

Arboga Elektronikhistoriska Förening
www.aef.se

10231

POPULÄR RADIO HANDBÖCKER

**RADIOTEKNISK
HANDBOK
DEL II**

M. HOLMGREN

RADIOTEKNISK HANDBOK

DEL II.

POPULÄR RADIOS HANDBÖCKER

RADIOTEKNISK HANDBOK

Av
Civilingenjör MATS HOLMGREN

DEL II

Nordisk Rotogravyr
Stockholm

NORDISK ROTOGRAVYR, STOCKHOLM 1935

F Ö R O R D

Denna andra del av Radioteknisk Handbok innehåller en rad tillämpningar på de grundläggande beräkningar, som behandlades i första häftet. I första hand har tagits hänsyn till att läsaren skall slippa ifrån djupsinnigare matematisk behandling av de förekommande problemen. Därför kanske vissa beräkningar kunna synas väl summariska, men för praktiskt bruk behöver amatören eller servicemannen knappast större noggrannhet. Med hjälp av de angivna formlerna och kurvorna torde det vara möjligt att hjälpligt behärska de vanligast förekommande kopplingarna i en radiomottagare eller en förstärkare.

För den mera försigkomne radiomannen ha dessa båda häften knappast något nytt att bjuda, men som en sammanfattning av vad som förekommit i svenska och utländska tidskrifter torde de icke sakna en viss betydelse.

Stockholm i juli 1935.

Mats Holmgren.

INNEHÅLLSFÖRTECKNING.

Allmänna synpunkter på dimensionering av radioapparater.	7
Filtrering.	9
Högfrekvensförstärkning.	18
Detektorn.	23
Lågfrekvensförstärkning.	29
Mottagaremätning.	41
Trimning.	45
Felsökning.	49
Selektivitet och ljudkvalitet.	51
Störningar	54

Allmänna synpunkter på dimensionering av radioapparater.

Att rätt dimensionera alla i en radiomottagare eller en förstärkare ingående delar är en svår sak och att utföra konstruktionen fullt matematiskt riktigt på alla punkter torde, åtminstone för amatören, knappast vara möjligt i praktiken. Man måste ju alltid taga hänsyn till kostnader och därför blir konstruktionen i de flesta fall en kompromiss.

Att här gå igenom alla radioapparaters delar och deras dimensionering i detalj låter sig icke göra. Med ledning av de begrepp, som blivit klarlagda i det föregående finnes emellertid alltid möjlighet att på de flesta väsentliga punkter bedöma den ungefärliga utformningen. Bland de delar som förut blivit behandlade ha vi motstånden. I ett föregående kapitel ha angivits beräkningar för deras dimensionering med hänsyn till spänningsfall och effekt. Det bör observeras att vissa läckor kunna bli belastade med både växelström och likström, varvid storleken får väljas efter den sammanlagda effekten. Spänningsfallen räknas emellertid var för sig.

Det är lämpligt att börja dimensioneringsarbetet med nätmatningen och då speciellt de erforderliga filtren i denna del av mottagaren. Även de avkopplingar som fordras komma att beröras. I radioapparaten gäller det att få fram bästa möjliga förstärkning, selektivitet, ljudkvalitet och utgångseffekt med de till buds stående medlen. Selektiviteten och högfrekvensförstärkningen höra intimt samman och komma därför att behandlas samtidigt. Defektorn får sin avdelning och sedan kommer ljudkvaliteten och därmed sammanhängande problem att dryftas i kapitlet om lågfrekvensförstärkning.

Genom diverse konstkopplingar, t. ex. kompenseringar, kan man på billigt sätt uppnå goda resultat, men här kommer endast i fråga tillämpningar av de i föregående del angivna formlerna och beräkningarna på de vanliga sätten att sammanställa en radiomottagare.

För amatören gäller det oftast icke så mycket att med snålast möjliga dimensionering uppnå ett visst resultat utan i högre grad att vid inköp av radiodelar utvälja de lämpligaste som till ett skäligt pris säkerställa apparatens goda funktion. När det är fråga om ett enda eller ett par apparatexemplar är vinsten icke så stor i förhållande till hela kostnaden, att det lönar sig med överdriven sparsamhet i elektriskt hänseende.

Filtrering.

Av en god radiomottagare fordrar man först och främst att den skall vara brumfri eller fri från nätljud, samt att icke önskvärd återkoppling mellan olika strömkretsar ej uppträder eller med andra ord att mottagaren är stabil.

Vi börja med nätfiltret. Det gäller att dimensionera filtreringen av i första hand slutrörets anodspänning så, att brumfrihet här erhålles. Fig. 1 visar en typisk anordning vid en växelströmsapparat och vi skola se efter vilka storlekar som äro lämpliga för drossel och kondensatorer.

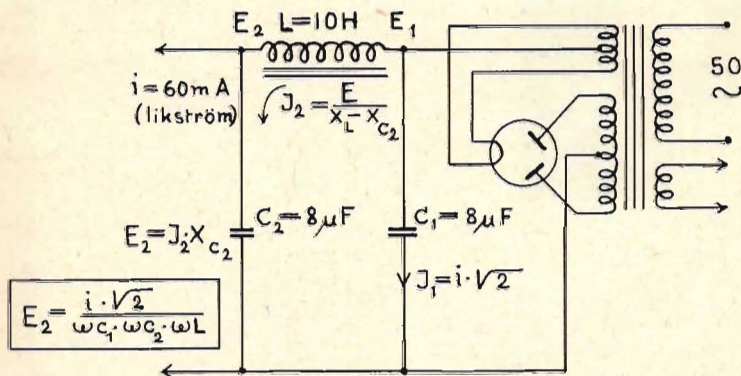


Fig. 1. Exempel på filtrering med drossel och kondensator.

Den växelström som flyter genom den närmast likriktarröret liggande kondensatorn kan i normala fall anses vara i runt tal $\sqrt{2}$

går den likström som tages ut över kondensatorn. Växelspänningen (vågigheten) över denna kondensator C_1 blir då

$$E_1 = I_1 \cdot X_{C_1} = I_1 \cdot \frac{1}{\omega C_1} = i\sqrt{2} \cdot \frac{1}{\omega C_1}.$$

Exempelvis få vi vid en mottagare, som förbrukar 60 mA ur en dubbelsidig likriktare (frekvensen=100 perioder), vid 8 μ F kondensator en vågighet på

$$E_1 = \frac{60}{1\,000} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 8} = 16,8 \text{ volt.}$$

Med 16 μ F kondensator hade vi fått hälften så mycket eller 8,4 volt. Med 8' μ F och enkelsidig likriktning hade resultatet blivit 33,6 volt.

Om vi sedan gå vidare i filtret i fig. 1 och välja C_2 enligt gängse bruk så stor, att praktiskt taget all återstående växelström går genom denna i stället för genom belastningen R (ca 5 000 Ω) kunna vi räkna ut *växel*strömmen genom drosseln L. I praktiska fall är induktiva motståndet i L så stort i förhållande till det kapacitiva i C_2 att det senare ej behöver medräknas. För fullständighets skull skriva vi reaktansen över L och C_2 i serie:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C_2} \text{ ohm}$$

och växelströmmen genom dessa

$$I_2 = \frac{E_1}{\omega L - \frac{1}{\omega C_2}} \text{ amp.}$$

Med värden $L=10$ Henry och $C_2=8$ μ F insatta får man för $E=16,8$ volt

$$I_2 = \frac{16,8}{2 \pi \cdot 100 \cdot 10 - \frac{10^6}{2 \pi \cdot 100 \cdot 8}} = \frac{2,75}{1\,000} \text{ A} = 2,75 \text{ mA.}$$

Denna ström åstadkommer över C_2 en växelspänning

$$E_2 = I_2 \cdot \frac{1}{\omega C_2} = \frac{2,75}{1\,000} \cdot \frac{10^6}{2 \pi \cdot 100 \cdot 8} = 0,55 \text{ volt,}$$

vilket alltså är den efter filtret kvarstående brumspänningen.

För vanligen förekommande värden på filterelementen kan det hela sammanställas till en enkel formel för brumspänningen efter filtret:

$$E_2 = \frac{i \cdot \sqrt{2}}{\omega C_1 \cdot \omega C_2 \cdot \omega L}$$

Med värden på elementen i filtret i fig. 1 insatta få vi brumspänningen

$$E_2 = \frac{60}{1\,000} \frac{\sqrt{2}}{(2\pi \cdot 100)^3 \cdot 8 \cdot 8 \cdot 10} = 0,53 \text{ volt.}$$

I dessa räkningar ha vi ej tagit hänsyn till ohmska motståndet i drosseln och om detta håller sig under ca en femtedel av induktiva motståndets värde behöver man i praktiken ej räkna med detsamma. Däremot spelar drosselns ohmska motstånd stor roll för likströmmens spänningsfall t. ex. i universalapparater för 110 volts spänning. Som synes är det relativt lätt att approximativt räkna ut ett filters verkan och knepet är här som i så många andra fall att hålla isär likströms- och växelströmsförlopp och behandla dem var för sig.

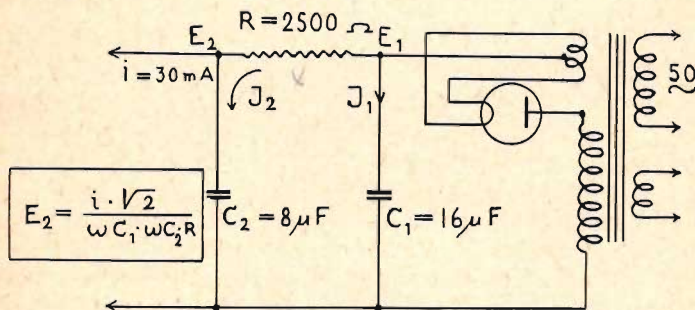


Fig. 2. Exempel på motståndsfiltrering.

Ett annat exempel på ett nätfiler ha vi i fig. 2. Vi antaga oss ha så god tillgång på likspänning att ett motstånd på 2 500 ohm kan användas i stället för drossel. Vi antaga filterkondensatorerna vara på respektive 16 och 8 μ F och taga ut 30 mA likström till mot-tagaren. Hela uträkningens gång blir densamma som i föregående

exempel. Eftersom det är fråga om enkelsidig likriktning blir frekvensen nu 50 perioder.

Växelspänningen över C_1 är

$$E_1 = \frac{30}{1\,000} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 16} = 8,4 \text{ volt.}$$

Impedansen över R och C_2 i serie är

$$X = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} \text{ (observera kvadratisk addition)}$$

och

$$I_2 = \frac{8,4}{\sqrt{2\,500^2 + \left(\frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 8}\right)^2}} = \frac{8,4}{2\,520} = \frac{3,33}{1\,000} \text{ amp.}$$

Spänningen över kondensatorn C_2 blir sedan

$$E_2 = \frac{3,33}{1\,000} \cdot \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 8} = 1,31 \text{ volt.}$$

Denna brumspänning kan även uträknas med tillräcklig precision direkt enligt formeln

$$E_2 = \frac{i\sqrt{2}}{\omega C_1 \cdot \omega C_2 \cdot R} = \frac{30}{1\,000} \frac{\sqrt{2}}{(2\pi \cdot 50)^2 \cdot 16 \cdot 8 \cdot 2\,500} = 1,32 \text{ volt.}$$

Det kinkigaste vid valet av filterelementens värden är att kunna avgöra hur mycket brum vi kunna tillåta. Bäst provar man ut denna sak. Örat och även högtalaren äro betydligt mera känsliga för 100-periodigt än för 50-periodigt brum. Det 25-periodiga brummet kommer aldrig fram i högtalaren på annat sätt än genom 50-periodiga eller 100-periodiga övertoner men kan vid dålig filtrering giva sig tillkänna som distortion. Brumspänningen över högtalaren blir vid en triod som slutrör ca hälften av hela anodspänningens. Vid en pentod kan man tillåta större vågighet hos tillförda spänningen, låt oss säga 3—5 gånger den spänning som tillåtes över högtalaren. Däremot är det mera noga med skärmgallerspänningen i detta fall.

