1 mA, skal R_1 være =

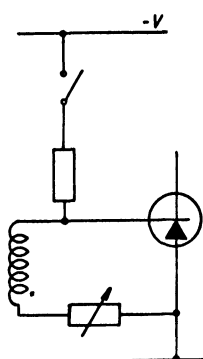


Fig.5

$$\frac{0,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ ohm. } R_2 \text{ skal være } = \frac{E}{1 \cdot 10^{-3}}.$$

Kapaciteten C_1 kan i de fleste tilfælde undværes; men det kan let afgøres ved et forsøg, hvor stor den skal være. Modstanden R_3 kontrollerer den tilførte effekt og derfor også den afleverede effekt. Dens værdi retter sig efter den bedste transistor, der kan anvendes i kredsløbet.

$$R_3 = \frac{V_{n2} + V_{be}}{I_b} = \frac{\beta(V_{n2} + V_{be})}{I_{C \max}}$$

hvor

V_{n2} = den spænding, der opstår over basevindingen under t_1

V_{be} = den nødvendige baseforspænding.

Inden vi går videre, vil vi kort repetere hovedtrækkene i de enkelte faser. Princippet er de adskilte perioder.

I den første periode er transistoren ledende og jernkernen opmagnetiseres. Der er ingen forbindelse til sekundærsiden, da dioden er forspændt i spærreretning. I den anden periode er

transistoren "cut off", og da magnetfeltet er vendt 180° , er dioden blevet ledende, og hele energien overføres til belastningen og kapaciteten C_2 . Denne skal være stor nok til at vedligeholde spændingen også under den første periode.

Ved valg af diode må man huske, at spærrespændingen antager en større værdi end jævnspændingen (V_2), og den maksimale værdi er:

$$V_{sp \max} = V_2 + E \cdot \frac{n_3}{n_1}.$$

Stabilisering - Som tidligere nævnt har denne converter en meget høj indre modstand, idet den energi, der er opmagasineret i kernen, er uafhængig af belastningen. Man har et udtryk for denne energi i følgende formel:

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_p^2,$$

hvor

W = energien i wattsekunder

L = selvinduktionen i Henry

i_p = spidsstrømmen i amp.

Da

$$W = \frac{V_2^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_p^2,$$

får man som udtryk for udgangsspændingen:

$$V_2 = i_p \sqrt{\frac{1}{2} \cdot L \cdot R_L} = k \sqrt{R_L},$$

hvor $k = i_p \sqrt{\frac{1}{2} \cdot L}$, som er konstante værdier, og udgangsspændingen vil derfor kun ændre sig med belastningsmodstanden.

En udmærket måde at stabilisere udgangsspændingen på er vist i fig. 6. Der er viklet en

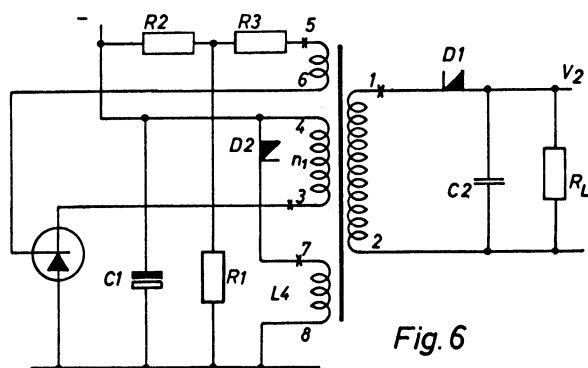


Fig. 6

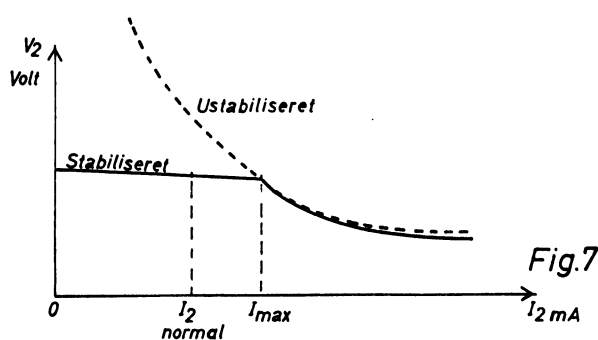


Fig. 7

ekstra vikling (L_4) på kernen. Den ene ende er forbundet til stel, den anden gennem en diode til batteriet. Under normale forhold, det vil sige, når spændingen i pkt. 7 er mindre negativ end $+E$, er dioden forspændt i spærreretningen, og spolen er ikke belastet. Fjernes eller øges modstanden R_L , stiger spændingen på udgangen, det vil sige spændingen pr. vinding, og herved stiger spændingen over spolen L_4 . Ved en bestemt spænding pr. vinding er spændingen i pkt. 7 mere negativ end $+E$, og dioden bliver ledende og leder energien fra kernen tilbage til batteriet. Herved fastholdes udgangsspændingen som vist på fig. 7. I området fra 0 til I_{\max} er udgangsspændingen næsten konstant, dioden D_2 leder - efter I_{\max} er spændingen faldet så meget, at dioden spærre. Det bedste arbejds punkt er I_2 normal.

Vindingstallet for n_4 bestemmes af:

$$n_4 = \frac{E \cdot n_3}{V_2}.$$

Anvendes en akkumulator som spændingskilde, går den fra spolen leverede effekt ikke tabt, men oplader akkumulatoren igen. Anvendes derimod et tørelement, må der anbringes en stor elektrolyt til opsamling af effekten.

De skal nu se et eksempel på beregning af en lille converter til brug i et transportabelt måleinstrument.

Følgende er givet:

$$V_2 = 30 \text{ volt} \quad I_2 = 300 \mu\text{A} \quad f = \text{ca. } 5 \text{ kHz} \quad E = 3,8 \text{ volt} \quad \text{OC 44 med}$$

$$V_{C \text{ max}} = 15 \text{ volt. For at få større sikkerhed sættes } V_{C \text{ max}} = 12 \text{ volt.}$$

Bestemmelsen af den primære selvinduktion:

$$L_1 = \frac{1}{6} \cdot \frac{E^2}{I_2 \cdot V_2 \cdot f} = \frac{3,8^2}{6 \cdot 300 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 5 \cdot 10^3} = \underline{53 \text{ mHy}}$$

I de førnævnte bøger kan De af tabeller finde antallet af vindinger på den valgte kerne, i dette tilfælde en Philips "Pot-core" D 25/16, til

$$n_1 = 290 \text{ vindinger.}$$

Basisspændingen sættes til 0,5 volt.

$$n_{\text{base}} = n_2 = n_1 \cdot \frac{V_{be}}{E} = \frac{290 \cdot 0,5}{3,8} = \underline{38 \text{ vindinger}}$$

$$n_3 = n_1 \cdot \frac{V_2 \left(1 + \frac{n_2}{n_1}\right)}{V_{C \text{ max}} + E} = 290 \cdot \frac{30 \left(1 + \frac{38}{290}\right)}{12 + 3,8} = \underline{1200 \text{ vindinger}}$$

$$n_4 = n_3 \cdot \frac{E}{V_2} = 1200 \cdot \frac{3,8}{30} = \underline{152 \text{ vindinger}}$$

Dernæst bestemmes modstandenes værdi, og diagrammet bliver da som vist i fig. 8. Da con-

verteren skal anvendes i et transportabelt udstyr, hvor strømforbruget er meget afgørende, vil vi kun tillade en strøm på 0,1 mA i spændingsdeleren. Til gengæld kan vi øge spændingen i pkt. a til 0,2 V. Herved bliver

$$R_1 = \frac{0,2}{0,1} \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^3$$

$$\text{standardværdi} = \underline{2,2 \text{ kohm}}$$

$$R_2 = \frac{3,8 + 0,2}{0,1} \cdot 10^3 = 36 \cdot 10^3$$

$$\text{standardværdi} = \underline{39 \text{ kohm}}$$

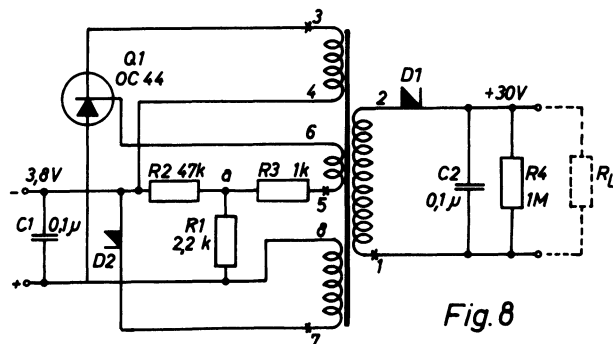


Fig. 8

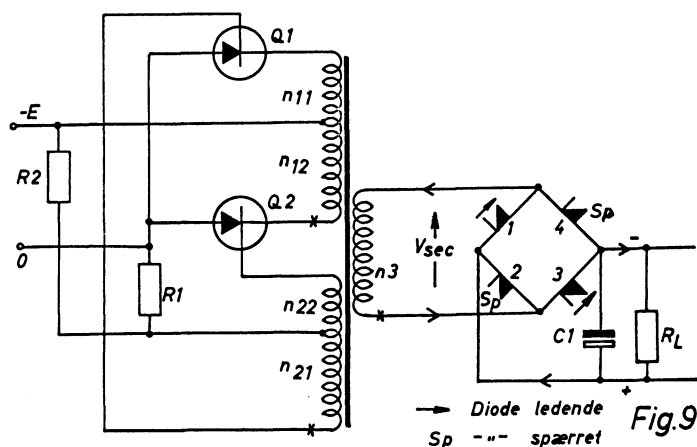
R_3 er ved forsøg fundet til 1 kohm.

Der blev målt følgende ved fuld last:

$$I_{ind} = 2,9 \text{ mA} \quad E = 3,6 \text{ volt} \quad V_2 = 32 \text{ volt} \quad I_2 = 252 \text{ } \mu\text{A} \quad \eta = 77 \% \quad f = 3,5 \text{ kHz}.$$

Transformatorkoblet converter.

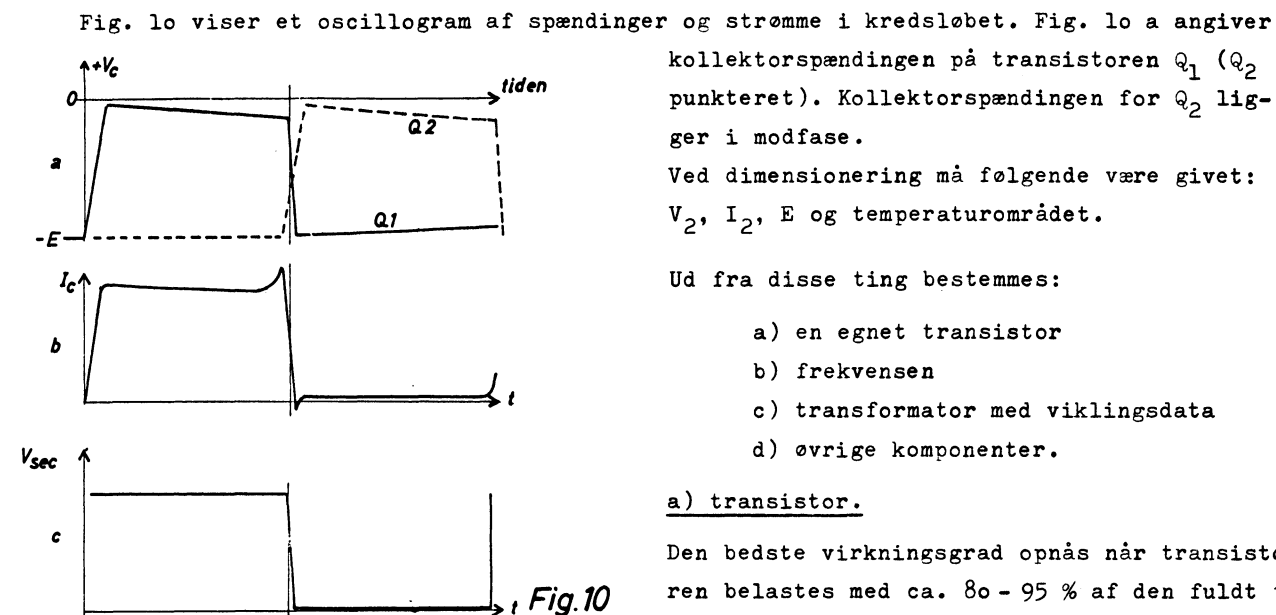
Denne converter anvendes næsten udelukkende til store effekter og med transistorerne koblet i push-pull, som vist i fig. 9. Den er let at dimensionere og har en god virkningsgrad. Arbejdsgangen er følgende:



1. Spænding E sættes på.
2. På grund af forspændingen begynder der at løbe en strøm i primærviklingen n_{11} og n_{12} .
3. Der induceres en spænding i n_{21} og n_{22} .
4. Den inducerede spænding giver for eksempel Q_2 en positiv forspænding, hvorved denne bliver "cut off".
5. Spændingen på basis af Q_1 er derimod negativ og vil give en forøgelse af strømmen i n_{11} .
6. Den øgede strøm vil yderligere inducere en spænding tilbage til basis på Q_1 , og strømmen vil stige yderligere.
7. Ved en bestemt værdi er transistoren udstyret, og kollektorstrømmen vil ikke stige yderligere.
8. Kernens magnetfelt vender 180° .
9. Transistoren Q_1 vil derved få induceret en positiv spænding på basis, og transistoren bliver "cut off".
10. Transistor Q_2 vil få induceret en negativ spænding på basis, og transistoren vil være i "on" position.

Under den første del af processen, hvor Q_1 er ledende, inducerer magnetfeltet en spænding på sekundærsidens vikling. I denne periode er dioderne D_1 og D_3 ledende, og den inducerede spænding tilføres kapaciteten C_1 og belastningen R_L . Denne periode er angivet med pile på fig. 9.

Under den anden periode, mens Q_2 er ledende, har den inducerede spænding skiftet retning, og det er nu dioderne D_2 og D_4 , der leder, så effekten kan overføres til belastningen og kapaciteten.



b) frekvensen.

Da man som oftest ved denne convertertype arbejder med almindeligt transformatorjern, skal frekvensen ikke være for høj, idet jerntabene stiger med frekvensen. Som oftest er frekvensen mellem 50 og 500 Hz.

c) transformator.

Ud fra erfaring og tabeller i de før nævnte bøger og brochurer bestemmer man størrelsen af den kerne, man ønsker at anvende. Dernæst bestemmes antallet af vindinger på primærsiden direkte af den såkaldte transformatorligning:

$$E = 4,4 \cdot B \cdot A \cdot f \cdot n_1$$

hvor

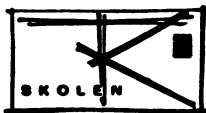
E = spændingen over primærviklingen i volt

B = kernens flux angivet i Weber/ m^2

A = arealet i kernens midterben i m^2

f = frekvensen i Hz

n_1 = antallet af vindinger.



Den faktor, der er vanskeligst at bestemme, er B , som man enten kan måle sig frem til, hvilket vi dog ikke skal komme nærmere ind på, eller også kan den findes af en tabel over det pågældende jerns specifikationer. I de tilfælde, hvor man ikke kender transformatorjernet's data, kan man sætte B til $0,20 - 0,80$ Weber/ m^2 . Virkningsgraden sættes til ca. 70 %, og da man kender E og W_{ud} , kan man finde $I_{C \max}$:

$$I_{C \max} = \frac{W_{ud}}{\eta \cdot E}.$$

Af et kurveblad for den pågældende transistor findes den basissspænding transistoren kræver for at give $I_{C \max}$. Antallet af basisvindinger bliver da:

$$n_2 = \frac{V_b \cdot n_1}{V_1}$$

Antallet af sekundærvindinger findes af omsætningsforholdet mellem n_1 og n_3 :

$$n_3 = \frac{V_2 \cdot n_1}{E} + 10 \, \%.$$

De 10 % skal dække tabene i vindinger og ensretterventiler. Trådtykkelsen bestemmes ud fra en tilladelig strøm i tråden på $3,5 \text{ A/mm}^2$.

d) øvrige komponenter.

Modstandene R_1 og R_2 anvendes til at give transistorerne en forspænding. Modstanden R_1 skal være så lille som muligt, men dog så stor, at opstillingen starter sikkert under alle forhold. Gennem R_2 skal der løbe ca. 1-5 mA ved små effekter og 5-15 mA ved større effekter.

Eksempel på beregning: $V_{batt} = E = 6 \text{ volt}$ $V_2 = 250 \text{ volt DC}$
 $W_{ud} = 8 \text{ watt}$ $f = 500 \text{ Hz}$

Der anvendes en kerne, der har et jerntværsnit på $4,4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$ og et $B = 0,4 \text{ Weber/m}^2$ med 0,5 mm luftspalte.

$$\underline{n_1} = \frac{E}{4,4 \cdot f \cdot B \cdot A} = \frac{6}{4,4 \cdot 500 \cdot 0,4 \cdot 4,4 \cdot 10^{-4}} = 15,6 \sim \underline{15 \text{ vindinger}}$$

det vil sige, at primærsiden bliver på 2×15 vindinger.

Med en beregnet virkningsgrad på 70 % bliver

$$\underline{I_C} = \frac{W_o}{\eta \cdot E} = \frac{8}{0,7 \cdot 6} = \underline{1,9 \text{ amp.}}$$

Trådtykkelse:

$$\underline{d} = \frac{1,9}{3,5} = \underline{0,55 \text{ mm}^2} \sim \underline{d} = \sqrt{\frac{0,55 \cdot 4}{\pi}} = 0,84 \sim \underline{0,9 \text{ mm}}$$

Den bedst anvendelige transistor er efter tabellen Intermetalls 2N 257, hvis maksimale

kollektortab er 12 watt. I opstillingen er kollektortabet pr. transistor:

$$W_C = \frac{W_{ind} + W_{ud}}{2} = \frac{W_{ud}}{2} \cdot \frac{1 + \eta}{\eta} = \frac{8}{2} \cdot \frac{1 + 0,7}{0,7} = 1,7 \text{ watt}$$

$$(W_{ud} = W_{ind} \cdot \eta : W_C = \frac{W_{ind} + W_{ud}}{2} = \frac{\frac{W_{ud}}{\eta} + W_{ud}}{2} = \frac{W_{ud} + W_{ud} \cdot \eta}{2 \cdot \eta} = \frac{W_{ud} (1 + \eta)}{2 \cdot \eta})$$

Af kurvebladet findes basisstrømmen og base-emitterspændingen:

$$I_{base} = 40 \text{ mA} \quad \text{og} \quad V_{be} = 1 \text{ volt.}$$

Hertil kommer spændingen over modstanden R_1 , der kan sættes til ca. 1 volt.

$$n_2 = \frac{V_{be} + 1 \text{ V}}{E} \cdot n_1 = \frac{2}{6} \cdot 15 = 5 \text{ vindinger}$$

$$n_{sec} = \frac{V_2}{E} \cdot n_1 + 10 \% = \frac{250}{6} \cdot 15 + 10 \% = 625 + 63 \approx 690 \text{ vindinger}$$

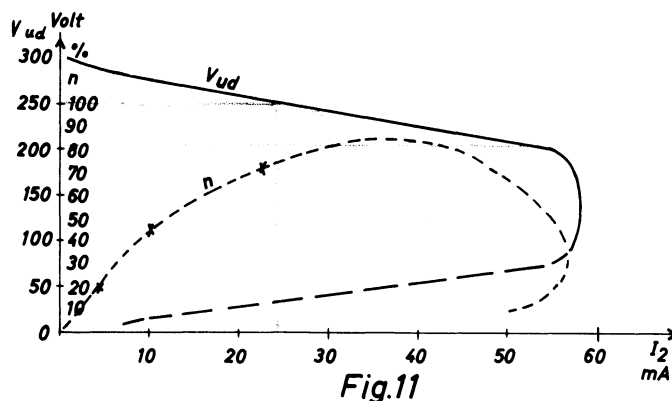
Der blev målt:

$E = 6 \text{ volt}$	$I_{primær} = 1,68 \text{ amp.}$
$V_2 = 235 \text{ volt}$	$W_{ind} = 9,60 \text{ watt}$
$f = 540 \text{ Hz}$	$W_{ud} = 7,85 \text{ watt}$

$$\eta = \frac{7,85 \cdot 100}{9,60} = 82 \%$$

Ved større belastning falder virkningsgraden, ligesåvel som den falder ved mindre belastning. Fig. 11 viser en kurve over virkningsgraden som funktion af belastningen. Samtidig er udgangsspændingen vist som funktion af belastningen.

Når belastningen øges ud over ca. 50 mA falder spændingen stærkt, og kortsluttes sekundærsiden, går converteren ud af sving, og den trækker næsten ingen strøm fra batteriet, kun omkring 5 mA, som skyldes I'_{CO} og forspændingen. Converteren er således automatisk beskyttet mod overlast.





Øvelsesopgaver.

1. Under gennemgangen af ringing choke converteren, pkt. 6, er basisstrømmen bestemt ved

$$I_B = \frac{n_2 \cdot E}{n_1 (R_3 + R_{ind})} ,$$

hvor R_{ind} er transistorens indgangsmodstand. Er R_{ind} konstant under hele "off" perioden.

