

JOHN SCHRÖDER

# RADIOBYGG BOKEN

Norsk omarbeidet utgave ved

Sivilingeniør PÅL RENNEMO

Oslo tekniske skole

TEKNOLOGISK FORLAG — OSLO

B21288



75A030206

Universitetsbiblioteket i Trondheim



65/989a



75a030206

(9634)

© JOHN SCHRÖDER

NORSKE RETTIGHETER  
TEKNOLOGISK FORLAG, OSLO

ETTERTRYKK OG FOTOMEKANISK GJENGIVELSE  
OGSÅ AVSNITTSVIS, FORBUDT

PRINTED IN NORWAY, OSLO 1965  
AKTIETRYKKERIET - OSLO

B21288

## FORORD

Helt siden radioens barndom har folk hatt stor interesse for radiobygging som hobby. Tusener barn og voksne føler radio og radioteknikk som noe usedvanlig tiltrekkende og fascinerende. Hobbyfolket — eller amatørerne — er ofte så dyktige at det er vanskelig å skille dem fra profesjonelle radiofolk. Amatøren *vil* lære det profesjonisten *må* lære. Med den sparsommelige norske litteratur på området, har ikke dette vært helt enkelt. Imidlertid håper vi at RADIOBYGGBOKEN vil råde bot på dette.

Det har naturligvis vært et avveiningsspørsmål hva som burde tas med i boken. Det har vært en hovedtanke å vise hvordan man gjennom praktisk radiobygging, kan skaffe seg gode og grunnleggende kunnskaper i moderne radioteknikk. Dette er kunnskaper som vil utgjøre en god bakgrunn for videre utdanning på dette område.

RADIOBYGGBOKEN er basert på praktisk radiobygging med enhetlige og nøye utprøvede apparater som lett kan endres eller bygges om. Innledningsvis forklares hvordan enklere forsterkere og mottakere kan bygges med transistorer eller batterirør. Det gis elementære praktiske tips for lodding og chassisarbeid. Videre behandles radiokonstruksjoner av mer avansert natur, Hi-Fi-utrustninger, kortbølgeapparater, FM- og TV-mottakere osv. Endelig behandler også RADIOBYGGBOKEN et så viktig område som måleinstrumenter. Disse er beregnet for enklere radiotekniske målinger, og de beskrevne måleapparater er slike som en amatør trenger for å kunne arbeide selvstendig og virkeliggjøre sine idéer.

I RADIOBYGGBOKEN gis foruten praktiske anvisninger for apparatenes konstruksjon, også forklaring på apparatenes virkemåte og for den grunnleggende teorien. Det er gjort store anstrengelser for å få stoffet så moderne og interessant som mulig. Transistorene er viet stor oppmerksomhet, likevel ikke til fortregning for de konvensjonelle enheter og konstruksjonsprinsipper.

RADIOBYGGBOKEN er den selvskrevne læremester for alle som vil skaffe seg enkel og lettfattelig innføring i moderne radiobygging, og den er dessuten en ypperlig håndbok for mer avanserte amatører. Boken vil være godt egnet som ved-siden-av-lesning for elever ved faglige kurser og skoler.

For en eventuell senere utgave av boken er forlaget takknemlig for idéer og merknader fra leserne.

# INNHold

Kap. 1.	Radio som hobby .....	13
Kap. 2.	Verktøy for radiobygging .....	21
	Skruttrekkere 21 — Verktøy for chassis-arbeider 25 — Bukking av chassiser 28 — Filer 28 — «Normalchassiser» 28 — Monteringsplater 30	
Kap. 3.	Lodding og loddeverktøy .....	33
	Kalldodding 34 — Loddeverktøy 36 — Loddebolten 36 — Loddepenn 38 — Loddeboltpissens behandling 39 — Loddepistolen 40	
Kap. 4.	Frekvens og bølgelengde .....	42
	Sammenhengende bølgelengde — Frekvens 43 — Kiloperioder og megaperioder pr. sekund 45 — kHz, kp/s, kc/s, MHz, Mp/s, Mc/s 46 — Regler for omregning fra bølgelengde til frekvens 46 — Lang-, mellom- og kortbølge 46 — Meterbølgebåndet eller VHF-båndet 47	
Kap. 5.	Motstander .....	50
	Massemotstander og sjiktmotstander 50 — Fargekoden for motstander 52 — Trådviklede motstander 54 — Potensiometer 55 — Ohms lov 56 — Hva bruker vi motstand til? 58 — Tillatt strøm i forskjellige typer av motstander 59 — Serie- eller parallellkopling av motstander 60	
Kap. 6.	Kondensatorer .....	63
	Kapasitet 63 — Ulike typer av kondensatorer 64 — Keramiske kondensatorer og glimmerkondensatorer 64 — Fargekode 65 — Papirkondensatorer og polystyrolkondensatorer 66 — Elektrolyttkondensatorer 68 — Variable kondensatorer 69 — Trimmekondensatorer 71 — Symboler 72 — Kondensatorens reaktans 72 — Serie- eller parallellkoplinger av kondensatorer 74 — Hva nytter vi kondensatorer til? 74	
Kap. 7.	Induksjonsspoler .....	78
	Selvinduksjon 79 — Ulike typer av induksjonsspoler 79 — Spoler for høyfrekvens 81 — Spoler for lavfrekvens 82 — Symboler 82 — Induksjonsspolens reaktans 83 — Serie- eller parallellkopling av spoler 84 — Hva bruker vi spoler til? 85	

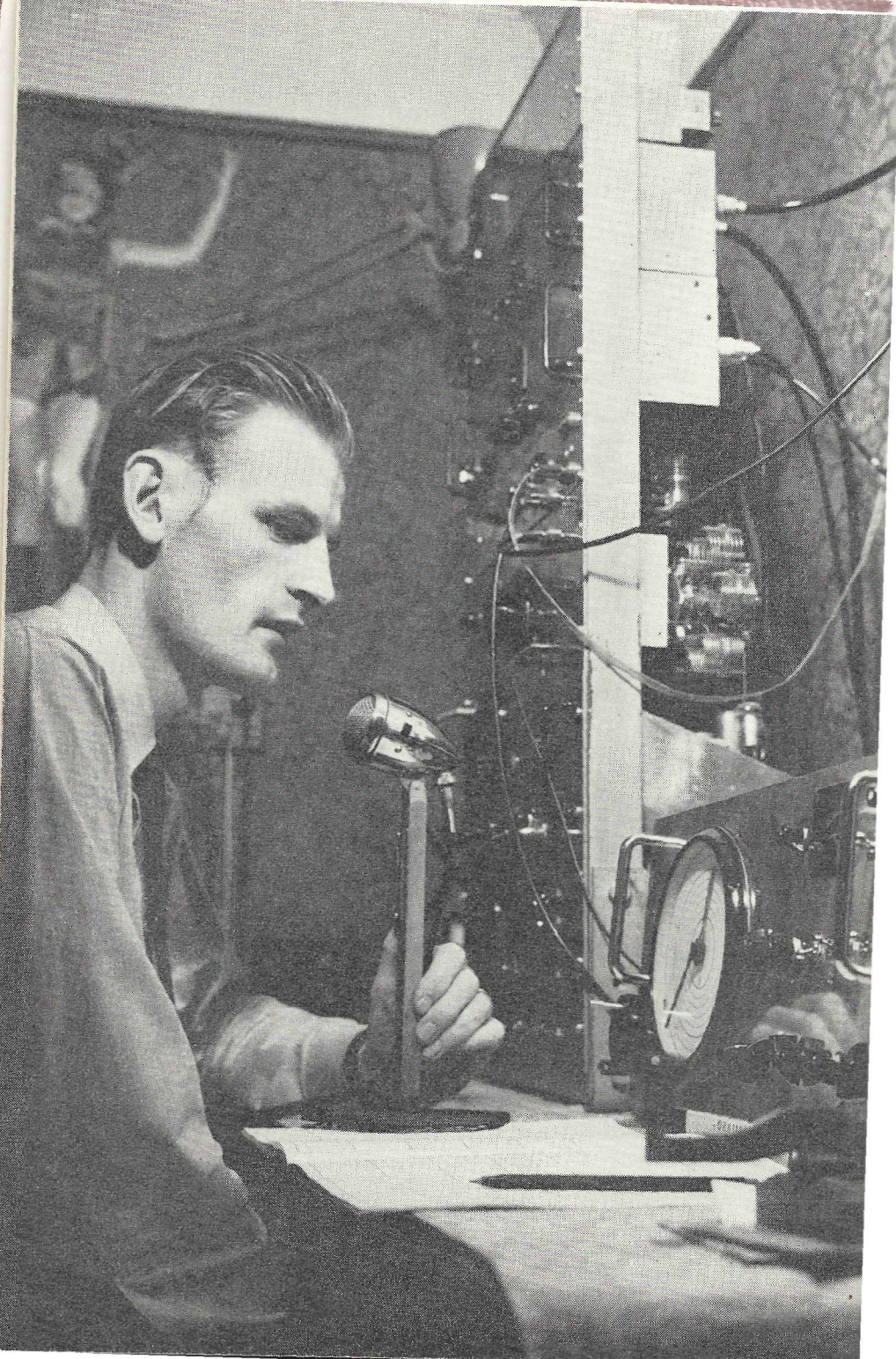
Kap. 8.	Å beregne og vikle spoler .....	88
	Hvor mange tårn? 88 — Vikling av spolene 93	
Kap. 9.	Resonanskretser .....	97
	Parallellresonanskretsen 98 — Serieresonanskretsen 102 — Beregning av resonanskretser 103.	
Kap. 10.	Transformatorer .....	111
	Oversetningsforholdet 112 — Impedanstransformering 114 — Tilpassing 116	
Kap. 11.	Skjema og skjemasymboler .....	121
	Prinsippskjemaer 121 — Symboler 123 — Koplings- skjemaer 130	
Kap. 12.	Vi bygger en krystallmottaker .....	132
	Hvordan virker apparatet? 132 — Litt teori 133 — Mottake- rens selektivitet 134 — Apparatets oppbygging 136 — Eksperi- menter 137	
Kap. 13.	Om antenner .....	140
	Effektiv høyde 140 — L-antennen 141 — T-antennen 142 — Vertikalantennen 143 — Skjermet nedføring 144 — Jord- ledning 145 — Lynavleder 145 — Innendørsantenner 146 — Rammeantenner 147 — Senderantenner 148	
Kap. 14.	Forsterking av signaler .....	153
	HF-trinn og LF-trinn 153 — Forsterking med elektronrør 155 — Pentoder 158 — LF-trinn med pentoder 159 — Sokkelkop- plingen 160 — Forsterking med transistorer 163 — Stabili- sering 168	
Kap. 15.	Vi bygger en transistorforsterker .....	171
	Transistorforsterker med fire transistorer 171 — Stykkliste 175 — Transistorforsterker med to transistorer 175 — Stykk- liste 178 — Detektorforsats 178 — Stereoforsterkere 181	
Kap. 16.	Vi bygger en reaksjonskoplett mottaker .....	183
	Prinsippskjemaet 183 — Reaksjonskoplingen 184 — Detek- torens virkemåte 187 — Sluttrinnet 187 — Stykkliste 188 — Mekaniske detaljer 188 — Kalibrering m. m. 189 — Kort- bølgemottaker med reaksjonskopling 190 — Stykkliste 193	
Kap. 17.	Skjema med variasjoner .....	194
Kap. 18.	Bygg en reaksjonskoplett mottaker med transistorer .	202
	Prinsippskjemaet 203 — Stykkliste 203	
Kap. 19.	Vi bygger en lommemottaker .....	208
	Prinsippskjemaet 209 — Stykkliste 210 — Mekaniske detaljer 210 — Varianter 214	

Kap. 20.	Vi bygger en komplett transistor <sup>s</sup> super .....	215
	Superheterodynprinsippet 215 — Frekvensblandingen 216 — Prinsippskjemaet 217 — Stykkliste 218 — Diodedetektoren 221 — Ferrittantennen 222 — Koplingen 223 — Trimmingen 223	
Kap. 21.	Noen tips for koplingsarbeidet .....	226
Kap. 22.	Advarsel for lysnettet .....	231
	Hvilken strømstyrke er farlig? 233 — Hudens overgangsmotstand 235 — Lumske kondensatorer 236 — Safety first 239 — amatørbygde apparater får ikke selges 240	
Kap. 23.	Indirekte glødede rør .....	242
	Serierør 244 — Kombinasjonsrør 245	
Kap. 24.	Vi bygger en kraftforsyning for nettdrift .....	247
	Nettransformatoren 248 — Stykkliste 249 — Brolikereterten 249 — Hvordan filtreres den likerettede spenningen 250 Kraftforsyningen + LF-forsterker 256 — Stykkliste 258 — Negativ tilbakekopling 258	
Kap. 25.	En enkel Hi-Fi-forsterker .....	263
	Stykkliste 265 — Decibel-begrepet 268 — Oppbygging 270 — Høyttalere 272	
Kap. 26.	Vi bygger et høyttalerkabinett .....	274
	Baffel 276 — Åpen kasse 277 — Høyttalerens bassresonans 278 — Lukket høyttalerkasse 280 — Bassreflekskasse 283 — Trimming av bassrefleksåpningen 286 — Enkel hjørnehøyttaler 287	
Kap. 27.	Vi bygger en mottaker for lang-, mellom- og kortbølge 290	
	Stykkliste 292 — Monteringen 294 — Spolesentralen 295 — Koplingen 295 — Trimming 296 — Speilfrekvenser 299	
Kap. 28.	Nybegynnerens kortbølgemottaker .....	300
	HF-trinn gir bedre kortbølgemottaking 302 — Om speilfrekvenser 302 — Stykkliste 306 — Varme og kalde ledninger 307 — Beat-oscillatoren 310 — Finavstemming 311 — S-meter 312 — Trimming 313 — Kalibrering 316 — Bruk av mottakeren 317	
Kap. 29.	Bygg selv en amatørsender .....	319
	Stykkliste 321 — Ledningsføring m.m. 323 — Spolene 323 — Antenne og antennefilter 327 — Justering og trimming 327 — Avstemming av senderen 328 — Telegrafverkets bestemmelser om amatørstasjoner 329 — Kravene i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet for å oppnå amatørsertifikat og radiosenderløyve 330 — Prøver i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet 331 — Frekvenser som er åpne for amatørtrafikk 332	

Kap. 30.	Bygg selv en FM/TV-lydmottaker .....	333
	Frekvensmodulasjon 334 — Stykkliste 337 — Trimming av mottakeren 343	
Kap. 31.	Antenner for FM- og TV-mottaking .....	347
	Yagi-antennen 348 — Hvor stor antenne er nødvendig? 350 — «Testantenne» 351 — «Permanent antenne» 356 — Kombinasjonsantenner 359	
Kap. 32.	Bygg et anlegg for stereolyd .....	361
	Delefilter 364	
Kap. 33.	Kunsten å kurere selvsving .....	370
	Kapasitiv kopling 371 — Farlig rørkapasitet 373 — Risikable chassisstrømmer 374 — Tilbakekopling over en felles strømkilde 376	
Kap. 34.	Amatørene og N-merkingen .....	380
	Faren for personskaide 381 — Faren for brann 383	
Kap. 35.	Rørkarakteristikker .....	385
	Belastningslinjen 387 — Arbeidspunktet 389 — Beregning av katodemotstanden 389 — Vekselstrømsmotstanden 391 — Beregning av skjermgittermotstanden 393	
Kap. 36.	Trykte kretser .....	396
	Basismateriale for trykte kretser 399 — Fremstilling av trykte kretser 399 — Etsingen 405 — Belastning av trykte kretser 406 — Plassering og lodding av komponenter 407	
Kap. 37.	Måling av strøm og spenning .....	409
	Ohm pr. volt 417 — Måling av strøm 418 — Strøm kan måles ved spenningsmåling 419	
Kap. 38.	Slik måler vi motstand .....	423
Kap. 39.	Enkelt universalinstrument med transistor .....	432
	Stykkliste 438 — Mekanisk utforming 440 — Kalibrering av instrumentet 441 — Bruken av instrumentet 442	
Kap. 40.	Prøvemotstander og prøvekondensatorer .....	445
	Dekademotstand og -kondensatorer 446	
Kap. 41.	Bygg en tonegenerator .....	450
	Prinsippkjemaet 452 — Frekvensområdet 454 — Stykkliste 457 — Mekanisk oppbygging 457 — Trimming 459 — Kalibrering 461	
Kap. 42.	Enkle målebroer for motstand og kapasitet .....	462
	Målebro for kapasiteter 467 — Stykkliste 469 — En enkel RC-målebro 470	

Kap. 43.	Impedans .....	476
	Serieresonanskrets 485 — Parallellkopling av impedans- elementer 488 — Parallellresonanskrets 490 — Q-verdien 492	
Kap. 44.	Bygg en signalgenerator .....	494
	Prinsippkjemaet 495 — Stykke-liste 500 — Oppbygging av signalgeneratoren 502 — Foreløpige prøver 502 — Kalibrering 503 — Bruk av signalgeneratoren 507	
Kap. 45.	Bygg selv et oscilloskop .....	509
	Katodestrålerørets oppbygging 509 — Avbøyingen av elek- tronstrålen 511 — Symboler 512 — Arbeidsspenninger for katodestrålerøret 513 — Sentrering av elektronstrålen 514 — Avbøyningsfølsomheten 515 — Vekselspenningens effektiv- verdi og amplitudeverdi 516 — Prinsippkjemaet 517 — Stykke-liste 524 — Oppbyggingen 525	
Kap. 46.	Målinger med oscilloskop .....	530
	Undersøkelse av vekselspenningens kurveform 530 — Ulike typer av distorsjon 531 — Frekvensgang 534 — Måling av vekselspanning 534 — Måling av frekvens 534 — Bestemming av faseforskyvning 543	
Kap. 47.	Regnestaven .....	545
Tabeller	.....	553
Sakregister	.....	557







## RADIO SOM HOBBY

Begrepet radio har i dag trengt inn i vår bevissthet som en selvfølgelig ting. Dette at vi hjemme i vår egen stue kan skru på noen knapper på et apparat, og dermed høre tale og musikk, og kanskje også se bilder, fra nær sagt alle kanter av verden uten at vi har noen direkte fysisk forbindelse med senderstedet, har etter hvert blitt så vanlig og dagligdags for oss at de fleste ikke lenger bryr seg med å spørre hvordan dette er mulig.

Men til tross for dette er ikke radioteknikken så svært gammel. Det første vellykkete eksperimentet på å nytte radio til praktiske ting, fant sted så sent som i 1901, da italieneren Marconi klarte å sende det første telegrammet over Atlanterhavet ved hjelp av svært primitivt radioutstyr. Og det skulle gå enda ca. 20 år før de første kringkastingssendinger tok til i England og Amerika. Her i Norge begynte de første prøvesendinger i 1923.

Samtidig med disse mer profesjonelle radioeksperimenter, begynte også radio som hobby å få et stort oppsving, og etter at de første kringkastingsprøvesendinger var kommet i gang, var det en stor gruppe interesserte som tok til å bygge sine egne krystallapparater og andre enkle typer av mottakere, for å kunne lytte til disse kringkastingssendingene.

---

Fig. 1.01. Det fins neppe noen fritidsvirksomhet med slike muligheter som radioteknikken, nyttet som hobby. Det beste eksempelet på dette er vel amatørsending. Senderamatøren kan med relativt enkle og ukompliserte apparater, som han godt kan bygge selv, få kontakt via radio med kolleger over enorme avstander. I praksis fins det ingen grense for hvor langt hans sender kan nå, og på den måten kan han knytte vennskapsforbindelser jorden rundt.

For mange var det det første hjemmebygde krystallapparatet som for alvor fikk interessen for radio til å våkne. Tanken på kanskje å kunne få kontakt med likesinnete andre steder i verden, begynte å spøke i mange sinn, og dette ga støtet til den radioamatørvirksomhet som i dag er en verdensomspennende organisert fritidsbeskjeftigelse for en mengde radiointeresserte mennesker. Og den *Internasjonale Amatørradio Union (I.A.R.U.)*, fikk etter hvert nasjonale underavdelinger rundt omkring i alle land i verden, her i Norge ble *Norsk Radio Relæ Liga (N.R.R.L.)*, også kalt Senderamatørenes landsforbund stiftet i 1936. Og i § 1 i de lover som ble vedtatt på den første generalforsamling står blant annet at «N.R.R.L. er en upolitisk sammenslutning av kortbølgeinteresserte med formål å arbeide for amatørsendingens fremme samt søke å oppnå et økt samarbeid mellom amatørerne innbyrdes og med tilsvarende utenlandske organisasjoner». Enhver norsk statsborger som er interessert i amatør-sending, kan søke hovedstyret i N.R.R.L. om å bli opptatt som aktivt medlem. Søknad om medlemskap skal sendes til gruppeformannen i vedkommende lokalforening eller distrikt hvor søkeren bor, og gruppeformannen sørger da for at søknader oversendes Hovedstyret til avgjørelse.

Her kan det være på sin plass å stoppe opp et øyeblikk for å komme med et spørsmål. Hva er nå egentlig radio?

Slår vi opp på dette ordet i et leksikon, finner vi at «radio er en fellesbetegnelse for all trådløs overføring av signaler (telegrafi, tale, musikk, bilder osv.), ved hjelp av radiobølger eller elektromagnetiske bølger». Og radiobølgene er vel også verd en liten omtale. Disse er bare en liten del av det vi kaller elektromagnetiske bølger, som også omfatter varmestråling, lys, røntgenstråling og annen radioaktiv stråling. Alle elektromagnetiske bølger forplanter seg stort sett likt. På samme måte som lyset stråler utover til alle sider omkring en lyskilde, eller varmen stråler til alle kanter rundt en varmekilde, brer radiobølgene seg utover i alle retninger rundt en radiosenderantenne. Og på samme måte som vi får skygge bak hindringer som lyset møter, kan vi også få «radioskygge» bak hindringer for radiobølgene. I likhet med lys og varme blir også radiobølgene reflektert fra hindringer de treffer. Vi vet at lys og varme når fram til oss fra



solen, og følgelig må vi kunne trekke den slutning at elektromagnetisk stråling også kan forplante seg i det tomme rom, og dette gjelder da også for radiobølgene.

Utbredelsen av en elektromagnetisk bølge kan vi lett illustrere ved å kaste en sten i et stille vann (se fig. 1.02). Vi kan da se hvordan bølgene i vannet brer seg utover som større og større ringer med

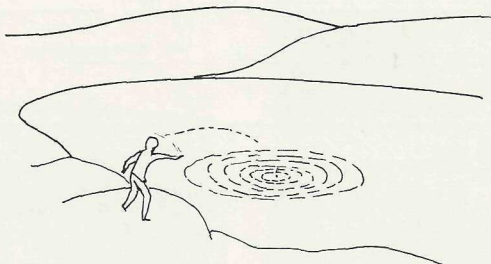


Fig. 1.02. Når vi kaster en sten i vannet, vil vannet settes i «svingninger», og det går bølger utover til alle sider som større og større ringer. På tilsvarende måte brer de elektromagnetiske bølger seg utover omkring en strålingskilde, men da skjer det ikke bare i et plan, men i alle retninger i rommet.

sentrum i det sted hvor stenen traff vannflaten. Avstanden mellom to slike ringer kaller vi *bølgelengden for «strålingen»*, og om vi forsøker å måle den, vil vi finne at den er den samme helt inne ved sentrum for bølgeutbredelsen som lenger ute. En elektromagnetisk bølge brer seg utover på samme måte, men vi må bare tenke oss at bølgene stråler utover i alle retninger som kuleskall med større og større radius og med sentrum i strålingskilden, og ikke bare som ringer i ett plan.

I grove trekk kan vi si at all elektromagnetisk stråling oppfører seg på denne måten. Men det er en viss forskjell i evnen til å kunne «gå rundt» hindringer de møter, og til å reflekteres fra disse. Dette har sammenheng med bølgelengden for strålingen, og det er også bølgelengden som skiller de ulike typer av elektromagnetisk stråling fra hverandre. Generelt kan vi si at jo større bølgelengden er, desto større evne har strålingen til å kunne gå rundt hindringer. Hindringer av elektrisk isolerende materialer vil bety mindre for strålingens utbredelse jo større bølgelengden er. Her må vi imidlertid påpeke

at de langbølgete strålingers evne til å forplante seg upåvirket av isolerende materialer, er av en annen natur enn den evnen de eksep- sjonelt kortbølgete strålinger (røntgenstråler), har til å passere direkte gjennom materialer (også ledende materialer).

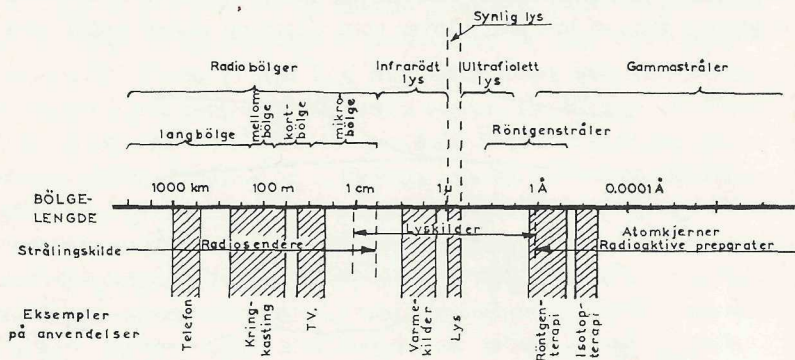


Fig. 1.03. Her ser vi hvordan de ulike typer av elektromagnetisk stråling ligger i forhold til hverandre når det gjelder bølgelengden.

I fig. 1.03 har vi vist hvordan bølgelengden for de ulike typer av elektromagnetisk stråling ligger i forhold til hverandre. Her ser vi da at radiobølgene er de elektromagnetiske bølger som har størst bølgelengde. Radiobølgene påvirker ikke våre sanser på samme måte som for eksempel lys og varme, og vi kan derfor ikke registrere disse direkte på noen måte. Det vi i det følgende vil gå litt inn på, er nettopp hvordan hver enkelt med relativt enkle midler kan bygge seg eget utstyr for nettopp å registrere, «ta imot», slike bølgelengder, og eventuelt trekke ut av dem den informasjon som de måtte bære med seg. Dette at radiobølgen kan bære med seg en informasjon, eller som vi sier, være modulert, er noe vi kommer tilbake til i et senere kapittel. Vi vil også komme litt inn på hvordan vi selv kan bygge oss en egen sender for radiobølger, og endel annet utstyr som har nær tilknytning til radioteknikken, som for eksempel forsterkere for lavfrekvens (hørbar lyd), høyttalerkabinetter og elektriske måle- instrumenter.

Å eksperimentere med forsterkere, mottakere og sendere er ikke bare en meget fengslende hobby, det kan også gi meget nyttige for-



kunnskaper for den som har til hensikt å velge radiofaget som yrke. På den annen side er det mange som uten tanke på å velge dette som yrke, har begynt med radioeksperimenter som ren hobby, og blitt så fengslet av dette at det siden har blitt deres yrke. Og det er mange av de fremste radioeksperter i verden som har startet sin løpebane som rene amatører.

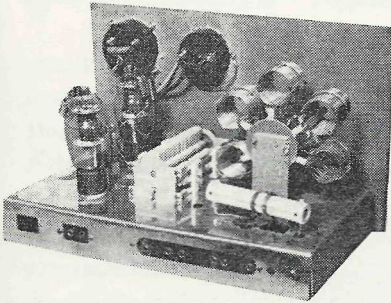


Fig. 1.04. Eksempel på hvordan en enkel sender for amatørbruk kan se ut. Med en slik kan vi med god antenne oppnå meget gode resultater, og få kontakt med amatører hvor som helst i Europa, og under gunstige forhold også andre steder i verden.

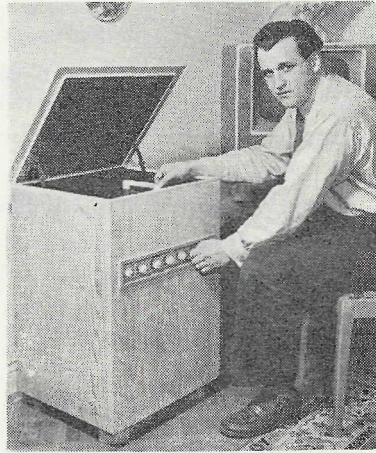


Fig. 1.05. Amatørbygging av forsterkeranlegg for platespilling o.l., kan være en givende hobby for den som er glad i musikk.

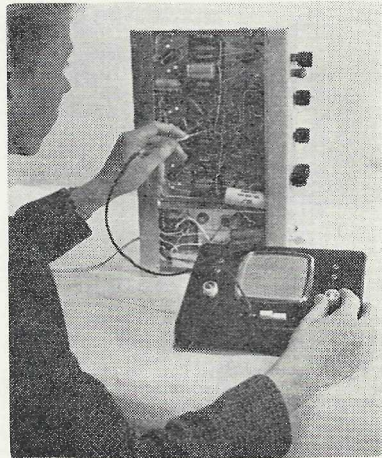


Fig. 1.06. Radiobygging som hobby, er en utmerket introduksjon i radioteknikk for den som har til hensikt å velge dette som yrke.

Det er med radioamatørvirksomheten som med så mange andre ting. Det er alltid vanskeligst med starten. Men for de som går omkring og har lyst til å forsøke seg på radioeksperimenter, men likevel ikke våger å ta «spranget», har det for kort tid siden kommet på markedet i Norge en ny artikkel som kan bli til god hjelp. Dette er de elektroniske byggesettene som en av de større bedrifter innen elektronikken nettopp har lansert her i landet. Ved hjelp av disse byggesettene kan vi få et gløtt inn i den forunderlige verden av elektronikk (som vi i grunnen til daglig er i kontakt med), uten at vi trenger å gå til anskaffelse av annet verktøy enn en liten skrutrekker og en avbitertang.

Byggesettene leveres i tre ulike størrelser, et grunnbyggesett som gir 8 ulike byggemuligheter, et tilleggsett til dette grunnsettet som dermed gir mulighet til 22 ulike konstruksjoner, og et stort byggesett som inneholder de komponentene som grunnsettet og tilleggssettet tilsammen består av. Her har vi derfor mulighet til å begynne i det små og utvide etter hvert. De elektroniske byggesettene består av komponenter som transistorer, dioder, motstander, kondensatorer osv. av de typer som nyttes ved fabrikasjon av kringkastingsmottakere og TV-apparater. Og med hvert byggesett følger norsk instruksjonsbok og nøyaktig monteringsanvisning for hver enkelt byggemulighet.

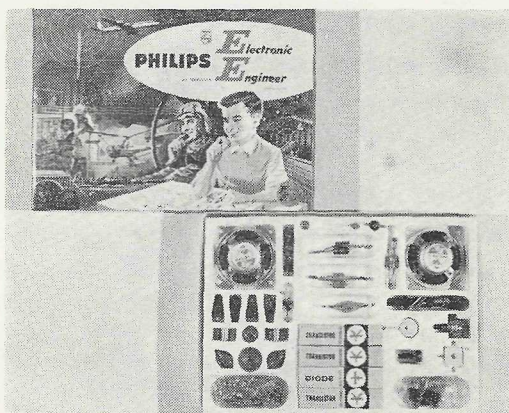


Fig. 1.07. Slik blir byggesettene levert fra fabrikannten. Komponentene er plassert trygt og oversiktlig i esken.



Fig. 1.08. Dette er en enkel grammofonforsterker med høretelefon. Den koples direkte til en vanlig platespiller.

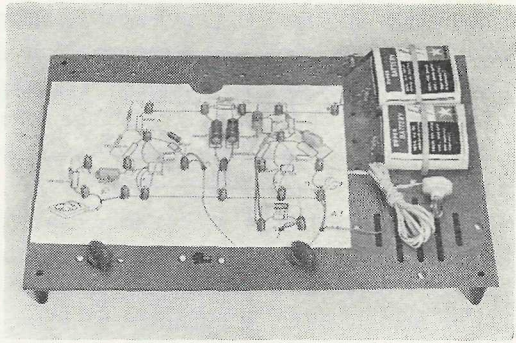


Fig. 1.09. Her har vi en tyverialarm. Den sender ut et skarpt signal når lyset treffer en fotoelektrisk celle. Den kan koples slik at den reagerer når en kontakt blir brutt (for eksempel når et vindu eller en dør åpnes).

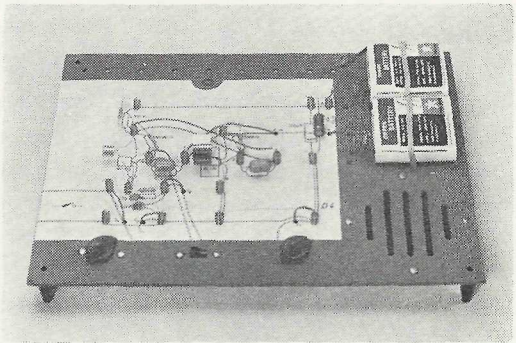
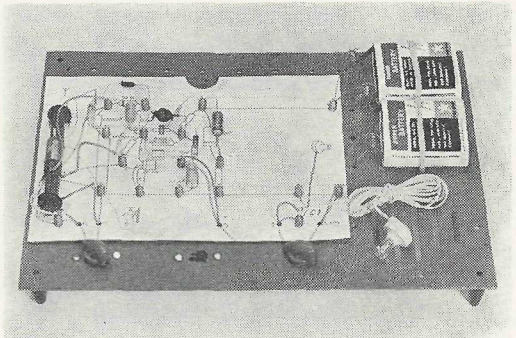


Fig. 1.10. Den enkleste radio kan vi bygge med én transistor. Vi kan også bygge med to eller tre transistorer, som selvfølgelig gir bedre kvalitet.



For en nybegynner på området vil det tilsynelatende tettpakkete virvar av ledninger og komponenter som vi finner i et radio- eller TV-apparat, være håpløst å finne ut av. For at han lettere skal forstå at hver enkelt komponent har sin berettigelse, er disse bygge-

### *Radio som hobby*

settene lagt opp med et popularisert diagram eller skjema for hver enkelt byggemulighet. Ved å sammenlikne disse med de tilsvarende profesjonelle skjemaer som fins med i settet, vil en etter hvert kunne tilegne seg en viss trening i å tyde slike skjemaer, og dette vil kunne komme til nytte om en siden går over til mer avansert radioeksperimentering.

I disse byggesettene er det ikke nødvendig å foreta en eneste lodding av noen komponent eller ledningsforbindelse. Alle sammenføyninger utføres ved hjelp av spesielle fjærarrangementer som holder komponenter og ledninger på plass. Og strømkilden som vi nytter for de ferdigbygde produkter, er to stk. 4,5 V vanlige flate lommelyktbatterier.



## INDUKSJONSSPOLER

En induksjonsspole består av en leder som er viklet opp i spiral i et antall tårn, se fig. 7.01.

En induksjonsspole slipper uten videre fram en likestrøm, for fra likestrøm-synspunkt er ikke spolen noe annet enn en koppertråd med en motstand som tilsvarer den trådlengde som er viklet opp. At tråden er viklet opp i spiral har ingen virkning på trådens likestrøm-motstand. Det er imidlertid et fenomen som er av betydning i denne sammenheng. Når det går en strøm i en leder, er dette opphav til et magnetfelt omkring lederen, og når lederen vikles opp i spiral, vil det magnetfeltet som oppstår bli kraftig forsterket. Dette er lett å konstatere om vi holder et kompass i nærheten av en induksjonsspole og sender likestrøm i spolen. En vil også da kunne konstatere at magnetfeltets retning er avhengig av hvilken vei strømmen går i spolen.

Om vi nå forsøker å sende vekselstrøm gjennom spolen, så må det magnetfeltet som oppstår skifte retning hver gang strømmen skifter

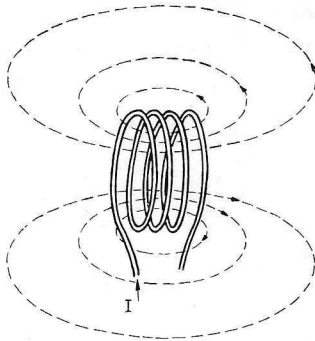


Fig. 7.01. I prinsippet består en induksjonsspole av en leder som er viklet opp i spiral et antall tårn. Når det går strøm i spolen, oppstår det et magnetfelt som antydnet med stiplede linjer i figuren.

retning. Denne omkasting av magnetfeltet i spolen har en tendens til å motvirke strømvekslingene. Jo kraftigere magnetfelt som oppstår i spolen, desto mer motvirkes vekselstrømmen, og jo høyere frekvens vekselstrømmen har, desto mer utpreget blir magnetfeltets motvirking. Vi kan også uttrykke dette slik: Jo høyere frekvens vekselstrømmen har, desto svakere magnetfelt må spolen være årsak til om en strøm av en viss styrke skal kunne passere gjennom spolen.

### Selvinduksjon

Den måleenhet som vi bruker for å måle størrelsen av denne motvirking for vekselstrøm, kaller vi spolens *selvinduksjon* eller *induktivitet*. Selvinduksjonen i spolen er større jo flere tårn spolen har og jo tettere disse tårn ligger inntil hverandre. Selvinduksjonen øker også med diameteren på spolen.

I denne forbindelse kan vi også nevne at selv en rett leder har en viss selvinduksjon. Dette skyldes at det også omkring en rett leder som det går strøm i, oppstår et magnetfelt. Dette feltet omkring en rett leder er imidlertid meget svakt, og selvinduksjonen for den er da også meget liten. Når det gjelder svært høye frekvenser, må vi imidlertid regne med denne ellers ubetydelige induktivitet. En følge av dette er at vi, når vi arbeider med kretser for meterbølgebandet, må gå inn for å gjøre alle ledninger så korte som mulig. Ellers risikerer vi at selvinduksjonen i koplings- og komponentledningene kan lage vanskeligheter for oss.

En spoles (eller tråds) selvinduksjon måler vi i enheten *henry* (forkortes H). Vi har også enhetene *millihenry* (forkortes mH) og *mikrohenry* (forkortes  $\mu\text{H}$ ). Forholdet mellom disse enhetene er:

$$1 \text{ H} = 1000 \text{ mH} = 1\,000\,000 \mu\text{H}$$

0,56 mH er altså lik 560  $\mu\text{H}$  eller 0,00056 H. 1476  $\mu\text{H}$  er lik 1,476 mH.

### Ulike typer av induksjonsspoler

Spoler fins i en mengde ulike utførelser. Vi kan til å begynne med skille mellom spoler uten jernkjerne, såkalte luftspoler, og spoler med jernkjerne. Om spoletråden er tilstrekkelig tykk kan vi vikle luft-

## Induksjonsspoler

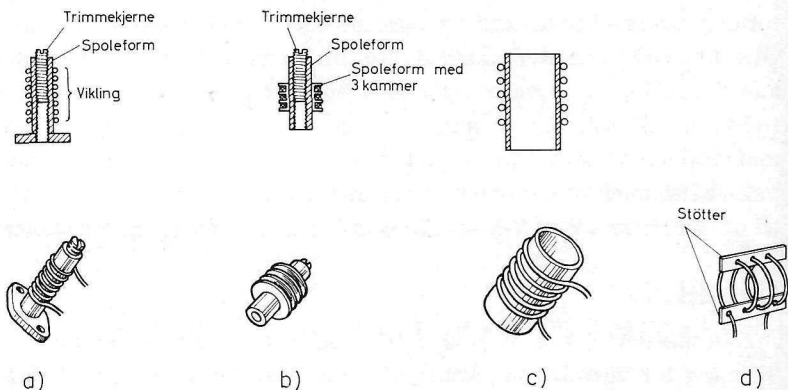
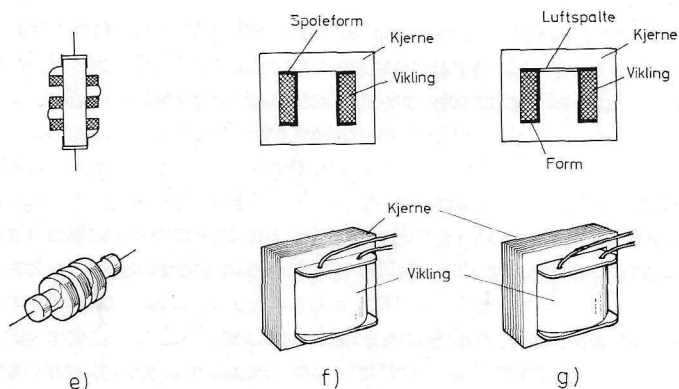


Fig. 7.02. Ulike typer av induksjonsspoler. a) HF-spole viklet på spoleform, spoleformen er gjenget innvendig og en trimmekjerne kan skrues mer eller mindre inn i formen. b) HF-spole viklet på en form med kammer for vindingene, også denne med innvendige gjenger for trimmekjerne. c) Luftspole (uten kjerne), viklet på et relativt tynnvegget rør. d) selvbærende spole for svært høye frekvenser, må ha en eller annen form for støtte om en nytter tynn tråd.

spoler som såkalte selvbærende spoler, men vi kan også vikle tråden opp på et spolerør eller en spoleform av et isolerende materiale, som da ikke har noen annen hensikt enn å bære spolen.

Spoler med jernkjerne er utformet slik at vi inne i spolen anbringer en kjerne av et bløtt magnetisk materiale. På den måten får vi forsterket magnetfeltet i spolen og dermed øker også spolens selvinduksjon. Det betyr at en spole med jernkjerne krever et mindre antall tørn enn en tilsvarende luftspole for å få en bestemt induktivitet.