Om anod och skärm ha samma spänning som i fig. 3 a får man alltså göra filtreringen närmast likriktaren bättre, än om man anordnar kopplingen som i fig. 3 b. Med en kondensator på $2\ \mu\text{F}$

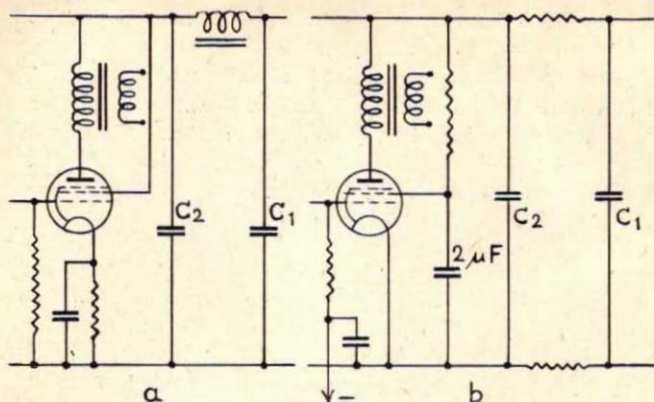


Fig. 3. a) Ingen extra silning förekommer vid skärmgallret. b) Skärmgallerströmmen extra filterad medger sämre anodfiltrering.

mellan skärmgaller och katod får man för de flesta fall tillräcklig brumfrihet. Denna metod att filtrera skärmspänningen bättre än anodspänningen vid en pentod användes ibland i universalapparater, se fig. 4, där man har mycket ont om spänningen och icke har råd att förlora det, som skulle gå bort genom att anodlikströmmen fick flyta genom drosselns ca 200Ω (10 volt vid 50 mA). I detta fall bör C_1

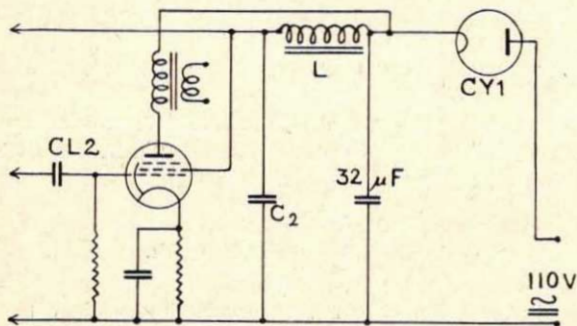


Fig. 4. Metod att använda mindre filterdrossel.

vara minst 16 och helst 32 μF och L och C_2 dimensioneras så att skärmgallret ej får högre brumspänning än några tiondels volt.

Anodspänningen till de rör som föregå slutröret och bära lågfrekvens får ytterligare filtreras. Ju mera förstärkning som följer efter ett rör, desto bättre får filtreringen vara. Detsamma gäller rörens gallerförspänningar. Denna filtrering tjänar samtidigt som avkoppling så att ingen inre återkoppling via spänningskällorna kan uppkomma. Vi skola studera förhållandena i fig. 5.

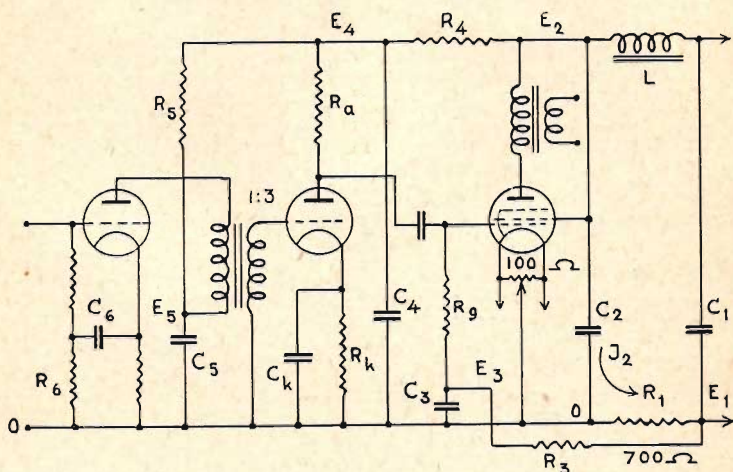


Fig. 5. Olika typer av nätljudsfilter i en lågfrekvensförstärkare.

Först ha vi galler spänningen på slutröret. Vi antaga att I_2 har samma värde 2,75 mA (växelström) som i fig. 1. R_1 med värdet 700 ohm inverkar ej nämnvärt på strömmens storlek. Växelspänningen över R_1 blir

$$I_1 \cdot R_1 = \frac{2,75 \cdot 700}{1\,000} = 1,93 \text{ volt.}$$

Om slutröret antages ha 15 gångers förstärkning skulle vid ofiltrerad galler spänning brummet på högtalaren bliva ca 30 volt. Genom filtret,

bestående av motståndet R_3 och kondensatorn C_3 , kan växelspänningen, som via läckan R_g tillföres gallret, hållas nere tillräckligt.

Om vi fortfarande försumma reaktansen i C_3 i jämförelse med R_3 , kan växelströmmen genom R_3 och C_3 i serie anses bestämmas av R_3 ensamt och brumspänningen E_1 blir då uppdelad i proportion till reaktanserna eller

$$E_3 = E_1 \frac{\frac{1}{\omega C_3}}{R_3} = \frac{E_1}{\omega C_3 R_3}.$$

Välja vi de ganska vanliga värdena $0,2 M\Omega$ och $2 \mu F$ och antaga oss fortfarande ha ett filtersystem samt likriktare enligt fig. 1 fås

$$E_3 = \frac{1,93 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 0,2 \cdot 10^6} = 0,008 \text{ volt},$$

motsvarande ca 0,12 volt på högtalaren. Då denna spänning är av motsatt fas mot den från anodspänningen kommande brumspänningen, kan man i många fall reda sig med mindre värden på R_3 och C_3 i ett fall som detta.

Vi gå nu vidare och betrakta anodspänningen, som tillföres mellersta röret via motståndet R_4 . Även här kunna vi räkna med att brumspänningen E_2 uppdelas och vi få med tillräcklig noggrannhet

$$E_4 = E_2 \frac{\frac{1}{\omega C_4}}{R_4} = \frac{E_2}{\omega C_4 R_4}.$$

Röret är motståndskopplat, och då kunna vi normalt räkna med att den brumspänning som når anoden högst blir en tredjedel å en fjärdedel av det hela. Även här sker en uppdelning mellan rörets inre motstånd och anodmotståndet R_a , vilken noga räknat ger betydligt mindre brumspänning än den tredjedel vi valt, som gäller för anodmotståndet lika med dubbla rörets inre motstånd.

Om E_2 antages ha värdet 0,5 volt och vi filtrera med 25 000 Ω och $2 \mu F$, blir det gallret på slutröret tillförda brummet högst

$$0,5 \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{2 \pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 25\,000} = 0,0053 \text{ volt},$$

som i sin tur motsvarar mindre än 0,1 volt på högtalaren.

Sedan ha vi detta rörs gallerförspanning. Som kopplingen är i fig. 5 ligger kondensatorn Ck mellan katod och »nolla» och på grund av ljudåtergivningen måste den hava en viss storlek, som gör att man knappast behöver tänka på dess verkan för filtreringen. Emellertid antaga vi att röret i fråga förstärker 30 gånger och att $R_a + \text{rörets inre motstånd}$ äro 0,3 M Ω . R_k antages ha värdet 2500 Ω . Brumspänningen mellan katod och nolla (=gallerväxelspänningen) blir utan kondensatorn Ck enligt förut antagna värde i runt tal $0,15 \cdot 10^{-3}$ volt och med kondensatorn $C_k = 4 \mu F$ (upp till 50 μF användes) blir spänningen $25 \cdot 10^{-6}$ volt, vilket på högtalaren ger ca 0,1 volt, som då även ligger fasförskjuten mot övriga brumspänningar.

Föregående rör är transformatorkopplat och anodspänningen får här ytterligare filtreras, vilket sker i R_s och C_s . Spänningen E_4 sättes nu ned till

$$E_s = \frac{E_4}{\omega C_s R_s}.$$

I sämsta fall blir hela denna spänning övertransformerad till andra rörets galler och ett sifferexempel med $R_s = 100\,000 \Omega$ och $C_s = 2 \mu F$ ger oss en brumspänning på andra rörets galler av

$$E_4 \cdot \frac{10^6 \cdot 3}{2 \pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10\,000} = 0,024 E_4,$$

som med förut antagna siffervärden resulterar i ca 0,06 volts störspänning på högtalaren.

Ytterligare en filtrering $R_4 - C_4$ finnes i förstärkaren i fig. 5 och även för denna gäller det att dess dimensionering huvudsakligen bestämmas av återgivningen, varvid filtreringen gratis blir tillräcklig.

Högfrekvensrörens nätspänning behöver icke filtreras så väl som lågfrekvensens. Skärmgallerrörens anodspänning behöver knappast filtreras mera än slutrörets och skärmspänningarna bliva med normal högfrekvent avkoppling tillräckligt filtrerade. Även gallerspänningarna bliva vid riktig behandling ur högfrekvent synpunkt tillräck-

ligt filtrerade. Orsaken till att man kan slippa undan med mindre filtrering på högfrekvenssidan är, att de 100 eller 50 perioderna ej slippa igenom den avstämde förstärkningen. Brumspänningens amplituder få dock ej vara så stora att de åstadkomma modulering i rören.

Härmed ha vi gått igenom det huvudsakliga om filtrering mot brum. Det hjälper emellertid inte enbart att filtrera, ty brummet kan komma på många andra sätt, t. ex. kapacitivt på gallerledningar och induktivt på transformatorer, spolar och drosslar. Erfarenheten lär radiobyggaren bäst att undvika dylika svårigheter.

Högfrekvensförstärkning.

Högfrekvensförstärkningen har i radiomottagare drivits upp ofantligt sedan radions barndom. Nya rör speciellt för ändamålet ha konstruerats och förbättrats från år till år. Med de batteridrivna trioderna fick man nöja sig med högst 20 gångers förstärkning, medan man numera med en modern högfrekvenspentod kan nå upp till ca 1 000 gångers förstärkning i ett steg. Förstärkningen beror dels på rörets egenskaper och dels på det yttre motstånd, som röret arbetar på. Yttre motståndet eller impedansen består oftast av en avstämning krets eller ett bandfilter.

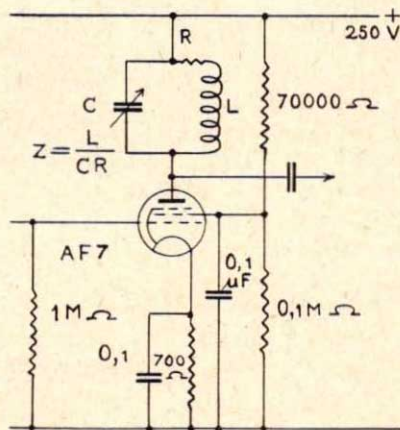


Fig. 6. Principschema för högfrekvensförstärkning med avstämning anodkrets.

Fig. 6 visar principiellt kopplingen för ett högfrekvenssteg. För enkelhets skull har den avstämda kretsen lagts direkt i rörets anodkrets. Röret AF7 har en branthet i arbetspunkten på $S=2,1 \text{ mA/V}$ och förstärkningen är för ett rör med detta höga inre motstånd $> 1,5 \text{ M}\Omega$, brantheten gånger yttre motståndet ($\text{först.} = S \cdot Z$). I detta fall och med en krets på $Z=250\,000 \Omega$ fås $\frac{2,1}{1\,000} \cdot 250\,000 = 525$ gånger. Hade det varit fråga om en mellanfrekvenskrets med ca $400\,000 \Omega$ impedans hade vi fått 840 gångers förstärkning.

Ju större kretsens impedans ($Z = \frac{L}{CR}$) är desto större blir alltså förstärkningen och samtidigt selektiviteten. Vid äldre rör och då speciellt trioderna fick man taga hänsyn till rörets inre motstånd och transformera på lämpligt sätt. Även vid de moderna rören förekommer transformering men av andra orsaker. Egentligen skulle här vara nedtransformering på grund av rörets höga inre motstånd men då skulle anod-katodkapaciteten hos röret bli uppmultiplikerad med kvadraten på omsättningstalet och komma att ligga parallellt över den avstämda kretsen. Variationer hos olika rör m. m. skulle då ställa till besvärligheter för enrattsavstämningen. I stället brukar man transformera upp enligt fig. 7 a eller fig. 7 b. Förstärkaren blir mera stabil och inverkan av anodkretsens nollkapaciteter och (i fallet b) av drosseln på avstämningen bli mindre. Vidare inverka de förluster, som skärmade ledningar och drosseln skulle införa, mindre. Vid omsättningen 1:3 blir extra nollkapaciteten 9 gånger mindre. Förstärkningen blir vid normalt utförande och måttligt omsättnings-tal i det närmaste oförändrad.