- a) ja b) nej.
2. 1. fortsat. Er R_{ind} konstant under hele "on" perioden.
a) ja b) nej.
3. Når transistoren er "cut off" er strømmen i den
a) stor b) lille c) nul.
4. Transistoren i fig. 2 er i
a) medkobling b) modkobling.
5. Afhænger udgangsspændingen i en ringing choke converter direkte af omsætningsforholdet mellem primær og sekundærviklingen.
a) ja b) nej.
6. Den største øjeblikkelige effekt afsættes i transistoren, når den er
a) "on" b) "off" c) midt imellem "on" og "off".
7. Hvilke egenskaber er vigtigst for en diode, der anvendes i en stabilisator i en ringing choke converter
a) lille gennemgangsmodstand b) stor spærremodstand
c) høj spærrespænding d) stor strøm i lederetning.

Indsendelsesopgaver.

1. Find den indre modstand af converteren i fig. 9 - Se kurven i fig. 11.
2. Et firma påtænker at anskaffe en converter til 50 watt, der skal bruges i 10 år. Der er tre muligheder at vælge imellem, hvilken type skal firmaet anskaffe, og hvad er prisen pr. leveret kwh. Der gives følgende oplysninger:
Årlig anvendelse 1000 timer og pris pr. tilført batteri kwh = 1 kr. (akkumulator).



	årlig vedligeholdelse	anskaffelses- pris	η i % ved 50 watt	η i % ved 1 watt
motor generator	20 kr.	500 kr.	50 %	10 %
vibrator	70 kr.	250 kr.	65 %	30 %
transistor conv.	10 kr.	600 kr.	75 %	30 %

Firmaet ønsker desuden en converter, der skal levere 1 watt.
Hvad er prisen pr. leveret kwh for de tre convertertyper.
Beregningerne opstilles i et skema.

Det er den samme converter, man skal bruge i begge tilfælde, først leverer den 50 W, dernæst 1 W; men virkningsgraden er højst forskellig i de to tilfælde.

- I fig. 2 er vist et diagram af en ringing choke converter med en PNP transistor. Tegn et tilsvarende diagram for en NPN transistor med angivelse af de rigtige spændinger og vikleretning.
- I fig. 2 er den positive side af sekundærviklingen forbundet til stel og dioden anbragt i den negative side. Angiv ved en tegning de ændringer, der skal foretages for at få den negative side til stel; dioden skal samtidig anbringes i den positive side.
- Hvad kan der ske, hvis belastningen på en ringing choke converter fjernes.
- Konstruer en converter efter ringing choke princippet, når følgende data er givet:
 $E = 6$ volt, $I_2 = 5$ mA, $V_2 = 200$ volt, $f = 1,5$ kHz,
 $\eta = 75$ %, viklefaktor = 1 mHy/20 vindinger, transistor = 2N 257. ($V_{BE} = 0,4$ V + 1 V til modstande.)
- Opgave 6 fortsat. Man ønsker at anvende stabilisering på converteren og sender effekten retur til akkumulatoren. Hvor mange vindinger skal n_4 have og hvilken diode kan anvendes.
- I stedet for at sende stabiliseringseffekten tilbage til batteriet, kunne man anvende en zenerdiode som spændingsreference. Vis på en tegning, hvordan dette kan gøres. Angiv eventuelle fordele og ulemper ved denne metode.



LEKTION
1210

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

12

9. Dimensioner en push-pull transformator koblet converter og find en egnet transistor, når følgende er givet:

$E = 12$ volt, $V_2 = 250$ volt, $W_2 = 35$ watt, $f = 150$ Hz,

$\eta = 80\%$, transformator kernens $A = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$ og

$B = 0,2$ Weber/ m^2 . Spænding til modstand 1 V.

1a, 2b, 3c, 4a, 5b, 6c, 7a og d.

Løsninger til øvelsesopgaver:

SPÆNDINGSFORSYNING II.

D.C. converter.

I den foregående lektion er teorien for D.C. convertere behandlet indgående. I det efterfølgende vil vi omtale to praktiske eksempler på noget større convertere.

1. 1000 volt.

Fig. 1 viser en D.C. converter til 1000 volt, der for eksempel kan anvendes i forbindelse

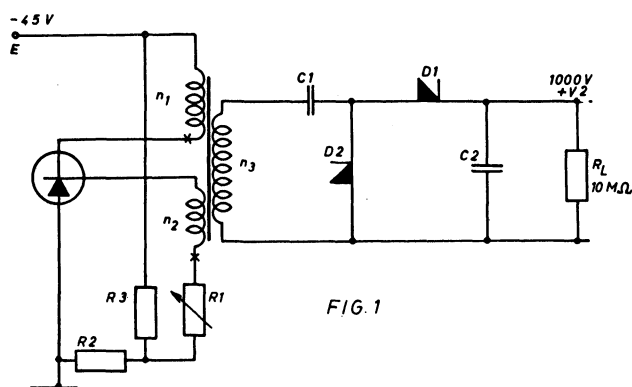


FIG. 1

se med et Geiger-Müller rør. Converteren arbejder efter "ringing choke" princippet og har denne types to arbejdsperioder. En af de væsentligste forskelle fra den tidligere nævnte converter er diodearrangementet på sekundærsiden. Udgangsspændingen er blevet fordoblet ved hjælp af dioderne D_1 og D_2 og kapaciteterne C_1 og C_2 . Systemet benævnes oftest som en diodepumpe. Virkemåden er følgende: Under den første periode, "on" perioden, oplades kapaciteten C_1 gennem dioden D_2 til spændingen V_t . Denne spænding er direkte af-

hængig af transformatorens omsætningsforhold.

$$V_t = E \frac{n_{\text{sek.}}}{n_{\text{prim.}}} = \frac{n_3}{n_1} \cdot E$$

Spændingens afhængighed af omsætningsforholdet er ligeledes en afgørende forskel fra det tidligere nævnte princip.

Under den anden periode, "off" perioden, begynder sekundærspændingen V_s at stige. Dioden D_2 ophører med at lede og strømmen går gennem C_1 og D_1 til C_2 . Magnetfeltets energi tilføres nu kapaciteten C_2 , og den totale udgangsspænding bliver

$$V_2 = V_t + V_s.$$

Da spændingerne V_t og V_s er fremstillet på væsentlig forskellige måder, behøver V_t ikke at være lig med V_s , og opstillingen er derfor ingen fordobler.

Spændingen over kapaciteten C_1 skal helst være nogenlunde konstant, hvilket opnås ved at gøre kapaciteten stor. Spændingen V_s er på samme måde som ved det almindelige kredsløb afhængig af belastningen, mens spændingen V_t er næsten uafhængig af belastningen. Den indre modstand er derfor mindre, end den ville være i en normal opstilling.

Er det nu nødvendigt at anvende denne diodepumpe for at opnå den højere spænding? Ja, det kan det være, idet antallet af vindinger på sekundærsiden ofte er begrænset af forskellige årsager. Dels kan det knibe med plads, og dels må viklingskapaciteten ikke blive for stor, da en stor viklingskapacitet vil nedsætte "skiftetiderne" (switch time), og derved give forøgede tab i transistoren.

De vigtigste data er:

$$E = 4,5 \text{ V}$$

$$V_2 = 1000 \text{ V}$$

$$I_C = 10 \text{ mA}$$

$$R_{ud} = 1 \text{ Mohm}$$

$$f = 2,5 \text{ kHz}$$

Transformator: Philips Ferroxcube kerne 2 X E type (F X 1239), ingen luftspalte.
Kernetværsnit = 36 mm^2 .

Primærvikling: 130 vdg. $0,20 \text{ mm}^{\circ}$

Basevikling: 30 vdg. $0,15 \text{ mm}^{\circ}$

Sekundærvikl.: 4000 vdg. $0,05 \text{ mm}^{\circ}$

$$\eta = 65 \%$$

2. 250 volt, 100 watt.

Fig. 2 viser en converter, der arbejder efter det transformatorokoblede princip, og som kan levere 100 watt med en batterispænding på 12 volt.

De vigtigste data er:

$$n_{11} = n_{12} = 18 \text{ vdg. } 1,5 \text{ mm}^{\circ}$$

$$n_{21} = n_{22} = 7 \text{ vdg. } 0,40 \text{ mm}^{\circ}$$

$$n_3 = 410 \text{ vdg. } 0,35 \text{ mm}^{\circ}$$

Transformator: J.S. type nr. 20 med jern af "Unidi" (grain oriented).

$$f = 800 \text{ Hz} \quad A = 4,3 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad B = 0,5 \text{ W/m}^2$$

$$\eta = 75 \% \quad I_{\text{sek}} = 0,4 \text{ A.}$$

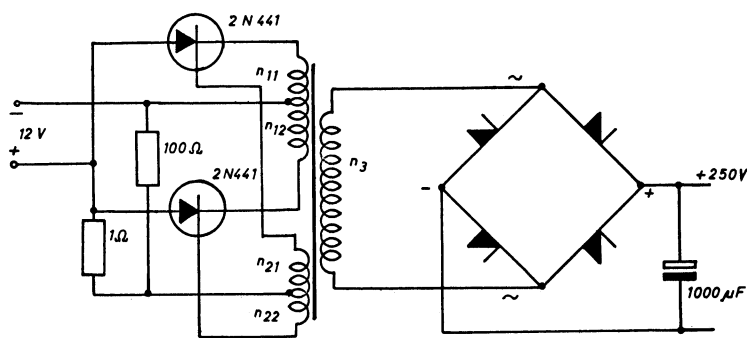


FIG. 2

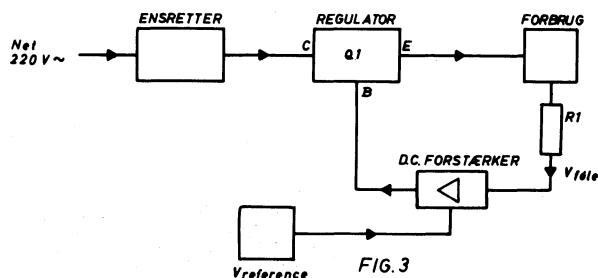
Ved denne opstilling må der sørges for en god varmeledning for transistorerne.

De to nævnte typer af convertere (fig. 1 og 2) kaldes også D.C. til D.C. convertere. Der er intet i vejen for at man kan have en D.C. til A.C. converter, der som oftest kaldes en inverter.

Stabiliseret spændingsforsyning.

Meget ofte kommer man ud for at skulle bruge en fast og stabil jævnspænding. Stilles der ikke store krav til den indre modstand og til ændringer i udgangsspændingen som følge af en ændring i netspændingen, kan man anvende en zenerdiode til stabilisering; men er kravene større, må man anvende transistorer.

På fig. 3 er vist et oversigtsdiagram eller blokdiagram af en stabiliseret spændingsforsyning. Fra nettet bliver der tilført ensretteren en vekselspænding, der transformeres ned og ensrettes. Jævnspændingen tilføres kollektoren på en transistor, til hvis emitter belastningen er koblet.



En spændingsdeler, der er forbundet over belastningsmodstanden, fører den reducerede udgangsspænding til en jævnspændingsforstærker. Udgangen på forstærkeren er ført til basis på regulatortransistoren Q_1 . Øger vi belastningsmodstanden, vil den strøm, vi aftager, falde og spændingen vil stige. Denne spændingsændring føres gennem modstanden R_1 til jævnspændingsforstærkerens indgang, hvor den forstærkes og derefter tilføres regulatortransistorens basis

i modfase med den oprindelige ændring. Herved øges spændingen over transistoren (emitter-kollektor), og spændingen på emitteren vil derfor falde og er da på denne måde søgt holdt konstant. Man kan populært sige, at den forstærkede spænding ændrer transistorens arbejds punkt, så den forventede spændingsændring optages over emitter og kollektor.

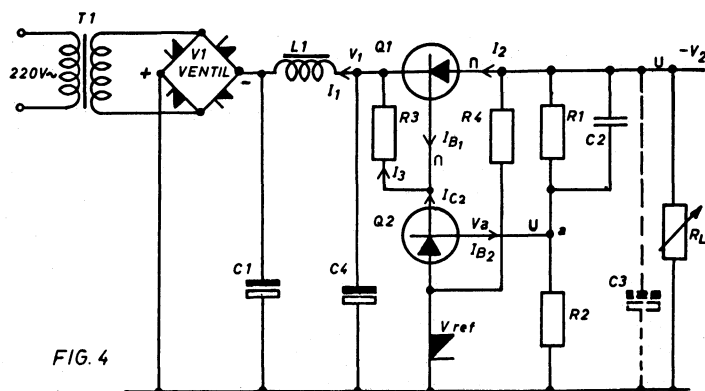


Fig. 4 viser en enkelt opstilling med to transistorer. Q_1 er serie- eller regulatortransistoren, og Q_2 er forstærkertransistoren. Modstandene R_1 og R_2 er spændingsdeleren og R_3 giver en forspænding til Q_1 , så man altid har en begyndelsesspænding på emitteren.

Dioden er en zenerdiode, der anvendes som spændingsreference. T_1 , C_1 , C_4 , L_1 og de 4 ensretterventiler er en almindelig brokoblet ensretter med filter. I punkt a

har vi en spænding, der er bestemt af R_1 i serie med R_2 . Denne spænding, V_a , sammenlignes med spændingen på emitteren af Q_2 , der er lig med V_{ref} . Af denne referencespændings stabilitet afhænger i meget høj grad udgangsspændingens stabilitet. Referencespændingen skulle derfor gerne holde sig meget konstant under alle temperaturforhold og under de ændringer, som kan forekomme i netspændingen.

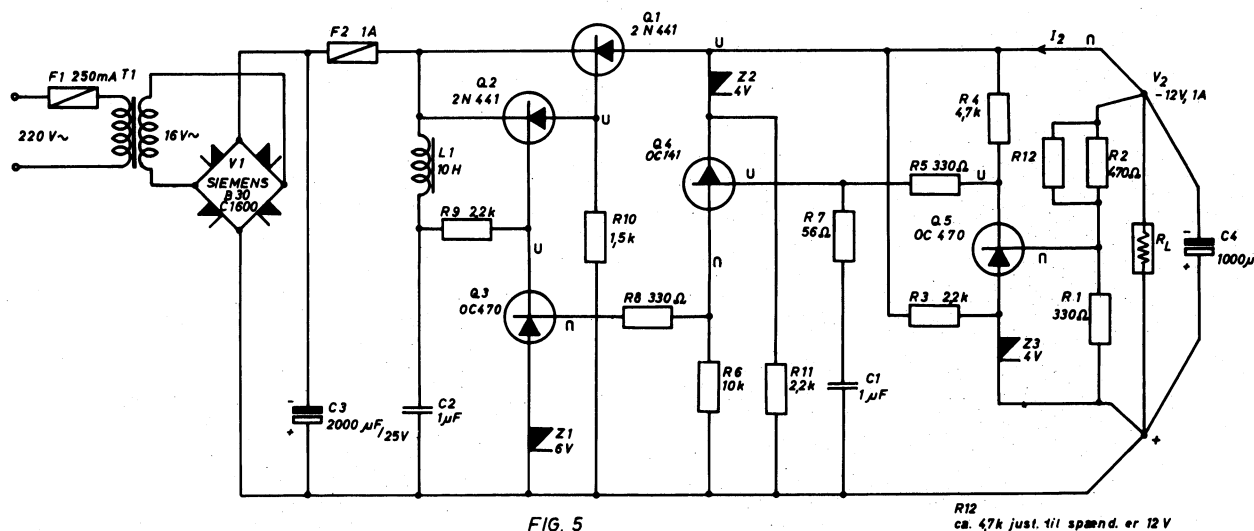
Falder spændingen over belastningsmodstanden, kendetegnet ved "U", falder spændingen V_a , og emitter-base spændingen mindskes. Denne formindskelse af Q_2 's styrespænding får kollektorstrømmen til at blive mindre og spændingen på Q_2 's kollektor og dermed på Q_1 's basis vil stige. Da Q_1 er koblet som emitterfølger, vil spændingen på emitteren stige, og dermed formindske det begyndende spændingsfald. På samme måde vil ensretterens brum føres via spændingsdeleren ind på basis, hvor det forstærkes og føres i modfase ind på basis af serietransistoren.

I nedenfor viste tabel er angivet måleresultater for stabilisatoren i fig. 4.

V_1 V	V_2 V	I_1 mA	I_2 mA	I_3 mA	I_{B1} mA	I_{B2} mA	I_{C2} mA
24,0	12	13	0	100	2,0	2,0	100
18,2	11,2	1000	1000	56	0,1	0,4	18

$$R_1 = \frac{\Delta V_2}{\Delta I_2} = \frac{0,80}{1} = 0,8 \text{ ohm}$$

Brumspændingen på kollektor af $Q_1 = 0,5 \text{ Vpp}$ (peak to peak ~ spidsværdi) reduceres til 0,05 V på emitter.



I fig. 5 er der vist en større og forbedret udgave af opstillingen i fig. 4, men princippet er det samme. Vi har transformator T_1 , ventilen V_1 og kapaciteten C_3 , der danner en almindelig brokoblet ensretter uden L-C filter. Referencedioden, Z_3 , giver 4 V, og spændingsdeleeren består af $R_2 \parallel R_{12}$ i serie med R_1 . Forøges R_L , falder strømmen I_2 , og spændingen V_2 vil stige, kendetegnet med "n". Denne spændingsændring føres ind på basis af Q_5 og forstærkes med skiftende faser i transistorerne Q_5 , Q_4 , Q_3 og Q_2 for at blive ført til basis på serietransistoren Q_1 . Denne transistor er ligesom før koblet i J.C., og fasen af spændingen på indgang og udgang er ens. Da basisspændingen falder, vil emitterspændingen ligeledes falde (på grund af spændingsstigningen over transistoren) og vil således søge at udligne den oprindelige spændingsforøgelse.

Modstandene R_3 og R_{11} sørger for at zenerdioderne Z_3 og Z_2 altid har en passende strøm. Modstandene R_4 , R_6 og R_9 virker som belastningsmodstande for de respektive transistorer. Modstandene R_5 og R_8 skal ved kortslutning og ved pludselige spændingsstød begrænse strømmen i transistorernes basis.

Spolen L_1 og kapaciteten C_2 filtrerer den til forstærkeren tilførte jævnspænding. På diagrammet er alle ledninger i udgangen ført direkte til to punkter. Dette er meget vigtigt, da man på denne måde kan ophæve ledningsmodstanden helt ind til belastningen. Det vil derfor være i disse punkter, at alle målinger skal foretages, og forbruget tilsluttes. Ledningerne fra emitteren og til punktet kan være op til to meter lange.

Nedenfor er nogle af de vigtigste måleresultater angivet.

R_1 ved jævnspænding: 3 m Ω

R_1 ved 50 Hz: 20 m Ω

I_2 : 1 A

Brumspænding: 0,5 mVpp

Ændring i V_2 på grund af $\pm 10\%$ ændring af netspænding: ± 1 mV.

Stabiliseret strømforsyning.

I nogle tilfælde ønsker man en konstant strømgenerator i stedet for en konstant spændingsgenerator. Man kan hertil anvende diagrammet i fig. 6, der består af en krafttransistor og en

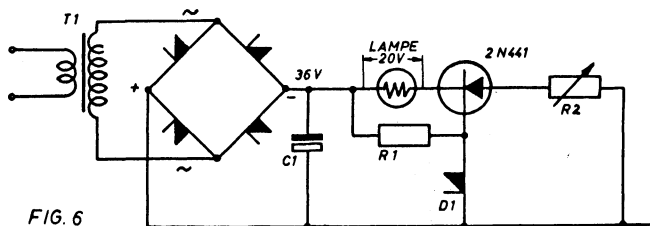


FIG. 6

zenerdiode. Modstanden R_1 giver zenerdioden en nødvendig forspænding eller forstrøm. Modstanden R_2 regulerer strømmen i kredsløbet. Hvis strømmen, for eksempel som følge af en netspændingsvariation, får en stigende tendens, forøges spændingsfaldet over modstanden R_2 . I det spændingen over zenerdioden kan anses for

værende konstant, vil den forøgede strøm derved bevirke lavere emitter-basispænding og dermed lavere basisstrøm. Dette resulterer i en nedsættelse af kollektorstrømmen og dermed den regulerede strøm, som således forbliver næsten konstant.

Styret ensretter.

Den styrede ensretter, der også hører hjemme blandt gruppen af halvledere, er endnu ret ny; men man venter sig meget af den. Den består af 4 lag krystaller, P-N-P-N, som det er vist i fig. 7a, og de kan sammenlignes med to sammenkoblede transistorer, fig. 7b.

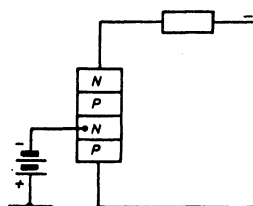


FIG. 7a

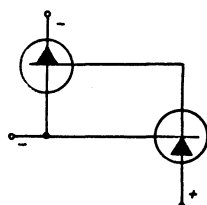


FIG. 7b

Fig. 8 viser karakteristikken for den styrede ensretter. Strømmen er afsat lodret og spændingen vandret. Øges kollektorstrømmen over en bestemt tærskelværdi eller induceres en ladning i basis, øges strømmen gennem ensretteren. Dette giver anledning til en slags nedbrydning i ensretteren, hvorved strømmen øges yderligere, og denne vekselvirkning fortsætter indtil ensretteren tænder.