Jernkjerne i spoler som nyttes i radioteknikken, kan enten bestå av en bunt innbyrdes isolerte plater, såkalte transformatorblikk, som stikkes inn i spolen, eller det kan være såkalte jernpulverkjerner eller ferrittkjerner. I jernpulverkjerner er jernet fordelt som jernstøv og innbakt i isolerende masse, slik at jernkornene er innbyrdes isolerte. I ferrittkjernene er brukt et magnetisk materiale som har høy magnetisk *permeabilitet* (gjennomtrengelighet), men som er en meget dårlig elektrisk leder. Kjerner av transformatorblikk, såkalte lamellerte kjerner, nytter vi ved lave frekvenser, for eksempel i lavfrekvensforsterkere (frekvensområdet 30—20 000 Hz kaller vi lavfrekvens, forkortet LF). Jernpulverkjerner og ferrittkjerner nytter



e) HF-drössel, bygd opp av et antall seriekoplede kryssviklede seksjoner. Ved denne viklingsmåte oppnår en liten egenkapasitet i spolen. f) LF-induksjonsspole, viklet på form og utstyrt med lamellert kjerne av transformatorblikk som stikkes inn i formen. g) Samme induksjonsspole som i f) men her har kjernen luftspalte. Luftspalte nytter vi når det i spolen skal gå en kraftig likestrøm som ville være årsak til magnetisk metting av kjernen.

vi for spoler som skal brukes på radiofrekvens, dvs. ved frekvenser fra 50—100 kHz og oppover. Eksempler på noen ulike spoler som vi nytter i radioteknikken er vist i fig. 7.02. -

Som nevnt foran, øker induktiviteten i en spole når vi utstyrer den med en jernkjerne. Vi kan derfor lage en spole med variabel induktivitet ved ganske enkelt å la kjernen være bevegelig slik at den skyves mer eller mindre inn i spolen når vi for eksempel dreier på en knapp. Slike spoler med variabel induktivitet nytter vi ofte i avstemningskretser for meget høye frekvenser. for eksempel i FM-mottakere og delvis også i bilradiomottakere.

### Spoler for høyfrekvens

Spoler for radiofrekvens utføres i våre dager nesten alltid slik at de har en jernpulver- eller ferrittkjerne. Vanligvis er disse kjernene laget med gjenger som passer i tilsvarende gjenger i spolerøret, slik at induktiviteten kan justeres eller *trimmes* ved at kjernen skrues mer eller mindre ned i spolen. På grunn av dette er jernpulver- og ferrittkjerne vanligvis utført med spor som passer for en skrutrekker eller en sekskantet trimmenøkkel. (Se fig. 7.02 a.)

Her bør vi kanskje nevne at alle metalldele som føres inn i en spole vil endre induktivitetsverdien i en viss grad. På grunn av dette anbefales det at trimming av spoler med jernpulver- eller ferrittkjerne utføres med et trimmeverktøy av isolerende materiale, for å unngå uønsket påvirkning av induktiviteten når trimmeverktøyet føres i nærheten av spolen.

I enkelte tilfelle nytter vi luftspoler for avstemte kretser i radiomottakere, særlig når det gjelder kretser for svært høye frekvenser. Luftspoler nytter vi også i sluttrinn for sendere, fordi det er upraktisk å bruke spoler med jernkjerne i slike kretser. Ved den høye effekten ville nemlig kjernen bli kraftig oppvarmet på grunn av *hvirvelstrømtapene* i kjernematerialet.

### Spoler for lavfrekvens

Induksjonsspoler for lavfrekvens nytter vi blant annet som lavfrekvensdrossler. De har selvinduksjonsverdier i størrelsesorden noen H. Liknende spoler nytter vi også som drossler i kraftforsyninger, hvor de utnyttes for filtrering av en likerettet vekselspanning. I drossler av den siste typen går det relativt kraftig likestrøm, og for at jernkjernen ikke skal gå i metning på grunn av likestrømsmagnetiseringen, utføres den her med en luftspalte som bryter det magnetiske kretsløpet.

### Symboler

De symbolene vi bruker for spoler av forskjellig slag er vist i fig. 7.03. Verdien av induktiviteten angir vi med siffer, etterfulgt av forkortelsen H for henry, mH for millihenry eller  $\mu\text{H}$  for mikrohenry.

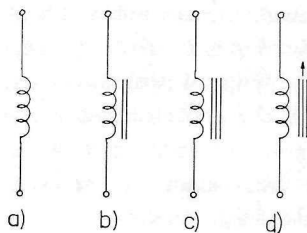


Fig. 7.03. Symboler som nyttes for selvinduksjoner av ulike slag. a) Luftspole, b) spole med lamellert jernkjerne, c) spole med jernpulver- eller ferrittkjerne, d) HF-spole med jernpulver- eller ferrittkjerne som kan trimmes.

### Induksjonsspolens reaktans

På samme måte som kondensatoren har en viss reaktans som måles i ohm, kohm eller Mohm, så har også spolen en viss reaktans, og dette sier vi er en *induktiv reaktans*. Den måler vi også i ohm, kohm eller Mohm.

Reaktansen for en spole er 0 for frekvensen 0, dvs. for likestrøm, og det stemmer jo med det som er sagt om at en spole bare har en viss (liten) motstand for likestrøm, nemlig likestrømsmotstanden for den oppviklede trådlengde.

Reaktansen for en spole er avhengig av frekvensen og selvinduksjonen etter følgende formel:

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

setter vi her frekvensen,  $f$ , i Hz og selvinduksjonen,  $L$ , i H, får reaktansen  $X_L$  benevnningen ohm. Samme benevnning, nemlig ohm, får også  $X_L$  om vi setter  $f$  i kHz og  $L$  i mH, eller  $f$  i MHz og  $L$  i  $\mu$ H. Faktoren  $2\pi$  ser vi går igjen her også, og verdien av den er  $2 \times 3,14 = 6,28$ .

Av formelen ovenfor ser vi da at om vi øker frekvensen til det dobbelte, så øker også reaktansen til det dobbelte, for en bestemt selvinduksjon. Om vi derimot ved en bestemt frekvens øker selvinduksjonen til det dobbelte så øker også da reaktansen til det dobbelte. Vi sier da at spolens reaktans er *proporsjonal* med selvinduksjonen og med frekvensen. I tabell 7.01 og 7.02 finner vi reaktansen for noen ulike selvinduksjonsverdier ved forskjellige frekvenser.

Når det gjelder vekselstrøm så har også den induktive reaktansen, på samme måte som den kapasitive reaktansen, samme betydning som motstanden ved likestrøm. Det betyr at om det i en spole med en viss reaktans går en vekselstrøm, så oppstår det et spenningsfall over spolen som vi måler i volt. Ohms lov gjelder altså også for vekselstrøm som går i en spole, og den lyder da:

*spenningsfallet i volt = strømmen i mA  $\times$  reaktansen i kohm*  
eller:

*spenningsfallet i volt = strømmen i A  $\times$  reaktansen i ohm*

*Eksempel:* Gjennom en spole på 10 mH går en vekselstrøm på 10 mA med en frekvens på 10 kHz. Hvor stort blir spenningsfallet over spolen? Ifølge tabell 7.02 er reaktansen for 10 mH ved 10 kHz = 0,628 kohm, og Ohms lov gir oss da:

$$U = I \times X_L = 10 \times 0,628 = 6,28 \text{ V}$$

Over en selvinduksjon på 1  $\mu\text{H}$  legger vi 1 V vekselspenning med en frekvens på 30 MHz. Hvilken strøm går det da i spolen? Ifølge tabell 7.01 er reaktansen for 1  $\mu\text{H}$  ved 30 MHz = 0,188 kohm. Ohms lov gir da:

$$I = \frac{U}{X_L} = \frac{1}{0,188} = 5,3 \text{ mA}$$

### Serie- eller parallellkopling av spoler

Ved serie- og parallellkopling av spoler kan vi få fram nye verdier av selvinduksjon. Vi kan for eksempel ved parallellkopling av to spoler  $L_1$  og  $L_2$  få fram en resulterende induktivitet  $L$  som er:

$$L = \frac{(L_1 \times L_2)}{(L_1 + L_2)} \quad \text{Kfr. fig. 7.04.}$$

Ved seriekopling av spoler får vi en resulterende induktivitet som er lik summen av induktivitetene  $L_1$  og  $L_2$ , se fig. 7.04.

*Eksempel:* Hvilken induktivitet får vi om vi seriekopler 3 mH og 30 mH? Den resulterende induktiviteten blir summen av disse,

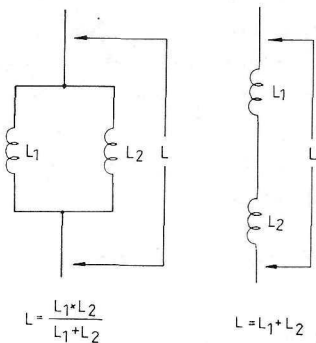


Fig. 7.04. Ved serie- eller parallellkopling av selvinduksjoner får vi nye selvinduksjonsverdier.

og vi får da:  $L = L_1 + L_2 = 33 \text{ mH}$ . Ved parallellkopling av de samme induktiviteter får vi ifølge formelen ovenfor:

$$L = \frac{30 \times 3}{30 + 3} = 27,3 \text{ mH}$$

### Hva bruker vi spoler til?

Induksjonsspoler bruker vi — som allerede antydnet foran — i første rekke i avstemningskretser i sendere og mottakere. Det er da nesten alltid tale om parallellresonanskretser. Avstemningen skjer vanligvis ved at kondensatoren i kretsen varieres, men det kan også forekomme at avstemningen foretas ved at induktiviteten varieres («permeabilitetsavstemning»). Et annet bruksområde for spoler er for å sperre vekselstrømmer men slippe likestrøm. Vi har for eksempel såkalte *høyfrekvensdrossler* (forkortes HF-drossler), som er spoler med så høy induktans at en høyfrekvent vekselstrøm mer eller mindre sperres.

HF-drossler nytter vi ofte som høyohmig belastning i anodekretsen for rørforsterkere. Kopler vi en slik HF-drossel mellom anodespenningskilden og anoden på et rør (se fig. 7.05 a) vil anodelikestrømmen  $I_a$  passere uhindret gjennom drosselen. Men for den høyfrekvente vekselstrømmen  $i_a$  som er «overlagret» anodelikestrømmen, er drosselen derimot svært høyohmig, og derfor oppstår det da en vekselspanning over drosselen (Ohms lov), dvs. en forsterket kopi av den vekselspanning som tilføres rørets gitter. Mer om dette i kapittel 14.

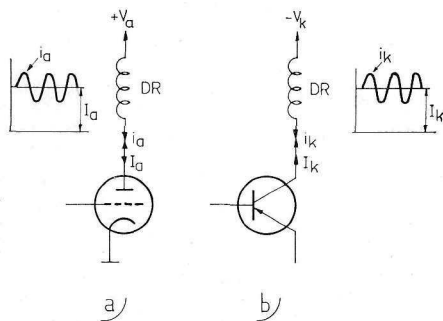


Fig. 7.05. Drossler nytter vi som høyohmig belastning for vekselstrømmer samtidig som likestrømmen slipper uhindret fram. I a) er vist en drossel satt inn i anodekretsen for et rør, i b) er vist en drossel koplet inn i kollektorkretsen for en transistor.



Induksjonsspoler for lavfrekvens bruker vi — som allerede antyd det — blant annet som filterdrossler i kraftforsyninger, hvor de sperrer for vekselspanning, men slipper fram likespenningen fra like-retteren. Vi bruker også lavfrekvensdrossler, LF-drossler, i lavfrekvensforsterkertrinn. Her kopler vi drosselen til anoden på et rør eller til kollektoren på en transistor (se fig. 7.05 a) og b)). Anode-likestrømmen henholdsvis kollektorlikestrømmen kommer da uhin-dret fram, men for den lavfrekvensstrømmen som er overlagret like-strømmen danner drosselen en høyohmig reaktans. De lavfrekvente strømendringene i anode- henholdsvis kollektor-kretsen er da opphav til en (forsterket) vekselspanning over LF-drosselen.

Serie-resonanskretser nytter vi enkelte ganger i radiomottakere og sendere som sperrefilter for å kortslutte visse uønskede frekvenser. Når vi bruker slike sperrefilter i mottakere, kaller vi gjerne disse for *bølgefeller*, og de avstemmes da til frekvensen for den forstyrrende stasjonen.

Tabell 7.01. *Reaktansen ved noen ulike frekvenser for noen ulike selvinduksjonsverdier 1  $\mu$ H—1 mH*

Frekvens	Induksjonsverdi								
	0,1 $\mu$ H	0,33 $\mu$ H	1 $\mu$ H	3,3 $\mu$ H	10 $\mu$ H	33 $\mu$ H	100 $\mu$ H	330 $\mu$ H	1 mH
10 kHz .....	0,00628 ohm	0,0207 ohm	0,0628 ohm	0,207 ohm	0,628 ohm	2,07 ohm	6,28 ohm	20,7 ohm	62,8 ohm
30 kHz .....	0,0188 »	0,0622 »	0,188 »	0,622 »	1,88 »	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »
100 kHz .....	0,0628 »	0,207 »	0,628 »	2,07 »	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »
300 kHz .....	0,188 »	0,622 »	1,88 »	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm
1 MHz .....	0,628 »	2,07 »	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »
3 MHz .....	1,88 »	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm	6,22 »	18,8 »
10 MHz .....	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »	20,7 »	62,8 »
30 MHz .....	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »
100 MHz .....	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »

Tabell 7.02. *Reaktansen ved noen ulike frekvenser for noen ulike selvinduksjonsverdier 1 mH—10 H*

Frekvens	Induksjonsverdi								
	1 mH	3,3 mH	10 mH	33 mH	100 mH	330 mH	1 H	3,3 H	10 H
10 Hz .....	0,0628 ohm	0,207 ohm	0,628 ohm	2,07 ohm	6,28 ohm	20,7 ohm	62,8 ohm	207 ohm	628 ohm
30 Hz .....	0,188 »	0,622 »	1,88 »	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm
100 Hz .....	0,628 »	2,07 »	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »
300 Hz .....	1,88 »	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm	6,22 »	18,8 »
1 kHz .....	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »	20,7 »	62,8 »
3 kHz .....	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 kohm	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »
10 kHz .....	62,8 »	207 »	628 »	2,07 kohm	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »
30 kHz .....	188 »	622 »	1,88 kohm	6,22 »	18,8 »	62,2 »	188 »	622 »	1,88 Mohm
100 kHz .....	628 »	2,07 kohm	6,28 »	20,7 »	62,8 »	207 »	628 »	2,07 Mohm	6,28 »

## Å BEREGNE OG VIKLE SPOLER

Det varer vanligvis ikke lenge før en eksperimenterende amatør finner ut at en hos de firmaer som handler med radiomateriell, kan kjøpe praktisk talt alt som trengs til radiobygging. Men vi har et unntak, og det er *induksjonsspoler*. Slike fins sjelden i akkurat den type, i den utførelse og med den selvinduksjonsverdi som vi ønsker. Ved bygging av radio må vi derfor som oftest være innstilt på å lage induksjonsspolene selv, og dette gjelder i særlig grad slike som inngår i avstemningskretsene. Det kan derfor være på sin plass å si noen ord om hvordan vi dimensjonerer og lager slike spoler.

Her kan vi med en gang si at det ikke er forbundet med særlig store vanskeligheter å fremstille de vanligste spoler, spesielt fordi det fins et meget rikholdig utvalg av spoleformer i handelen. I virkeligheten bør hvem som helst som er litt hendig være istand til å klare den siden av saken. Vanskeligheten er heller å kunne fastslå hvor mange tårn vi skal vikle på en spoleform for å få en viss ønsket verdi på spolens *selvinduksjon*. I dette kapitlet vil vi derfor vise hvordan vi på en enkel måte kan beregne det antall tårn vi må ha på en spole for å få den riktige induktivitet, og det hjelpemiddel vi da skal bruke er et såkalt *nomogram*.

### Hvor mange tårn?

Hvordan skal vi nå forholde oss når vi skal finne hvor mange tårn vi skal vikle på spolen for å få den ønskede verdi på selvinduksjonen? Generelt gjelder at jo flere tårn en spole har jo høyere verdi har selvinduksjonen. Likeså gjelder at selvinduksjonen for et visst antall

tørn blir større jo større diameteren på spolen er. Selvinduksjonsverdien bestemmes også av spolens såkalte *formfaktor*, som er lik forholdet mellom viklingens lengde på spoleformen ( $l$  i fig. 8.01) og spolens diameter. Spolens formfaktor får vi da ved å dividere viklingens lengde ( $l$  i fig. 8.01) med spolens diameter ( $d$ ). Er  $l$  lik 5 cm og  $d$  lik 2,5 cm blir formfaktoren  $5 : 2,5 = 2$ . Ved  $l = 2,5$  cm og  $d = 2,5$  cm blir formfaktoren  $2,5 : 2,5 = 1$ , osv.

For én-lags spoler, dvs. spoler som vikles i ett lag på spoleformen, se fig. 8.01, kan vi bruke nomogrammene i fig. 8.02 og fig. 8.04 for å bestemme selvinduksjonen for spolen.

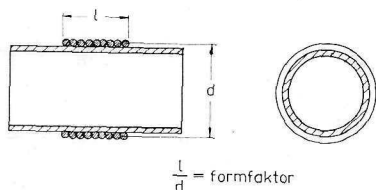


Fig. 8.01. Formfaktoren for ett-lags spoler.

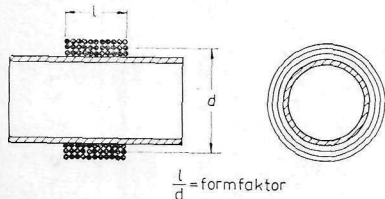


Fig. 8.03. Formfaktoren for fler-lags spoler.

Vi vil i et par eksempler vise hvordan vi nytter nomogrammene for å bestemme det nødvendige antall tørn på spolen.

Anta at vi ønsker å vikle en spole med en induktivitet på  $200 \mu\text{H}$ . Vi antar også at vi til å begynne med velger å bruke en spoleform med en diameter på 2,5 cm. Før vi går inn i nomogrammet i fig. 8.02, som gjelder for induktiviteter mellom  $6 \mu\text{H}$  og  $1,5 \text{ mH}$  ( $1500 \mu\text{H}$ ), må vi bestemme oss for en viss formfaktor (se ovenfor) for spolen, dvs. forholdet mellom spolelengden og diameteren. Vi bestemmer oss nå for eksempel for å gjøre spolelengden  $l$  halvparten av diameteren  $d$ , dvs.  $12,5 \text{ mm}$ , og formfaktoren blir da  $12,5 : 25 = 0,5$ .

Vi har nå alle data som vi behøver for å bestemme tørntallet for spolen for at induktiviteten skal bli  $200 \mu\text{H}$ . På linjen for spole-

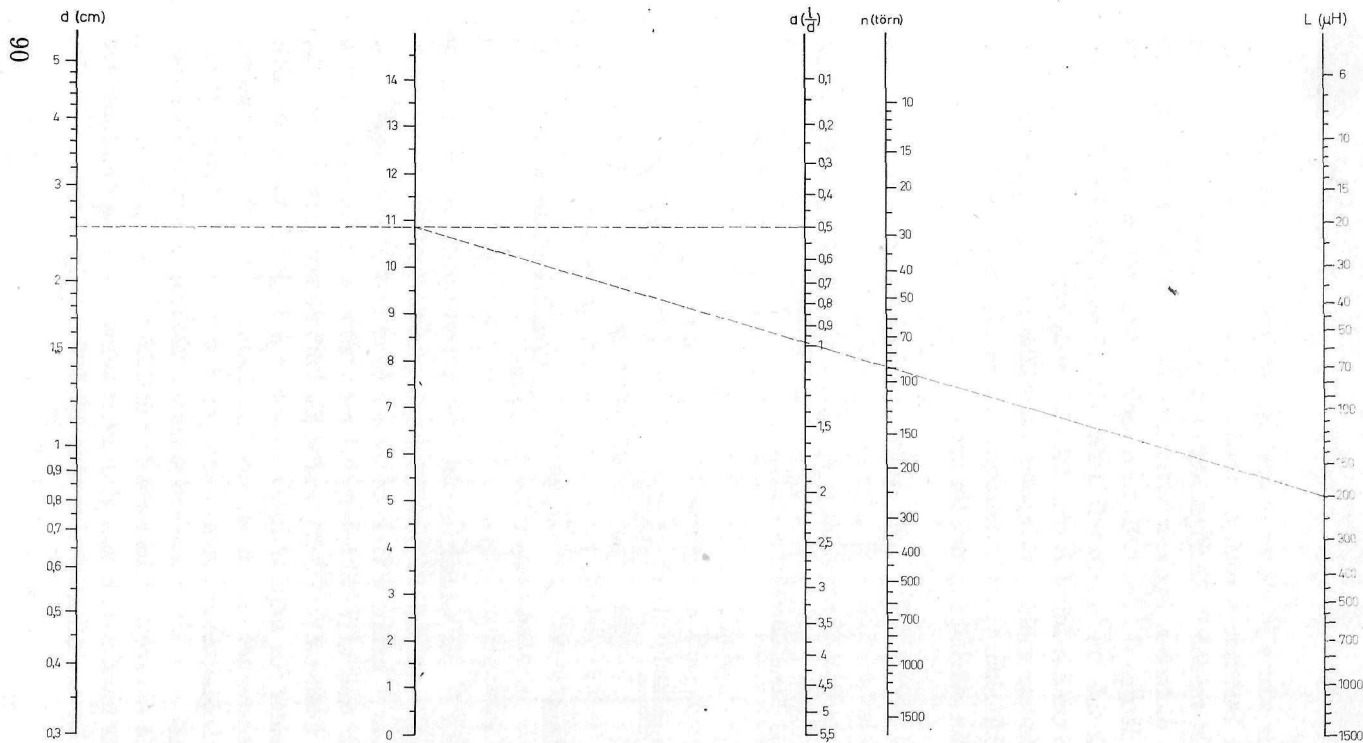


Fig. 8.02. Nomogram for å bestemme tørtallet,  $n$ , for en ett-lags spole med en viss diameter,  $d$ , (cm) og formfaktor  $a = 1/d$  ved en viss ønsket selvinduksjon,  $L$ , ( $\mu\text{H}$ ). Nomogrammet gjelder for selvinduksjoner i området  $6 \mu\text{H} - 1,5 \text{ mH}$ .

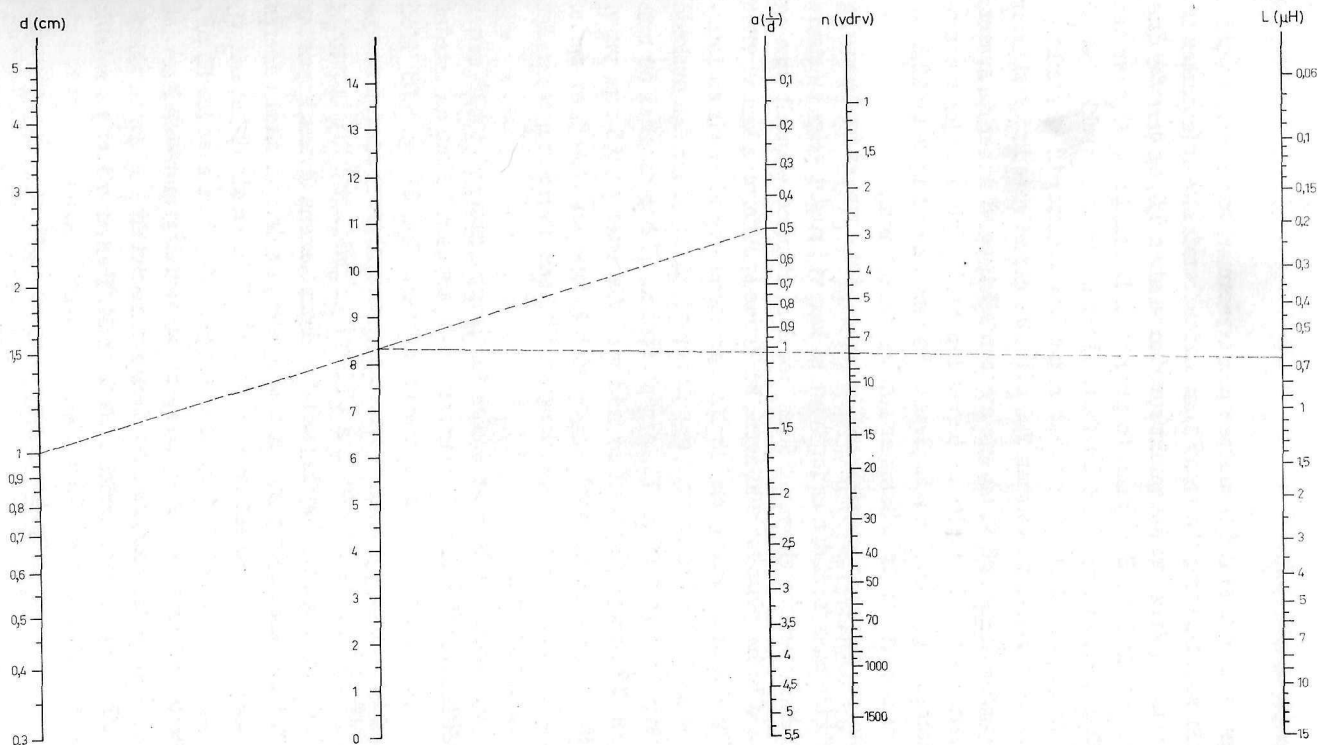


Fig. 8.04. Nomogram for å bestemme tørtallet,  $n$ , for ett-lags spole med diameter,  $d$ , (cm) og formfaktor  $a = 1/d$  ved en viss ønsket selvinduksjon,  $L$ , ( $\mu\text{H}$ ). Nomogrammet gjelder for selvinduksjoner i området  $0,06 \mu\text{H} - 15 \mu\text{H}$ .

diameteren  $d$  (lengst til venstre i nomogrammet) søker vi nå opp det punkt som tilsvarer 2,5 cm. På linjen for formfaktoren (nummer tre fra venstre) finner vi det punkt som har verdien 0,5, og deretter drar vi en rett linje mellom disse to punktene. Denne linjen skjærer den mellomliggende linjen, og fra dette skjæringspunktet trekker vi nå en rett linje til den femte linjen (regnet fra venstre) til et punkt på denne som svarer til verdien  $200 \mu\text{H}$ . Der denne siste linjen skjærer den fjerde linjen kan vi nå lese av tørntallet, og vi finner da svaret: 90 tørn. Dette eksemplet er tegnet inn med stiplede linjer i nomogrammet i fig. 8.02. For å få plass til 90 tørn på en lengde av 12,5 cm må vi benytte en tråddiameter som er ca. 0,1 mm.

Om vi nå syns at en tråd med diameter på 0,1 mm er for besværlig å arbeide med fordi den er for tynn, så kan vi i stedet velge en større spolediameter, for eksempel 5 cm, for å få et mindre antall tørn og dermed bedre plass for viklingen. På denne spoлеformen kan vi vikle spolen slik at spoлеlengden blir lik diameteren, og altså gir en formfaktor på 1. Med disse verdiene finner vi nå at vi får den ønskede induktivitet ved å bruke 75 tørn på spolen. Vi har da altså 50 mm å vikle 75 tørn på, og med en tråd med diameter på 0,5 mm vil vi da få omtrent riktig spoлеlengde ved å lage en tettviklet spole. (Isolasjon m. m. gjør at spoлеlengden blir noe større enn tørntallet  $\times$  tråddiameteren.)

Vi vil snart oppdage at spoler for langbølgeområdet blir svært upraktiske om vi skal vikle dem som én-lags spoler. Vi kan da i stedet vikle spolene i to eller tre lag ovenpå hverandre. Se fig. 8.03. Med tre lag får vi med uforandret formfaktor plass til tre ganger så mange tørn på spolen. Denne måten å vikle på er imidlertid litt besværlig og gir dessuten ganske høy kapasitet mellom tørnene (denne kapasitet må vi tenke oss ligger parallelt med spolen, og den vil altså adderes til avstemningskondensatorens kapasitet). Vi får en økt «0-kapasitet», som da kan bli relativt stor, for eksempel 100 pF i stedet for 50 pF, og dette vil da føre til et trangere avstemningsområde. Når det gjelder langbølgespoler, kan det derfor være nyttig å kjøpe en såkalt *kryssviklet* spole, i en størrelse på 2.2 mH. Den er viklet på en slik måte at den får lav egenkapasitet.

For kortbølgeområdene er det derimot ganske enkelt å lage spolene selv, fordi antallet av tønn her blir så lite.

I fig. 8.05 finner vi viklingsdata for noen ulike spoler.

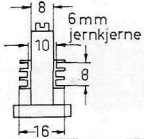
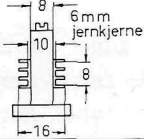
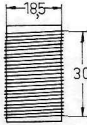
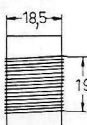
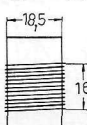
Målskisse	Antall tønn	Induktivitet
	3 x 150 tønn lisse 3 x 0,07mm	2,2mH
	3 x 40 tønn lisse 3 x 0,07mm	200µH
	56 tønn 0,5mm, emalje Tettvikles	31,4µH
	28 tønn 0,7mm, emalje Tettvikles	10µH
	15 tønn 1mm, emalje Tettvikles	3,14µH

Fig. 8.05. Viklingsdata for noen spoler. a) Långbølgespole, selvinduksjon = 2,2 mH, se fig. 9.07, b) mellombølgespole, selvinduksjon = 200 µH, se fig. 9.08, c) kortbølgespole, selvinduksjon = 31,4 µH, se fig. 9.11, d) kortbølgespole, selvinduksjon = 3,14 µH, se fig. 9.12. Spoler med disse viklingsdata kan i form av utskiftbare spoler ifølge fig. 8.06, nyttes i krystallmottakeren som beskrives i kapittel 12 og detektor-mottakeren som beskrives i kapittel 16.

### Vikling av spolene

Hvordan skal vi nå vikle spolene? Til å begynne med er det kanskje enklest å nytte utskiftbare spoler, og for slike fins det passende spoleformer å få kjøpt. Disse spolene er utført med tilkoplingspinner, som passer i tilhørende sokler eller spoleholdere. Når vi skifter fra ett frekvensområde til et annet, må vi ta spolen ut av holderen og sette



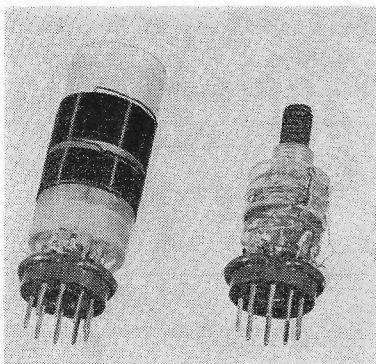


Fig. 8.06. Dette er en type av utskiftbare spoler som vi med fordel kan nytte ved de første radioeksperimentene. Tørntall og tråddimensjoner for ulike selvinduksjoner finner vi i fig. 8.05.

inn en annen med et annet tørntall. Dette kan kanskje være litt ubekvem, men ved de første eksperimentene er denne fremgangsmåten likevel fullt akseptabel. Etter hvert vil den dagen komme da amatøren ønsker å gjøre denne omkoplingen på en enklere måte, og da kan han kjøpe en såkalt *spolesentral*, hvor de forskjellige spolene er bygd opp omkring en *bølgevender*, som her brukes til å kople inn de ulike spolene. Men det tilhører et litt senere stadium i amatørens liv.

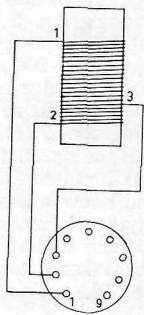


Fig. 8.07. Den utskiftbare spolen som er vist i fig. 8.06, kople vi på denne måten hvis vi vil nytte den i krystallmottakeren som beskrives i kapittel 12. Med hensyn til uttakets orientering, se kapittel 12. Om spolen nyttes i detektormottakeren i kapittel 16, må vi i tillegg ha en såkalt tilbakekoplingsspole.

Utskiftbare spoler med pinner fins i handelen for forskjellige spole-diametre (for eksempel 1,9 cm og 3,9 cm), men om en ikke kan få kjøpt en passende form, så kan en naturligvis lage denne selv. Vanlige spoleformer uten tilkoplingspinner fins nemlig i et mye større utvalg, og en kan da bare utstyre en slik med passende pinner for den spoleholder som en vil bruke.

Ved vikling av spoler er det enklest å lage disse tettviklet, dvs. hvert tørn legges tett inntil det foregående. Ved denne viklemåte kan en for å feste trådens ender nytte et knep som er vist i fig. 8.08. Med litt øvelse kan denne metoden være riktig nyttig. Ved en slik vikling bør en feste tørnene til spoleformen med litt zaponlakk e. l. På spoleformer med spor for viklingen er naturligvis dette overflødig.

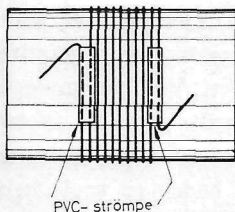


Fig. 8.08. På denne måten kan vi feste trådendene i en spole ved hjelp av en bit PVC-strømpe e. l. i begge endene av viklingen.

For slike spoler bør en helst nytte lakk-isolert tråd. Tråden kan da vikles med tørnene tett inntil hverandre uten risiko for at det skal oppstå kortslutning mellom de ulike vindinger. Og slike kortslutninger må en for enhver pris unngå, for ellers blir ikke bare antallet tørn mindre enn ønsket, men de kortsluttede tørnene vil også virke kraftig dempende på hele spolen og redusere spolens  $Q$ -verdi, som er et mål på spolens godhet.

Hvilken tråddiameter vi bør nytte for spolen avhenger blant annet av antallet vindinger vi skal ha plass til. Dessuten gjelder at vi bør nytte grovere tråd jo høyere frekvens vi skal arbeid ved. På de

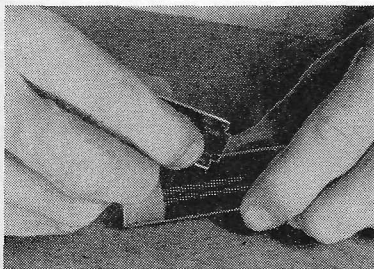


Fig. 8.09. Om vi skal lage et uttak på en induksjonsspole, skraper vi først tråden ren for lakk ved hjelp av et barberblad.

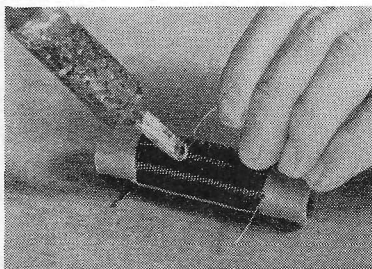


Fig. 8.10. Når tilkoplingsstedet er rengjort, lodder vi en på forhånd rengjort trådende til det stedet som er avskrapet.

høyeste frekvensene på kortbølge, 15—30 MHz, er det vanligvis best med 2 mm koppertråd, for lavere frekvenser kan en nytte ca. 1 mm tråd. På mellombølgeområdet kan en nytte 0,3—1 mm tråd og for langbølge 0,1—0,15 mm tråd. I spoler med trimbar jernpulverkjerne øker induktiviteten 3—9 ganger med kjernen fullt innskrudd, sammenliknet med den induktivitet en får i spolen helt uten kjerne. Selvsagt er det da, at en med en slik spole på en meget bekvem måte kan etterjustere induktiviteten ved å skru jernkjernen mer eller mindre inn i spoleformen. Dessuten kan vi da klare oss med et mindre antall tårn for å oppnå en viss induktivitet i spolen. Ved beregningen av slike spoler kan vi nytte samme fremgangsmåte som for spoler uten kjerne, med den forskjell at vi går ut fra en induktivitet som er 3—5 ganger lavere enn den vi skulle ha om vi hadde en spole helt uten kjerne.

Når vi skal vikle spoler av relativt tykk tråd på former med liten diameter vil dette lettere kunne gjøres ordentlig ved at en først vikler tråden opp i et riktig antall tårn på en *vikledor* med en diameter som er litt mindre enn formens. Deretter tar vi spolen av vikledoren og skyver den forsiktig inn på spoleformen. Ved å prøve seg litt fram, vil en lett kunne finne den diameter på vikledoren som gjør at spolen går passe trangt inn på spoleformen.

## RESONANSKRETSE

Vi har hittil stiftet bekjentskap med tre av de grunnleggende komponenter, som så å si utgjør hjørnesteinene i radiotekniske apparater, nemlig motstander, kondensatorer og induktiviteter. Det kan nå være på sin plass å gå nærmere gjennom hvordan vi kopler sammen kondensatorer og induksjonsspoler til såkalte *resonanskretser*, og hvordan vi utnytter dem i radioapparater.

Kopler vi en kondensator og en induksjonsspole parallelt med hverandre, får vi en såkalt *parallellresonanskrets* (se fig. 9.01 a). Om vi i stedet kopler dem i serie med hverandre, som vist i fig. 9.01 b, får vi en *serieresonanskrets*. Både i parallell- og serieresonanskretsen får vi ved en bestemt frekvens, *resonansfrekvensen*, et fenomen som vi kanskje enklest kan beskrive som en elektrisk parallell til det mekaniske resonansfenomen vi kan iaktta når vi henger en kule av en viss vekt opp i en fjær (se fig. 9.02). Om vi spenner fjæren og så slipper den, så vil kulen gynte opp og ned et visst antall ganger pr. sekund. Dette antall svingninger pr. sekund er det da vi kaller den mekaniske resonansfrekvensen.

Vi kan få en elektrisk resonanskrets til å oppføre seg på samme måte. Om vi i en parallellresonanskrets kopler til et batteri med spenningen  $E$  og så plutselig bryter forbindelsen til batteriet, kommer spenningen over resonanskretsen ikke til å opphøre øyeblikkelig, men vil pendle opp og ned (se fig. 9.03), på samme måte som den opphengte kule gjorde, før den til slutt slår seg til ro.

Den frekvens (dvs. antallet svingninger pr. sekund) som de utdøende spenningsvingningene har, er lik resonanskretsens resonansfrekvens.



Resonansfrekvensen for en mekanisk anordning som vist i fig. 9.02, er bestemt av massen i kulen og kraften i fjæren. Resonansfrekvensen for en elektrisk resonanskrets er på liknende måte bestemt av spolens induktivitet og kondensatorens kapasitet.

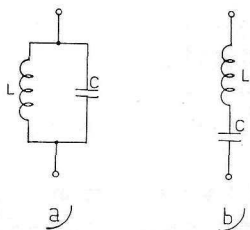


Fig. 9.01. a) Parallellresonanskrets, b) serieresonanskrets.

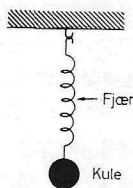


Fig. 9.02. Mekanisk «resonanskrets», en kule opphengt i en fjær.

I kapittel 6 er nevnt at en kondensators reaktans øker med avtagende frekvens og at den er uendelig stor for frekvensen 0, dvs. for likestrøm. I kapittel 7 er påpekt at induksjonsspolens reaktans forholder seg stikk motsatt, dvs. induksjonsspolens reaktans avtar med avtagende frekvens og er 0 for likestrøm. Ved den frekvens hvor reaktansen for spolen og reaktansen for kondensatoren i en resonanskrets er like store, opptrer resonans. Dette gjelder både for parallellresonanskretsen og for serieresonanskretsen. (Se fig. 9.04 og 9.05.)

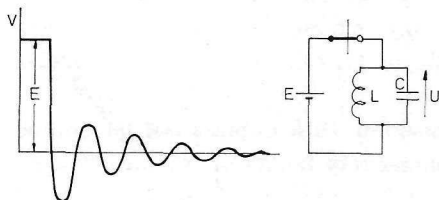


Fig. 9.03. Om vi plutselig kopler fra en likespenning som ligger over en parallellresonanskrets, så vil spenningen  $U$  over kondensatoren gå over i en såkalt dempet svingning, med en frekvens som er lik kretsens resonansfrekvens.

### Parallellresonanskretsen

Vi ser nå først på forholdene ved en parallellresonanskrets, fordi dette er den typen av resonanskretser som er mest vanlig innen radioteknikken. Til å begynne med kan vi da konstatere at reaktansene i kretsen er koplet parallelt med hverandre. Etter hva som tid-

ligere er sagt er kondensatorens reaktans høyohmig ved en frekvens som ligger langt under kretsens resonansfrekvens (kondensatorens reaktans øker jo med fallende frekvens), mens spolens reaktans er lav-ohmig ved samme frekvens, (spolens reaktans minker ved fallende frekvens). Fordi begge komponentene er koplet parallelt med hverandre, er det klart at den lavohmige induksjonsspolen kommer til å føre hovedparten av strømmen. Vi kan med andre ord se bort fra innvirkningen av kondensatorens reaktans ved disse frekvensene. Det betyr at resonanskretsen ved frekvenser som ligger langt under resonansfrekvensen, vil oppføre seg som om bare induktiviteten var koplet inn. (Se fig. 9.04.) Om vi nå ser på frekvenser ovenfor resonansfrekvensen, så er forholdene motsatte. Her er det kondensatorens reaktans som er lavohmig, mens induktivitetens reaktans er høyohmig. Det betyr at kondensatorens reaktans er dominerende ved høye frekvenser, og vi kan da se bort fra innvirkningen av induksjonsspolen. Kretsen oppfører seg altså her som om bare kondensatoren var koplet inn.

Ved resonansfrekvensen blir forholdene annerledes. Ved denne frekvensen er reaktansene nøyaktig like store, og det kommer til syne på den måten at kretsen utad, dvs. målt over kretsens ytterklemmer, virker som en svært høyohmig motstand. Dette kan synes forbløffende, men forklaringen er enkel. Kapasitiv (negativ) reaktans har motsatt fortegn sammenliknet med induktiv (positiv) reaktans, og de utligner derfor hverandre. Energien i kretsen vil pendle mellom kondensatoren (som ladning i denne) og spolen (som magnetfelt i denne). Sammenlign med pendlingen av energi mellom stillingsenergi og bevegelsesenergi i et mekanisk system som vist i fig. 9.02. Meget store strømmer vil svinge fram og tilbake i kretsen, men den energi som kretsen tar opp, er meget liten, og det er jo det samme som om den — sett utenfra — er høyohmig.

Ved resonansfrekvensen virker altså kretsen utad som en høyohmig motstand. Vi taler da i denne forbindelse om *kretsens Q-verdi*, og mener med dette kretsens godhet. Det er da slik at jo høyere Q-verdien ( $Q = \text{Quality} = \text{kvalitet}$ ) er, jo mer høyohmig er kretsen i resonans. Vi har et enkelt forhold mellom motstanden  $R$ , som parallellresonanskretsen har i resonans, Q-verdien og den reaktans  $X$ ,

som spolen eller kondensatoren har ved resonansfrekvensen. (Resonansfrekvensen er jo den frekvens hvor reaktansene er like store for både spolen og kondensatoren). Dette forholdet er like enkelt som Ohms lov, og det lyder:

$$R = X \times Q$$

Vi multipliserer altså bare reaktansen for en av komponentene i kretsen med  $Q$ -verdien, og får da direkte den motstand som kretsen tilsynelatende har ved resonansfrekvensen.