Vi förutsätta att drosseln i fig. 7 b, som högfrekvent sett ligger parallellt över en del av L i svängningskretsen LC, ej får inverka på kretsens induktans mer än 0,2 % i sämsta fall och göra ett överslag på hur stor den bör vara. L är störst, $1\,800 \mu\text{H}$, för våglängds-området 700—2 000 m. Transformeringen sättes till 1:2. En drossel liggande direkt över kretsen skulle ha storleken $\frac{100}{0,2} 1\,800 = 900\,000 \mu\text{H}$. Transformeringen gör att den endast behöver vara en fjärdedel så stor, nämligen $225\,000 \mu\text{H}$ eller i runt tal 0,2 Henry.

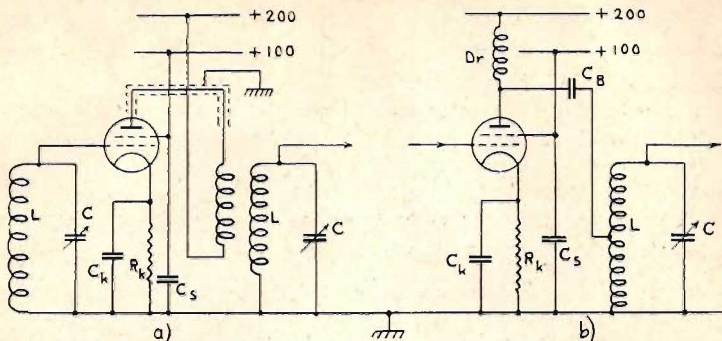


Fig. 7. Exempel på transformering vid högfrekvensförstärkning.

Kondensatorerna C_s och C_k böra även dryftas. C_s har till uppgift att hålla skärmgallrets högfrekvenspotential vid noll. Ett normalt värde är $0,1 \mu F$, vilket vid 2 000 m våglängd (frekvens 150 000) är detsamma som att ca $10,5 \Omega$ kapacitivt ligga mellan skärmgaller och nollspänningsledning. C_k har till uppgift att hålla gallerförspänningen konstant och ur högfrekvenssynpunkt oberoende av anodströmmens växlingar (se fig. 7 a). Vi antaga att spänningen 0,1 volt (högfrekvent växelspanning) inkommer på rürets galler. Om brantheten är 2 mA/V får anodväxelströmmens storlek $2 \cdot 0,1 = 0,2$ mA, som över ett motstånd $R_k = 500 \Omega$ ger växelspanningar mellan katod

och nolla (= mellan katod och galler) av storleken $\frac{500 \cdot 0,1}{1\,000} = 0,05$ volt

förutsatt att ej C_k funnes. Dessa spänningar äro till sin fas motriktade de tillförda 0,1 volten och förstärkningen blir på så sätt nedsatt med nästan hälften. Om nu t. ex. C_k väljes till $0,1 \mu F$, går den högfrekventa strömmen huvudsakligen genom dess kapacitiva $10,5 \Omega$ (vid 2 000 m våglängd) och den icke önskvärda gallerspänningen blir endast

$\frac{0,2 \cdot 10,5}{1\,000} = 0,0021$ volt eller ca 1 % av den tillförda gallerspänningen. Fasen är dessutom förskjuten så att någon nämnvärd förstärkningsminskning kan man knappast tala om. Vid kortare våglängd (högre frekvens) blir förhållandet ännu gynnsammare.

Det är att märka att såväl C_k som C_s böra vara induktionsfria. Vid denna höga frekvens behöves mycket liten induktans för att det induktiva motståndet skall komma upp i en storleksordning, som gör kondensatorernas verkan tvivelaktig.

Att beräkna selektiviteten för en mottagare med ett visst antal kretsar är svårt för den, som icke har möjlighet att mäta upp kretsarna. För överslagsräkningar kan resonanskurvans ekvation i följande form användas:

$$\frac{E_0}{E_1} = \sqrt{\left(\frac{2 \Delta \omega}{\frac{R}{L}}\right)^2 + 1}.$$

E_0 är resonansperiodtalets (vinkelfrekvens ω_0) spänning över kretsen och E_1 är spänningen för ett nära liggande periodtal (vinkelfrekvens ω_1). $\Delta \omega$ är skillnaden mellan ω_1 och ω_0 eller $\Delta \omega = \omega_1 - \omega_0$. R och L äro kretsens högfrekvensmotstånd och induktans.

Har man flera mycket löst kopplade kretsar eller kretsar med rör emellan gäller för t. ex. tre kretsar:

$$\frac{E_0}{E_1} = \left[\sqrt{\left(\frac{2 \Delta \omega}{\frac{R}{L}}\right)^2 + 1} \right]^3$$

eller om kretsarna ha olika konstanter får man helt enkelt multiplicera $\frac{E_0}{E_1}$ för de olika kretsarna.

Som exempel välja vi att jämföra selektivitetstalen för tre kretsar av normal godhet och för två goda kretsar, t. ex. med järnkärna. Medelst mätning i dynatron eller på annat sätt antaga vi oss ha konstaterat att (vid 400 $\mu\mu\text{F}$ kapacitet) $Z = \frac{L}{CR}$ är 30 000 Ω för en av de sämre kretsarna och 100 000 Ω för en av de bättre. $\frac{R}{L}$ blir resp. 66 700 och 20 000. För frekvensskillnaden 9 000 perioder (=

ett stationsavstånd) är $\Delta \omega = 2 \pi \cdot 9\,000 = 56\,500$ och selektivitetstalen i de båda fallen:

$$\frac{E_0}{E_1} = \left[\sqrt{\left(\frac{2 \cdot 56\,500}{66\,700} \right)^2 + 1} \right]^3 = 7,5$$

och

$$\frac{E_0}{E_1} = \left[\sqrt{\left(\frac{2 \cdot 56\,500}{20\,000} \right)^2 + 1} \right]^2 = 5,7.$$

Fastän järnkärnekretsarna giva tre gånger större förstärkning per steg kunna två dylika ej giva samma närselektivitet som tre normala kretsar. Selektivitetstalen för en frekvensskillnad på 45 000 (5 stationsavstånd) bliva resp. 620 och 800 och sålunda äro de två kretsarna här överlägsna. Då det gäller att skilja två närliggande stationer åt skulle det sålunda vara lämpligast att arbeta med de tre sämre kretsarna, men om man skall bli kvitt en stark lokalstation, som breder ut sig mycket över skalan, skulle de två bättre kretsarna göra minst lika god nytta.

Detektorn.

Att matematiskt försöka sig på att bemästra detektorns alla problem är svårt för amatören och därför inskränka vi oss här till att studera förhållandena från mera praktisk synvinkel. Från denna synpunkt kunna vi skilja mellan två olika verkande detektorsystem: anodlikriktning och diodlikriktning. Till den senare hör den vanliga gallerlikriktningen.

Vid *anodlikriktning* begagnar man sig som bekant av gallerspänning-anodströmskurvans krökning vid nedre delen. Alltså böra rör med skarpt krökt karakteristik användas. I allmänhet är det mycket lämpligt att använda motståndskoppling efter en anodlikriktande detektor och därför strävar man att få rör med största möjliga förstärkningsfaktor. Dessa rör ha emellertid relativt litet gallerutrymme och vid fast gallerförspänning har anodlikriktaren därför stor känslighet för överbelastning, vilket resulterar i gallerström som belastar högfrekvenskretsen, som matar röret. Detta undvikas genom att man anordnar automatisk förspänning som i fig. 8. Katodmotståndet väljes så att anodströmmen i vila (utan högfrekvens) blir omkring 0,1 mA. Värdet blir för normala rör 10 000—30 000 Ω . Anodmotståndet R_a bör vara så stort som möjligt för bästa möjliga förstärkning men samtidigt hållas nere för ljudkvalitetens skull. 0,2—0,3 M Ω äro vanligast.

Den på gallret inkommande högfrekvensen förstärkes även i röret och därför bör man efter röret, före nästa lågfrekvensrör, inlänka ett filter bestående av kondensator C och motstånd R eller en drossel (se även fig. 12 i del I, sid. 26). Beträffande dimensioneringen hänvisas till följande kapitel.

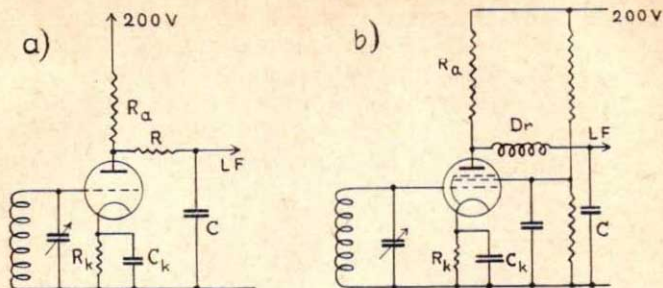


Fig. 8. Exempel på anodlikriktande detektor a) med triod, b) med högfrekvenspentod.

Ett skärmgallerör eller en högfrekvenspentod kan även med fördel användas som anodlikriktande detektor, och då bör man observera att skärmgallerspänningen hålles något under normalt för röret angivet värde och att den uttages över en potentiometer med i förhållande till skärmgallerströmmen stor strömförbrukning.

Anodlikriktaren ger bäst återgivning vid relativt starka signaler och är svår att använda i förening med en behagligt verkande återkoppling. Sedan dioderna kommit i bruk har dess popularitet minskats.

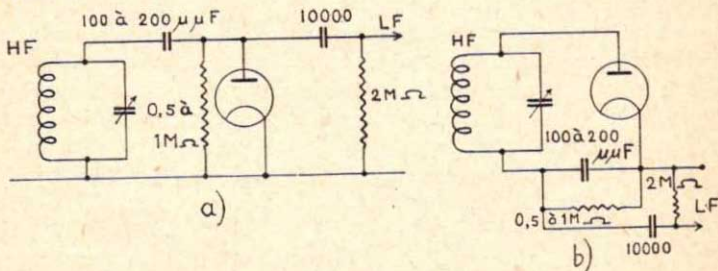


Fig. 9. Diodlikriktning i två utföranden.

Diodlikriktningen är den mest elementära typen av likriktning och gallerlikriktningen är en vidare utveckling av densamma. De resultat.

som man normalt erhåller med olika dioder, äro alla tämligen lika, och man kan därför tala om diodkaraktistikan i allmänhet, varvid det är likgiltigt om den tillhör en diod eller en av elektroderna, t. ex. gallret i en gallerlikriktande detektor.

Fig. 9 visar kopplingen vid diodlikriktning. Utan modulation blir »gallerkondensatorn» (100 à 200 $\mu\mu\text{F}$) uppladdad till högst $\sqrt{2}$ gånger

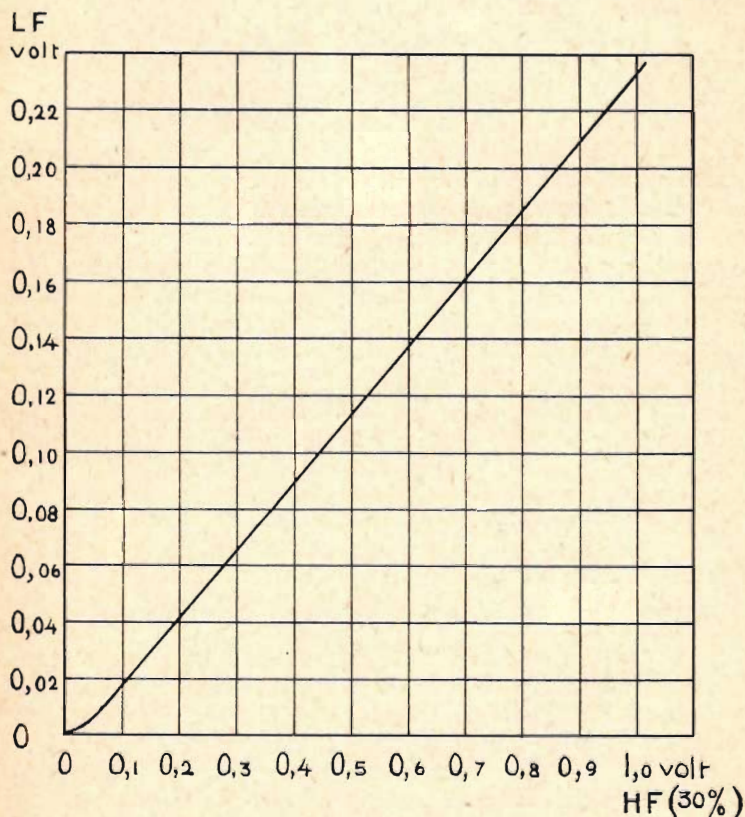


Fig. 10. Likriktningskurva för en diod.

högfrekvensspänningen från kretsen. Denna likspänning finnes alltså över avledningsmotståndet ($0,5$ à $1\text{ M}\Omega$). Moduleras sedan högfrekvensen med t. ex. 30% betyder detta att högfrekvensen ändrar amplitud med 30% av sitt värde. Även spänningen över avledningsmotståndet (»gallerläckan») ändras då i takt med moduleringen med 30% av värdet, d. v. s. för 1 volt omodulerad högfrekvens få vi $0,3 \cdot \sqrt{2}$ volt lågfrekvent amplitud eller $0,3$ volt effektivvärde att föra vidare till lågfrekvensförstärkning. I praktiken blir värdet något lägre tack vare den dämpning, som de ingående motstånden utgör. Fig. 10 visar en upptagen kurva, och enligt densamma skulle spänningen bli ca $0,2$ volt. Vi kunna alltså säga att dioden ger en förstärkning på omkring $0,2$ gånger vid 30% modulering. Kurvan är som synes rätlinig så när som för mycket små amplituder. Maximala amplituden beror på rörets mättningsström och med de vanliga dioderna kunna utan vidare spänningar på 20 volt och mera fås ut för matning av slutröret direkt. Svårigheten ligger endast i att få tillräckligt stor högfrekvensspänning i ett sådant fall.