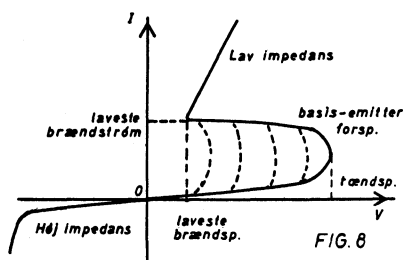


FIG. 8

Fordelen ved at bruge en styret ensretter i stedet for en transistorer, at tændspændingen ligger på en bestemt værdi. Under denne spænding sker der intet, men over den er ensretteren ledende. En anden fordel er, at man kan lede meget store strømme med et ringe spændingsfald i ensretteren.

Ensretteren slukkes ved at afbryde strømmen, den kan ikke slukkes med en impuls på basis. I lederetningen er modstanden meget lille, mens modstanden i spærretetning er meget høj.

Den styrede ensretter kan anvendes inden for relæteknikken, idet man med en lille spænding kan få et kraftigt relæ til at trække.

Solbatteri.

Den elektriske energi er et uundværligt led i det moderne samfund, og overalt på jorden fremstilles der uhyre energimængder på forskellig vis ved konventionelle metoder. Videnskaben har i mange år arbejdet på at finde frem til metoder til direkte omformning af varme- eller lysenergi til elektrisk energi. Man har i dag flere muligheder; men der er endnu store mangler, og virkningsgraden er ringe. Tørelementer er et eksempel på omsætningen af kemisk bundet energi til elektrisk energi. Mindre benyttet er den termoelektriske energiomsætning, der da også hovedsagelig anvendes inden for måleteknikken til temperaturmåling.

En tredje mulighed er omsætningen fra strålings- og solenergi til elektrisk energi, som har været kendt i mange år, idet E. Becquerel i 1839 opdagede den fotoelektriske effekt i en elektrolytisk opløsning. Omkring 40 år senere i 1876 blev de første fotoceller bygget med selenium som grundmateriale af W.G. Adams og R.E. Day. I dag, det vil sige fra omkring 1954, er man dog mere og mere gået over til at anvende silicium.

Et solbatteri er opbygget af et p-type og et n-type siliciumkrystal, der er sat sammen og danner en junction, se fig. 9. Dersom dette krystal hverken bliver udsat for varme eller lys, bevæger elektronerne og hullerne sig meget langsomt, og der indtræder snart en tilstand med ligevægt. Men belyser man den ene side af junction, for eksempel n-type siden, vil elektronerne begynde at vandre, og der vil opstå en spænding over krystallet. Denne fotoelektriske effekt skyldes, at lyset (lyskvanterne) frigør elektroner i krystallets indre. Forbindes de to typer med en modstand, vil der løbe en strøm i kredsløbet, som er direkte proportional med lysstrømmen for lys af en bestemt farve (bølgelængde) eller farvesammensætning.

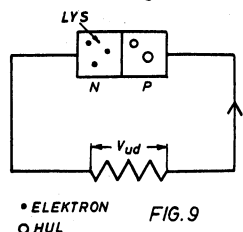


FIG. 9

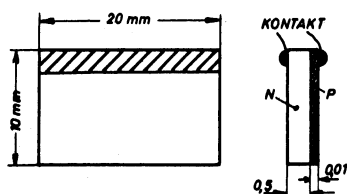


FIG. 10

Fig. 10 viser en almindelig solcelle, der kan anvendes enkeltvis eller sammenbygget til et helt element. En celle kan fremstilles på følgende måde:

Bor, som er et trivalent stof, anbringes i en ovn med silicium af n-type ved en temperatur på 1100°C i ca. 20 min. Herved diffunderer der bor ind i siliciumet, og man har da fået en p-n-overgang med et p-lag, der kun er nogle få μ tykt. Ledninger loddes derefter på både p- og n-typen.

Ved stuetemperatur har cellen følgende data (25°C):

Effektivt areal:	$1,8 \text{ cm}^2$
Lysmængde:	82 mW/cm^2
Virkningsgrad:	9 %
Tomgangsspænding:	$0,53 \text{ V}$
Kortslutningsstrøm:	36 mA
Optimal belastningsmodstand:	$11 \pm 1 \text{ ohm}$

Alle disse værdier varierer med lysstyrken.

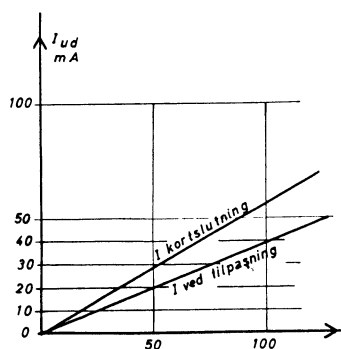


FIG. 11

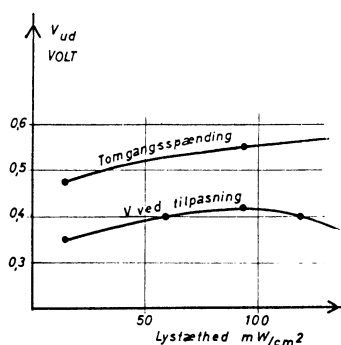


FIG. 12

Fig. 11 viser en kurve over strømmen som funktion af lysintensiteten ($I_{ud} = f(\text{lys})$) og fig. 12 en kurve over udgangsspændingen som funktion af lysintensiteten ($V_{ud} = f(\text{lys})$). Det kan nævnes, at udgangseffekten falder ligefrem proportionalt med stigende temperatur.

Solbatteriet anvendes til mangfoldige formål i forbindelse med transistor kredsløb. For eksempel som strømforsyning til telefonforstærkere i tyndt befolkede områder med megen sol, til strømforsyninger i både russiske og amerikanske satellitter og som drivkraft til elektriske biler. Ja, det sidste er endnu kun et forsøg; men en dag er det måske en realitet. Der er konstrueret en forsøgsbil, som anvender verdens største solelement bestående af 10000 enkelte celler. Verdens næststørste element med 9400 celler anvendes i en amerikansk satellit, som i over 1½ år har sendt radiosignaler til jorden.

Fototransistor.

Nært beslægtet med solbatteriet er fotodioden og fototransistoren. Vi vil først betragte fotodioden, som består af et p-type og et n-type silicium- eller germaniumkrystal, der er smeltet sammen. På grund af forskelle i de anvendte urenheder og deres antal, samt udformningen af de enkelte dele er der forskel på solbatteriet og fotodiodens afleverede effekt. Fotodioden benyttes derfor på en anden måde, se fig. 13, hvor vi har forbundet en modstand og et batteri i serie med en fotodiode i spærretretning. Batterieret

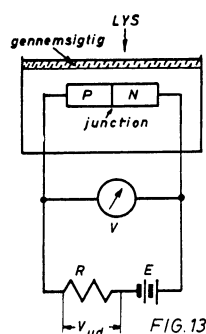


FIG. 13

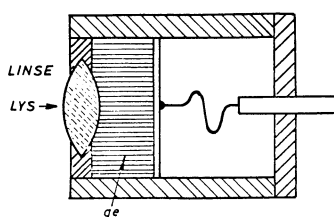


FIG. 14

er anbragt for at levere en nødvendig hjælpestrøm.

Er alt lys lukket ude, løber der kun en ringe strøm, diodens normale lækstrøm; men dersom dioden belyses, vil denne lækstrøm stige, da spærremodstanden nedbrydes. Spændingen stiger over modstanden R, da strømmen gennem denne stiger, og det er denne ændring af spændingen over R, som for eksempel kan udnyttes til styring af et relæ.

Fig. 14 viser en anden udformning af en fotodiode. Spændingsændringen er dog lille og må som oftest forstærkes, inden den kan udnyttes i et kredsløb. Det ville derfor være naturligt at prøve om man kan udnytte en p-n-overgang i en transistor og på denne måde få diodens svage signal forstærket. Dette er også prøvet, og fig. 15 viser en almindelig transistor, hvor man får den største fotovirkning ved at belyse emitter-base kry-

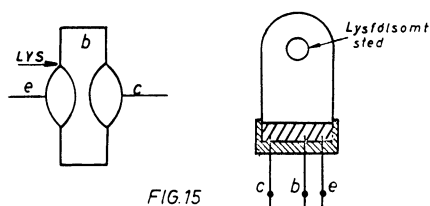


FIG. 15

stallet. Foruden lyset afhænger lækstrømmen også af varme og man må derfor være meget opmærksom på eventuelle ændringer i omgivelsestemperaturen ved konstruktion af lysfølsomme instrumenter.

En meget anvendt fototransistor er Philips OCP 71, som har følgende data ved 25 °C:

Mørkestrøm ($V_C = +10\text{ V}$) $I_{CO}' < 300\text{ }\mu\text{A}$

$V_C \text{ max:}$ 25 V

$I_C \text{ max:}$ 10 mA

$W_C \text{ max:}$ 75 mW

Afskæringsfrekvensen for moduleret lys: 3 kHz.

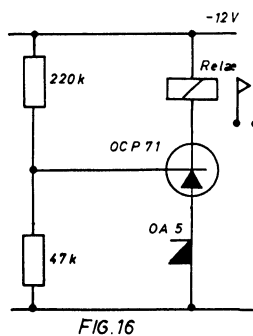


FIG. 16

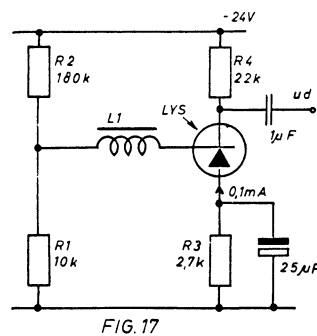


FIG. 17

Fig. 16 viser fototransistoren anvendt til styring af et relæ. Dioden, der er anbragt i emitteren, giver emitteren en ganske lille negativ forspænding, så mørkestrømmen bliver ubetydelig. I det øjeblik, transistoren belyses, vil den trække strøm, og relæet vil da trække.

Fig. 17 viser en opstilling, hvor det modtagne lys er moduleret, for eksempel i forbindelse med en talefilm. R_1 , R_2 , R_3 stabiliserer arbejds punktet over for temperaturvariation og R_4 er belastningen. Det modulerede lys omdannes til et moduleret elektrisk signal, som kan forstærkes yderligere.

Spændingskilde ved direkte udnyttelse af kerneenergi.

En opdagelse, der er nær knyttet til fotocellen, er anvendelsen af en siliciumcelle til omformning af kerneenergi direkte til elektrisk energi. Erstatte man lysets energi med en radioaktiv kilde, opnår man den samme virkning, som omtalt under solbatteriet.

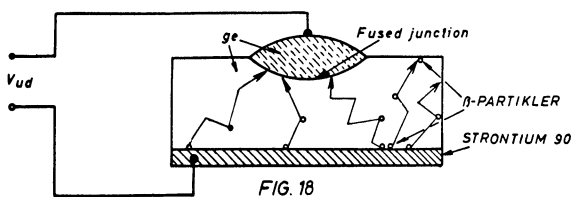


FIG. 18

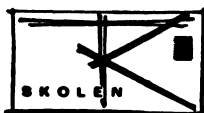
Fig. 18 viser en "radioaktiv omformer". Bag på et lag silicium er anbragt en belægning af Strontium 90, der udsender β -partikler med et energiniveau på 1,5 MeV og som har en halveringstid på 28 år. β -partiklerne frigør elektroner i krystallets indre. Udnyttelsen og udviklingen af denne celle er endnu i sin vorden; men man nærer store forventninger til opdagelsen.

Virkningsgraden ligger i øjeblikket kun på 1-5 %.



Øvelsesopgaver.

1. Hvilke faktorer begrænser størrelsen af sekundærspændingen, når der ikke anvendes fordobling.
 - a) Diodens gennemslagsspænding
 - b) Viklingskapaciteten
 - c) Viklerum
 - d) Trådens tykkelse
 - e) Transistorens max. kollektorspænding
 - f) Batterispænding.
2. Er opstillingen i fig. 1 altid en spændingsfordobler
 - a) ja b) nej.
3. Er den indre modstand
 - a) større b) mindre c) den sammefor en converter, der arbejder efter princippet i fig. 1 end for en converter, der arbejder efter ringing choke princippet.
4. Hvad kaldes selve ensretterkoblingen i fig. 4.
5. Er brumfrekvensen for brummet på jævnspændingssiden
 - a) 50 Hz b) 100 Hz.
6. I hvilken kobling er spændingen på base og emitter i fase.
 - a) J.E. b) J.B. c) J.C.
7. Hvornår og af hvem blev den fotoelektriske effekt opdaget.
8. Hvilket stof anvendes fortrinsvis ved fremstillingen af solceller.
 - a) silicium b) germanium c) selen.
9. Hvor mange μ går der på en cm.



Indsendelsesopgaver.

1. Hvad skal man gøre for at opnå en høj sekundærspænding i en D.C. transistor converter.
2. Converteren i fig. 2.
 - a) Beregn batteristrømmen ved fuld udstyring (100 W).
 - b) Beregn det samlede tab. $\frac{2}{3}$ af dette tab afsættes i de to transistorer.
 - c) Hvor megen effekt afsættes (tabes) i den enkelte transistor.
 - d) Hvor høj bliver junction temperaturen, når det samlede TR udgør 4°C/W og stuetemperaturen er 25°C .
3. Batteri A har en tomgangsspænding på 12 volt og en indre modstand på 1 ohm.
Batteri B har en tomgangsspænding på 12 volt og en indre modstand på 10 ohm.
 - a) Hvad betyder den indre modstand for spændingskilden.
 - b) Beregn for både batteri A og B ved en belastning på 1 A udgangsspændingen (klemspændingen) og den i elementet afsatte effekt. Beregn endvidere kortslutningsstrømmen.
4. Dersom transistoren Q_4 i fig. 5 kører i bund ($V_{CE} = 0,1 \text{ V}$) på grund af et strømstød, hvor stor strøm vil der da kunne løbe i
 - a) Z_1 b) Z_2 c) R_8
 - d) Hvis modstanden R_8 blev fjernet, hvor stor ville strømmen da være i Z_1 og Z_2 .

Der ses bort fra kollektorstrømmen fra Q_3 og basisstrømmen fra Q_1 .
5. Hvilken forskel er der på den indre modstand i en konstant strømgenerator og en konstant spændingsgenerator.
6. Inden for rørteknikken findes der en type af rør, der minder om den styrede ensretter, hvilke.
7. Hvor mange former for omsætning fra én energiform til elektrisk energi kender De.
8. I fig. 10 er der vist en solcelle. Find af de opgivne data den indre modstand i cellen.



LEKTION
1208

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

13

9. Tegn et relækredsløb med en fotodiode, en transistor og et relæ, batterispændingen er 12 V. De behøver ikke at beregne de anvendte modstande nøjagtigt, kun den omtrentlige værdi.
10. Under omtalen af fig. 5 står der, at modstandene R_3 og R_{11} sørger for at zenerdioden får en passende strøm, se kurve for zenerdioder. Hvad menes med en passende strøm.

Besvarelse af øvelsesopgaver:

1b, 1c, 1e. 2b. 3b. 4. Gratz- eller brokobling. 5b. 6a, b, c.
7. I 1839 af H. Becquerel. 8a. 9. 10000.

Impulskredsløb med transistorer.

Multivibratorer.

Som nævnt i tidligere lektioner er transistoren velegnet i "switch"-kredsløb, det vil sige i kredsløb, hvor transistoren skiftevis er ledende og ikke-ledende. D.C. converteren er en form for multivibrator og anvendes til omsætning af spænding. I denne lektion vil vi behandle former for multivibratorer, der anvendes inden for impulsteknik, i regnemaskiner og tællekredsløb. Man skelner i princippet mellem 3 forskellige typer af multivibratorer.

1. den astabile multivibrator
2. den monostabile multivibrator
3. den bistabile multivibrator.

En multivibrator er i de fleste tilfælde opbygget af to transistorer, hvoraf den ene er ledende, on-position, og den anden er ikke-ledende, off-position.

Dersom de to transistorer skiftes til at være ledende og ikke-ledende uden påvirkning af impulser udefra, er opstillingen en astabil multivibrator.

I en monostabil multivibrator er opstillingen kun stabil i den ene stilling. Det kan for eksempel være Q_1 , der er ledende (Q_2 er ikke-ledende). Dersom man nu tilføjer opstillingen en impuls udefra, vil Q_1 blive ikke-ledende, og Q_2 bliver ledende. Efter et bestemt tidsinterval skifter transistorerne tilbage; Q_1 er ledende og Q_2 ikke-ledende. Den tredje type, den bistabile multivibrator, har, som navnet siger, to stabile stillinger. Ved hjælp af en impuls udefra skifter transistorerne, hvorefter de bliver i den ny stilling, indtil en ny impuls får dem til at skifte igen. De vil ofte se navnet flip-flop anvendt om denne type.

I det følgende vil de tre typers opbygning og anvendelse blive nærmere omtalt.

1. den astabile multivibrator.

Denne multivibrator har som nævnt ingen stabile tilstande. Den skifter uafhængig af ydre indflydelse i en bestemt takt og kan derfor for eksempel anvendes som takt giver i blinkanlæg.

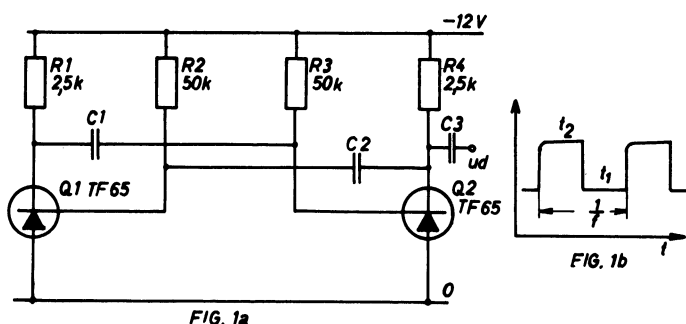


Fig. 1 viser en astabil multivibrator med to transistorer, Q_1 og Q_2 . Hvis vi antager, at Q_1 netop er blevet ledende, ved vi, at spændingen på kollektoren er gået mod plus. Den positive spændingsændring bliver gennem kapaciteten C_1 overført til basis på Q_2 , og spændingen på basis og emitter vil nærme sig hinanden. Dette medfører, at strømmen i Q_2 ophører, transistoren er ikke ledende.

Kondensatoren C_1 aflades gennem R_3 , og så snart C_1 har skiftet polaritet, kommer der en negativ spænding på basis af Q_2 , som vil blive ledende. Strømmen I_{C2} vil stige, og spændingen $V_{C(Q2)}$ vil gå mod plus. Den positive spændingsændring overføres til basis på Q_1 , der vil be-

gynde at trække mindre strøm, altså gå mod ikke-ledende stilling. C_2 aflades gennem R_2 , og når C_2 har skiftet polaritet, kommer der en negativ spænding på basis af Q_1 , som atter bliver ledende. På denne måde arbejder opstillingen videre, indtil spændingen bliver afbrudt.

Fig. 1b viser et billede af spændingskurven på kollektoren af Q_2 . Tiden t_1 bestemmes af følgende formel:

$$t_1 = 0,7 \cdot R_3 \cdot C_1,$$

og tiden t_2 bestemmes på lignende måde af:

$$t_2 = 0,7 \cdot R_2 \cdot C_2.$$

Den nødvendige basisstrøm til udstyring af transistorerne går gennem modstandene R_2 og R_3 . Ved dimensionering kan følgende erfaringsfaktor anvendes:

$$R_2 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot \beta_1$$

eller

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_4 \cdot \beta_2.$$

De anvendte transistorer er lavfrekvenstransistorer af fabrikat Siemens og svarer nærmest til Philips OC 71.

2. den monostabile multivibrator.

Anvendelsesområdet for en monostabil multivibrator ligger hovedsageligt inden for impulstechnik, hvor den anvendes til impulsformer. Endvidere anvendes den ofte som automatisk tidudløser og kan for eksempel anvendes som tidsgiver til forstørrelsesapparater og trappeautomater. Forsinkelsen kan andrage fra 1 msec til $\frac{1}{2}$ time. Fig. 2 viser en monostabil multivibrator, hvor der benyttes Siemens transistorer.

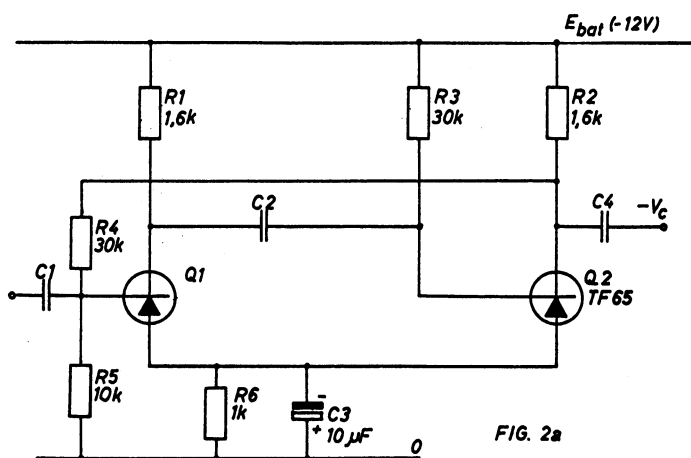


FIG. 2a

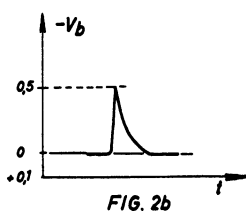


FIG. 2b

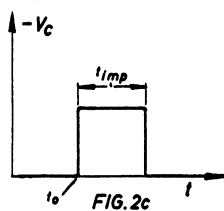


FIG. 2c

I den stabile tilstand er Q_2 ledende, da R_3 sørger for en negativ spænding på basis. Q_1 er ikke-ledende. Det meste af batterispændingen ligger over R_2 . Det vil sige, at basisspændingen på Q_1 , i forhold til emitter, er lille, og der løber ingen strøm i kollektoren. Basisspændingen på Q_1 skal helst ligge mellem 0,1 og 0,5 V positiv i forhold til emitter.