*Eksempel:* Reaktansen for spolen eller kondensatoren i en parallellresonanskrets er 1000 ohm ved resonansfrekvensen.  $Q$ -verdien er 100. Motstanden ved resonansfrekvensen er da  $1000 \times 100 = 100\ 000$  ohm eller 100 kohm.

I fig. 9.04 er vist skjematisk hvordan en resonanskrets opptrer ved ulike frekvenser. Ved resonansfrekvensen virker kretsen, som allerede nevnt, som en motstand  $R$  som er lik  $Q \times X$ . Ved lave frekvenser er

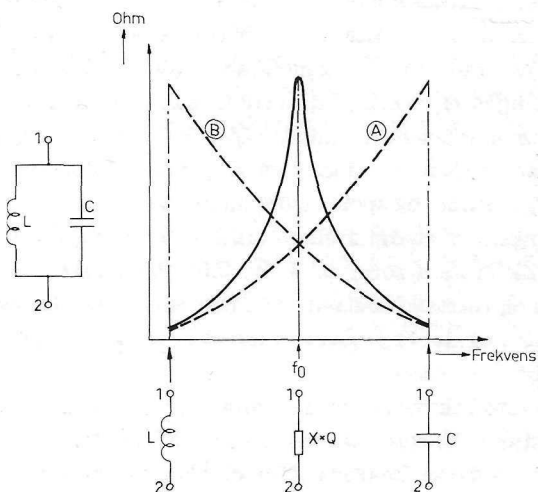


Fig. 9.04. Utad virker en parallellresonanskrets som en lavohmig induktiv reaktans ved lave frekvenser, som en høyohmig motstand ved resonansfrekvensen og som en lavohmig kapasitiv reaktans ved høye frekvenser.

det selvinduksjonen som dominerer, og vi kan da ganske enkelt erstatte kretsen med bare spolen i avstemningskretsen. Ved høye frekvenser dominerer derimot kondensatoren og vi kan her se bort fra virkningen av induktiviteten, og altså erstatte kretsen med bare kondensatoren.

La oss nå tenke oss om et øyeblikk. Om kretsen bare hadde bestått av én induktivitet, så ville vi hatt en reaktans som hadde øket med frekvensen, dvs. reaktansen hadde hatt et forløp som vist i kurve A i fig. 9.04. Om vi derimot hadde hatt bare kondensatoren i kretsen, så ville reaktansen hatt et forløp som vist i kurve B i samme figur. Men når disse elementene er koplet i parallell, får vi ved resonansfrekvensen en kraftig stigning i kurven, det opptrer en «resonanstopp».

Ved å huske fig. 9.04 vil det da være enkelt å ha klart for seg hvordan en parallell-resonanskrets i virkeligheten fungerer. Kretsen er lavohmig både ved lave og høye frekvenser. Ved lave frekvenser er det reaktansen i induktiviteten som er lavohmig, og ved høye, reaktansen i kondensatoren. Ved resonansfrekvensen derimot er kretsen ekvivalent (likeverdig) med en svært høy-ohmig motstand.

Også bredden på resonanstoppen i en parallell-resonanskrets er avhengig av  $Q$ -verdien i kretsen. Jo høyere  $Q$ -verdien er, jo steilere og smalere blir resonanskurven. Vi sier at kretsen blir mer *selektiv*. Om vi vil ha en selektiv mottaker (se kapittel 12) tilstreber vi høye  $Q$ -verdier i kretsene, og det er det samme som at vi forsøker å holde tapene i komponentene i resonanskretsene så lave som mulig. Små tap betyr nemlig høy  $Q$ -verdi. Det er da i første rekke induktiviteten vi forsøker å holde så tapsfrie som mulig. Kondensatorene vi bruker i avstemningskretsene er vanligvis så gode at det vesentlig er ved å forbedre induktiviteten at vi kan oppnå en økning av  $Q$ -verdien, og dermed en bedring av selektiviteten for resonanskretsene. Hva kan vi nå bruke en slik parallell-resonanskrets til. Ja, et nytteområde skulle ligge nokså klart i dagen. Vi kan bruke parallell-resonanskretsen i radiomottakere til å fremheve en bestemt signalfrekvens som vi ønsker å motta fra en antenne. Vi avstemmer da parallell-resonanskretsen til resonans for frekvensen fra den senderen vi ønsker å motta, og dermed blir kretsen høyohmig akkurat for denne frekvensen, og

den vil gi oss en spenning over kretsen. Alle andre frekvenser blir mer eller mindre kortsluttet ved at kretsen er lavohmig for frekvenser som ligger utenfor resonansfrekvensen. Signalene fra sendere med andre frekvenser enn resonansfrekvensen vil bli dempet ned, slik at de ikke vil kunne oppfattes.

### Serieresonanskretsen

Når vi nå går over til serieresonanskretser, blir forholdene annerledes. Vi kan imidlertid også her bruke det samme resonnement som foran. Vi tar utgangspunkt i at reaktansen for en kondensator øker med avtagende frekvens, mens reaktansen for induktiviteten avtar med avtagende frekvens. (Se fig. 9.05.) I serieresonanskretsen ligger kondensatoren og spolen koplet i serie, og det betyr at ved lav frekvens vil kretsen komme til å opptre som om vi bare hadde en kondensator innkoplet. Denne reaktansen vil jo dominere fordi induktiviteten mer eller mindre opptrer som en kortslutning (lavohmig reaktans) ved lav frekvens.

Ved høye frekvenser blir induktiviteten høyohmig, mens kondensatoren blir lavohmig, og kretsen vil her opptre som om bare induktivi-

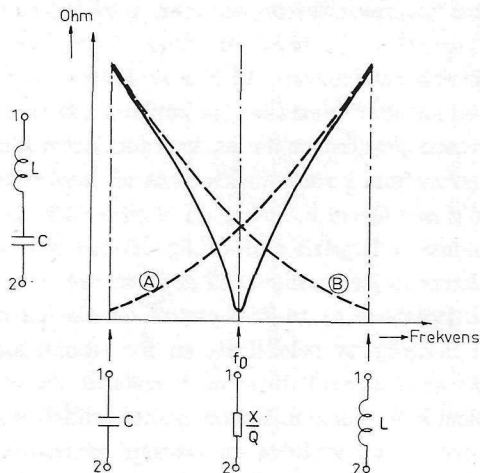


Fig. 9.05. En serieresonanskrets virker utad som en høyohmig kapasitiv reaktans ved lave frekvenser, som en lavohmig motstand ved resonansfrekvensen og som en høyohmig induktiv reaktans ved høye frekvenser.



teten var innkoplet. Vi kan da se bort fra virkningen av kondensatoren, som bare virker som en kortslutning i serie med spolen.

Ved den frekvens hvor reaktansene for kondensatoren og induktiviteten er like store, opptrer også her resonans. Og også serie-resonanskretsen er i resonans tilsynelatende en ren motstand, men nå er det tale om en svært lavohmig motstand. Verdien av motstanden er reaktansen for induktiviteten eller kapasiteten *dividert* med Q-verdien for kretsen. Serieresonanskretsen virker altså utad mer eller mindre som en kortslutning ved resonansfrekvensen. Ved andre frekvenser, over eller under resonansfrekvensen, stiger reaktanskurven.

*Eksempel:* Ved resonansfrekvensen er reaktansen for spolen og kondensatoren i en serieresonanskrets 1000 ohm. Q-verdien er 100. Motstanden ved resonansfrekvensen er da:  $1000 : 100 = 10$  ohm.

Også når det gjelder serie-resonanskretser er det slik at kurvens topp, eller rettere sagt «dal», er spissere jo høyere Q-verdi kretsen har. Kretsens selektivitet er altså større jo høyere Q-verdien er.

Serieresonanskretser nytter vi hovedsakelig for å undertrykke en bestemt frekvens, og vi innretter oss slik at den ikke ønskede frekvensen stemmer overens med kretsens resonansfrekvens. Kretsen fungerer da som en kortslutning akkurat ved denne frekvensen. Ved andre frekvenser er den derimot mer eller mindre høyohmig avhengig av hvor langt fra resonansfrekvensen vi kommer.

### Beregning av resonanskretser

Etter denne korte orientering om hvordan resonanskretsen virker kan vi gå over til å se litt nærmere på hvordan vi beregner resonanskretser i radioapparater. Som allerede nevnt, nytter vi hovedsakelig parallellresonanskretser i mottakerens avstemningskretser. Resonansfrekvensen for en slik krets er avhengig av verdiene på kapasiteten og induktiviteten i kretsen. Generelt gjelder at jo større kapasitet eller induktivitet som inngår i kretsen, jo lavere blir resonansfrekvensen.

Om vi derfor i en parallellresonanskrets som nyttes som avstemningskrets i en mottaker, øker kapasiteten ved å «dreie inn» avstemningskondensatoren, så vil resonansfrekvensen for kretsen synke.

Vi kunne naturligvis like gjerne endre kretsens resonansfrekvens ved å variere induktiviteten i kretsen, men det er enklere å lage en variabel kondensator enn å lage en variabel induktivitet, og derfor avstemmer vi vanligvis en avstemningskrets ved å variere kapasiteten i en dreiekondensator som inngår i kretsen.

Når det gjelder avstemningskondensatorer så er disse standardisert i et forholdsvis lite antall ulike hovedtyper. På lang- og mellombølge nytter vi oftest dreiekondensatorer hvor vi kan variere kapasiteten i kretsen med fra ca. 50 pF (inklusive spredekapasiteter) til opp imot den tidobbelte verdien, ca. 450—500 pF. På kortbølge nytter vi ofte kondensatorer som gir et kapasitetsområde fra minimum til maksimum på ca. 50 pF til 250—350 pF. I de tilfelle hvor vi vil ha såkalt båndspredning på kortbølge, tar vi i bruk mindre dreiekondensatorer, som gir kapasiteter mellom 30 pF og 80—100 pF.

For at vi med disse nettopp omtalte verdiene på avstemningskondensatorene skal kunne få en resonanskrets som dekker langbølgeområdet (150—450 kHz) må vi ha en induktivitet på ca. 2,2 mH. Dette forutsetter at vi har en dreiekondensator på 50—450 pF, som er det mest vanlige. Med samme dreiekondensator må vi ha en induktivitet på ca. 200  $\mu$ H for å kunne dekke mellombølgebåndet (0,5—1,5 MHz).

I denne forbindelse kan det nå være fornuftig å bruke noen ord på å omtale hvordan vi kan beregne resonansfrekvensen i en avstemt krets. Beregningen kan utføres meget enkelt ved hjelp av nomogrammet i fig. 9.06. Fremgangsmåten blir da følgende: På den vertikale linjen lengst til venstre i nomogrammet søker vi først opp det punkt som tilsvarende den induktivitet vi har i den avstemte kretsen. Deretter finner vi på linjen lengst til høyre det punkt som tilsvarende den kapasitet vi har i kretsen. Trekker vi nå en rett linje mellom disse to punktene, så vil vi i skjæringspunktet med den midtre linjen kunne lese av resonansfrekvensen. I nomogrammet i fig. 9.06 er som eksempel tegnet inn linjer mellom punktene for 2,2 mH og 500 henholdsvis 50 pF, samt mellom 200  $\mu$ H og 500 henholdsvis

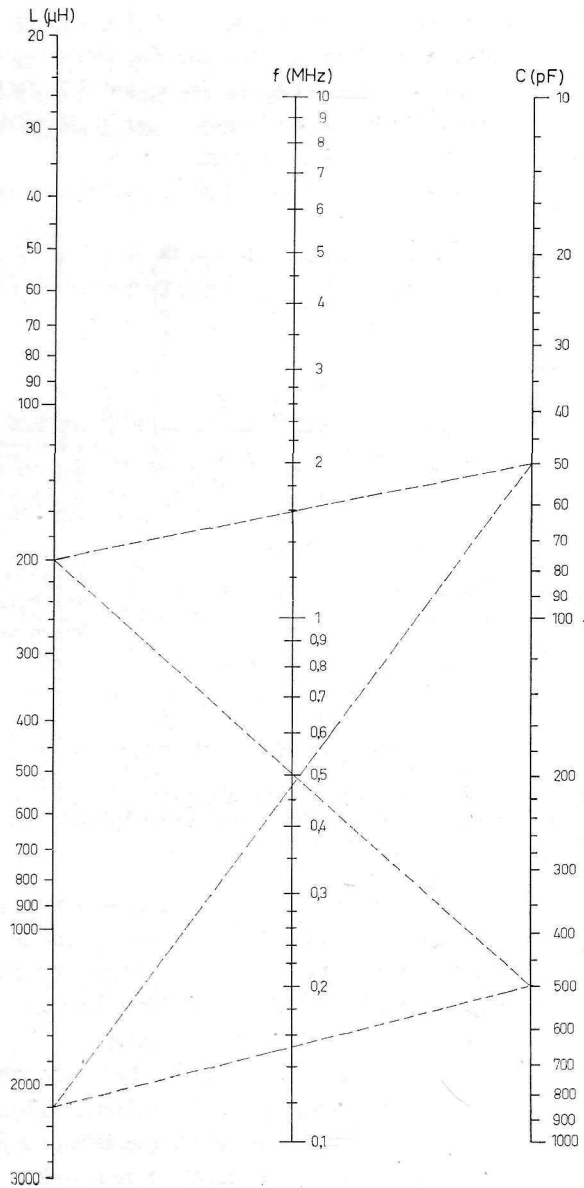


Fig. 9.06. Nomogram for å beregne resonansfrekvensen,  $f$ , (MHz) i en resonanskrets med selvinduksjon,  $L$ , ( $\mu\text{H}$ ) og kapasitet,  $C$ , (pF). To eksempler som er gjennomgått i teksten er tegnet inn med stiplede linjer i nomogrammet. Kfr. også fig. 9.07 og 9.08.

50 pF. Som vi ser får vi da disse resonansfrekvensene, 150 kHz, 470 kHz, 500 kHz og 1600 kHz. Av nomogrammet kan vi som en ser, lett lese av hvordan resonansfrekvensen endres om vi endrer kapasiteten i kretsen. Lettest ser vi kanskje dette om vi bruker en gjennomsiktig linjal, og legger denne mellom de respektive punkter på de ytre linjene i nomogrammet, og så leser resonansfrekvensen under linjalens kant der denne skjærer den midtre linjen.

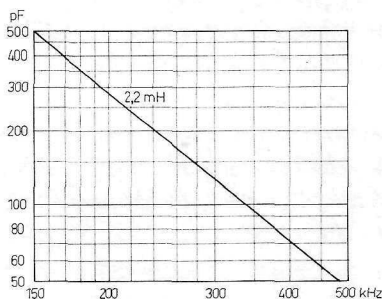
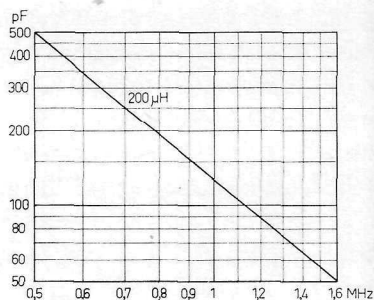


Fig. 9.07. Forholdet mellom resonansfrekvensen og kapasiteten i en krets med en dreiekondensator på 50—500 pF og en fast induksjon på 2,2 mH (langbølgeområdet).

Fig. 9.08. Forholdet mellom resonansfrekvensen og kapasiteten i en krets med en dreiekondensator på 50—500 pF og en fast induksjon på 200  $\mu$ H (mellombølgeområdet).



Denne variasjonen i resonansfrekvensen kan vi også anskueliggjøre i en kurve, og i fig. 9.07 og fig. 9.08 er vist hvordan resonansfrekvensen i en mottaker endres for langbølge og mellombølge når kapasiteten endres fra 50 pF til 500 pF, dvs. når dreiekondensatoren dreies fra minimum til maksimum kapasitet.

De viste kurvene gjelder for bestemte verdier på induktivitetene i resonanskretsenes spoler (2,2 mH og 200  $\mu$ H).

Om vi nå i stedet holder kapasiteten i kretsen konstant og varierer induktiviteten, så kommer resonansfrekvensen til å endres slik som

vist i kurvene i fig. 9.09. Her er gitt et antall kurver for kapasiteter mellom 50 pF og 500 pF. Av kurvene går det fram at en firedobling av induktiviteten gir en halvering av resonansfrekvensen, og en ni ganger høyere induktivitet gir en senking av resonansfrekvensen til en tredjedel. Vi sier da at resonansfrekvensen er omvendt proporsjonal med kvadratroten av induktiviteten. Og det samme gjelder også for kapasiteten. En fire ganger så stor kapasitet gir en halvering av

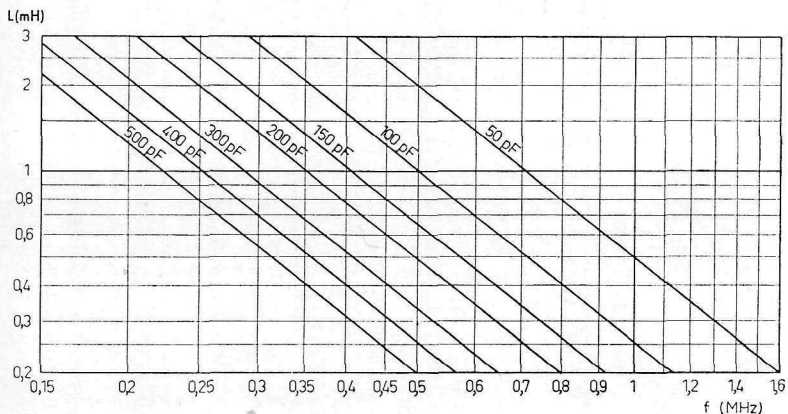


Fig. 9.09. Forholdet mellom resonansfrekvensen og selvinduksjonen i en krets med en variabel induksjon fra 0,2 til 3 mH ved noen ulike verdier mellom 50 og 500 pF i avstemningskondensatorens kapasitet.

frekvensen for resonans, osv. Dette går også til dels fram av nomogrammet i fig. 9.06 og til dels av kurvene i fig. 9.07 og fig. 9.08. Dette som er sagt ovenfor, kan også uttrykkes ved hjelp av formelen for beregning av resonansfrekvensen, som ser slik ut:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}$$

Setter vi her inn induktiviteten  $L$  i mH og kapasiteten  $C$  i nF, får vi resonansfrekvensen  $f_0$  i MHz

Det nomogrammet og de kurvene som er vist foran, bør kunne være en god hjelp for den som selv vil dimensjonere og beregne sin



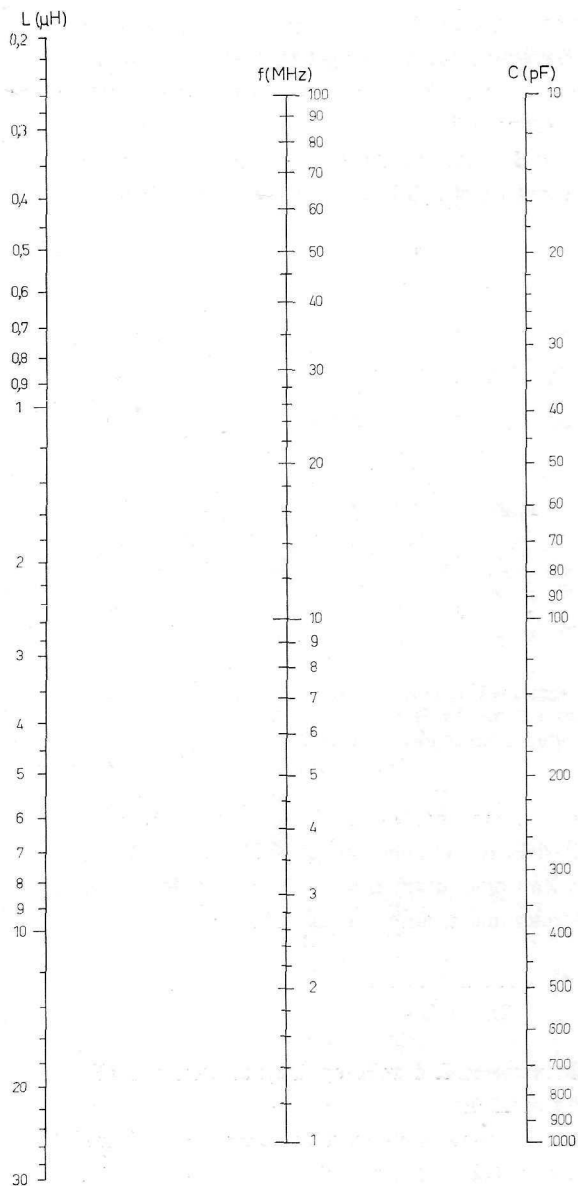


Fig. 9.10. Nomogram for å finne resonansfrekvensen,  $f$ , (MHz) for en krets med selvinduksjon,  $L$ , ( $\mu\text{H}$ ) og kapasitet,  $C$ , (pF). Nomogrammet gjelder for frekvenser mellom 1 og 100 MHz. Kfr. fig. 9.11 og fig. 9.12.

mottaker for andre frekvenser som ikke faller nøyaktig sammen med langbølge- og mellombølgebandene.

For den som gjerne vil beskjeftige seg med kortbølgeomottaking, er det i fig. 9.10—9.12 gitt tilsvarende nomogram og kurver som gjelder for frekvensområdet 3—30 MHz. Kurvene for kortbølgeområdet gjelder for en dreiekondensator på 30—300 pF resp. 30—100 pF. Med en dreiekondensator på 30—300 pF kan en dekke kortbølgeområdet med to ulike induktiviteter, en på 10  $\mu\text{H}$  og en på 1  $\mu\text{H}$ .

Fig. 9.11. Forholdet mellom resonansfrekvensen og kapasiteten i en avstemningskrets for en kortbølgeomottaker hvor avstemningskondensatoren har kapasiteten 30—90 pF henholdsvis 30—280 pF. Selvinduksjonene er 31,4 henholdsvis 10  $\mu\text{H}$ .

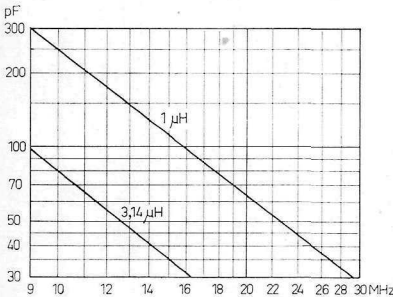
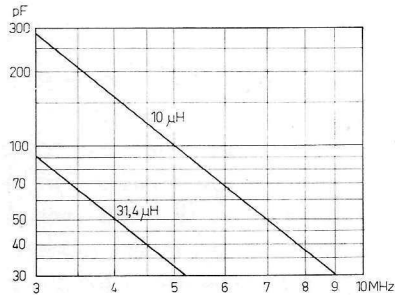


Fig. 9.12. Forholdet mellom resonansfrekvensen og kapasiteten i en avstemningskrets for en kortbølgeomottaker hvor avstemningskondensatoren har kapasiteten 30—100 pF eller 30—300 pF. Selvinduksjonene er 3,14 henholdsvis 1  $\mu\text{H}$ .

Vi får da to områder, det ene er 3—9 MHz og dekkes med den største spolen, og det andre er 9—30 MHz og dekkes med den minste spolen.

På kortbølgeområdet vil en snart finne ut at en ved å bruke en kondensator på 30—300 pF vil få store vanskeligheter med innstillingen av mottakeren, idet stasjonene kommer til å ligge meget tett på skalaen. Om vi derfor i stedet tar en kondensator på 30—100

### *Resonanskretser*

pF får vi mindre frekvensområder, men bedre spredning av stasjonene på skalaen. Vi må imidlertid da ha fire spoler for å dekke hele kortbølgeområdet. De fire spolene må ha disse selvinduksjonsverdiene:  $31,4 \mu\text{H}$ ,  $10 \mu\text{H}$ ,  $3,14 \mu\text{H}$  og  $1 \mu\text{H}$ , og vi får da disse frekvensområdene: 2,8—5,2 MHz, 5,0—9,0 MHz, 9,0—16,0 MHz og 16,0—29,0 MHz.

## TRANSFORMATORER

En transformator består i prinsippet av to selvinduksjonsspoler som er plassert så tett sammen at det magnetfeltet som dannes av den ene spolen, også passerer gjennom den andre. (Se fig. 10.01.) Vi sier at de to induktivitetene er *koplet* til hverandre, og snakker i denne forbindelse om *induktivt koblede kretser*. Dette at de to spolene er induktivt koplet, betyr at vi kan overføre energi fra den ene spolen til den andre, og energien overføres via det magnetfeltet som de har felles.

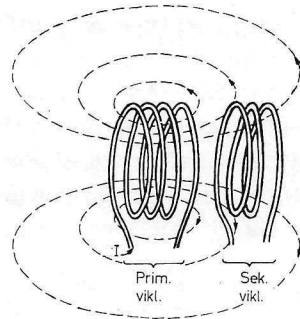


Fig. 10.01. Prinsippet for en transformator.

Vi kaller de to spolene i en transformator for *primærviklingen* og *sekundærviklingen*. Primærviklingen er den spolen som vi tilkople den strømkilden vi tilfører energi fra, og sekundærviklingen er den spolen som vi kople til belastningskretsen.

Av transformatorer fins det flere typer, og en av disse typene er den som hovedsakelig er beregnet for lavfrekvens, og derfor kalles

lavfrekvenstransformator, eller forkortet LF-transformator. Denne typen har vanligvis jernkjerne, som er bygd opp av lameller, innbyrdes isolerte, tynne jernplater, som leder og konsentrerer det magnetiske feltet slik at vi får en meget fast induktiv kopling mellom primær- og sekundærviklingen. I fig. 10.03 er vist den prinsipielle utførelsen av en transformator av denne typen.

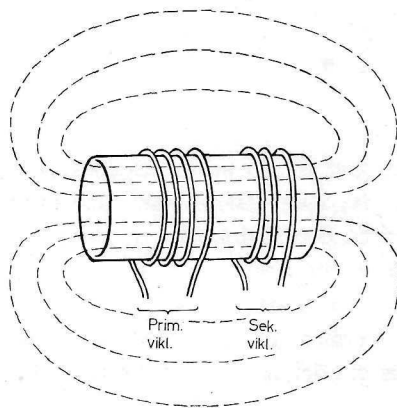


Fig. 10.02. Ved å anbringe en kjerne av magnetisk bløtt materiale inne i viklingene i en transformator, vil praktisk talt hele det magnetfeltet som primærviklingen er opphav til, passere gjennom sekundærviklingen. Med dette oppnår vi mindre spreddefelt, dvs. fastere kopling.

En annen type av transformatorer er den som er beregnet å arbeide ved høy frekvens, og derfor kalles høyfrekvens- eller HF-transformator. Slike transformatorer kan enten være helt uten kjerne eller de kan ha en jernpulver- eller ferrittkjerne.

HF-transformatorer har ofte spolene på primær- og sekundærsiden avstemt til samme resonansfrekvens ved hjelp av kondensatorer som er koplet over hver av viklingene. I dette tilfelle virker HF-transformatoren som to avstemte kretser i parallell.

### Øversetningsforholdet

Typisk for alle slags transformatorer er at vi ved passende valg av tørtall på primær- og sekundærviklingen kan transformere vekselstrømmer, vekselspenninger og impedanser<sup>1</sup> på en hensikts-

<sup>1</sup>) Med impedans mener vi «vekselstrømotstanden» i en krets som har både reaktans og ohmsk motstand. Impedansen måler vi i ohm. Om kretsens motstand er 0, er impedansen = reaktansen, og om reaktansen er 0, er impedansen = motstanden.



messig måte. I denne forbindelse har vi da innført begrepet *oversetningsforholdet*. Oversetningsforholdet er forholdet mellom antall vindinger i primærviklingen,  $n_1$ , og antall vindinger i sekundærviklingen,  $n_2$ , altså  $n_1 : n_2$ . Om for eksempel antall tårn i primærviklingen er 1000, og antall tårn i sekundærviklingen 100, så er oversetningsforholdet  $n_1 : n_2 = 1000 : 100 = 10 : 1$ . (Se fig. 10.05.)

Om vi over primærviklingen på en transformator legger en viss vekselspenning  $U_1$ , vil den spenningen som vi får på sekundærsiden være  $U_2$  dividert med oversetningsforholdet ( $n_1 : n_2$ ), eller, noe som er det samme,  $U_1$  multiplisert med den inverse verdi av oversetningsforholdet ( $n_2 : n_1$ ). Har vi for eksempel 1 volt over primærviklingen i en transformator med et oversetningsforhold på  $10 : 1$ , vil vi over sekundærviklingen få en spenning som er 1 volt multiplisert med den inverse verdi av oversetningsforholdet, altså:

$$1\text{V} \times \frac{1}{10} = 0,1\text{V}$$

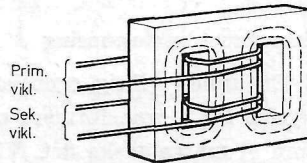
Om vi i stedet hadde oversetningsforholdet  $1 : 10$ , altså ti ganger så mange tårn på sekundærsiden som på primærsiden, ville spenningen over sekundæren bli:

$$1\text{V} \times \frac{10}{1} = 10\text{V}$$

(Se fig. 10.05)

Denne mulighet til å transformere opp eller transformere ned en spenning nytter vi blant annet i nettransformatorer. En slik transformator har jo til hensikt å transformere nettspenningen til passende anodespenninger og glødespenninger.

Fig. 10.03. Ved lavfrekvens nytter vi en jernkjerne som er arrangert på denne måten. Jernkjernen består av «blikk-lameller» som tres inn i primær- og sekundærviklingen.



*Eksempel:* Antallet primærvindinger i en nettransformator for 220 V nettspenning er 3000. Transformatoren har tre sekundærviklinger, en for 250 V, en for 6,3 V og en for 5 V. Hva er tørtallene

i disse viklinger? Da oversetningsforholdet = spenningsforholdet altså,  $\frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_2}$ , får vi for de ulike sekundærviklingene disse tørntallene:

$$n_{21} = n_1 \times \frac{U_2}{U_1} = 3000 \times \frac{250}{220} = 3400 \text{ tørt}$$

$$n_{22} = 3000 \times \frac{6,3}{220} = 86 \text{ tørt}$$

$$n_{23} = 3000 \times \frac{5}{220} = 68 \text{ tørt}$$

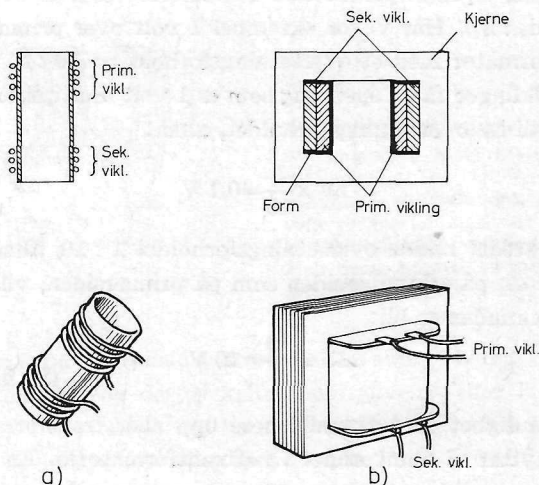


Fig. 10.04. Ulike typer av transformatorer: a) Luftviklet HF-transformator, b) LF-transformator med lamellert jernkjerne.

### Impedanstransformering

En annen viktig egenskap hos en transformator er at den kan nyttes for å transformere opp eller ned en impedans, praktisk talt som vi måtte ønske det. Vi må her huske på at når vi snakker om impedans så mener vi *vekselstrømmotstanden*. En likestrømmotstand kan ikke transformeres på denne måten. Denne impedanstransformeringen vil da innebære følgende: Om vi kopleter en impedans, for eksempel en motstand, over en transformators sekundærvikling, så vil vi over primærviklingen kunne måle denne motstand, men nå

transformert om til en annen verdi, avhengig av transformatorens oversetningsforhold. Det som tilkoples transformatorens sekundærside, vil altså straks opptre, om enn i transformert form, på transformatorens primærside.

Impedanstransformeringen i en transformator er altså avhengig av tørtallene i primær- og sekundærviklingen, og mer eksakt kan vi si at den er kvadratet av oversetningsforholdet, altså  $(n_1 : n_2)^2$ . Om for eksempel antallet tørt i primærviklingen ( $n_1$ ) er 1000, og i sekundærviklingen ( $n_2$ ) 100, så er oversetningsforholdet  $n_1 : n_2 = 10 : 1$ . Impedans-transformeringen blir da  $(n_1 : n_2)^2 = (10 : 1)^2 = 100 : 1$ . I tabell 10.01 er gitt forholdet mellom oversetningsforhold og impedanstransformering. Om vi over sekundærviklingen på en transformator kopler en viss impedans,  $Z$ , vil vi over primærviklingen kunne måle en impedans,  $Z'$ , som vi finner av følgende formel:

$$Z' = Z \times \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \quad (\text{Se fig. 10.06})$$

Dette kan vi gjøre klarere ved et par eksempler:

*Eksempel:* Om vi over sekundærviklingen på en transformator med et oversetningsforhold 1 : 1 (dvs. om antallet tørt i primær- og sekundærvikling er like store) kopler en impedans på 1 ohm, hvilken impedans kan vi da måle over sekundærviklingen? Her har vi altså et oversetningsforhold på 1 : 1, og da blir også impedanstransfor-

Fig. 10.05. Oversetningsforholdet for en transformator ( $n_1 : n_2$ ) gir direkte forholdet mellom spenningene over transformatorens primær- og sekundærvikling,  $U_1 : U_2$ . Altså:  $U_1/U_2 = n_1/n_2$ . Av dette får vi da:  $U_2 = U_1 : (n_1/n_2)$  eller  $U_2 = U_1 \times (n_2/n_1)$ .

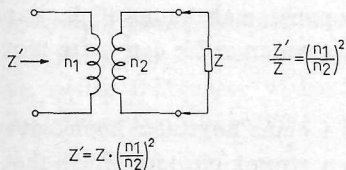
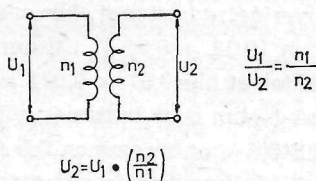


Fig. 10.06. Impedanstransformeringen i en transformator ( $n_1 : n_2$ )<sup>2</sup> gir direkte forholdet mellom den impedansen vi kan måle over primærviklingen  $Z'$  og den impedansen vi har koplet over sekundærviklingen  $Z$ . Altså:  $Z'/Z = (n_1/n_2)^2$ . Herav får vi:  $Z' = Z \times (n_1/n_2)^2$ .

meringen 1 : 1. Impedansen vi måler over primærviklingen blir altså 1 ohm.

Om vi i stedet har et oversetningsforhold på 1 : 10, dvs. 10 ganger flere vindinger på sekundærsiden enn på primærsiden, så blir impedanstransformeringen  $(1 : 10)^2 = 1 : 100$ . Den impedansen vi da ville måle over primærviklingen, om vi har 1 ohm tilkopleet på sekundærsiden, blir  $1 \times (1 : 100) = 0,01$  ohm. Om vi snur transformatoren slik at den tidligere primærvikling nå blir sekundærvikling og omvendt, så blir oversetningsforholdet 10 : 1. Vi får da en impedanstransformering på  $(10 : 1)^2 = 100 : 1$ , og ved å kople 1 ohm over den nåværende sekundæren, vil vi på primærsiden måle  $1 \times (100 : 1) = 100$  ohm.

### Tilpassing

I denne forbindelse er det nødvendig å si litt om begrepet tilpassing.

Når det gjelder strømkilder av alle slag (vi kan for eksempel betrakte en antenne som en signalstrømkilde, og likedan et forsterkertrinn med rør eller transistorer), har vi en regel som sier at vi kan ta ut maksimum effekt fra strømkilden bare under den forutsetning at vi nytter effekten i en motstand som er lik den indre motstanden i strømkilden.

Dette kan vi vise med et enkelt regne-eksempel.

Vi antar at vi har et batteri med en indre motstand på 1 ohm og en klemmespenning på 1 volt. Kopler vi nå en motstand på 10 ohm over dette batteriet, blir spenningen over denne belastningsmotstanden  $10/11 = 0,91$  V. Strømmen blir  $1/11 = 0,091$  A, dvs. den effekt vi tar ut blir  $0,91 \times 0,091 = 0,083$  W. Kopler vi i stedet en motstand på 1 ohm over batteriet, vil spenningen over belastningsmotstanden bli 0,5 V og strømmen 0,5 A, dvs. en nytteeffekt på 0,25 W. Om vi nå til slutt kopler en motstand på 0,1 ohm over batteriet, så vil spenningen over denne bli 0,091 V og strømmen 0,91 A, dvs. effekten 0,083 W. Vi ser da her tydelig at vi oppnår maksimum effekt bare ved tilpassing, dvs. når belastningsmotstanden er lik den indre motstanden i strømkilden.

*Eksempel:* En transformator har en 4 ohms høyttaler koplet over sekundærviklingen, og skal tilpasses en strømkilde med indre mot-

stand 4000 ohm, slik at vi får maksimal effekt i høyttaleren. Hvilket oversetningsforhold må vi velge på tilpassingstransformatoren? Vi skal her transformere 4 ohm opp til 4000 ohm for å få tilpassing til strømkilden, og impedans-transformeringen blir da  $4000 : 4 = 1000 : 1$ . Ifølge tabell 10.01 tilsvarer dette et oversetningsforhold på  $31,6 : 1$ . Om vi da for eksempel har 100 tårn på sekundæren, blir antallet tårn på primæren  $31,6 \times 100 = 3160$ .

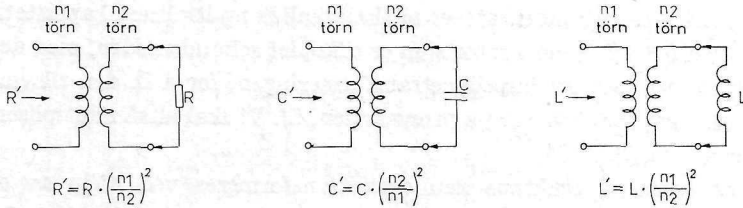


Fig. 10.07. Eksempel på impedanstransformering i en transformator (Se tekst.)

I forsterkere med transistorer forsøker vi vanligvis å få maksimal effektforsterking i trinnene. Dette forutsetter imidlertid at vi har tilpassing mellom de ulike trinnene, og det kan vi for eksempel oppnå ved å nytte transformatorer mellom trinnene.

*Eksempel:* Vi skal kople en tilpassingstransformator mellom to transistortrinn, hvorav det første har en utgangsimpedans på 50 kohm og det andre en inngangsimpedans på 1 kohm. Hvilket oversetningsforhold må transformatoren ha? Impedanstransformeringen skal være  $50 : 1$ , og ifølge tabell 10.01 blir da oversetningsforholdet  $7,08 : 1$ .

Ved hjelp av så enkle kalkyler som vi har antydnet her, kan vi altså bestemme forholdet mellom vindingstallene i en transformator. Men når det gjelder å bestemme *antallet* vindinger og eventuelt størrelsen på jernkjernen, blir det straks atskillig vanskeligere. Her må vi da blant annet ta hensyn til den effekten som skal overføres, og hvilke frekvenser vi har. Også induktiviteten i viklingene har betydning ved dimensjoneringen, som omfatter et relativt innviklet beregningsarbeide.



Impedanstransformeringen gjelder også for reaktanser som koples til en transformator. I fig. 10.07 b er en kondensator C med en reaktans på 100 ohm kopleet til sekundærviklingen på en transformator med et oversetningsforhold på 10 : 1 (10 ganger så mange tårn i primær- som i sekundærviklingen). Sett over primærviklingen kan vi nå måle en reaktans som er  $100 \times 100 = 10\,000$  ohm, dvs. 100 ganger større. Dette tilsvarer jo en kondensator med en kapasitet på 1/100 av den opprinnelige, kapasitetsverdien har altså *avtatt* til 1/100. Når det gjelder kondensatorer så skal vi altså multiplisere kapasitetsverdien for den kondensator som er tilkopleet sekundærsiden, med den inverse verdien av impedanstransformeringen, for å få den tilsynelatende kapasitet vi har på primærsiden,  $C'$ . Vi skal altså multiplisere med  $(n_2 : n_1)^2$ .

En induktiv reaktans kan også transformeres ved hjelp av en transformator (se fig. 10.07 c). Den tilsynelatende induktivitet,  $L'$ , som vi måler på primærsiden, når vi på sekundærsiden har en induktivitet  $L$ , finner vi på samme måte som ved impedansberegninger. Vi får altså  $L'$  ved å multiplisere  $L$  med impedanstransformeringsforholdet, altså:  $L' = L \times (n_1 : n_2)^2$ . Det samme gjelder også for motstandstransformering. (Se fig. 10.07 a.)

Med en transformator kan vi på denne måten transformere en induktivitet eller en kapasitet til en høyere eller en lavere verdi. Vi kan for eksempel kople en antenne med stor kapasitet til en avstemningskrets via en HF-transformator, slik at antennekapasiteten ikke virker forstyrrende på den avstemte kretsen. Med den samme metode kan vi også sørge for at den lave inngangsimpedansen til en transistor ikke virker dempende på en avstemt krets.

I denne forbindelse kan vi også nevne at det slett ikke er nødvendig med atskilte primær- og sekundærviklinger i en transformator. Ved å lage et uttak på en enkel vikling, kan vi godt lage oss en trans-

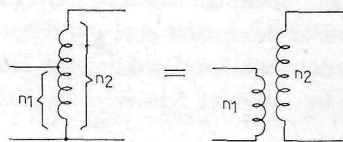


Fig. 10.08. En transformator kan utformes som en såkalt autotransformator ved at vi delvis nytter samme vindinger i både primær- og sekundærvikling. En slik transformator kan stort sett behandles og nyttes som en vanlig transformator med to viklinger.

formator hvor en del av viklingen er felles for både primær og sekundær, (se fig. 10.08). En slik transformator er stort sett ekvivalent med en med to atskilte viklinger. En slik transformator som har en viking med tapping, kaller vi gjerne en *autotransformator*.