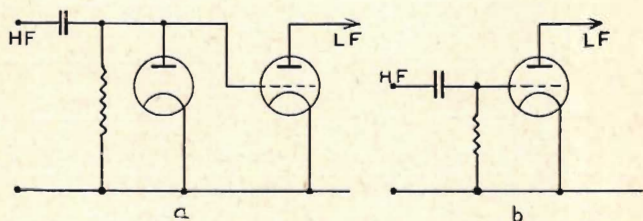


Fig. 11. Gallerlikriktning kan tänkas som en utveckling av diodlikriktning.

Vid gallerlikriktning är största svårigheten att få röret att lämna tillräckligt stora lågfrekvensamplituder utan distortion. Fig. 11 visar hur gallerlikriktningen kan anses vara en utveckling av diodlikriktningen. Här sker både likriktning och förstärkning i samma rör. Gallret arbetar med gallerström och vid stora amplituder får det så stor negativ förspänning på grund av spänningsfallet i läckan att en viss anodlikriktning samtidigt inträder. Denna motverkar galler-

likriktningen och kurvan förlöper icke rätlinigt i sin övre del. Fenomenet brukar populärt kallas att detektorn blir »blockerad». Förstärkningen, som vi få i ett gallerlikriktande detektorrör, är alltså produkten av en diodlikriktares och ett lågfrekvensrörs, t. ex. ca $0,2 \cdot 24 \cdot 3 = 14,4$ gånger för E 424 med efterföljande transformator 1:3, fortfarande med 30 % modulerings. Ett motståndskopplat rör av denna typ skulle alltså enligt fig. 12 knappast kunna ge tillräckligt för utstyrning av ett normalt slutrör.

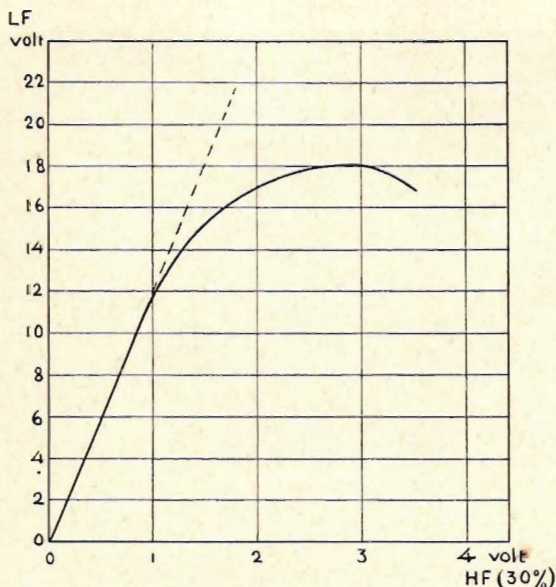


Fig. 12. Kurva för gallerlikriktande detektor (E 424 med transformator 1:3 och 30 % modulerings).

En gallerlikriktande kraftdetektor är utförd med lägre värde på gallerläckan 0,3—0,1 M Ω och bör alltså tåla större amplituder innan anodlikriktning inträder. Dessutom är anodspänning högre än normalt.

Ett skärmgallerrör kan även med fördel användas som gallerlikriktande detektor och då företrädesvis med motståndskoppling. Härvid är att märka att skärmgallerspänningen, som ju i första hand bestämmer anodströmmens storlek, hålles låg. Praktiska värden äro t. ex. för E 446 15—35 volt, varvid anodströmmen håller sig i närheten av 0,5 mA. Lämpliga anodmotstånd äro 0,3—0,1 M Ω . Vid skärmgallerrör bör skärmspänningen uttagas över ett seriemotstånd och icke på en potentiometer. Seriemotståndet gör att skärmspänningen ökar vid ökad högfrekvensamplitud, vilket har till följd att anodlikriktningen inträder senare. Dock brukar det vara svårare att få mjukt verkande återkoppling i detta fall. Även vid gallerlikriktning behöves efter röret ett högfrekvensfilter.

Lågfrekvensförstärkning.

I en mottagares lågfrekvensdel gäller det att samtidigt med god förstärkning åstadkomma att den ljudkvalitet som detektorn levererar bibehålles i möjligaste mån. I första hand skola vi sysselsätta oss med förstärkningens storlek och sedan frekvensförhållandena samt slutrörets anpassning till högtalaren.

Ett rör kan betraktas som en växelströmsgenerator med ett inre motstånd R_i lika med rörets inre motstånd och med en elektromotorisk kraft lika med förstärkningsfaktorn μ gånger gallerväxelspänningen E_g . Anodväxelspänningen E_a blir då om belastningsimpedansen är Z (fig. 13 a):

$$E_a = \mu E_g \frac{Z}{\sqrt{Z^2 + R_i^2}}.$$

För vissa fall, t. ex. vid skärmgallerrör, kan det även vara lämpligt att betrakta röret som en strömkälla med konstant ström (= brantheten S gånger gällerspänningen E_g) verkande på inre motståndet R_i och belastningen Z parallellkopplade (fig. 13 b) eller

$$E_a = S \cdot E_g \frac{Z \cdot R_i}{\sqrt{Z^2 + R_i^2}}.$$

Formlerna äro identiska i det för alla rör gäller att $\mu = R_i \cdot S$.

Är det endast fråga om motståndsförstärkning kan förstärkningen

$f = \frac{E_a}{E_g}$ i de båda fallen sättas

$$f = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} = S \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

om R_a är anodmotståndet (motsvarande belastningen Z i fig. 13.)

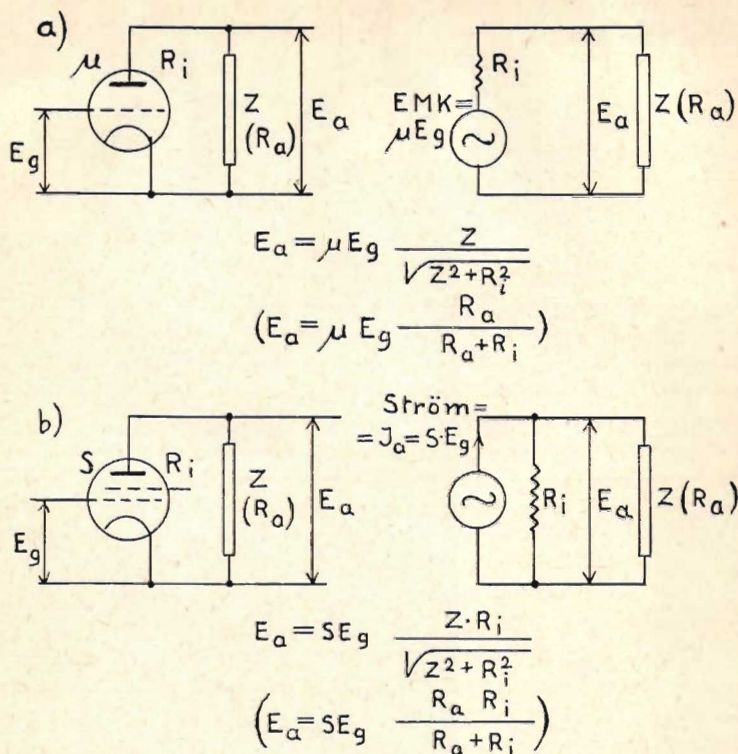


Fig. 13. Beträktelsesätt vid förstärkningsberäkning.

I de flesta fall i praktiken gäller att Z är stort i förhållande till R_i och det är därför mera sällan man vid överslagsberäkningar behöver taga hänsyn till detta. Vid motståndskoppling däremot får man alltid ha med yttre motståndet i beräkningen.

Som exempel välja vi röret E 446 och drosselkoppla detta till ett slutrör (fig. 14). Drosseln antages ha induktansen $L=25$ H och ohmska motståndet R ca 1500Ω , vilka senare kunna försummas för

höga frekvenser. Röret arbetar så att brantheten är 2 mA/V och inre motståndet är 2,2 MΩ. Vi önska veta förstärkningen vid 100, 800 och 5 000 perioder.

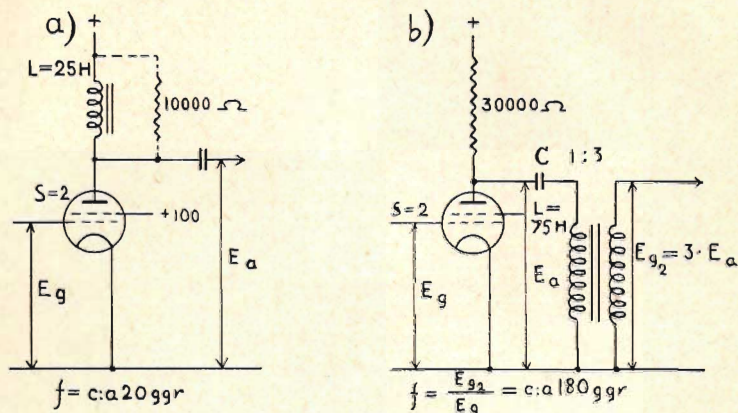


Fig. 14. Exempel på lågfrekvensförstärkning.

1) Vid 100 perioder:

$$f = \frac{E_a}{E_g} = S \cdot \frac{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2} \cdot R_i}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2 + R_i^2}} = \frac{2}{1000}.$$

$$\frac{\sqrt{(2\pi \cdot 100 \cdot 25)^2 + 1500^2} \cdot 220000}{\sqrt{(2\pi \cdot 100 \cdot 25)^2 + 1500^2 + 220000^2}} = \frac{2}{1000} \frac{\sqrt{17000^2 + 1500^2} \cdot 2,2 \cdot 10^6}{\sqrt{17000^2 + 1500^2 + 220000^2}}.$$

I övre rotmärket kan 1500² försummas vid sidan av 17000² och i nämnarens rotmärke kunna de båda första kvadraterna försummas vid sidan av 220000². Förstärkningen blir alltså

$$f = \frac{2}{1000} \cdot \frac{17000 \cdot 2,2 \cdot 10^6}{2,2 \cdot 10^6} = 34 \text{ gånger.}$$

I verkligheten betyder detta att vi försummat inverkan av rörets inre motstånd.

2) Vid 800 perioder:

$$f = \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 800 \cdot 25}{1\,000} = 250 \text{ gånger.}$$

3) Vid 5 000 perioder:

$$\begin{aligned} f &= \frac{2}{1\,000} \cdot \frac{2\pi \cdot 5\,000 \cdot 25 \cdot 2,2 \cdot 10^6}{\sqrt{2\pi \cdot 5\,000 \cdot 2\pi^2 + 2,2 \cdot 10^{62}}} = \frac{2}{1\,000} \cdot \frac{0,785 \cdot 10^6 \cdot 2,2 \cdot 10^6}{\sqrt{0,63 \cdot 10^{12} + 4,85 \cdot 10^{12}}} = \\ &= \frac{2}{1\,000} \cdot \frac{0,785 \cdot 2,2 \cdot 10^6}{2,35} = 1\,460 \text{ gånger.} \end{aligned}$$

I senaste fallet ha vi alltså räknat med rörets inre motstånd, vilket inverkat ca 7 % på resultatet.