Til basis af Q_1 føres en kort negativ impuls, som vist på fig. 2b. Denne impuls giver anledning til en strøm i kollektoren på Q_1 , hvad der medfører et spændingsfald over R_1 . Den positive ændring føres via C_2 ind på basis af Q_2 , og $I_{C(Q_2)}$ falder, mens $V_{C(Q_2)}$ stiger. Over R_4 føres denne negative spændingsændring ind på basis af Q_1 , og den vil holde kollektorstrømmen $I_{C(Q_1)}$ igang, eventuelt få den til at sti-

ge. Men C_2 udlades gennem R_3 , og så snart basis på Q_2 igen bliver negativ, vil der gå en strøm i kollektoren på Q_2 . Spændingen $V_{C(Q_2)}$ vil falde, og denne ændring føres via R_4 til basis på Q_1 , som derved får en positiv basisspænding, Q_1 er ikke-ledende, og opstillingen er atter i den stabile tilstand.

Tiden fra impulsens ankomst, og til opstillingen svinger tilbage, bestemmes af R_3 og C_2 , og impulsbredden bestemmes derfor af:

$$t_{\text{imp}} = 0,7 \cdot R_3 \cdot C_2.$$

3. den bistabile multivibrator.

Denne multivibrator er den oftest anvendte type, og den forekommer i mange forskellige udgaver. Princippet i dem alle er ens, opstillingen har to stabile stillinger og skifter kun stilling, når der ankommer en impuls udefra.

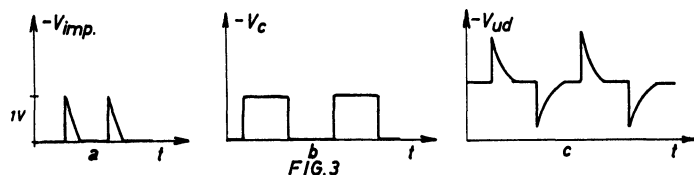
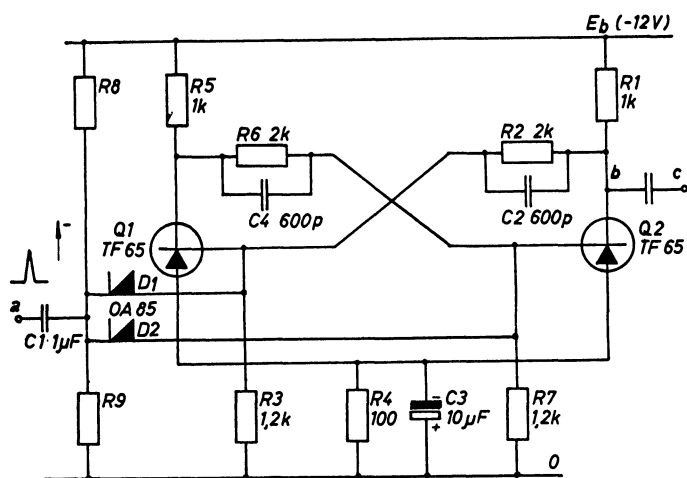


Fig. 3 viser en bistabil multivibrator.

Det antages, at Q_1 er ledende og Q_2 ikke-ledende. Indgangen tilføres nu en negativ impuls, som går gennem dioderne D_1 og D_2 til basis på Q_1 og Q_2 . Da Q_1 er ledende, vil en negativ spænding på dennes basis intet betyde eller i hvert fald kun medføre en lille forøgelse af kollektorstrømmen.

Derimod vil den negative impuls få en strøm til at løbe i basis på Q_2 og giver anledning til en strøm i kollektor. $V_{C(Q_2)}$ falder, og denne positive ændring føres via $R_2 - C_2$ til den negative basis på Q_1 , hvorved $I_{C(Q_1)}$ falder, og $V_{C(Q_1)}$ stiger. Gennem $C_4 - R_6$ overføres den negative spændingsændring til basis på Q_2 . $I_{C(Q_2)}$ stiger, og $V_{C(Q_2)}$ falder. Hele opstillingen er i en ustabil tilstand, indtil Q_2 trækker den fulde strøm, og Q_1 er blevet ikke-ledende.

Impulsen, som startede det hele, må ikke være for lang og skal i hvert fald være mindre end skiftetiden. Skal multivibratoren anvendes ved frekvenser indtil ca. 10 kHz, er dimensioneringen ikke så vanskelig; men over denne frekvens er det vanskeligere.

Spændingen på emitteren af Q_1 og Q_2 skal være mellem 0,5 og 1 V, måske endda op til 2 V, og kapaciteten C_3 skal holde emitterspændingen konstant under skifteperioden. Tidskonstanten $R_4 - C_3$ skal være større end skiftetiden, og indgangsimpulsen skal være 10-20% større end spændingen over R_4 .

C_2 og C_4 forøger skiftehastigheden, idet spændingsændringen overføres øjeblikkelig. R_3 og R_7 skal lægge den ikke-ledende transistors basis på stel, hvorved den får en positiv spænding i forhold til emitteren.

I opstillinger, der kan udsættes for temperaturer over 30 °C, har man meget ofte en selvstændig positiv spænding til R_3 og R_7 . R_5 og R_6 bestemmes af:

$$\frac{V_{\text{bat}} - V_{\text{EO}}}{R_5 + R_6} \approx \frac{I_C}{\beta}$$

$$R_5 + R_6 \leq \frac{(V_{\text{bat}} - V_{\text{EO}}) \cdot \beta}{I_C}$$

Dioderne D_1 og D_2 bevirker, at der kun kommer negative impulser ind på opstillingen, da der intet er i vejen for at en positiv impuls kan få opstillingen til at skifte. C_1 spærrer for D.C. og differentierer samtidig sammen med $R_8 \parallel R_9$ impulsen.

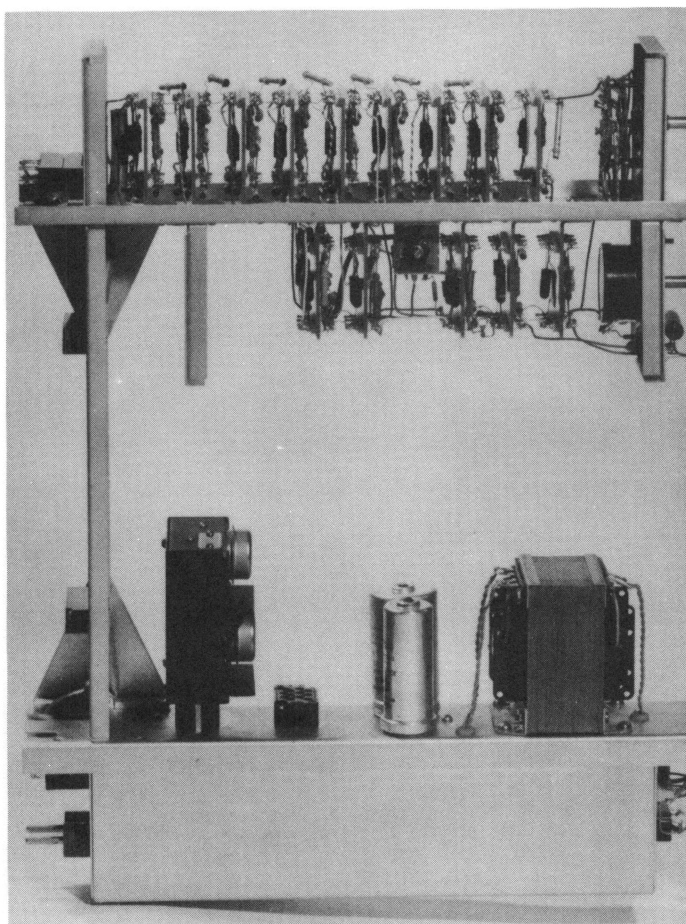


Fig. 4a

Fig. 4a viser et panel bestående af 8 binære tællere med en stabiliseret 12 volts spændingsforsyning. Spændingsforsyningen svarer til diagrammet vist i fig. 5, lektion 1208, og de to transistorer, der ses på billedet, er Delco's type 2 N 441. Fig. 4b viser de binære tællere i nærbillede. De anvendte transistorer er Philips OC 44, og dioderne er Philips OA 85. De enkelte enheder er monteret på vinkelplader, som er skruet fast på hver side af chassiset. Den øverste række viser foruden et impulsdannende kredsløb de 8 binære enheder. På vinkelpladerne under chassiset er monteret forskellige hjælpe kredsløb.

Tællekredsløb.

Som nævnt anvendes den bistabile multivibrator i meget høj grad i tællekredsløb. I fig. 5 er vist opbygningen af en binær tæller, der tæller efter to-talsystemet.

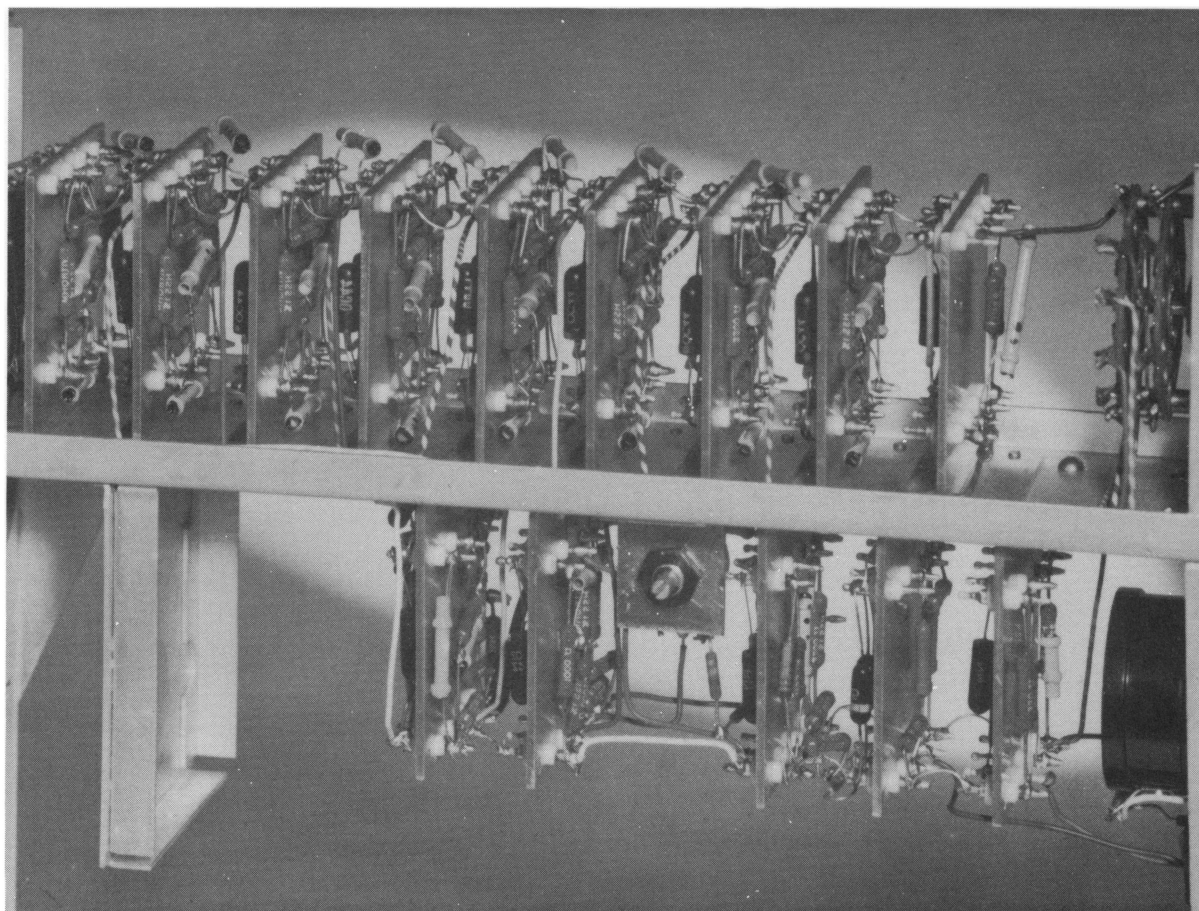
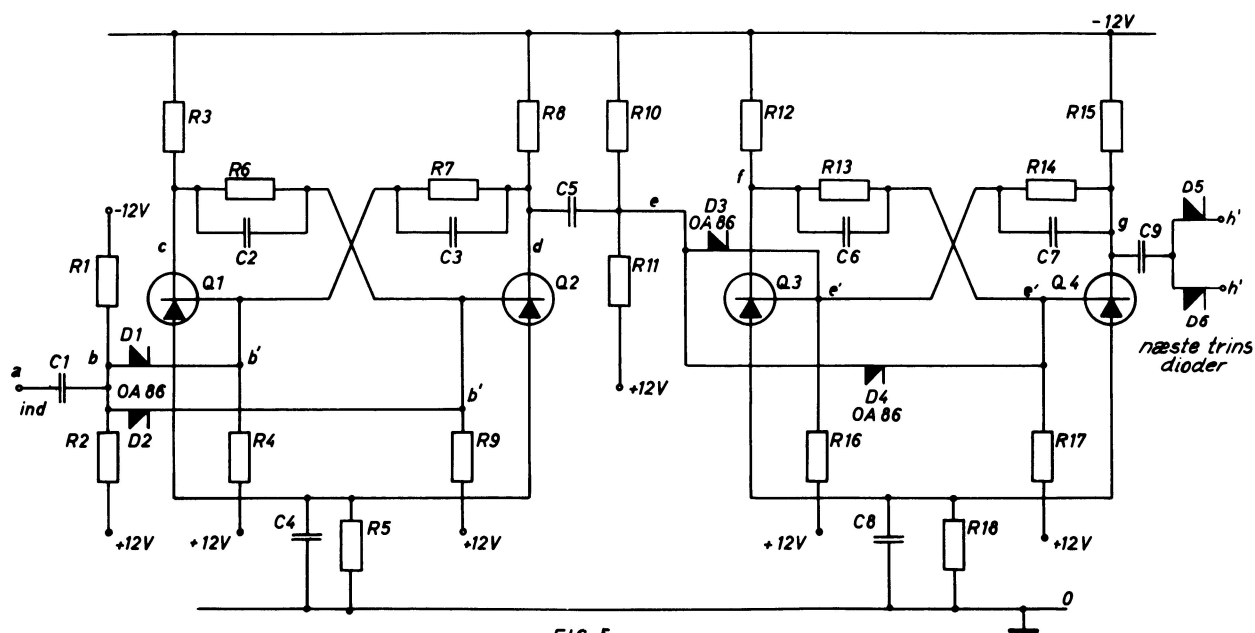
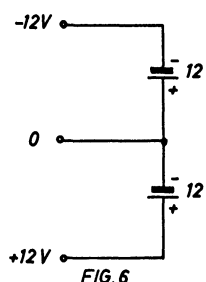


Fig. 4b



To-talsystemet er, som navnet siger, et talsystem, hvor alle tal udtrykkes ved kombineret af to tal, som oftest 0 og 1. Disse tal kan udtrykkes ved en transistor, et rør eller et relæ, der alle har to stillinger, lukket og åben.

I fig. 5 styres hver multivibrator af en positiv impuls. En positiv impuls giver basis på den ledende transistor en sådan spænding, at basis bliver mere positiv end emitter, det vil sige, at transistoren bliver ikke-ledende, og en negativ spændingsændring føres over til den ikke-ledende transistor, som bliver ledende. R_4 , R_9 , R_{16} , R_{17} er ført til en særskilt positiv spænding. Opstillingen anvender således to spændingsforsyninger, som vist i fig. 6.



Indgangen tilføres en række positive impulser, som man ønsker at tælle. Impulsernes udseende gennem tælleren fremgår af tabel 1, der dels viser impulserne på forskellige steder i opstillingen og dels transistorernes positioner. Når der i rubrikken står "0", viser det, at transistoren er ikke-ledende, mens "1" angiver, at den er ledende. Pkt. d og g er vist to gange. Det ene billede viser, om transistoren er ledende eller ikke-ledende, og det andet viser spændingsimpulsen på kollektor. En impuls regnes for positiv, når den løber oppe fra og ned (U).

Den første vandrette række angiver udgangsstillingen, og anden række viser virkningen af den første impuls. Q_1 bliver on, Q_2 off og på Q_2 's kol-

Tabel 1

	a	b	b'	c	d	d	e	e'	f	g	g	h	h'
0	-	-	-	0	1	-	-	-	0	1	-	-	-
1				1	0			-	0	1	-	-	-
2				0	1				1	0			-
3				1	0			-	1	0	-	-	-
4				0	1				0	1			

lektor kommer en negativ impuls, som bliver differentieret og ført til C_1 , hvor den stoppes af D_3 og D_4 . Q_3 og Q_4 forbliver som før, off og on.

Den anden række viser den anden impuls. Q_1 og Q_2 skifter, så Q_1 er off og Q_2 on. På Q_2 's kollektor kommer en positiv impuls, som føres via D_1 og D_4 til e' , hvorefter Q_3 og Q_4 skifter, så Q_3 bliver on og Q_4 off. På Q_4 's kollektor kommer en negativ impuls, som føres til pkt. h, hvor den stoppes af de to dioder.

Den tredje impuls bevirker en negativ impuls i pkt. e, Q_3 og Q_4 forbliver on og off. Den fjerde impuls resulterer i en positiv impuls i pkt. h'.

På en anden måde - hvis man tæller impulserne sammen i pkt. a, får man 4 impulser, i pkt. e 2 impulser og i pkt. h' 1 impuls. Det vil sige, at vi har delt med 4, 2 gange for hver multivibrator. Sådan kunne man fortsætte delingen ved tilføjelse af flere multivibratorer. For hver multivibrator deler man med to. Efter den sidste multivibrator føres impulserne ind på

en eller anden ciffertæller, hvorefter det aflæste resultat skal "oversættes" til ti-talsystemet, enten ved håndkraft eller maskine. På grund af besværligheden med "oversættelsen", har man derfor ved hjælp af en tilbagekobling fået 4 multivibratorer til at tælle efter ti-talsystemet. Opstillingen er skitseret i et principdiagram i fig. 7, og fig. 8 viser hele

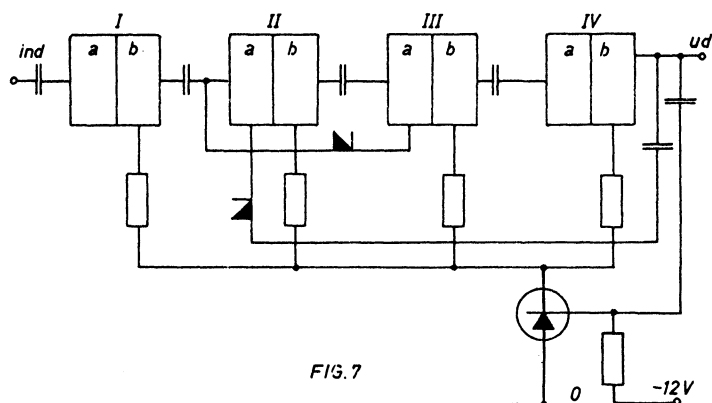


FIG. 7

opstillingen. Tabel 2 viser som før impulserne i opstillingen og transistorernes positioner. "0" angiver udgangsstillingen (i første søjle). I de første 5 rækker skifter transistorerne på sædvanlig måde; men når De kommer til 6. række, må De passe på. Først skifter I og giver en impuls til II; men samtidig sendes en positiv impuls fra Ib til IIIa og

Tabel 2

Nr.	I		II		III		IV	
	a	b	a	b	a	b	a	b
0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1	0	1
3	1	0	1	0	0	1	0	1
4	0	1	0	1	1	0	0	1
5	1	0	0	1	1	0	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	1	0	1	0	0	1	1	0
8	0	1	0	1	1	0	1	0
9	1	0	0	1	1	0	1	0
0'	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1

0 = ikke ledende
1 = ledende

Når b skifter fra 0-1 giver det en positiv impuls til næste trin.

får også denne til at skifte. 7, 8, og 9 skifter normalt; men ved skiftning fra 9 til 0 sker der flere ting. For bedre at kunne overse fremgangsmåden er der mellem 9 og begyndelsesstil-

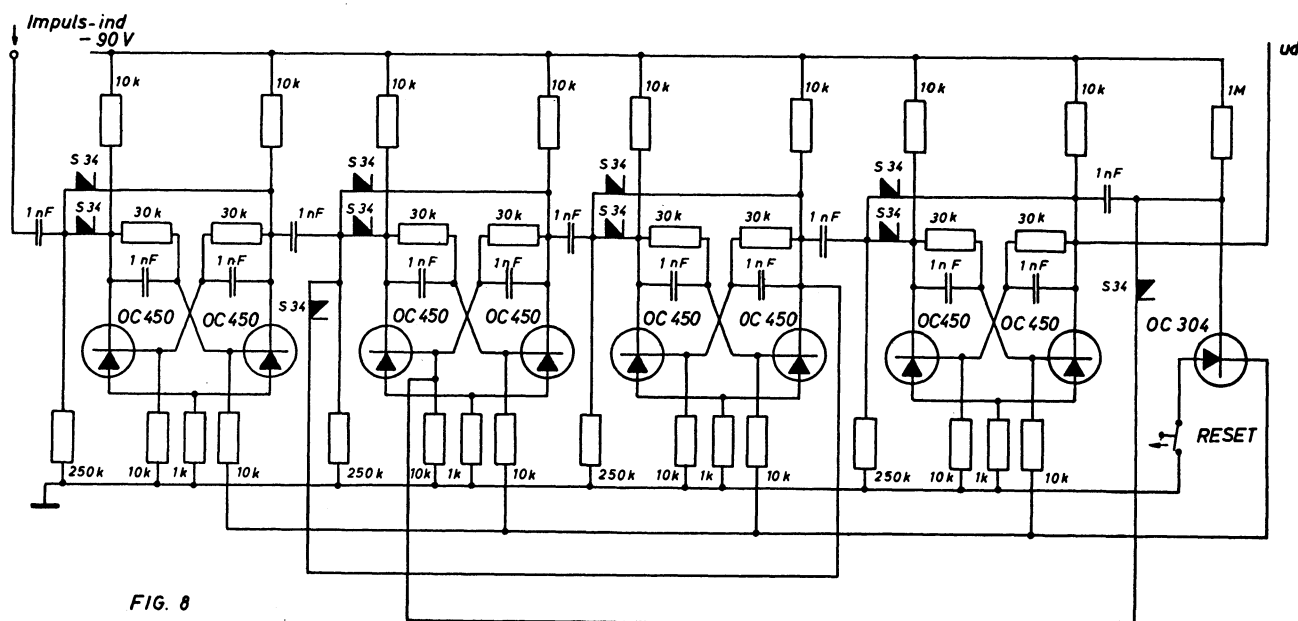


FIG. 8

lingen 0 indføjet et mellemstadium 0', idet vi gør opmærksom på, at tælleren ikke går i stå på 0', men fortsætter uden ny impuls til 0.