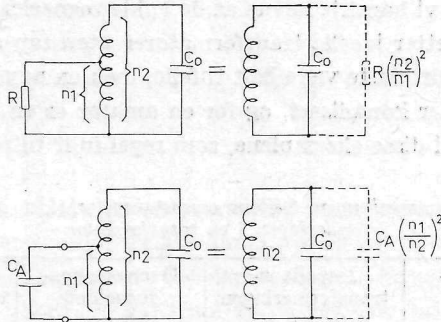


Fig. 10.09. Eksempel på impedanstransformering ved hjelp av en autotransformator, som samtidig nyttes i en avstemt krets.

Har vi for eksempel en autotransformator hvor vi har laget oss et uttak etter 1/10 av det totale antall tårn, og kopler denne slik at sekundærviklingen består av det totale antall tårn, så får vi en transformator som virker som om den hadde en primærvikling med antall tårn lik 1/10 av sekundærviklingen. Oversetningsforholdet blir altså 1 : 10, og impedanstransformeringen vi får blir da 1 : 100. Eksempler på impedanstransformeringer med autotransformator er vist i fig. 10.09 a og b.

*Eksempel 1:* En avstemningskrets skal koples til en HF-transistor med en inngangsmotstand på 1 kohm. Transistoren skal belaste kretsen med en parallellmotstand på 50 kohm. Impedanstransformeringen må altså være 1 : 50, og det tilsvarer et oversetningsforhold på 1 : 7,08. Det betyr at om antallet tårn i avstemningskretsen er 100, så må vi kople transistoren til et uttak etter 14 tårn. Kfr. fig. 10.09 a.

*Eksempel 2:* En antenne med en kapasitet på 500 pF skal koples til en avstemt krets, men den kapasiteten antennen bidrar med i den avstemte kretsen får ikke være mer enn 50 pF. Hvordan skal vi

## Transformatorer

dimensjonere kretsen? Impedanstransformeringen må altså være 1 : 10 og oversetningsforholdet 1 : 3,3. Om antall tårn i avstemningsspolen skal være 100, så må vi lage et uttak etter 30 tårn, og kople antennen til dette uttaket. (Kfr. fig. 10.09 b.)

Til slutt bør vi kanskje nevne at de enkle regneeksemplene som er vist her forutsetter ideelle transformatorer uten tap og sprededefelter. I praksis vil aldri dette være helt tilfelle, men en nøyaktig beregning blir atskillig mer komplisert, og for en amatør er en overslagsberegning, som vist i disse eksemplene, som regel fullt tilfredsstillende.

Tabell 10.01. *Sammenhengen mellom oversetningsforholdet og impedanstransformeringen i en transformator*

Oversetningsforholdet ( $n_1 : n_2$ )	Impedanstransformeringen ( $n_1 : n_2$ ) <sup>2</sup>	Oversetningsforholdet ( $n_1 : n_2$ )	Impedanstransformeringen ( $n_1 : n_2$ ) <sup>2</sup>
1 : 100	1 : 10 000	1 : 1	1 : 1
1 : 70,8	1 : 5000	1,22 : 1	1,5 : 1
1 : 44,8	1 : 2000	1,41 : 1	2 : 1
1 : 38,7	1 : 1500	2,23 : 1	5 : 1
1 : 31,6	1 : 1000	3,16 : 1	10 : 1
1 : 22,3	1 : 500	3,87 : 1	15 : 1
1 : 14,1	1 : 200	4,48 : 1	20 : 1
1 : 12,2	1 : 150	7,08 : 1	50 : 1
1 : 10	1 : 100	10 : 1	100 : 1
1 : 7,08	1 : 50	12,2 : 1	150 : 1
1 : 4,48	1 : 20	14,1 : 1	200 : 1
1 : 3,87	1 : 15	22,3 : 1	500 : 1
1 : 3,16	1 : 10	31,6 : 1	1000 : 1
1 : 2,23	1 : 5	38,7 : 1	1500 : 1
1 : 1,41	1 : 2	44,8 : 1	2000 : 1
1 : 1,22	1 : 1,5	70,8 : 1	5000 : 1
1 : 1	1 : 1	100 : 1	10 000 : 1

## VI BYGGER EN LOMMEMOTTAKER

I tidligere kapitler har vi vist hvordan vi kan bygge enkle reaksjonskoplete mottakere med rør eller transistorer for lang-, mellom- og kortbølge. Her skal vi nå vise at vi kan bygge en liknende mottaker med tre transistorer i lommeformat og utstyrt med ferrittantenne, slik at vi blir uavhengig av ytre antenne. Vi får da en hendig lommemottaker som kan være fullt brukbar i noenlunde nærhet av en lokalstasjon, og som om kvelden også kan ta inn de sterkeste utenlandske sendere.

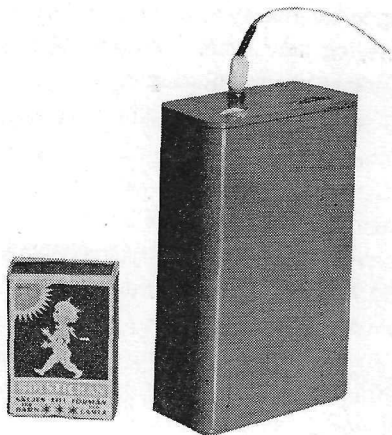


Fig. 19.01. Vi kan bygge en reaksjonskoplete mottaker med transistorer, inklusive batterier, i en meget liten boks. Dimensjonene på dette apparatet, som er laget etter skjemaet i fig. 19.02, er  $35 \times 69 \times 110$  mm. Til apparatet nytter vi en høretelefon.

## Prinsippskjemaet

I fig. 19.02 er prinsippskjemaet for mottakeren vist. HF-trinnet (detektortrinnet) er stort sett koplet på samme måte som det trinnet som er beskrevet i detalj i kapittel 18. Her har vi imidlertid ingen grovregulering av tilbakekoplingen. Den stilles inn en gang for alle til en passende verdi ved hjelp av en fast motstand,  $R_5$ . Med parallellmotstanden  $R_1$  kan vi så på samme måte som foran, finregulere reaksjonen. Denne finreguleringen virker her samtidig som volumkontroll.

De to etterfølgende transistorene,  $T_2$  og  $T_3$ , (OC71), har til oppgave å forsterke den demodulerte signalspenningen som vi tar ut fra den reaksjonskoplete detektoren. Disse to trinnene er stort sett koplet på samme måte som vi tidligere har vist i en transistorforsterker med to transistorer i kapittel 15. En forskjell er imidlertid at denne mottakeren bare er beregnet på å brukes med høretelefoner, og derfor nytter vi transistor OC71 i sluttrinnet. Denne transistoren bruker mindre strøm enn OC72.

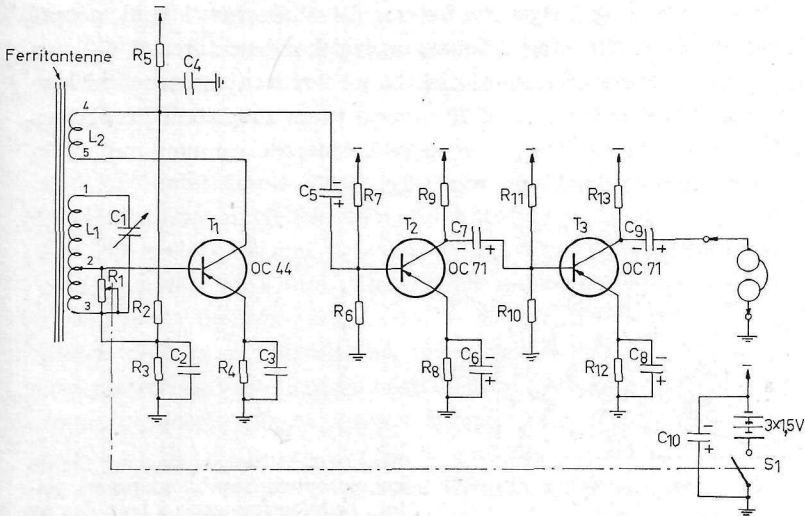


Fig. 19.02. Prinsippskjemaet for mottakeren.

### Stykkliste

$R_1$ = 5 kohm submin. pot. lev. med knapp	$C_2$ = 40 nF, papir rb.
$R_2$ = $R_6$ = $R_{10}$ = $R_{13}$ = 2,2 kohm, $\frac{1}{2}$ W	$C_3$ = 10 nF, papir rb.
$R_3$ = $R_8$ = $R_{12}$ = 220 ohm, $\frac{1}{2}$ W	$C_4$ = 1,5 nF, keramisk
$R_4$ = 470 ohm, $\frac{1}{2}$ W	$C_5$ = $C_6$ = $C_7$ = $C_8$ = $C_9$ = 10 $\mu$ F, 3 V e. l.
$R_5$ = 3,3 kohm, $\frac{1}{2}$ W	$C_{10}$ = 10 $\mu$ F, 6 V e. l.
$R_7$ = 18 kohm, $\frac{1}{2}$ W	2 stk. ferrittstaver 60 $\times$ 8 mm
$R_9$ = 2,7 kohm, $\frac{1}{2}$ W	1 stk. OC44
$R_{11}$ = 22 kohm, $\frac{1}{2}$ W	2 stk. OC71
$C_1$ = dreiekondensator, 11— 395 pF, PVC-isol. lev. med knapp	3 stk. transistorholdere
	3 stk. batterier, 1,5 V
	Pertinax, perspex, ca. 4 m lisse- tråd 7 $\times$ 0,07 mm

### Mekaniske detaljer

De ulike komponentene i reaksjonsmottakeren monterer vi på en plate av 1,5 mm pertinax i størrelse 105  $\times$  60 mm. Vi borer hull til de loddeørene som vi skal lodde komponentene fast til, som vist i fig. 19.03. Vi må også lage hull for transistorholderne (1 mm), potensiometeret  $R_1$  (16 mm og 2,5 mm) og dreiekondensatoren  $C_1$  (12 mm og 2,5 mm). For spoleformen til  $L_1L_2$  på ferrittantennen må vi lage et rektangulært hull på 42  $\times$  13 mm på tvers av platen. På platens underside kopler vi etterpå de ulike loddeørene sammen ved hjelp av isolert koplingsstråd, som vist i fig. 19.05.

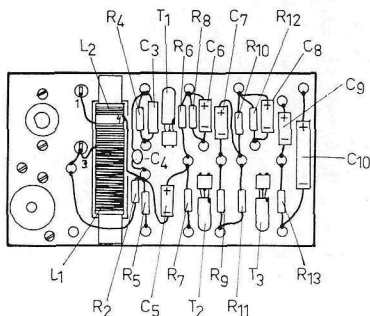


Fig. 19.03. Plasseringstegning for de komponentene som monteres på platen. Ledningsføringen på baksiden av platen går fram av fig. 19.05 og 19.06.



Til ferrittantennen trenger vi en oval spoleform (se fig. 19.08). Etter at spolene er viklet ferdig på denne, trer vi ferrittstavene inn, en på hver side av monteringsplaten. På spoleformen vikler vi to spoler, den ene skal ha 60 tårn med uttak etter 15 tårn, spole 1—2—3, og den andre, reaksjonsviklingen eller tilbakekoplingsviklingen 4—5, skal ha 5 tårn ytterst på ferrittstaven.

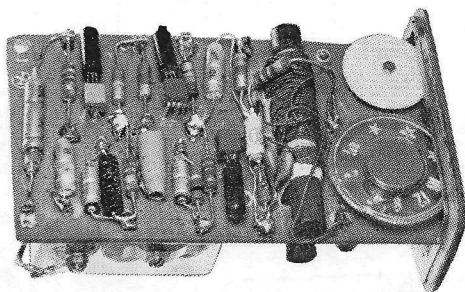


Fig. 19.04. Slik ser mottakeren ut sett fra komponentsiden.

For avstemming av mottakeren nytter vi en miniatyrkondensator  $C_1$ , 11—395 pF, som vi skrur fast på monteringsplaten. Denne kondensatoren skal være utstyrt med en skiveknapp, som skal stikke ut gjennom en sliss i apparatets ene endestykke. Reaksjonsmotstanden  $R_1$  er også utstyrt med en skiveknapp som skal stikke ut gjennom en sliss i samme endestykke. Se fig. 19.07.

Dekslet til apparatet er laget av en perspexplate, som vi bøyer til med runde hjørner og limer sammen i skjøten (se fig. 19.07). Når vi skal lage dette dekslet kan vi gå fram på følgende måte:

Vi lager først en trekloss som er noe større enn apparatets innermål, her  $106 \times 65 \times 30$  mm, og avrunder hjørnene på klossens langsider med en radius på 5 mm. Klossen bør pusses glatt, da vi ellers får ujevnheter i perspex-dekslet som vi former rundt denne. Perspexplaten skal ha en størrelse på  $106 \times$  ca. 190 mm. Vi varmer først opp platen i en vanlig stekeovn til den blir myk, og bøyer den etterpå rundt treklossen slik at skjøten kommer til å ligge på en av langsidene. Under dette arbeidet må vi naturligvis bruke tykke hansker på hendene på grunn av varmen. Etterpå limer vi dekslet sammen i skjøten med et plastlim.

Endestykkene til dekslet, se fig. 19.07, sager vi til av 2 mm perspexplate. På det nederste endestykket limer vi fast to små perspexbiter med spor for styring av monteringsplaten. Dette endestykket limer vi fast i dekslet og pusser skjøten med en fil til den blir glatt.

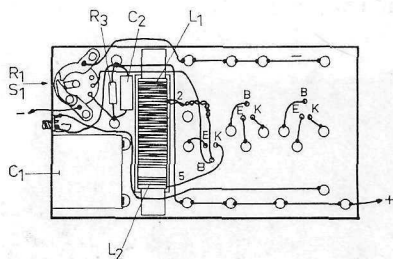


Fig. 19.05. Ledningsføringen på undersiden av montasjeplaten.

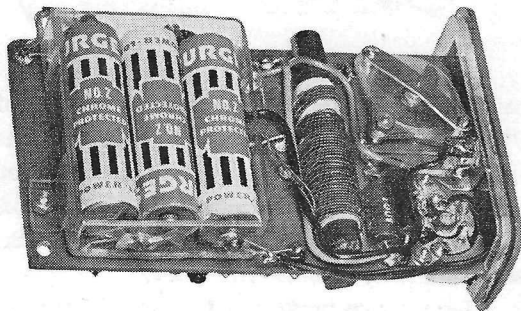


Fig. 19.06. Slik ser undersiden av platen ut.

Til det øverste endestykket trenger vi en ramme som vi sager ut av en perspexplate. Denne rammen limer vi så fast i selve endestykket, og får da en flens som dekslet skal støtte mot. Dette endestykket skrur vi siden fast til komponentplaten, og da nytter vi en liten vinkel av 1 mm messingplate som på den ene siden skrur fast til komponentplaten med skrue og mutter, og på den andre siden festes til endestykket ved hjelp av høretelefonjacket, som skal stikke ut gjennom endestykket. Før endestykket skrur fast til komponentplaten, må vi montere avstemmingskondensatoren  $C_1$  og potensiometeret  $R_1$ . Deretter merker vi av på endestykket og sager ut hullene for skiveknappene. På dekslets innerside limer vi fast to

perspexbiter på  $6 \times 6 \times 6$  mm, og i disse borer og gjenger vi hull for skruer, for eksempel M 2,3. På endestykket lager vi tilsvarende frihull for skruene, og ved hjelp av disse fester vi så apparatet i dekslet. Til slutt er det bare igjen å male apparatet i en passende farge.

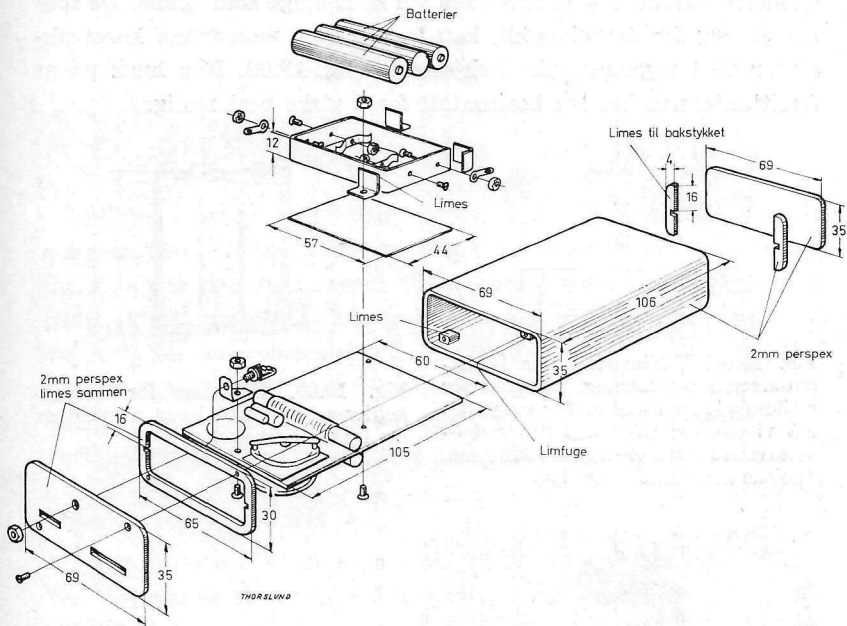


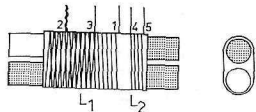
Fig. 19.07. Denne tegningen viser hvordan den mekaniske oppbyggingen er utført.

Batteriholderen lager vi av 1 mm perspexplate med dimensjoner som vist i fig. 19.09. Kontaktfjærene fremstilles av 0,5 mm fosforbrønse, eller kontaktfjærene på et gammelt batteri. Disse bøyer vi til som vist i fig. 19.09, og skrur dem fast med M 2,3 skruer. Batteriholderen er utstyrt med festevinkler av perspex for montering på komponentplaten. Disse vinklene kan vi lime fast til holderen.

Batteriene setter vi inn i holderen slik at de blir seriekopleet. Klemmespenningen skal nemlig være  $3 \times 1,5 \text{ V} = 6 \text{ V}$ .

### Varianter

Den lommemottakeren som er beskrevet her, er bare ett eksempel på hvordan vi kan lage oss en enkel reaksjonsmottaker beregnet på å bære i lommen. Her er det naturligvis stort spillerom for egen fantasi og initiativ, og den som er litt hendig kan naturligvis spekulere ut andre varianter som kan være vel så hendige som denne. De som har anlegg for finmekanikk, kan lage mange morsomme konstruksjoner med utgangspunkt i skjemaet i fig. 19.02. Men husk på at ferrittantennen bør stå horisontalt for å virke best mulig.



1-2	45 törn	7×0,07	Lisstråd
2-3	15 törn	7×0,07	Lisstråd
4-5	5 törn	7×0,07	Lisstråd

Fig. 19.08. Viklingsdata for ferrittantennen i mottakeren, beregnet for mellombølgemottaking. For langbølge må vi øke tørtallene til det tredobbelte med samme bredde på vikingene. Spolene må vikles i flere lag.

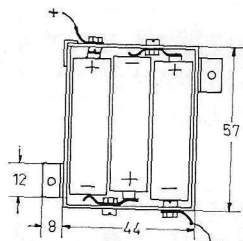


Fig. 19.09. Målskisse for batteriholderen, som kan lages av perspex av 1 mm tykkelse.

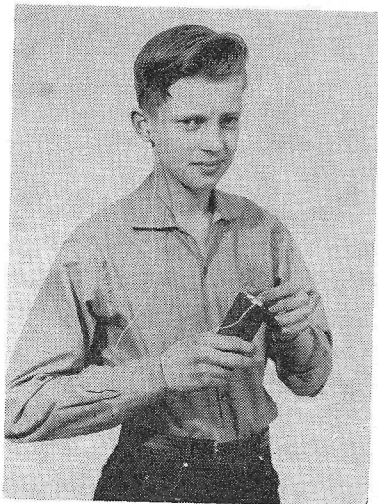


Fig. 19.10. Den ferdige mottakeren kan lett puttes i en lomme. Om vi gjemmer «øreproppen» og ledningen til denne, er det ingen som ser at vi lytter på radio.

## VI BYGGER EN KOMPLETT TRANSISTORSUPER

Tidligere har vi beskjeftiget oss med relativt enkle apparater, nærmest beregnet som eksperimentapparater for de som vil sette seg inn i de enkleste grunnlagene for radioteknikken. Vi skal nå gå et trinn videre, og bygge en større og mer komplisert mottaker med omtrent samme følsomhet og selektivitet som de vanlige reise-radioene har. Vi skal bygge en transistorsuper med innebygd ferritt-antenne, beregnet for mellombølgebåndet. En slik mottaker kan være nyttig som ekstramottaker både på campingturer og i båten.

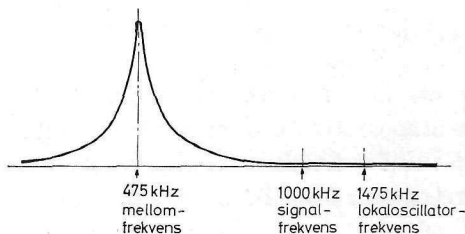
### Superheterodynprinsippet

Først vil vi si litt om apparatets virkemåte i grove trekk. Det er her tale om en såkalt *superheterodynmottaker* eller *super* som vi ofte sier. Dette er en mottakertype som er så å si enerådende blant de apparater som fabrikeres i dag. De mottakerne som vi har beskrevet foran, har vært såkalte *rettmottakere*, og dette innebærer at vi direkte har nyttet den mottatte signalfrekvensen, forsterket og likerettet den, og ført LF-signalet videre til LF-forsterker og sluttrinn.

I en superheterodynmottaker overfører vi i stedet det mottatte HF-signalet til en annen frekvens, *mellomfrekvensen* (forkortes MF), og dette skjer ved en såkalt *blanding* i et *blandetrinn*. Etter frekvensomformingen forsterker vi dette mellomfrekvenssignalet i ett eller flere MF-trinn, og det forsterkede MF-signalet likeretter vi så i en diodedetektor. Det likerettede signalet fører vi så videre til LF-trinn og sluttrinn av samme type som vi har beskrevet tidligere.

## Frekvensblandingen

Det som er nytt for oss i denne mottakeren er frekvensblandingen. Denne foregår i en såkalt blandetransistor, som både påføres den signalspenningen vi får fra antennen og en annen frekvens som vi frembringer i samme transistor. Vi utnytter altså her samme transistor til to funksjoner. Dels nytter vi den til frekvensblandingen, og dels til å frembringe en såkalt *lokal-oscillatorspenning*. Denne oscillatorspenningen har en frekvens som ikke ligger så svært langt fra antenne-signalets frekvens.



De to vekselspenningene blander vi i blandetransistoren, og som resultat får vi et nytt signal, med en frekvens som er differensen mellom frekvensene til de påførte signalene. Vi kan si at det er et slags svevnings- eller interferensfenomen, i likhet med det som opptrer når vi samtidig hører to toner som ligger nær hverandre i frekvens, for eksempel fra et musikkinstrument. Vi hører da en svevetone med en frekvens som nettopp er differensen mellom de to tonenes frekvenser.

Denne nye signalfrekvensen som vi får, og nettopp omtalte som mellomfrekvensen, forsterker vi nå opp i ett eller flere MF-trinn, som er avstemt til akkurat denne frekvensen. Til tross for at blandetrinnet tilføres to HF-spenninger kommer ingen av disse spenningene til å opptre i MF-kretsene, fordi disse kretsene virker praktisk talt som en kortslutning for alle andre frekvenser enn mellomfrekvensen. Se fig. 20.01. MF-kretsene er innkoplet i MF-transistorenes kollektorkretser, og da spenningsforsterkingen i et forsterkertrinn er 0 når kollektorkretsen er kortsluttet (ikke noe spenningsfall), vil bare mellomfrekvensen bli forsterket.



øker induktiviteten, og skyver vi den ut mot enden av staven, avtar induktiviteten. Når vi på denne måten har funnet den plassering av spolen som gir best lydstyrke, dreier vi gangkondensatoren,  $C_{1A} + C_{1B}$ , slik at den er ca.  $10^\circ$  fra *minimum* kapasitet, og prøver så å få inn en stasjon i nærheten av denne stilling. Når vi har funnet en brukbar stasjon, trimmer vi kondensatoren  $C_{ANT}$  til vi får maksimal styrke på denne stasjonen. Når alt dette er gjort vil mottakeren være foreløpig trimmet. Det som nå står igjen er å undersøke om vi får det riktige frekvensområdet som er 500—1500 kHz. Det må vi kontrollere ved å ta inn stasjoner med kjent frekvens, og nytte disse til en provisorisk kalibrering av skalaen. Om vi skulle ha fått et frekvensområde som ligger for høyt i frekvens, slik at laveste og høyeste frekvens på skalaen ligger for høyt, for eksempel 600—1800 kHz, må vi øke oscillatorspolens induktivitet. Dette oppnår vi ved å skru kjernen lenger inn i spolen  $L_3/L_4$ . Etter at vi har justert oscillatorens frekvens ved å trimme på  $L_3/L_4$ , må vi igjen trimme induktiviteten i ferrittantennen når kondensatoren står  $10^\circ$  fra maksimumstilling, og  $C_{ANT}$  når kondensatoren står  $10^\circ$  fra minimumstilling.

Om vi på den annen side skulle ha fått et frekvensområde som ligger for lavt, slik at laveste frekvens for eksempel ligger på 450 kHz og høyeste frekvens på 1300 kHz, må vi skru kjernen for  $L_3/L_4$  lenger ut. Også i dette tilfelle må vi etterjustere induktiviteten i spolen på ferrittstaven når gangkondensatoren står ca.  $10^\circ$  fra maksimum verdi, og trimmekondensatoren  $C_{ANT}$  når kondensatoren står ca.  $10^\circ$  fra minimum verdi, slik som beskrevet ovenfor.

Om det skulle vise seg at den laveste frekvensgrensen, 500 kHz, ligger nesten riktig, men at den høyeste har kommet for høyt eller for lavt, vil det som regel være tilstrekkelig bare å foreta en trimming ved hjelp av oscillatortrimmeren  $C_{OSC}$ , slik at vi får frekvensen til å stemme. Om øvre grensefrekvens ligger for høyt, må vi øke  $C_{OSC}$ , og ligger den for lavt må vi minske  $C_{OSC}$ . I disse tilfelle må vi da etterpå justere antennertrimmeren  $C_{ANT}$  slik at vi får maksimal styrke med gangkondensatoren innstilt til omtrent  $10^\circ$  fra minimum kapasitet, slik som beskrevet tidligere.

Når vi har kommet så langt i trimmingen, kan vi foreta en siste fintrimming av mellomfrekvenstransformatorene. Vi stiller da mot-

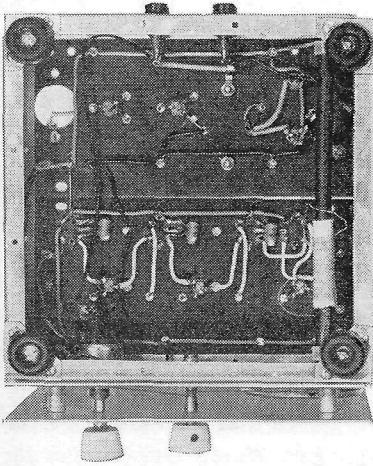


Fig. 20.06. Transistorsuperen sett fra undersiden.

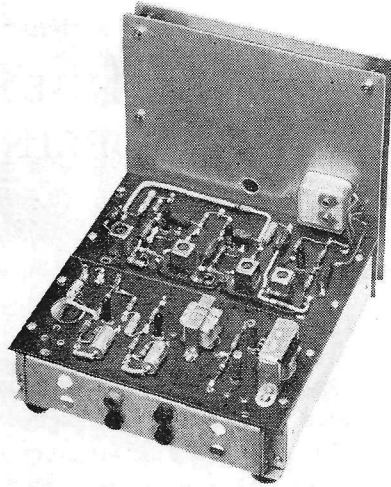


Fig. 20.07. Den ferdige transistorsuperen.

takeren inn på en svak stasjon som kommer inn med konstant styrke, et eller annet sted på skalaen. Så dreier vi forsiktig på trimmeskruene for  $MF_1$  til vi har maksimal styrke på signalet. Deretter gjør vi det samme med  $MF_2$ , og til slutt med  $MF_3$ .

Det er klart at den metoden vi her har beskrevet for trimming av mottakeren er svært omstendelig og tidkrevende. Det er også klart at vi, om vi hadde adgang til instrumenter som egnet seg, skulle kunne kontrollere frekvensområdet for mottakeren vesentlig raskere. Imidlertid kan vi ikke forutsette at en amatør har råd til å skaffe seg så dyre instrumenter som det her er snakk om, iallfall ikke til å begynne med, og derfor må vi gå den lange og omstendelige veien for trimming. Fordelen med dette er for øvrig at vi lærer en hel del av en slik trimmeprosess, og det kan komme til gode når vi siden skal ta fatt på mer innviklede konstruksjoner.

Idéen med dette er nå at vi hele tiden sørger for at differensen mellom den signalfrekvens vi tar imot og den oscillatorfrekvens vi blander den med, er den samme. Dermed vil vi alltid få en mellomfrekvens som har samme frekvens. Dette oppnår vi ved samtidig å avstemme inngangskretsen og den krets som bestemmer lokaloscillatorens frekvens, og til dette nytter vi da to dreiekondensatorer som er «ganget», altså slik at de opereres med samme aksel. Når vi endrer inngangskretsens resonansfrekvens for å ta imot et bestemt signal, endrer vi altså samtidig oscillatorens frekvens, slik at differensen mellom disse hele tiden blir den samme og lik mellomfrekvensen.

Fordelen med dette er altså at vi alltid får en konstant mellomfrekvens, uavhengig av hvilken signalfrekvens mottakeren er innstilt på. Det gjør at vi kan nytte fast avstemte kretser i MF-trinnene, og ved å velge en gunstig verdi på mellomfrekvensen, kan vi da oppnå meget høy forsterking i trinnene og dessuten få konstant forsterking uansett hvilken signalfrekvens vi stiller apparatet inn på. Dette er av forskjellige grunner ikke like lett å oppnå i en rettmottaker, hvor det signal som skal forsterkes varierer med avstemmingen.

### **Prinsippskjemaet**

Etter denne orienteringen om prinsippet for superheterodyn-mottakeren, kan vi gå over til å se på prinsippskjemaet for mottakeren som er vist i fig. 20.02. Vi starter med antennen, som er en ferrittantenne som samtidig danner inngangskretsen for det ønskede signalet. Ferrittantennen består av en helt vanlig selvinduksjons-spole, viklet opp på en ferrittstav. Selvinduksjonen i spolen er valgt slik at den passer som avstemmingsinduktivitet i inngangskretsen. Den relativt lange ferrittstaven, som danner kjerne i spolen, har til oppgave å «trekke til seg» radiobølgens magnetiske kraftfelt. På ferrittstaven er også viklet en mer lavohmig vikling,  $L_2$ , med et tørntall som er omtrent 10 % av tørntallet i  $L_1$ . Denne viklingen er koplet til basis i transistoren  $T_1$  som virker som blander- og oscillator-transistor. Ved at vi har ulike tørntall i  $L_1$  og  $L_2$ , får vi en impedans-transformering, som gjør at den lavohmige inngangsimpedansen for transistoren  $T_1$  ikke kommer til å dempe den avstemte kretsen  $L_1C_1$ . Se kapittelet om resonanskretser. Samtidig oppnår vi at transistorens

høye inngangskapasitet ikke påvirker avstemningskapasiteten så mye. Ellers ville vi få for stor nullkapasitet i denne kretsen på grunn av at transistorkapasiteten kom til å ligge direkte i parallell med avstemningskondensatoren.

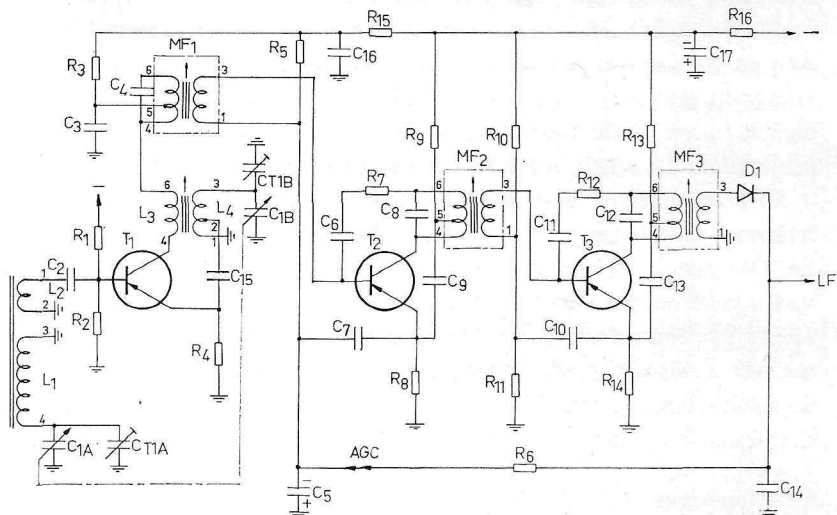


Fig. 20.02. Prinsippkjema for transistorsuperen.

### Stykkliste

- $R_1 = 39 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_2 = R_{10} = 18 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_3 = R_9 = 560 \text{ ohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_4 = 3,9 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_5 = 47 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_6 = 10 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_7 = 1 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_8 = R_{14} = R_{15} = 470 \text{ ohm,}$   
 $\frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{11} = 2,7 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{12} = 4,7 \text{ kohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{13} = R_{16} = 220 \text{ ohm, } \frac{1}{2} \text{ W}$

- $C_{1A} + C_{1B} + C_{T1A} + C_{T1B} =$   
 dreiekond.  $220 + 110 \text{ pF}$   
 med innebygde trimmere,  
 type PVC-2B,  $C_{T1A}$  er  
 merket  $C_{ANT}$ ,  $C_{T1B}$  er  
 merket  $C_{OSC}$   
 $C_2 = C_3 = C_7 = C_8 = C_{10} =$   
 $C_{13} = 40 \text{ nF, papir r.b.}$   
 $C_4 = C_8 = C_{12} = 220 \text{ pF,}$   
 keramisk  
 $C_5 = 10 \mu\text{F, } 3 \text{ V, el. lytt.}$   
 $C_6 = 5,6 \text{ pF, keramisk}$

$C_{11}$ = 8,2 pF, keramisk	$L_1$ = 75 tørn lissetråd
$C_{14}$ = 1,5 nF, keramisk	10 × 0,07 mm
$C_{15}$ = 10 nF, papir r.b.	$L_2$ = 7 tørn lissetråd
$C_{16}$ = 5 nF, keramisk	10 × 0,07 mm
$C_{17}$ = 50 $\mu$ F, 6 V el. lytt.	$L_3 + L_4$ = oscillatorspole
$D_1$ = OA85	$T_1$ = OC44
$MF_1$ = mellomfrekvens trafo type A	$T_2 = T_3$ = OC45
$MF_2$ = mellomfrekvens trafo. type B	3 stk. transistorholdere
$MF_3$ = mellomfrekvens, trafo type C	1 stk. ferrittstav, 140 × 8 mm
	1 stk. monteringsplate, 8 × 16 cm, pertinax
	4 stk. bananbøsinger

$R_1 + R_2$  danner en spenningsdeler som sørger for at vi får passende forspenning på basis av transistoren.  $R_4$  er koplet inn i emitterkretsen for å få temperaturstabilisering. I kollektorkretsen for blander- og oscillatorkretsen har vi to avstemte kretser, en som er avstemt til mellomfrekvensen,  $MF_1$ , og en annen  $L_3L_4$ . Som antydnet foran, er oscillatorfrekvensen alltid høyere enn mellomfrekvensen, og det betyr at mellomfrekvenskretsen  $MF_1$  virker praktisk talt som en kortslutning for oscillatorfrekvensen, og vi kan da tegne blandertrinnet som vist i fig. 20.03. Det som da er tilbake i kollektorkretsen er altså  $L_3L_4$ , og disse inngår i en oscillatorkopling hvor  $L_3$  er tilbakekoplingsspolen og  $L_4$  er spolen i den avstemte oscillatorkretsen.

Oscillatorkretsen avstemmer vi med  $C_{1B}$ , som er ganget med  $C_{1A}$ , dvs. oscillatorkretsens frekvens avstemmes samtidig med inngangskretsen. Kretsene er dimensjonert slik at frekvensavstanden hele tiden er den samme, nemlig 455 kHz, og dette er da mellomfrekvensen. I mottakeren nytter vi en spesiell kondensator, hvor  $C_{1A}$  har kapasitetsområdet 10—220 pF, mens  $C_{1B}$  har området 10—110 pF. På denne måten får vi et *samløp* (tracking) mellom signal- og oscillatorfrekvensen, slik at frekvensavstanden er konstant i hele det området som mottakeren kan avstemmes innenfor.  $R_3C_3$  er et avkoplingsfilter som hindrer at vi får tilbakekopling over den felles strømkilden.

De neste transistorene,  $T_2$  og  $T_3$ , danner to MF-trinn. Disse er koplet slik at vi får konstant forsterking innen et smalt frekvensbånd

*Vi bygger en komplett transistorsuper*

omkring 455 kHz, som jo er den mellomfrekvens som dannes i blandedtransistoren, uavhengig av hvordan vi avstemmer signal- og oscillator-kretsene. I kollektorkretsene for de to MF-transistorene har vi de

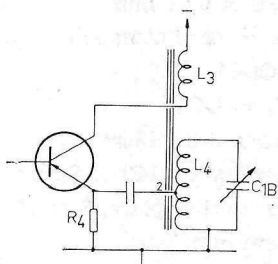


Fig. 20.03. Blandetrinnet kan prinsipielt tegnes om på denne måten om vi ser koplingen fra oscillatorens synspunkt.

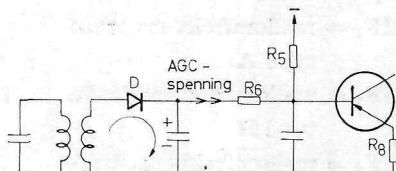


Fig. 20.04. Forenklet skjema for AGC-kretsen.

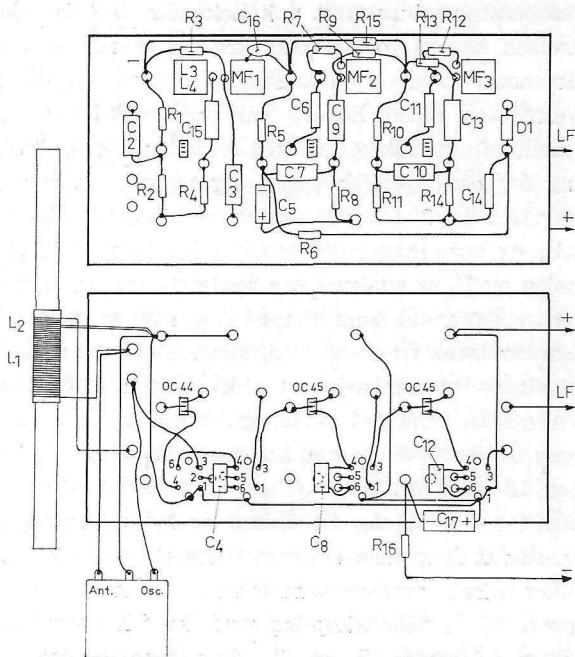


Fig. 20.05. Koplingskjema for transistorsuperen.



avstemte kretsene  $MF_2$  og  $MF_3$ . De er utstyrt med kjerner som kan trimmes slik at vi kan justere resonansfrekvensen nøyaktig til 455 kHz.  $C_8$  og  $C_{12}$  er avstemningskondensatorene i MF-kretsene. Kollektorspenningen tilføres via seriemotstanden  $R_9$ , henholdsvis  $R_{13}$ , og avkoplingskondensatorer for disse er  $C_9$  og  $C_{13}$ . Disse sørger for at vi ikke får uønsket kopling mellom trinnene.

Motstanden  $R_7$  og kondensatoren  $C_6$  må koples inn for å hindre selvsving i den første MF-transistoren, tilsvarende komponenter i det andre MF-trinnet er  $R_{12}$  og  $C_{11}$ . Det er nemlig slik at vi i transistoren har en sterk tilbakekopling mellom kollektor- og basiskretsen på grunn av den relativt høye kapasiteten mellom basis og kollektor. Denne må vi *nøytralisere* med de nettopp omtalte komponentene. Om vi ikke nøytraliserer MF-trinnene, så vil vi som regel få selvsving i disse. Nøytraliseringen skjer her ved at vi over de nevnte komponentene fører et signal tilbake til basis som er nøyaktig i motfase med det signalet som føres tilbake via basis-kollektor-kapasiteten. Om vi får selvsving i et MF-trinn, virker det som en oscillator som gir en signalspenning med en frekvens som er lik mellomfrekvensen, og dette fører til interferenshyl eller praktisk talt blokkering av mottakeren.

### **Diodedektoren**

Etter den siste MF-transformatoren,  $MF_3$ , har vi koplet inn en diodedetektor,  $D_1$ , som har den samme virkning som den halvlederdiode vi nyttet i krystallmottakeren som ble beskrevet i kapittel 12.

Den likerettede HF-spenningen gir en strøm som pulserer i takt med det signalet HF-spenningen er modulert med (og da også MF-spenningen). Dette demodulerte signalet fører vi inn på en LF-forsterker. Som LF-forsterker kan vi nytte enten en to- eller en fire-transistors forsterker av den type som ble beskrevet i kapittel 15. Dioden  $D_1$  er snudd slik at den bare slipper fram de positive strømstøtene av den påførte vekselspanning, og disse lader opp kondensatoren  $C_{14}$  slik at vi får en positiv spenning over den. Denne positive spenningen fører vi tilbake via motstanden  $R_6$  og kondensatoren  $C_5$  til basis på den første MF-transistoren.  $R_6$  og  $C_5$  danner et sperre-

filter som har til oppgave å sperre både høyfrekvensen og lavfrekvensen, slik at vi bare får en likespenningskomponent tilbake.

Når basis på transistoren  $T_2$  blir mer positiv i forhold til emitter, betyr det at strømmen i transistoren reduseres og dermed avtar forsterkingen, og det betyr igjen at mellomfrekvenssignalet forsterkes mindre.