Som synes är förstärkningen långt ifrån likformig över hela området och det är alldeles förkastligt att använda en så liten drossel till en högfrekvenspentod. Om vi däremot över drosseln lägga ett motstånd på i detta fall 10 000 Ω få vi vid uträkning en någorlunda jämn förstärkning på 20 gånger över hela frekvensområdet. Även transformatorkoppling efter ett skärmgallerrör är olämpligt om icke utförandet är som i fig. 14 b. Här skulle vi få förstärkningen ca 180 gånger över hela området med transformatorn utförd med 75 H primärinduktans och omsättning 1:3.

I detta sammanhang passa vi på att se efter vilken storlek kondensatorn C i fig. 14 b bör ha för att den vid 100 perioder ej skall ge upphov till avsevärd minskning i förstärkningen. Vi försöka med

$$10\,000 \mu\text{F}. X_L \text{ är } 2\pi \cdot 100 \cdot 75 = 47\,000 \Omega \text{ och } X_C \text{ blir } \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 100 \cdot 10\,000} =$$

160 000 Ω , vilket resulterar i en sänkning av förstärkningen till ca 1/3. Med 0,1 μF skulle sänkningen bli ca 10 % och först med C=0,5 μF kan sänkningen anses vara utan större betydelse. En noggrannare uträkning skulle dock ge vid handen att det med ca 30 000 μF inträder resonans vid 100 perioder och detta förbättrar saken åtskilligt ned till detta periodtal, men sänkningen under 100 perioder blir desto kraftigare.

Vi övergå nu till att studera vilken inverkan kopplingselementen i en lågfrekvensförstärkare ha på framkomligheten för olika frekvenser. Det lågfrekventa området som vi skola förstärka sträcker sig

från 30 à 60 perioder och upp till ca 10 000 och här önska vi möjligast jämn förstärkning av alla frekvenser. Svårast är det att få med de högsta och lägsta frekvenserna ordentligt.

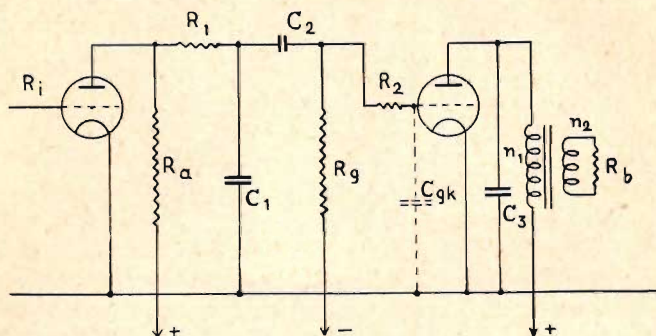


Fig. 15. Exempel på dämpning av högfrekvenser i en förstärkare.

De höga frekvenserna äro känsliga för de parallellkapaciteter som på grund av diverse andra funktioner måste finnas i en koppling. I allmänhet gäller att ju större förstärkning man strävar efter desto svårare är det att ordentligt få med de höga tonerna. I schemat fig. 15 återfinnas en del typiska kopplingselement, som påverka de höga tonerna. Först ha vi kondensatorn C_1 , som dels ligger parallellt över motstånden R_a och R_g och dels ligger efter motståndet R_1 , som t. ex. bildar en högfrekvensspärr efter en detektor. Vi antaga värdena $0.2 \text{ M}\Omega$ och $1 \text{ M}\Omega$ på R_a resp. R_g samt $R_i = 0.3 \text{ M}\Omega$. Tillammans utgöra de två första i runt tal $170\,000 \Omega$. Har nu kondensatorn C_1 värdet $500 \mu\text{F}$, bildar den för 10 000 perioder en kapacitiv parallellimpedans på
$$\frac{10^{12}}{2\pi \cdot 10\,000 \cdot 500} = 31\,500 \Omega$$
 eller något mindre än en femtedel av det ohmska motståndet. Om R_1 är relativt litet betyder detta att första rörets förstärkning för 10 000 perioder är endast omkring femtedelen av vad den skulle vara om C_1 vore borta. C_1 bör alltså vara åtskilligt mindre, exempelvis $50 \mu\text{F}$ ($X_c = 0.3 \text{ M}\Omega$), om den ej avsevärt skall sänka återgivningen av 10 000-tonen. Äro

vi emellertid tvungna att ha C_1 så stor som $500 \mu\text{F}$ och ändå vilja ha fram de högsta tonerna, återstår intet annat än att gå ned med R_a till $50\,000$ à $20\,000 \Omega$ samt utbyta R_1 mot en drossel.

R_1 brukar i många fall givas värdet $20\,000 \Omega$ samtidigt som C_1 är $200 \mu\text{F}$. En frekvens 150 kc/s ($2\,000 \text{ m våglängd}$) blir ganska effektivt stoppad ($X_c = \text{ca } 2\,500 \Omega$) medan $5\,000$ perioder ($X_c = 1,6 \text{ M } \Omega$) blir relativt oberörd med normala värden på R_i , R_a och R_g . $10\,000$ perioder sänkes obetydligt och man kan därför anse att god ljudkvalitet bör kunna bibehållas trots filtret.

Nästa ställe i schemat fig. 15 där de höga tonerna kunna bli lidande är efter motståndet R_2 , som ibland förekommer vid ett slutrör. Tack vare rörets inre kapacitet C_{gk} kan här, vid stora värden på R_2 , en avsevärd dämpning inträda ända ned mot $5\,000$ perioder. C_{gk} är summan av den uppmätta kapaciteten galler—katod och kapaciteten galler—anod multiplicerad med rörets förstärkning, som det för tillfället användes. Värden äro för t. ex. E 443 H resp. 9,3 och 1,1. $25 \mu\text{F}$ eller tillhopa ca $37 \mu\text{F}$, som för $5\,000$ perioder har $X_c = 0,85 \text{ M } \Omega$. Om R_1 ges värdet $0,5 \text{ M } \Omega$ blir spänningen nedsatt med i runt tal 20% vid $5\,000$ perioder.

För att bedöma hur man skall avväga parallellkapaciteter och motstånd i en förstärkare kan kurvskaran i fig. 16 användas. R är här resulterande värdet av alla parallellmotstånd i ett steg, alltså även inre rörmotståndet medräknat. C är summan av samtliga kapaciteter. Enheter resp. $\text{M } \Omega$ och μF . Förstärkningens sänkning kan avläsas på den vertikala axeln.

När det gäller de låga tonernas återgivning är det kondensatorns C_2 storlek i förhållande till R_g (fig. 15), som bestämmer kvaliteten. Som exempel antaga vi $R_g = 0,5 \text{ M } \Omega$ och $C_2 = 5\,000 \mu\text{F}$. Kondensatorns impedans för 200 perioder är $X_c = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 200 \cdot 5\,000} = 160\,000 \Omega$.

Här kan man knappast tala om någon sänkning av spänningen (ca 5%). Vid 100 perioder är $X_c = 320\,000 \Omega$ och har då kommit upp i närheten av motståndets R_g värde, varför sänkningen blir närmare 20% . Vid 50 perioder ligga vi med en spänning efter C_2 , som är något mer än en tredjedel av den som finnes före kondensatorn. Även dessa fenomen kunna överslagsvis beräknas med hjälp av en kurvskara.

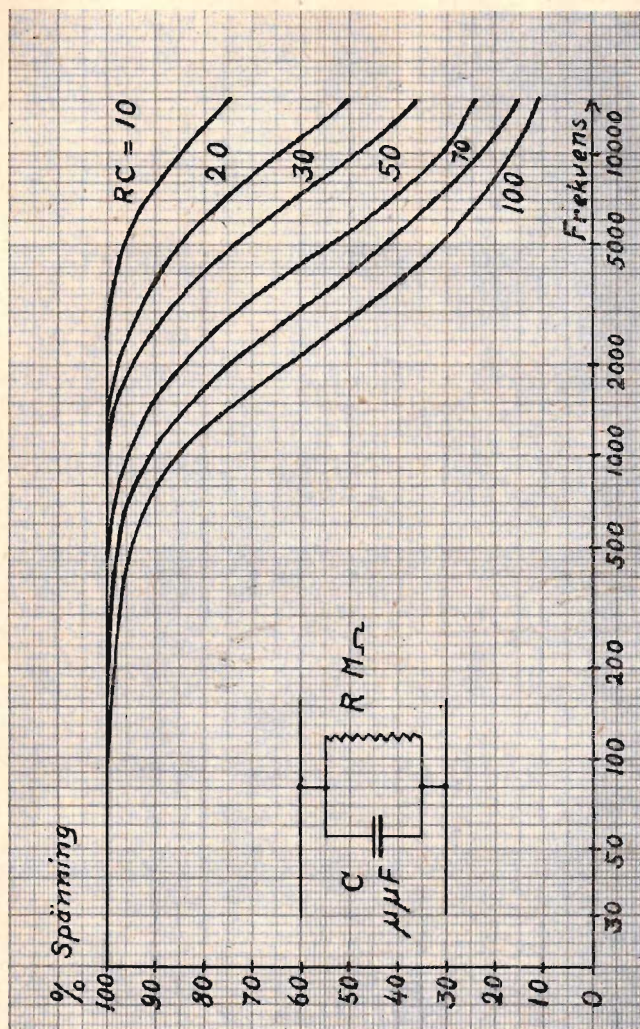


Fig. 16. Inverkan av parallellkapaciteter över motståndet i en förstärkare.

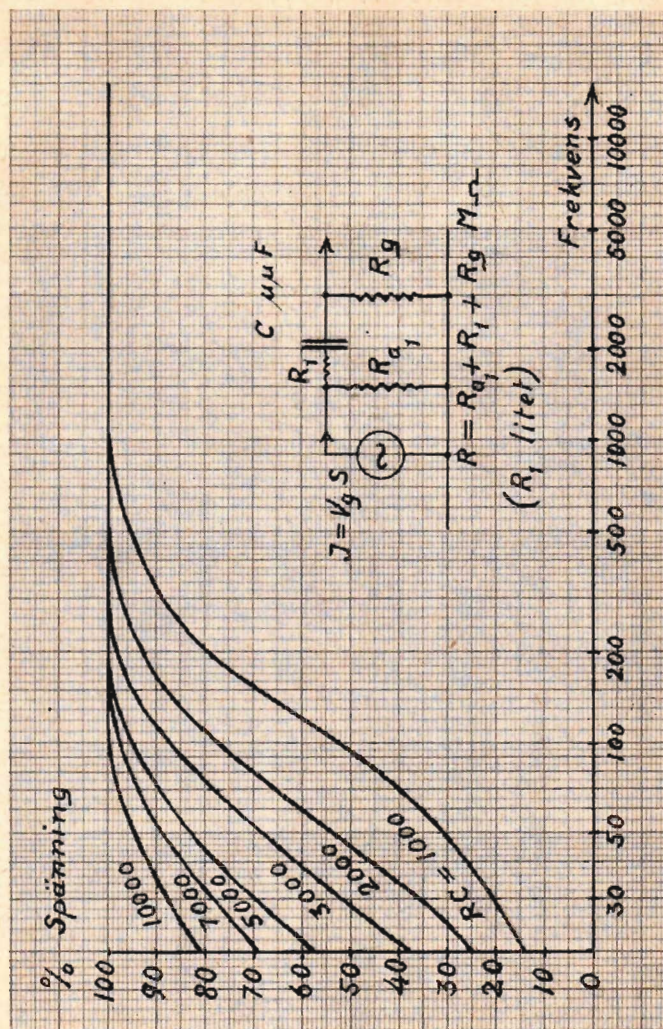


Fig. 17. Inverkan av kopplingskondensatorns storlek på basens återgivning.

som återfinnes i fig. 17. RC-produkten är även här parameter och i R ingår här även värdet av R_i och R_a parallellt ($=R_{a1}$) samt R_1 i serie med dem, på så sätt att detta kombinerade motstånd lagts till R_g . I allmänhet är dock R_g störst och av avgörande betydelse.

