MATS HOLMGREN
ÅKE SKOGH

RADIO 2

BREVSKOLAN

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

Brev 12

I sändare och mottagare ingående apparater
Mikrofonen
Hörtelefonen och högtalaren
Räkneexempel

Brev 13

Nättransformatorer
Drosslar med järnkärna
Kondensatorer för radiomottagare
Motstånd för radiomottagare
Räkneexempel

Brev 14

Radiomottagare, grundläggande delar
Filtrering
Raka mottagare
Räkneexempel

Brev 15

Superheterodynen
Frekvensomvandlarens utformning
Speciella blandarrör
Mellanfrekvensförstärkaren
Automatisk förstärkningsreglering
Räkneexempel

Brev 16

Lågfrekvent negativ återkoppling
Korrektion av frekvenskurvan genom motkoppling
Specialiteter vid större mottagare
Reflexmottagare
Superregenerativa mottagare
Frekvensmodulering
Mottagarens funktion
Räkneexempel

Brev 17

Batterimottagare
Bedömning av radiomottagare
Mottagarmätningar
Signalgeneratorn och dess användning
Känslighetsmätning
Selektivitetsmätning
Fidelitetsmätning
Uppmätning av utgångseffekt och distorsion
Mätning av frekvensstabiliteten
Ytterligare prov
Trimning av mottagare

Brev 18

Sändare
Frekvenskontroll
Kristallstyrning
Ultrasonora svängningar
Sändare och mottagare för ultrakorta vågor och mikrovågor

I SÄNDARE OCH MOTTAGARE INGÅENDE APPARATER.

Mikrofonen

Mikrofonen har till uppgift att omvandla ljudets akustiska energi till växelströmsenergi med bibehållande av vågformen. Av en god mikrofon, som skall användas för radioändamål fordras, att den skall lämna stor effekt i förhållande till det brus den åstadkommer, att den skall väl återge ett stort lågfrekvent frekvensområde, att den elektriskt väl skall avbilda ljudvågornas form, att den skall ha någorlunda lika frekvensåtergivning oberoende av ljudets riktning inom vissa gränser och slutligen att den skall ha en mekanisk uppbyggnad, som gör den robust och elektriskt konstant.

Från telefonen känner vi säkerligen den vanliga kolkornsmikrofonen, vilken ju har gamla anor och vars princip vi här knappast behöver gå in på. Sedan rundradion kommit till har denna mikrofon utvecklats betydligt och dessutom en hel rad andra mikrofontyper sett dagens ljus. På grund av deras princip kan man sålunda även tala om elektrodynamiska, elektrostatiska och piezoelektriska mikrofoner.

Den vanliga *kolkornsmikrofonen*, i den form den användes vid telefonen, med en kolkornskammare och ett membran, som genom ljudvågorna sättes i svängningar, vilka sedan återfinns som mot-

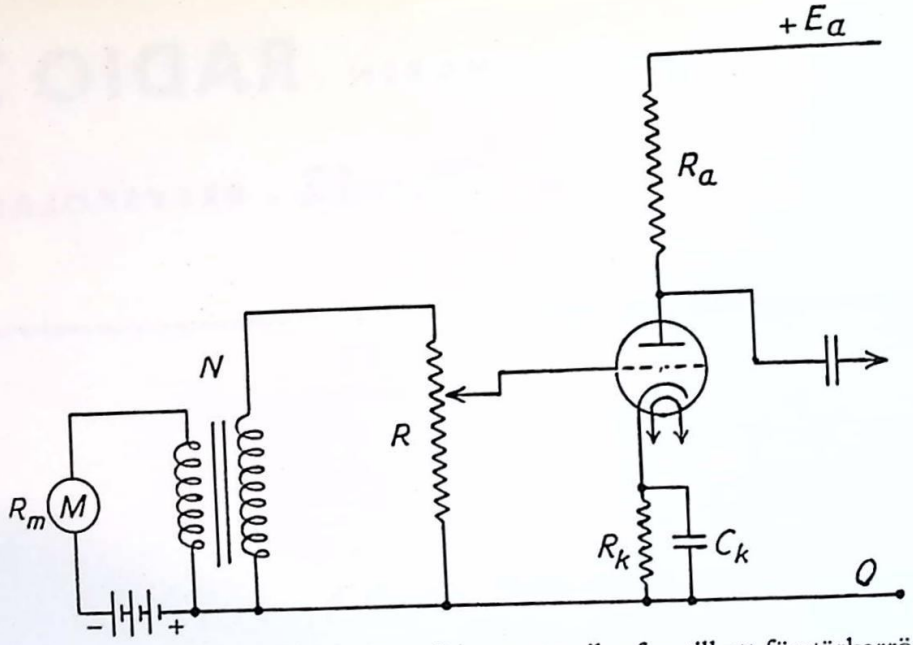


Bild 1. Koppling av en mikrofon till ett förstärkarrör via en transformator och en potentiometer.

ståndsändringar i ytorna mellan kolkornen, har ett relativt litet frekvensområde, låt oss säga högst 100 till 3 000 Hz, och har dessutom utpräglade membranresonanser och kan därför med gott resultat endast användas för överföring av tal. Emellertid har denna mikrofon fördelen att vara en bland de känsligaste och användes därför gärna, där ljudkvaliteten är av underordnad betydelse. Mikrofonen har ett ohmskt motstånd för likström på 20 till 100 ohm beroende på typen, och för växelström kan man räkna den som en spänningskälla med ett inre motstånd ungefär lika med likströmsmotståndet. För att bäst utnyttjas bör alltså mikrofonen *anpassas* till en efterföljande belastning, och detta sker medelst en transformator, den s.k. mikrofontransformatorn.

I bild 1 har vi ett exempel på, hur en mikrofon via transformatorn kopplas till ett förstärkarrör, varvid en volymkontroll, som utgöres av en potentiometer med motståndet R, finnes inlänkad före röret. Här skall nu transformatorns omsättningstal väljas så, att mikrofonen blir anpassad till potentiometern. Om mikrofonens inre motstånd är R_m, kommer transformatorn alltså, enligt vad vi tidigare

sett (sid. 11:4), att få omsättningen $N = \sqrt{\frac{R}{R_m}}$, om anpassningen skall vara riktig. Med 40 Ω mikrofonmotstånd och en potentiometer på 100 000 Ω fås ett omsättningstal på 50 (upptransformering) vilket är ett typiskt omsättningstal för en mikrofontransformator. Med ledning av vad som angivits i samband med lågfrekvensförstärkningen, kan man även med hjälp av motstånden beräkna erforderlig induktans hos transformatorn. En sak att tänka på i samband med mikrofontransformatorer är, att primärlindningen genomflytes av likström, som vid mikrofoner av detta slag har storleksordningen 100 mA. Om vi kopplade transformatorn direkt till rörets galler utan belastning i form av en potentiometer eller annat motstånd, skulle teoretiskt omsättningstalet vara oändligt stort, då ju rörets galler icke förbrukar någon effekt. Emellertid är det mycket svårt, att i praktiken göra en mikrofontransformator med större omsättningstal än i runt tal 100, på grund av att lindningskapacitanserna begränsar frekvensområdet. (Jämför den obelastade lågfrekvenstransformatorn sid. 10:9) Därför finnes en gräns för vad en mikrofon av detta slag med efterföljande transformator kan lämna i fråga om spänning. Mera än 40 à 50 V växelspänning kan knappast påräknas.

Bland de kolkornsmikrofoner, som använts för rundradioändamål, har vi den balanserade typen med en kolkammare på vardera sidan av det relativt lilla och väl dämpade membranet. Kopplings-

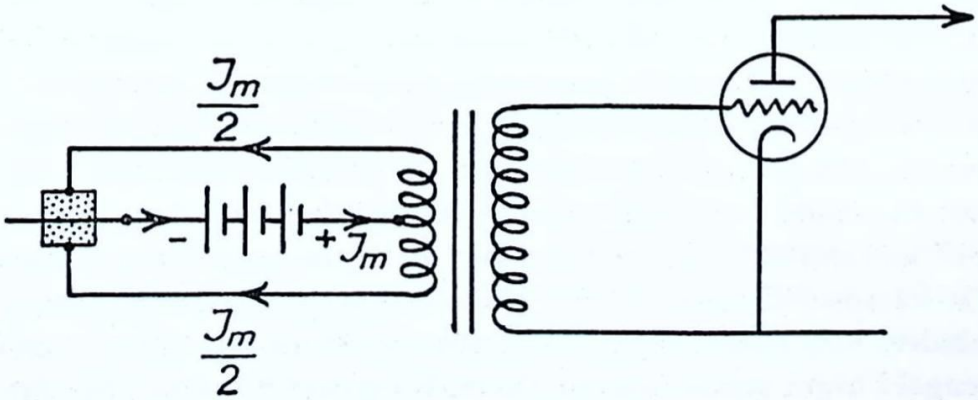


Bild 2. Inkoppling av balanserad kolkornsmikrofon.

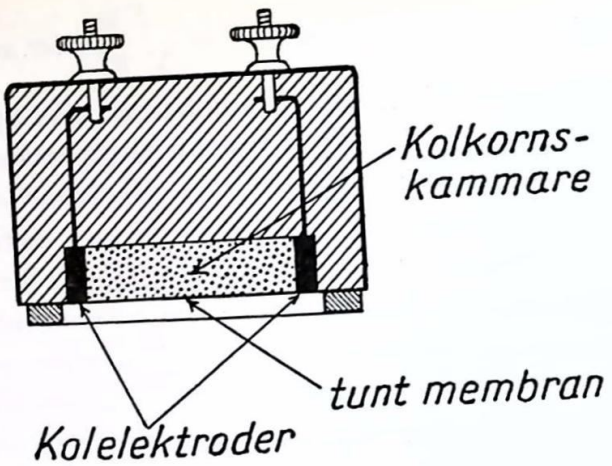


Bild 3. Genomskärning av Reiszmikrofon.

schemat bild 2 visar hur mikrofonbatteriet är anslutet och hur likströmmen i de bägge mikrofonhalvorna utbalanseras så, att dess verkan på mättningen i transformatorns järnkärna bortfaller. Varje mikrofonhalva förbrukar i runt tal 15 mA. Känsligheten hos denna mikrofon är ganska liten, men frekvenskurvan är relativt god. Mellan ca 50 och 8 000 Hz kan mikrofonen utan transformator lämna ca 4 mV, eller uttryckt i effekt ca 0,3 μW. Det fordras ungefär ett rörs förstärkning för att man skall komma upp till spänningar, som kan avlyssnas i en hörtelefon.

Till kolkornsmikrofonerna hör även den s.k. Reiszmikrofonen, i vilken membranet icke är ledande, utan två motstående sidor av kolkammaren utgörs av elektroder av exempelvis kol. I genomskärning ter sig mikrofonen som i bild 3. Membranet utgöres av en tunn hinna av gummi eller celluloid och mikrofonmotståndet håller sig mellan 200 och 400 Ω. Känsligheten är ungefär densamma som den balanserade kolkornsmikrofonens i effekt räknat eller något mindre. Mikrofonens yttre hölje är vanligen fyrkantigt och av marmor eller annat tungt material, och den har därför ofta även kallats för "sockerbiten". En nyare upplaga av denna mikrofontyp är den s.k. kammarmikrofonen där kolkammaren uppdelats i ett flertal mindre, som parallellkopplats. Detta ger större känslighet men i gengäld något sämre frekvenskurva. Kammarmikrofonen har därför mestadels använts endast för överföring av tal.

Allt vad kolkornsmikrofoner heter användes numera knappast annat än för rena telefonändamål. I samband med rundradio och för överföring av musik och sång t.ex. vid förstärkareanläggningar används uteslutande mikrofoner av typer, som kommer att behandlas i det följande.

Mikrofoners känslighet anges enligt modern praxis i avgiven utspänning räknat vid ljudtrycket 1 Newton/vm² eller oftare uttryckt i enheter tillhörande c g s-systemet vid 10 dyn/cm² = 10 μbar. Vanligt är också att ange den avgivna spänningen i dB under 1 V. I vilket fall bör uppgifter på känsligheten även innehålla uppgift om över vilken impedans den angivna spänningen uppmätts. Vissa lågohmiga mikrofoner ansluts till efterföljande förstärkarsteg via en mikrofontransformator och därvid bör ävenledes anges om spänningen uppmätts före eller efter transformatorn. Känsligheten kan alltså uttryckas olika beroende på den valda utgångspunkten, vilket bör betraktas vid bedömandet av en mikrofons prestanda.

Den *elektrodynamiska* mikrofonen grundar sig på de spänningar, som bildas när en ledare rör sig i ett magnetfält vinkelrätt mot fältlinjerna. En typ av elektrodynamisk mikrofon är den s.k. bandmikrofonen eller velocitymikrofonen.[1] Den rörliga ledaren, som följer ljudvågornas rörelse, består här av ett ytterst tunt och lätt, veckat band av aluminium, som är upphängt mellan polerna till en stark magnet. Spänningarna, som bildas är ytterst små, och därför fordras en mikrofontransformator med avsevärd upptransformering, och denna är vanligen placerad inom själva mikrofonens hölje. Mikrofonbandet har ett motstånd som räknas i hundradels ohm, och därför kommer transformatorns primärlindning endast att bestå av ett eller ett par varv. Mikrofonen har en känslighet av omkring 1 mV/10 dyn/cm² mätt över en transformator med 200 Ω impedans eller – 60 dB relativt 1 V vid samma ljudtryck. Känsligheten är således mindre än för kolkornsmikrofonerna men mikrofonen utmärker sig istället för större brusfrihet. Den har en utpräglad riktningsverkan framåt och bakåt och ljud, som inkommer rakt ifrån sidan, ger knappast någon effekt alls. Frekvenskurvan är praktiskt taget rak från 30 Hz och upp till omkring 15 000 Hz, med en maximal avvikelse av endast ett fåtal dB.

[1] Uttalas: velo'siti (engelska: hastighet).



Bild 4. Interiör från en stor rundradiostudio och konsertsal. Mikrofonerna, som är av elektrodynamisk typ, hänger i skenor i taket och kan röras i alla riktningar. I bakgrunden synes blandningskabinen bakom tredubbla glasväggar, där ljudet från olika mikrofoner kan blandas till för radio lämplig balans.

En annan typ av elektrodynamisk mikrofon har ett lättrörligt men dock väl dämpat membran, på vilket finns fästad en liten spole av koppar- eller aluminiumtråd, som rör i sig axiell led i ett magnetfält från en stark permanent magnet. För att få frekvenskurvan relativt rak mellan ca 30 och 10 000 Hz finns speciellt utformade luftkuddar under membranet, och känsligheten ligger omkring 1,5 mV vid ljudtrycket 10 dyn/cm² och impedansen 60 Ω. Även denna mikrofon är mycket fri från brus och har föga utpräglad riktningsverkan. Dessutom är den ganska tålig för mekaniska vibrationer och användes därför ofta vid rundradioutsändning med utomhusreportage. Mikrofonen kallas även "moving coil"-mikrofon[1].

[1] Uttalas: moving kojl (engelska: rörlig spole).



Bild 5. Dynamisk mikrofon av typen "moving coil".

Det finns även ett mellanting mellan de båda föregående mikrofonerna, där en ledare i likhet med bandmikrofonens band rör sig i ett magnetfält, men ledaren är här fästad vid ett litet membran. Frekvenskurvan är något sämre än de båda andra dynamiska mikrofonernas, men i stället är känsligheten större och dessutom är mikrofonen, som kallas induktormikrofon, ännu mera mekaniskt oöm och lämpad för utomhusbruk än den föregående.