Det er klart at jo høyere signalspenning som mottakeren tar imot, desto høyere spenning vil bli likerettet av dioden  $D_1$ , og desto større positiv spenning lades kondensatoren  $C_{14}$  opp til. Men det betyr jo også at basisforspenningen på  $T_2$  går i positiv retning. Dermed avtar forsterkingen av mellomfrekvensen og økningen i signalspenningen på  $D_1$  hindres. En likevektstilstand oppstår når forsterkingen i MF-trinnene er tilpasset det signalnivå vi har på inngangen. Denne virkningen kaller vi *automatisk forsterkingsregulering* (*AGC* = automatic gain control), (forkortelsen *AVC* = automatic volume control, brukes også i samme forbindelse), og den forsterkingsregulerende like-spenningen kaller vi *AGC-* eller *AVC-spenningen*. Jo sterkere signal vi tar imot, jo høyere blir AGC-spenningen. Det betyr at MF-forsterkingen i mottakeren tilpasses etter størrelsen av den mottatte signalspenning, og alle stasjoner uansatt signalstyrke vil derfor bli gjengitt i høyttaleren med praktisk talt samme styrke. Dette er en praktisk ordning, og vi risikerer ikke at vi får for høy signalspenning på transistorene, noe som ville føre til forvrengning fordi transistorens utstyringsområde ville bli for lite for den høye signalspenningen.

### **Ferrittantennen**

Som allerede nevnt, utstyrer vi ferrittantennen med to spoler, og av disse skal den ene ha en selvinduksjon på  $200 \mu\text{H}$ . Det er fornuftig å vikle de to spolene på en spoleform som kan forskyves langs ferrittstaven. Denne formen kan vi lage av tynn kartong som legges noen tørn omkring staven. Viklingene fester vi med zaponlakk på formen. Vi vikler  $L_1$  med 75 tørn lissetråd  $10 \times 0,07 \text{ mm}$ ,  $L_2$  bør være ca. 7 tørn av samme tråd.

## **Koplingen**

Koplingen utføres på en pertinaxplate av den type som vi har brukt noen ganger tidligere. Vi plasserer loddeører på denne på vanlig måte, og mellom loddeørene anbringer vi komponentene som vist i fig. 20.06. Koplingen innbyrdes mellom loddeørene går fram av fig. 20.05.

## **Trimmingen**

Før apparatet er klart til bruk må det trimmes. Til dette kunne vi trenge å ha adgang til ordentlige instrumenter, for eksempel en signalgenerator, men vi kan ikke forutsette at en nybegynner på området har adgang til et slikt instrument. Heldigvis er det imidlertid slik at vi kan klare oss noenlunde bra selv uten instrumenter av noe slag, om vi bare nytter følgende fremgangsmåte. Kjernen for MF-transformator  $MF_1$  skrues inn til den står omtrent i midtstilling, dvs. slik at den er skrudd halvveis inn i spolen. Deretter slår vi på apparatet og setter volumkontrollen på maksimum. Vi bør da høre en svak sus i høyttaleren, hvis ikke, må vi dreie på kjernen i de to andre MF-kretsene,  $MF_2$  og  $MF_3$ , til susen øker og når et maksimum. Kjernene i  $MF_2$  og  $MF_3$  dreies nå vekselvis til vi har fått maksimal styrke på susen. Deretter går vi over til  $MF_1$  og fintrimmer denne til maksimum sus, og så forsøker vi på nytt å finjustere  $MF_2$  og  $MF_3$  for om mulig å få enda litt økning i susstyrken.

Når vi på denne måten har gått over alle MF-kretsene flere ganger og omhyggelig justert disse til maksimal styrke på susen, så vil kretsene være trimmet til samme frekvens. Vi dreier nå trimmekondensatorene  $C_{ANT}$  ( $= C_{T1A}$  i skjemaet i fig. 20.02), og  $C_{OSC}$  ( $= C_{T1B}$  i fig. 20.02), som er innbygd i  $C_1$ , til de har omtrent halvparten av maksimal kapasitet. Deretter skrues trimmekjernen for  $L_3/L_4$  halvveis inn i spolen. Gangkondensatoren,  $C_{1A} + C_{1B}$ , dreies nå slik at den står ca.  $10^\circ$  fra maksimal kapasitet, og i nærheten av denne stilling av kondensatoren forsøker vi nå å få inn en eller annen stasjon. (Dette vil lettest kunne gjøres i den mørke del av døgnet, for da kommer mellombølgestasjonene sterkest inn.) Så forskyver vi spoleformen for  $L_1/L_2$  langs ferrittstaven til vi får maksimal lydstyrke fra stasjonen. Skyver vi spolen mot midten av staven,

## BYGG SELV EN AMATØRSENDER

Blant de mange hobbygrener som er knyttet til radioteknikken er kanskje amatørradioen den mest fengslende. Med amatørradio mener vi den virksomhet som senderamatørene driver når de ved hjelp av sine sendere og mottakere oppretter trådløse kontakter med hverandre, ofte over enorme distanser. Vi kan vanskelig tenke oss noe mer eggende for fantasien enn at vi med enkle apparater, som vi kanskje selv har bygd og trimmet, kan etablere kontakter med mennesker på fremmede kontinenter og i eksotiske land. Amatørradioen har fått en enorm tilslutning, ikke minst i Amerika. Men også her i Norge fins det et ganske stort antall personer som driver denne hobbyen. Begynner en først å arbeide med radio som hobby, varer det ikke lenge før en ønsker seg en amatørradiostasjon. Det er ikke forbundet med noen spesielt store vanskeligheter å bygge en slik stasjon, men vi må være oppmerksom på at vi ikke kan gjøre det uten videre. Vi må først søke Telegrafstyret om tillatelse. (Se utdrag av bestemmelsene i slutten av dette kapittelet.)

Bare de personer som har fått en tillatelse av Telegrafstyret har rett til å eie en radiosender og drive med radioeksperimenter av dette slaget. En slik tillatelse kan vi søke om etter at vi har fått et såkalt amatørsertifikat. Amatørsertifikatet utstedes også av Telegrafstyret etter at vi har avlagt en prøve og vist at vi fyller de krav i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet som Telegrafstyret fastsetter. Når vi har fått amatørsertifikatet kan vi søke om radiosenderløyve, Først når dette er i orden kan vi begynne å bygge en amatørradiostasjon.

For den som uten alt for store utgifter vil skaffe seg en amatør-radiostasjon, skal vi vise hvordan vi kan bygge oss en amatørsender, som til tross for sin enkelhet gir gode resultater for en påpasselig amatør.

Amatørsenderen er konstruert for bruk i frekvensbåndene 3500—3800 kHz (80-meterbåndet) og 7000—7150 kHz (40-meterbåndet), og bare for telegrafisendinger av modulasjonstype A1 (amplitude-modulert telegrafi uten bruk av modulerende hørbar frekvens, altså med bærebølgen nøklet av og på). Kravet til konstant frekvens har her vært det primære ønskemålet. Her ville riktignok krystallstyring gi oss den enkleste løsningen på dette kravet, men en krystallstyrt sender har en ulempe som vi ikke kan se bort fra. Frekvensen er låst fast, og det innebærer at vi mister den muligheten vi ellers har til å lete opp relativt ledige plasser på båndet eller til å legge senderfrekvensen i nærheten av den anropsfrekvensen vi ønsker å svare på. Dette er et handicap, og til tross for de enkle skjematløsninger som vi får ved bruk av krystallstyring, har vi likevel unngått dette. Senderen er altså utstyrt med en styresender med variabel frekvens, «VFO». Dette fører unektelig til en viss komplikasjon med hensyn til oppbyggingen av senderen, idet vi må ha et ekstra rør i styresenderen, et såkalt bufferrør, som arbeider i klasse A, for at vi skal få den ønskede frekvensstabilitet. For å unngå vanskeligheter med trimming og nøytralisering er senderens buffertrinn, som samtidig virker som drivertrinn, avstemt til en frekvens som ligger omtrent midt mellom 80- og 40-meterbåndet. Dessuten må slutt-trinnet ved sending på 40-meterbåndet virke som frekvensdobler. Det fører til at virkningsgraden for slutttrinnet ikke blir særlig høy på 40-meterbåndet. Utgangseffekten blir kanskje bare ca. 10 W. Vi har imidlertid ment at dett ebetyr mindre enn den fordel vi får ved å kunne sende både på 80- og 40-meterbåndet uten å skifte spoler eller foreta noen omkoplinger. For at senderen skal bli billig å bygge, har vi ikke utnyttet fullt ut den tillatte effekten, som er 50 W input på slutttrinnets anode. (For mobile stasjoner maksimum 10 W input på sluttrørets anode.) Effekten er her ikke valgt høyere enn ca. 25 W input (som gir ca. 15 W utgangseffekt på 80-meter), fordi denne effekten bare krever et relativt billig senderør og dessuten en enkel kraftforsyning.

vi får en viss økning i anodestrømmen, og så videre litt etter litt flytte uttakene slik at vi oppnår å få anodestrømmen opp i *sin normale verdi* (ca. 80 mA). I denne stilling har vi da så stor antenneeffekt som mulig uten at røret blir overbelastet.

Om vi har en antenne som krever et Collins-filter (ifølge fig. 13.10 a), kopleter vi inn en 300 ohm matekabel mellom sender og antennefilter, i det ene endepunktet til linkspolen  $L_4$  i senderen og i den andre enden parallelt over den variable kondensatoren  $C_1$  i Collins-filteret. Trimmingen foretar vi på følgende måte: Med matekabelen mellom sender og antennefilter brutt avstemmer vi først sluttrinnets avstemningskrets. Etter at matekabelen er koplet inn, stiller vi  $C_1$  omtrent på midten og varierer  $C_2$  til vi får resonans, som kan observeres som beskrevet foran. Om det er nødvendig må vi kortslutte noen tårn i spolen for å få resonans. Antennen koples deretter til punkt A i Collins-filteret. Så endrer vi igjen  $C_2$  til vi får resonans og anodestrømmen dermed øker. Ved nå, med utgangspunkt i ulike innstillinger av  $C_1$ , å variere  $C_2$  til resonans og avlese anodestrømmen, kan vi finne den innstilling som gir normal anodestrøm ved resonans og dermed best mulig effekt i antennen.

### **Telegrafverkets bestemmelser om amatørstasjoner (utdrag)**

Tillatelse til å bygge, inneha og drive en amatørstasjon gis bare til norske statsborgere som har gyldig amatørsertifikat og hvis søkeren selv eller noen av hans familie som han bor sammen med, har gyldig kringkastingskort. Søknad om radioamatørsertifikat og/eller radiosenderløyve skal skrives på skjema fastsatt av Telegrafstyret. Med søknaden om radioamatørsertifikat skal det følge et passfotografi i størrelse ca.  $4 \times 4$  cm, og attest for greid prøve i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet. Mannlige søkere skal dessuten fylle ut og sende inn Hærens Sambands skjema for registrering av radioamatører. Søkeren må være minst 16 år gammel.

Amatørsertifikatet gir innehaveren rett til å bruke amatørstasjoner som det er gitt senderløyve for i samsvar med bestemmelsene om dette.

Gyldig senderløyve gir innehaveren, som nevnt ovenfor, rett til å bygge, eie, inneha og drive amatørstasjon.



For utsteding av amatørsertifikatet skal det betales en engangsavgift, som for tiden er kr. 25,—, og for senderløyvet skal betales en årlig avgift som for tiden er kr. 20,— pr. år.

**Kravene i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet for å oppnå amatørsertifikat og radiosenderløyve.**

**A. Teknikk.**

Her forlanges elementær kjennskap til følgende avsnitt, og en må også kunne utføre enkle beregninger i den utstrekning dette kan bli aktuelt:

- a) Praktiske enheter, for strøm, spenning, motstand, kapasitet, induktivitet og effekt.
- b) Likestrøm og likespenning. (Elektromotorisk kraft, spenning, effekt, indre og ytre motstand, virkningsgrad, Ohms lov brukt på enkle likestrømskretser, tørrelementer og akkumulatorer.)
- c) Vekselstrøm og vekselspenning. (Periode, frekvens, vinkel-frekvens, amplitudeverdi, effektverdi, effekt, impedans, serie- og parallellkombinasjoner av spoler og kondensatorer, serie- og parallellresonans, transformatorer og høy- og lav-passfilter.)
- d) Elektronrør. (Karakteristikker og rørkonstanter for enkle rørtypen, for eksempel dioder, trioder, tetroder og pentoder. Kombinerte rør. Metningsstrøm. Anodetap. Elektronrørets virkemåte som likeretter, forsterker og oscillator.)
- e) Sendere. (Virkemåte og dimensjonering av senderens enkelte deler, så som styresender, forsterker-, frekvensdobler- og sluttrinn. Klasse A-, B- og C-forsterkere. Nøklings- og modulerings-, modulasjonsmetoder og modulatorer for amplitude-, frekvens- og fasemodulasjon. Båndbredder. Modulasjonsfaktor, overmodulering ved amplitudemodulasjon. Diverse målinger på sendere, så som måling av frekvens, effektforbruk og antennestrøm, kontroll av modulasjon og tiltak for å hindre overmodulasjon. Understrykking av overharmoniske svingninger og parasittsvingninger. Senderens kraftforsyning.)

- f) Mottakere. (Virkemåte og dimensjonering av mottakerens enkelte deler. Rettmottakere, reaksjonsmottakere, superheterodyn- og superregenerativmottakere. Mottakere for AM, FM, telegrafi. Tiltak for å undertrykke utstråling fra mottakere.)
- g) Antenner. (Strøm- og spenningsfordeling på antenner for grunnsvingninger og oversvingninger. Direktive og ikke-direktive antenner. Avstemte antenner, bredbåndsentenner. Tilpassing mellom sender og antenne. Antenneavstemming. Mateledninger, spennings- og strømmating.)
- h) Radiobølger. (Forplantningshastighet, sammenheng mellom frekvens og bølgelengde, nærfelt og reflektert felt, fading på grunn av disse to feltene.)
- i) Måleinstrumenter. (For likestrøm og likespenning, for lavfrekvent vekselstrøm og vekselspanning, for høyfrekvent vekselstrøm, for motstand, kapasitet, induktivitet og effekt.)

#### B. Reglement.

Her forlanges nøye kjennskap til amatørvilkårene, Telegrafverkets forskrifter og til enkelte kapitler i det internasjonale radioreglement. (Kapittel XVI, artikkel 42 og kapittel V, artikkel 13, avsnitt I.)

#### C. Ekspedisjonsdyktighet.

- a) Telegrafi. (Sending med morsenøkkel og mottaking etter øret med en hastighet på 60 bokstaver i minuttet av norsk tekst, engelsk tekst og kode, dessuten sending av anrop på reglementsmessig måte.)
- b) Telefoni. (Ferdighet i korrekt telefonisering og -mottaking.)

#### Prøver i teknikk, reglement og ekspedisjonsdyktighet

Prøvene må avlegges for en eksaminator som er godkjent av Telegrafstyret. For prøven må kandidaten betale kr. 20,—.

Radiotelegrafist med gyldig sertifikat fra Telegrafverket kan fritas for prøvene når han skriftlig erklærer at han har satt seg inn i amatørvilkårene og Telegrafverkets forskrifter for amatørstasjoner.

### **Frekvenser som er åpne for amatørtrafikk**

Inntil annet blir bestemt av Telegrafstyret kan amatørstasjonene bruke disse frekvensbånd:

3500— 3800 kHz	144— 146 MHz
7000— 7150 »	425— 435 »
14000—14350 »	1215— 1300 »
21000—21450 »	2300— 2450 »
28000—29700 »	5650— 5850 »
	10000—10500 »

For å unngå forstyrrelser må amatørene velge frekvenser som ligger godt unna de frekvenser som annen lovlig norsk radiotjeneste i amatørbandene nytter, eller legge amatørtjenesten til tider da slik annen radiotjeneste ikke pågår. Det må vises særlig forsiktighet ved bruk av båndet 3500—3800 kHz, idet blant annet norske kyststasjoner nytter frekvenser i båndet 3630—3660 kHz.

For øvrig henvises til en publikasjon utgitt av Telegrafverket: «Vilkår for radioamatørsertifikat og radiosenderløyve med utfyllende forskrifter.»

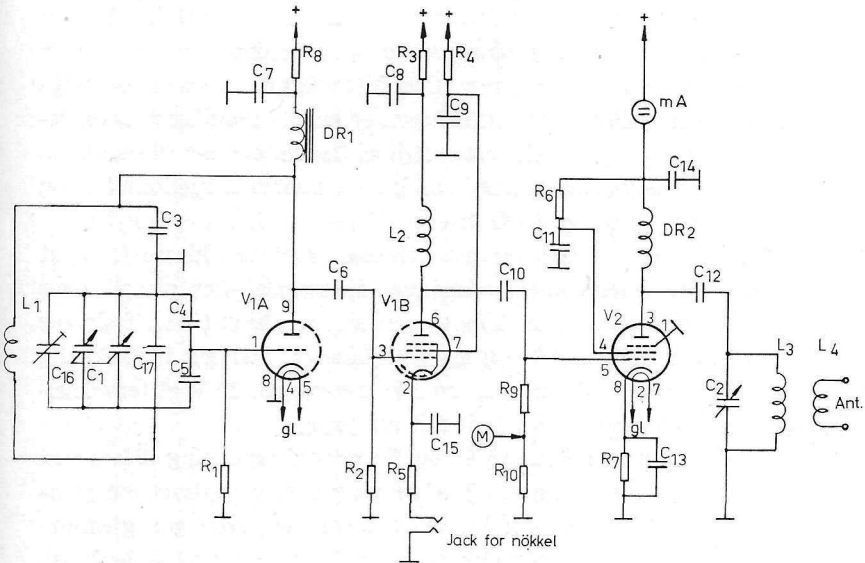


Fig. 29.01. Prinsippkjema for senderen.

**Stykkliste**

$R_1 = R_2 = 100 \text{ kohm}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = C_8 = C_9 = C_{11} = C_{13} =$
$R_3 = 1 \text{ kohm}, 2 \text{ W}$	$C_{14} = C_{15} = 10 \text{ nF},$
$R_4 = R_8 = R_9 = 10 \text{ kohm}, 1 \text{ W}$	keramisk
$R_5 = R_7 = 470 \text{ ohm}, 2 \text{ W}$	$C_{16} = \text{trimmekondensator},$
$R_6 = 3 \text{ kohm}, 1 \text{ W}$	16 pF
$R_{10} = 220 \text{ ohm}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{17} = 175 \text{ pF}, \text{ polystyrol}$
$C_1 = 2 \times 60 \text{ pF}, \text{ variabel}$	$V_1 = \text{ECL82}$
$C_2 = 500 \text{ pF}, \text{ variabel}$	$V_2 = \text{EL34}$
$C_3 = 1 \text{ nF}, \text{ glimmer}$	$DR_1 = 1 \text{ mH p\aa jernkjerne}$
$C_4 = 500 \text{ pF}, \text{ glimmer}$	$DR_2 = 1 \text{ mH uten kjerne}$
$C_5 = 200 \text{ pF}, \text{ glimmer}$	(luftviklet)
$C_6 = C_{10} = C_{12} = 100 \text{ pF},$	mA = 100 mA instrument
keramisk	$L_1/L_2, L_3/L_4 \text{ se fig. 29.05.}$

Prinsippkjemaet for senderen er vist i fig. 29.01. Lengst til venstre har vi styreoscillatoren som er bygd omkring triodedelen i ECL82. Deretter følger det kombinerte buffer- og drivertrinnet med pentode-

delen i ECL82, og til slutt PA-trinnet, eller slutttrinnet, med røret EL34. Her har vi den avstemte kretsen  $L_3C_2$ , «tankkretsen», som uten skifting av spole kan avstemmes til en fritt valgt frekvens innenfor 80- eller 40-meterbåndet. Styreoscillatoren er en litt modifisert Colpitts-oscillator, som gir god frekvensstabilitet. Oscillatorens avstemningskrets er dimensjonert slik at den kan avstemmes mellom 3,5 og 3,85 MHz (ved dobling blir frekvensen 7,0—7,7 MHz).

Det kombinerte buffer- og drivertrinnet arbeider i klasse A for at det ikke skal belaste oscillatortrinnet så mye at det går ut over frekvensstabiliteten. Trinnet er som nevnt avstemt til en frekvens omtrent midt mellom 80- og 40-meterbåndet. Det gir tilstrekkelig utgangsspenning til sluttrøret, hvor vi trenger ca. 35 V gittervekselspenning (effektivverdi) for å få full utstyring.

Sluttrøret arbeider i klasse C, og får gitterforspenning delvis ved hjelp av en katodemotstand og delvis på grunn av gitterstrøm gjennom en gitterlekk på 10 kohm. Den strømmen som går gjennom katodemotstanden gir tilstrekkelig gitterforspenning til å beskytte røret mot overbelastning i tegnmellomrommene. I slutttrinnet har vi en HF-drossel,  $DR_2$ , og avstemningskretsen mater vi via en kondensator,  $C_{12}$ .

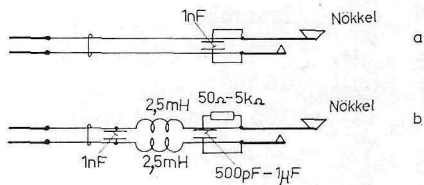


Fig. 29.02. Ulike typer av nøkkelfilter. Kopling a) er effektiv i de fleste tilfelle, kopling b) må vi nytte i vanskelige tilfelle. Gnistslukningskretsens verdier på R og C må finnes ved eksperiment.

For å eliminere nøkkelklikk er det vanligvis tilstrekkelig å kople en kondensator på 1000 pF parallelt over nøkkelkontaktene. Skulle det vise seg at vi likevel får nøkkelklikk, må vi kople en drossel på 2,5 mH i hver av ledningene til nøkkelen (nærmest nøkkelen) og deretter ytterligere en shuntkondensator på 1000 pF (se fig. 29.02). Knappen på VFO'en graderer vi både på grunnfrekvensen, 3,5—3,85 MHz, og den doble frekvensen, 7,0—7,7 MHz.

**Ledningsføring m. m.**

Vi monterer senderen på en chassisplate på  $16 \times 16$  cm. Plasseringen av delene på chassiset går fram av fig. 29.03 og koplingskjemaet i fig. 29.04. Senderen er beregnet på å nyttes sammen med den største av de to kraftforsyningene som ble beskrevet i kapittel 24. Avstemningskondensatoren i oscillatorretsen bør være av en stabil type med kulelager. Å sette inn en kondensator av enklere type er nokså meningsløst fordi den vil kunne spolere den gode frekvensstabiliteten som denne oscillatorkoplingen har. Avstemningskondensatoren utstyres vi med skala og en utveksling.

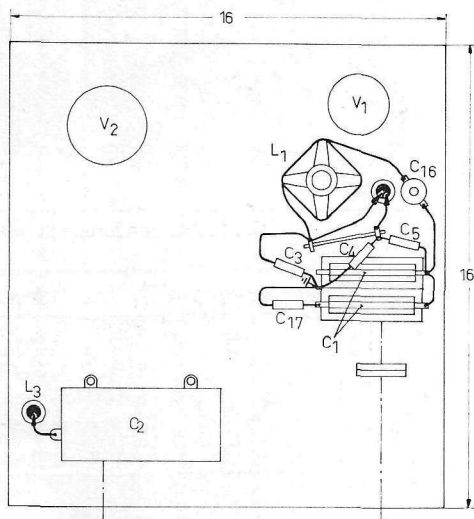


Fig. 29.03. Plasseringstegning for senderens chassis. Kopligen på oversiden av chassiset viser vi også her.

For å forenkle monteringen av visse detaljer, motstander og kondensatorer, og for å gjøre ledningsføringen lettere, kan vi plassere noen isolerte loddeører og noen jordpunkter på chassiset, som vist i fig. 29.04.

**Spolene**

Data for spolene  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  og  $L_4$  går fram av fig. 29.05. Data for drosselene  $DR_1$  og  $DR_2$  er gitt i stykklisten foran.



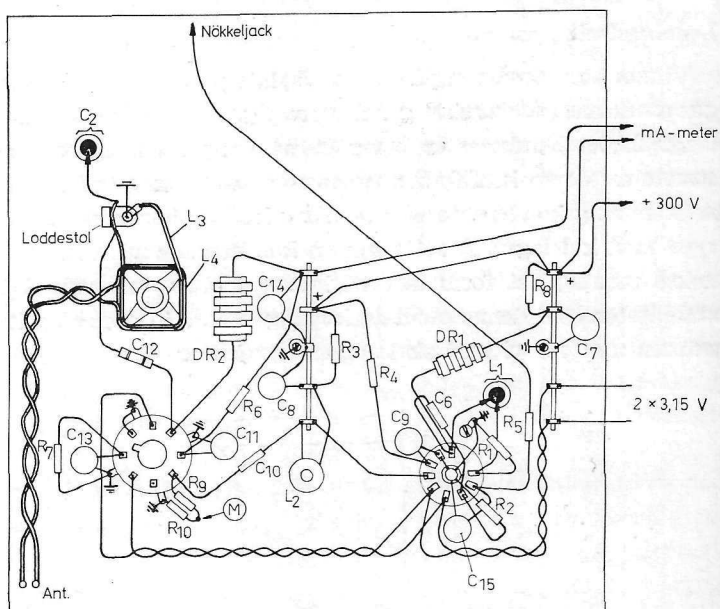


Fig. 29.04. Senderens koplingskjema.

Spole	Spole dimensjoner	Viklingsdata
L <sub>1</sub>		30 törn 20 x 0,07 mm lisse (3 törn i hvert spor) Keramisk spoleform Ingen jernkjerne
L <sub>2</sub>		75 törn 20 x 0,07 mm lisse (25 törn i hvert kammer) Ingen jernkjerne
L <sub>3</sub> / L <sub>4</sub>		L <sub>3</sub> : 25 törn 0,5mm emaljeisol. tråd (2 ell. 3 törn i hvert spor) Keramisk spoleform Ingen jernkjerne L <sub>4</sub> : 4 törn push-back-tråd utenpå L <sub>3</sub>

Fig. 29.05. Data for induksjonsspole L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> og L<sub>3</sub>/L<sub>4</sub>.

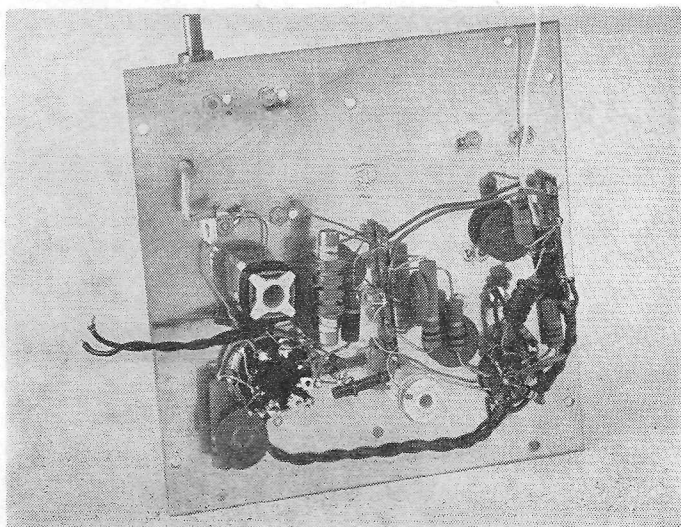
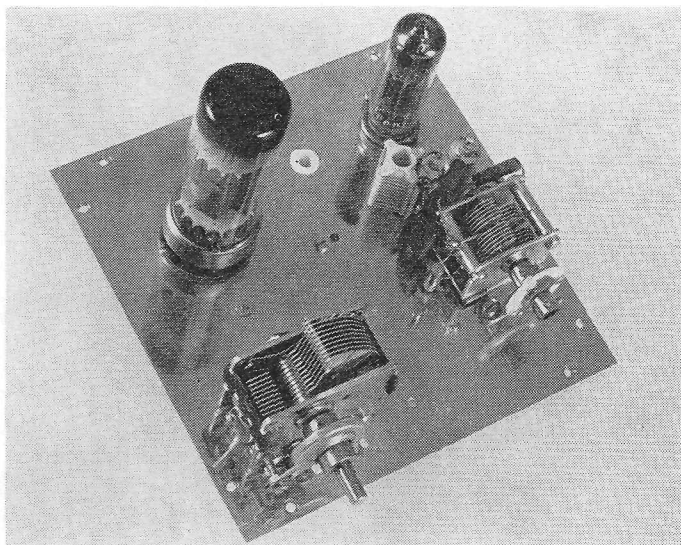


Fig. 29.06. Det ferdigkoplede senderchassiset.

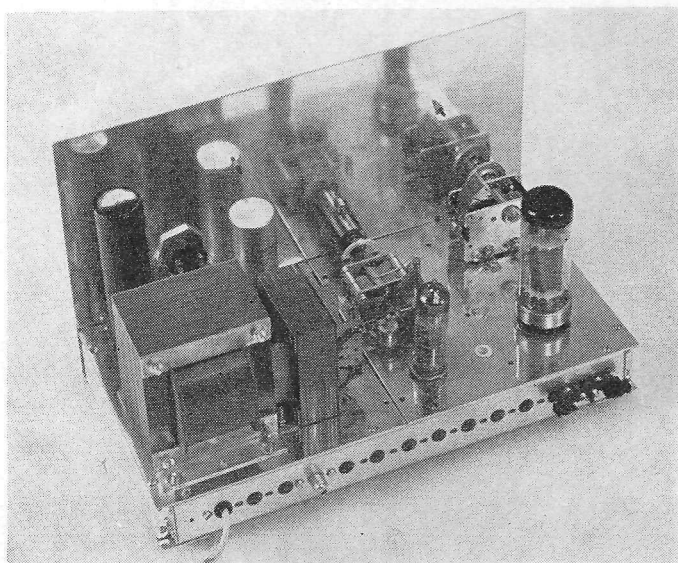
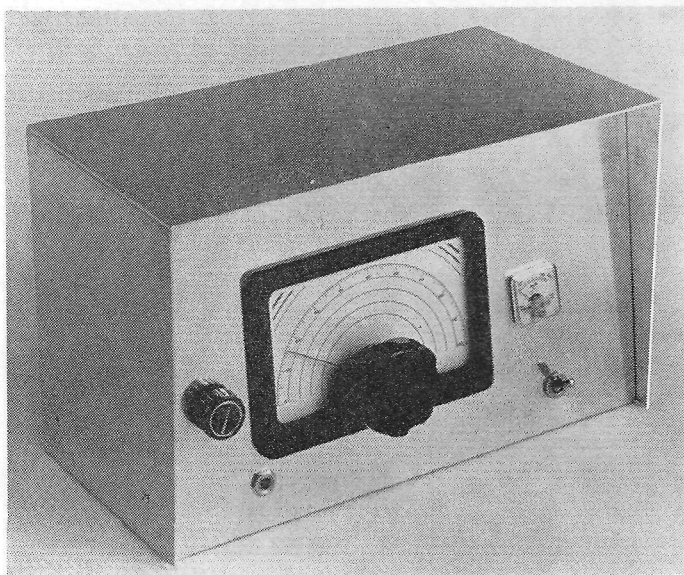


Fig. 29.07. Den ferdige senderen.

### **Antenne og antennefilter**

Når senderen er klar, står det bare igjen å ordne en ting før vi kan ta den i bruk. Det er antennen og antennefilteret. Antennefilteret skal plasseres der nedføringen fra antennen kommer inn, altså i umiddelbar nærhet av senderen. Hvilken type av filter vi skal ha, er avhengig av antenntypen, og i kapittel 13 har vi under avsnittet *senderantenner* behandlet et par typer som passer for denne senderen med tilhørende filter.

### **Justering og trimming**

Når alle enhetene er klare, er tiden moden for å trimme senderen og forsøke å få ut den HF-effekten vi skal ha i antennen. Vi begynner da med å sette røret ECL82 på plass. Ved å lytte på en mottaker, skal vi nå kunne høre utgangsspenningen fra styreoscillatoren. Er det en kalibrert mottaker vi har, vil det være lett å avgjøre om styreoscillatorens frekvens faller innenfor amatørbandene. Om dette ikke er tilfelle, må vi ta av eller legge på tørn på spolen  $L_1$ .

Vi trykker nå ned nøkkelen, og om alt er riktig koplet, skal vi høre et vesentlig sterkere signal i mottakeren. Med nøkkelen nedtrykket kan vi deretter gjøre en nøyaktig kalibrering av VFO'ens skala, under forutsetning av at mottakeren vi har er nøyaktig kalibrert.

Nå er tiden kommet til å sette sluttrøret EL34 på plass i sin rørholder. Etter dette skulle vi få ytterligere en økning i signalstyrken i mottakeren når vi trykker ned nøkkelen. Vi dreier nå på avstemmingsknappen for anodekretsen i sluttrøret, og leser samtidig av utslaget på mA-meteret, som måler strømmen i sluttrørets anodekrets. Anodestrømmen i dette røret er av størrelsesorden 80 mA. Når vi dreier avstemmingskondensatoren, får vi, når kretsen — på 80 meter — er i resonans med de svingningene som kommer inn fra drivertrinnet, en markert reduksjon i anodestrømmen, en såkalt «dip» i strømmen. Om utstyringen av røret er tilstrekkelig kraftig, blir denne dipen meget markert. Om vi nå holder en krets som består av en lommelyktpære koplet inn i en sløyfe av isolert koplingstråd (se fig. 29.08) inn til tankkretsen, skal lampen lyse kraftigst for den innstilling av kondensatoren som gir størst dip i strømmen. Dette er et tegn på at alt virker som det skal. I en annen stilling av kondensa-

toren, nesten helt utdreid, skal vi kunne observere ytterligere en dip i strømmen, men denne skal ikke være så kraftig. I denne stilling er sluttrinnets krets i resonans med den dobbelte oscillatorfrekvensen, den såkalte 2. harmoniske av oscillatorfrekvensen, og dette er da på 40-meterbåndet.

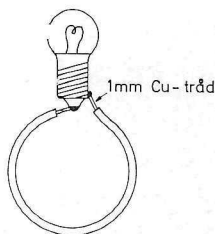


Fig. 29.08. Indikatorlampe (lommelyktpære, 6 V, 0,25 A) som vi nytter ved avstemming av senderen.

### Avstemming av senderen

Avstemmingen av senderen foregår på forskjellige måter avhengig av hvilken type antenne vi har. Har vi en sentrumsmatet antenne, eller en «Zepp»-antenne, og altså må nytte et antennefilter med parallellresonanskrets (ifølge fig. 13.10 b), blir fremgangsmåten som følger:

Vi kople en 300 ohm matekabel til linkspolen  $L_4$ , som er viklet omkring avstemmingsspolen  $L_3$  i sluttrinnet. I den andre enden kople vi denne kablen til linkspolen  $L_0$  som er viklet omkring antennekretsens avstemningskrets. Trimmingen foregår nå på denne måten: Først bryter vi mateledningen mellom de to linkspolene og stiller avstemningskondensatoren i sluttrinnet til resonans, enten på 80-meter eller på 40-meter. Deretter kople vi inn matekablen mellom senderen og antennefilteret. Vi varierer nå antennefilterets kondensator til vi observerer en viss økning i anodestrømmen. Da er antennefilteret i resonans ved samme frekvens som sluttrinnet. Vi kan også kontrollere dette ved å føre den tidligere omtalte kontrollampen inn til spolen i antennefilterkretsen. Lampen skal lyse sterkest også når denne kretsen er i resonans.

Vi må nå kople antennens mateledning symmetrisk midt på avstemmingsspolen. Vi vil da se at anodestrømmen igjen går ned til et minimum. Det gjelder nå igjen å justere antenneavstemmingen til

## TRYKTE KRETSE

I de senere år har bruken av de såkalte *trykte kretser* (*printed circuits*), i elektronisk utstyr fått større og større utbredelse. Idéen er imidlertid ikke av ny dato. Vi kan faktisk følge den helt tilbake til 1892, da en engelskmann fikk patent på en metode med trykte kretser som likner mye på den vi i dag nytter. Men på grunn av manglende basismateriale ble den ikke nyttet i noen praktiske konstruksjoner. Først i 1936 lyktes det for P. Eisler å lage en praktisk brukbar trykt krets, og under den 2. verdenskrig ble det fart i sakene. Da ble trykte kretser tatt i bruk i forskjellig elektronisk utstyr, og har siden vunnet stadig mer terreng på alle områder innen elektronikken.

Idéen med trykte kretser er at de skal erstatte koplingsledningene mellom komponentene og samtidig være en bærer for de samme komponenter. Trykte kretser lager vi av en isolasjonsplate som på den ene siden er belagt med en kopperfolie (i noen tilfelle nytter vi også kopperfolie på begge sider av isolasjonsplaten). Dette kopperbelegget gir vi form av et skjema som danner koplingsledningene mellom komponentene som er plassert på den andre siden av platen. Tilkoplingstrådene for komponentene stikker vi gjennom hull i platen og lodder tråddene direkte til kopperfolien. Dermed blir komponentene holdt på plass på platen uten at vi trenger noen loddestoler eller andre støtter for dem, og ledningsføringen ligger fast på den andre siden og kan ikke flyttes eller endres. Se fig. 36.01.

Trykte kretser har endel fordeler. Trykte kretsløp er særlig godt egnet for masseproduksjon, fordi hver eneste enhet av samme type



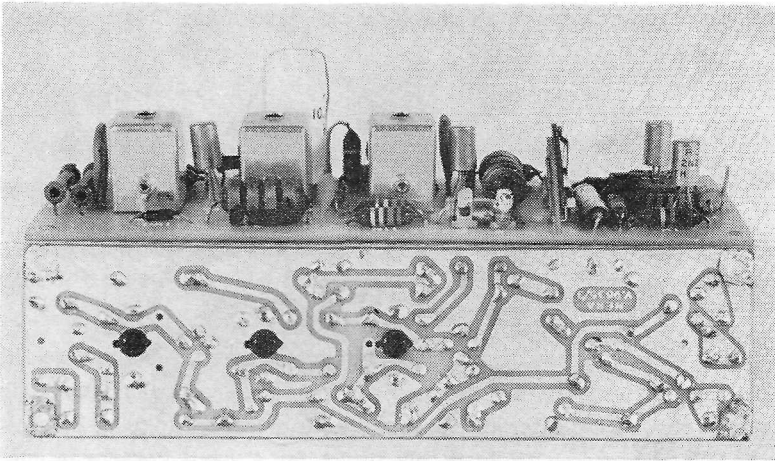


Fig. 36.01. Eksempel på en ferdigkoplet trykt krets, sett fra begge sider. Ved relativt små komponenter gir trykte kretser meget stabile koplinger rent mekanisk, uten bruk av chassis i noen form. (A/S NERÅ.)

vil ha nøyaktig samme ledningsføring. Vi vil med andre ord få nøyaktig de samme spredkapasiteter og ledningsinduktiviteter i alle eksemplarer av et bestemt «kort». Bruken av trykte kretser gir også mindre muligheter for feil under monteringen, idet en ikke lenger har mulighet til å utføre feil i ledningsforbindelsene. En elektronisk enhet som er koplet opp på en trykt krets har også god mekanisk stabilitet, forutsatt at de komponentene som loddes til kretsen ikke er for tunge. Trykte kretser egner seg således meget godt for små enheter hvor vi gjør bruk av transistorer og andre tilsvarende små og lette komponenter. Når det gjelder elektroniske regnemaskiner og datamaskiner er bruk av trykte kretser blitt så å si enerådende. Slike apparater inneholder et meget stort antall relativt enkle kretser, fordelt på noen få ulike typer, altså slik at det vil være svært mange nøyaktig like kretser i apparatet. Disse må også kunne skiftes ut på en enkel måte, og det oppnås da ved at tilkoplingene til kretsen føres ut til kontakttunger langs en av kantene på «kortet», og dette plugges ned i en spesiell kontakt for tilkopling, vi har en såkalt *plug-in-unit*. Se fig. 36.02.

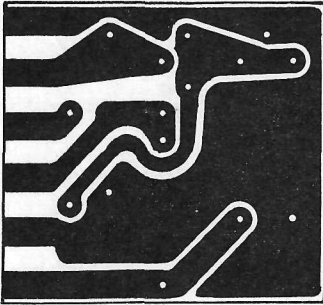


Fig. 36.02. Ved å utforme den trykte kretsen med kontakttunger langs en av sidekantene får vi en enhet som meget lett kan skiftes ut, en «plug-in-unit».

I alle slags elektroniske måleinstrumenter har vi i den senere tid også fått en utstrakt bruk av trykte kretser. Konstruksjonene blir dermed enklere og lettere, idet de sparer de relativt tunge og kompliserte chassisene som tidligere ble brukt for å bære komponentene. Også når det gjelder små bærbare radioapparater, reiseradioer, lommeradioer o. l. er trykte kretser blitt så å si enerådende. De nyttes også i stor grad i vanlige kringkastingsmottakere og TV-mottakere. Til og med i bilindustrien har trykte kretser funnet sin anvendelse. I enkelte nye bilmodeller blir koplignene på dashbordet nå utført som printed circuits. Den koplignsmåte som er vist i fig. 36.03 med trykte kretser, gir et atskillig mer ryddig og ordentlig utseende, sammenliknet med det virvar av ledninger en vanligvis finner bak dashbordet på en bil.

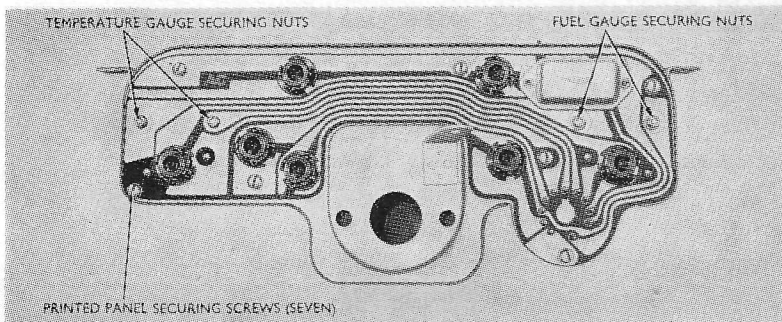


Fig. 36.03. Bruk av trykte kretser i dashbordet for biler gir en oversiktlig og ryddig koplign. Her ser vi baksiden av dashbordet på en Consul Corsair. (Ford Motor Norge A/S.)