Som förut nämnts har även blockeringskondensatorn mellan katod och nolla en viss betydelse för återgivningen av de låga tonerna. Det gäller att taga till densamma tillräckligt stor i förhållande till katodmotståndet, större ju större brantheten hos röret är. En vanlig kombination är vid ett slutrör med brantheten ca 3 mA/V 800 Ω och

25 μ F. Kondensatorn har vid 50 perioder en impedans $X_C = \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 25} = 127 \Omega$ och vid 100 perioder 64 Ω . Det framgår av detta att det för förekommande värdet på kondensatorn, 2 μ F, får anses för litet med nutida fordringar på återgivningen av låga toner. I kurvform återfinnas uträkningar på förstärkningsminskningen för 50, 100 och 200 perioder i fig. 18. Som parameter är vald produkten $R \cdot S_d$, där R är katodmotståndet i K Ω ($=1000 \Omega$) och S_d är en skenbar branthet (dynamiska brantheten), som bestämmes av

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a} \quad (R_i = \text{rörets inre motstånd och } R_a \text{ är rörets yttre belastning}).$$

Vi gå nu vidare i vårt studium av fig. 15 och tänka närmast på högtalarens anslutning och anpassning till slutröret. Utgångstransformatorn har till uppgift att transformera ned spänningen, så att belastningen R_b (talspolen) utgör en lämplig belastning för röret. Om rörets lämpliga belastningsmotstånd (impedans) kallas R_a får man transformatorns omsättning n ur formeln

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_b}}$$

(n_1 och n_2 äro transformatorns varvtal).

Som R_b bör väljas den impedans som uppmätes vid 800 à 1000 perioder. I praktiken är värdet något större än talspolens ohmska motstånd, 1,5 à 2 gånger detta. Hur stort R_a är för olika rör står numera ofta angivet i rörlistorna. En överslagsberäkning kan göras

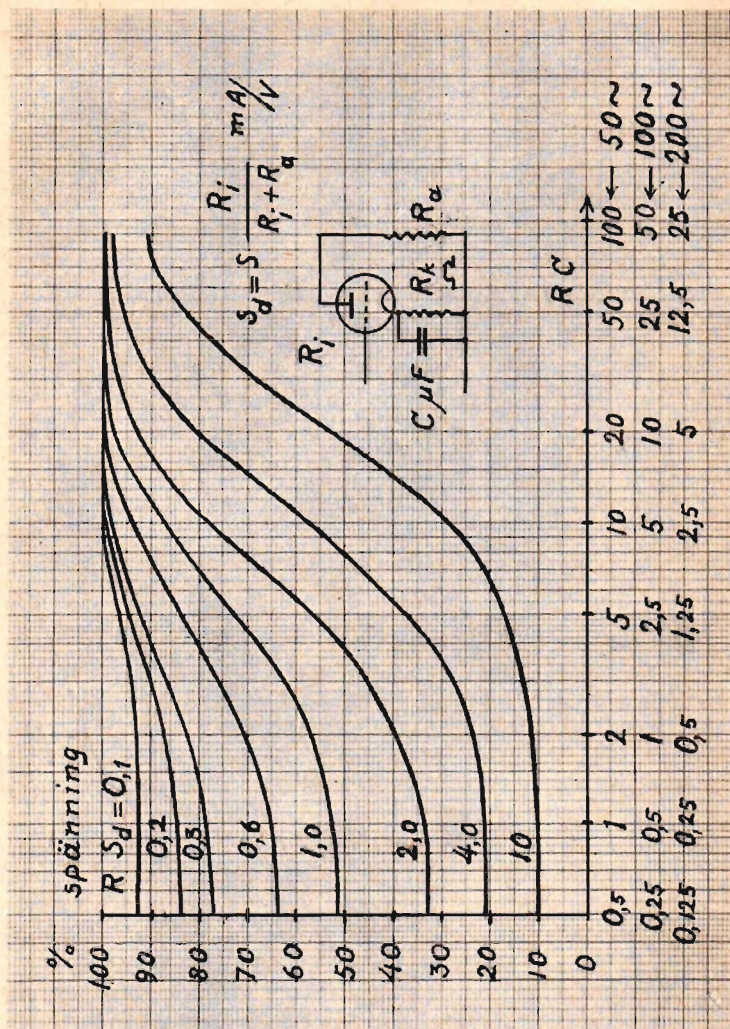


Fig. 18. Inverkan av passagekondensatorn över katodmolståndet vid 50, 100 och 200 perioder.

om man känner anodspänning och anodlikström för röret, som det för tillfället arbetar. Under förutsättning att röret arbetar rätt gäller

$$\text{för trioder: } R_a = \frac{E_a}{2 \cdot I_a} \text{ och}$$

$$\text{för pentoder: } R_a = \frac{E_a}{I_a},$$

där E_a och I_a äro resp. anodspänning och anodström. Röret har alltså olika belastningsmotstånd vid olika arbetsbetingelser. Om vi t. ex. driva röret CL 2 (pentod) med 100 volts anodspänning och 50 mA anodström bör det anpassas till $\frac{100 \cdot 1\,000}{50} = 2\,000 \, \Omega$, medan samma rör,

drivet med 220 volt och 35 mA bör anpassas till $\frac{220 \cdot 1\,000}{35} = 6\,300 \, \Omega$.

Röret B 405, som går med 12 mA vid 120 volts anodspänning, bör sålunda anslutas till en högtalare med impedansen $\frac{120 \cdot 1\,000}{2 \cdot 12} = 5\,000 \, \Omega$.

En exakt anpassning enligt de föregående formlerna är ej nödvändig. Avvikelser på $\pm 25 \%$ i anpassningsmotståndet kunna i praktiken knappast märkas och ofta kan man, särskilt vid pentoder, genom mindre ändringar i anpassningen påverka ljudkvaliteten i önskad riktning mot mörkare eller ljusare återgivning.

I fig. 15 ligger en kondensator C_3 över slutröret och dess storlek får icke vara sådan, att den klipper bort önskvärda höga toner. Dess kapacitiva motstånd bör jämföras med resulterande motståndet av R_a och rörets inre motstånd. En kondensator $C_3 = 2\,000 \, \mu\text{F}$ har vid 10 000 perioder $X_c = 8\,000$ och gör alltså föga skada vid detta periodtal t. ex. efter röret CL 2 men skär bort en del av de högsta tonerna efter röret B 443.

En annan sak som man bör tänka på är dimensioneringen av utgångstransformatorns primärlindning. Denna lindning bör i första hand ha tillräckligt stor induktans så att den icke vid låga periodtal delvis verkar som en kortslutning över röret. Om vi som exempel välja ett rör med $R_a = 7\,000$ och antaga att transformatorns pri-

märindning har induktansen 2 Henry, så ger detta vid 100 perioder $X_c = 2 \pi \cdot 100 \cdot 2 = 1250 \Omega$, vilket ju har till följd att de låga frekvenserna avsevärt undertryckas. När vi komma upp till 10 H primärinduktans är det induktiva motståndet uppe i samma storlek som R_a och påverkar då ej totala impedansen hos högtalare och transformator mer än att den uppkomna felanpassningen kan tolereras. De flesta högtalare ha dessutom en resonanspunkt i närheten av 100 perioder, som gör att förhållandet förbättras något. För stor primärinduktans kan medföra sänkning av de höga tonerna på grund av läckningen i transformatorn.

I andra hand bör man se till att högtalartransformatorn på primärsidan ej har för stort ohmskt motstånd, som dels stjäl effekt och dels ger upphov till spänningsfall. Speciellt i universalapparater där det är ont om spänning är denna senare sak av betydelse.

Mottagaremätning.

Det finnes möjligheter att kontrollera hur en mottagare fungerar på alla punkter. Medelst en tonfrekvensgenerator, som levererar spänningar inom frekvensområdet 30—12 000 perioder, kan lågfrekvensförstärkningen mätas upp för olika frekvenser och om högtalarens belastning utbytes mot ett känt ohmskt motstånd ($=R_a$) kan den maximala distortionsfria effekten uppmätas. Om man matar mottagarens högfrekvenssida med en modulerad sändare en s. k. signalgenerator kan sedan apparatens känslighet och selektivitet uppmätas. För amatören med sin begränsade instrumentutrustning erbjuder det kanske allt för stora svårigheter att göra erforderliga mätningar på mottagare. På senare tid ha förekommit beskrivningar i tidskrifterna på relativt enkla och effektiva mätapparater, som rätt använda kunna hjälpa amatören eller servicemannen en bit på väg i sin strävan att bedöma sina egna eller fabrikernas apparater.

Vi skola i korthet gå igenom hur en mätutrustning är sammansatt. Fig. 19 visar ett skelettschema över detaljerna. I högfrekvensgeneratören alstras en radiofrekvent bärvåg som moduleras med en tonfrekvent spänning från tongeneratören. Dessa två apparater kunna tillsammans anses utgöra en radiosändare i miniatyr, som lämnar en viss uppmätbar spänning, t. ex. 1 volt. I en speciell potentiometer för högfrekvens eller attenuator multipliceras sedan spänningen ned med ett värde, som kan avläsas. Den uttagna spänningen skall kunna gå ned till i runt tal 1 microvolt (en milliondels volt) och därför förstår man att skärmningen måste vara synnerligen väl utförd. Allt detta utgör tillsammans en fullständig standard signalgenerator.

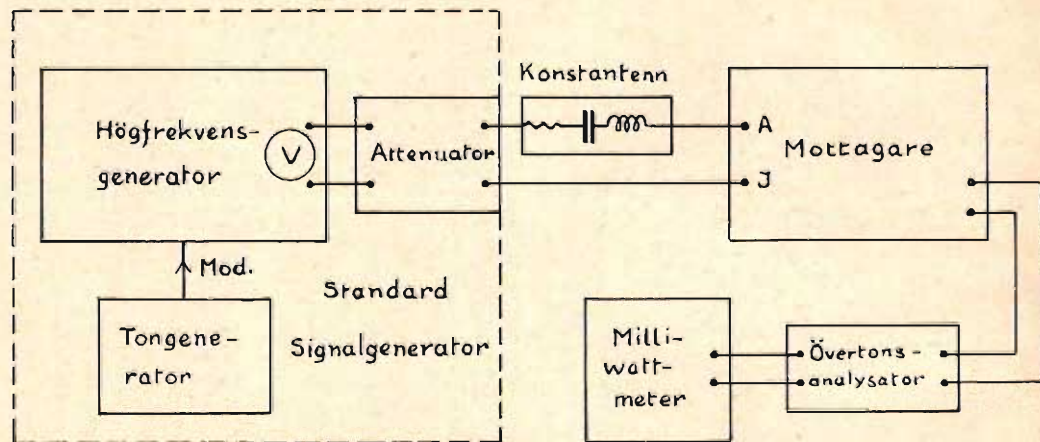


Fig. 19. Blockschemata för mottagaremätanordning.

Mellan denna och mottagaren kopplas så en konstgjord antenn, som är gjord så att den motsvarar en normal mindre utomhusantenn. Som standard har valts en kapacitet på 200 μF , en induktans på 20 μH och ett motstånd på 25 Ω . De signaler, som inkomma på mottagarens antennklämma, motsvara nu mycket nära vad som kommer in från en vanlig rundradiostation med en normal antenn av utomhustyp.

Efter mottagarens slutrör mätes så den tonfrekventa effekten upp och om apparaturen skall vara riktigt fullständig fordras även en övertonsanalysator, som uppmäta summan av alla moduleringsfrekvensens övertoner.

En mottagares känslighet anges oftast i microvolt (μV). Man menar då den spänning (30 % modulerad högfrekvens), som behöver tillföras den konstgjorda antennen för att efter slutröret ge en effekt av 50 milliwatt.

Selektiviteten mätes på så sätt att signalgeneratorns frekvens ändras ett visst antal perioder, t. ex. 5 000, 10 000, 15 000, 20 000, 30 000, 40 000 o. s. v. I varje punkt avläses den högfrekvensspänning, som behöves för att mottagaren skall ge 50 milliwatt lågfrekvens. En selektivitetskurva kan sedan upprättas, vilken betydligt bättre åskådliggör mottagarens selektivitet än aldrig så noga utförda prov på stationer. Ofta ser man hur en mottagares selektivitet bedömes genom att det konstateras hur fort en viss station försvinner vid en vridning på skalan, och ibland ser man hur folk låter lura sig genom att tro att mottagaren är mera selektiv ju svårare den är att ställa in. Den enda rättvisa bedömningen får man genom prov med signalgenerator och det är att hoppas, att i en framtid de mottagare som salubjudas ha uppgifter om selektivitet och känslighet lika väl som de nuvarande uppgifterna om antalet avstämda kretsar och rör.