Kondensatormikrofonen, utnyttjar variationen i tjocklek hos luftskiktet i en kondensator för omvandling av ljudvågornas energi till elektrisk energi. Mikrofonen består av ett mycket hårt spänt membran av tunn duraluminium, som skiljes från en plan basplatta av ett 0,05 mm tjockt luftskikt. Membranet och basplattan bildar beläggen i en kondensator av ca 200 *pF* storlek, och ljudvågorna åstadkommer variationer av storleksordningen 0,01 % i kondensatorns kapacitans. Genom att kondensatorn via ett stort motstånd (ca 10 M Ω) tillföres en likspänning på 150 à 400 V, uppstår över densamma en liten växelspänning, som avbildar membranets rörelser. Konden-

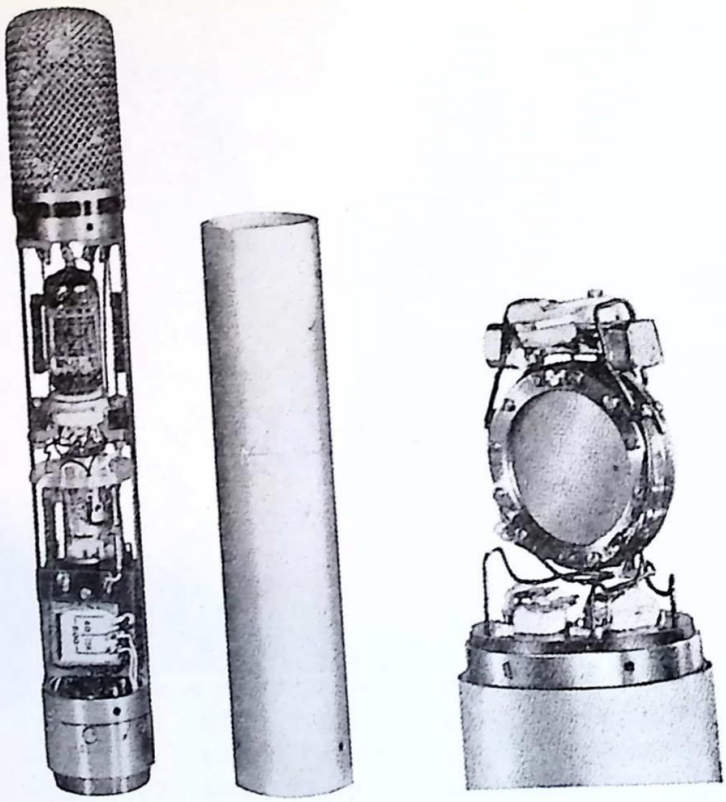


Bild 6. Kondensatormikrofon. Bilden till vänster visar det i mikrofonen inbyggda förstärkarsteget samt tillhörande skyddskåpa. Till höger syns en detaljbild av kondensatorelementet som känner ljudets tryckvariationer.

satormikrofoner kan göras med mycket goda frekvenskurvor speciellt vid de högsta frekvenserna, där kurvan är rak eller till och med något stigande upp emot 15 000 Hz. Kondensatormikrofonen användes ofta för ljudmätningar t.ex. på högtalare, men även vid FM-rundradio – och televisionsutsändningar där kraven på god återgivningen av högre frekvenser är stora. Genom att kondensatormikrofonen lämnar så små effekter och har högt anpassningsmotstånd, måste den efterföljande förstärkaren placeras mycket nära mikrofonen, för att icke störningar skall inkomma på ledningarna, och sålunda ser man ofta, att förstärkaren sammanbyggts med mik-

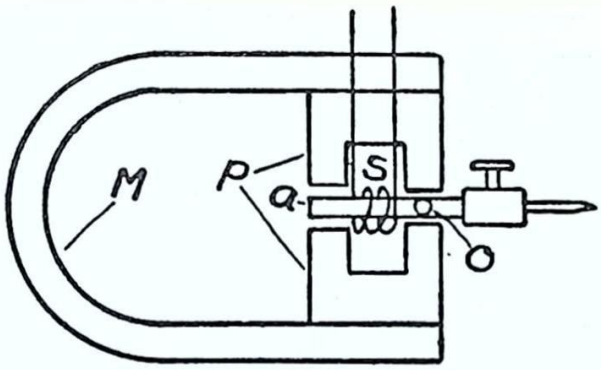


Bild 7. Schematisk bild av elektromagnetisk nålmikrofon (pick-up).

rofonen. 10 mV vid 10 dyn/cm² och impedansen 200Ω kan betecknas som ett normalt värde på känsligheten.

Den piezoelektriska mikrofonens eller *kristallmikrofonens* verkan grundar sig på den piezoelektriska effekten, som består i, att en kristall av seignettesalt eller turmalin har förmågan att bilda spänningar när den sammantryckes eller sträckes i en viss riktning. De tryckväxlingar, som uppkommer genom ljudvågorna, ger upphov till växelspänningar, som uttas mellan tvenne elektroder fästade på två motstående kristallytor. Kristallmikrofonen, som kan göras med mycket små dimensioner, har ringa riktningsverkan och frekvenskurvan är mycket god. Teoretiskt finns knappast någon begränsning uppåt i frekvens. Känsligheten kan anges till ca 5mV/10 dyn/cm². Förutom för radioändamål användes kristallmikrofonen, om också i annan form, vid s.k. ekolodning.

Nålmikrofon är det officiella namnet på en anordning, som oftare brukar kallas elektroljuddosa eller pick-up. Denna har till uppgift att omvandla de mekaniska svängningarna i spåret på en grammofonskiva till elektriska växelströmsimpulser. De första ljuddosorna av detta slag var byggda som ett mellanting mellan en vanlig hörtelefon och en akustisk grammofondosa. Via nålen fortplantades svängningarna till en arm, fastsatt vid membranet, som på elektromagnetisk väg orsakade spänningar i hörtelefonlindningarna. Denna nålmikrofon led av stor mekanisk massa hos de rörliga delarna och hade därför svårt att följa med de högsta tonerna, och

dessutom var membranresonanserna besvärande. Ganska snart insåg man att konstruktionen måste se ut på ett helt annat sätt. Den elektromagnetiska nålmikrofonens verkan framgår i princip av bild 7. Här är *a* ett ankare, vid vilket nålen är fästad, och det hela är vridbart kring en axel *o*. Hela detta system skall vara så lätt som möjligt och dessutom väl dämpat, t.ex. vid punkten *o*, med hjälp av gummi eller dylikt. På finare apparater förekommer även oljedämpning. *M* är en kraftig magnet försedd med polskor *p*, och omkring ankaret är en spole lindad, dock så att ankaret fritt kan röra sig. Vid vissa konstruktioner är i stället spolar anbragta på polskorna.

Vid spelning sätter nålen ankaret i vibration, varvid detta växelvis närmas till den ena eller andra magnetpolen, och därvid förändras magnetfältets styrka genom spolen, vilket medför lågfrekventa växelspänningar över spolen. Spänningarna har i vanliga fall storleksordningen 0,1 V, och den elektromagnetiska nålmikrofonen kan i bästa fall få en frekvenskurva, som är rak mellan 50 och 8 000 Hz. Mot de lägsta periodtalen är det fördelaktigt att frekvenskurvan är något stigande ty en grammofonskiva har alltid bastonerna försvagade för att spåren icke skall gå i varandra vid stora amplituder, såsom vid pukslag o.d.

Liksom vi vid mikrofonerna hade en hel rad typer, grundade på olika principer, har vi även i fråga om nålmikrofoner elektrodynamiska, elektrostatiska och piezoelektriska, och dessa uppvisar synnerligen jämna frekvenskurvor ända upp emot 10 000 Hz men ger i stället något mindre spänningar än de elektromagnetiska.

Den piezoelektriska nålmikrofonen kallas även kristallpickup och användes ofta i radiogrammofoner. Nålens rörelser får här påverka en kristall av samma typ som vid kristallmikrofonen och som vid deformationen kan avge spänningar uppåt 10 V, varför den direkt kan driva en mottagares slutrör.

Nålen utföres numer ofta av safir, diamant eller liknande mycket hårda material och behöver därför sällan eller aldrig bytas. I den elektrodynamiska nålmikrofonen överförs nålens rörelser till en spole, som rör sig i axiell led i ett magnetfält från en permanentmagnet. Den avgivna spänningen är betydligt mindre än från en kristall-pick-up, men frekvenskurvan är mycket god och denna

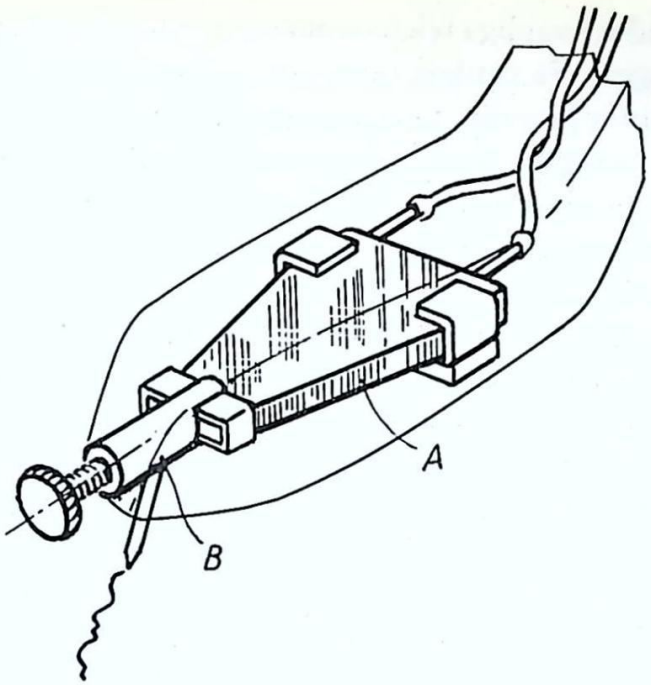


Bild 8. Piezoelektrisk nålmikrofon. Kristallelementet A utsättes för mekaniska påkänningar via armen B och avger därvid elektriska spänningar av motsvarande storlek.

nålmikrofon användes därför ofta vid rundradiosändningar. Mikrofonen är relativt dyrbar och användes därför sällan för i handeln förekommande radiogrammofoner och skivspelare.

Hörtelefonen och högtalaren

Sist i en radiomottagare, men därför icke minst viktig, är den apparat, som har till uppgift att omvandla de lågfrekventa växelströmmarna i ljudsvängningar. Hörtelefonen var länge allenarådande och utvecklades småningom i den högtalande telefonen, som sedan ersattes av högtalaren, och numera kan man knappast tänka sig en rundradiomottagare som icke är förenad med en högtalare. Såväl hörtelefoner som högtalare finns i olika typer, grundande sig på olika principer. Alltså skiljer man på elektromagnetiska, elektrodynamiska, elektrostatiska och piezoelektriska hörtelefoner och högtalare.

Den vanliga *elektromagnetiska hörtelefonen* behöver vi kanske icke gå in på i detalj. Den är konstruerad som den hörtelefon, som an-

vändes i vanliga telefonapparater och innehåller alltså en permanent magnet. På vardera polen av magneten finnes anbragt en spole och framför polerna, som vanligen består av lamellerat mjukt järn, ligger ett membran av mjukt järn. Magnetfältet genomflyter membranet och en växelström, som genomflyter magnetspolarna ger upphov till växlande fält, varigenom membranet sättes i röresle. Hörtelefonen kan även genomflytas av en pulserande likström t.ex. från en kristalldetektor eller ett elektronrör, och därvid måste man iakttaga att likströmmen får en sådan riktning, att hörtelefonmagnetens permanenta fält förstärkes. I annat fall kan magnetens verkan delvis upphävas och då erhålles svagare ljud och sämre ljudkvalitet. Utan det permanenta magnetflödet skulle membranet attraheras vid varje halvperiod och dubbla frekvensen höras (jämför verkan hos ett elektromagnetiskt mätinstrument). Då kraften i den magnetiska kretsen är proportionell mot kvadraten på magnetflödet ger membranets rörelse icke exakt riktig avbildning av växelströmmen. Dock blir felen små, om växlingarna i fältet är små i jämförelse med det konstanta fältet, och därför är det viktigt, att den permanenta stålmagneten är kraftig, om god ljudkvalitet skall erhållas.

Den högtalande telefonen bestod helt enkelt av en vanlig hörtelefon, vartill fogats en tratt. Den vanliga tratthögtalaren utgjorde en vidare utveckling av den högtalande telefonen.

En hörtelefon för radioändamål har vanligen högohmig lindning, dvs. magnetspolarna är lindade med många varv fin tråd, så att motståndet per spole håller sig omkring 1 000 Ω medan en hörtelefon för telefonändamål vanligen har 20 à 100 Ω per spole. Samtliga fyra spolar i de två hörtelefondosor, som tillsammans bildar en radiohörtelefon, är seriekopplade och det ohmska motståndet håller sig därför omkring 4 000 Ω. På grund av spolarnas induktans finnes dessutom ett reaktivt motstånd, som vid 1 000 Hz är av samma storleksordning och hörtelefonen får sålunda en impedans som vid 1 000 Hz håller sig omkring 6 000 Ω. Denna impedans utgör en tämligen riktigt anpassad belastning till ett elektronrör, och hörtelefonen kan därför anslutas direkt till röret utan transformator. En lågohmig telefon får däremot anslutas via en utgångstransformator.

I den vanligaste typen av elektromagnetisk högtalare har järn-

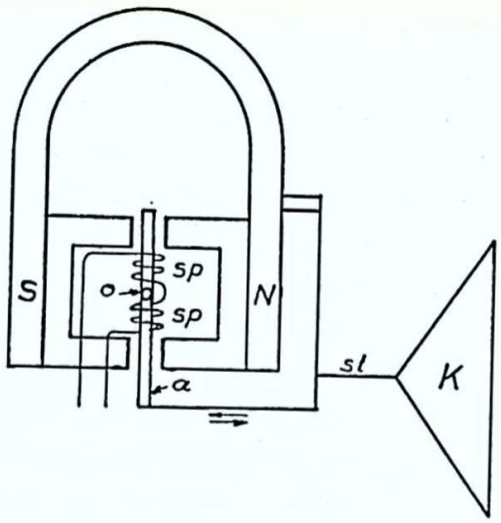


Bild 9. Den principiella anordningen vid ett balanserat elektromagnetiskt högtalaresystem.

membranet ersatts av en liten tunga av järn, som medelst ett stift står i förbindelse med det konformade membranet, vars yttre diameter är mellan 15 och 25 cm. Konen består av något lätt och relativt styvt material såsom impregnerat papper eller väv; även träfaner och celluloid har förekommit. Den koniska formen på membranet är nödvändig för att ge det hela tillräckligt styvhet, så att ankarets rörelser kan överföras till den omgivande luften.

För att i någon mån få bort den amplituddistorsion, som den kvadratiska återgivningen innebär, kan magnetsystemet utföras *balanserat* med dubbla magnetpoler, så att ankaret blir dubbelsidigt påverkat (jämför även den elektromagnetiska nålmikrofonens konstruktion). I bild 9 är ankaret *a* vridbart omkring axeln *o* mellan magnetpolerna. Dess rörelse kring axeln genom strömvariationerna i talspolarna *sp* överföres genom en mekanism till konen *K*, som i verkligheten är betydligt större i förhållande till magnetsystemet än vad bilden visar.

De elektromagnetiska högtalarna har genom den relativt stora massan i det rörliga systemet dåliga frekvensegenskaper och användes därför aldrig numera. De har helt ersatts av de elektrodynamiska och permanentdynamiska högtalarna, vilkas verkan grundar

sig på den elektrodynamiska principen, alltså kraftverkan på en strömförande ledare i ett konstant magnetfält. En liten spole, vid vilken konen är fästad, kan röra sig fram och tillbaka i ett starkt magnetfält. Magnetfältet åstadkommes med en permanent magnet eller i de fall då speciellt kraftiga fält erfordras med en särskild likströmsmatad magnetiseringslindning på en cylinderformad kärna i form av en pelare och magnetfältet slutes genom manteln och det luftgap i vilket talspolen rör sig, bild 10. Luftgapet är av storleksordningen 1 mm och talspolen, som kan vara både lågohmig och högohmig, uppfyller praktiskt taget hela mellanrummet. Avståndet mellan talspolen och järnkärnan är ej mer än någon tiondels mm vid mindre högtalare. Talspolen är fästad vid en centrering som håller den på sin plats i luftgapet men tillåter den att röra sig åtskilliga mm ut och in i axiell led.

Den dynamiska högtalaren är icke blott fri från den förut omtalade amplituddistorsionen (talspolen strävar nämligen att fullt proportionellt följa strömvariationerna) utan högtalaren är även i stor

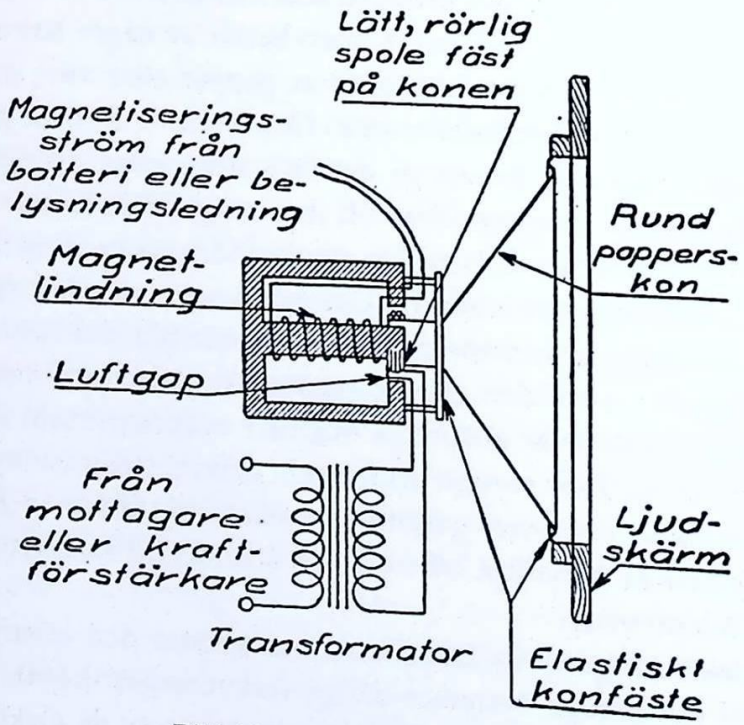


Bild 10. Schematisk bild av en elektrodynamisk högtalare.