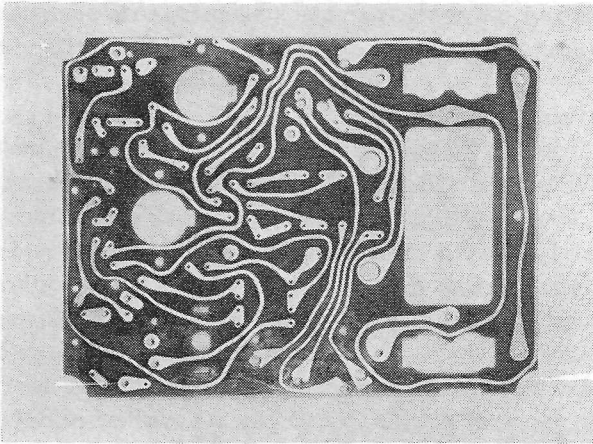


Fig. 36.04. Trykte kretser nyttes også i utstrakt grad i instrumenter av alle slag. Her er vist en krets fra et universalinstrument (RCA) som kan kjøpes som byggesett. (A/S NERA.)

### Basismateriale for trykte kretser

Som nevnt tidligere består selve kretsløpsplaten av et isolerende materiale, vanligvis et papirlaminat på phenol- eller epoxybasis. Laminatet er belagt med et elektrolyttisk lag kopper med en tykkelse på 35 eller 70  $\mu$  (35/1000 mm eller 70/1000 mm), enten på den ene eller på begge sider. Av andre materialer for basisplater kan vi nevne glassfiber på epoxy- eller polyesterbasis. Det basismaterialet som nyttes mest til utstyr innen underholdningssektoren er phenolpapirlaminat. Dette materialet kan vi nytte der hvor tapsfaktoren i isolasjonsmaterialet ikke spiller så stor rolle, og hvor utstyret ikke blir spesielt utsatt for slag, støt, rystelser eller fuktighet. Tykkelsen er normalt 1,5 mm, og det kan tåle temperaturer opp til ca. 105° C. Dette er det billigste basismaterialet for trykte kretser, og vil da også som regel være det som blir nyttet av amatører.

### Fremstilling av trykte kretser

Den industrielle produksjonen av trykte kretser kan foregå på flere måter. Her skal vi imidlertid bare se litt på den metoden som ligger nærmest opp mot den som kan bli aktuell ved amatørframstilling av trykte kretser.

Det første vi må gjøre, uansett hvilken metode vi nytter, er å tegne opp kretsløpet for den koplingen vi skal ha. Dette gjør vi på grunnlag av prinsippskjemaet for kretsen. Det er et arbeid som tar lang tid og krever omhyggelig planlegging, især hvis det er en relativt komplisert enhet det er tale om. Forholdet er nemlig at vi med trykte kretser *ikke kan ha kryssende ledninger* (uten at vi har kopperfolie på begge sider av isolasjonsplaten). Å få lagt opp ledningsføringen for eksempel for et forsterkertrinn uten at ledningene noe sted krysser hverandre, kan gi mye hodebry. Uttegningen av kretsløpet er uten sammenlikning den største del av arbeidet ved fremstilling av trykte kretser. Når tegningen er klar gjelder det å få den overført til kopperlaminatet på en eller annen måte. I fig. 36.05 har vi skjematisk vist hvordan dette foregår ved hjelp av «silketrykk». Vi nytter da en kopperlaminatplate (1), som har en hel kopperfolie på den ene siden av isolasjonsplaten. Ved hjelp av en silketrykkklisjé av kretstegningen, får vi den ledningsføringen vi skal ha avsatt som en dekkklakk på kopperfolien (2). Denne dekkklakken må være bestandig mot det etsemidlet vi nytter. Når lakken er tørr legger vi hele platen ned i et etsebad hvor det kopperet som ikke er dekket av lakk blir etsset bort. Når alt kopper mellom ledningsføringene er etsset bort, skyller vi platen grundig for å fjerne restene av etsevæsken. Vi har da fått en plate som er vist skjematisk i (3). Deretter fjerner vi dekkklakken, og den trykte kretsen er klar til boring og montering av komponenter.

Ved fremstilling av trykte kretser i enkeltteksemplarer for laboratorieeksperimenter vil silketrykkmetoden falle noe for omstendelig og tidkrevende. For slike tilfelle kan vi tegne kretsen med tusj på

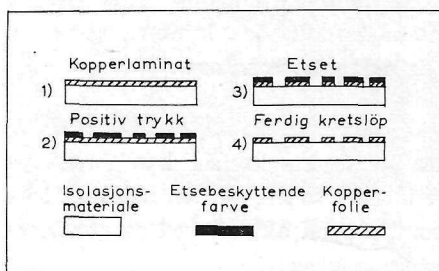


Fig. 36.05. Skjematisk fremstilling av de ulike trinn i produksjonsprosessen for trykte kretser ved bruk av silketrykkmetoden.

en transparent film, slik at selve ledningsføringen blir klar, mens mellomrommene (det som skal etses bort), blir svart, slik at lyset ikke slipper gjennom. Vi skal med andre ord tegne en «negativ film» av kretsen. Denne nytter vi siden sammen med en basisplate som på koppersiden er belagt med et lysfølsomt sjikt. Denne lysfølsomme hinnen er vanligvis følsom bare for ultrafiolett lys, og som lyskilde nytter vi da kvikksølvdamplamper av den typen som fins i vanlige lyskopieringskasser. Vi legger så denne «filmen» vår mot basisplaten på den lysfølsomme siden, og belyser den i 3—5 minutter. Platen vil da bli belyst på de partiene som skal bli ledningsførende. Når vi deretter legger platen ned i en spesiell fremkaller, vil de deler av den lysfølsomme hinnen som ikke er belyst løses opp slik at den kan skylles vekk med vann. De belyste partiene vil derimot bli liggende igjen som en beskyttende film og hindre at etsevæsken kommer til kopperfolien på disse stedene. Rent prinsipielt kan vi altså si at denne metoden er lik silketrykkmetoden. Vi får en beskyttende hinne der hvor vi til slutt skal ha kretsen, og resten blir etset vekk i etsebadet. Metoden skulle for så vidt egne seg godt for amatør-fremstilling av trykte kretser også, men den er beheftet med visse mangler. For det første er det ikke så lett å få tak i disse basisplatene med lysfølsomt belegg, og dessuten bør en ha adgang til en ultrafiolett lyskilde.

Men det er likevel enda et par metoder som er brukbare for amatører, og som ikke krever noe spesielt utstyr.

Den aller enkleste metoden er å male kretsen direkte på kopperfoliet på basisplaten med en lakk som tåler etsevæsken, og her kan vi for eksempel nytte vanlig neglelakk som har den fordelen at den tørker meget hurtig. Dette er en fullt brukbar metode hvis kretsen vi skal lage er meget enkel. Men er den komplisert og med mange lange, tynne ledningsføringer, vil metoden kreve at en er stø på hånden og litt av en «kunstmaler».

Den siste metoden, som vi skal vise et eksempel på, bygger på bruk av en spesiell tape som kan fås i mange ulike bredder, passende for de vanligste ledningsføringer. Dessuten kan vi få samme tape utformet som ringer i forskjellige størrelser, for bruk ved tilkoplingspunktene for komponentene vi skal ha på kretsen (se fig. 36.06).



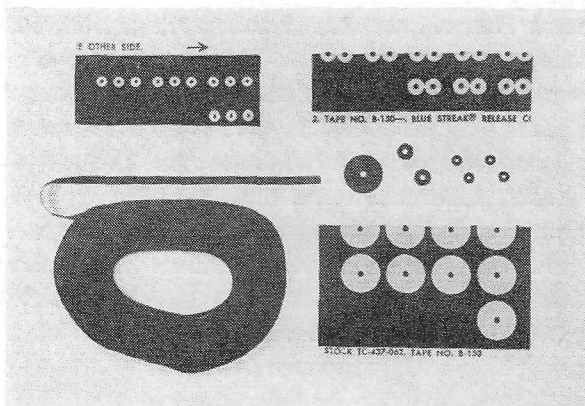


Fig. 36.06. Ved hjelp av en spesiell tape kan vi lett lage enkeltksemplarer av trykte kretser. Vi nytter da denne tapen til å maskere kopperfolien der hvor vi skal ha ledninger og tilkoplingspunkter.

Tapen nytter vi altså til å «legge» kretsen direkte på kopperfolien for printplaten vår, og den vil da bli en beskyttelse mot etsevæsken der den ligger.

For å illustrere denne metoden skal vi lage en trykt krets av den koplingsplaten som inngår i det transistoriserte universalinstrument som blir beskrevet i kapittel 39. Det første vi må gjøre er å tegne ut den kretsen vi skal ha på platen, og vi må legge føringene slik at ingen ledninger krysser hverandre. Dette kan da som resultat gi oss en krets som er vist i fig. 36.07. Her er også stippet inn de komponenter som skal plasseres på platen. Vi skal nå legge opp denne kretsen med tape på en passende plate av kopperlaminat. Vi starter med å legge på ringer i passende størrelser for de hullene vi skal ha i platen (se fig. 36.08). Deretter legger vi ledningstape i passende bredde mellom disse hullene, som vist i fig. 36.09. Vi passer på å trykke tapen godt ned mot platen, særlig ved kanten av hver ring, slik at etsevæsken ikke får anledning til å trenge inn under tapen og lage sår i ledningsføringen vår. Deretter legger vi platen ned i et etsebad, som vist i fig. 36.10, og holder den i stadig bevegelse til alt kopper som ikke er dekket av tape er etset vekk. Så skyller vi platen godt i rennende vann for å fjerne alle rester av etsevæske. Vi fjerner



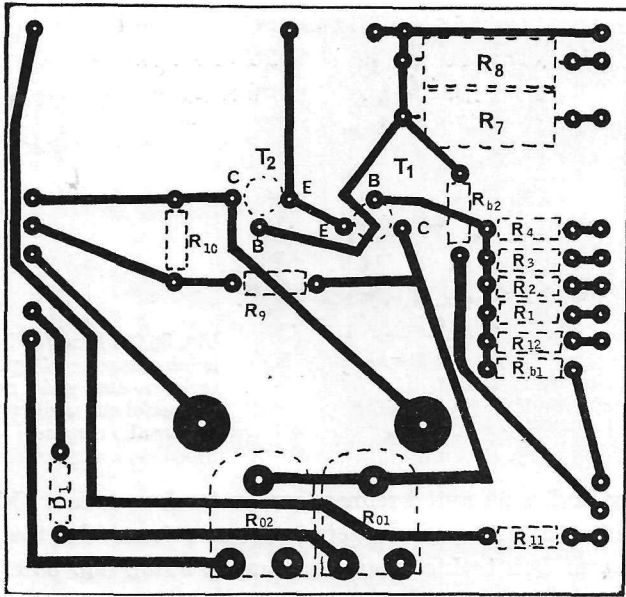


Fig. 36.07. Første steg i fremstillingen er å finne ut hvordan ledningsføringene må gå og å lage en tegning av dette. Vi må da ta hensyn til størrelsen av de komponenter platen skal inneholde.

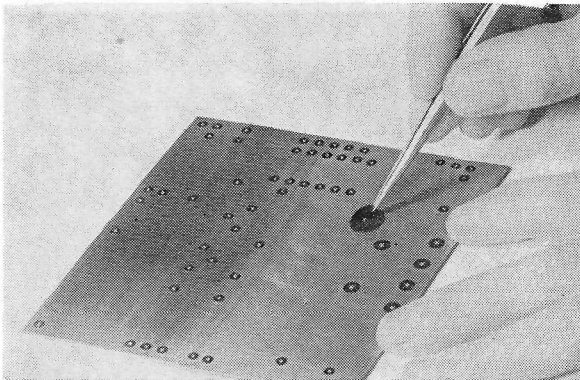


Fig. 36.08. Vi starter med å maskere tilkøplingsstedene. Hullet i taperingen vil ved etsingen gi et lite hull i kopperfolien i sentrum for det hullet vi skal ha. Dette gir styring for boret ved boringen av hullene. For vanlige komponenter er det standard å nytte hull med en diameter på 1,3 mm.

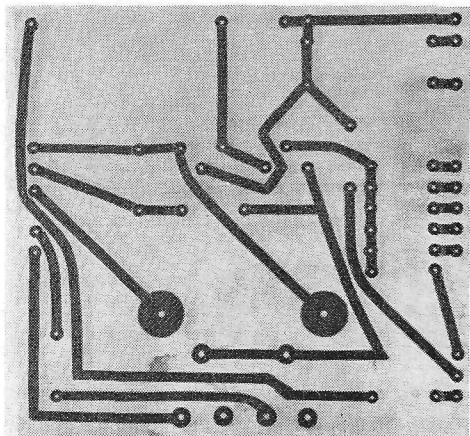


Fig. 36.09. Deretter legger vi ledningstapen på plass og trykker den godt ned mot kopperfoliene, særlig ved kanten av alle ringene.

tapen, og skyller på nytt i rennende vann for å være helt sikker på å få bort eventuelle rester av etsebadet som kunne ha trengt inn under tapen. Den trykte kretsen vår er nå ferdig (fig. 36.11). Det gjenstår bare å bore de nødvendige hull for montasje av komponentene, og til sist lodde disse på plass. Den ferdig monterte trykte kretsen vil da se ut som vist i fig. 36.12.

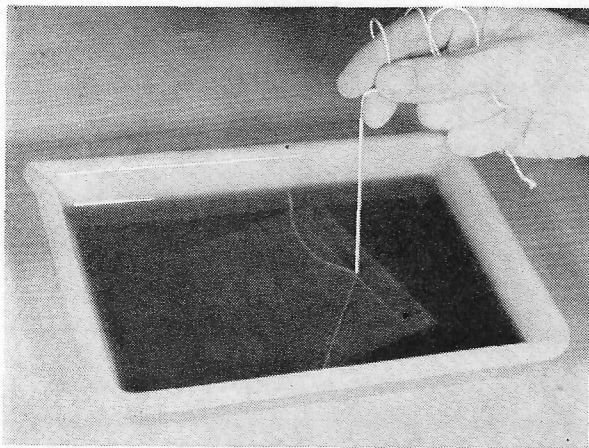


Fig. 36.10. Etsingen foretas best i en plastskål av den typen som nyttes ved fotografisk forstørrelsesarbeid. Metall må ikke nyttes.

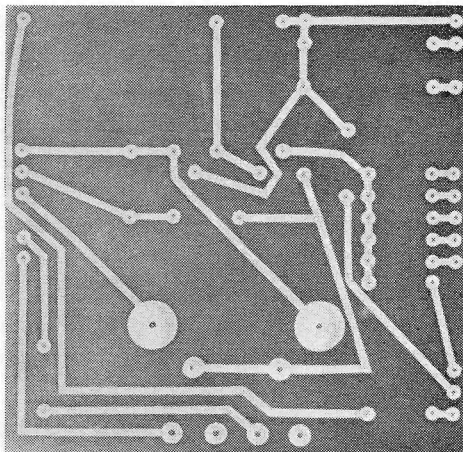


Fig. 36.11. Den ferdigetsede kretsen før boring av hull er foretatt. Ved å holde platen opp mot lyset kan vi lett se om alt kopper mellom ledningsføringene er etsed bort.

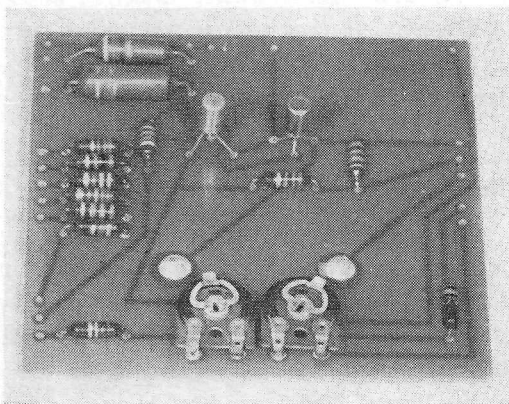


Fig. 36.12. Kretsen for det transistoriserte universalinstrumentet som beskrives i kapittel 39, ferdig montert.

### Etsingen

Om platen ikke er for stor, kan etsingen lettest foretas i en plastskål av den typen som nyttes ved fotografisk forstørrelsesarbeid. Skåler av rustfritt stål e. l. bør vi ikke nytte da disse blir angrepet av etsebadet.

Som etsevæske nytter vi jernklorid, eventuelt iblandet litt saltsyre. Jernklorid kan vi selv lage i en passende konsentrasjon. Vi kan kjøpe 900 gram krystallinsk jernklorid på et apotek, og løse dette opp i

1 liter vann. Vi får da ca. 1,5 liter etsevæske, som er nok til å løse opp ca. 50 gram kopper, og det tilsvarer ca. 0,17 m<sup>2</sup> kopperfolie med en tykkelse på 35  $\mu$ . Denne oppløsningen av jernklorid i vann er meget stabil og kan oppbevares i lang tid uten at den mister sin styrke.

Etsingen går raskere om jernkloriden varmes opp til ca. 50° C, og om vi tilsetter et par spiseskjeer saltsyre, vil vi få en blanding som gir oss en ferdigset plate i løpet av 15—20 minutter. For at etsingen skal skje så jevnt som mulig, bør vi holde platen i stadig bevegelse i badet. Ved å binde en tråd (ikke metall), i et hull i platen, kan vi lett manøvrere den uten å få etsevæske på fingrene.

En god regel er det å ha en flaske med ammoniakk (salmiakkspiritus), innen rekkevidde når vi arbeider med etsingen. Om vi skulle være uheldig å søle litt jernklorid, kan denne lett nøytraliseres med ammoniakk, hvoretter vi skyller nøye med rent vann.

Etter at etseprosessen er ferdig, skyller vi platen vår meget omhyggelig i rennende vann, gjerne i flere minutter, og lar den deretter tørke. Den trykte kretsen er da klar for boring og lodding.

### Belastning av trykte kretser

Det vil være nærliggende å spørre om de ledningsføringer vi får med trykte kretser tåler noen strømbelastning. Tykkelsen av kopperfoliet er jo vanligvis bare 35  $\mu$  (eller 70  $\mu$  hvor vi krever stor belastning eller mekanisk styrke). Imidlertid nytter vi vanligvis ledningsbredder på ca. 1 mm eller mer, og da blir ikke ledningstverrsnittet så lite likevel. Ved 1 mm bredde og 35  $\mu$  tykkelse får vi et tverrsnitt på 0,035 mm<sup>2</sup>. Dette er naturligvis ikke noe stort ledningstverrsnitt, men tar vi i betraktning hvor stor overflate denne lille ledningen har, skjønner vi at kjølingen av den blir ganske god i forhold til en rund leder. Den trykte ledningsføringen ligger jo vanligvis helt åpen (uisolert), på den ene siden, og dette bedrer jo også kjølingen. Nedenfor har vi vist en tabell over maksimum tillatt belastning for trykte ledninger ved ca. 20° C omgivelsestemperatur. Vi har her satt opp belastningen for omtrent 35° C og 70° C temperaturøking i kopperlederen i forhold til omgivelsestemperaturen på ca. 20° C.

Tabell 36.01. *Maksimum tillatt belastning (i ampère) for trykte kopperledere som ikke er dypploddet, ved ca. 20° C omgivelsestemperatur.*

Lednings- bredde (mm)	Omtrentlig temperaturøkning 35° C		Omtrentlig temperaturøkning 70° C	
	Standard tykkelse 35 $\mu$	Standard tykkelse 70 $\mu$	Standard tykkelse 35 $\mu$	Standard tykkelse 70 $\mu$
1	2,5	4	5	8
1,5	3	5	6,5	10
2	4	6	8	12
3	5	8	10	15
6	12	17,3	23	35

Det kan også være av interesse å vite hvor stort spenningsfall vi får i slike trykte ledere, og dette kan vi lett regne ut ved hjelp av tabell 36.02, som viser motstanden pr. cm ledningslengde ved ulike ledningsbredder.

Tabell 36.02. *Motstand i trykte ledninger (i ohm/cm) ved ulike ledningsbredder.*

Tykkelse av kopperfolien ( $\mu$ )	Ledningsbredde			
	1 mm	2 mm	3 mm	6 mm
35	0,0050	0,0025	0,00166	0,00083
70	0,0025	0,00125	0,00083	0,00042

### Plassering og lodding av komponenter

Komponentene plasserer vi så vidt mulig slik at de ligger helt ned på den isolerende siden av den trykte kretsen (se fig. 36.13). Tråddene bøyer vi nesten helt inntil komponenten, stikker dem gjennom hullene i platen og lodder dem til ledningsføringen på den andre siden. Har vi mange komponenter på platen, forsøker vi å ordne disse slik at de ligger mest mulig parallelt eller vinkelrett på hverandre. Vi får da et ryddig og ordentlig utseende av den ferdige kretsen. Har vi plassmangel på platen, kan vi eventuelt reise enkelte av de lette komponentene med stive trådder på høykant (se fig. 36.13).

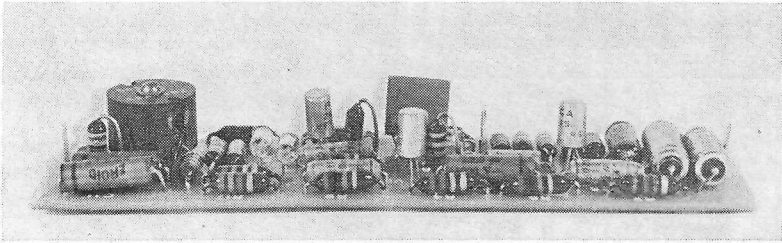


Fig. 36.13. Komponentene forsøker vi å plassere så ryddig og ordnet som mulig, fortrinnsvis liggende nedpå platen. I nødsfall kan vi reise enkelte lette komponenter på ende.

Loddingen foretar vi med en liten loddebolt, gjerne med et element på 30—40 W slik at spissen er god og varm og vi dermed får en hurtig og god lodding. Vi må huske på at ved langvarig oppvarming av kopperlaminatet, vil kopperfolien kunne løsne fra isolasjonsplaten. Ved innlodding av transistorer og andre halvlederkomponenter, må vi passe på å nytte så lange ledninger på disse komponentene at halvlederelementet ikke blir ødelagt på grunn av oppvarming via tilkoplingstråden. 8—10 mm kan være passende lengder på trådene.



## ENKELT UNIVERSALINSTRUMENT MED TRANSISTORER

I kapittel 37 viste vi hvordan vi kunne kombinere et dreiespole-instrument med vendere og shunt- og formotstander og bygge opp et såkalt universalinstrument for måling av likespenninger og -strømmer. Nytter vi et billig og robust 1 mA-dreiespoleinstrument, får vi et hendig og brukbart instrument, men den lave følsomheten gjør at vi alltid må være påpasselig slik at vi ikke får feilmålinger på relativt høyohmige kretser. Det er også en ulempe at et slikt instrument ikke kan nyttes for måling av vekselspanninger og -strømmer.

Ved å nytte transistorer kan vi imidlertid lett forsterke strømmen i målekretsen og på den måten komplettere et dreiespoleinstrument slik at vi får et universalinstrument med betydelig høyere følsomhet. Et ekstra pluss er det at vi ved å kople en likeretterdiode inn i transistorenes kollektorkrets kan gjøre universalinstrumentet vårt brukbart til å måle vekselspanning og vekselstrøm. Et instrument av denne typen blir bare ubetydelig mer komplisert å bygge enn et vanlig universalinstrument.

Ved at vi nytter transistorer i instrumentet må vi riktignok bygge inn ekstra batterier for strømforsyningen til transistorene. Men da strømforbruket er meget lite, vil batteriene få lang levetid. Det blir kanskje bare aktuelt å skifte dem én gang i året.

Prinsippet for det transistoriserte universalinstrumentet er i korte trekk at vi forsterker opp strømmen i målekretsen ved hjelp av to transistorer i mottaktkopling (push-pull-kopling). I fig. 39.01 ser vi det komplette skjemaet for instrumentet. Fig. 39.02 a—f viser for-

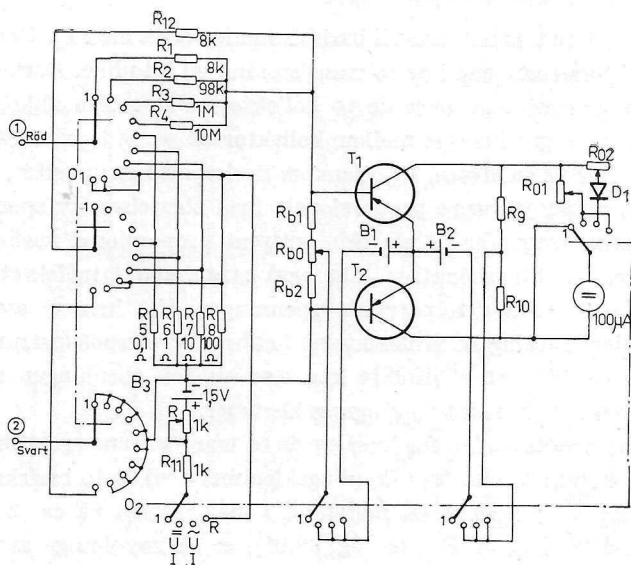


Fig. 39.01. Prinsippskjema for et enkelt universalinstrument for måling av spenning, strøm og motstand. Vi nytter to transistorer i instrumentet, som får følsomheten 100 kohm/V.

enklede skjemaer for inngangskretsen i instrumentet ved ulike målinger.

Fig. 39.02 a viser hvordan koplingen ser ut ved måling av like-spenning. I dette tilfelle kopleter vi inngangen til de to push-pull-koplete transistorene slik at strømmen  $I_x$  i målekretsen adderes til — henholdsvis subtraheres fra — den basisstrøm som opprinnelig går i transistorene. Denne basisstrøm er opprinnelig regulert inn ved hjelp av balanseringsmotstanden  $R$ , slik at kollektorstrømmene  $I_{k1}$  og  $I_{k2}$  i de to transistorene er nøyaktig like store. Et dreiespoleinstrument er koplet mellom kollektorene på de to transistorene, og når kollektorstrømmene er nøyaktig like store, vil spenningsfallet over de to like kollektormotstandene ( $R_9$  og  $R_{10}$ ), bli det samme. Vi får altså samme potensial på de to kollektorene, og det vil ikke gå noen strøm i dreiespoleinstrumentet. Hvis vi nå, som vist i fig. 39.02 a, kopleter en ytre spenning,  $U_x$ , over instrumentets inngangsklemmer, vil basisstrømmen for den ene transistoren øke med målestrømmen  $I_x$ .

For den andre transistoren vil basisstrømmen avta med  $I_x$ . Det betyr at kollektorstrømmene i de to transistorene vil bli ulike. Dermed blir også spenningsfallene over de to kollektormotstandene ulike, og vi får en spenningsdifferanse mellom kollektorene på de to transistorene. Dette vil drive en strøm,  $I_m$ , gjennom dreiespoleinstrumentet, og det utslaget vi får vil være proporsjonalt med størrelsen av spenningsdifferansen. Denne er på sin side omtrent proporsjonal med strømendringen  $I_x$  i basiskretsen. Da også strømmen i målekretsen er proporsjonal med den påtrykte spenningen  $U_x$ , kan vi av dette trekke den slutning at vi bør kunne kalibrere dreiespoleinstrumentet på en slik måte at vi direkte kan lese av den spenningen som vi kopler over instrumentets inngangsklemmer.

Inngangsmotstanden for hver av de to transistorene er i størrelsesorden 1 kohm, og sett fra tilkoplingsklemmene vil de to basiskretsene ligge i serie og altså gi en motstand i målekretsen på ca. 2 kohm. Motstandene  $R_{b1}$  og  $R_{b2}$  (se fig. 39.01), er så høyohmige at vi kan se bort fra deres virkning på motstanden i målekretsen. Hensikten med disse er bare å gi transistorene en korrekt basisstrøm fra batteriet  $B_1$ .

Vi antar nå at transistorene sett utenfra har en inngangsmotstand på 2 kohm. Kopler vi da i serie med dette en motstand på 48 kohm, så vil den totale motstanden i målekretsen bli 50 kohm. Med en spenning  $U_x = 0,5$  V betyr dette at vi får en strøm,  $I_x$ , gjennom målekretsen på  $10 \mu\text{A}$ . Denne strømmen adderes til — henholdsvis subtraheres fra — den opprinnelige basisstrømmen i transistorene. Takket være forsterkningen i transistorene, blir dette årsak til en strømendring som er 20—50 ganger større i kollektorkretsene, dvs. vi får en strømendring på 0,2—0,5 mA. Nyttene av transistorene viser seg nå tydelig. Takket være strømforsterkningen i dem, vil en meget liten strøm i målekretsen gi en relativt stor strøm i instrumentet som er koplet mellom kollektorene. Det er her klart at vi kan kople inn ulike formotstander, og på den måten få ulike måleområder. Om for eksempel  $10 \mu\text{A}$  i målekretsen gir fullt utslag på instrumentet, trenger vi — som vist tidligere — 100 kohm i målekretsen for måleområdet 0—1 V. 1 V vil jo da gi  $1/100000 = 0,000010 \text{ A} = 10 \mu\text{A}$ . For måleområdet 0—10 V må motstanden i målekretsen være 1 Mohm osv.

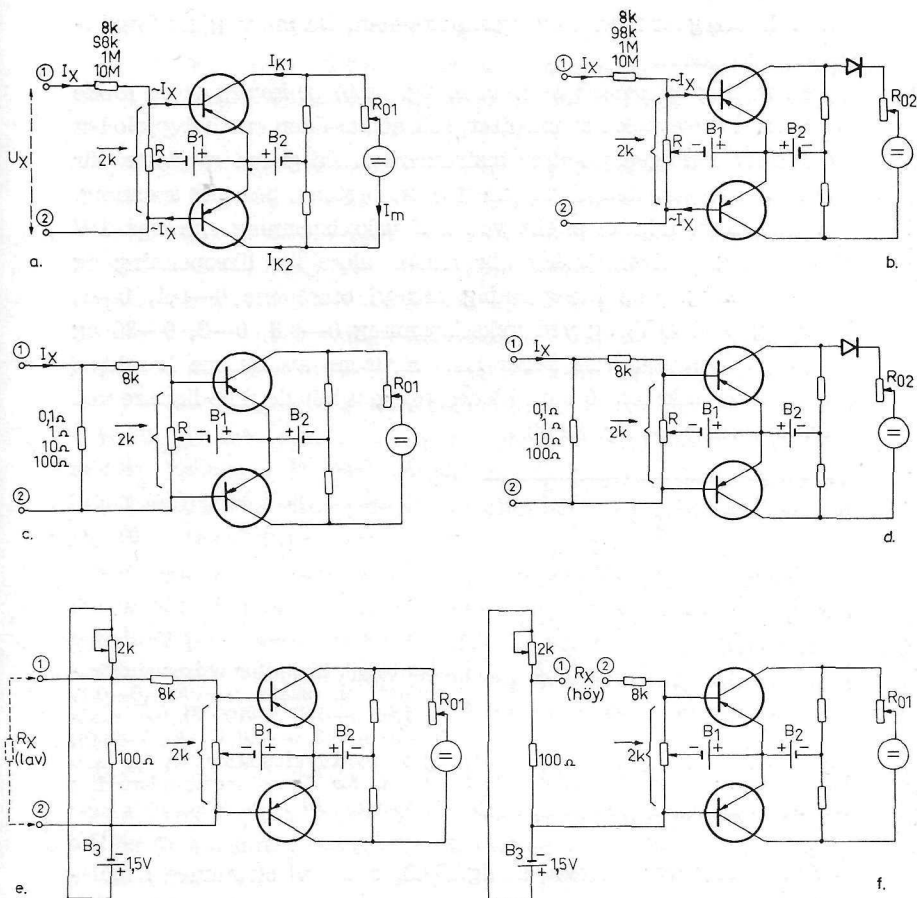


Fig. 39.02. a) Forenklet prinsippkjema for universalinstrumentet ved måling av likespenning, b) ved måling av vekselspenning, c) ved måling av likestrøm, d) ved måling av vekselstrøm, e) ved måling av motstand på det lave måleområdet, og f) ved måling av motstand på det høye måleområdet.

Her bør vi egentlig regne transistorenes inngangsmotstand med i motstanden i målekretsen. Men fordi den er så lav, ca. 2 kohm, kan vi se bort fra den i de tilfelle hvor formotstanden skal være 1 Mohm eller større. Ved 1 Mohm blir feilen bare 0,2 %. Men ved mindre motstander, som for eksempel 100 kohm, ville feilen bli 2 %

om vi ikke regnet med inngangsmotstanden. Da må vi gjøre formotstanden 98 kohm.

Ved måling av *vekselspenning*, se fig. 39.02 b, kopler vi en diode i serie med dreiespoleinstrumentet, slik at bare den ene halvperioden av vekselspenningen passerer instrumentet. På grunn av dette blir utslaget på instrumentet mindre for en bestemt påtrykt spenning. Det får tilført mindre effekt ved 1 V vekselspenning enn ved 1 V likespenning. Måleområdene blir derfor ulike for likespenning og vekselspenning. Ved likespenning har vi områdene 0—0,1, 0—1, 0—10 og 0—100 V, og ved vekselspenning 0—0,3, 0—3, 0—30 og 0—300 V. Dessuten blir heller ikke skalaene av samme karakter. Fordi dioden ikke har 0 ohm i lederetningen blir de ikke lineære ved vekselspenning. Se fig. 39.03.

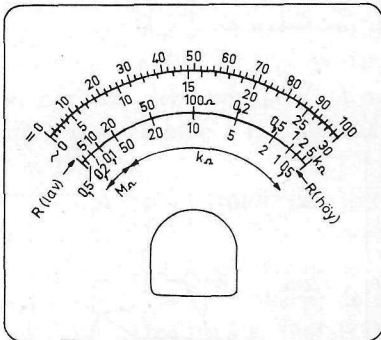


Fig. 39.03. Skala for universalinstrumentet, en skala 0—100, (0—0,1, 0—1,0, 0—10, 0—100 V), en skala 0—30 (0—0,3, 0—3,0, 0—30, 0—300), og to motstandsskalaer, én for lave og én for høye motstandsverdier (se tabell 39.01).

Ved måling av *likestrøm*, se fig. 39.02 c, lar vi strømmen i målekretsen,  $I_x$ , passere en shuntmotstand av kjent størrelse. Vi kan her nytte verdiene 0,1 ohm, 1 ohm, 10 ohm eller 100 ohm. 1 ampère gjennom 0,1 ohm gir et spenningsfall på 0,1 V over shuntmotstanden, 100 mA gir samme spenning når det passerer 1 ohm, 10 mA gjennom 10 ohm og 1 mA gjennom 100 ohm. Spenningen over shuntmotstanden måler vi ganske enkelt med transistorvoltmeteret koplet med en formotstand som gir fullt utslag for 0,1 V.

Vi kan naturligvis utstyre instrumentet med skala for strømmåling på samme måte som ved spenningsmåling. Da vil vi få disse områdene: 0—1 A, 0—100 mA, 0—10 mA og 0—1 mA.

Ved måling av *vekselstrøm*, se fig. 39.02 d, kopler vi en diode i serie med dreiespoleinstrumentet som ved måling av vekselspenning, go vi får disse måleområdene: 0—3 A, 0—300 mA, 0—30 mA og 0—3 mA.

Ved måling av *lavohmige motstander* nytter vi en kopling som er vist i fig. 39.02 e. Her lar vi strøm fra et spesielt 1,5 V batteri, B<sub>3</sub>, flyte gjennom en referansemotstand på 100 ohm. Strømmen regulerer vi slik at spenningsfallet over referansemotstanden blir 0,1 V når transistorvoltmeteret er koplet slik at vi får fullt utslag på instrumentet for denne spenningen. Parallelt med referansemotstanden kopler vi så den motstand, R<sub>x</sub>, som vi skal måle. Jo lavere motstand denne har, desto mindre spenningsfall får vi mellom punktene 1 og 2, og desto mindre utslag får vi på instrumentet. Vi kan nå utstyre instrumentet med en motstandsskala (se fig. 39.03, kfr. også tabell 39.01), som vil få verdien 100 ohm på midten. Se også kapittel 38, «Slik måler vi motstand».

Ved måling av *høyere motstandsverdier* kopler vi den motstanden vi skal måle i serie med transistorinngangen, som da har en fast formotstand på 8 kohm (se fig. 39.02 f), og en total inngangsmotstand på 10 kohm. Denne motstanden blir nå referansemotstand, og vi får en annen motstandsskala med 10 kohm på midten. Se fig. 39.03 og tabell 39.01.

Instrumentet er utstyrt med en 10-stillings vender, 0<sub>1</sub>, for de ulike måleområdene, kfr. tabell 39.02. Vi har da fått 4 områder for måling av spenning, 4 områder for måling av strøm og 2 for måling av motstand. Omkopling mellom likespenning (likestrøm), vekselspenning (vekselstrøm) og motstandsmåling foretar vi med venderen 0<sub>2</sub>. Denne venderen kopler inn ulike motstander i serie med likeretteren i kollektorkretsen. I den fjerde stillingen av denne venderen er batteriene koplet fra, slik at vi ikke skal belaste disse når instrumentet ikke er i bruk.

Nøyaktigheten for dette instrumentet er i høy grad avhengig av nøyaktigheten til shunt- og formotstander, og vi bør nytte motstander med en toleranse på 2 % til alle disse. Koplingsskjema for instrumentet er vist i fig. 39.04.



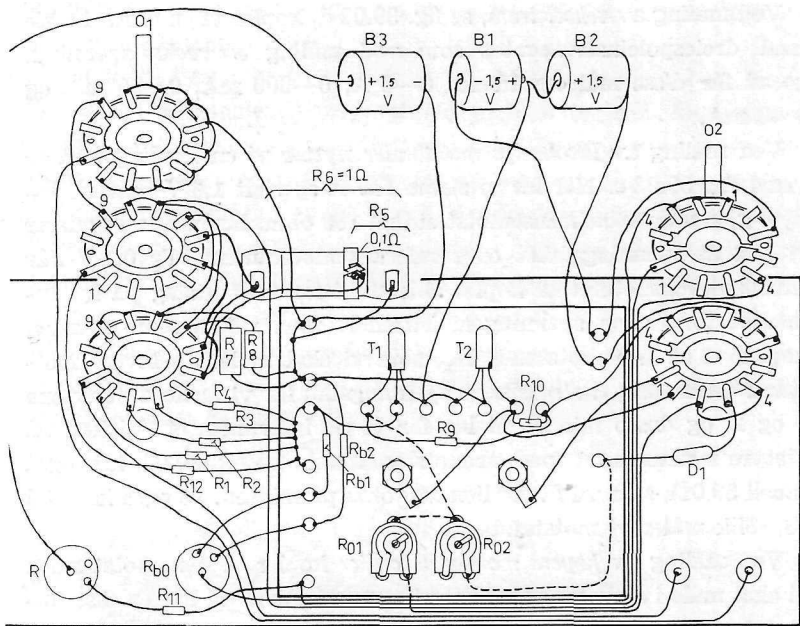


Fig. 39.04. Koplingsskjema for universalinstrumentet.

### Stykkliste

$R_1 = R_{12} = 8 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	$R_{b1} = R_{b2} = 56 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$
$R_2 = 98 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	$R_{b0} = 25 \text{ kohm potm.}, 0,1 \text{ W}$
$R_3 = 1 \text{ Mohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	$R = 1 \text{ kohm potm.}, 0,1 \text{ W}$
$R_4 = 10 \text{ Mohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	$R_{o1} = R_{o2} = 10 \text{ kohm trimme-}$ potm.
$R_5 = 0,1 \text{ ohm}$	$D_1 = \text{diode OA70 eller tilsvarende}$
$R_6 = 1 \text{ ohm}$	$T_1 = T_2 = \text{transistor OC72}$ eller tilsvarende
$R_7 = 10 \text{ ohm}, 2 \text{ W}$	$O_1 = \text{vender, 3-gang. 1 polet,}$ 10 stillings
$R_8 = 100 \text{ ohm}, 1 \text{ W}$	$O_2 = \text{vender, 2-gang, 2 polet,}$ 5 stillings
$R_9 = R_{10} = 1,8 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	$B_1 = B_2 = B_3 = 1,5 \text{ V batteri}$
$R_{11} = 1 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$	1 stk. mikroampèremeter, $100 \mu\text{A}$

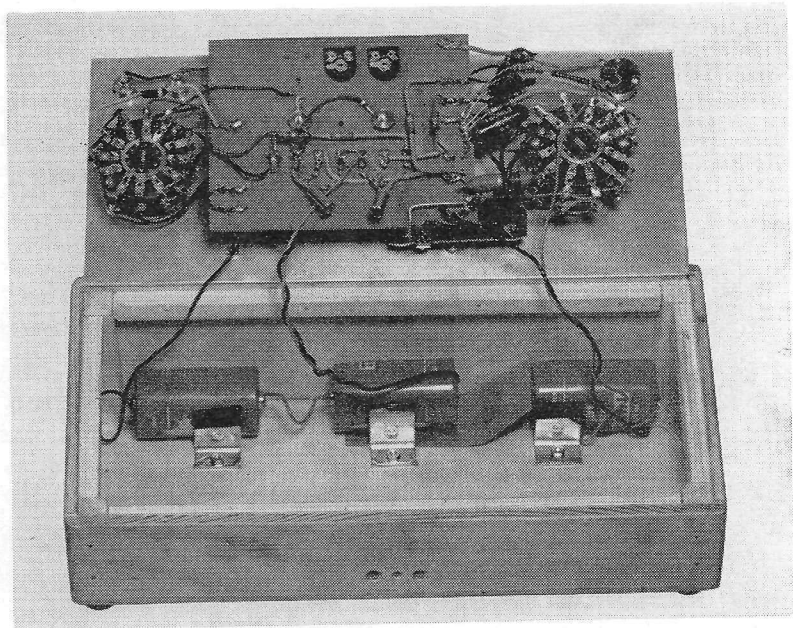


Fig. 39.05. Det ferdigkoblede instrumentet.

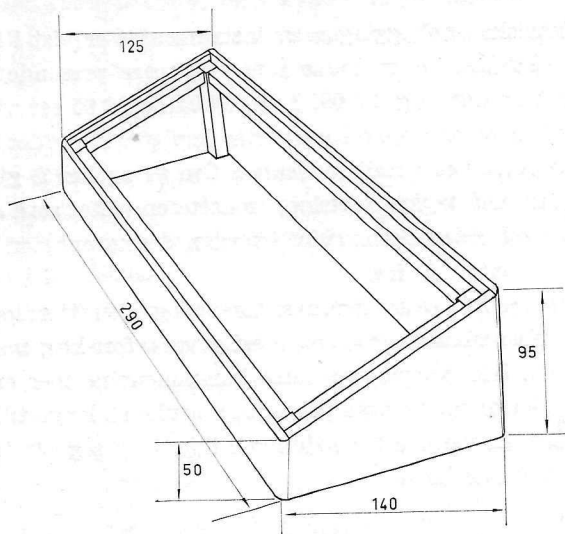


Fig. 39.06. Målskisse for en passende kasse for universalinstrumentet.