Første skift sker normalt, vist i række 0', Ib giver impuls til Ila og til IIIa; IIIb giver impuls til IV, og for første gang kommer der nu fra IV en positiv impuls, som både sendes ud af tælleren og gennem dioden til Ila, og får denne til at skifte. Vi er så tilbage ved begyndelsesstillingen. Ved skift fra 9 til 0 er det kun et øjeblik, at Ila er ledende.

I fig. 8 vises en lidt anden kobling mellem tællerne, end De har set tidligere; men der er i princippet ingen forskel mellem de to typer. Fig. 9 viser en enkelt kobling. Indgangs-

impulsen tilføres kollektoren på Q_1 i stedet for basis og føres derefter over C_2 til basis på Q_2 . Den i fig. 8 viste tæller er ret langsom og kan tælle med en impulshastighed på ca. 30 kHz.

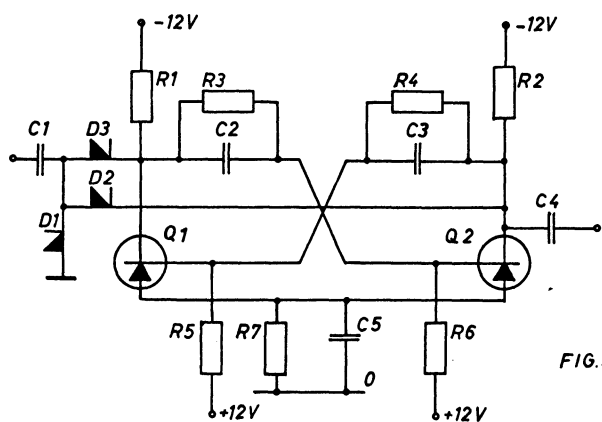
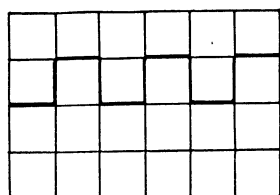


FIG. 9

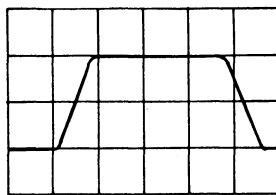
Hurtig tæller.

I forbindelse med hurtige tællere skal vi omtale et par ting, der er af stor betydning for disse tællere.

Hvis De iagttager en firkantspænding med en frekvens på f.eks. 1 kHz på en oscillograf, vil De se et billede, som vist i fig. 10a; men øger De oscillografens sweephastighed og kun



a.



b.

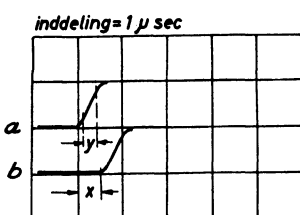
FIG. 10

betragter den forreste flanke (a-a), vil De se, at spændingen måske slet ikke er rektangulær mere, den kan for eksempel se ud som fig. 10b. Det tager spændingen en vis tid at stige fra sin minimumværdi til sin maksimalværdi, ligesom det tager den en vis tid at falde igen. Denne stigetid og faldetid er defineret på følgende måde:

stigetid (rise-time) = den tid en impuls er om at stige fra 10% - 90% af spidsværdien

faldetid (decay-time) = den tid en impuls er om at falde fra 90% - 10% af spidsværdien.

En multivibrator skifter ikke uendelig hurtigt, der går en vis tid, og denne tid kaldes forsinkelsestiden eller delay-time. På fig. 11 kan man se forsinkelsen af en impuls fra ind-



x = delay time
y = rise time

FIG. 11

gangen (a) af kredsløbet og til udgangen (b).

I forbindelse med tællere og multivibratorer har man endvidere et begreb, som kaldes dødtid eller dead-time. Dødtiden for et kredsløb defineres som den tid, der går fra en impuls ankomst til indgangen af et kredsløb og til kredsløbet er klar til at modtage næste impuls. Dødtiden sætter hermed grænsen for en tællers tællehastighed. Hvis man har en tæller med en dødtid på 5 μ sec, vil det sige, at afstanden mellem de enkelte impulsers fronter skal være større end 5 μ sec, da tælleren er blokeret i 5 μ sec efter at have modtaget den første impuls.

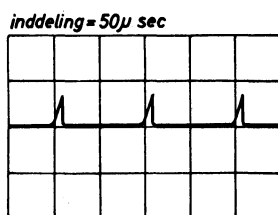


FIG. 12a

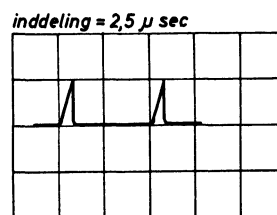


FIG. 12b

Tælleren vil da være i stand til at tælle impulserne i fig. 12a.

Men ikke impulserne i fig. 12b. Tælleren vil blive blokeret.

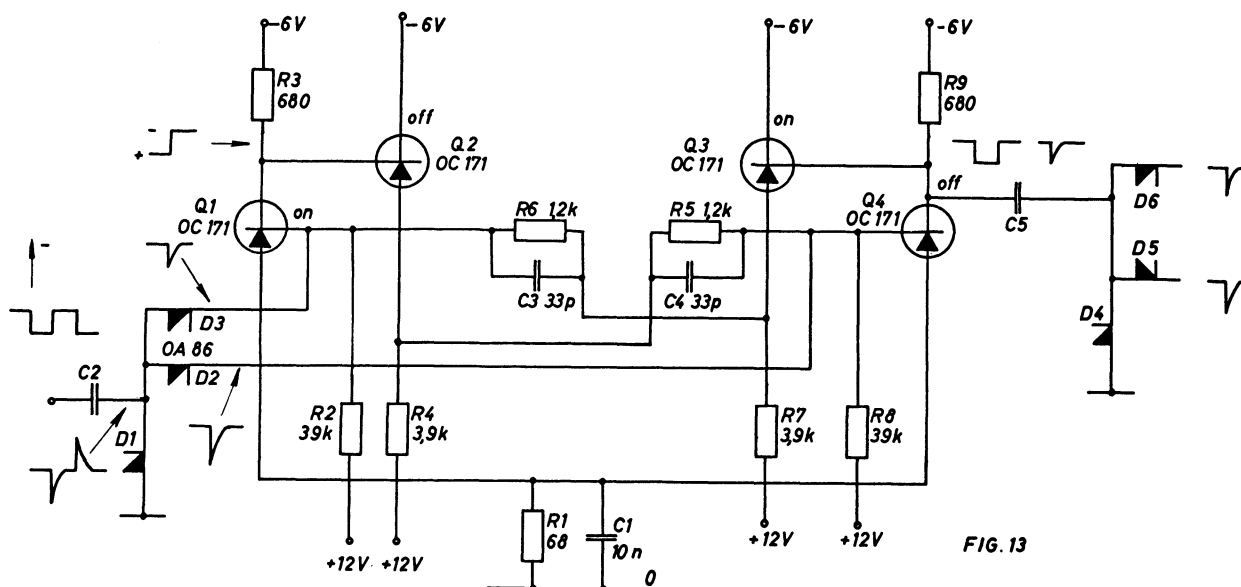


FIG. 13

I fig. 13 vises et diagram af en meget hurtig binærtæller, der er opbygget af 4 transistorer. Betragt De diagrammet i fig. 4 vil De kunne se, at der opstår en spændingsdeling mellem kapaciteten fra kollektor til basis og transistorens indgangskapacitet. For at opnå en stor hastighed må kollektorens kapacitet ikke være stor, og derfor må kapaciteten mellem kollektoren på Q_1 og basis på Q_2 gøres lille. På den anden side må den heller ikke være for lille, da man så ikke kan få den nødvendige spænding overført. Anbringer man en emitterfølger mellem kollektor og basis ændrer forholdene sig, idet belastningsmodstanden bliver ca. β gange så stor som før, og kapaciteten bliver ca. β mindre end den ville være uden emitterfølger. Forholdet er anskueliggjort i fig. 14a og b.

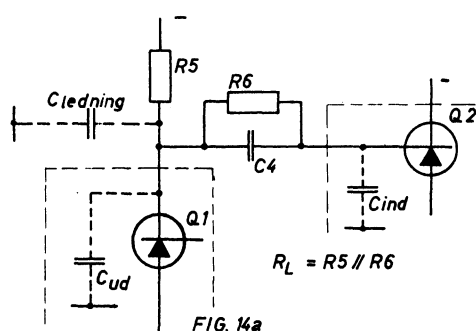


FIG. 14a

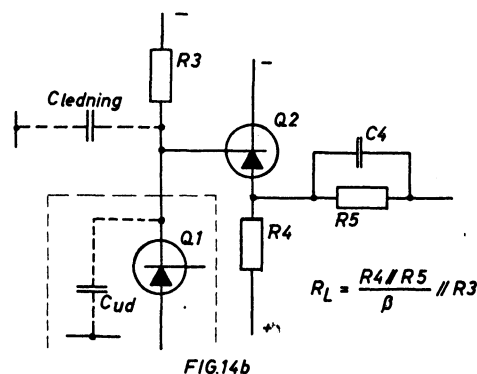
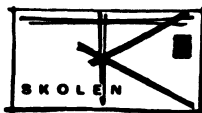


FIG. 14b

Multivibratoren styres af en positiv impuls, der tilføres gennem C_2 . Dioden D_1 er spærret for den positive impuls; men når den positive impuls ophører, vil kapaciteten hurtigt kunne aflades gennem denne.



Vi antager, at Q_1 og Q_3 er ledende og Q_2 og Q_4 ikke-ledende, når impulsen ankommer. Q_1 bliver spærret af impulsen, det vil sige, at strømmen bliver mindre, og spændingen på kollektor stiger og trækker Q_2 med. Herved vil der løbe en strøm i Q_2 , og spændingen over R_4 vil stige. Denne negative spændingsændring føres via C_4 ind på basis af Q_4 . Nu vil Q_4 trække strøm, og spændingen på kollektor falder. Den positive spændingsændring tilføres basis på Q_3 , som vil ophøre med at trække strøm.

Spændingen over R_7 falder, og spændingsfaldet føres over C_3 til basis af Q_1 , hvis strøm yderligere vil mindskes. Opstillingen bliver stabil, når Q_2 og Q_4 er blevet ledende, og Q_1 og Q_3 er blevet ikke-ledende.

Den næste positive impuls vil spærre Q_4 ; mens den ingen ændring giver på Q_1 . Når Q_4 spærres, vil dens stigende kollektorspænding åbne for Q_3 , hvis emitterspænding vil stige. Denne spændingstigning vil åbne Q_1 , hvis faldende kollektorspænding vil spærre Q_2 . Spændingen over R_4 falder og vil spærre Q_4 , og vi er nu tilbage, hvor vi begyndte, med Q_1 og Q_3 ledende og Q_2 og Q_4 ikke-ledende.

Der kan opgives følgende data for tælleren:

$$\text{rise-time} = 15 \text{ nsec} = 15 \cdot 10^{-9} \text{ sec}$$

$$\text{decay-time} = 22 \text{ nsec} = 22 \cdot 10^{-9} \text{ sec}$$

$$\text{time-delay mellem ind- og udgang ca. } 2,5 \text{ nsec.}$$

Transistorerne er OC 171 og er fremstillet af Philips. Som De ser, kan det udmærket lade sig gøre at fremstille hurtige tællere med transistorer.

Øvelsesopgaver.

1. Hvorfor kan C_1 ikke udlades gennem basis på Q_2 , når Q_1 er ledende. Fig. 1.
2. Kan man fremstille en astabil multivibrator med NPN transistorer.
a) ja b) nej
3. I fig. 1 tages spændingen ud på kollektor af Q_2 . Kan man tage spændingen ud på kollektoren af Q_1 i stedet for.
a) ja b) nej
4. Man kan trigge en bistabil multivibrator med impulser, der er
a) positive b) negative c) både positive og negative.
5. Som tæller anvendes
a) astabil b) monostabil c) bistabil multivibrator.
6. Nævn i rigtig rækkefølge de tre vigtigste ting for en almindelig switch-transistor:
a) stor effekt b) stor spænding c) stor strøm.
7. Det engelske ord for stigetid er:
a) rise-time b) decay-time c) dead-time.
8. Det danske ord for decay-time er:
a) stigetid b) faldetid c) dødtid.
9. Indgangskapaciteten i en J.C.-kobling er β gange
a) så stor b) så lille
som i en J.E.-kobling.

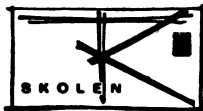


Indsendelsesopgaver.

1. Beregn C_1 og C_2 ved 50 Hz og 200 Hz i fig. 1. ($t_1 = t_2$).
2. Beregn en astabil multivibrator som i fig. 1, når følgende er givet:
 $\beta_1 = \beta_2 = 40$ $R_2 = R_3$ $R_1 = R_4$ $t_1 = t_2$ $f = 1 \text{ kHz}$
 $I_{C1 \text{ max}} = I_{C2 \text{ max}} = 3 \text{ mA}$ $E = 12 \text{ V}$.
3. Tegn et diagram af en monostabil multivibrator med NPN transistorer.
4. Beregn C_2 i fig. 2a, når impulsbredden skal være 2 msec.
5. Vi ønsker at anvende den monostabile multivibrator i fig. 2a som tidsgiver ved et forstørrelsesapparat. Der skal være 3 tider, hvori lampen skal være tændt:
 1. stilling $\sim 1 \text{ sec}$,
 2. " $\sim 5 \text{ ''}$
 3. " $\sim 60 \text{ ''}$.

I praksis vil man anvende et potentiometer for at kunne vælge en vilkårlig tid mellem 1 og 60 sec; men dette vil komplicere opgaven lidt, og vi anvender derfor 3 faste stillinger. Relæet til pæren skal anbringes i stedet for enten R_1 eller R_2 . Impulslængden ændres med en omskifter, og De må gerne ændre både C_2 og R_3 . (R_3 skal ligge inden for 10 kohm og 10 Mohm, C_2 inden for 0,1 og 1000 μF).

 - a) Tegn et diagram af den nye opstilling.
 - b) Angiv hvordan man lettest skaffer en negativ impuls.
 - c) Beregn værdierne af C_2 og R_3 .
6. Hvis man i opgave 5 ønsker at anvende et større relæ med en trækkeeffekt på 200 mW, er det nødvendigt at anvende en transistor mere, Q_3 . Vi vil anvende en NPN transistor med et relæ i emitteren. Transistoren må kun trække strøm, når Q_1 trækker strøm. Q_3 har et β på 40.
 - a) Tegn et diagram af opstillingen.
 - b) Beregn relæmodstanden, når relæet trækker ved 8 V. (Transistoren er da næsten bottomed.)
 - c) Beregn Q_3 's kollektorstrøm.
 - d) " " basisstrøm.
 - e) " " hvor meget Q_3 's indgang belaster opstillingen.



7. Hvad vil der ske, hvis De i fig. 1 vender transistoren, så kollektor sættes på stel og emitteren til $R_1 - R_4$. Findes der transistorer De kan vende uden at det giver ændringer.
8. En push-pull klasse-A forstærker med 2 x 2N 441 i udgangen har en udgangseffekt på 12 W. Der er givet følgende:
 $\eta = 40\%$ $TR\ 1 = 0,8^\circ\text{C/W}$ $TR\ 2 = 0,5^\circ\text{C/W}$ $TR\ 3 = 1,5^\circ\text{C/W}$
 $t_{stue} = 30^\circ\text{C}$.
- Hvor stort er det samlede kollektortab.
 - Hvor høj bliver max. temperatur i junction.
 - Hvor stor køleplade vil De anslå, der skal anvendes pr. transistor.
 - Vil De mene, at forstærkeren er varmemæssigt rigtigt dimensioneret, hvis ikke, hvad kunne De evt. foreslå som en løsning.

1. Da Q_2 ikke trækker strøm, er indgangsimpedansen høj.
2a. 3a. 4c. 5c. 6b,c,a. 7a. 8b. 9a.

Løsninger til øvelsesopgaver:

SPECIELLE KREDSLØB.

Spændingsforsyning med automatik til elektronflash.

Ved fremskaffelse af den nødvendige højspænding til elektronflash anvendes i stigende grad transistorer i stedet for mekaniske vibratorer. I begyndelsen var de omformere, som blev fremstillet, uden nogen form for automatik. Det var ganske simpelt en D.C.-converter, der kørte uafbrudt så længe apparatet var tændt. I dag anvendes næsten udelukkende omformere med automatik. Automatikken bevirker, at så snart elektrolyt-kondensatoren på sekundærsiden er opladet til den nødvendige spænding, standser converteren. Man kan på denne måde opnå en samlet virkningsgrad, der er meget høj.

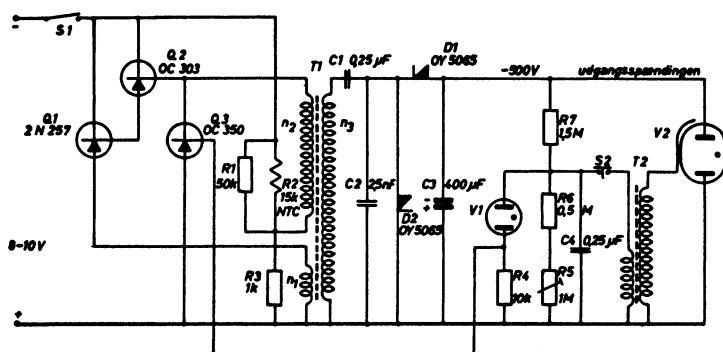


FIG. 1

jævnspænding til C_3 . Når denne spænding er nået, tænder glimrlampen V_1 og sender en strøm gennem R_4 . Det herved opståede spændingsfald tilføres basis på Q_3 . Q_3 's basis bliver herved mere negativ end emitteren, transistoren trækker strøm og dæmper herved viklingen n_2 . Samtidig får Q_2 's basis for lille jævnspænding (styrespænding), og converteren går i stå. Når udgangsspændingen er faldet under V_1 's brændspænding slukkes glimrøret, og der går nu ikke længere strøm i R_4 . Forspændingen til Q_3 falder bort, og belastningen af n_2 ophører, hvorefter converteren igen begynder at arbejde, indtil glimrøret tænder igen og standser converteren. Udgangsspændingen vil på denne måde stå og svinge mellem glimrørets tænd- og slukkespænding.

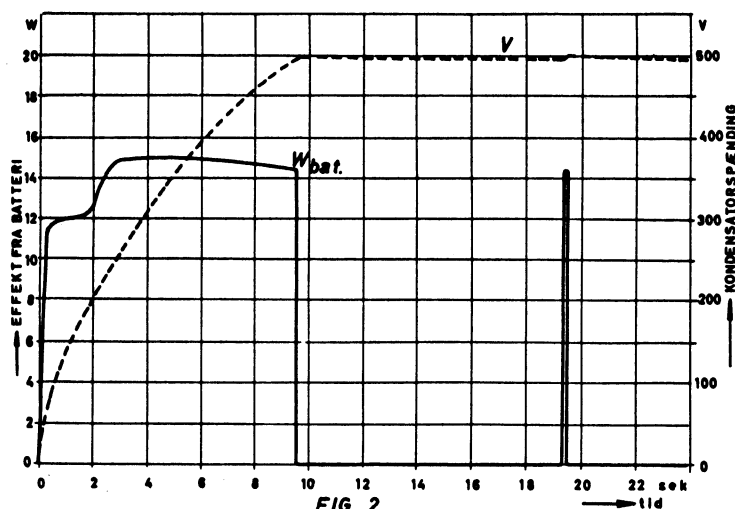


FIG. 2

Fig. 1 viser et diagram af en sådan omformer, hvis princip er meget enkelt. Q_1 er en krafttransistor, der anvendes som converter koblet i J.C. Q_2 er ligledes koblet i J.C. og er indskudt mellem Q_1 og n_2 , for at n_2 ikke skal belastes af Q_1 's lave indgangsimpedans. Q_3 er en styretransistor, som vi skal vende tilbage til.