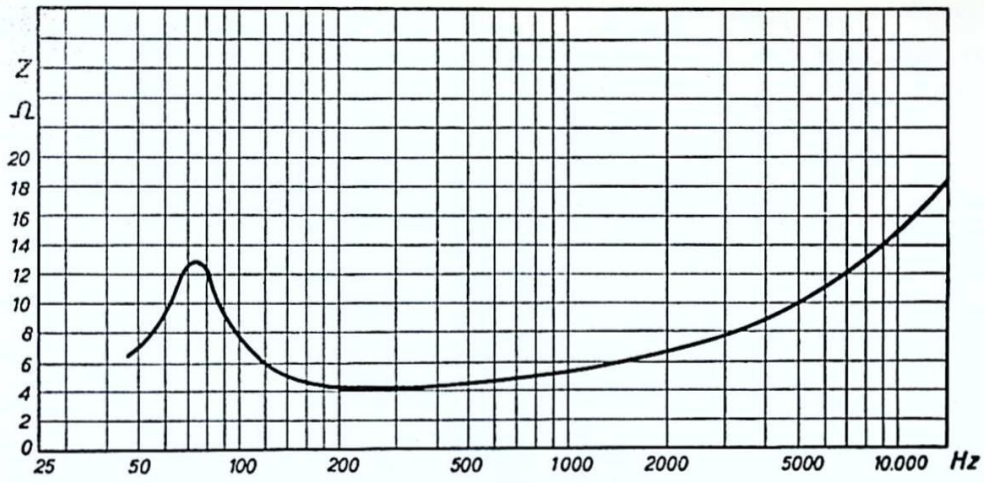


Bild 11. Typisk kurva över impedansens variation med frekvensen hos en elektrodynamisk högtalares talspole. Talspolens ohmska motstånd är 4 Ω, induktans 0,35 mH.

utsträckning frekvensoberoende, i det att alla ljudfrekvenser återges med nästan likformig styrka i motsats till vad förhållandet är vid den magnetiska högtalaren. Speciellt är det i fråga om återgivning av de låga tonerna som den dynamiska högtalaren är den magnetiska vida överlägsen.

Högtalarens frekvensåtergivning sammanhänger i hög grad med tyngden av och materialet i konen. Konerna i de moderna högtalarna är helgjutna i ett pappersmaterial, som består av särskilt långa fibrer, och genom att ge materialet olika styvhet och tjocklek kan ljudkaraktären varieras snart sagt i det oändliga. Speciellt vid större högtalare kan en avsevärd förbättring av ljudet åstadkommas genom att membranet göres tjockare längst inne vid talspolen och får sedan tunna av utåt eller också formas konen något böjd. För att undvika störande resonanser i membranet brukar detta ibland förses med inpressade ringar och ränder. Enligt amerikansk praxis ser man ofta högtalare av denna typ angivna efter deras storlek i tum. Detta sammanhänger med att basresonansens frekvens i stort sett beror på membranets storlek. Vid en membrandiameter på 150–180 mm ligger resonansen mellan 175 och 100 Hz.

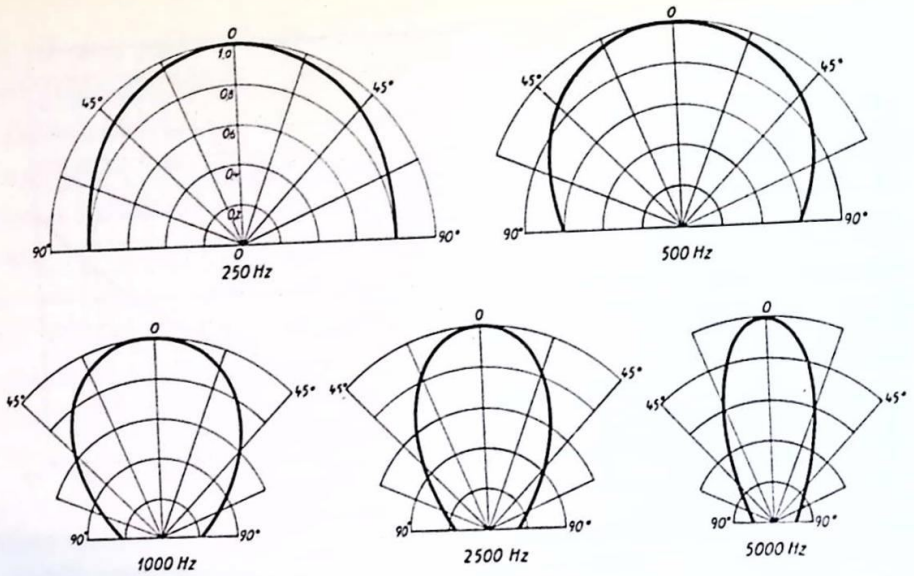


Bild 12. Relativa ljudtrycket i olika riktningar från en dynamisk högtalare med 16 tums diameter. Som synes sprids frekvenser omkring och över 5 000 Hz nästan inte alls åt sidorna.

Vid 200 mm diameter kan man nå ned till en resonansfrekvens på 80 Hz eller därunder (se bild 11). Från en högtalare strålar alla frekvenser inte ut likformigt åt alla håll utan högtalaren har vanligtvis en riktningskarakteristik av samma utseende som bild 12 visar. Högre frekvenser sprids således i mycket ringa grad åt sidorna och större moderna radiomottagare är också av det skälet försedda med speciella diskanthögtalare riktade snett framåt eller åt sidorna.

Önskad karakteristik, i stort sett frekvensoberoende, kan erhållas med en s.k. tratthögtalare i vilken membranet är förhållandevis litet och vid vilken tratten utformats till ett exponentialhorn av upp till flera meters längd. Denna senare högtalaretyp användes speciellt för återgivning av ljudfilm på biografer och i något förändrad form vid högtalareanläggningar utomhus. I senare fallet användes även den s.k. svamphögtalaren, som är ett mellanting mellan en högtalare med kon och en tratthögtalare, där tratten utformast så att ljudet strålar ut åt alla håll.

Den dynamiska högtalaren är en så viktig del i en modern rund-

radiomottagare, att vi här måste gå in något på dess anpassning till slutröret. Talspolen är vanligen av lågohmig typ och har en resistans på 2 à 10 Ω och spolens induktans bidra att öka impe-

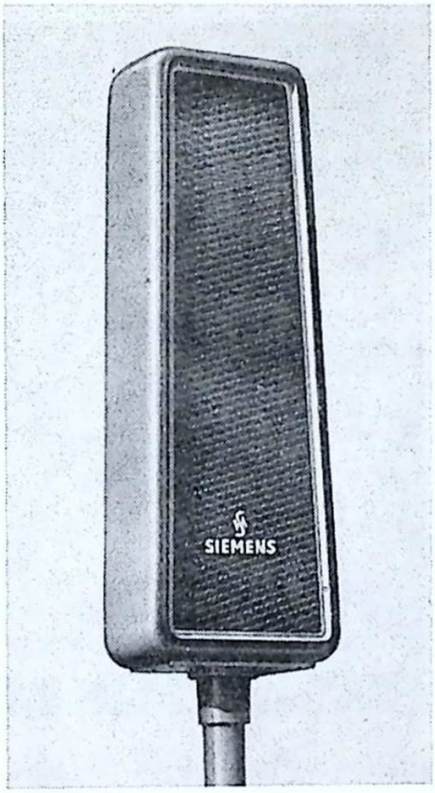


Bild 13. Kombination av högtalare som placerats över varandra för erhållande av stor riktverkan.

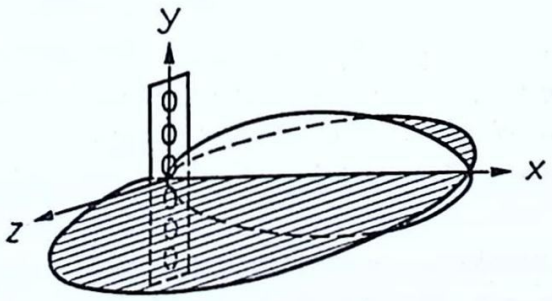


Bild 14. Riktningskarakteristik för högtalarkombination enligt bild 13. Karakteristiken är i vertikalplanet en långsträckt lob och i horisontalplanet njurformad, varför inget ljud strålar ut bakåt. Högtalarna kan därför placeras omedelbart framför mikrofonen utan att ge upphov till akustisk återkoppling.

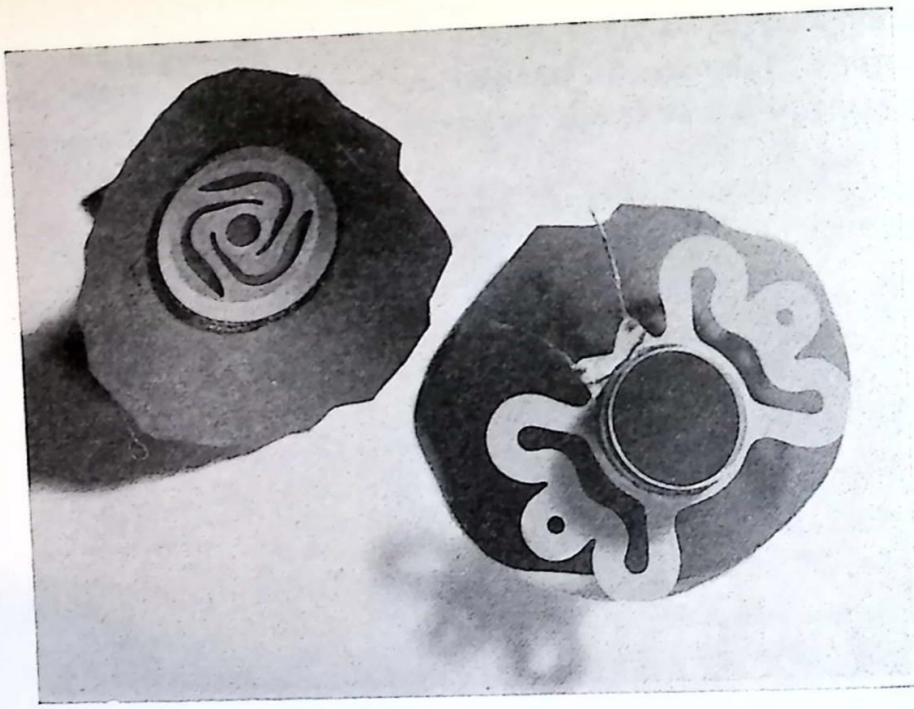


Bild 15. Tvenne typer av elastiskt kon- och talspolsfäste, s.k. centrering. Vid den ena, yttercentreringen, synes även talspolen med sina mjuka tilledningar.

dansen till ett värde minst 40 % över resistansen. I bild 11 har angivits en typisk kurva över talspolens impedans vid olika frekvenser. Impedansen sammansätter sig icke endast av talspolens elektriska egenskaper, utan även de mekaniska egenskaperna spelar in. Sålunda synes det av bild 11 att impedansen har ett maximivärde i närheten av 80 Hz och detta har sin orsak i att membranet här har en egenresonans. Mot de högre frekvenserna stiger impedansen ständigt.

En konstruktion finnes, där en kortslutningsring av koppar finnes i luftgapet. Därvid ökar impedansen mycket litet mot högre frekvenser.

Det gäller nu att avgöra till vilken impedans slutröret skall anpassas. Vi får nöja oss med att välja ut ett medelvärde, och detta brukar vanligen motsvara impedansen vid 1 500 à 800 Hz. Vid anpassning till detta värde kommer avvikelsen vid frekvenser nedåt

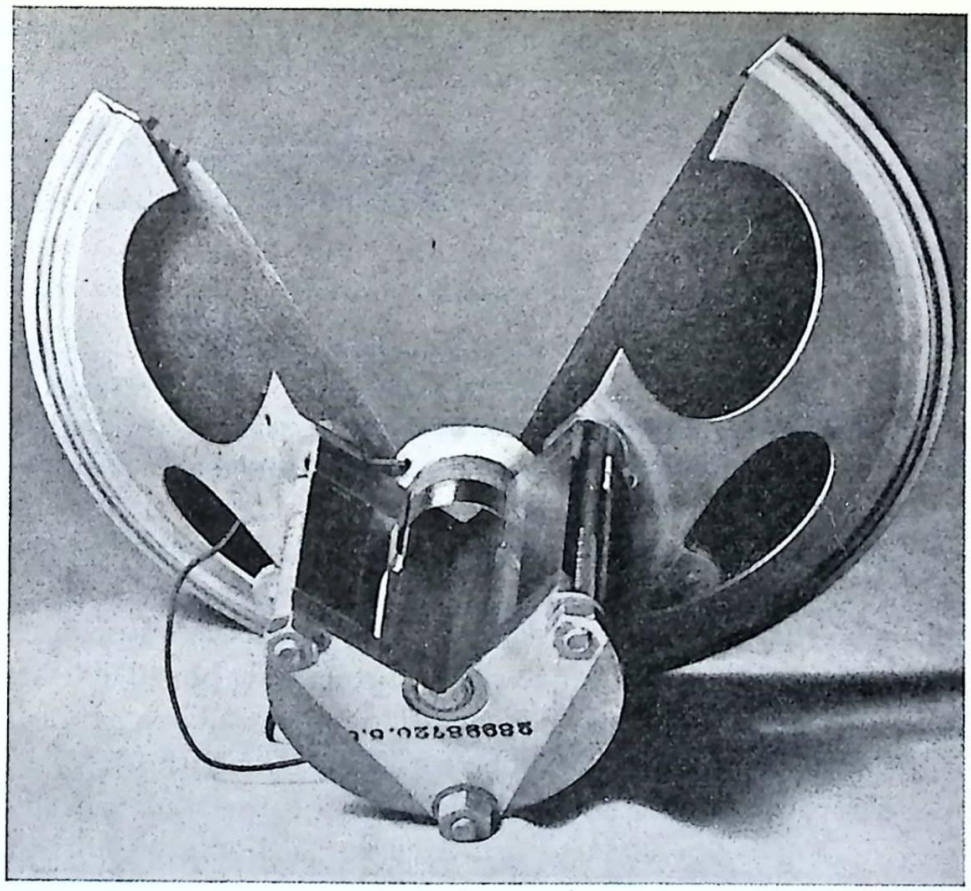


Bild 16. Permanentdynamiskt högtalaresystem i genomskärning.

50 Hz och uppåt 10 000 Hz icke att bli större än att hela frekvensområdet blir någorlunda likformigt tillgodosett. Genom ändring av anpassningen kan man ibland ordna så att de högsta eller de lägsta frekvenserna blir extra framhävda.

När det gäller att bestämma omsättningstalet hos utgångstransformatorn till en viss högtalare får man alltså först mäta upp impedansen vid olika frekvenser och sedan välja ut medelvärdet till vilket slutröret skall anpassas. I mindre kinkiga fall kan man sätta impedansen till 1,5 gånger talspolens ohmska motstånd och helt enkelt anpassa slutröret till detta värde. Angående anpassningen vid olika slutsteg hänvisas till uppställningen i brev 11.

Det magnetiska fältets styrka vid en dynamisk högtalare har stort inflytande på ljudkvaliteten. Dels ökar verkningsgraden med

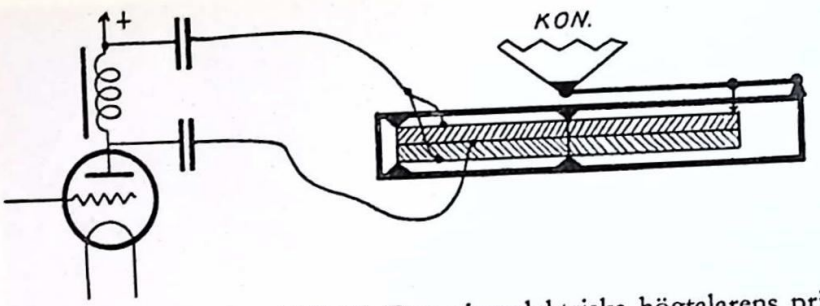


Bild 17. Den piezoelektriska högtalarens princip och inkoppling. Rörelsen åstadkommes här genom böjning av ett kristallelement, bestående av två kristaller med motsatt rörelseriktning.

fältets styrka, och dels minskas verkan av membranresonanserna. Magnetfältet i luftgapet har en styrka, som rör sig om 10 000 Gauss (eller linjer/cm²) och detta flöde åstadkommes vanligen genom användande av en permanent magnet. Den dynamiska högtalaren med permanentmagnetiskt fält eller den permanentdynamiska högtalaren, som den även kallas, har på senare år blivit i det närmaste allenarådande sedan man lyckats att till rimligt pris framställa högvärdigt magnetstål, som kan ge tillräckliga fältstyrkor. Magnetmaterialet utgöres härvid av legeringar med nickel, aluminium, kobolt, titan m.fl.

Liksom kondensatorn kunde användas som mikrofon så kan den även utformas till en högtalare. Sålunda består den *elektrostatiska högtalaren* av en stor, med mycket tunt metallfolium klädd pappersskiva, uppspänd tätt intill en fast metallplatta. Om lågfrekventa spänningar överlagrade på en fast spänning läggs mellan foliet och plattan, kommer genom den elektrostatiska kraftverkan foliet att röra sig i takt med spänningarna och verka som ett membran. Högtalaren kräver emellertid ganska höga spänningar och har i sin nuvarande utformning dålig verkningsgrad men har i stället god frekvenskurva. Även elektrostatiska hörtelefoner finns. Det är ett intressant faktum att den elektrostatiska högtalaren utan konstant tillsatsspänning direkt kan drivas med högfrekventa, modulerade spänningar, vilka alltså ej behöver likriktas.