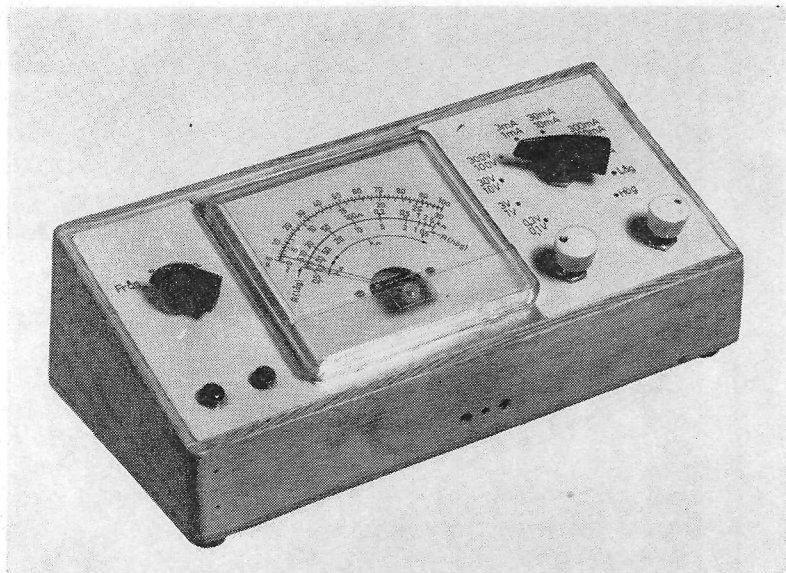


Fig. 39.07. Det ferdige instrumentet i sin kasse.

### Mekanisk utforming

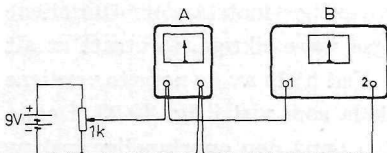
Den mekaniske oppbyggingen av instrumentet er vist i fig. 39.05 og 39.07. Målskisse for en kasse som kan være passende til dette instrumentet er vist i fig. 39.06. I fig. 39.04 og 39.05 ser vi at selve forsterkeren er bygd opp på en pertinaksplate, hvor det er boret hull og nittet fast et antall loddeører. Om vi ønsker å gjøre noen eksperimenter med trykte kretsløp, er dette en enhet som egner seg godt. I kapittel 36 er derfor vist hvordan denne enheten lett kan utføres som «printed wiring».

En må være klar over at transistorene og likeretterdioden ikke tåler svært mye varme, og en må derfor være forsiktig med loddebolten. Vi må ikke varme opp disse komponentene mer enn høyst nødvendig. Derfor må vi også passe på å bruke så lange tillednings-tråder på dem at varmen fra loddingen ikke brer seg via tråden og inn i halvleder-materialene.

## Kalibrering av instrumentet

Instrumentet kalibrerer vi ved hjelp av et instrument som fra før har en nøyaktig kalibrering. Vi foretar kalibreringen ved spenningsmåling og kopleer instrumentene direkte i parallell, som vist i fig. 39.08.

Fig. 39.08. Kopling for kalibrering av likespenningsområdene. A er et kalibrert instrument, B det som skal kalibreres.



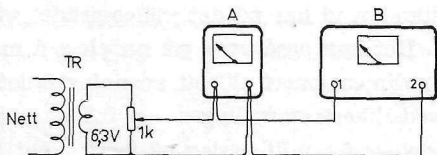
Vi begynner med likespenningsområdene og stiller det hjemmebygde instrumentet på 0—10 V-området. Som spenningskilde kan vi for eksempel nytte to seriekoblede lommelyktbatterier av 4,5 V-typen, og over disse kopleer vi et potensiometer på 1 kohm. Ved at vi kopleer midtkontakten inn på de to parallellkoblede voltmetrene kan vi stille inn hvilken verdi vi måtte ønske mellom 0 og 9 V.

Det første vi gjør er å stille inn 0-stillingen nøyaktig med balanseringsmotstanden  $R_{b,0}$ . Deretter kan vi påtrykke en passende spenning, for eksempel 5 V, og regulere seriemotstanden  $R_{0,1}$  til vi får akkurat halvt utslag på instrumentet. Deretter varierer vi spenningen og kontrollerer at utslagene stemmer med den påtrykte spenningen. Om de motstandene vi har nyttet er nøyaktige, skulle instrumentet nå være riktig for alle likespenningsområdene.

Vi må deretter gjøre en kalibrering av instrumentskalaen for vekselspenningsområdene. Denne skalaen er ikke lineær, og vi må derfor ta opp mange punkter på skalaen ved hjelp av en kopling som er vist i fig. 39.09.

Vi nytter 0—3 V-området og stiller først inn en spenning som er akkurat 3 V. Vi justerer så  $R_{0,2}$  slik at denne spenningen gir nøyaktig

Fig. 39.09. Kopling for kalibrering av vekselspenningsområdene. A er et kalibrert instrument, B det som skal kalibreres. TR er en nettransformator som gir ca. 6,3 V på sekundærsiden.



fullt utslag på det egne instrumentet. Deretter noterer vi utslaget for 2,5, 2,0, 1,5, 1,0 0,5 og 0,2 V påtrykt vekselspenning. Vi ser da at skalaen blir litt sammentrykket mot lave og høye verdier. Etter at denne justeringen er foretatt, skal alle vekselspenningsområdene automatisk være riktige, igjen under den forutsetning at vi har nyttet nøyaktige motstander. Områdene for måling av strøm skulle nå også være riktige, forutsatt at alt er riktig koplet.

Ved hjelp av de noterte verdiene kan vi nå tegne opp en fullstendig skala som vist i fig. 39.03. Denne tegner vi med tusch og plasserer den oppå den opprinnelige instrumentskalaen.

Motstandsskalaene tegner vi under spenningskalaen, og vi nytter da tabell 39.01, som viser hvor de ulike motstandsverdiene skal plasseres i forhold til skalaen 0—100.

### **Bruken av instrumentet**

Vi må alltid huske å slå av instrumentet når det ikke er i bruk, dvs. vi må sette venderen 0<sub>2</sub> i 0-stilling. Riktignok er strømforbruket ganske lite når det ikke er koplet noen spenning til inngangen, men batterienes levetid vil likevel bli betraktelig lengre når vi slår av instrumentet etter bruk. Ved måling er det bare å kople den spenning eller strøm vi skal måle inn på klemmene 1 og 2, og så velge riktig måleområde og stilling av venderen 0<sub>2</sub>. Venderen settes i stilling «~» ved måling av vekselspenning eller -strøm, og i stilling «=» ved måling av likespenning eller -strøm.

Ved måling av vekselspenninger må vi være klar over at skalaene bare stemmer for frekvenser i området 30—1000 Hz. Dessuten kan vi ikke måle vekselspenninger som er overlagret en likespenning. Om vi ønsker å måle denne vekselspenningen, må vi kople en kondensator i serie med den ene instrumenttildedningen. Reaktansen av denne kondensatoren må være meget liten i forhold til den formotstanden vi har på det måleområdet vi nytter.

Det kan også være på sin plass å minne om at shuntmotstandene er dimensjonert slik at spenningsfallet over instrumentet blir 0,1 V ved likestrømmålinger og 0,3 V ved vekselstrømmålinger. Dette gjelder for fullt utslag på instrumentet. Et så lite spenningsfall kan

Tabell 39.01. Data for kalibrering av dreiespoleinstrumentet i ohmmeter ifølge fig. 39.01.

Lavohmig skala		Høyohmig skala	
$R_x$ (ohm)	Utslag i % av fullt utslag	$R_x$ (kohm)	Utslag i % av fullt utslag
1	1,06	0,1	99
2	2,08	0,2	98
5	5,1	0,5	95
10	9,7	1	91
20	17,6	2	84
50	34,8	5	67
100	52	10	50
200	68	20	33,3
500	84	50	16,7
1 000	91	100	9,1
2 000	95,2	200	4,75
5 000	98	500	1,93
10 000	99	1 000	0,99

Tabell 39.02. Måleområder for universalinstrumentet.

Vender $O_1$ i stilling	Måleområde		Indre motstand	
	ved likesp.	ved vekselsp.	ved likesp.	ved vekselsp.
1	0—0,1 V	0—0,3 V	10 kohm	10 kohm
2	0—1 V	0—3 V	100 kohm	100 kohm
3	0—10 V	0—30 V	1 Mohm	1 Mohm
4	0—100 V	0—300 V	10 Mohm	10 Mohm
5	0—1 A	0—3 A	0,1 ohm	0,1 ohm
6	0—100 mA	0—300 mA	1 ohm	1 ohm
7	0—10 mA	0—30 mA	10 ohm	10 ohm
8	0—1 mA	0—3 mA	0,1 kohm	0,1 kohm
9	0—ca. 2 kohm			
10	0—ca. 0,5 Mohm			



*Enkelt universalinstrument med transistorer*

vi vanligvis se bort fra. Ved måling av motstand blir fremgangsmåten følgende:

Vi stiller først venderen  $0_2$  i stilling «R» og områdevenderen i stilling «Lav», og regulerer seriemotstanden R til vi får fullt utslag på instrumentet. Deretter kortslutter vi mellom tilkopplingsklemmene 1 og 2, og justerer motstanden  $R_{b_0}$  til vi får 0-utslag. Når dette er gjort, kan vi velge det motstandsområdet som passer for målingen, kople komponenten mellom klemmene 1 og 2 og lese av verdien.

## BYGG SELV ET OSCILLOSKOP

For en amatør eller en tekniker fins det neppe noe instrument som er så allsidig og nyttig til mange slags målinger som et oscilloskop, og en kan ha god nytte av å sette seg inn i virkemåten for dette og lære litt om bruken av det. Oscilloskopet er også et meget brukbart instrument ved feilsøking på all slags radioutstyr.

Ved for eksempel å studere kurveformen for signalene i ulike punkter i en forsterker ved hjelp av et oscilloskop, kan vi danne oss et bilde av størrelsen og arten av en eventuell distorsjon, og avgjøre i hvilket rør- eller transistortrinn den oppstår. Oscilloskopet kan vi også med fordel nytte som nullindikator for ulike typer av målebroer og ved fasemålinger, det kan nyttes for direkte måling av vekselspenningers størrelse og frekvenser, og er ypperlig ved sammenlikning av frekvenser.

Først vil vi derfor se litt på hvordan oscilloskopet i prinsippet er bygd opp.

### **Katodestrålerørets oppbygging**

Hjertet i oscilloskopet er det såkalte katodestrålerøret (se fig. 45.01). På samme måte som i andre elektronrør, har vi i katodestrålerøret en glødetråd (A), som indirekte varmer opp en katode (B), slik at denne emitterer elektroner. Omkring katoden er det anbrakt en elektrode som minner om en skjermkappe (C), og i denne er det et lite hull (E), som slipper gjennom en liten bunt av de elektroner som kommer fra katoden. Denne elektroden, som ligger nærmest katoden, virker som et styregitter i et elektronrør. Den regulerer

mengden av elektroner som kan passere gjennom hullet. Gjør vi styreelektroden sterkt negativ i forhold til katoden, kan vi helt blokkere elektronstrømmen. Reduserer vi den negative forspenningen, vil flere elektroner passere gjennom hullet i «styresylinderen».

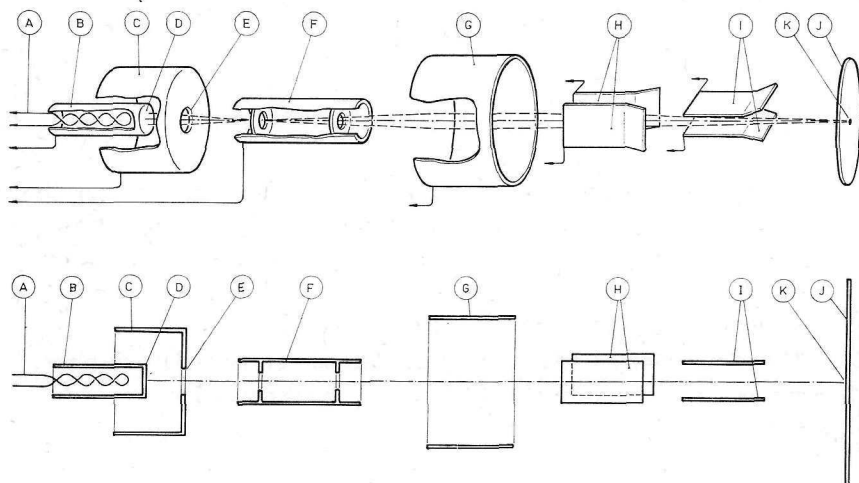


Fig. 45.01. Øverst: Perspektivskisse av elektrodesystemet i et katodestrålerør. Nederst: Elektrodesystemet gjennomskåret. Se teksten.

Elektronene som passerer ut gjennom hullet i styresylinderen, vil tiltrekkes av en sylinderveformet anode (G), som har høy positiv spenning i forhold til katoden. Elektronene vil få stor hastighet mot anoden, og passerer rett gjennom denne og fortsetter mot den såkalte billedskjermen (J), i røret. Denne skjermen er preparert på en slik måte at den lyser opp der den treffes av elektroner. Om elektronene treffer skjermen i en konsentrert stråle, vil det oppstå et lysende punkt på skjermen.

Ved at styreelektroden (C), er utformet som en sylinderveformet hule i sentrum, vil elektronstrømmen fra katoden allerede fra starten være en relativt smal bunt eller stråle mot anoden. For å få denne strålen konsentrert i ett punkt (K), på skjermen, har vi innført en

fokuseringselektrode (F), mellom katode og anode. Denne fokuserings-  
elektroden har to små åpninger for elektronstrålen. Den fokuserer  
strålen slik at den treffer skjermen i ett punkt, omtrent som lyset  
fokuseres i ett punkt ved hjelp av en linse.

Mellom anoden (G), og billedskjermen (J), har vi plassert to par  
med plater, et par med parallelle vertikale plater (H), og et par med  
parallelle horisontale plater (I). Den konsentrerte elektronstrålen  
passerer mellom disse plateparene på sin vei mot billedskjermen.  
Disse plateparene nytter vi for å avbøye strålen slik at den kan  
dirigeres til et hvilket som helst punkt på skjermen.

Ved hjelp av denne innretningen har vi altså fått en bevegelig  
elektronstråle som gir et lysende punkt der den treffer billedskjermen.  
Styrken av elektronstrømmen, og dermed lysstyrken i det lysende  
punktet på skjermen, kan vi regulere ved å variere størrelsen av den  
negative forspenningen på styreelektroden (C). Avbøyningen av strå-  
len skjer ved at vi legger en avbøyningsspenning på avbøyings-  
platene (H) og (I). Strålen vil trekkes mot den platen som har positivt  
potensial, og avbøyningen blir større jo større dette potensialet er.

### **Avbøyningen av elektronstrålen**

Så lenge vi ikke har noen spenning på avbøyingsplatene vil  
elektronstrålen passere rett gjennom anodesylindren mot billed-  
skjermen og treffe denne nøyaktig i midten (K). Legger vi den venstre  
platen i plateparet (H), på en positiv spenning i forhold til den  
høyre platen, vil elektronstrålen bøyes av mot den venstre platen,  
og det lysende punktet på skjermen flytter seg horisontalt mot  
venstre. Skifter vi polaritet av avbøyningsspenningen, vil strålen  
bøyes av i motsatt retning, altså mot høyre, og det lysende punktet  
går over mot den høyre siden.

Tilsvarende forhold får vi om vi legger ulike potensialer på plate-  
paret (I). Gjør vi den øverste platen i dette paret positiv i forhold  
til den nederste, vil strålen bøyes av oppover i vertikal retning, og  
billedpunktet forskyves oppover mot skjermens øvre kant. Veksler  
vi polaritet på dette plateparet vil elektronstrålen, og dermed billed-  
punktet, bøyes av nedover mot nedre kant.

I fig. 45.02 har vi anskueliggjort dette. Her ser vi billedskjermen rett forfra, og punktet A angir det stedet hvor strålen treffer skjermen når vi ikke har noen avbøyningsspennning på noen av plateparene. Legger vi en spenning mellom de vertikalt stilte platene (H), vil strålen avbøyes horisontalt. Om den høyre platen er positiv i forhold til den venstre, vil lyspunktet flytte seg fra sentrum til for eksempel punkt B, en strekning  $h$  i horisontal retning.

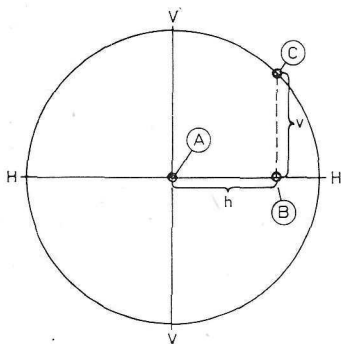


Fig. 45.02. Har vi ingen avbøyningsspenninger på de horisontale eller de vertikale avbøyingsplater i et oscilloskop, vil elektronstrålen gi et lyspunkt i sentrum for billedskjermen (A). Ved en viss avbøyningsspennning på de vertikaltstilte platene får vi en avbøyning av strålen i horisontal retning til (B). Legger vi samtidig en viss avbøyningsspennning på de horisontaltstilte platene, får vi en avbøyning av strålen i vertikal retning til (C).

Legger vi deretter en spenning på det horisontalt stilte plateparet (I), vil strålen avbøyes i vertikal retning. Om den øvre platen er positiv i forhold til den nedre, vil billedpunktet flytte seg oppover i vertikal retning, for eksempel fra punkt C til punkt B, altså strekningen  $v$  i vertikal retning. Det er her tydelig at vi kan dirigere strålen til et hvilket som helst punkt på skjermen ved å velge passende avbøyningsspenninger.

### Symboler

For katodestrålerøret nytter vi vanligvis det symbolet som er vist i fig. 45.03 a eller b. Det symbolet som er vist i a er det mest vanlige, men det som er vist i b minner mer om symbolet for et vanlig elektronrør, og nyttes i enkelte tilfelle. I disse symbolene er (A) glødetråden, (B) katoden, (D) styreelektroden, (F) fokuseringselektroden,

(G) anoden og (H) og (I) de respektive platepar for avbøyingen av strålen.

For små katodestrålerør, som også er passende for amatørbygging av oscilloskop, er vanlige verdier på anodespenningen (elektrode (G)) + 800 V. Fokuseringsspenningen er vanligvis omkring 200—400 V,

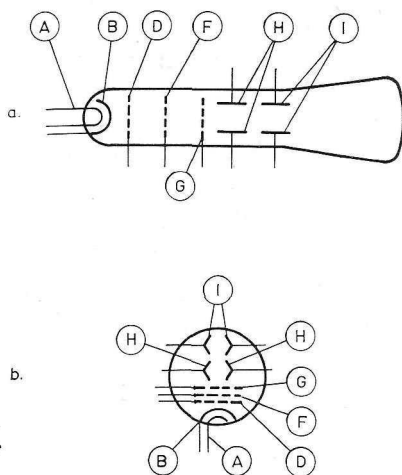


Fig. 45.03. Symboler for et katodestrålerør. Elektrodebetegnelse er de samme som i figur 45.01.

og må være regulerbar slik at vi kan stille inn den best mulige fokusering indikert ved at punktet blir minst mulig. For styreelektroden trenger vi vanligvis en forspenning mellom  $-15$  og  $-20$  V, som også må være regulerbar for at vi skal kunne stille inn lysstyrken til et passende nivå. Glødespenningen for katodestrålerør er vanligvis 4 til 6,3 V, og glødestrømmen 0,1—0,3 A.

### Arbeidsspenninger for katodestrålerøret

For at katodestrålerøret skal kunne arbeide, må det ha passende arbeidsspenninger. I fig. 45.04 har vi antydnet hvilke arbeidsspenninger som trengs for et av de små katodestrålerørene, for eksempel DG7—31/01.



For å få de øvrige arbeidsspenninger for elektrodene i røret, nytter vi en spenningsdeler over den anodespenningen vi har. Over deluttakene på denne spenningsdeleren tar vi så de ønskede spenninger. Som vist i fig. 45.04, trenger vi + 900 V over spenningsdeleren. Katoden legger vi på ca. + 50 V, styreelektroden gir vi ønsket forspenning ved hjelp av et potensiometer ( $P_4$ ), og med dette kan vi regulere lysstyrken for punktet på skjermen.

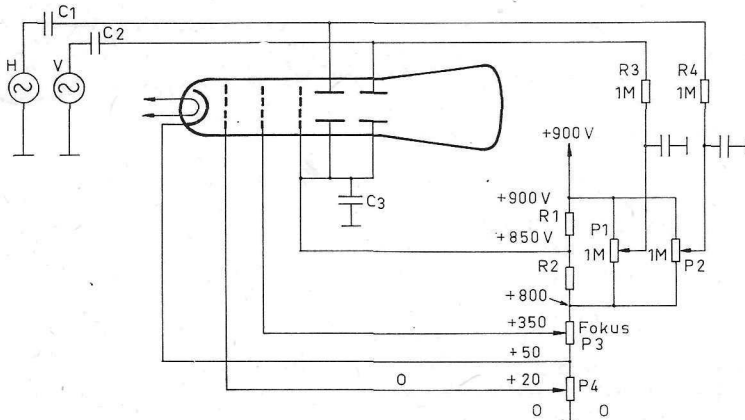


Fig. 45.04. Nødvendige arbeidsspenninger for katodestrålerøret tar vi ut over en spenningsdeler.

For fokusering av strålen må vi ha ca. + 300 V (i forhold til katoden på + 50 V), og vi må da nytte et potensiometer ( $P_3$ ), som vi kan regulere inn til best mulig fokus. Anoden trenger ca. + 800 V, og det betyr at vi må legge den til et punkt hvor vi har 800 V høyere spenning enn på katoden.

### Sentrering av elektronstrålen

For å sentrere elektronstrålen på billedskjermen (strålen skal treffe sentrum av skjermen når vi ikke har noen spenninger på avbøyningsplatene), må vi ha to potensiometre ( $P_1$  og  $P_2$ ), parallelt med de like store motstandene  $R_1$  og  $R_2$ . Ved å dreie potensiometrene til midt-

stilling, kan vi gi de to platene i det horisontale, henholdsvis vertikale plateparet samme spenning, lik anodespenningen + 850 V. Strålen vil da passere platene uten å avbøyes og treffer sentrum av billedskjermen. Dreier vi på potensiometrene slik at platene i hvert par ikke lenger får samme spenning, vil elektronstrålen avbøyes mot den platen som er mest positiv. Den ene platen i det vertikale og det horisontale plateparet i fig. 45.04 er koplet sammen med anoden, og denne er dessuten avkoplet til jord med en avkopplingskondensator ( $C_3$ ). På den måten oppnår vi at vi for avbøyningsspenningene kan nytte asymmetriske forsterkere med et enkelt sluttør, dvs. forsterkere som ikke er push-pull-koplete, og dette er en koplingsmåte som nyttes i de billigste typer av oscilloskop som er i handelen. Denne koplingen vil også være den enkleste for den som ønsker å bygge sitt eget oscilloskop. Koplingen har riktignok den ulempen at vi ikke får eksakt lineær avbøyning av strålen, men ulineariteten er ikke verre enn at den kan aksepteres.

For å hindre at de målespenninger som koples til avbøyingsplatene  $H$  henholdsvis  $V$  i fig. 45.04 skal belastes av spenningsdeleren, har vi koplet inn motstandene  $R_3$  og  $R_4$  på 1 Mohm. Kapasiteten i avbøyingsplatene er svært ubetydelig, og i størrelsesorden noen få pF.

### **Avbøyingsfølsomheten**

Avbøyingsfølsomheten for et katodestrålerør regner vi i antall millimeter pr. volt påtrykt spenning. For et lite katodestrålerør av den typen som er nevnt foran, DG7—31/01, er den i størrelsesorden 0,2—0,3 mm/V. Det betyr at 1 V spenning over avbøyingsplatene gir en forskyvning av strålen på 0,2—0,3 mm. For at vi ved en avbøyingsfølsomhet på 0,3 mm/V skal kunne forskyve strålen 3 cm, dvs. fra sentrum og nesten opp til øverste kant på et av de små katodestrålerørene, trenger vi altså en spenning på 100 V.

Avbøyingsfølsomheten for de to plateparene er ikke den samme. De to plateparene må nemlig plasseres etter hverandre, og det ene paret blir da lenger vekk fra anoden enn det andre. Vi må følgelig ha større avstand mellom platene i det ytre plateparet enn i det indre.

Platene i det ytterste plateparet vil da ligge lengre vekk fra elektronstrålen, og dette fører til at vi må ha en større avbøyningsspenning for å få en viss forskyvning av strålen. Det ytterste plateparet har vanligvis en avbøyningsfølsomhet som er ca. 80 % av følsomheten for det innerste.

Oftest plasserer vi røret slik at de platene som skal nyttes til den horisontale avbøyningen (tidsaksen), blir liggende ytterst, og det vil da si at vi for den horisontale avbøyningen trenger ca. 20 % høyere spenning enn for den vertikale. I DG7—31/01 er den vertikale avbøyningsfølsomheten 0,35 mm/V, mens den horisontale er 0,25 mm/V.

Avbøyningsfølsomheten for et katodestrålerør er imidlertid sterkt avhengig av anodespenningen på røret, og de verdiene som er nevnt ovenfor gjelder bare ved en bestemt anodespenning. Reduserer vi for eksempel anodespenningen til det halve, vil følsomheten øke til det dobbelte. Men samtidig blir lysstyrken og fokuseringen av billedpunktet på skjermen dårligere, så vi bør ikke gå for langt ned med anodespenningen.

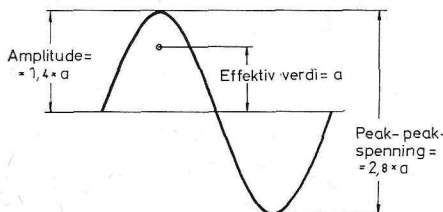


Fig. 45.05. Forholdet mellom effektivverdi, amplitude og peak-to-peak-verdi for en sinusformet vekselspenning.

### Vekselspennings effektivverdi og amplitudeverdi

En sinusspenning har en amplitudeverdi som er ca. 40 % høyere enn spennings effektivverdi, dvs. den spenning som vi måler med et vanlig vekselspenningsvoltmeter (se fig. 45.05). «Peak-to-peak-spenningen» (se fig. 45.05), som regnes mellom vekselspennings positive og negative topp, blir da dobbelt så stor som amplitudeverdien. En vekselspenning på 1 V har altså en amplitudeverdi på 1,42 V og en peak-to-peak-verdi på 2,84 V (se fig. 45.05).

For at vi ved en avbøyningsfølsomhet på  $0,26 \text{ mm/V}$  skal få en sinusspenning til å ligge med sine peak-verdier i  $6 \text{ cm}$  avstand vertikalt, trenger vi altså ikke en spenning på  $60/0,26 = 230 \text{ V}$ , men  $230/2,84 = 81 \text{ V}$  (effektivverdi). For horisontalavbøyningen trenger vi ca.  $20 \%$  høyere spenning, dvs. ca.  $100 \text{ V}$  (effektivverdi).

Dette er jo reeltivt høye vekselspenninger, og om vi skal ha noen praktisk nytte av oscilloskopet, må vi ha en eller annen forsterker foran avbøyningplatene, for at vi også skal kunne studere målespenninger med lavere spenningsnivåer. I det oscilloskopet som beskrives her, er det derfor innført et forsterkertrinn med ca.  $100$  ganger forsterking (ca.  $0,8 \text{ V}$  effektivverdi vil da gi full utstyring av billedrøret, og helt ned til ca.  $200 \text{ mV}$  vil vi få et brukbart bilde med ca.  $12 \text{ mm}$  vertikal avstand mellom peakverdiene).

### Prinsippskjemaet

Det komplette skjemaet for oscilloskopet er vist i fig. 45.06. Ved å sammenlikne dette med skjemaet i fig. 45.04, vil vi lett kunne finne den spenningsdeleren vi må ha for å få riktige arbeidsspenninger til billedrøret. Her har vi også tegnet inn de reguleringsmuligheter som må til for å kunne variere lysstyrken på skjermen ( $P_4$ ), for å kunne sentrere strålen i horisontal og vertikal retning ( $P_1$  og  $P_2$ ), og for å kunne fokusere den på riktig måte ( $P_3$ ).

Øverst til venstre i skjemaet i fig. 45.06 har vi den såkalte y-forsterkeren, dvs. den forsterkeren som avbøyer strålen i vertikal retning. Under denne har vi den såkalte x-forsterkeren, som avbøyer strålen i horisontal retning. Begge forsterkerne er bygd opp på samme måte, med en pentode med stor steilhet, EF184, som gir en forsterking på ca.  $100$  ganger. I tillegg til x- og y-forsterkerne har vi i oscilloskopet en såkalt sweepgenerator, dvs. en generator som gir avbøyningsspenning for strålen i horisontal retning når vi skal studere et periodisk forløp av en spenning. Denne avbøyningspenningen skal være en *sagtakkspenning*, dvs. den skal gi en forholdsvis langsom avbøyning av strålen fra venstre til høyre, og deretter føre den meget raskt tilbake til venstre hvorfra vi igjen skal ha en forholdsvis langsom avbøyning til høyre, osv.

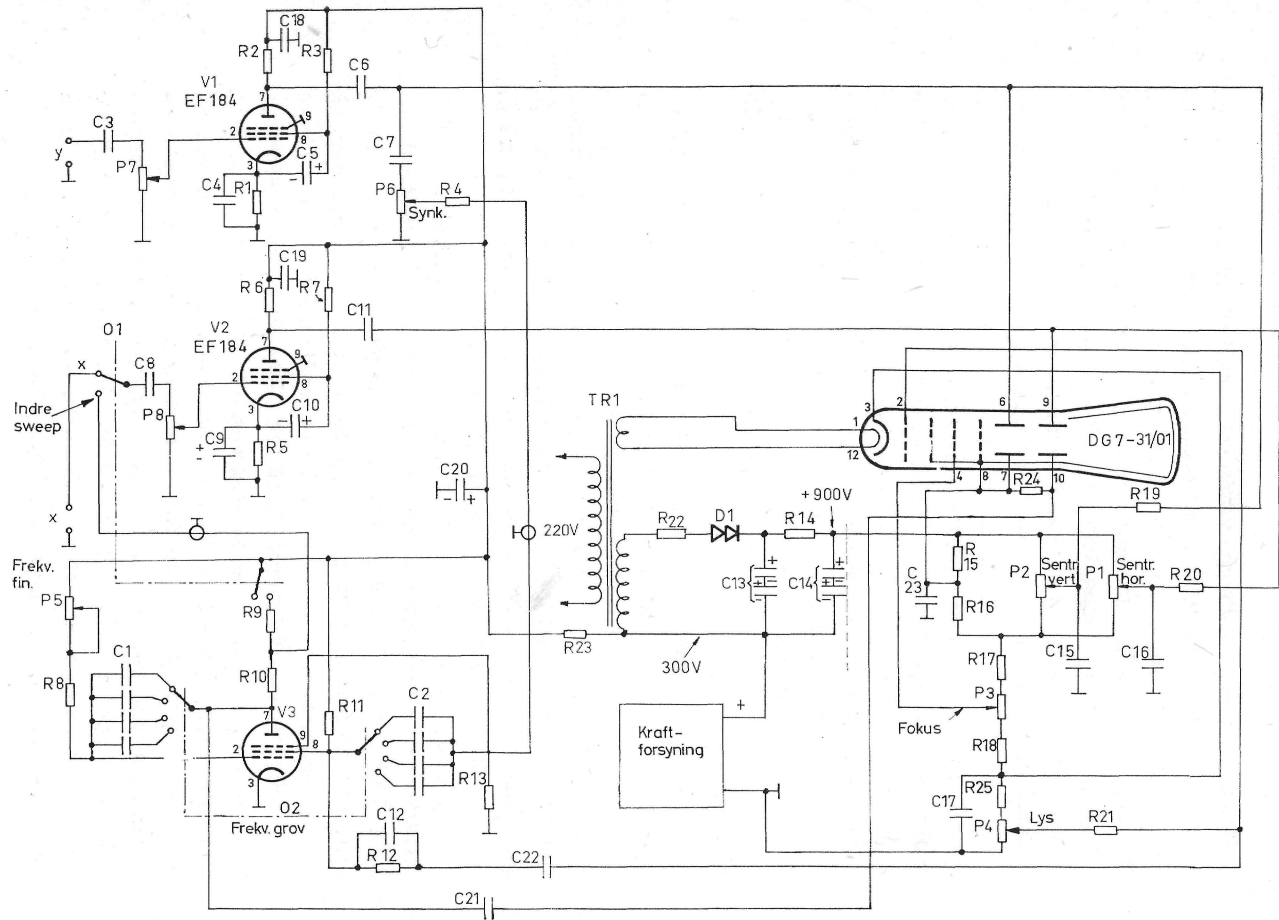


Fig. 45.06. Prinsipskjema for et enkelt katodestråleoscilloskop med 7 cm billedrør.

Hvordan vi ved hjelp av dette såkalte tidssweepet får et stillestående bilde på skjermen av et periodisk forløp, vil vi forklare nærmere i forbindelse med fig. 45.07. Her har vi nederst til venstre tegnet

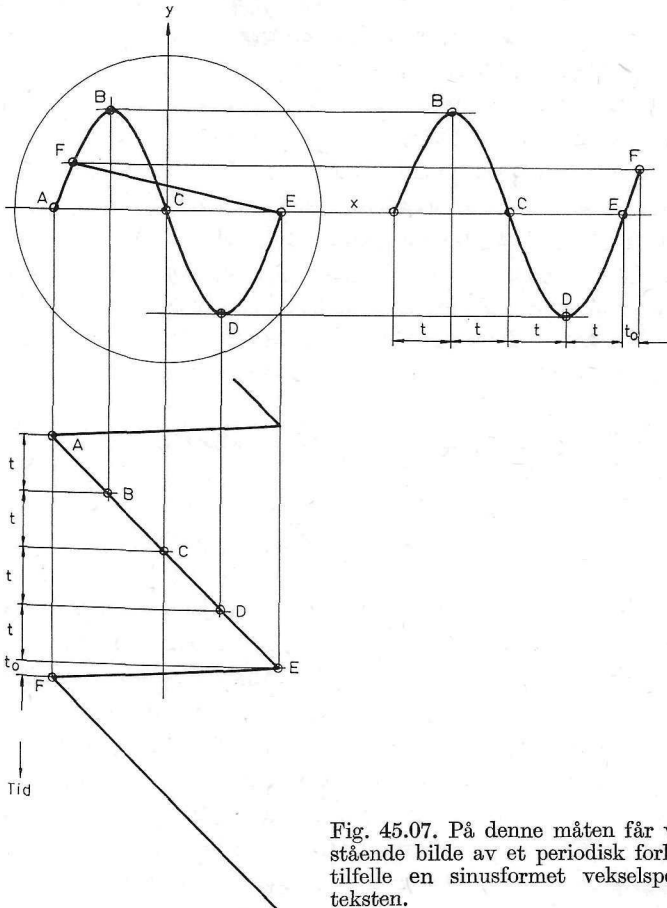


Fig. 45.07. På denne måten får vi et stillestående bilde av et periodisk forløp, i dette tilfelle en sinusformet vekselspenning. Se teksten.

inn en sagtakkspenning som avbøyer strålen i horisontal retning. Til høyre er tegnet en sinusspenning som avbøyer strålen i vertikal retning. I figuren er tegnet inn punkt for punkt den vei elektronstrålens lysfleck vil følge på skjermen. Vi finner bare størrelsen av x- hen-



holdsvis y-spenningen i samsvarende tidspunkter, A, B, C, D, E, F, og får dermed fram den vertikale henholdsvis horisontale avbøying ved disse tidspunkter. Da sweepet foregår uten stans fra venstre til høyre, vil strålen fortsette å tegne opp samme kurve på skjermen, så lenge spenningen vi betrakter ikke endrer kurveform eller frekvens. Vi får altså et stillestående bilde på skjermen.

Det er klart at vi ved å *øke* frekvensen på horisontalsweepet vil få med *mindre* av det periodiske forløpet av sinusspenningen på skjermen, men på den annen side kan vi ved å *redusere* frekvensen på sweepspenningen få med *flere* perioder av sinusspenningen.

I sweepgeneratoren har vi en 2-gangs vender med fire stillinger,  $0_2$ , som kopler om to kondensatorer ( $C_1$  og  $C_2$ ), i oscillatoren. Dermed endrer vi sweepfrekvensen i fire dekadetrinn. Ved hjelp av en variabel motstand ( $P_5$ ), kan vi foreta en fininnstilling av frekvensen innenfor hvert sweepfrekvensområde. De fire sweepfrekvensområdene er følgende:

Frekvensområde 1:	10 Hz — 100 Hz
»	2: 100 Hz — 1 kHz
»	3: 1 kHz — 10 kHz
»	4: 10 kHz — 100 kHz

For at vi skal få et stillestående bilde på skjermen, må sweepfrekvensen være nøyaktig den samme som frekvensen for den spenning vi skal undersøke (se fig. 45.07), eller eventuelt en jevn brøkdel av denne ( $1/2$ ,  $1/3$ ,  $1/4$  osv.). Om sweepfrekvensen avviker aldri så lite fra y-spenningens frekvens (eller en jevn brøkdel av denne), vil den kurven vi får tegnet opp på skjermen vandre i horisontalretningen.

Ved hjelp av fininnstillingsknappen for sweepfrekvensen ( $P_5$ ), er det riktignok mulig å regulere frekvensen manuelt slik at vi får et stillestående bilde, men dette er litt ubekvem. Derfor lar vi som regel målespenningen styre sweeposcillatoren slik at denne synkroniseres med målespenningen. Vi får da et stillestående bilde med enten ett, to, tre eller fire perioder tegnet opp på skjermen. Sweeposcillatoren låses da fast ved en frekvens som står i et visst forhold til målespenningen. Synkroniseringen foretar vi ved at vi tar endel av den forsterkede målespenningen ut over et potensiometer ( $P_6$ ), og

fører den inn på bremsegitteret for sweepposillatorrøret. På den måten tvinger vi oscillatoren til å arbeide på en frekvens som faller sammen med målespenningens frekvens eller er  $1/2$ ,  $1/3$ ,  $1/4$  etc. av denne.

De knapper som oscilloskopet utstyres med blir altså følgende: Fokusering ( $P_3$ ), lysstyrke ( $P_4$ ), vertikal posisjon ( $P_1$ ), horisontal posisjon ( $P_2$ ), forsterking i x-retning (sweepbredde) ( $P_8$ ), forsterking i y-retning ( $P_7$ ), synkroniseringsspenning ( $P_6$ ), og finavstemming av sweepfrekvensen ( $P_5$ ). Videre har vi knapper for de to venderne for horisontal sweepfrekvens ( $0_2$ ), og for inn- og utkopling av sweep-oscillatoren ( $0_1$ ).

Se koplingskjemaet, fig. 45.08 på side 522 og 523.

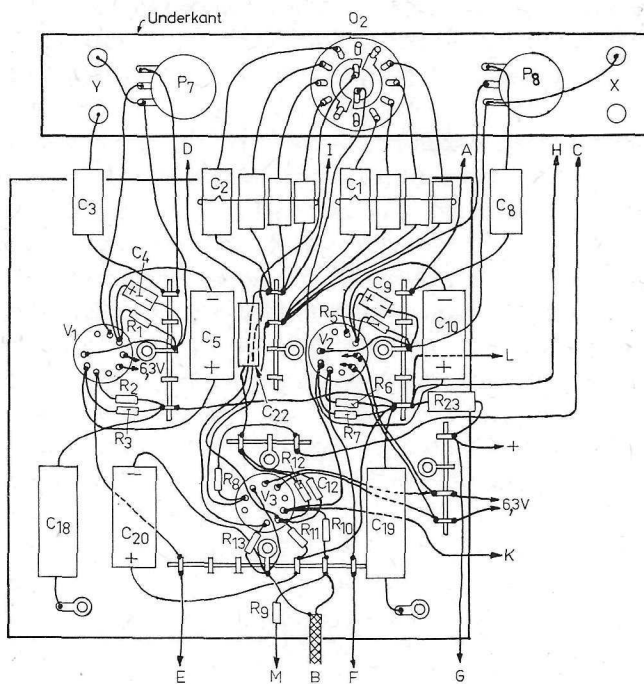
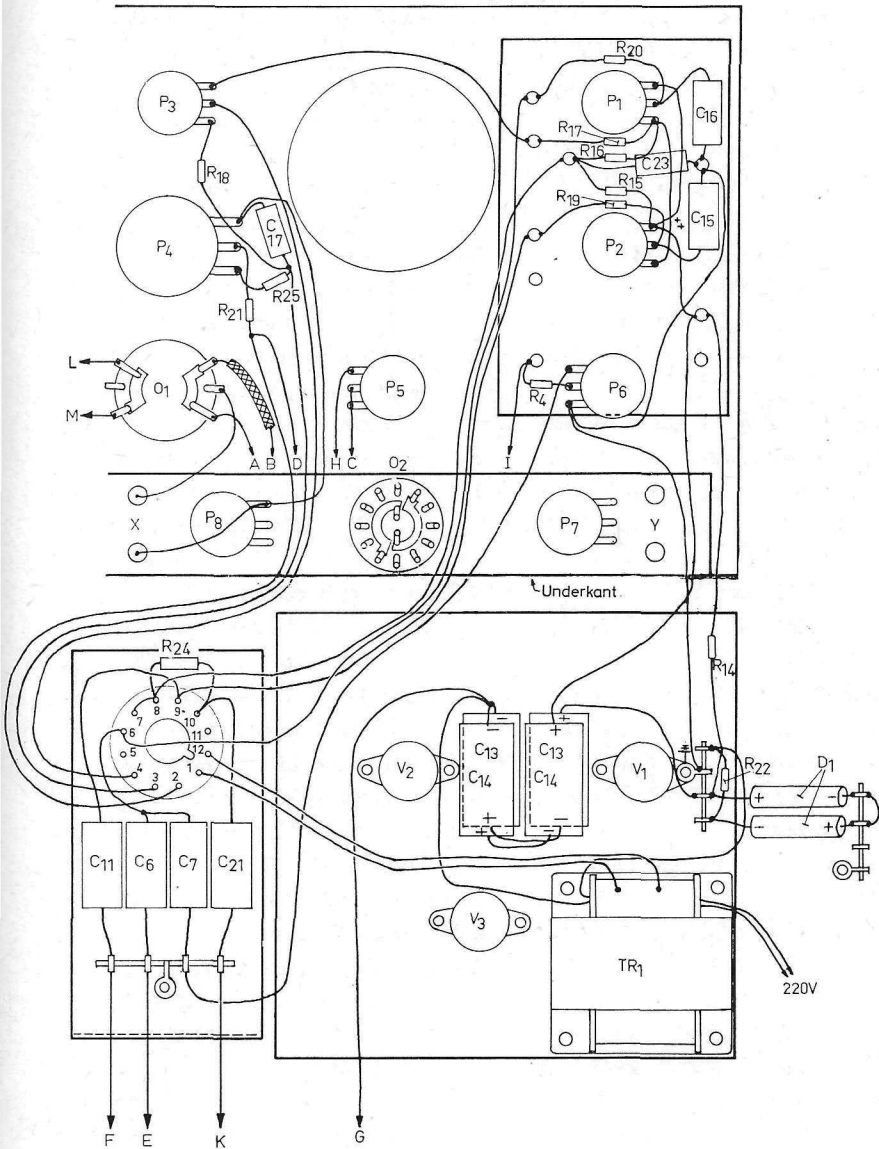


Fig. 45.08. Koplingsskjema for katodestråleoscilloskop ifølge prinsippskjema i fig. 45.06.