Virkemåden er identisk med en ringingchoke converter. Converteren ændrer batterispændingen til en vekselspænding, som efter optransformering fordobles og ensrettes på sekundærsiden, der leverer 500V

Fig. 2 viser den effekt, som aftages fra elementet. Udgangsspændingen stiger langsomt fra 0 - 10 sek og falder derefter indtil 19 sek, hvor den stiger samtidig med, at der optages effekt fra batteriet.

Transformatoren består af en ferroxcube kerne med følgende data:

- $n_1 = 44$ vdg. CuL 1 mm⁰
- $n_2 = 128$ vdg. CuL 0,2 mm⁰
- $n_3 = 1320$ vdg. CuL 0,2 mm⁰

R_2 er en NTC-modstand, der stabiliserer for ændringer i omgivelsestemperaturen fra $+20^{\circ}\text{C}$ til $+50^{\circ}\text{C}$.

Flashlampen tændes ved at slutte kontakten S_2 , hvorved C_4 aflades gennem primærviklingen på TR 2. Dette spændingsstød optransformeres og tænder flashlampen. Når lampen er tændt, vil hele den opmagasinerede energi i C_3 udlades gennem lampen.

Virkningsgraden ved opladning af elektrolyt-kondensatoren C_3 er kun 50%, og selve converterens virkningsgrad er 75%. Den totale virkningsgrad er da 37,5%.

Transistor voltmeter.

Man har ofte brug for et D.C.-voltmeter, der ikke belaster den kreds, man ønsker at måle. Men et D.C.-rørvoltmeter med en indgangsmodstand på mellem 50 og 100 Mohm koster nærværd 1000 kr. Vi vil derfor vise Dem et diagram, fig. 3a, af et simpelt D.C.-voltmeter med en transistor, og som kan bygges for omkring 100 kr.

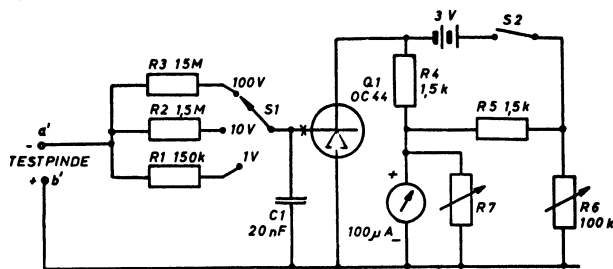


FIG. 3a

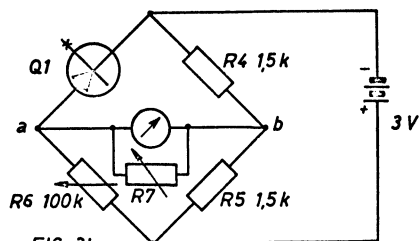


FIG. 3b

Fig. 3b viser diagrammet tegnet på en anden måde. Det fremgår heraf, at meteret er anbragt i en broopstilling, hvor transistoren er den ene gren og R_6 den anden. I pkt. b er spændingen 1,5 V, da R_4 og R_5 er lige store. Når indgangen er kortsluttet, indstilles R_6 til spændingen i pkt. a er 1,5 V, og der vil da ingen strøm gå i meteret.

Når indgangen påtrykkes en spænding, vil transistoren trække strøm, og spændingen over den vil falde. Broen er ude af balance, og der vil løbe en strøm gennem meteret, der er proportional med indgangsspændingen. Kalibreringen af instrumentet foregår ved at påtrykke indgangen en kendt spænding, og derefter justere meteret til et passende udslag ved at indstille R_7 . Områdeskift foregår ved hjælp af S_1 , som indsætter forskellige modstande, så basisstrømmen er den samme uafhængig af området.

C_1 er anbragt for at beskytte meteret mod overlast, når man skifter område. En D.C.-forstærker er meget temperaturafhængig, og man må derfor, hver gang voltmeteret skal benyttes, nuljustere det. Dette gøres som nævnt ved at kortslutte indgangen; og ved hjælp af R_6 kan meteret derpå justeres til nul.

Nøjagtigheden andrager ca. 5%, noget afhængig af den anvendte transistor og meteret.

Signal tracer.

Et apparat, som man kan have megen glæde af ved radioreparation o.l., er en såkaldt signal tracer, eller signal finder. Det består simpelthen af en to-trins transistorforstærker med en hovedtelefon i udgangen, som vist i fig. 4. Skal det være fint, kan man anvende to stk. OC 44; men ellers er for eksempel OC 71 udmærket.

Den første transistor er koblet som emitterfølger, man undgår derved at belaste målepunktet for meget, hvad enten det nu drejer sig om et radio- eller et telefonkredsløb. Den næste transistor er koblet som en almindelig J.E.-forstærker. Signal traceren kan udmærket anvendes

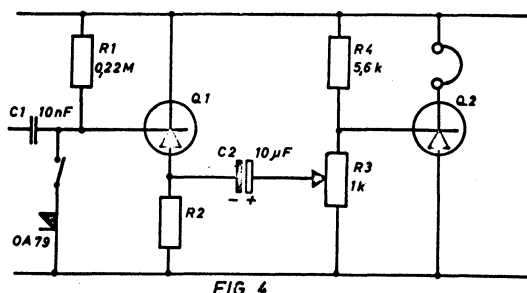


FIG. 4

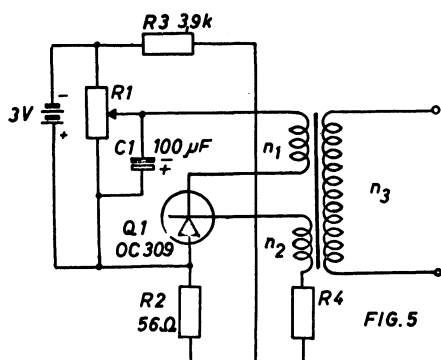


FIG. 5

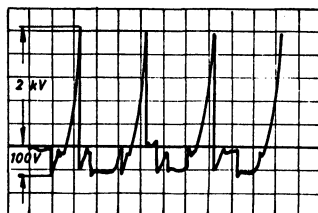


FIG. 6

til H.F. og M.F., hvis man tilslutter en diode foran, for eksempel OA 79.

"Kvægdriver" eller et transportabelt el-hegn.

Hvis De har prøvet at skulle drive en flok genstridige køer afsted, vil De sikkert værdsætte dette transportable el-hegn, som kan indbygges i en stav. Der anvendes en transistor OC 309, fig. 5, som arbejder som en ringing choke converter, det vil sige, at den kan svinge frit i den ene periode, hvor primærsiden er afbrudt, transistoren er ikke-ledende. Ved hjælp af potentiometeret R_1 kan man selv bestemme, hvor kraftigt hegnet skal støde. Det skal dog bemærkes, at hegnet ikke kan anvendes til indhegning, da dets indre modstand er for stor og den optagne effekt for lille. Modstandene R_2 og R_3 afhænger noget af den anvendte transistor. Med en dårlig transistor skal R_3 være noget mindre. R_4 skal indstilles til bedste virkningsgrad og højeste sekundærspænding, og den er meget ofte på mellem 56 og 200 ohm. Ønsker De et kraftigt stød, skal der løbe ca. 200 mA i kollektoren.

Fig. 6 viser et oscillogram af spændingen på kollektoren. Spændingen på 100 V angiver direkte omsætningen af batterispændingen fra n_1 til n_3 . De 2 kV angiver den fritsvingende spænding som opstår, når transistoren afbrydes, og der ingen belastningsmodstand findes.

Som transformator kan der anvendes næsten hvad som helst, dog helst ferroxcube. Som eksempel kan følgende data nævnes:

Siemens kerne: B 66 241 T 26 A 0,25

$n_1 = 56$ vdg. 0,2 mm⁰
 $n_2 = 44$ vdg. 0,1 mm⁰ } kammer 1

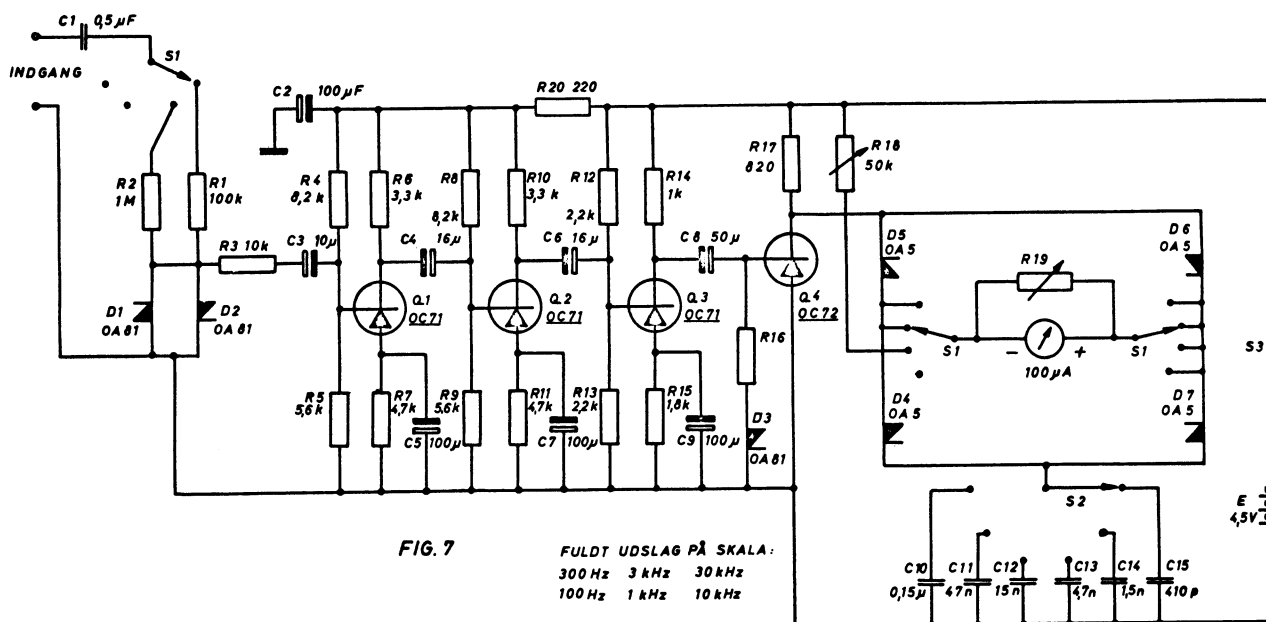
$n_3 = 2000$ vdg. (eller kammer 2 og 3 fulde).

Det hele kan indbygges i for eksempel en kasseret stavlygte, der så forsynes med to horn, som forbindes til sekundærviklingens ender.

Frekvensmeter for lave frekvenser.

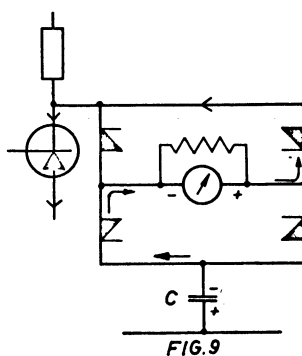
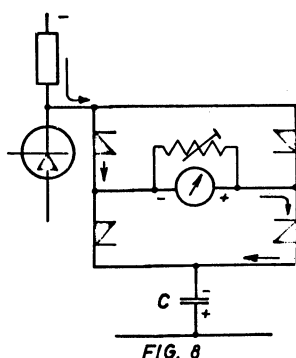
Til måling af frekvenser i toneområdet kan man med stor nøjagtighed anvende lade- og afladestrømmen i en kapacitet.

I fig. 7 er vist et diagram af et sådant L.F.-meter. C_1 er en spærrekapacitet for jævnspænding, og R_1 og R_2 regulerer følsomheden. Dioderne D_1 og D_2 er vendt modsat hinanden og er anbragt over basis for at beskytte transistoren mod overspænding. R_3 begrænser strømmen ved overspænding. Transistorerne Q_1 , Q_2 og Q_3 er L.F.-forstærkere, der forstærker det påtrykte si-



nussignal og omdanner det til en firkantsspænding. Den frembragte firkantsspænding føres ind på basis af Q_4 , der virker som switch. Dioden D_3 sørger for, at basis er effektivt koblet til stel, når impulsen er positiv.

Meteret måler lade- og afladestømmene fra en af kapaciteterne $C_{10} - C_{15}$. Strømmene fra kapaciteterne sendes samme vej gennem meteret ved hjælp af dioderne D_4 , D_5 , D_6 og D_7 . På fig. 8 er strømforløbet angivet med en positiv spænding på basis af Q_4 . I fig. 9 er vist afladningen af kapaciteten, transistoren er helt åben.



Hvis opladningen (og afladningen) måles af et integrationsnetværk, vil man få en afløsning på meteret, der er proportional med frekvensen, forudsat at selve netværkets tidskonstant er ringe i sammenligning med den målte frekvens.

Dekadetæller.

I den forrige lektion har vi gennemgået en dekadetæller opbygget af 4 binære elementer. Nu vil vi vise Dem en dekadetæller, der er opbygget efter det såkaldte ringtællersystem. Der anvendes her 10 stk. binære tællere, altså 20 transistorer. Hvert af systemerne byder på fordele, som afhænger af den anvendelse, man vil gøre af tælleren. Man må derfor i de enkelte tilfælde vurdere fordele og mangler, inden man vælger.

Tællerens opbygning er vist i fig. 10, og fig. 11 viser opbygningen af et enkelt trin, der er ens for alle 10 led. Opstillingen adskiller sig på nogle punkter væsentligt fra de tidligere

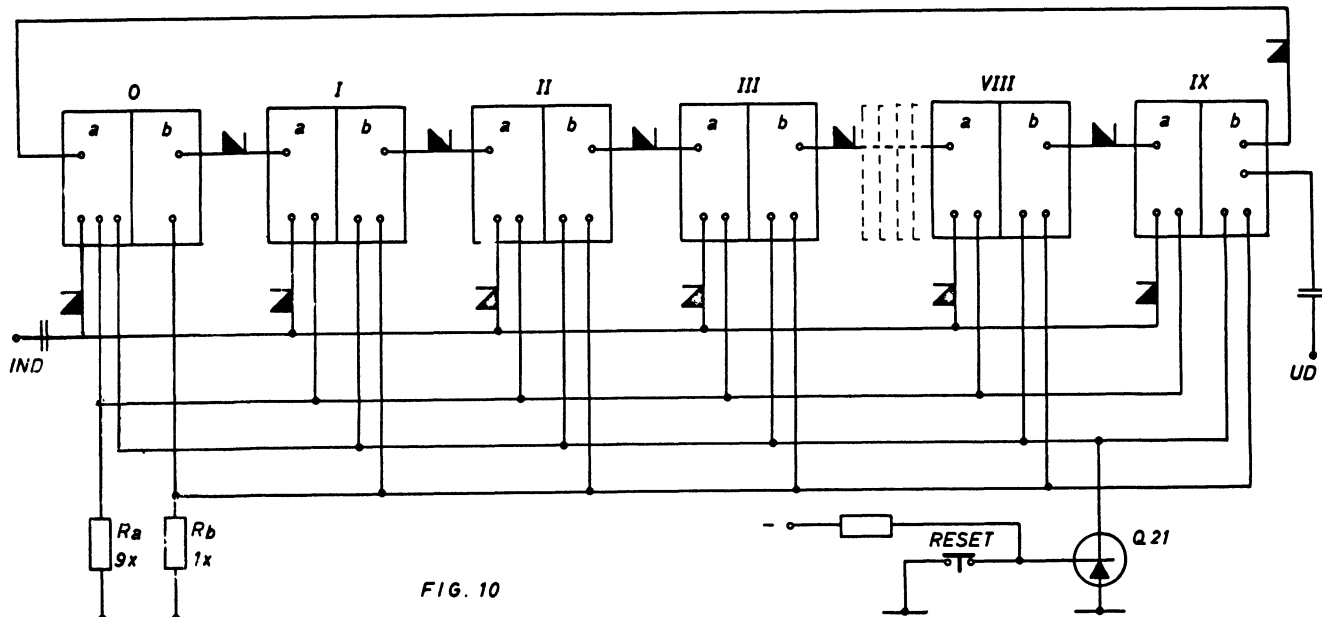


FIG. 10

viste binære tællere.

1. Alle emittere i venstre side (a-siden) er ført til en fælles modstand, hvis værdi kan være $9 \cdot X$ ohm. X er et tal, der afhænger af opstillingens hastighed og de anvendte transistorer.
2. Alle emittere i højre side (b-siden) er ført til en fælles modstand, hvis værdi kan være $1 \cdot X$ ohm.
3. Alle basismodstande, benævnt R_6 , er ført til kollektoren på en fælles transistor, den eneste undtagelse er i første trin, mrk. 0, hvor det er modstanden R_5 , der er forbundet til kollektoren.
4. Alle trin får indgangsimpulsen tilført direkte.
5. Sidste trin er gennem en diode forbundet til første trin, heraf navnet ringtæller.
6. Alle trin er forbundet til næste trin med en diode, der går fra kollektor til kollektor, se fig. 10.

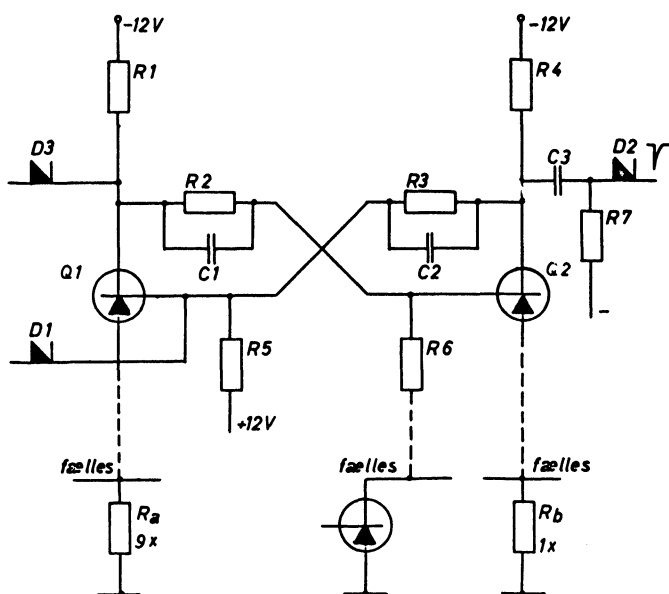
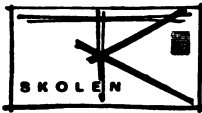


FIG. 11

	0		I		II		VIII		IX	
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b
0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
3	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
4	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
7	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
8	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
9	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
10	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1

0 = ikke ledende
1 = ledende

Tabel



Da vi tidligere har gennemgået en binær tællers virkemåde, vil denne gennemgang blive kort.

Først sætter vi spændingen på og slutter reset-kontakten. Den fælles transistor Q_{21} op-hører da med at lede, idet emitteren kortsluttes til basis. Herved løftes alle de fælles ba-sismodstande (R_C), og transistorerne i højre side (b-siden) bliver ledende, undtagen i trin-net 0, her vil den venstre transistor lede.

Betegner vi en ledende transistor med et "1" og en ikke-ledende med "0", vil det sige, at der fremkommer en række, som vist i tabellen, (0-rækken). Spændingen over emittermodstan-den R_b , fig. 10, vil da være $9 \cdot I_C \cdot R_b = 9 \cdot I_C \cdot (1 \cdot X) = 9X \cdot I_C$, og spændingen over emitter-modstanden R_a (trin 0) vil være $1 \cdot I_C \cdot R_a = 1 \cdot I_C \cdot (9 \cdot X) = 9X \cdot I_C$. Det vil sige, at de to spæn-dinger er lige store. Hvis vi tænker os, at en transistor i b-rækken ville skifte over til a-siden, så der var 2. a transistorer, der var ledende, ville spændingen blive $2 \cdot 9 \cdot X \cdot I_C$; men dette ville give emitteren for høj spænding og dermed forhindre transistoren i at skifte.

Der ankommer nu udefra en positiv impuls, som føres ind på basis af alle a-transistorer. En positiv impuls på basis af en PNP-transistor vil få denne til at blive ikke-ledende. Den eneste ledende transistor er transistor a i trinnet 0. Dette trin vil skifte og sende en posi-tiv impuls fra b-siden videre til kollektor på a-transistoren i det næste trin, I. 1-tallet er hermed flyttet fra a0 til aI. Den næste impuls flytter 1-tallet fra aI til aII. Sådan vil hver ny impuls flytte 1-tallet et skridt videre gennem kæden.

Efter ankomsten af for eksempel 6 impulser, vil 1-tallet være flytteet til a-transistoren i trin IV. Når den 10. impuls ankommer, flyttes 1-tallet fra IX tilbage til 0 samtidig med, at der udsendes en impuls til den næste dekade. Hvis vi for eksempel har 3 dekader, vil vi være i stand til at tælle 999 impulser.