Den piezoelektriska effekten har med gott resultat utnyttjats för högtalarekonstruktion, ty, omvänt vad som gällde vid kristallmikrofonen, kan vissa kristaller av speciellt seignettesalt utvidga eller sammandraga sig i en bestämd riktning om spänningar påtrycks vissa kristallytor. Dessa högtalare har förmågan att särskilt väl återgiva de högsta tonerna, varför de ofta används som komplettering till den elektrodynamiska högtalaren. Om man önskar likformigt återgiva alla frekvenser mellan t.ex. 20 och 12 000 Hz eller mer kan man alltså samtidigt begagna dynamisk högtalare med frekvensområdet 20 till ca 3 000 Hz och en *kristallhögtalare* för frekvenserna över 3 000 Hz, och därvid kan en synnerligen förnämlig återgivning komma till stånd.

Av stor vikt för en högtalares återgivning av tal och musik är sättet för fastsättandet av densamma. Om högtalaren monteras i en

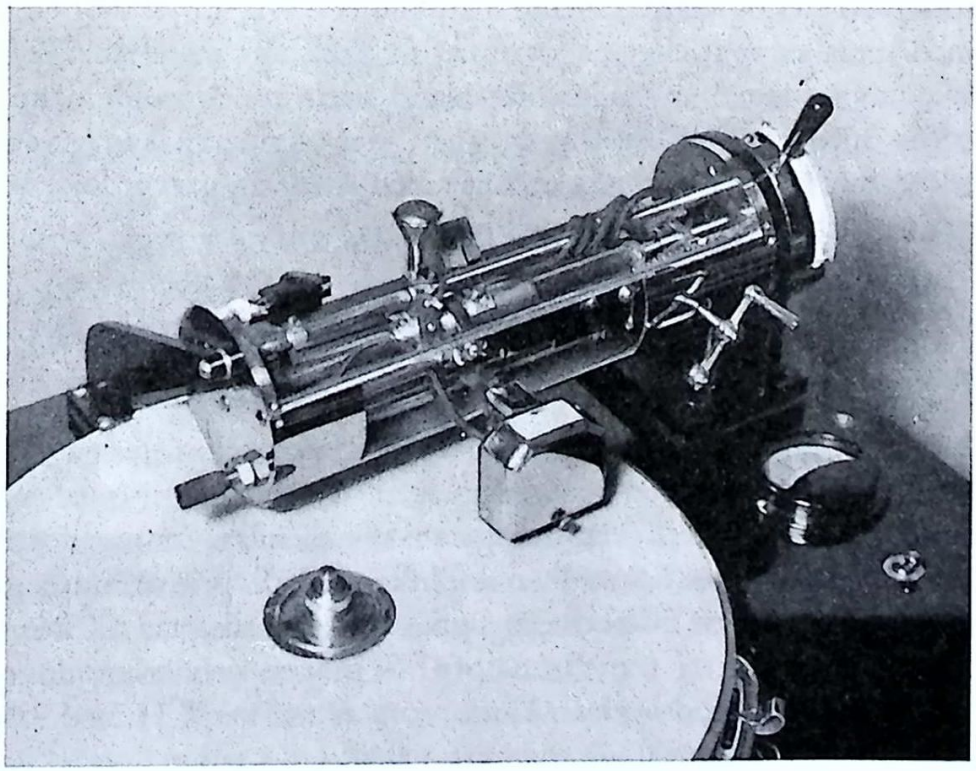


Bild 18. Graverdosa jämte mekanismen, som med konstant hastighet för dosan radiellt i förhållande till skivtallriken.

öppen eller sluten låda eller enbart på en med passande öppning försedd träskiva (baffel), kan de lägre frekvenserna framhävas och i vissa fall basresonansen dämpas ut, så att en rätlinjig frekvenskurva erhålles. Som regel gäller, att ju större luftvolym som inneslutits i högtalarlådan och som sätts i rörelse av högtalaren, desto lägre frekvenser i registret kan framhävas. En stor radioapparat av golvmodell är alltså ur denna synpunkt att föredra framför en mindre bordsmottagare.

Omvändningen till nålmikrofonen är den s.k. *graverdosan*, som användes vid grammofoninspelning för att i vaxskivan gravera in ljudvibrationerna, vilka via mikrofon och förstärkare blivit omvandlade i tonfrekventa växelströmmar. Graverdosor finns av såväl elektromagnetisk som elektrodynamisk och piezoelektrisk typ, och utmärkande för dem alla är, att det rörliga systemets massa är liten och dess dämpning stor, så att inga egenresonanser finns. I grund och botten är alltså graverdosan till sin konstruktion mest att jämföra med en högtalare, i vilken membranet blivit utbytt mot en nål med spets av agat eller något annat mycket hårt material. För inspelningsändamål användes ofta bland amatörer en vanlig nålmikrofon med speciellt kraftig magnet, men resultatet kan givetvis icke jämföras med det som erhålles med en riktig graverdosa, vars pris naturligtvis också är betydligt högre.

Räkneexempel

1 • En förstärkares ingångssida består av en potentiometer på 0,2 *M* Ω, och till förstärkaren skall kopplas en Reiszmikrofon med motståndet 300 Ω. Vilket omsättningstal skall en mikrofontransformator lämpligen ges och vilken induktans skall primärlindningen minst ha för att en 50-periodig signal ej skall nedsättas till mer än halva spänningen i transformatorn? Sök även primärlindningens varvtal när den lindas på en kärna, som vi vet ger 8 H med 2 000 varv.

Transformatorn har till uppgift att anpassa mikrofonens motstånd till ingångspotentiometern och dess omsättningstal blir alltså direkt

$$N = \sqrt{\frac{200\,000}{300}} = 26$$

Omsättningen blir alltså *1 till 26 upptransformering.*

För att bedöma den erforderliga induktansen hos transformatorns primärlindning får vi använda oss av formeln på sid 10:12, och här sätta $A_L = A_M/2$ vid 50 Hz. Vi försummar transformatorlindningarnas inre motstånd och får då följande värde på R_{eb} i formeln när $R_i = 300$ och $R_b = 200\,000$

$$R_{eb} = \frac{R_i\, R_b}{N^2\left(R_i + \frac{R_b}{N^2}\right)} = \frac{300 \cdot 200\,000}{26^2\left(300 + \frac{200\,000}{26^2}\right)} = 150;$$

$$A_L = \frac{A_M}{\sqrt{1 + \frac{R^2_{eb}}{\omega^2 L^2}}} = \frac{A_M}{2}; \qquad \sqrt{1 + \frac{R^2_{eb}}{\omega^2 L^2}} = 2;$$

och med siffervärden insatta

$$\sqrt{1 + \frac{150^2}{4 \cdot \pi^2 50^2 L^2}} = 2; \quad L = 0{,}275\ H = 0{,}3\ H$$

Som tidigare påpekats är induktansen för en och samma järnkärna proportionell mot kvadraten på varvtalet, och enligt uppgiften får vi alltså, om varvtalet på primären kallas för n_1

$$\frac{0{,}3}{8} = \frac{n_1^2}{2\,000^2}; \quad n_1 = 390 \text{ varv}$$

Detta gäller nu endast om likströmsmagnetiseringen på kärnan är så liten, att induktansen ej nedsättes. Mikrofonströmmen är knappast större än 25 mA och detta ger ca 7,5 ampèrevarv i detta fall, vilket knappast kan innebära någon risk för att kärnan skall bli för mycket magnetiserad.

2 • En utgångstransformator i en radiomottagare med elektrodynamisk högtalare har blivit förstörd och det gäller att anskaffa en ny transformator till högtalaren, som är av okänt fabrikat. För detta ändamål uppmätes talspolens ohmska motstånd till 4 Ω. Slutröret är en pentod, som drives med spänningen 260 V på anoden

och en anodström på 30 mA. För vilket omsättningstal skall transformatorn beställas och vilken primärinduktans fordras minst om vi stipulerar, att en 100-periodig signal ej får försvagas mer än 20 % i transformatorn?

Av det ohmska motståndet i talspolen, 4 Ω, kan vi sluta oss till att dess impedans kan uppskattas till $1{,}5 \cdot 4 = 6$ Ω. Rörets lämpliga belastning uträknas sedan ur dess driftsförhållanden, och eftersom det är fråga om en pentod kan vi sätta belastningen till

$$R_a = \frac{V_a}{I_a} = \frac{260}{\frac{30}{1\,000}} = 8\,600\ \Omega$$

Nu kan omsättningstalet bestämmas och detta blir

$$N = \sqrt{\frac{6}{8\,600}} = \frac{1}{38}$$

Omsättningen skall vara *38 till 1 nedtransformering.*

Sedan uträknas primärinduktansen enligt vad som angivits på sid 10:12. I formeln för de lägsta frekvenserna skall nu insättas $A_L = 80\,\%$ av A_M eller

$$A_L = 0{,}8\,A_M = \frac{A_M}{\sqrt{1 + \frac{R^2_{eb}}{\omega^2 L^2_p}}};\quad \sqrt{1 + \frac{R^2_{eb}}{\omega^2 L^2_p}} = \frac{1}{0{,}8}$$

Om vi icke tar hänsyn till inverkan av transformatorlindningarnas ohmska motstånd och vidare uppskattar pentodrörets inre motstånd till ett så högt värde som 100 000 Ω för att vara på säkra sidan, får vi

$$R_{eb} = \frac{100\,000 \cdot 6}{\frac{1}{38^2}(100\,000 + 38^2 \cdot 6)} = 8\,000\ \Omega$$

(Observera att ju större inre motståndet är desto större primärinduktans fordras.)

För frekvensen 100 Hz får vi alltså

$$\sqrt{1 + \frac{8\,000^2}{2^2\pi^2 100^2 L^2_p}} = \frac{1}{0{,}8},\ L_p = 17\ \textit{henry}.$$

Det bör anmärkas att detta blir en mycket god utgångstransformator. I marknadens vanliga rundradioapparater finns i fall som detta vanligen transformatorer med något under 10 H primärinduktans. Vid beställning av den i exemplet angivna transformatorn bör primärinduktansen 17 H vid 30 mA likström uppges.

SVARSUPPGIFTER · Brev 12

Svaren skrivs i *svarshäftet,* som sändes för granskning till *Brevskolan, Stockholm 15.*

1 · Nämn några olika mikrofontyper och beskriv deras verkningssätt.

2 · Beskriv den elektrodynamiska högtalaren.

3 · Hur går man tillväga vid beräkning av en utgångstransformator till en dynamisk högtalare?

4 · Hur användes den piezoelektriska effekten vid överföring av ljudeffekt i elektrisk effekt och tvärtom?

5 · Beskriv en elektromagnetisk nålmikrofon (pick-up).

6 · En mikrofonförstärkare har en ingångstransformator med omsättningstalet 1:10 och är avsedd att användas efter en mikrofon med impedans 250 Ω. Vilket omsättningstal skall ges ingångstransformatorn, om man önskar använda tre parallellkopplade mikrofoner av samma typ?

7 · En dynamisk mikrofon har impedansen 50 Ω. Efter mikrofontransformatorn har impedansen blivit upptransformerad till 20 000 Ω. Om spänningen – 52 dB relativt 1V uppmätts efter transformatorn vid ljudtrycket 1 dyn/cm² (normal samtalsstyrka), hur stor spänning ger mikrofonen då direkt över talspolen utan transformator?

TR.AB BJÖRKMANS EFTR

NÄTTRANSFORMATORER

Nutida radiomottagare drivs som bekant mestadels från belysningsnätet. Till en början begränsade man sig till att ta ut endast rörens anodström från likströmsnätet, men i och med att de indirekt upphettade rören kom till blev hela apparaten nätansluten. Vid s.k. allströmsapparater ligger vanligen alla rörens glödtrådar i serie, och strömstyrkan bestämmes av ett förkopplingsmotstånd. Anodströmmen tages direkt ur nätet utan transformering och likriktas vid växelströmsdrift. I den rena växelströmsmottagaren användes en nättransformator, som dels transformerar ned spänningen till en spänning, som är lämplig för rörens glödtrådsmatning (vanligen 6,3 volt), och dels transformerar upp spänningen för rörens anodström till lämpligt värde. I bild 1 finns den principiella anordningen vid en allströmsmottagare och en växelströmsmottagare åskådliggjord. I första fallet ser man hur detektorröret ligger närmast den pol av nätet, till vilken rörens katoder är kopplade, vilken pol vid likströmsdrift är minuspol. Detta måste ske för att störningarna inom det rör, som bär de minsta lågfrekvensspänningarna, skall bli så små som möjligt. Alltså ligger detektorröret först i kedjan. Därefter kommer övriga lågfrekvensrör utom slutröret, sedan högfrekvensrören med början framifrån och därefter slutrör och likriktarrör. Vid dimensionering av spänningsdelaren bör man noga ge akt på att den tål den effekt, som där utvecklas. I schemana har

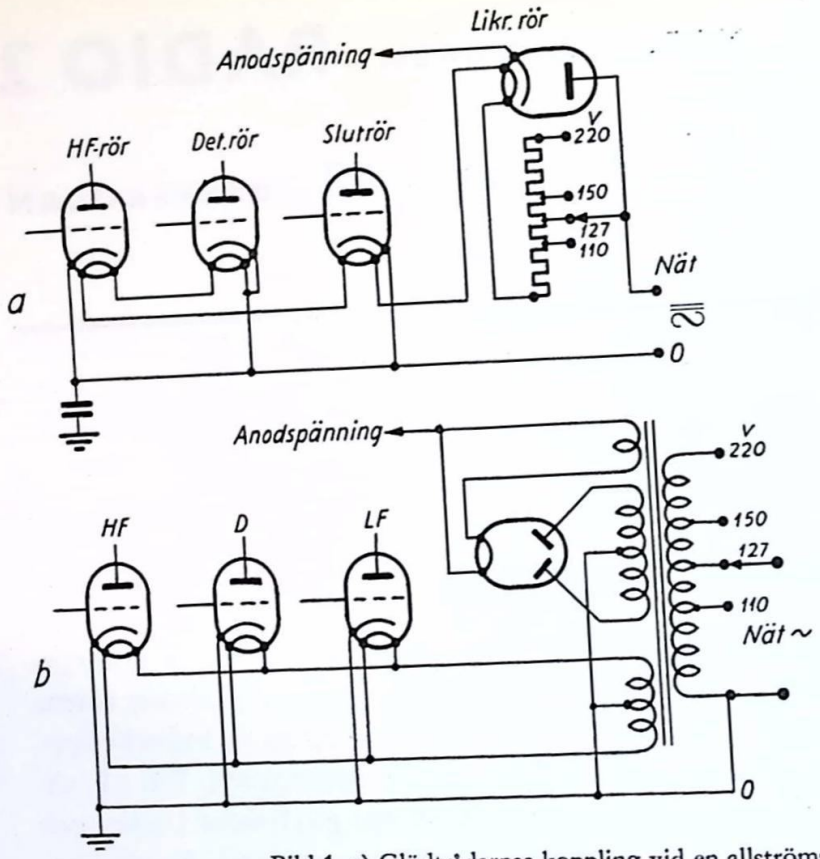


Bild 1. a) Glödtrådarnas koppling vid en allströmsmottagare, i serie. b) I en ren växelströmsmottagare är alla rörens glödtrådar parallellkopplade.

ej medtagits erforderliga anordningar för anodströmmens filtrering, vartill vi senare återkommer. Spänningsdelaren har uttag för olika nätspänningar.

I växelströmsfallet bild 1 b finner vi i detta fall dubbelsidig likriktning, vilket är det vanligaste. På transformatorns primärsida finns lindningsuttag för olika nätspänningar. Sekundärsidan upptar en lindning för likriktarrörets glödström en för mottagarrörens glödström och en för anodspänningen. I vanliga fall är mottagarrörens glödströmslindning försedd med mittuttag, som anslutes till nollspänning ("jord"), för att man skall få bort de störningar, som i form av brum kan härröra från glödtråden om denna inte är balanserad i förhållande till katoden. Likriktarens glöd-

strömslindning behöver inte ha mittuttag, så länge glödströmmen är stor i förhållande till anodströmmen. Vid dimensionering av nättransformatorn går man till väga på vanligt sätt, men det får observeras att anodspänningslindningen dimensioneras med tanke på spänningsfall i efterföljande sildrosslar m.m. För en ungefärlig beräkning av en nättransformator för en mottagare eller en mindre förstärkare går man till väga på följande sätt.

Först summeras volt-ampéreantalen (ungefär = effekten) för samtliga sekundärlindningar ihop, och totala sekundära effekten P_s blir sedan med sedvanliga beteckningar

$$P_s = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 + \ldots$$

Därefter uppskattas primäreffekten under antagande av att verkningsgraden är 80 % till

$$P_p = \frac{P_s}{0{,}80}$$

I verkligheten torde verkningsgraden vara något större, men i stället finns vid dessa små transformatorer en viss fasförskjutning, som även vid belastning är ganska stor, och därför ökas strömmen något. För uträkning av primärströmmen kan man slå ihop dessa saker och få räkningen enklare genom att sätta en något för låg verkningsgrad.

Primärströmmen i_p uträknas därefter ur effekten och spänningen

$$i_p = \frac{P_p}{v_p} = \frac{P_s}{0{,}8 \cdot v_p}$$

Nu vet vi strömstyrkan i varje lindning och med en viss given strömtäthet är det alltså möjligt att välja tråddimensioner. Med en strömtäthet på 2,5 A/mm² kan man anse sig vara på den säkra sidan. Att gå upp till 3 A/mm² innebär vanligen ingen fara, och i någon enda lindning kan man gå upp till 3,5 A/mm², om det skulle vara knappt med utrymmet. Det är fördelaktigt för spänningsfallen i lindningarna att arbeta med lägsta möjliga strömtäthet. Trådens

diameter d i en lindning med strömstyrkan i fås för strömtätheten s ur formeln

$$d = 2\sqrt{\frac{i}{\pi \cdot s}}$$

Om strömtätheten s räknas i A/mm², fås d i mm.