**Stykkliste**

- $R_1 = 220 \text{ ohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_2 = R_6 = 15 \text{ kohm}, 1 \text{ W}$   
 $R_3 = R_7 = 25 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_4 = 470 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_5 = 100 \text{ ohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_8 = 0,2 \text{ Mohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_9 = 1 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{10} = 39 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{11} = 68 \text{ kohm}, 1 \text{ W}$   
 $R_{12} = R_{21} = 220 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{13} = R_{15} = R_{16} = 100 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{14} = R_{25} = 47 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{17} = 500 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{18} = 150 \text{ kohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{19} = R_{20} = R_{24} = 2,2 \text{ Mohm}, \frac{1}{2} \text{ W}$   
 $R_{22} = 1 \text{ kohm}, 1 \text{ W}$   
 $R_{23} = 500 \text{ ohm}, 2 \text{ W}$   
 $C_1 = 50 \text{ nF}, 5 \text{ nF}, 1 \text{ nF}, 100 \text{ pF}, 350 \text{ V}, \text{ papir}$   
 $C_2 = 0,25 \mu\text{F}, 30 \text{ nF}, 5 \text{ nF}, 300 \text{ pF}, 350 \text{ V papir}$   
 $C_3 = C_8 = 0,27 \mu\text{F}, 350 \text{ V}, \text{ papir}$   
 $C_4 = C_9 = 100 \mu\text{F}, 12 \text{ V}, \text{ el.lytt.}$   
 $C_5 = C_{10} = 32 \mu\text{F}, 350 \text{ V}, \text{ el.lytt.}$   
 $C_6 = C_7 = C_{11} = C_{21} = C_{23} = 0,1 \mu\text{F}, 850 \text{ V}, \text{ papir}$   
 $C_{12} = 50 \text{ pF}, 350 \text{ V}, \text{ keramisk}$   
 $C_{13} = C_{14} = 4 \text{ stk. } 16 \mu\text{F}, 450 \text{ V e.lytt. (seriekoplet to og to)}$   
 $C_{15} = C_{16} = C_{17} = 50 \text{ nF}, 500 \text{ V}, \text{ papir}$   
 $C_{18} = C_{19} = 1 \mu\text{F}, 350 \text{ V}$   
 $C_{20} = 16 \mu\text{F}, 450 \text{ V}, \text{ el.lytt.}$   
 $C_{22} = 0,1 \mu\text{F}, 400 \text{ V}, \text{ papir}$   
 $P_1 = P_2 = P_6 = P_7 = P_8 = 1 \text{ Mohm pot.m. lineære}$   
 $P_3 = 0,5 \text{ Mohm}, \text{ pot.m. lineært}$   
 $P_4 = 50 \text{ kohm}, \text{ pot.m. trådviklet}$   
 $P_5 = 2 \text{ Mohm pot.m. lineært}$   
 $D_1 = 2 \text{ stk. enveislikerettere}, 500 \text{ V}, 30 \text{ mA}, \text{ koplet i serie}$   
 $TR_1 = \text{nettransformator } 2 \times 250 \text{ V}, \text{ seriekoplet til } 500 \text{ V}, 6,3 \text{ V til glødn.}$   
 Katodestrålerør DG7—31/01  
 $V_1 = V_2 = V_3 = \text{EF184}$   
 $O_1 = 2 \times 2\text{-still. vender}$   
 $O_2 = 2 \times 4\text{-still. vender}$   
 1 stk. rørholder 12 pins til DG7—31/01  
 3 stk. rørholdere, 9 pins.  
 4 stk. bananbøssinger  
 1 mm båndjern,  $80 \times 125 \text{ mm}$ , til å sette som skjerm rundt halsen på DG7—31/01.

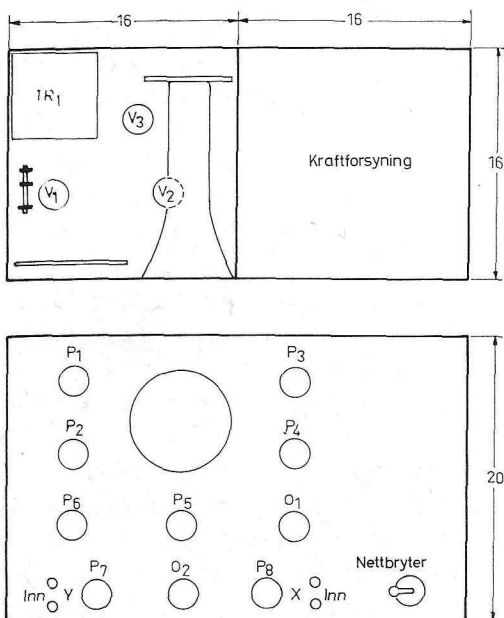


Fig. 45.09. Plasseringstegning for oscilloskopet samt utseendet av frontpanelet.

## Oppbyggingen

Oscilloskopet er bygd opp på en chassisplate på  $16 \times 16$  cm, med et frontpanél på  $16 \times 32$  cm. Skjermen på katodestrålerøret er anbrakt i et hull i frontpanelet. På frontpanelet anbringer vi også alle de kontrollknapper som må være tilgjengelige ved bruken av oscilloskopet.

For å få de nødvendige arbeidsspenninger nytter vi den vanlige kraftforsyningen, som imidlertid er komplettert med et aggregat som gir ca. 600 V anodespenning. Den adderes til den spenningen på 300 V som vi har i den opprinnelige kraftforsyningen. Den totale anodespenningen blir altså 900 V. For den ekstra kraftforsyningen som gir 600 V, nytter vi en vanlig enkel nettransformator med en vikling for  $2 \times 250$  V, og kopleter den slik at vi får 500 V. Denne spenningen likeretter vi med en enkel tørrlikeretter ( $D_1$ ), og filtrerer den med kondensatorene  $C_{13} + C_{14}$ . Forsterkerne og sweepgeneratoren går på den opprinnelige kraftforsyningen med 300 V.



Potensiometrene  $P_1$  og  $P_2$  ligger på et meget høyt positivt potensial i forhold til jord, og vi må derfor montere dem isolert fra chassiset slik at vi ikke risikerer overslag. Spenningen ligger jo her på ca. + 900 V. De komponenter som har denne spenning er derfor montert på en pertinaxplate på innersiden av frontpanélet.

Rørholderen for katodestrålerøret må vi montere på en vinkel av jernplate, og billedrøret monteres med sin forreste kant hvilende i hullet i frontpanélet. Dette hullet har vi på forhånd utstyrt med en «krave» som vist i fig. 45.10 og 45.12. Disse figurene sammen med fig. 45.08 og 45.11 viser plasseringen av komponentene, og av fig. 45.08 og 45.12 ser vi hvordan kontrollene er plassert på frontpanélet.

Det er viktig å huske at de høye sweepspenningene inneholder mange overharmoniske, og derfor må ledninger som fører denne spenningen holdes borte fra y-forsterkerens ledninger på inngangen.

For å hindre at brumfelter fra nettransformatoren og nettdrosselen skal påvirke elektronstrålen i katodestrålerøret, er det nødvendig å anbringe en 80 mm lang sylinder av bløttjern omkring halsen på katodestrålerøret.

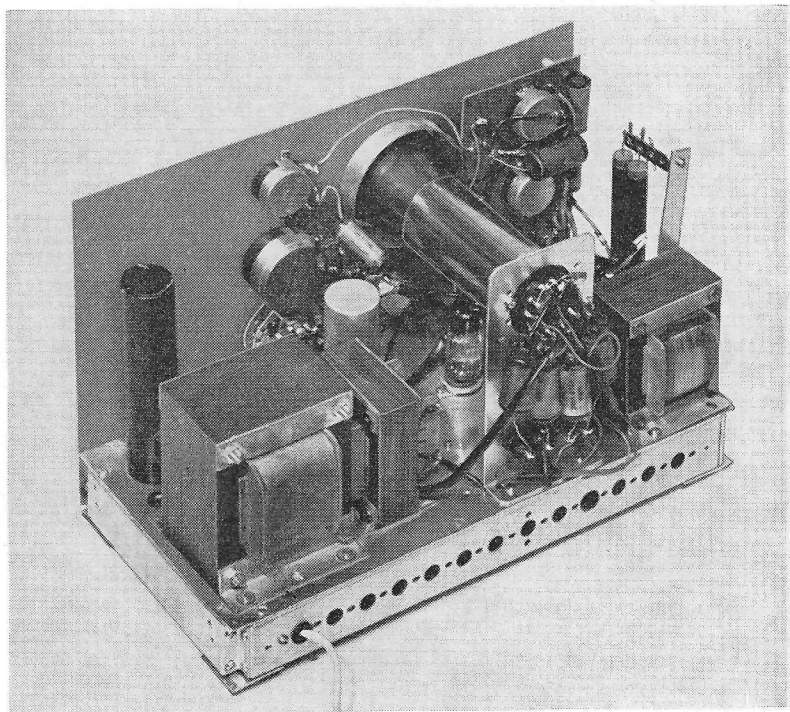


Fig. 45.10 a. Oscilloskopet sett bakfra.

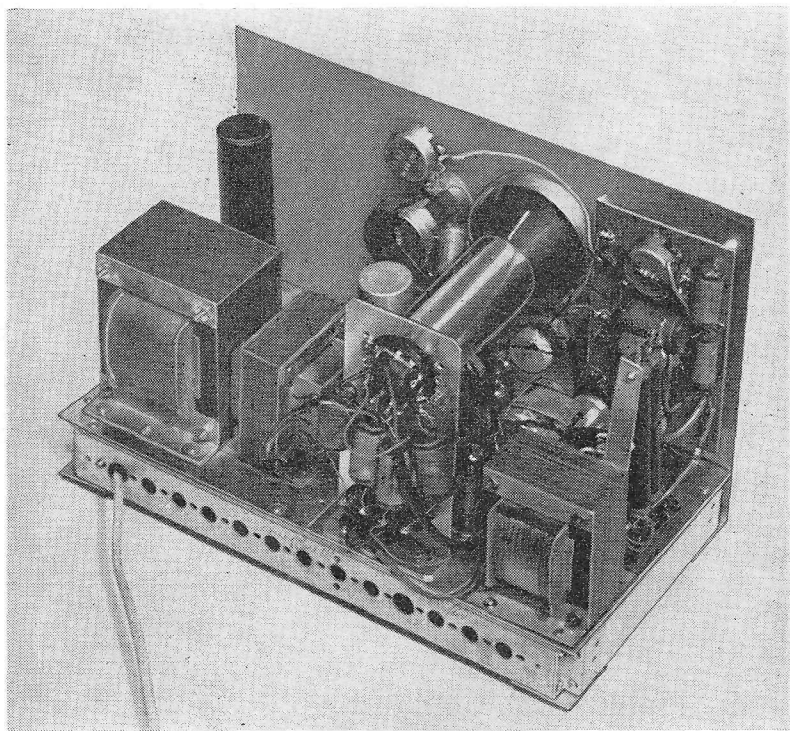


Fig. 45.10 b. Oscilloskopet sett bakfra.

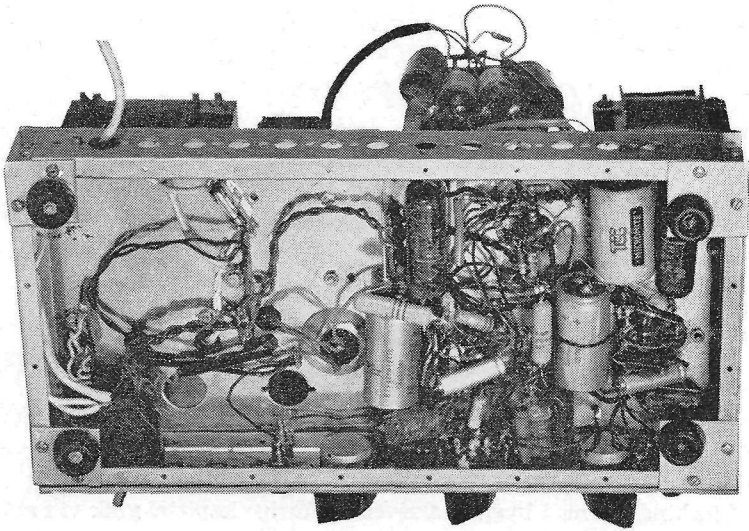


Fig. 45.11. Oscilloskopets chassis sett fra undersiden. Til høyre chassiset for kraftforsyningen, til venstre chassiset for forsterkere m. m.

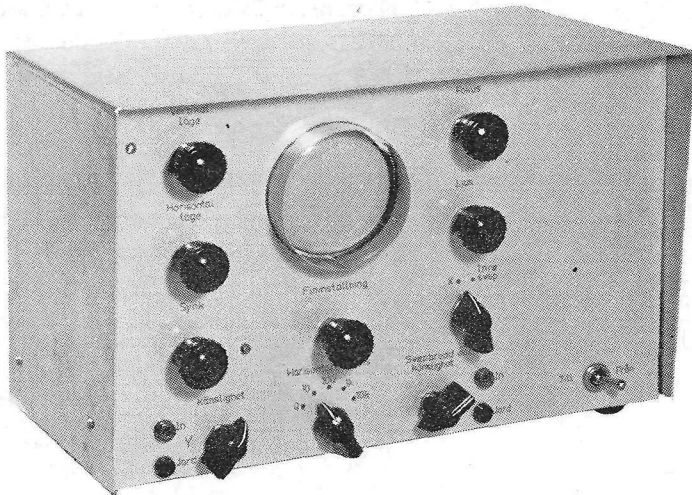


Fig. 45.12. Det ferdige oscilloskopet.

## MÅLINGER MED OSCILLOSKOP

I forrige kapittel gikk vi gjennom hvordan vi selv kan bygge et enkelt oscilloskop. Her skal vi nå vise hvordan vi kan anvende dette meget nyttige instrumentet for ulike typer av målinger og kontrollprøver.

I forbindelse med byggebeskrivelse i forrige kapittel gikk vi i store trekk gjennom virkemåten for et oscilloskop. Der viste vi også hvordan det er mulig ved hjelp av oscilloskopet å anskueliggjøre et periodisk forløp av en spenning, dvs. et forløp som stadig gjentar seg. Vi viste hvordan vi kunne få et stillestående bilde av dette forløpet, fordi vi i oscilloskopet har en elektronstråle uten treghet som stadig tegner opp igjen det samme bilde. Dette at vi i detalj kan studere et periodisk forløp, er uten tvil den nyttigste anvendelsen av oscilloskopet.

### Undersøkelse av vekselspenningers kurveform

Fremgangsmåten blir følgende: Til y-forsterkeren på oscilloskopet kopler vi den spenningen vi vil undersøke. Den må være minst 0,2 V. Amplituden på den kurven vi får tegnet inn på billedrøret, stiller vi inn med «følsomhetskontrollen»  $P_7$ . Ved å stille inn en passende

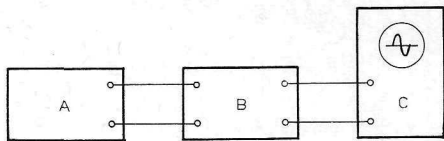


Fig. 46.01 Kopling for å undersøke distorsjonen i en forsterker. A = tonegenerator, B = forsterker og C = oscilloskop. Over utgangen på forsterkeren må vi kople en passende belastningsmotstand,  $R_1$  (ikke vist på fig.).

sveepfrekvens og å regulere  $P_s$  til en passende synkroniseringspenning, får vi et stillestående bilde på skjermen. Dette viser da kurveformen på den vekselspanning vi undersøker. Her kan vi se direkte om signalet er forvrengt.

I fig. 46.01 viser vi oppkoplingen for å prøve en LF-forsterker med oscilloskopet. En tonegenerator koples til inngangen på den forsterkeren vi skal undersøke. Vi kopler en passende belastningsmotstand,  $R_1$ , over utgangsklemmene på forsterkeren, og forbinder oscilloskopets y-forsterkerinngang direkte parallelt med denne. Som belastning kan vi naturligvis også nytte en passende høyttaler for forsterkeren.

Vi kan også kople oscilloskopet til andre steder i forsterkeren, i anodekretsen eller gitterkretsen for slutrøret, driverrøret eller forrøret. Ved å gå systematisk fram kan vi på den måten lete oss fram til et sted i forsterkeren hvor forvrengningen oppstår.

### Ulike typer av distorsjon

I fig. 46.02—46.04 er gitt eksempler på ulike typer av distorsjon som kan oppstå i en lavfrekvensforsterker. I fig. 46.02 a og b er vist den kurveformen vi får ved 10 % distorsjon når den 2. harmoniske

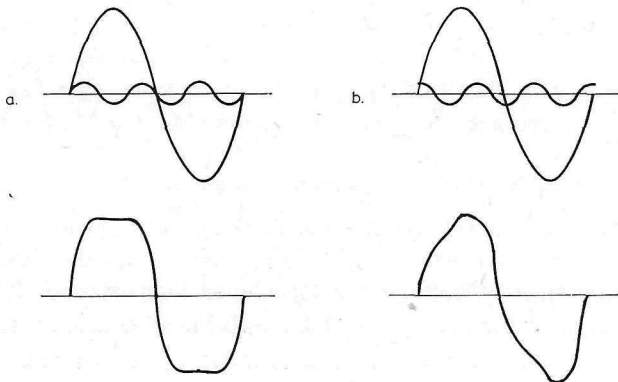


Fig. 46.02. Kurveformen for en forvrengt sinusspenning når distorsjonen er 10 % og skyldes 2. harmonisk frekvens. a) og b) viser distorsjonen ved de to ulike faseforholdene mellom grunnfrekvens og 2. harmonisk.



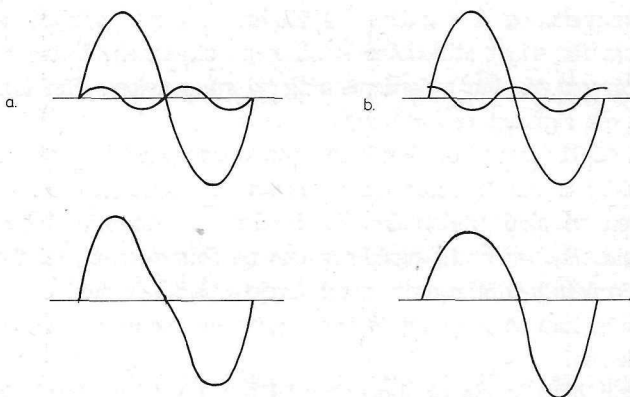


Fig. 46.03. Kurveformen for en forvrengt sinusspenning når vi har 10 % distorsjon på grunn av 3. harmonisk frekvens. a) og b) viser distorsjonen for to ulike faseforhold mellom grunnfrekvens og 3. harmonisk.

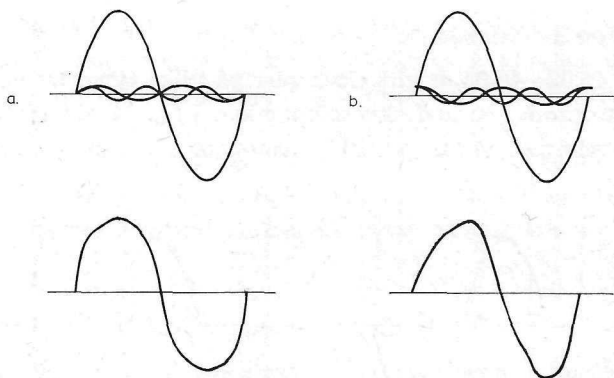


Fig. 46.04. Kurveformen for en forvrengt sinusspenning når vi har 10 % distorsjon på grunn av like bidrag av 2. og 3. harmonisk frekvens. a) og b) viser distorsjonen ved to ulike faseforhold mellom grunnfrekvens og overharmoniske

er dominerende ved ulike faseforhold mellom grunnfrekvens og 2. harmonisk frekvens. I fig. 46.03 a og b har vi vist kurveform ved 10 % distorsjon på grunn av dominerende 3. harmonisk frekvens og ved ulike faseforhold mellom de to frekvensene, og til slutt i fig. 46.04 a og b er vist hvordan kurveformen blir når vi har både 2. og 3. harmoniske frekvenser sammen med grunnfrekvensen og

distorsjonen er 10 %, også her ved to ulike faseforhold mellom frekvensene. I alle figurer har vi øverst vist de frekvenskurvene signalet er sammensatt av, og nederst hvordan dette signalet tar seg ut på oscilloskopskjermen.

Disse bildene kan det være nyttig å huske når vi skal undersøke LF-forsterkere, idet de kan være til hjelp når vi skal avgjøre hva slags distorsjon vi har.

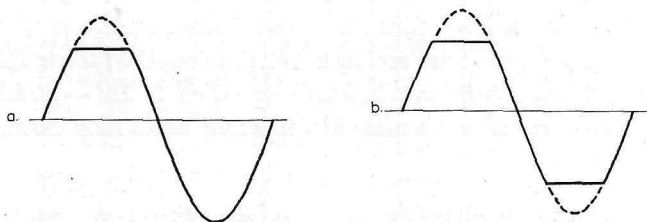


Fig. 46.05. Ved overstyring av en forsterker klippes den ene (a), eller begge (b), toppene av sinuskurven. Dette gir høy distorsjon (20—30 %).

En sinussvingning som blir klippet på den måten vi har vist i fig. 46.05 a, kan ha sin årsak i feil gitterforspenning (eventuelt basisforspenning), i et trinn av en push-pull-koplet forsterker. Slik distorsjon, om enn mer utpreget, kan også skyldes at det ene røret (eventuelt transistoren), er satt helt ut av funksjon i et push-pull-koplet sluttrinn.

Er begge toppene i en sinuskurve klippet (se fig. 46.05 b), kan vi gå ut fra at vi har en kraftig overstyring av forsterkeren. Signalspenningen er da så høy at den ene halvperioden fører røret i cut-off, dvs. røret blir blokkert ved den negative halvperioden, mens den andre halvperioden fører til positiv gitterforspenning slik at vi får gitterstrøm i røret og derav likeretting. En slik måleoppkopling kan vi altså også nytte til å avgjøre hvor høyt nivå inngangssignalet på forsterkeren kan ha før distorsjonen blir for kraftig. Vi øker da inngangsnivået etter hvert til vi får en distorsjon av de typer som er vist i fig. 46.02—46.05. Deretter kan vi ved hjelp av et rørvoltmeter måle hvor stort inngangsnivået er, og altså direkte angi den største tillatte verdi på inngangssignalet.

## Frekvensgang

Med den samme koplingen av instrumentene kan vi også undersøke hvor forsterkingen begynner å avta i en forsterker ved høye og svært lave frekvenser. Vi varierer da frekvensen av den påtrykte spenningen og observerer det forsterkede signalet. Vi vil da umiddelbart se når amplituden begynner å avta. Det er da naturligvis en forutsetning at nivået av inngangssignalet holdes konstant når frekvensen varieres, og vi må også forutsette at forsterkingen i oscilloskopets y-forsterker er konstant i det frekvensområdet vi undersøker. Y-forsterkeren i det oscilloskopet vi behandlet i forrige kapittel har en rett frekvenskurve innenfor området 20 Hz — 20 kHz, og kan altså nyttes til denne målingen innenfor dette frekvensområdet.

## Måling av vekselspenning

Det er klart at oscilloskopet også kan nyttes til å måle størrelsen av en vekselspenning. Forutsetningen for dette er at oscilloskopet er kalibrert på en eller annen måte, slik at vi vet hvor stor avstand mellom positiv og negativ topp som tilsvarende for eksempel 1 V, 10 V eller 100 V når potensiometret  $P_7$  er innstilt på full forsterking, 1/10 av full forsterking eller 1/100 av full forsterking. Kalibreringen utfører vi med en vekselspenning som vi kjenner størrelsen av. Vi måler da ganske enkelt avstanden mellom positiv og negativ topp i vertikal retning. Denne avstanden er  $2,8 \times$  effektivverdien av den spenningen vi fører inn på oscilloskopet. 0,35 V effektivverdi av den påtrykte spenningen gir altså 1 V peak-peak (forkortes:  $1 V_{p-p}$ ) på skjermen, 3,5  $V_{\text{eff}}$  gir 10  $V_{p-p}$  og 35  $V_{\text{eff}}$  gir 100  $V_{p-p}$ .

## Måling av frekvens

Frekvensmåling ved sammenlikning med kjent frekvens kan vi lett utføre om vi har et oscilloskop. Vi kopleter da den ukjente frekvensen inn på y-forsterkerens inngang og en vekselspenning av kjent frekvens på x-forsterkerens inngang. I dette tilfelle må vi slå av sweepgeneratoren, og gå direkte inn på x-forsterkeren med den kjente frekvensen. Vi får da en såkalt *Lissajousfigur* på skjermen, og

denne kan fortelle oss forholdet mellom de to frekvensene. I fig. 46.06 er vist hvordan vi kan konstruere denne figuren når vi har samme frekvenser på x- og y-forsterkeren. I fig. 46.07 har vi også samme frekvens, men et annet forhold mellom fasene for de to frekvensene. I fig. 46.08 er vist tilsvarende figur når frekvensen på x-platene er nøyaktig dobbelt så stor som på y-platene.

En Lissajousfigur i form av en sirkel eller en rett linje ifølge fig. 46.06 og 46.07 indikerer altså at vi har samme frekvens på x- og y-platene. Denne metode for å avgjøre når to frekvenser er nøyaktig like, nytter vi alltid ved meget nøyaktige målinger med utgangspunkt i en omhyggelig kalibrert vekselspenningskilde. I fig. 46.09 er vist et bilde fra en kontrollstasjon hvor det foretas frekvenskalibrering med den metoden vi nettopp har omtalt.

I de tilfelle hvor de to frekvensene avviker fra hverandre, får vi andre typer av Lissajousfigurer. I fig. 46.10 har vi satt opp figurer for noen ulike forhold mellom frekvensen for de spenninger som er påtrykt x- henholdsvis y-forsterkeren i et oscilloskop. Avhengig av faseforholdene kan vi få figurer som ser litt ulike ut. Ved å se etter hvor mange sløyfer i en Lissajousfigur som tangerer en vertikal og en horisontal tangent til figuren, kan vi lett bestemme forholdet mellom frekvensene for den vertikale og den horisontale spenningen,  $f_y$  henholdsvis  $f_x$ . Vi har nemlig forholdet:

$$f_x = f_y \times n_v/n_h$$

$n_v$  er antallet sløyfer som når en vertikal tangent, og  $n_h$  er antallet som når en horisontal tangent. Se fig. 46.11.

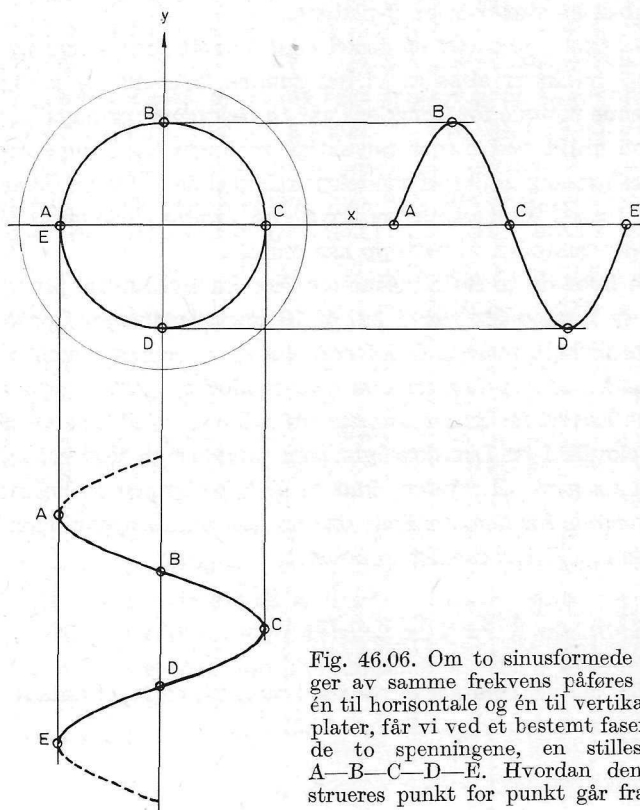


Fig. 46.06. Om to sinusformedede vekselspenninger av samme frekvens påføres et oscilloskop, én til horisontale og én til vertikale avbøyningsplater, får vi ved et bestemt faseforhold mellom de to spenningene, en stillestående sirkel,  $A-B-C-D-E$ . Hvordan denne figur konstrueres punkt for punkt går fram av figuren.

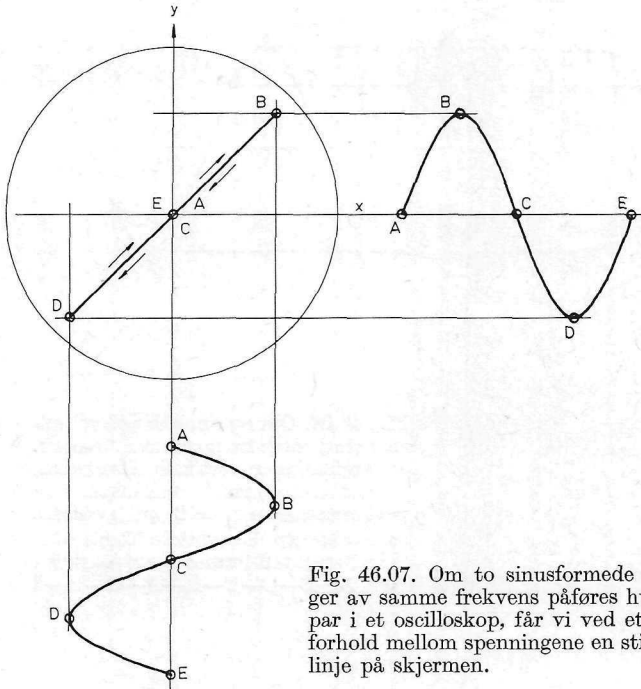


Fig. 46.07. Om to sinusformedede vekselspenninger av samme frekvens påføres hvert sitt platepar i et oscilloskop, får vi ved et bestemt faseforhold mellom spenningene en stillestående rett linje på skjermen.



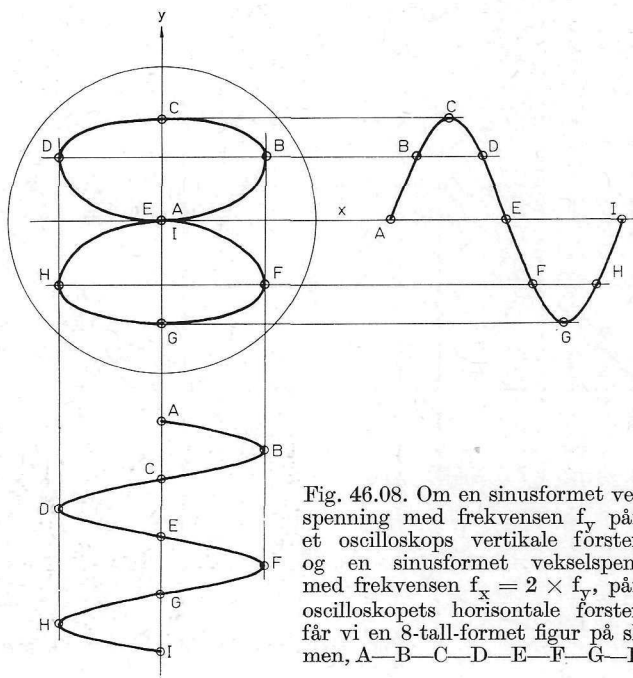


Fig. 46.08. Om en sinusformet vekselspenning med frekvensen  $f_y$  påføres et oscilloskops vertikale forsterker, og en sinusformet vekselspenning med frekvensen  $f_x = 2 \times f_y$ , påføres oscilloskopets horisontale forsterker, får vi en 8-tall-formet figur på skjermen, A—B—C—D—E—F—G—H—I

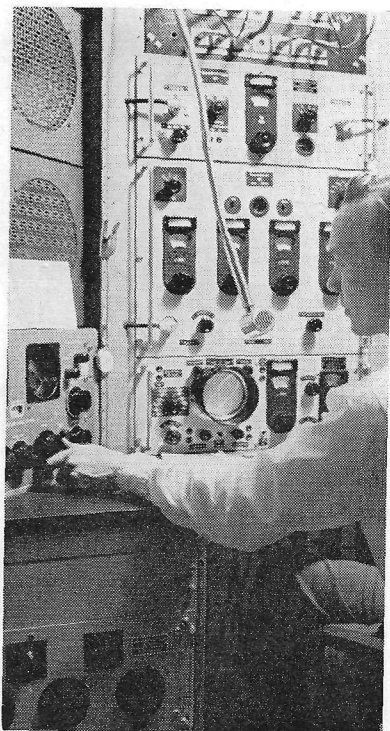


Fig. 46.09. Ved nøyaktig frekvenskontroll pleier vi å sammenlikne den ukjente frekvensen med en frekvensnormal ved hjelp av et oscilloskop, for å avgjøre når frekvensene er nøyaktig like. Her er vist et interiør fra en slik kontrollstasjon.

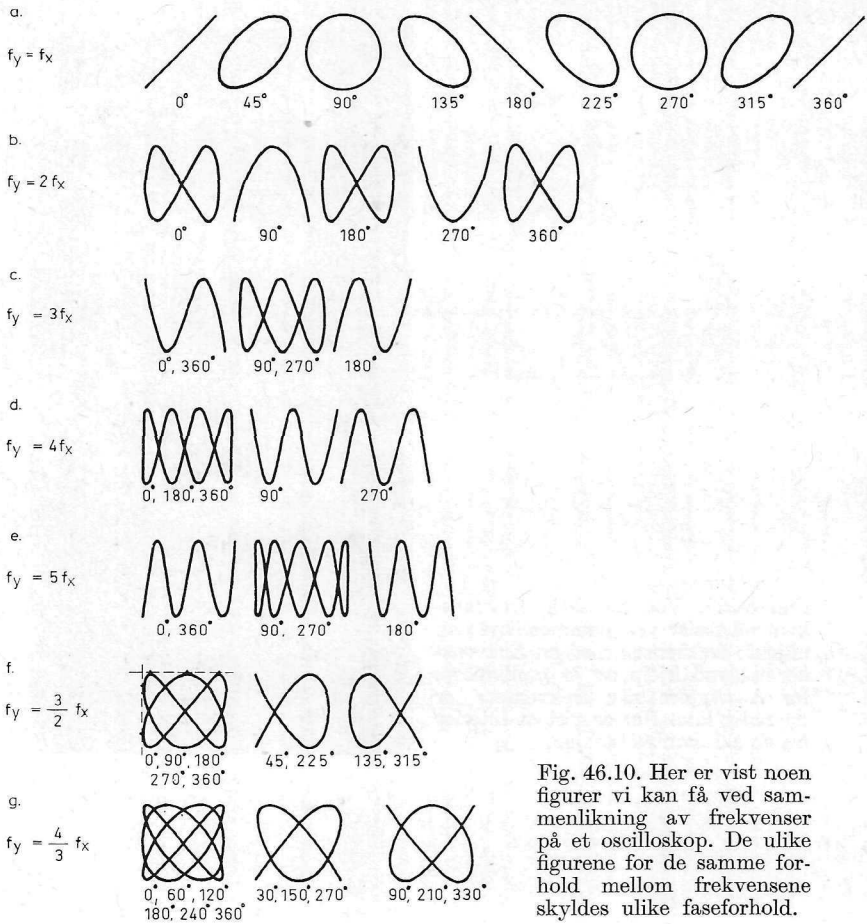


Fig. 46.10. Her er vist noen figurer vi kan få ved sammenlikning av frekvenser på et oscilloskop. De ulike figurene for de samme forhold mellom frekvensene skyldes ulike faseforhold.

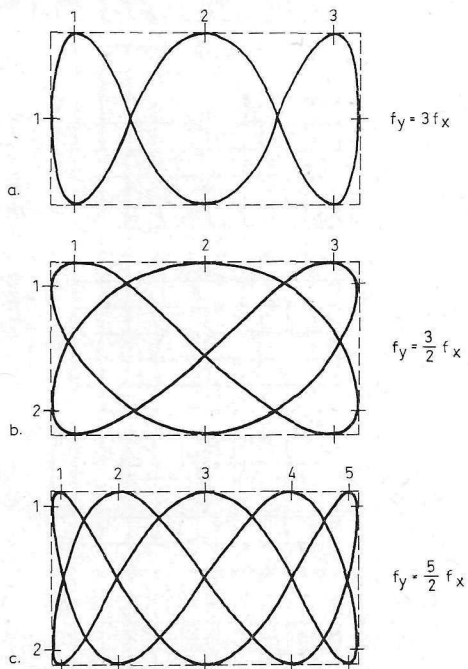


Fig. 46.11. Ved å finne ut hvor mange sløyfer i en Lissajous-figur som tangerer en horison-tal og en vertikal tangent til figuren, kan vi på den viste måten finne forholdet mellom frekvensene. Faseforholdene må da være slik at vi får sløyfer i figuren.

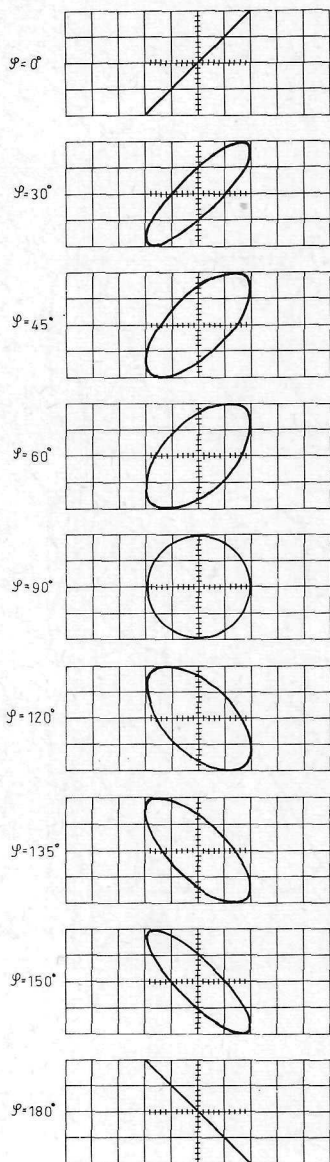


Fig. 46.12. Avhengig av faseforholdet mellom to sinusformedede vekselspenninger med nøyaktig samme frekvens får vi ulike Lissajousfigurer på skjermen. Her er vist noen eksempler.

## Bestemmning av faseforskyvning

Med oscilloskopet kan vi også lett måle faseforskyvningen mellom to spenninger av nøyaktig samme frekvens, for eksempel inn- og utgangsspenningen i en forsterker. Vi kopleter da den ene spenningen til y-forsterkeren og den andre til x-forsterkeren. Forholdet mellom faseforskyvning og den figur vi får på skjermen i det tilfelle at avbøyningen er like stor av begge spenninger, er vist i fig. 46.12.

Fig. 46.13. Faseforholdet mellom to sinusformede vekselspenninger med eksakt samme frekvens kan vi finne ved å måle avstandene  $a$  og  $a'$  eller  $b$  og  $b'$  på billedskjermen. Fasevinkelen  $\varphi$  mellom de to spenningene får vi da av forholdet  $\sin \varphi = a'/a = b'/b$ .

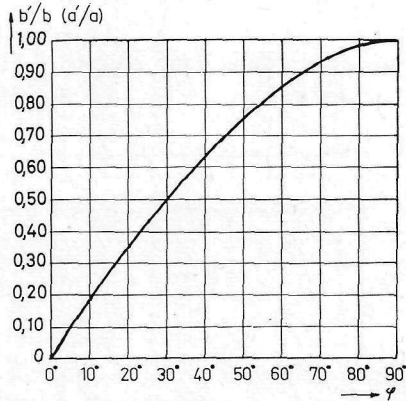
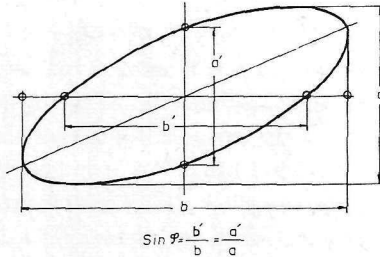


Fig. 46.14. Diagram for å bestemme faseforskyvningen  $\varphi$ .



### *Målinger med oscilloskop*

Hvordan vi bestemmer fasevinkelen mellom to spenninger av samme frekvens, er vist i fig. 46.13. Her bør vi merke oss at forsterkingen ikke behøver å være like stor i x- og y-forsterkeren. Forholdet i fig. 46.13 gjelder uavhengig av hellingen på den opp-tegnede «faseellipsen» på billedrøret.