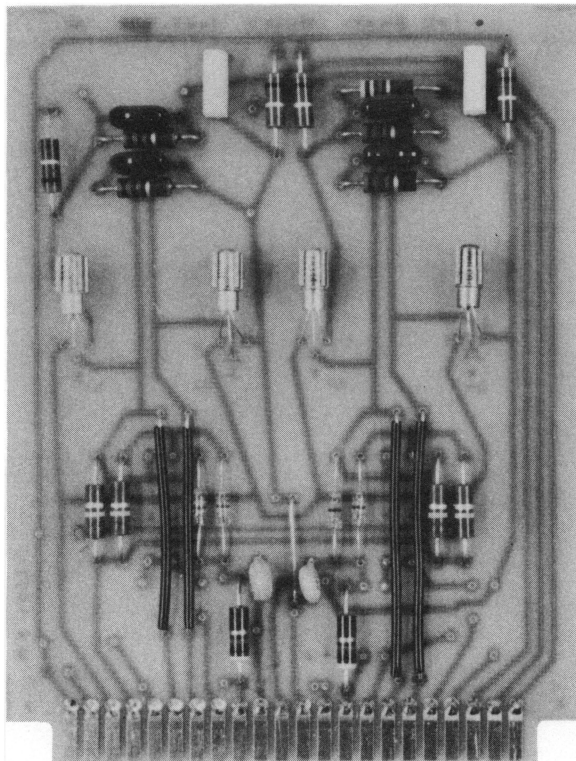


FIG. 12A

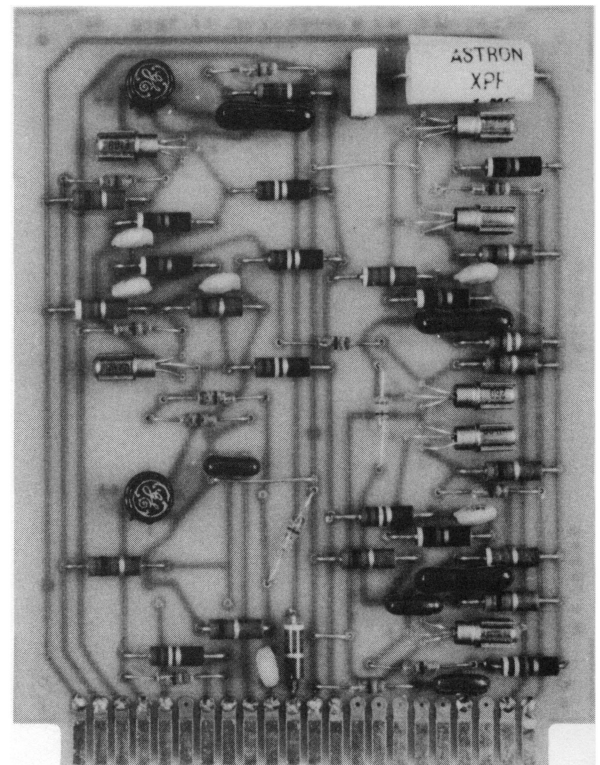


FIG. 12B

Fig. 12b viser et billede af to binære tællekredsløb, der er monteret som trykt kredsløb. Hver tæller består af 4 transistorer med et antal styredioder. Pladerne er anbragt i en fuldtransistoriseret 256-kanalanalysator, hvorfra også fig. 12a stammer. Fig. 12a viser en delay-line med diskriminator. Fig. 13 viser bagsiden af fig. 12a og b med den trykte ledningsføring. (Om trykt ledningsføring, se lektion 1214.)

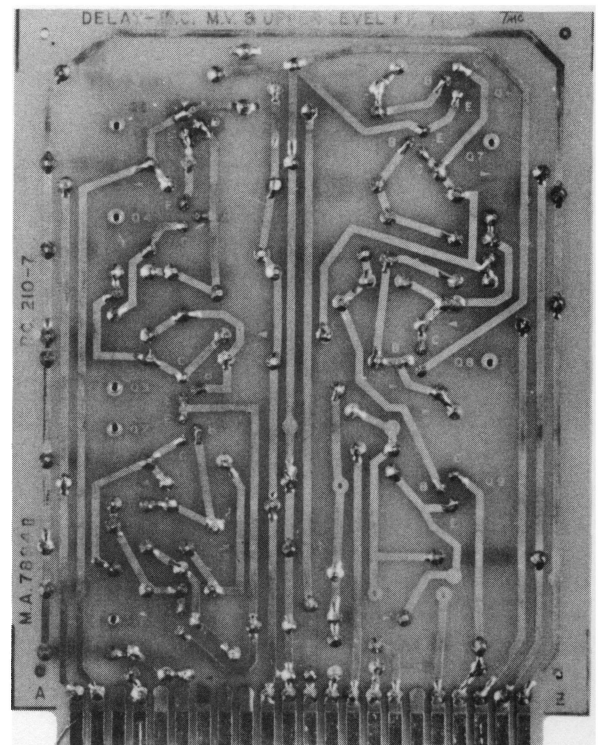
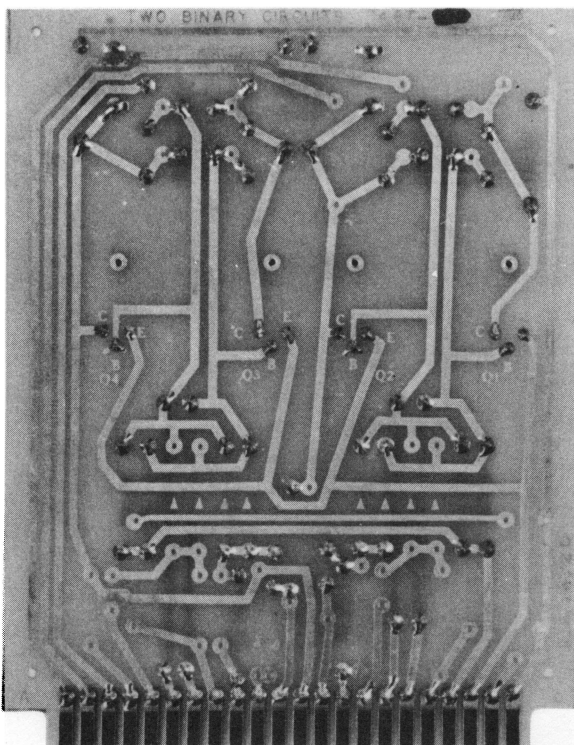
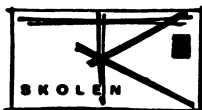


FIG. 13

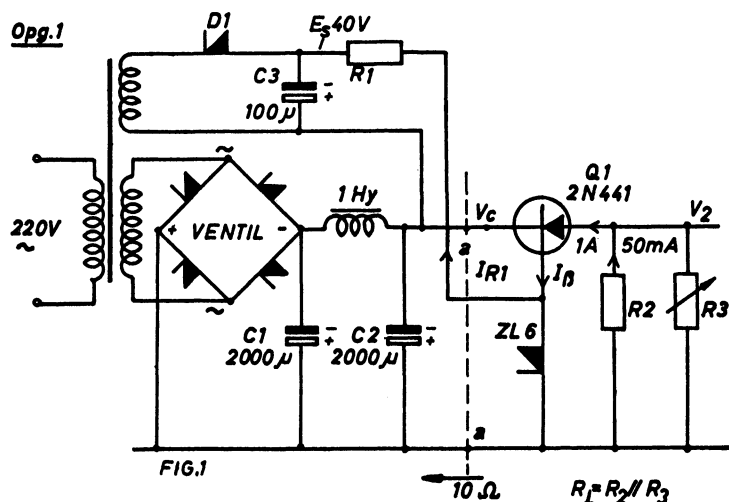


Øvelsesopgaver.

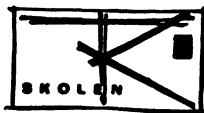
1. Hvor mange dekader skal man bruge for at kunne tælle 99 999 impulser.
a) 4 b) 5 c) 6.
2. Hvilken dekade skal være den hurtigste i en tæller, der kan tælle 10^6 impulser.
a) den første (enerne) b) den sidste (millionerne)
c) lige hurtige.
3. Hvilket sæt transistorer skal være det hurtigste i en enkelt ringtæller.
a) det første trin b) det sidste trin c) lige hurtige.
4. Når 1 mHy svarer til 50 vdg. på en spole, hvor mange vindinger skal man have på spolen for at få 3 mHy,
a) $\sqrt{3} \cdot 50$ vdg. = 87 vdg.
b) $3 \cdot 50$ vdg. = 150 vdg.
c) $3^2 \cdot 50$ vdg. = 450 vdg.
5. Hvor mange binære trin skal man bruge for at tælle 100 impulser.
a) 5 b) 6 c) 7.
6. De skal tælle impulser der ankommer regelmæssigt til første trin med en hastighed på 50 Hz. Når De har 8 binære trin, hvor mange sekunder vil det da vare, inden det sidste trin sender en registrerende impuls videre. (Det første trin angiver de mindste cifre og det sidste de største cifre.)
7. Hvor stor må dødtiden være på det første og det sidste trin, når impulshastigheden ikke kan øges, og alle impulser skal tælles.
8. Hvilken kobling har den største indgangsimpedans.
a) J.E. b) J.B. c) J.C.
9. Hvilken kobling har den største udgangsimpedans.
a) J.E. b) J.B. c) J.C.
10. Hvilken kobling har den mindste temperaturdrift.
a) J.E. b) J.B. c) J.C.

Indsendelsesopgaver.

1. Beregning af stabiliseret spændingsforsyning.



- Hvor stor er I_B , når $I_E = 1000 \text{ mA}$ og $\beta = 40$.
- $I_Z = 100 \text{ mA}$, når R_L trækker 1 amp. Hvor stor er I_Z (ca.), når R_3 fjernes. ($I_E \sim 0$).
- Hvor stor skal R_1 være. ($V_Z = 6,0 \text{ V}$).
- Hvor stor effekt afsættes i R_1 .
- Hvor stor er G . (Se i lektion 1204 s.8 og tabellen s.9).
- V_C er 8 V ved 1 amp. Hvor stor effekt afsættes i Q_1 . ($V_{BE} = 0,2 \text{ V}$).
- Ensretterens indre modstand er 10 ohm. (Målt mellem a - a). Hvornår er den afsatte effekt i transistoren størst, og hvor stor er den, $I_{ud \text{ max.}} = 1 \text{ A}$.
- Hvor stor skal kølepladen være, når $TR_1 = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, $TR_2 = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ og T_0 maksimalt kan blive $45 \text{ } ^\circ\text{C}$, $t_{j \text{ max}} = 65 \text{ } ^\circ\text{C}$.
- Hvor stor er den indre modstand set fra belastningen. (Kun den tilnærmede værdi).
- Hvor meget vil spændingen over R_3 stige ved at ændre strømmen til belastningen fra 0,5 til 1 amp.



2. Hvordan vil De gøre den i opgave 1 stabiliserede spændingsforsyning variabel, for eksempel inden for 4 - 12 V. Tegn et diagram og gør evt. rede for de vanskeligheder, der opstår.

3. Følgende er givet for en push-pull klasse B-forstærker med 2 transistorer:

$$W_{\text{out}} = 20 \text{ W} \quad \eta = 75 \% \quad TR1 + TR2 = 1^{\circ}\text{C/W} \quad T_o = 45^{\circ}\text{C} \quad T_{j \text{ max}} = 95^{\circ}\text{C}$$

a) Hvor stor skal kølepladen være i det værste tilfælde?

b) Hvor varm bliver junction ved fuld udstyring?

4. Følgende er givet for en push-pull klasse A-forstærker med 2 transistorer:

$$W_{\text{out}} = 20 \text{ W} \quad \eta = 25\% \quad TR1 + TR2 = 1^{\circ}\text{C/W} \quad T_o = 45^{\circ}\text{C} \quad T_{j \text{ max}} = 95^{\circ}\text{C}$$

a) Hvor stor skal kølepladen være i det værste tilfælde?

b) Hvor varm bliver junction ved fuld udstyring?

5. I fig. 3a er vist et diagram af et voltmeter. Der anvendes et batteri på 3 V og to modstande R_4 og R_5 , der tjener til at dele batterispændingen. Tegn en opstilling, hvor De erstatter batteriet og de to modstande med to batterier på 1,5 V.

6. Hvorledes ændres en transistors indgangsmodstand i en L.F.-forstærker ved ændring af belastningsmodstanden.

1 b. 2 a. 3 c. 4 a. 5 c. 6. 5,120 sek. 7. dødtid ved 1. trin < 20 msek. og ved sidste trin < 5,120 sek. 8 c. 9 b. 10 b.

Besvarelser af øvelsesopgaver.

TRYKTE KREDSLØB.

I denne lektion skal De høre om en ny teknik ved udførelsen af elektroniske apparater: Trykte kredsløb. Inden vi går over til at sige mere om dette vidtforregnede emne, må vi hellere definere, hvad et trykt kredsløb er. Et trykt kredsløb består af et ledende mønster på et isolerende materiale. Det trykte kredsløb tjener som et middel til at samle elektriske komponenter, idet det i stor udstrækning erstatter det indre virvar af ledninger, som normalt findes i konventionelt opbyggede chassis'er.

Man taler i dag om trykt ledningsføring og trykte kredsløb (på engelsk printed wiring og printed circuits). Forskellen er den, at man i det første tilfælde kun har aftrykt ledningsnettet på det isolerende basismateriale. Monteringens består så i at lodde de forskellige komponenter i såsom modstande, kondensatorer, selvinduktioner, omskiftere, afbrydere og så videre. Ved trykte kredsløb går man et skridt videre, idet man foruden at benytte et trykt ledningsnet også benytter trykte komponenter som for eksempel modstande og små kapaciteter, omskiftere, selvinduktioner og tilslutningsklemmer, således at man undgår enhver form for montage. De vil dog ofte være ude for at høre begge betegnelser blive brugt i flæng.

Fordelene ved trykt ledningsføring er blandt andet følgende:

- 1) Enkel montage.
- 2) Besparelse i arbejds løn og optræning af nyt personale.
- 3) Lodning af alle komponenter til ledningerne kan foregå på en gang ved en nøjagtig kontrolleret dyppelodningsoperation, der praktisk taget udelukker kolde lodninger.
- 4) Mulighed for mekanisering af montage og afprøvning.
- 5) Man sparer loddestøtter, loddebrætter og ledninger mellem disse og sokler, og så videre.
- 6) Lille rumfang - en fordel som ved brug af transistorer gør det muligt at fremstille apparater i hidtil usete størrelser.
- 7) Et mere ensartet produkt fremkommer, fordi fejl ved montage undgås og fordi ændring af kapaciteter og koblinger mellem ledningerne er udelukket fra det ene produkt til det andet.
- 8) Høj mekanisk stabilitet. Ledningerne ligger fast, kan ikke knække eller forskubbe sig.
- 9) Sidst, men ikke mindst, man opnår konstruktioner, som det er en leg at foretage service på i sammenligning med normale elektroniske apparater.

I dag benyttes denne teknik til fremstilling af komplette chassis'er til radiomodtagere, fjernsynsapparater og katodestruale oscillografer. Enheder til elektronregnemaskiner, høreapparater, elektronisk måleudstyr, telekommunikationsudstyr, radaranlæg og mange andre ting.

Først lidt om fremstillingsmetoderne. Selve tanken om trykt ledningsføring er ikke af ny dato. Allerede i trediveerne fremstillede Telefunken i Tyskland radiomodtagere, hvor alle ledninger var stanset ud i kobber og fastgjort ved hjælp af nitter til et chassis af isolerende materiale. Det blev dog ingen succes og først under den 2. verdenskrig kom der gang i tingene. Den første masseproduktion af komplette trykte kredsløb, som de er kendt i dag, blev begyndt på Globe Union fabrikkerne i U.S.A., hvor man havde en daglig produktion af over 5000 trykte elektroniske enheder af brændrør til mortergranater. Pladen, på hvilken det elektroniske kredsløb blev trykt, var lavet af tynd steatit, 4 cm lang og 3 cm bred.

Metoderne til fremstilling af trykte kredsløb har i den forløbne tid ændret sig en del. Følgende metoder har blandt andet været anvendt:

1) Maling.

Leder- og modstandsmaling lægges på en basisplade hver for sig med en pensel eller en stencil, som bærer det elektroniske mønster. Som ledermaling kan for eksempel anvendes pulveriseret sølv og som modstandsmaling kul eller for eksempel pulveriseret mica opløst i et bindemiddel. Når dette er tørt, kan man så føje kapaciteter, transistorer (eller subminiaturerør) og andre komponenter til.

2) Sprøjtning.

Denne metode minder meget om 1), idet man sprøjter smeltet metal og kulmaling ned i fordybninger i en basisplade. Denne metode har været brugt med succes.

3) Stansning af en metalfolie.

Hertil er benyttet kobber med påfølgende nitning.

4) Kemisk afsætning.

Kemiske opløsninger hældes ned på en overflade, som man først har dækket med en stencil. En tynd metallisk film bundfældes på overfladen i form af det ønskede kredsløb. For ledernes vedkommende forsølver man ad galvanisk vej filmen for at forøge ledeevnen.

5) Forstøvning.

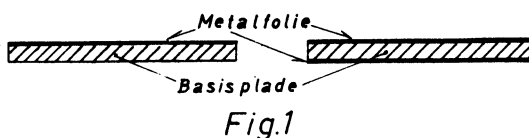
Ledende pulver forstøves på en overflade af keramisk materiale gennem en stencil og brændes på. Pulveret fastholdes enten ved hjælp af et klæbemiddel eller ad elektrostatisk vej.

6) Ætsning.

Ætsning af metalfoliebeklædt basisplade er i dag den mest anvendte metode i U.S.A., England og herhjemme.

Fremstillingsprocessen er i korte træk:

- a) et isolationsmateriale forsynes med metalfolie på den ene eller begge sider, se fig. 1, ved hjælp af et bindemiddel og påfølgende sammenpresning under varme og højt tryk.



- b) det ønskede ledningsnet tegnes op på specielt tegnepapir.
- c) tegningen fotograferes og et negativ fremstilles.
- d) metalfolien dækkes med en lysfølsom lak.
- e) negativet kopieres ind på den lysfølsomme lak.
- f) den eksponerede plade fremkaldes, renses og tørres. Nu har man på metalfolien et syrebestandigt lakbillede af den oprindelige tegning.



- g) den uønskede folie ætzes nu væk i et syrebad, for eksempel FeCl_3 , og tilbage har man det ønskede ledningsnet i metal på isolationsmaterialet.
- h) emnet renses og tørres.

Derpå er emnet klar til videre forarbejdning:

- i) udskæring til sokler og andre komponenter.
- j) isætning af sokler og andre komponenter.
- k) lodning af alle komponenter i en dyppelodningsoperation.
- l) rensning og evt. lakering af chassis et.

Valg af ledermateriale.

I dag står en lang række materialer til rådighed for konstruktøren. Man kan i øjeblikket få foliebeklædte isolationsplader med aluminiumfolie, kobberfolie, kobberbeklædt aluminiumfolie, sølvfolie og messingfolie i forskellige tykkelser. Den mest anvendte tykkelse for kobberfolies vedkommende er 0,035 mm.

Man kan belægge folien med tin eller sølv for bedre lodning, endvidere med guld, cadmium, nikkel-rhodium og sølv-rhodium. Rhodiumforbindelserne anvendes til slidstærke omskifter- og kommutatordele.

Valg af basismateriale.

Som basismateriale anvendes blandt andet isolationsmaterialer som kendes fra elektriske apparater som for eksempel melamin, hartpapir og teflon. Til specielt brug har man temperaturbestandige plastikmaterialer som siliconefiberglas, der kan tåle en temperatur på 200°C i mere end 4 timer. I en type af trykte kredsløbchassis'er, som har fået voksende betydning i styrbare raketter og jorddrabanter, udføres kredsløbet på den ene eller begge sider af et foliebeklædt stift plasticmateriale. Dette er nødvendigt, da det monterede chassis skal monteres således, at dets form er tilpasset indersiden eller ydersiden af en cylindrisk skal eller beholder uden nogen mekanisk befæstigelse.

Foruden isolationsmateriale i plader kan man få flexible isolationsplader som for eksempel silicone-gummi, glasfiberklæde, imprægneret nylon og papir.

Efter at have taget hensyn til om et basismateriale skal være stift eller flexibelt, skal man eventuelt også se på dets dielektricitetskonstant. Ved høje frekvenser kan spredningskapaciteter mellem lederne blive udtalte. I sådanne tilfælde skal man bruge et materiale med en lav dielektricitetskonstant, foruden at man må være ekstra omhyggelig med udførelsen af kredsløbene. Brug korte ledere overalt, hvor det overhovedet er muligt. Ligeledes skal jordforbindelserne løbe mellem kritiske ledninger for at reducere elektrostatiske koblinger.

Ved at anbringe folie på begge sider af isolationspladen opnår man at kunne have op imod dobbelt så stort kredsløb på den samme plads. Forbindelserne mellem kredsløbene udføres let

ved at bore eller stanse et hul i pladen, hvori man kan lodde en forbindelse. Isolationsmateriale bruges i almindelighed i tykkelser fra 0,5 mm til 2,5 mm.

Konstruktion.

I begyndelsen vil det nok falde de fleste lidt vanskeligt at lave en tegning af strømskemaer uden at få for mange ledningskrydsninger. Her vil det være praktisk at udføre en model med almindelige ledninger anbragt i et plan og så eksperimentere med at flytte ledningerne frem og tilbage, indtil man har opnået så få krydsninger som muligt. Kan en krydsning ikke undgås, kan man lade den ene ledning fortsætte på den anden side af basispladen. Man kan så naturligvis benytte en plade med metalfolie på begge sider. I sådanne tilfælde kan det være praktisk at benytte en gennemsigtig plade som model, så man kan se ledningsføringen på begge sider samtidig.