Sedan kommer turen till transformatorns järnkärna. Det fordras en viss vana att välja lämplig storlek och typ men som regel kan man välja mittbenets area A enligt följande uttryck vid 50 Hz

$$A = 1{,}2\sqrt{P_v}$$

Arean räknas här i cm² och är hela mittbenets area, så som man direkt kan mäta upp densamma eller som spolkroppens inre area. Med de vanligaste typerna på transformatorkärnor i standardutförande får man då i normala fall plats med lindningen. Kärnans mittbensarea behöver vi sedan för uträkning av antalet lindningsvarv per volt.

Lindningarnas varvtal bestämmes ur den vanliga transformatorformeln

$$v = 4{,}44 \cdot B \cdot A \cdot n \cdot f \cdot 10^{-8} \text{ volt}$$

där B är magnetiska induktionen i gauss, A kärnarean i cm², n varvtalet och f frekvensen. Vilken induktion eller magnetisk täthet i järnet, som skall väljas, beror på järnsorten och den uppvärmning av kärnan man vill tillåta och för vanlig transformatorplåt torde ett värde i närheten av 10 000 vara normalt om man icke räknar isolationen mellan plåtarna utan tar detta tal som medelvärde över hela kärnans area. För praktiskt bruk kan det vara lämpligare att skriva formeln för direkt uträkning av antalet varv per volt eller

$$\frac{n}{v} = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot B \cdot A \cdot f} = \frac{10\,000}{4{,}44 \cdot A \cdot f} \text{ varv/V}$$

Ofta får man kanske justera detta värde så att en lindning som skall förses med mittuttag får ett jämnt antal varv. Likaså vill man gärna hålla sig till ett helt tal för att få enklaste räkningar. En liten justering bör hellre ske i riktning mot flera varv per volt än tvärtom.

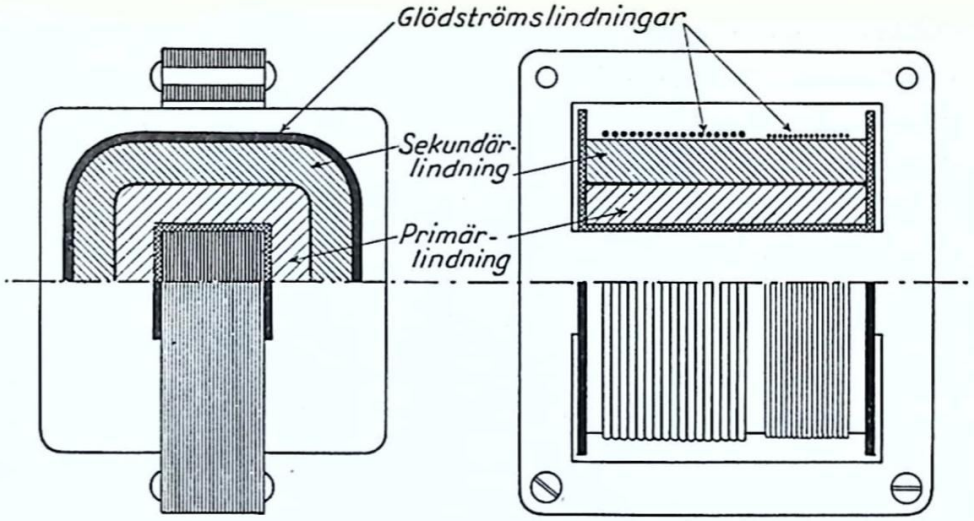


Bild 2. Schematisk bild av normal nättransformator för radiomottagare.

Efter detta är det enkelt att bestämma varje lindnings varvtal genom multiplikation med spänningen med antalet varv per volt.

Därefter kommer det besvärligaste för den som inte är van att beräkna transformatorer, nämligen kontroll av att lindningsutrymmet är tillräckligt. Ur tillgängliga tabeller kan man få fram trådens yttre dimensioner och räkna ut den plats den upptar. Vidare får man tänka på att extra isolation behöver inläggas i form av ett par lager papper ungefär för var femtionde volt eller helst ännu tätare. Man får även bereda sig på att tjockare tråd i allmänhet tar förhållandevis mera plats än klenare. Bomullsisolerad tråd tar relativt stor plats och användes mera sällan i högspända lindningar. Vanligast är lackerad tråd i transformatorer för radiomottagare.

Om det visar sig att lindningen ej får plats måste man försöka att minska något på antalet varv per volt eller gå ned med tråddimensionen i någon lindning. Är skillnaden stor, får man räkna om transformatorn på en större kärna.

Om man därefter vill dimensionera transformatorn mera exakt får man räkna ut ohmska motståndet och spänningsfallet i varje lindning. Först lägger man till ett antal varv på varje sekundärlindning, som svarar mot dess spänningsfall och därefter minskas alla primära varvtal procentuellt med primärlindningens procentuella spänningsfall. Vid en primärlindning med uttag för olika spän-

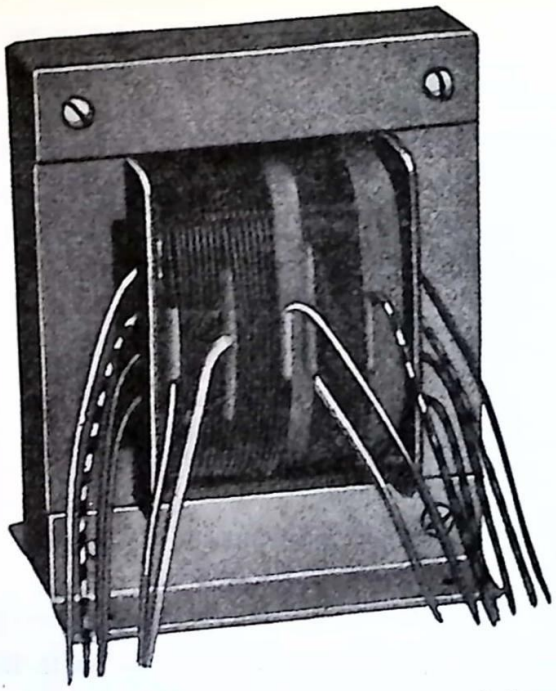


Bild 3. Nättransformator. Ytterst syns de bägge glödströmslindningarna, av vilka den ena med grövre tråd har mittuttag.

ningar får man göra detta för varje uttag. Enklast kommer man ifrån saken genom att minska primära varvtalet procentuellt lika med dess eget spänningsfall plus sekundära spänningsfallet i medeltal.

Beträffande glödströmslindningarna får man iaktta, att dessa skall ha ett varvtal, som är ett helt tal, helst jämnt, och därför får hela transformatorns varvtal justeras med hänsyn till detta.

I det föregående har inte tagits någon hänsyn till wattförlusterna i järnkärnan mer än då verkningsgraden uppskattades. För en eventuell exaktare kontroll av verkningsgraden kan vid 50 Hz räknas med omkring 3 W/kg.

I det följande skall lämnas ett exempel på beräkning av en nättransformator för radioändamål.

Drosslar med järnkärna

Beräkningen av induktansen hos drosslar med järnkärna är svår att exakt genomföra beroende på att järnets magnetiska egenskaper

inte är konstanta, då driftbetingelserna varierar. Magnetmaterialets karaktär framgår bäst av kurvan i bild 4, den s.k. hysteresisslingan, där den magnetiserande fältstyrkan eller amperevarvstätheten H avsatts utmed den horisontella axeln och induktionen eller den magnetiska flödestätheten B utmed den vertikala axeln. H uttryckes i enheten amperevarv/längdenhet av spolens lindning (Av/cm) och B i enheten gauss. Om materialet är omagnetiserat, kommer med stigande fältstyrka induktionen B att följa kurvan O-A, den s.k. jungfrukurvan eller nykurvan. Vid avtagande fältstyrka sjunker induktionen längs kurvan A-B-C-D. Punkten B representerar remannensvärdet, den flödestäthet som materialet besitter då amperevarvstätheten är lika med noll, och den mot punkten C svarande fältstyrkan kallas koercitivkraften. Om fältstyrkan återigen stegras, beskrives kurvan D-E-A, som alltså inte sammanfaller med jungfrukurvan. Förhållandet mellan flödestätheten B och fältstyrkan H

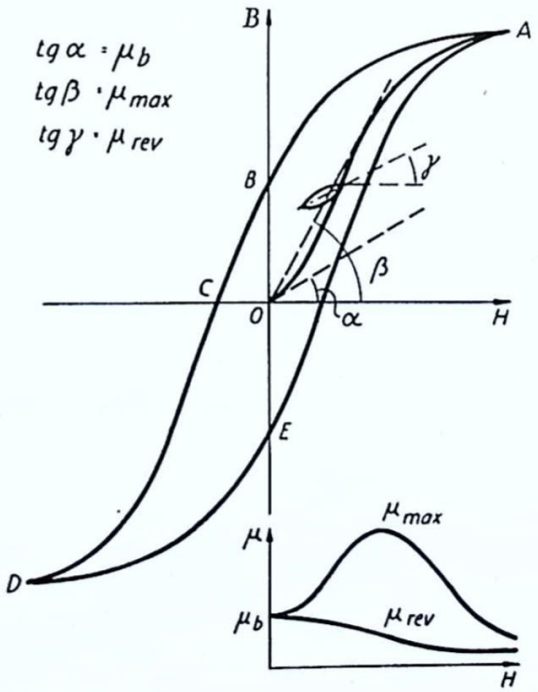


Bild 4. Hysteresisslinga för ett magnetiskt material med begynnelsepermeabiliteten, den maximala normala permeabiliteten och den reversibla permeabiliteten, åskådliggjorda. Den undre bilden visar hur den normala och den reversibla permeabiliteten varierar med magnetiserande fältstyrkan H.

utefter jungfrukurvan benämnes permeabilitet (understundom normal permeabilitet för att skilja den från på annat sätt definierade permeabiliteter), och brukar betecknas med den grekiska bokstaven μ (my). Vid mycket små värden på H kallas μ begynnelsepermeabilitet och betecknas μ_b. Vid överlagring av små växelfält i någon punkt på magnetiseringskurvan genomlöps små slingor, vilkas lutning anger den reversibla permeabiliteten μ_{rev}. μ har enligt bild 4 ett maximun vid en viss fältstyrka medan μ_{rev} ständigt avtar med ökande fältstyrka. Vidare synes att μ_b och μ_{rev} är lika stora vid en magnetiserande fältstyrka omkring noll.

Vid beräkning av drosslar och transformatorer, som skall användas då en liten växelströmsmagnetisering är överlagrad på en likströmsmagnetisering, måste hänsyn tas till den reversibla permeabiliteten.

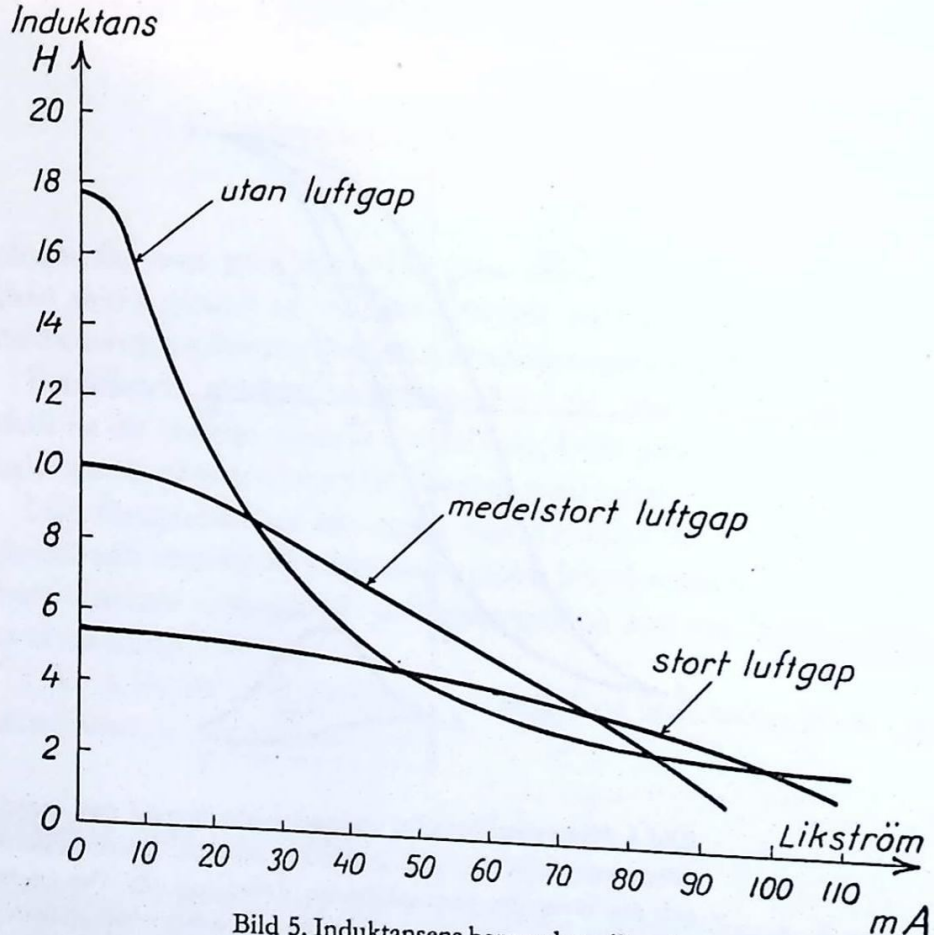


Bild 5. Induktansens beroende av likströmsmagnetiseringen hos en och samma drossel med olika luftgap.

Drosslar och transformatorer som genomflyts av likström av varierande styrka kommer att ha varierande induktanser, enär en spoles induktans förutom av varvtal och järnarea även beror av kärnmaterialets permeabilitet. För att motverka detta samt även för att förhindra mättning i järnet, införes i den magnetiska kretsen ett luftgap, varvid induktansen blir beroende av likströmsmagnetiseringen i enlighet med kurvorna i bild 5.

Den yta, som hysteresisslingan innesluter, representerar ett mått på den energi som återgår för att magnetisera materialet ifråga. Vid variabla fält, då alltså slingan genomlöpes gång på gång, är det av vikt att den inneslutna ytan är så liten som möjligt, vilket oftast betyder att koercitivkraften ska vara så liten som möjligt. Men samtidigt bör materialets resistivitet vara så stor som möjligt för att undvika uppkomsten av s.k. virvelströmmar och virvelströmsförluster i kärnan. Av denna anledning utförs transformatorkärnor alltid av från varandra isolerade plåtar och till spolkärnor för mycket höga frekvenser används ofta numera järnpulverkärnor. Det pulveriserade materialet bakas till kärnor tillsammans med några procent bindemedel, vilket gör att de enskilda kornen är isolerade från varandra. Mellanrummen fungerar samtidigt som luftgap, varför konstant induktans hos den kärnan omslutande lindningen erhålles.

I nedanstående tabell finns en del uppgifter för vissa magnetiska material, som brukar användas för lågfrekvensinduktansernas kärnor.

Vi ser alltså att vissa material, som innehåller nickel och ibland även andra beståndsdelar, har högre permeabilitet än vanlig kisel-

	Permalloy 78,5 % Ni 21,5 % Fe	Mumetall 76 % Ni 17 % Fe 2 % Cr 5 % Cu	Megaperm 45 % Ni 45 % Fe 19 % Mn	Permenorm 48 % Ni 52 % Fe	Transformatorplåt, kisellegerad
Reversibel permeabilitet vid omagnetiserad kärna.....	10 000	12 000	4 800	2 700	1 200
Max. permeabilitet	50 000	45 000	26 000	19 000	9 000
Induktion vid max. permeabilitet.....	4 500	4 000	2 000	4 500	7 000
Induktion vid mättning	9 000	8 000	8 500	14 000	17 000
Koercitivkraft	0,035	0,03	0,08	0,20	0,40

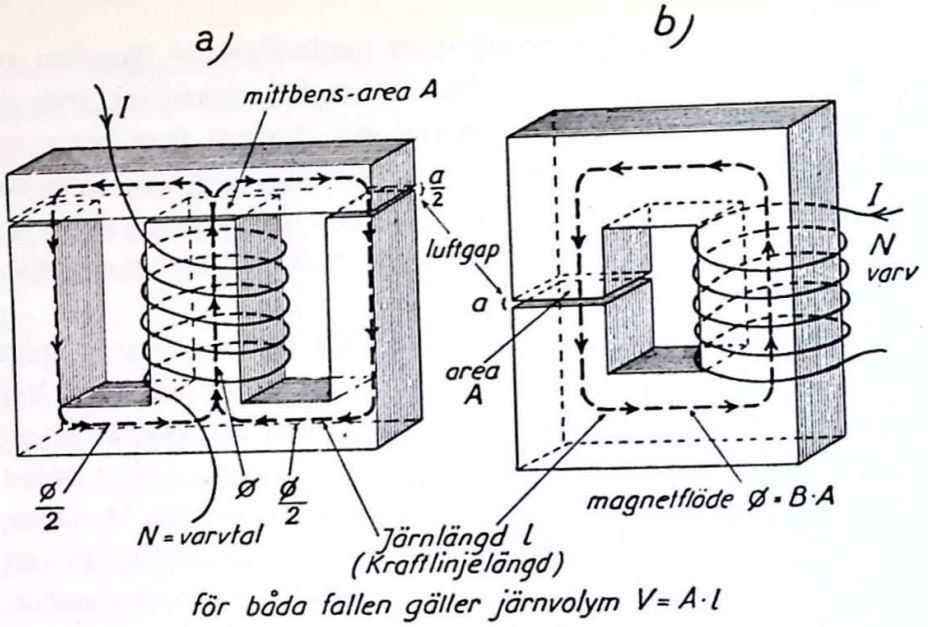


Bild 6. En drosselkärna enligt a) kan beräknas på samma sätt som om den hade utseendet enligt b). Observera hur järnlängden l och luftgapet a räknas i de båda fallen.

legerad transformatorplåt men i gengäld har de mindre motståndskraft mot likströmsmagnetisering. Den vanliga kiselplåten har även större växelströmsförluster.