Den experimenterande amatören kan med relativt enkla medel undersöka om slutsteget ger tillräcklig distortionsfri effekt. Medelst en tongenerator av enklaste slag (se fig. 19, del I, sid. 36) matar man ett försteg eller slutsteget och ordnar sedan så att spänningen som tillföres kan regleras med en rätlinig potentiometer. På utgångssidan mäter man med en växelströmsvoltmeter sedan spänningen och avsätter så potentiometerinställning och spänning i ett diagram. Så länge kurvan blir någorlunda rätlinig har förstärkaren ingen nämnvärd

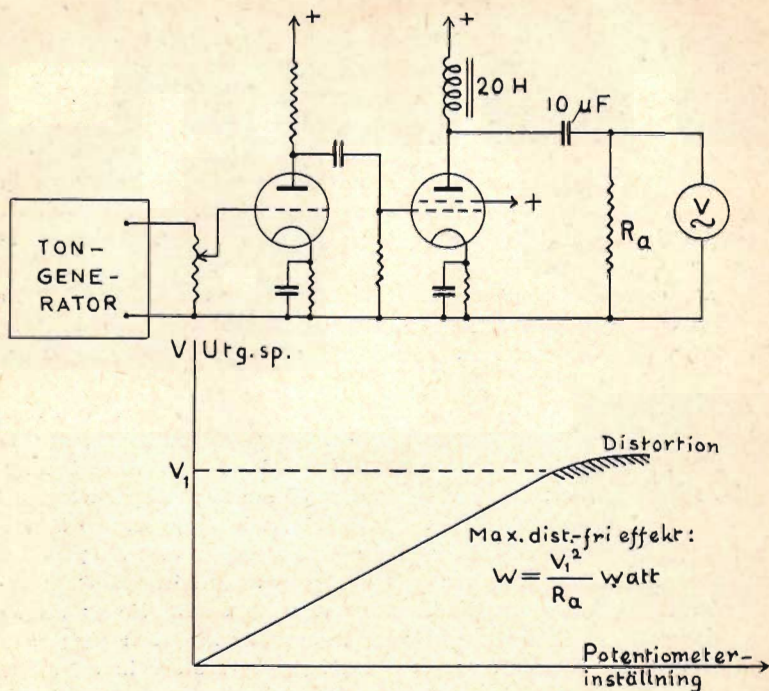


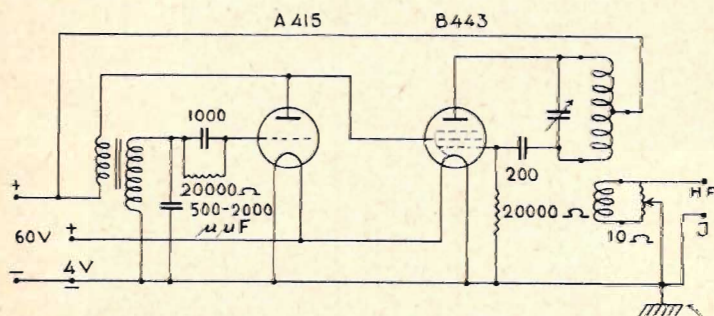
Fig. 20. Uppmätning av maximal distortionsfri effekt.

distortion, men när kurvan börjar kröka av så att en ökning i ingångsspänning ej ger motsvarande ökning i utgångsspänning, har man kommit upp så högt att den distortionsfria effekten är nådd. Fig. 20 visar i princip kopplingen vid dylik mätning samt ett exempel på kurvans utseende.

Trimning.

Det är få operationer vid tillverkning eller reparation av moderna radiomottagare, som omhuldas så som just trimningen. Den kan utföras väl och lika ofta dåligt och det händer nog sällan, att man är nöjd med trimningen hos en apparat utan att man utfört saken själv. I varje fall gäller detta för ens egen apparat.

Mindre apparater med två å tre avstämde kretsar kunna kanske trimmas på någon station och med örat som enda hjälpmedel, men med en modern superheterodyn låter sig detta knappast göra. De hjälpmedel som behövas äro en signalgenerator av något slag samt en växelströmsvoltmeter.



Obs! Förbindes med chassiet endast här

Fig. 21. Batteridrivnen mütsändare för trimning.

Signalgeneratoren består av en liten modularad sändare med ett våglängdsomfång minst lika med det, som apparaten i fråga har och

helst försedd med reglerbar utgående högfrekvensspänning. Generatortorn bör dessutom vara möjligast väl skärmad så att de högfrekventa signalerna endast tillföras mottagaren genom antennuttaget och här helst via en konstgjord antenn av det slag som omtalats i föregående kapitel. Enklare signalgeneratorer finnas numera att köpa till relativt låga priser och i tidskrifterna ser man många beskrivningar på dylika modulerade sändare, som lämpa sig för trimningsändamål. Signalgeneratortorn bör även kunna ställas in på en superheterodyns mellanfrekvens. Fig. 21 visar kopplingsschema för batteridrivnen mät-sändare. Spolarna göras lämpligen utbytbara och avpassas så att gallerdelen är mellan $1/2$ och $1/3$ av hela spolen. Kopplingsspolen bör endast ha ett varvtal, som är $1/20$ à $1/40$ av hela spolens. Den låg-frekventa oscillatorns spolsystem utgöres av en vanlig lågfrekvens-transformator 1:3 och tonen regleras till ca 500 perioder medelst parallellkapaciteten eller gallerkondensatortorn.

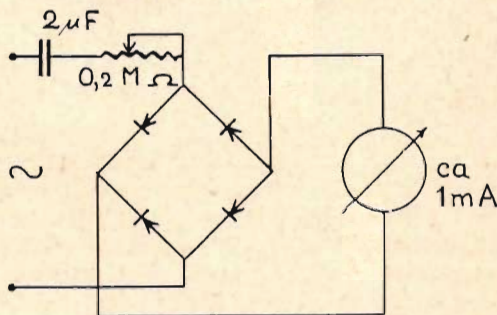


Fig. 22. Spänningsindikator för lågfrekvens.

Den förut omtalade växelströmsvoltmetern behöver icke vara kalibrerad och kan därför utgöras av en galvanometer med tillhörande kopparlikriktare och förkopplingsmotstånd enligt fig. 22. Dess strömförbrukning bör icke vara större än några milliampere. Då den användes för att registrera växelspänningen över högtalaren bör den även vara försedd med en stoppkondensator, som skyddar mot likström.

Hur hela anordningen ter sig vid trimning framgår i princip av fig.

23. Det bör observeras att man endast skall jorda systemet i en enda punkt, nämligen mottagarens jordklämma eller lika gärna icke jorda alls om mottagaren är effektivt förbunden med nätet. Har man en nätansluten signalgenerator bör denna vara väl avdrosslad.

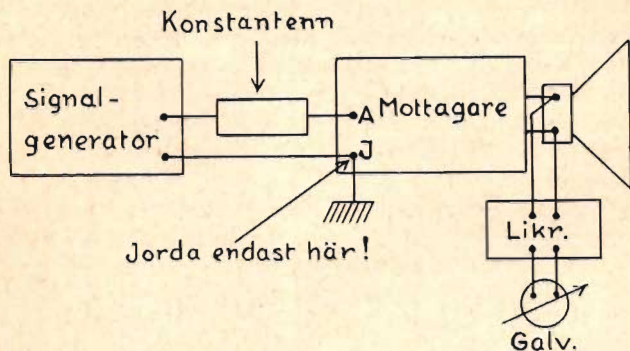


Fig. 23. Anordning för mottagaretrimning.

Vid trimningen går man tillväga så att signalgeneratoren ställes på en viss våglängd och sedan när man fått in tonen i mottagaren sker inställningen av kretsarna med relativt liten spänning från generatoren. Maximum ljudstyrka kan avlyssnas men avläses betydligt skarpare på instrumentet över högtalaren. Hur man skall gå till väga vid olika mottagare får det goda omdömet och erfarenheten avgöra, men några synpunkter böra dock framhållas.

Nollkapaciteten inställes alltid med avstämningskondensatorn nära urvriden, medan induktansen i en spole, om den vid trimning överhuvud taget skall justeras, regleras med vridkondensatorn ställd i närheten av maximum. Denna senare justering förutsätter givetvis att vridkondensatorn stämmer väl. Har man det fallet att induktansen är riktig, vilket ju i allmänhet är fallet vid fabriksgjorda apparater, kan vridkondensatorn justeras när man går över skalan efter att ha ställt in nollkapaciteten i nedre änden av våglängdsområdet.

När det gäller att justera en stationsskala bör man ställa in rätt

på kortaste våg medelst nollkapaciteten och på längsta våg medelst förskjutning av skalan eller dess index.

Superheterodynerna erbjuda nog de största svårigheterna vid trimningen. Här göres mellanfrekvensen klar först, varvid man går in med denna frekvens från signalgeneratoren direkt på blandarrörets galler, under det oscillatoren är bragt ur funktion. Gäller det sedan att ställa in oscillatorns krets så observeras att paddingkondensatorn justeras vid högsta våglängd på området och nollkapaciteten fortfarande vid lägsta våglängd.

Vid apparater med automatisk volymkontroll kan det vara fördelaktigt att låsa fast denna för att få skarpare maximum på trimningsinstrumentet.

Som trimningsinstrument kan även tjänstgöra en mycket enkel rörvoltmeter, varvid man kan reda sig med ett relativt enkelt och billigt likströmsinstrument. Rörvoltmetern kan utföras t. ex. med 4 volts glödspänning och helt utan särskilt anodbatteri.

Felsökning.

Att hitta ett fel i en nutida större radioapparat är icke lätt och ibland fordras det att man går i hög grad systematiskt tillväga om man överhuvud taget skall kunna komma till rätta med apparaten.

I alla fall gör man klokast i att först som sist misstänka rören. En reparatör bör alltid ha stor sortering reservrör hemma och i så fall kan han ganska snart upptäcka ett rörfel. En mindre välsorterad radioman får giva sig på att undersöka rören, t. ex. enligt någon av de metoder, som angivits i första häftet av denna bok.

En felaktig radioapparat bör nästan undantagslöst först undersökas med avseende på likspänningarna för de respektive rören och då börjar man bakifrån, d. v. s. med nätanslutningsdelen och slutröret. En kortslutning i ett block eller ett överslag i likriktarröret kanske märks utan spänningsmätning. Har man ett tåligt ströminstrument inkopplat mellan nät och apparat märker man ett dylikt fel mycket väl på apparatens stora strömförbrukning.

När nätanslutningsdelen befunnits i sin ordning vidtager kontrollen på slutröret där galler och anodspänningar uppmätas och även anodströmmen mätes upp. Sedan tager man lågfrekvenssidan för övrigt och därefter detektorn samt sist högfrekvensdelen.

Ha alla rör befunnits arbeta med normala spänningar, med vederbörlig hänsyn tagen till voltmeterens strömförbrukning, får man återigen börja bakifrån och medelst en summer eller dylikt se efter att förstärkning finnes i varje steg. En grammofondosa eller ännu hellre en tongenerator är till god nytta. När man sedan råkar in på mottagarens mellanfrekventa eller högfrekventa del är en signalgenerator av aldrig så enkelt slag ett hjälpmedel, som i hög grad underlättar

arbetet eller till och med får anses outhärlig. Med en dylik brukar det icke vara svårt att finna i vilken krets ett eventuellt avbrott finnes. När sedan apparaten åter fungerar är ju signalgeneratoren nästan nödvändig att ha för justering av trimningen.

Efter allt detta arbete, som avhandlats i det föregående, lyckligt och väl genomförs, bör man tillse att de eventuellt utbytta delarna äro märkta, så att den som t. ex. vid nästa reparation får hand om apparaten vet vad han har att röra sig med. Har man i en fabriksgjord apparat gjort någon ändring på ett motstånd eller en kondensators värde bör detta på något sätt angivas.

Varje radioreparatör torde åtminstone någon gång ha råkat ut för att en apparat reparerats och provats och befunnits i sin ordning, och sedan när ägaren haft apparaten någon dag har den åter börjat krångla. Det har då oftast varit rören, eventuellt de nyinsatta, som orsakat felet. För att undvika dylika fataliteter, som från lekmannens synpunkt alltid anses som grovt slarv, gör man klokast i att låta apparaten efter färdigställandet stå på långprov i minst 3 eller 4 timmar eller t. o. m. en hel dag. Under denna provtid kan det vara lämpligt att slå från apparaten och låta rören kallna samt åter slå till strömmen ett par gånger.

En annan sak som i detta sammanhang bör vidröras är antenn- och jordförhållandena. Sedan mänskligheten begåvats med allt känsligare mottagare har den vant sig vid att kunna ta emot radio med de mest primitiva anordningar även när detta ej behövs. Detta är en av orsakerna till att folk i allmänhet betalar ut alldeles för mycket för sina apparater, för att få känsliga typer, vars egenskaper dock sällan utnyttjas. En sådan sak som den automatiska volymkontrollen kommer sällan fullt till sin rätt utom för lokalstationen när apparaten användes med en kort antenn inne i rummet. Det borde vara klart för envar att ingen radioapparat är för god att användas till en god och förnuftigt anbragt utomhusantenn. Att antennen dessutom bör konstateras vara felfri innan man ger sig in på att undersöka om mottagaren är hel behöver väl knappast påpekas.