Virker modellen, tegner man ledningsføringen og hvad dertil hører op på målfast tegnepapir i forstørret målestok. Almindeligvis er 2:1 nok; men i særlige tilfælde kan det være nødvendigt at gå helt op til 5:1. Man må undgå at bruge skarpe hjørner. Eksempel på en god og dårlig udformning er vist i fig. 2.



god

Fig. 2



dårlig

Endvidere må man tage hensyn til spændingen mellem lederne og strømmen i disse. Lederbredder under 0,5 mm bør undgås og normalt bør man bruge en lederbredde på 1 mm. Efterfølgende tabel viser den maksimale belastning af kobberledere på hartpapir.

Bredde på Cu-ledere	Max. strøm og modstand ved folietykkelse 0,035 mm	
	strøm i A	modstand i ohm pr. cm ved stuetemp.
6,0 mm	23	0,002
3,0 "	15	0,004
1,5 "	10	0,008
0,8 "	5	0,017
0,4 "	3	0,033

Almindeligvis skal man holde sig til en afstand mellem lederne på mindst 1 mm. Denne afstand kan tåle en spændingsbelastning på 125 V - 150 V.

Diameteren af udstansede huller bør ikke være under 3/4 af basislagets tykkelse. Alle mindre huller må bores. Afstanden mellem stansede huller eller huller og kanten af basispladen bør ikke være mindre end materialetykkelsen. På tegningen angives hulstørrelser i kode, og de endelige mål for anbringelsen angives uden for selve det trykte kredsløb. Hulstørrelser skal være ca. 0,25 mm større end diameteren af den tråd, som skal indsættes i hullet.

Endvidere kan man på tegningen anføre typenumre, spændingsbetegnelser, serviceinstruktioner og lignende, som så vil findes på det færdige produkt. Tegningen skal udføres i sort tusch med god dækkeevne.

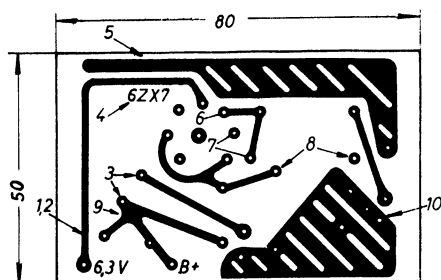


FIG. 3

Fig. 3 viser et typisk eksempel på en tegning, som er reduceret til halvdelen af naturlig størrelse. Tallene på tegningen henviser til nedenstående tabel, som angiver standardkonstruktionsdata for trykt ledningsføring.

Nr.		Ledertype Kobberfolie
1	Ledertykkelse	0,035 mm - 0,07 mm
2	Lederbredde	0,5 - 2,5 mm
3	Afstand mellem ledere	1 mm pr. 150 V DC
4	Bogstavstørrelse, min. Højde Stregtykkelse	2,5 mm 0,4 mm
5	Afstand mellem leder og kanten af basismaterialet	basismaterialets tykkelse
6	Størrelse af huller for komponenter	1,3 mm \pm 0,1 eller 2,0 mm \pm 0,1
7	Afstand mellem huller	$\left\{ \begin{array}{l} 10'' \text{ engelsk og amerikansk standard} \\ 2,5 \text{ mm tysk standard} \end{array} \right.$
8	Folie omkring huller	mindst 1,5 mm større end huldiameteren
9	Ledersammenføjninger	hvor ledere sammenføjes i vinkler, benyttes udfyldninger med stor krumningsradius
10	Store lederarealer	arealer større end 4 cm ² skal udformes i et skraveret mønster

Idag anvendes trykt kredsløb fortrinsvis ved masseproduktion, og det har derfor været nødvendigt at standardisere visse konstruktionsdata, da man på fabrikkerne i vid udstrækning anvender maskiner til montering af komponenter. For eksempel benyttes følgende standard i U.S.A., England, Danmark og Sverige:

Hulafstand $n \cdot \frac{1}{10}''$ ($n \cdot 2,54$ mm), hvor n er et helt tal: 1, 2, 3, o.s.v.

Huldiameter $\frac{1}{20}''$ (1,3 mm \pm 0,1) eller 2 mm \pm 0,1.

I Tyskland benyttes hulafstand 2,5 mm.

For at opfylde kravet om en hulafstand på $\frac{1}{10}''$ har man fremstillet en stiv karton med et kvadratisk mønster, hvor afstanden mellem linierne netop er $\frac{1}{10}''$. Hullerne skal så placeres i linierne skæringspunkter.

For at spare tegnearbejdet anvender man ofte strimler af sort klæbebånd, der bliver klæbet på kartonen som ledninger. Derefter fotograferes pladen, et negativ fremstilles, og den videre fremstilling foregår som beskrevet under ætsning.

Som tidligere nævnt kan man foruden at bruge trykt ledningsføring også bruge trykte komponenter. I fig. 4 ses eksempler på en kondensator og en selvinduktion udført efter denne metode,

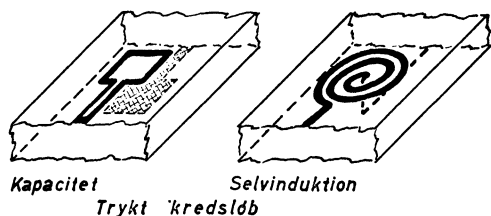


Fig. 4

mens fig. 5 viser en del af en simpel omskifter, roto-
ren er ikke monteret. Foruden disse komponenter kan man
naturligvis også fremstille modstande efter dette prin-
cip. Ved at benytte folier med forskellig modstandsko-
efficient kan man fremstille modstande op til nogle kohm
med stor nøjagtighed. Fig. 6 viser en præcisionsdekade-
modstand med 5 udtag.

Trykte modstande har fundet en interessant anvendelses-
mulighed som varmemåtter til afisning af flyvemaskine-
vinger.

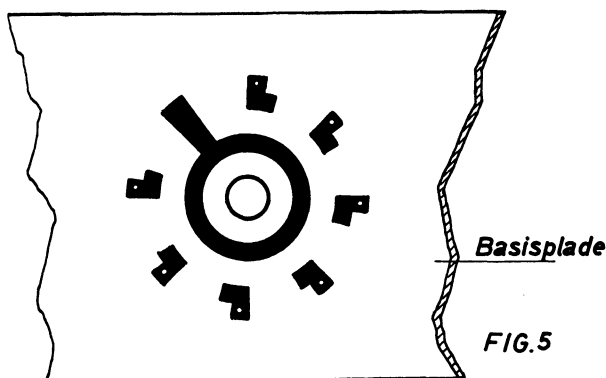


FIG.5

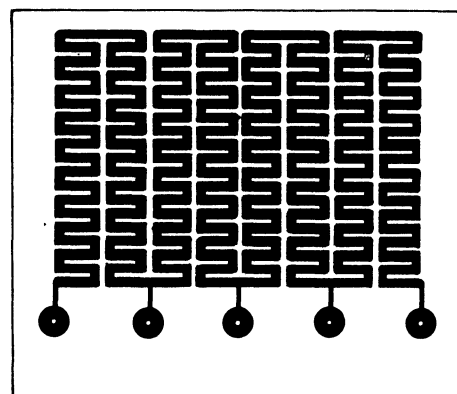


FIG.6

Montering.

Alle komponenter skal indsættes fra den ene side af pladen, hvis det er praktisk muligt. I de tilfælde, hvor man kun har et kredsløb trykt på den ene side af pladen, skal komponenterne indsættes fra den modsatte side. Dette muliggør, at alle forbindelser kan loddes på engang ved dyppemetoden eller bølgemetoden.

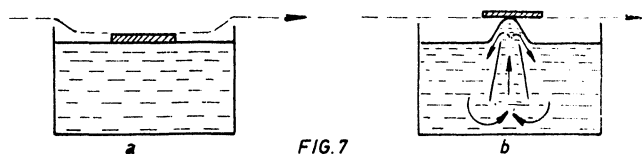


FIG.7

Dyppemetoden, som ses i fig. 7a, foregår ved, at pladen sænkes ned til overfladen af det smeltede loddetin og vugges nogle gange, inden den tages op. Ved bølgemetoden, fig. 7b, hæves loddetinnet ved en pumpe op til pladen

i en stationær bølge. Pladen føres gennem bølgens øverste top.

Som loddetin benyttes 60/40 tin, (60% tin og 40% bly). Temperaturen af det smeltede tin må maksimalt være 225 °C - 250 °C ved en loddetid på 5 - 10 sekunder. Ved forvarmning af emnet (90 °C) kan loddetiden nedsættes. Inden lodningen forsynes loddestederne med et flusmiddel.

Service.

De kender sikkert de besværligheder, der kan opstå, når man skal udføre service på en almindelig radiomodtager. Enten går alle ledninger på kryds og tværs, ud og ind mellem hinanden eller også ligger de i en sammensnøret pølse. I begge tilfælde kan det være overordentligt vanskeligt at følge en ledning fra dens begyndelse til dens slutning. Ved trykt ledningsføring bliver fejlfindingen betydeligt enklere. Spændingsmåling kan for eksempel foretages på begge sider af pladen; men selv om trykte-kredsløb-apparater er lettere at reparere, er der dog visse forholdsregler, man må iagttage.



LEKTION
1214

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

16

1) Undgå ødelæggelse af kobberfolien.

Vær omhyggelig ved udskiftning af komponenter, så kobberfolien ikke ødelægges; men hvis den trykte ledningsføring er ødelagt, kan et stykke ledning erstatte den ødelagte folie. Små brud kan repareres med loddetin.

2) Undgå ødelæggelse af basispladen.

Undgå store tryk på basisplade og komponenter. Selv om basispladen er stiv i sin konstruktion, kan den knække eller revne, hvis man ikke er omhyggelig med den. I specielle tilfælde hvor en udskiftning af komponenter kan være vanskelig, kan man fjerne basispladen fra chassis et og anbringe den i en skruestik, hvor kærerne er dækket med for eksempel skumgummi, mens man udfører service på den.

3) Undgå at efterlade småpartikler af loddetin på basispladen.

Når man børster smeltet loddetin af, kan små partikler af tinnet sætte sig fast i lakken på basispladen. Før man indsætter en ny komponent, skal man fjerne disse partikler med en klud, der er dyppet i et opløsningsmiddel. Hvis lakken er en siliconelak kan man bruge denatureret sprit som opløsningsmiddel, og hvis det er en celluloselak, kan man benytte acetone.

4) Undgå overdreven brug af loddetin.

I nogle områder af det trykte kredsløb kan ledningerne ligge tæt sammen, og man må derfor undgå en overdreven brug af loddetin, da dette kan forårsage kortslutning eller senere periodiske fejl, som kan være vanskelige at lokalisere.

5) Undgå overhedning.

Når man bruger en 40 watt loddekolbe, må man passe på ikke at opvarme loddeenheder og kobberfolie for meget. Kraftig varme (benyttelse af større loddekolbe, evt. loddepistol, brug af loddekolbe længere end nødvendigt) kan ødelægge bindingen mellem basispladen og folien.

Værktøj og materialer.

Her kan følgende foreslås:

- 1) en spids loddekolbe - effekt ikke over 40 W.
- 2) en lille stålbørste.
- 3) 60/40 loddetin.
- 4) en tyndbladet kniv.
- 5) en lille syl.
- 6) en lille flaske siliconelak eller celluloselak.
- 7) opløsningsmiddel for lak - denatureret sprit og acetone.

Udskiftning af komponenter.

Defekte modstande og kondensatorer kan udskiftes efter en af følgende tre metoder:

1. metode:

Hvis ledningsenderne fra den defekte komponent er lange nok til at den nye komponent kan loddet fast på dem, kan man klippe enderne af så tæt ved den defekte komponent som muligt.

2. metode:

Hvis ledningsenderne fra den defekte komponent ikke er lange nok til at bruge metode 1, kan man klippe den defekte komponent midt over og med forsigtighed få ledningsenderne frem, som var inde i komponenten.

1. og 2. metode:

Efter at have renset ledningsenderne fra den defekte komponent, laver man et lille øje i hver ende af den nye komponents ledningsender og lægger dem om ledningsenderne fra den defekte komponent, som det er vist i fig. 8.

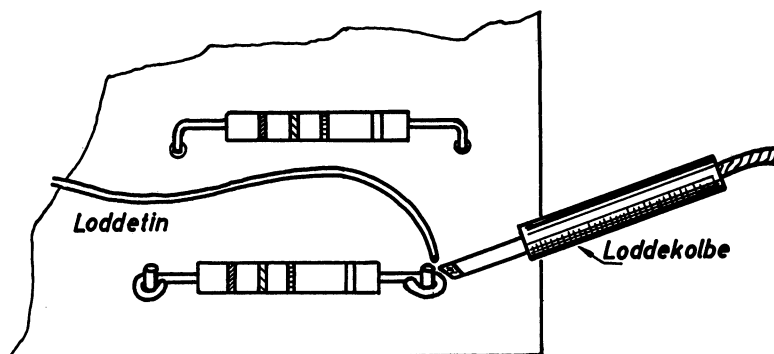


FIG. 8

3. metode:

Hvis det er nødvendigt eller ønskeligt at fjerne den defekte komponent, kan det gøres på følgende måde.

Man opvarmer loddeforbindelserne på ledningssiden af basispladen med en lille loddekolbe. Når tinnet smelter, børstes det væk. Derefter stikker man et knivsblad ind mellem folien og den ombøjede komponentende og bøjer denne ud fra pladen; det kan være nødvendigt at opvarme loddestederne under dette. Derefter kan man, samtidig med at man opvarmer loddestederne, vrikke komponenten løs, så den kan fjernes. Småpartikler af loddetin fjernes fra overfladelakken med en klud dyppet i opløsningsmiddel, inden man stikker den nye komponent på plads. Enderne klippes af i den ønskede længde og bøjes ind mod folien inden lodningen. Under denne proces må man være omhyggelig med ikke at opvarme folien for meget ved loddestederne. Til slut kan det anbefales at give det rensede areal lidt siliconelak for at beskytte imod kortslutninger. Ved udskiftning af spoler og komponenter med mange terminaler går man frem efter samme fremgangsmåde.

Opstillinger.

Fig. 9a viser for- og bagsiden af et trykt 35 MHz M.F.-transformator og fig. 9b viser selve diagrammet. Det vil ses, at både selvinduktioner og kondensatorer er trykte. Denne metode er særlig velegnet til høje frekvenser, da man ikke kan fremstille disse komponenter i store værdier, uden at de vil optage uforholdsmæssig stor plads. En formel for beregning af parallel-plade-kapaciteter er:

$$C \cong 0,1 \cdot K \frac{A}{d} \text{ pF,}$$

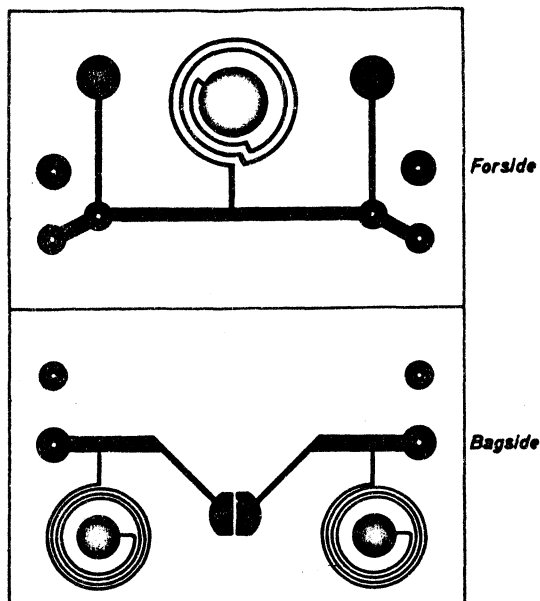


FIG. 9a

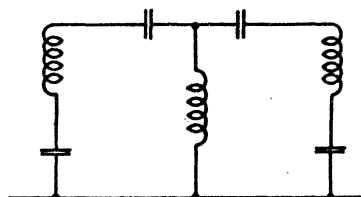


FIG. 9b

hvor

K = dielektricitetskonstanten

A = arealet af den mindste plade i cm^2

d = tykkelsen af basispladen i cm.

En simpel formel til beregning af selvinduktion findes desværre ikke; men nedenstående tabel angiver selvinduktionen for tre spoler:

Selvinduktion μH	Spolens		Bredde af tråd og mellemrum
	ydre diam.	indre diam.	
0,75	23 mm	16 mm	0,5 mm
1,75	20 "	10 "	0,25 "
3,50	33 "	13 "	0,40 "

Det er muligt at fremstille spoler med en selvinduktion på op til 20 μH .

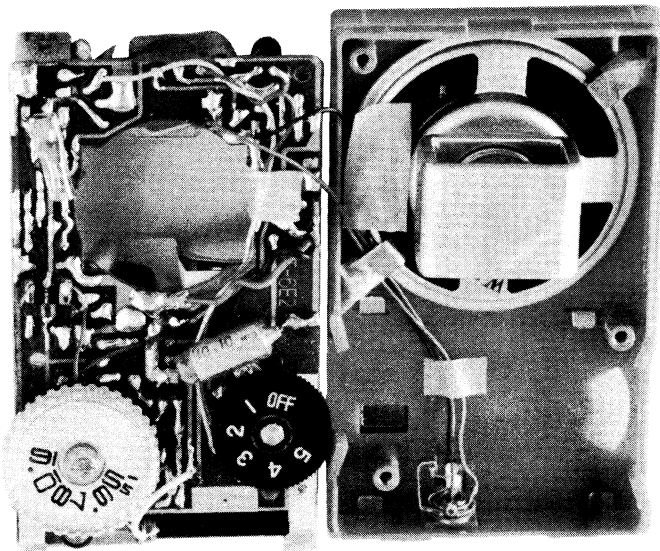


FIG. 10

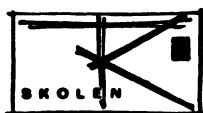


Fig. 10 viser et billede af den trykte ledningsføring af en lille transistormodtager. Et billede af basisplade med komponenter og kabinet ses på fig. 13 i lektion nr. 11.

Komponenter.

I almindelighed falder komponenter til trykte kredsløb i to kategorier:

- 1) Komponenter som oprindeligt er beregnet til konventionel samling; men som kan bruges uden modifikation.
- 2) Komponenter som er blevet konstrueret eller modificeret til trykte kredsløb.

I den første kategori er sådanne komponenter som modstande, kondensatorer, spoler, dioder, transistorer, subminiaturerør og så videre, som har loddeender eller stifter, der stikker frem fra komponenten på en sådan måde, at de let kan formes til at passere gennem huller eller øjer i basispladen inden dyppelodning. Den anden kategori indeholder komponenter, som tidligere blev monteret på metalchassiet og så forbundet med en ledning til de andre kredsløbselementer. Der er elektrolytkondensatorer, drejekondensatorer, M.F.- og L.F. transformatorer, rørsokler, omskifttere (dreje eller vippe), potentiometre (vandret eller lodret montage).

Til sidst kan De i nedenstående tabel se nogle konventionelle komponenter, som ikke kræver modifikation til brug i trykte kredsløb.

Komponent	Beskrivelse
Modstande	Kulmodstande til og med 2 W Trådmodstande
Kondensatorer	Runde papir Runde elektrolytter Mica Variable trimmere Paddingskondensatorer
Spoler og transformatorer	Minityper L.F. og M.F.
Dioder	Krystal

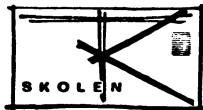


Øvelsesopgaver.

1. Trykt ledningsføring kaldes:
a) printed wiring b) printed circuits.
2. I Danmark er den mest anvendte metode til fremstilling af trykte kredsløb:
a) maling b) stansning af en metalfolie c) ætsning.
3. I radiomodtagere er den mest anvendte type folie:
a) aluminiumfolie b) kobberfolie c) messingfolie.
4. Den mest almindelige ledertykkelse er:
a) 0,035 b) 0,5 mm c) 2,5 mm.
5. Den mest almindelige tykkelse af basispladen er:
a) 0,035 - 0,5 mm b) 0,5 mm - 2,5 mm.
6. Maksimal loddetemperatur er:
a) 100 °C b) 250 °C c) 350 °C.

Indsendelsesopgaver.

1. Hvornår begyndte man en produktion af trykte kredsløb, som de kendes i dag.
2. Find den specifikke modstand ρ ud fra de værdier, der er opgivet i tabellen over max. strøm og modstand, når arealet er cm^2 og længde cm.
3. På en basisplade med tykkelsen 1,5 mm ønskes en kondensator på 20 pF, hvor stor skal den mindste plade være. $K = 5$.
4. Tegn et trykt ledningsføringsdiagram af modtageren i fig. 2 lektion 1211 med placering af komponenter og med angivelse af mål, specifikationer for basisplade og laminat. Der benyttes ingen trykte komponenter.
5. I en forstærker med trykt ledningsføring har vi et udgangstrin i klasse A, der afgiver 1 watt. TR mellem junction og køleplade er 10 °C/W. Find junctiontemperaturen ved fuld udstyring og i tomgang, når stuetemperaturen er 25 °C. η er 50%.



LEKTION
1214

TRANSISTORTEKNIK

LØBE-NR.

16

6. En forstærker I har en indgangsspænding på 1 mV og en udgangsspænding på 1 V. En forstærker II har en indgangsspænding på 10 mV og en udgangsspænding på 1 V.
- a) Hvor stor er forstærkningen i I i dB.
 - b) Hvor stor er forstærkningen i II i dB.
 - c) Hvor mange ganges forstærkning får man ved at koble I og II i kaskade.

Løsningsforslag til øvelsesopgaver: 1a. 2c. 3b. 4a. 5b. 6b.