Man kan beräkna en drossels eller transformators induktans enligt följande grundläggande formler

$$\frac{LI^2}{V} = \frac{B^2 \left(\frac{1}{\mu} + \frac{a}{l}\right)^2 10^{-8}}{0{,}4 \cdot \pi \left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{a}{l}\right)}$$

$$\frac{NI}{l} = \frac{B}{0{,}4\,\pi} \left(\frac{1}{\mu} + \frac{a}{l}\right)$$

Här är L = induktansen i henry
I = likströmmen genom lindningen i ampère
V = kärnans järnvolym i cm³
N = varvtalet
l = järnlängden i cm (se bild 6)
a = luftgapet i cm (se bild 6)

B = induktionen i järnet och luftgapet (konstantvärde) i gauss

μ = permeabiliteten B/H enligt magnetiseringskurvan

μ_{rev} = den reversibla permeabiliteten vid ifrågavarande magnetisering.

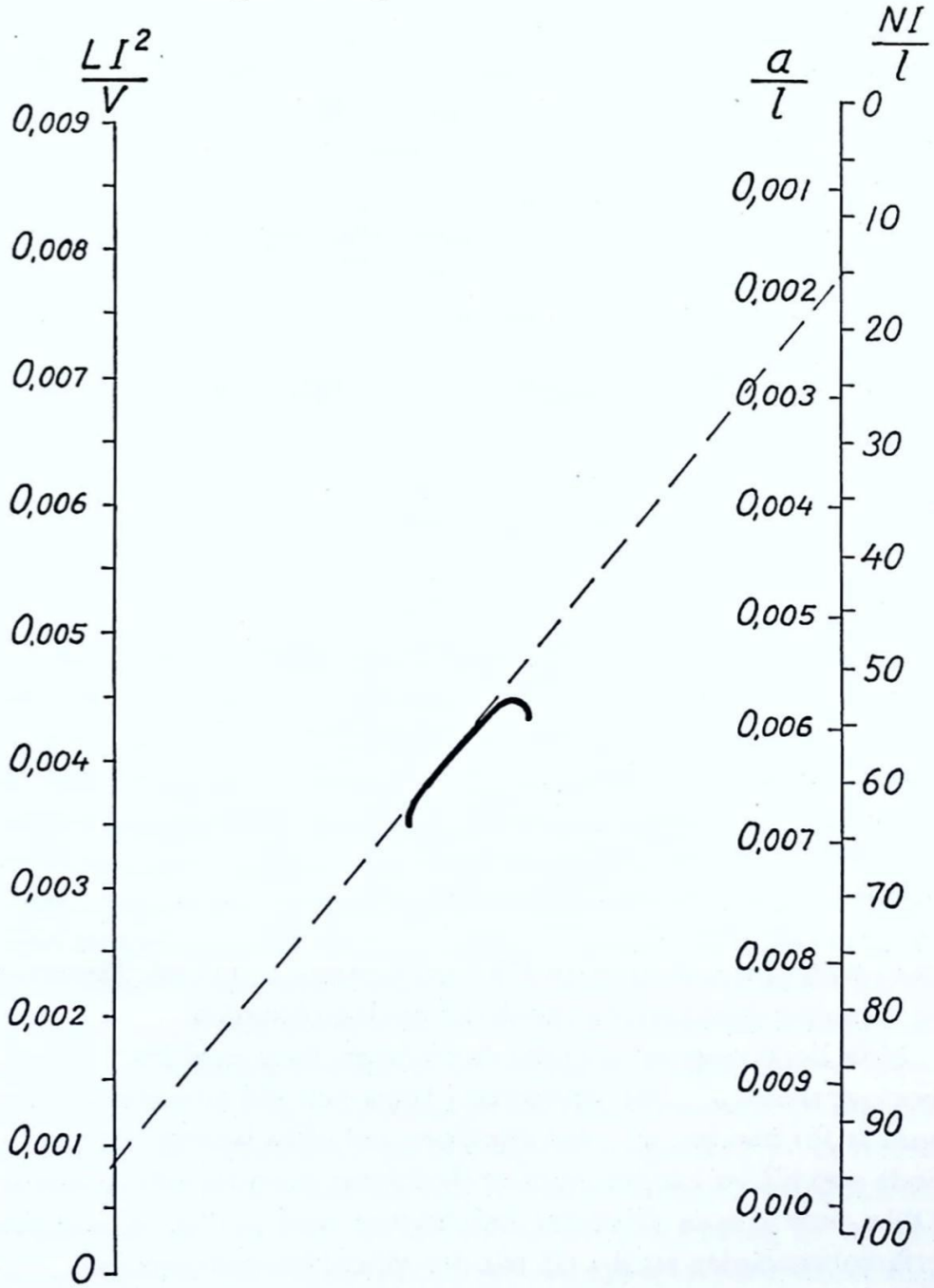


Bild 7. Diagram för beräkning av drosslar med luftgap (4% kiselplåt).

I denna formel är alla storheterna väl kända utom μ_{rev} som för varje material måste vara känt vid just de arbetsförhållanden, som används. Speciella kurvor finns, men dessa varierar betydligt även för samma material och därför har man uppgjort vissa diagram för materialen, ur vilka man direkt kan få ut lämpligaste luftgapet och drosselns energi per volymsenhet. Exempel på ett dylikt diagram för 4% kisellegerad transformatorplåt finnes i bild 7 och vi skall senare i ett exempel gå igenom hur det användes. På grund av att permeabiliteten icke är konstant erhålles i ett dylikt diagram en kurva för enslinjen i ställer för en punkt.

Vi kan se att en elimination av B i de båda formlerna ger till resultat en formel där induktansen är proportionell mot varvtalet i kvadrat när de magnetiska förhållandena i kärnan är desamma, vilket även angivits tidigare (sid. 3: 6).

Man får genom kombination av de båda formlerna på sid. 13: 10 följande

$$\frac{L\,I^2}{V} = \frac{N^2 I^2}{l^2} \cdot \frac{0{,}4\,\pi\,10^{-8}}{\left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{a}{l}\right)}$$

$$L = \frac{N^2 \cdot V \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}}{l^2 \left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{a}{l}\right)}$$

$$L = \frac{N^2 \cdot A}{l\left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{a}{l}\right)} \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}$$

där i stället för järnvolymen V införts järnarean A i cm². Järnarean är nämligen järnvolymen dividerad med järnlängden.

Hela beräkningens noggrannhet hänger ihop med hur väl man kan uppskatta μ_{rev} för järnsorten i fråga och vid arbetsbetingelser som är för handen. μ_{rev} kan nämligen vid olika betingelser variera ända upp till sex gånger inom en järnkärnas normala arbetsområde. Olika firmor, som tillverkar induktanser med järnkärna, har sina erfarenhetsvärden att lita till när det gäller järnegenskaperna.

Oftast är det inte möjligt att exakt förutbestämma induktansen

hos drosslar och transformatorer med järnkärna utan man får nöja sig med närmevärden. Efter kontrollmätningar får man därefter göra erforderliga korrektioner och därvid observeras att mätningarna utförs vid samma likströmsmagnetisering och samma växelströmsamplitud, som i verkligheten kommer att användas.

När den ovane amatören skall försöka sig på att beräkna induktansen hos en drossel eller transformator med järnkärna gör han bäst i att ta till ett relativt stort luftgap. Därvid minskas inverkan av den eventuellt felaktiga uppskattningen av reversibla permeabiliteten. Den senare delen inom parentesen, som utgör luftgapet dividerat med järnlängden överväger då.

KONDENSATORER FÖR RADIOMOTTAGARE

Kondensatorer i radiomottagare kan vara av olika konstruktion beroende på vartill de används. I första hand får man tänka på, att kondensatorn ej drives med högre driftspänning än den är avsedd för. Driftspänningen finnes ofta påstämplad och därvid är det av betydelse om det gäller växelspänning eller likspänning. På kondensatorer finnes även ofta angiven s.k. provspänning och denna bör vara minst 5 gånger driftspänningen vid likström och upp till emot 10 gånger denna när det är fråga om växelström. I vissa fall användes en kondensator på en plats, där den samtidigt är utsatt för både växelspänning och likspänning, och därvid måste man särskilt noga ge akt på att provspänningen är tillräckligt hög.

De variabla kondensatorernas konstruktion har vi tidigare berört i den mån de används i högfrekvenskretsar (sid. 9: 20). Förutom de luftisolerade vridkondensatorerna har använts variabla kondensatorer med pertinax, bakelit eller det mera förlustfria trolitul som dielektrikum. Dessa kondensatorer begagnades bl.a. för återkopplingsreglering och som variabla parallellkondensatorer på lågfrekvenssidan för ändring av en mottagares återgivning av de högsta frekvenserna (klangfärgskontroll). Glimmerisolerade variabla kondensatorer, s.k. trimrar, används även för avstämning av mellanfrekvenskretsar. På senare år har små variabla kondensatorer med keramiskt dielektrikum kommit allt mer till användning på grund

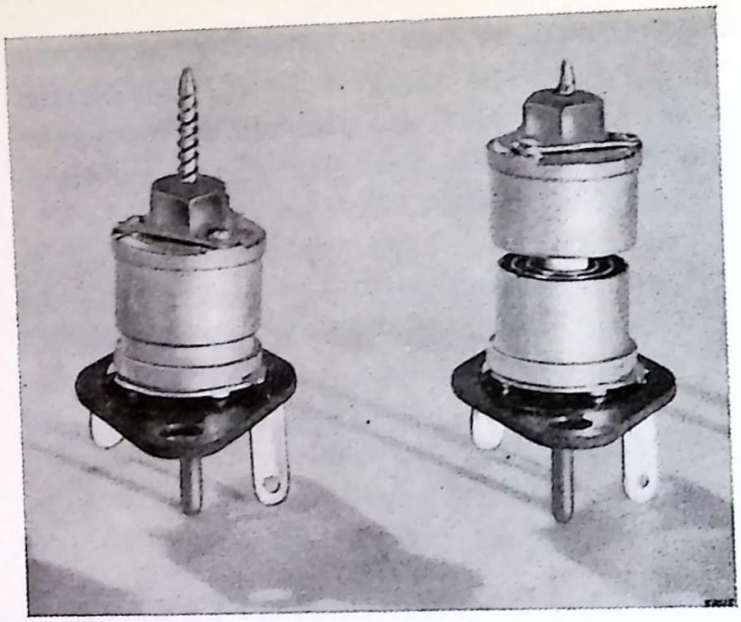


Bild 8. Luftisolerad trimmer i maximi- och minimiläge. Maximal kapacitans 30 pF (Philips).

av dessa kondensatorers små förluster även vid mycket höga frekvenser och deras stora stabilitet.

Fasta kondensatorer kan erhållas i storlekar från delar av en pF upp till något tusental μF och för provspänningar upp till åtminstone 100 000 volt. Storlek och utseende varierar mycket allt efter kondensatorns användningsområde.

Vanligen användes för lågspända kondensatorer dielektrikum av mycket rent linnepapper, som måste vara alldeles fritt från syror och alkalier samt fylla vissa stora fordringar på jämn tjocklek, poro-

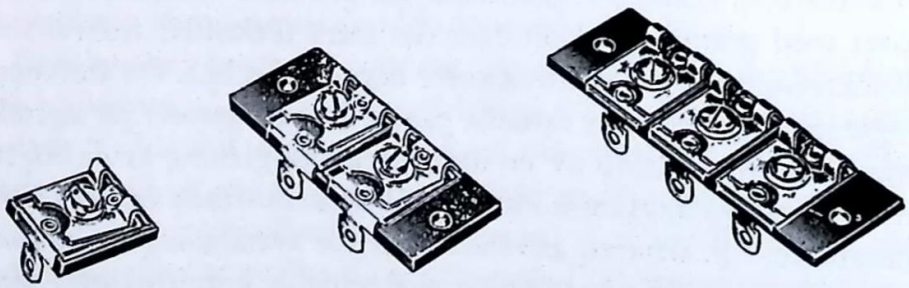


Bild 9. Glimmerisolerade trimmerkondensatorer.

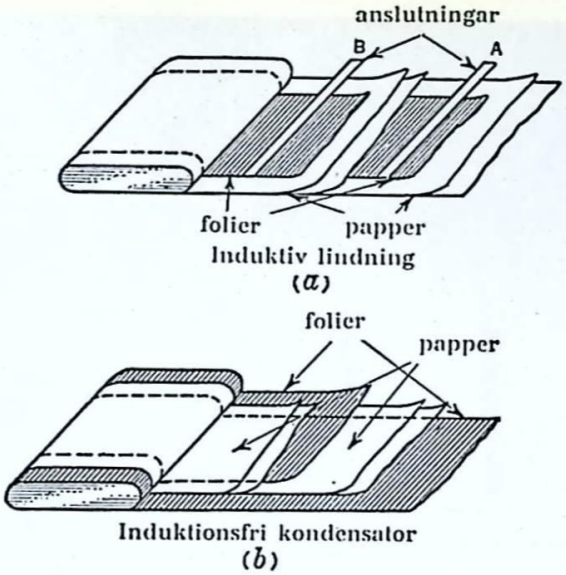


Bild 10. Principiell uppbyggnad av en induktiv och en induktionsfri papperskondensator, s.k. rullblockkondensator. Vid den induktionsfria typen ligger vardera foliet väl utanför, så att alla delar av detsamma lätt kan förenas.

sitet och jämn sammansättning. Två eller flera lager papper används och kondensatorns ledande belägg består av remsor av tunn aluminium, stanniol eller koppar. Folier och papper lindas ihop i olika stora lindor (s.k. kondensatorlindor), som sedan pressas ihop till exempelvis oval form och impregneras med svårsmält, förlustfritt vax. Därefter gjuts de in i höljen av papp, bakelit, plåt m.m.

Man skiljer på induktiva och induktionsfria kondensatorer. De senare användes för högfrekvenspassage eller i kretsar med lågfrekvens av högt periodtal, och induktionsfriheten åstadkommes genom att folierna vid tillverkningen läggs så, att det finns möjlighet att förena alla delar (från början till slut) av samma belägg mycket intimt i ena änden av kondensatorlindan t.ex. genom lödning, så att varje varv i lindan har direkt förbindelse med uttagstråden.

Papperskondensatorerna tillverkas i storlekar från 10 pF till några μF och med en noggrannhet av 20 eller 10% från uppgivet värde. Önskar man större noggrannhet eller mindre förluster får kondensatorer med dielektrikum av glimmer, styroflex eller keramik användas.

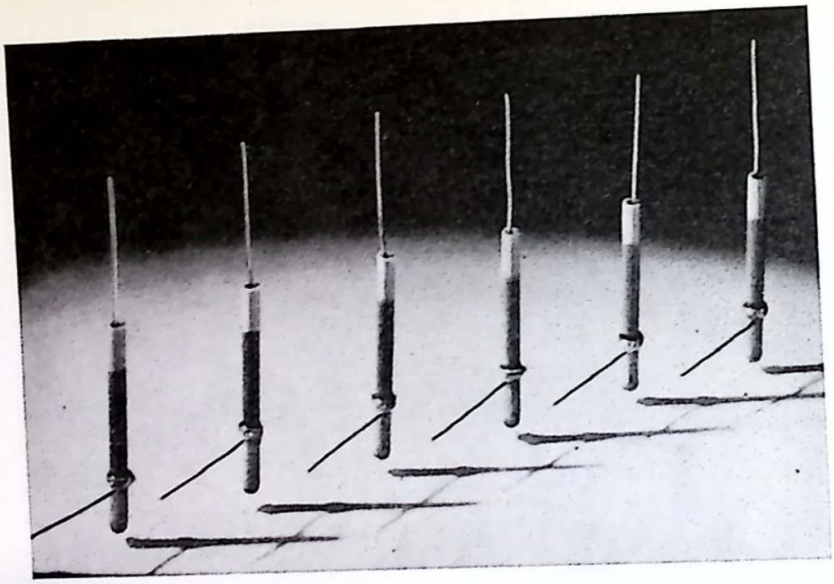


Bild 11. Exempel på keramiska kondensatorer. Kondensatorn består av ett keramikrör med invändig och utvändig beläggning.