Selektivitet och ljudkvalitet.

Bland de problem, som för närvarande äro aktuella inom radio-mottagaretekniken, är frågan om samtidigt god ljudkvalitet och stor selektivitet nog det som mest uppmärksammas. Som bekant består en modulerad frekvens av en bärfrekvens och tvenne sidoband, som ligga på var sin sida om bärfrekvensen och på ett frekvensavstånd från denna lika med den modulerande tonens periodtal. Om alltså en sändare moduleras med toner upp till 5 000 perioder betyder det att den upptager en »plats» i frekvens räknat på 10 000 perioder, och mottagaren, i vilken sändaren avlyssnas, bör då kunna ta in hela detta band ungefär lika bra. Skulle mottagaren vara mycket skarpt avstämd, d. v. s. ha mycket stor selektivitet, skulle sidobanden bli försvagade, mera ju högre modulationsfrekvens de tillhöra, och musiken låta dov och klanglös.

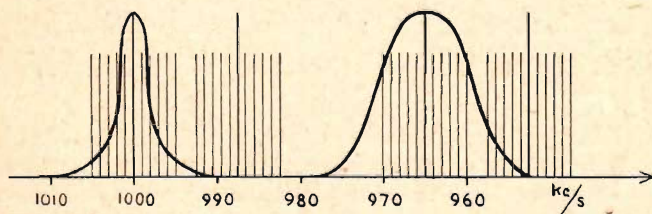


Fig. 24. Hur sidbandsavskärning vid en selektiv mottagare försämrar de höga tonernas återgivning.

Gör man mottagaren mindre skarpt avstämd, komma de höga tonerna mera till sin rätt men samtidigt letar sig även en icke önskad

station vid sidan in och stör mottagningen. Med de stationsavstånd (9 000 perioder inom området 200—600 m och ned till 7 000 perioder vid 1 000—2 000 m våglängd), som stationerna ha, finns det ingen teoretisk möjlighet att en mottagare kan anses vara tillräckligt selektiv om den kan återge mera än $\frac{9\,000}{2} = 4\,500$ perioder. Trots alla konstruktionsdetaljer som t. ex. väl avvägda bandfilter och tonkorrektion måste man skära bort just de frekvenser i musiken, som göra densamma levande.

De större moderna sändarestationerna modulera emellertid med frekvenser ibland upp till 10 000 perioder, och med enkla lokalmottagare, där man icke behöver riskera att någon annan station slår igenom, kan en mycket förnämlig ljudkvalitet uppnås, särskilt om man använder tvenne högtalare, en för de låga tonerna upp till ca 3 000 perioder och en för de höga tonerna 3 000—10 000 perioder. Givetvis får man vid konstruktionen av en sådan apparat se till att lågfrekvensdelen är dimensionerad så att alla dessa frekvenser gå fram.

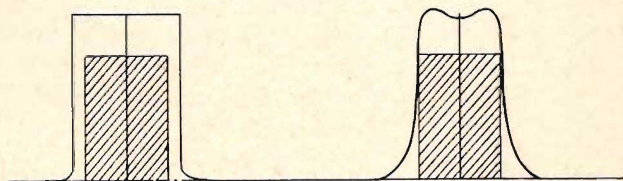


Fig. 25. Ett idealt och ett utförbart bandfilters resonanskurvor

Enda lösningen på problemet om ljudkvalitetens förbättring är att man gör de större mottagarna med variabel selektivitet, så att man kan avlyssna lokalstationen eller annan mycket stark station med mindre selektivitet och bättre ljud, medan man vid distansmottagning får nöja sig med det stympade ljud, som en högre selektivitet obönhörligt måste ge. Tekniskt sett åstadkommes denna variabela selektivitet genom att antingen bandfiltren i mottagaren (speciellt hos en superheterodyn) göras med variabel koppling i form av för-

skjutbara eller vridbara spolar, eller dämpas kretsarna med motstånd när sämre selektivitet och bättre ljud önskas. Det finns till och med mottagare där selektiviteten ställer in sig automatiskt med hänsyn till den mottagna stationens styrka. Fig. 24 och 25 ge en antydning om hur sidbandsavskärningen påverkar ljudkvaliteten hos mottagare med olika selektivitet.

Störningar.

Hur ofta får icke den stackars radiomottagaren skulden för en hel del av de störningar, som den icke råår för. Ju känsligare en apparat är, desto mera störningar får den på sitt samvete. Ibland kan det ju hända att apparaten orsakar en del störningar genom att väggkontakten ej sitter ordentligt i väggen eller någon glappkontakt uppstått inuti mottagaren. Dock är det mera sällan dylikt förekommer och störningarna få anses komma från annat håll. Man bör då i första hand misstänka de i trakten befintliga såväl större som mindre motorer, som äro i gång. Överhuvud taget varje elektrisk gnista (ej ljusbåge) har störningar till följd om icke nödiga försiktighetsmått vidtagas.

Vid gnistöverslaget bildas högfrekventa strömmar, som fortplanta sig längs de elektriska ledningarna, vilka tjänstgöra som antenner och varje elektriskt brytställe kan därför anses som en liten sändare, som strålar ut alla möjliga frekvenser. Det är ju då uppenbart att störningarna i allmänhet äro värst i närheten av de elektriska ledningarna, t. ex. i ett hus, och det är då i högsta grad olämpligt att lägga antennen i närheten av dessa störningsutstrålare. Som förut påpekats bör man alltså som ett medel mot störningar skaffa sig utomhusantenn och placera denna så högt upp som möjligt och fri från större metallmassor och elektriska ledningar.

Sedan man gjort sitt bästa vid mottagaren, där inom parentes sagt ett störningsskydd sällan ger något påtagligt resultat men väl en god jordledning, skall man gå till roten av det onda och uppsöka störningskällan. Här förhindras först gnistbildningen i mesta möjliga

mån och sedan försöker man hindra de kvarvarande högfrekventa störningarna att fortplanta sig längs ledningarna.

Själva gnistbildningen undertryckes genom att man parallellt över »gnistan» kopplar en kondensator helst med ett lämpligt avvägt motstånd i serie. Kondensatorns storlek kan variera mellan 0,1 och 5 μF och motståndets mellan 0 och 1 000 Ω .

Sedan kommer turen till ledningarna. Här inläggs dels drosslar i serie och dels kopplas kapaciteter mellan ledningen och jord. Ibland räcker det om endera av dessa skyddsmedel anordnas. Till yttermera visso kan man sedan kapsla in det hela i ett jordat hölje och där-

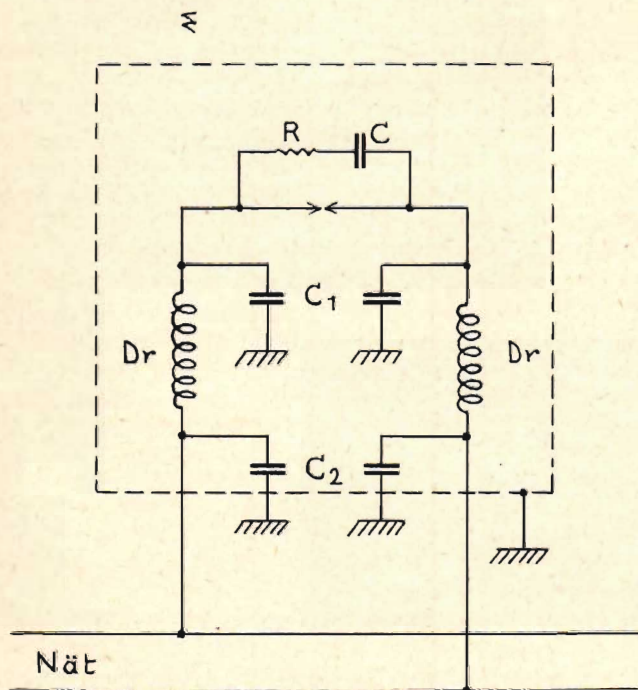


Fig. 26. Exempel på avstörning.

efter kan man vara ganska säker på att *den* störningskällan blivit oskadliggjord.

Fig. 26 visar i princip hur en dylik avstörning sker. Storleken på kondensatorer och drosslar väljes med hänsyn till ledningarnas karaktär. Kondensatorn C och motståndet R ha redan berörts. Sedan ha vi kondensatorerna C_1 , som avleda den högfrekvens som bildas av den kanske ej fullständigt utsläckt gnistan till jord. Eventuellt kvarvarande störningar hindras att komma vidare av drosslarna och skulle ytterligare en liten smula högfrekvens vara kvar sköter kondensatorerna C_2 om att den avledes till jord. Kondensatorerna ha storlekar mellan $1\ \mu\text{F}$ och $0,1\ \mu\text{F}$. Dylika kondensatorer tillverkas speciellt för störningsskydd och finnas i handeln. Drosslarna böra ha tillräckligt stor induktans och samtidigt litet ohmskt motstånd och vara så dimensionerade att de fåla den ström som normalt går igenom dem. En drossel på t. ex. $5\,000\ \mu\text{H}$ har för en frekvens motsvarande $2\,000\ \text{m}$ våglängd ett induktivt motstånd på $2\,800\ \Omega$. Om C_2 gives värdet $0,5\ \mu\text{F}$ ($X_c=2,1\ \Omega$) kommer drosseln och kondensatorn C_2 överslagsvis att åstadkomma en nedsättning av den högfrekventa spänningen till minst en tusendel.

Ett mycket omfattande arbete har både utomlands och i vårt land nedlagts på att undersöka störningsskydds verkan vid olika störningskällor och erfarenheterna finnas samlade i en rad broschyrer som kunna erhållas bl. a. genom Kungl. Telegrafstyrelsens Radio-byrå. Störningsfrågan har på senare tid blivit allt mera aktuell och ägnats stort intresse även från myndigheternas sida och utvecklingen tycks småningom gå mot en effektiv lagstiftning på området.

POPULÄR RADIOS HANDBÖCKER

AMATÖRHANDBOKEN, del I o. II

Ombärlig rådgivare för radiotekniskt intresserade. Illustrerad. Av Ingenjör W. Stockman. Pris pr del Kr. 1:50

BÄTTRE LJUD I MOTTAGAREN!

Rätta lösningen av förstärkningsproblemet. Illustrerad. För svenska förhållanden bearbetad av Carl Lindberg. (Utsäld från förlaget.) Pris Kr. 1:50

HUR MOTTAGAREN FUNGERAR

En orientering om mottagarens detaljer och deras verknings-sätt. Illustrerad. (Utsäld från förlaget.) Pris Kr. 1:50

KORTVÄGSMOTTAGNING.

Den moderna svenska standardboken för kortvägsamatörer. Rekommenderas av Föreningen Sveriges Sändareamatörer. Av civilingenjör Mats Holmgren. Pris Kr. 1:50

MOTTAGARENS INSTALLATION I HEMMET

Råd vid val av mottagare och dess placering för erhållande av bästa resultat. Illustrerad. Av Carl Lindberg. Pris Kr. 1:50

MOTTAGARENS SKÖTSEL OCH VÅRD

Hur man rätt skall sköta och vårda en mottagare och hur man finner fel m. m. Illustrerad. För svenska förhållanden bearbetad av Ingenjör W. Stockman. (Utsäld.) Pris Kr. 1:50

RADIO PÅ NÄTET

En orienterande överblick av nätanslutningsapparater och med dessa sammanhängande problem. Av civilingenjör Tord Bohlin. Ny uppl. Pris Kr. 1:50

RADIOHANDBOKEN

Ombärlig för varje lyssnare under det dagliga arbetet vid radiomottagaren. Porträtt av hallåmän. Pris Kr. 1:50

RADIOTEKNISK HANDBOK, del I

Grundläggande beräkningar och mätningar vid mottagarkonstruktion. Pris Kr. 1:50

SELEKTIVA MOTTAGARE

En orienterande överblick av selektivitetsproblemet och dess tillämpning i praktiken. Av Ingenjör W. Stockman. Illustrerad. Pris Kr. 1:50

TONKORREKTION

Illustrerad handledning om tonkorrektionens grunder och dess tillämpning i praktiken. Av Ingenjör W. Stockman. Illustrerad. Pris Kr. 1:50

NORDISKROTOGRAVYR — STOCKHOLM