Styroflexkondensatorerna är i stort sett uppbyggda på samma sätt som papperskondensatorerna, varvid papperet ersatts med tunna folier av styroflex. De utmärker sig för små dimensioner och låga förluster. Förlusterna beror dels på ohmskt motstånd i tilledningar och elektroder, dels på dielektriska förluster i själva isolationsmaterialet.

Keramiska kondensatorer har egentligen framkommit som ersättning för glimmerkondensatorer under den tid man i Europa hade svårt att få tag i god glimmer. Genom val av keramisk massa med olika egenskaper har man kunnat få fram t.ex. kondensatorer med negativ temperaturkoefficient. Genom kombination av en dylik kondensator och en vanlig med positivt temperaturberoende kan man få en kapacitans som ej varierar med temperaturen. Speciellt vid TV- och FM-mottagare samt mottagare med s.k. bandspridning på kortvåg är dylika kondensatorkombinationer av betydelse.

Även vid sändare har keramiska kondensatorer kommit till användning. Det finnes speciell keramisk massa som har mycket små förluster vid högre frekvenser.

Glimmerkondensatorer i små storlekar, upp till ca 1 000 pF görs på det sättet att en silverbeläggning sprutas eller utfälles direkt på glimmerskivans bägge sidor. I vissa utföranden av dessa glimmerkondensatorer är silverbeläggningen åtkomlig utifrån så att man genom skrapning kan ändra kapacitansen och minska den till ett exakt värde. Glimmer- och keramikkondensatorer är relativt dyra och kan tillverkas med en avvikelse från uppgivet värde på ned till 0,5 %.

Vid höga kapacitanser och måttliga spänningar används numer nästa uteslutande elektrolytiska kondensatorer, som finns i tvenne utföranden, våta och halvtorra. Elektrolytkondensatorernas huvudsakliga fördelar är deras relativt låga pris och deras i förhållande till kapacitansvärdet små dimensioner. Dessa kondensatorer kan emellertid ej alltid ersätta papperskondensatorer, ty i allmänhet kan de endast användas med en konstant likspänning mellan plattorna eller elektroderna och tjänstgöra för en på likspänningen överlagrad växelspänning. Kondensatorerna måste vanligen anslutas med rätt polaritet, men typer finns som kan anslutas i vilken riktning som helst.

Elektrolytkondensatorerna har i jämförelse med papperskondensatorerna relativt stora förluster och läckningsströmmen uppgår till ca 0,2 mA per μF vid 400 à 500 volts spänning. Läckningen ökar med ökad temperatur och högre spänning.

Kondensatorn består av fyra huvuddelar: anoden, katoden, elektrolyten och det dielektriska skiktet på anodens yta. Anoden är mestadels av aluminium, katoden av aluminium eller tenn. Elektrolyten är sammansatt av olika ämnen, varibland finns vissa komplicerade aluminiumsalter och är i viss mån de olika fabrikanternas hemlighet. Det dielektriska skiktet utbildas på anoden genom elektrokemisk formering, vilket sker i särskilda bad. En konstant likström på 1–3 mA/cm² släppes därvid genom kondensatorn, varvid en mycket tunn isolerande hinna avsätter sig på anoden. Formeringsspänningen är lika med eller större än den toppspänning vid vilken kondensatorn skall användas i färdigt skick.

Den våta elektrolytkondensatorn har en läckningsström som stiger mycket hastigt med ökad spänning över driftsspänningen och utgör därför ett användbart överspänningsskydd i radiomottaga-

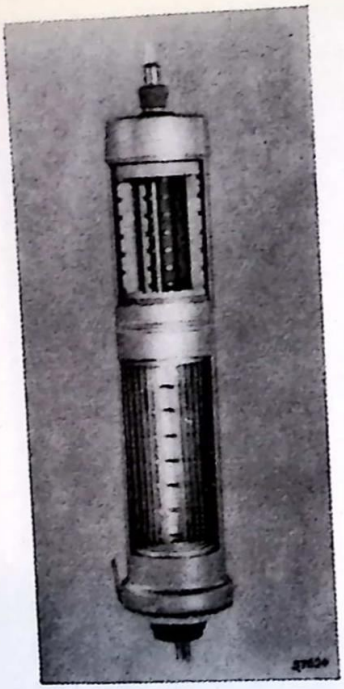


Bild 12. Genomskärning av en våt elektrolytkondensator, en kombinationskondensator bestående av en 50 μF och en 15 μF med resp. 310 och 275 V driftspänning. Det synes hur anoden givits största möjliga yta.

rens högspänningsdel. Vidare har den egenskapen att vid genomslag, som uppstår i det dielektriska skiktet, åter formera sig själv och kan därför sägas vara självhelande. Den halvtorra eller torra elektrolytkondensatorn, där elektrolyten icke är flytande utan indränkt i en sorts gasbinda eller speciellt papper, har inte dessa egenskaper. Den behöver dock ej placeras i ett visst läge och kan även göras mindre och ges en form som passar för inbyggande i mottagarens chassi.

De storlekar som oftast förekommer bland elektrolytkondensatorerna är 16, 32, 50 μF och 300 à 500 volts driftsspänning med resp. 350 à 550 volts toppspänning, vilket senare är detsamma som likspänning plus överlagrad växelspännings toppvärde. Som katodpassagekondensatorer vid lågfrekvens används storlekar om 25 à 50 μF och toppspänningar på 10 à 25 volt. Dessa senare kondensatorer är alltid av torr typ. Vi skall senare återkomma till exempel på var i en radiomottagare elektrolytkondensatorerna används.

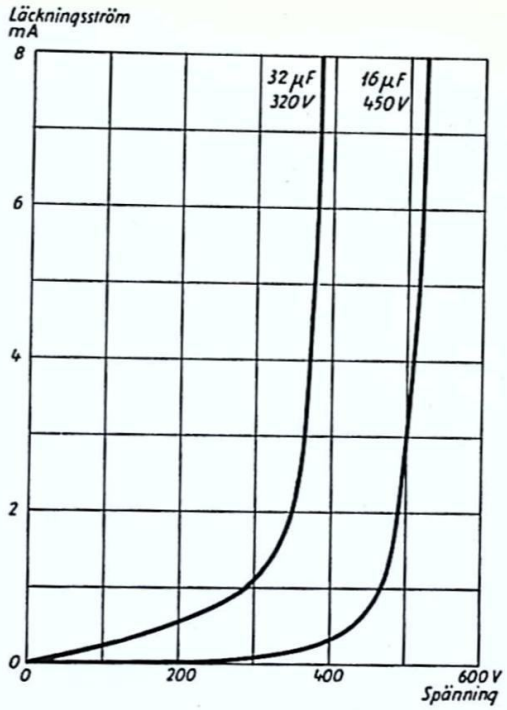


Bild 13. Läckningsströmmen som funktion av spänningen vid två våta elektrolytkondensatorer för respektive 320 och 450 V driftsspänning.

MOTSTÅND FÖR RADIOMOTTAGARE

Bland de motstånd som används i radiomottagare kan vi särskilja två slag, variabla och fasta. Båda dessa kan sedan vara av olika typ och här skiljer vi på trådlindade och kol- eller grafitmotstånd. Motståndsmaterialet är i den första typen motståndstråd, vanligen konstantantråd, som lindas upp på en kropp av porslin, asbest eller bakelit. Speciellt porslinsmotstånd tål hög effekt i förhållande till sin storlek. Den senare typens motstånd har kol eller grafit som motståndsmaterial och de tillverkas vanligen på så sätt, att porslin eller något annat hårt material överdrages med ett lager av kol, som sedan slipas på något sätt tills rätt motståndsvärde erhålles.

De trådlindade motstånden har en liten temperaturkoefficient, vilket emellertid icke är fallet med kolmotstånden, där motståndsvärdet ändras med temperaturen. Därför är det viktigt att ej belasta dessa senare motstånd för hårt. Trådlindade motstånd har däremot

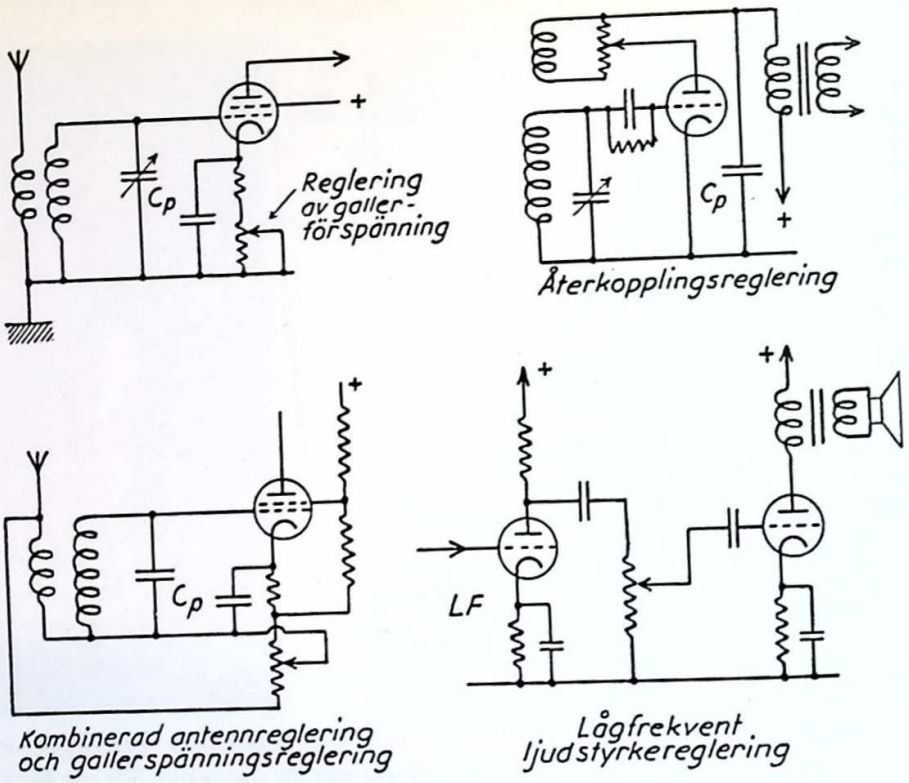


Bild 14. Exempel på användning av potentiometrar i radiomottagare.

nackdelen att vid högre frekvenser fungera som induktanser, vilket emellertid i viss mån kan motverkas genom ett speciellt lindningssätt, s.k. bifilarlindning. Kolmotstånden är induktansfria och lämpar sig således utmärkt vid högfrekventa kopplingar. Förutom den redan nämnda typen med ett ytskikt av kol kan till gruppen kolmotstånd även hänföras de s.k. massamotstånden, där hela motståndskroppen utgöres av en ledande massa. Ytskiktmotstånden är emellertid den utan jämförelse oftast använda typen inom radiotekniken.

De vanligaste motstånden i en radiomottagare är s.k. "läckor" och dessa finns i storlekar från några tiotal ohm och upp till 5 à 10 MΩ och vanligen för effekter på 1/4, 1/2, 1, 2 och 3 W. För högre effekter används oftast trådlindade motstånd som till sitt utseende ej mycket avviker från läckorna.

Bland de variabla motstånden har de trådlindade numera kommit ur bruk mer och mer, medan kolmotståndens popularitet vuxit,

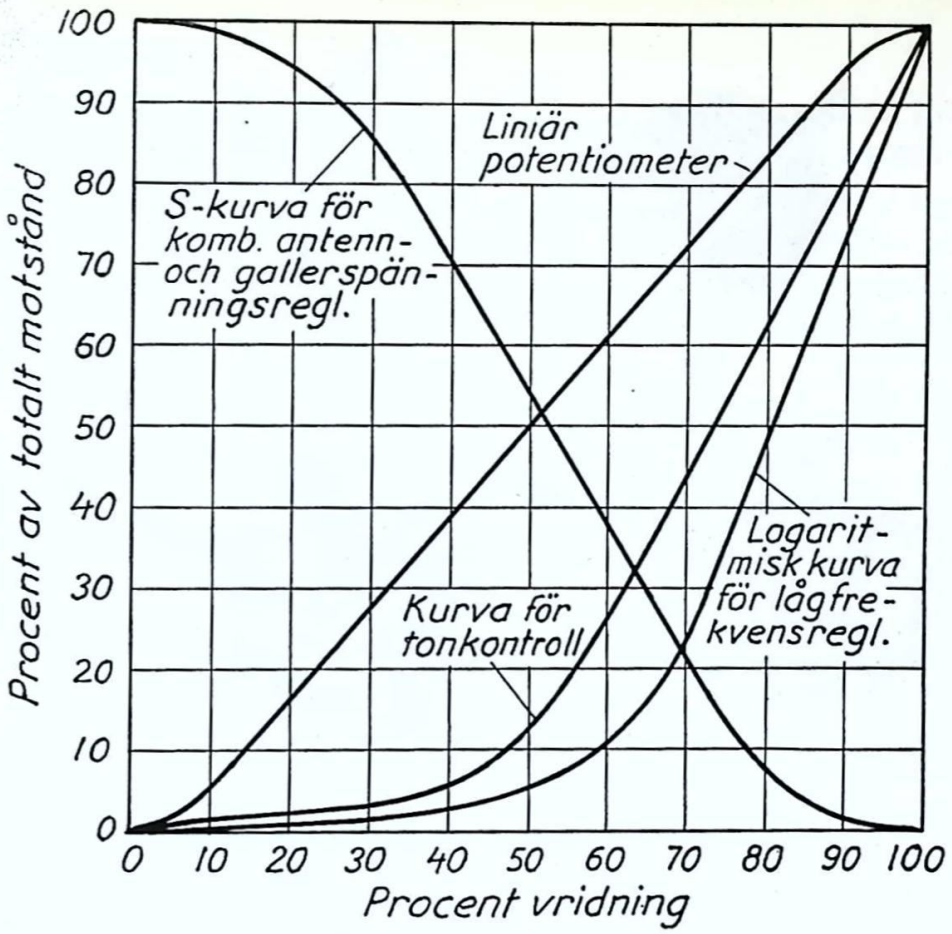


Bild 15. Olika slag av motståndsvariation hos radiopotentiometrar.

vilket dels beror på deras billigare pris vid de vanligaste motståndsvärdena och dels på deras elektriskt sett tystare gång. Vanligen används dessa motstånd i form av potentiometrar för både lågfrekvens och högfrekvens.

Beroende på var motståndet eller potentiometern användes ges dess motståndsvariation med vridningen olika kurvform och i bild 14 finns en del exempel på var variabla motstånd eller potentiometrar brukar användas i radiomottagare. Bild 15 visar några typiska kurvor över motståndsvariationen hos kolpotentiometrar för olika ändamål. Det är mycket viktigt att potentiometern är brusfri vid vridning, speciellt i de fall då både likström och växelström genomflyter densamma och förstärkningen efter potentiometern är stor.

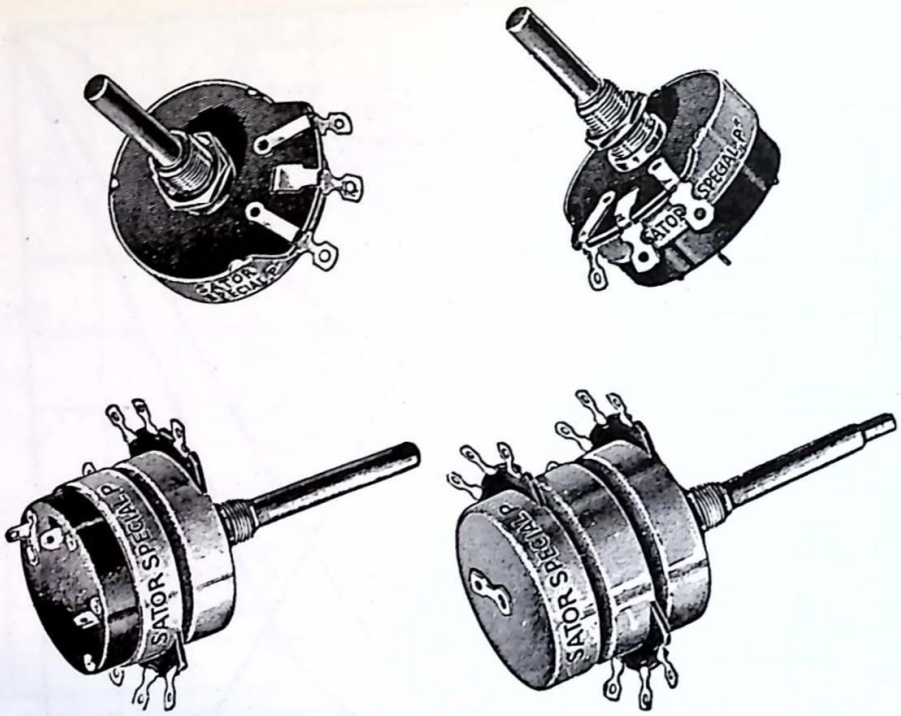


Bild 16. Potentiometrar, med och utan strömbrytare samt enkelt, dubbelt och tredubbelt utförande.

Moderna vridmotstånd och potentiometrar brukar vara skärmade och ha axeln isolerad från de strömförande delarna. Vidare förekommer det potentiometrar sammanbyggda med strömbrytare t.ex. för mottagarens nätspänning.

För att möjliggöra att en mottagares frekvenskurva vid olika ljudstyrka bättre anpassar sig efter örats hörselkurva finns potentiometrar med ett eller till och med två fasta uttag. Här inkopplas vissa kondensatorkombinationer eller också gör "tappen" någon tjänst i samband med den negativa återkopplingen på lågfrekvenssidan.

Fasta motstånd och potentiometrar för radiomottagare levereras som standard med värden som håller sig inom 20, 10 eller 5 % avvikelse från det angivna värdet.

Räkneexempel

1 · En nättransformator för en radiomottagare skall beräknas. Likriktningen är dubbelsidig och transformatorn skall lämna 2 × 400 V med 35 mA i varje lindning (den uttagna likströmmen är 70 mA, se bild 1 b). Vidare finnes en lindning för rörens glödström 4 V och 6 A samt en lindning för likriktarrörets glödström 4 V och 2 A. Transformatorns primärsida göres för 220 och 110 volts nätspänning.

Enligt vad som angivits på sid. 13: 3 börjar vi med att räkna ut totala sekundära voltampéretalet, som blir

$$P_s = 400 \cdot 0{,}035 + 400 \cdot 0{,}035 + 4 \cdot 6 + 4 \cdot 2 = 60 \text{ VA}$$

Primära VA-talet blir under antagande av 80 % verkningsgrad

$$P_p = \frac{60}{0{,}80} = 75 \text{ VA}$$

Detta ger följande primära strömmar

vid 220 volt: $i_{220} = \frac{75}{220} = 0{,}340$ A

vid 110 volt: $i_{110} = \frac{75}{110} = 0{,}68$ A

Nu kan tråddimensionerna beräknas. Vi väljer strömtätheten 3 A/mm² utom i glödströmslindningarna, där vi antar strömtätheten 2,5 A/mm². Tråddiametern blir i de olika fallen

$d_{400} = 2\sqrt{\frac{0{,}035}{\pi \cdot 3}} = 0{,}123$ 0,12 mm tråd väljes.

$d_4/_6 = 2\sqrt{\frac{6}{\pi \cdot 2{,}5}} = 0{,}75$ 0,8 mm tråd väljes.

$d_4/_2 = 2\sqrt{\frac{2}{\pi \cdot 2{,}5}} = 0{,}91$ 0,9 mm tråd väljes.

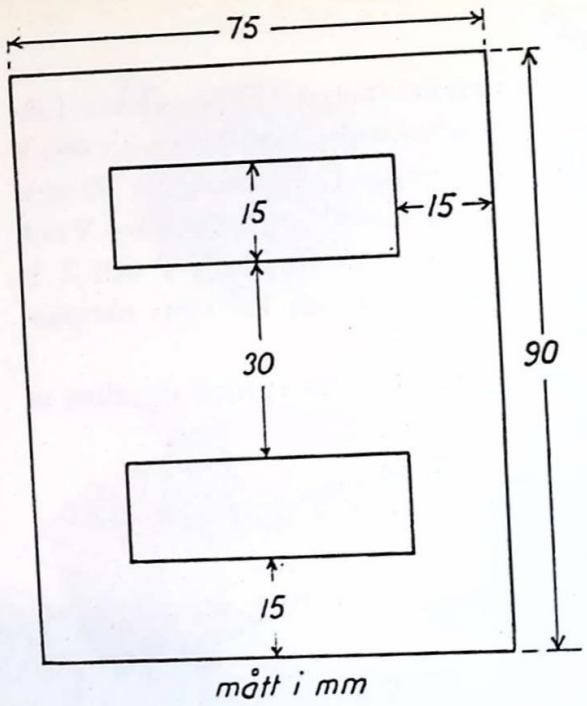


Bild 17. Måttskiss till transformatorplåt enligt ex. 1.

$$d_{110} = 2\sqrt{\frac{0{,}68}{\pi \cdot 3}} = 0{,}54 \qquad \text{0,55 mm tråd väljes.}$$

$$d_{220} = 2\sqrt{\frac{0{,}34}{\pi \cdot 3}} = 0{,}38 \qquad \text{0,4 mm tråd väljes.}$$

I detta senare fall gäller det alltså endast återstående delen av lindningen.

För att välja lämplig kärna uppskattas mittbenets area till

$$A = 1{,}2 \cdot \sqrt{75} = 10{,}4 \text{ cm}^2$$

Bland lämpliga kärntyper anser vi det finnes en, där mittbenet på plåtarna är 3 cm. Här finns att välja på kvadratiskt mittben, varvid arean blir 9 cm², eller 4 cm tjockt plåtpaket, varvid arean blir 12 cm². Ehuru det kanske skulle gå att få in transformatorn på den minsta kärnan tar vi det säkra för det osäkra och väljer mittbenet *3×4 cm*. Se även bild 17.

Med en induktion i järnet på 10 000 Gauss fås antalet varv per volt

$$\frac{n}{v} = \frac{10\,000}{4{,}44 \cdot 12 \cdot 50} = 3{,}8, \text{ vilket avrundas till } 4 \textit{ varv/V}$$

Nu blir de olika lindningarnas varvtal

$n_{400} = 400 \cdot 4 = 1\,600$ (hela lindningen: $2 \times 1\,600$ varv)
$n_4 = 4 \cdot 4 = 16$ (båda glödströmslindningarna får samma varvtal)
$n_{220} = 220 \cdot 4 = 880$
$n_{110} = 110 \cdot 4 = 440$

Vid uträkning av den plats, som transformatorlindningarna erfordrar tar vi varje lindning för sig och räknar med att varje varv upptager en plats i mm² lika med trådens diameter i kvadrat. Närmast kärnan ligger primärlindningen och 110-voltsdelen behöver då $440 \cdot 0{,}55^2 = 133$ mm². Nästa del av primärlindningen som också har 440 varv men klenare tråd behöver $44 \cdot 0{,}4^2 = 70$ mm². Den högspända sekundärlindningen erfordrar $3\,200 \cdot 0{,}12^2 = 46{,}5$ mm² För glödströmslindningarna, som lindas överst, får vi reservera ett minst 2 mm tjockt lager. Fönstret i vilket lindningen skall få plats är 15 × 45 mm. Av de 15 mm måste ca 5 mm reserveras för glödströmslindningen och isolationslager. Av de 45 mm kan lindningen ej få upptaga mer än 40 mm. De två högspända lindningarna kan alltså disponera $40 \times 10 = 400$ mm². De behöver minst $133 + 70 + 46{,}5 = 249{,}5$ mm². Ungefär 50 mm² extra åtgår för uttagsändar och för inpassande av lindningarna i lager.

Vi har alltså konstaterat att lindningen väl får plats. Det blir till och med ca 100 mm² över, vilket även var att vänta, då kärnan tagits till i största laget.

Vi fortsätter nu med att räkna ut spänningsfallen i lindningarna för att kunna korrigera varvtalen, så att spänningen vid belastning överallt blir den rätta. För detta behöver vi ohmska motståndet i lindningarna, vilket uträknas enligt formeln på sid 3: 2. Kopparns specifika motstånd är 0,017. Medellängden för ett varv på den innerst liggande primärlindningen är ca 0,18 m och alltså blir trådlängden $= 0{,}18 \cdot 440 = 80$ m för 110-voltsdelen. Motståndet i denna lindning blir

$$R_{110} = 0{,}017 \cdot \frac{4 \cdot 80}{\pi \cdot 0{,}55^2} = 5{,}8\ \Omega$$

Spänningsfallet i denna lindning $R_{110} \cdot i_{110}$ blir

$$5{,}8 \cdot 0{,}68 = 3{,}88\ \text{V eller } \frac{3{,}88 \cdot 100}{110} = 3{,}5\,\%$$

Resten av primärlindningen med sina 440 varv har ett motstånd av

$$R_{220-110} = 0{,}017 \cdot \frac{4 \cdot 80}{\pi \cdot 0{,}4^2} = 10{,}8\ \Omega$$

och spänningsfallet i hela lindningen med sina $5{,}8 + 10{,}8 = 16{,}6\,\Omega$ blir

$$16{,}6 \cdot 0{,}34 = 5{,}65\ \text{V eller } \frac{5{,}65 \cdot 100}{220} = 3{,}6\,\%$$

Den högspända sekundärlindningen har något större längd per varv och 0,2 m kan vara ett lämpligt medelvärde, vilket ger en trådlängd per halva av $0{,}2 \cdot 1\,600 = 320$ m. Motståndet blir

$$R_{400} = 0{,}017 \cdot \frac{4 \cdot 320}{\pi \cdot 0{,}12^2} = 480\ \Omega$$

Spänningsfallet per halva blir

$$480 \cdot 0{,}035 = 17\ \text{eller } \frac{17 \cdot 100}{400} = 4{,}25\,\%$$

Glödströmslindningarna har en omkrets av ca 0,25 m och trådlängden $16 \cdot 0{,}25$ m. Motstånden blir

$$R_{4/6} = 0{,}017 \cdot \frac{4 \cdot 4}{\pi \cdot 1{,}8^2} = 0{,}027\ \Omega \text{ och}$$

$$R_{4/2} = 0{,}017\ \frac{4 \cdot 4}{\pi \cdot 0{,}9^2} = 0{,}107\ \Omega$$

Spänningsfallen blir resp, $0{,}027 \cdot 6 = 0{,}16$ V eller 4,0 % och $0{,}107 \cdot 2 = 0{,}21$ V eller 5,4 %.

Vi får alltså öka de stora sekundärlindningarna på 1 600 varv med 17 volt eller 17 · 4 = 68 varv till 1 668 varv. Glödströmslindningarna, som bör vara lika, får ökas med i medeltal 0,2 volt eller 0,8 varv till 16,8 varv. På primärsidan minskas varvtalet procentuellt så att 110-voltslindningen får $440 - \frac{3{,}5}{100}\,440 = 424{,}5$ varv och hela lindningen $880 - \frac{3{,}6}{100}\,880 = 848$ varv.

Slutligen justeras alla varvtal proportionellt så att glödströmslindningarna får ett helt antal varv. Helst ökar vi varvtalet till 17, men om det visar sig svårt att få ut mittuttaget på den ena av dem på ett halvvarv, får vi välja 16 eller 18 varv. Det torde icke vara någon risk att återgå till de 16 varven.

Med 17 varvs glödströmslindningar får vi alltså den högspända sekundärlindningen till $1\,668\,\frac{17}{16{,}8} = 1\,688$ varv per halva. Primärlindningen får totalt $848\,\frac{17}{16{,}8} = 858$ varv och 110-voltsuttaget efter $424{,}5\,\frac{17}{16{,}8} = 430$ varv.

Med 16 varvs glödströmslindningar blir resultatet i stället $1\,668\,\frac{16}{16{,}8} = 1\,588$ varv respektive 808 och 405 varv.

Om vi hela tiden räknar med de procentuella spänningsfallen blir beräkningen följande. Vi fastställer 16 varvs glödströmslindningar. Sekundära spänningsfallet i medeltal $\frac{1}{3}\cdot(4{,}25 + 4{,}0 + 5{,}4) = 4{,}6\,\%$ och för hela primärlindningens del får då dras bort $4{,}6 + 3{,}6 = 8{,}2\,\%$ av varvtalet, som alltså blir $880 - \frac{8{,}2}{100}\,880 = 808$ varv. 110-voltsdelen får minskas med $4{,}6 + 3{,}5 = 8{,}1\,\%$ och blir alltså $440 - \frac{8{,}1}{100}\,440 = 405$ varv. Dessa värden stämmer som synes någorlunda väl med resultatet från föregående räkningar.

2. Vi önskar tillverka en drossel för filtreringsändamål med induktansen 12 H vid 60 mA likströmsbelastning. Den tilltänkta kärnan är av kisellegerad transformatorplåt och har ett mittben med stor-

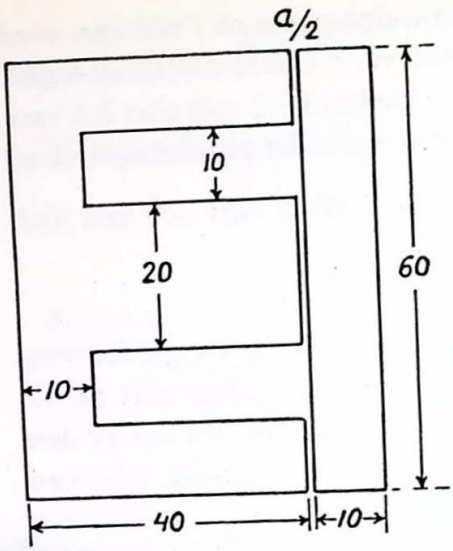


Bild 18. Måttskiss till drosselkärna i ex. 2.

leken 2 × 2 cm. Övriga mått framgår av bild 18 och ur denna framgår att järnlängden är 12 cm. Observera att kraftlinjeflödet delar sig på två håll med mittbenets halva area. Kärnan kan räknas som en kärna med utseende som i bild 6 b.

Denna drossel kan ungefärligt beräknas med hjälp av diagrammet i bild 7, sid. 13: 11, och därvid räknar vi först ut storheten

$$\frac{L\,I^2}{V} = \frac{12 \cdot 0{,}060^2}{48} = 0{,}0009$$

Sedan drages en linje från motsvarande punkt på skalan för $\frac{L\,I^2}{V}$ som tangerar kurvan i bildens mitt. Denna linje ger sedan en skärningspunkt på de båda andra skalorna, där man kan avläsa $\frac{a}{l} = 0{,}002$ och $\frac{N \cdot I}{l} = 15$. Detta ger oss ett luftgap på 0,24 mm och ett varvtal på 3 000. Detta betyder att med denna typ av kärna ett 0,12 mm tjockt papper skall inläggas mellan kärnan och oket.

Sedan övergår vi till att räkna ut vilken tråddimension som lämpligen kan användas. Vi antar att 3/4 av kärnans fönster kan utfyllas med tråd. Resten går åt för isolation, bobin, osv. Detta ger tillgänglig plats på $3/4 \cdot 10 \cdot 30 = 225$ mm². Varje varv behöver alltså en plats på 225/3 000 = 0,075 mm². Med samma antagande som i

föregående exempel att tråddiametern skall vara roten ur den tillgängliga ytan får vi här en tråd med diametern $\sqrt{0{,}075} = 0{,}27$ mm. Denna diameter gäller med isolation. Vi kan här välja 0,25 mm lackerad tråd eller 0,2 mm dubbelt silkesomspunnen tråd. Det ohmska motståndet kan beräknas till ca 125 ohm respektive 200 ohm.

Det kan vara av ett visst intresse att veta den reversibla permeabilitet, som verkar i järnet i detta fall. Formeln sid. 13: 12 kan ge besked om värden insätts.

$$12 = \frac{3\,000^2 \cdot 4}{12\left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{0{,}024}{12}\right)} \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}$$

$$\left(\frac{1}{\mu_{rev}} + 0{,}002\right) = \frac{9 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0{,}4}{12 \cdot 12}$$

$$\frac{1}{\mu_{rev}} = 0{,}00314 - 0{,}002 = 0{,}00114$$

$$\mu_{rev} = 870$$

3 • En högtalaretransformator har på primärsidan 2 000 varv. Kärnan på vilken transformatorn har lindats har ett mittben av storleken 15 × 15 mm och en järnlängd (kraftlinjelängd) på 6 cm. Luftgapet åstadkommes av ett 0,1 mm tjockt papper mellan kärnan och oket och är sålunda 0,2 mm sammanlagt. Hur många procent sänkes förstärkningen vid 100 Hz om transformatorn användes efter en pentod som har inre motståndet 25 000 Ω och är rätt anpassad till högtalarespolen? Röret drives med 25 mA och en spänning på anoden av 200 V. Den reversibla permeabiliteten anses i järnet vara 700 vid dess arbetsförhållanden i detta fall.

För att få reda på förstärkningsförhållandet måste vi känna transformatorns primärinduktans och vi inriktar oss först på att beräkna denna. För detta ändamål begagnar vi formlerna på sid. 13: 12.

$$L = \frac{N^2 \cdot A}{l\left(\frac{1}{\mu_{rev}} + \frac{a}{l}\right)} \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}$$

där A är kärnans area och l dess längd.

Med talvärden insatta får vi

$$L = \frac{2\,000^2 \cdot 1{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot 6 \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8}}{6^2 \left(\frac{1}{700} + \frac{0{,}02}{6}\right)} = 8\ H$$

Röret skall anpassas till ett motstånd $R_a = \frac{V_a}{I_a} = \frac{200}{0{,}025} = 8\,000$ (se sid. 11: 10). och eftersom vi inte känner transformatorns omsättningstal sätter vi detta till N. Det likaledes okända belastningsmotståndet (talspolen) sätter vi till $R_b = R_a N^2 = N^2\ 8\,000$ (se sid. 11: 4).

För uträkningen av förstärkningsförhållandet begagnar vi oss av formeln på sid. 10: 12 och här blir då

$$R_{eb} = \frac{25\,000\ N^2\ 8\,000}{N^2 \left(25\,000 + \frac{N^2\ 8\,000}{N^2}\right)} = 6\,100$$ (transformatorlindningarnas motstånd försummas) och

$$A_L = \frac{A_M}{\sqrt{1 + \frac{6\,100^2}{(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 8)^2}}} = \frac{A_M}{1{,}49}$$

$$A_L = 0{,}67 \cdot A_M = A_M - 0{,}33\ A_M = A_M - 33\%\ \text{av}\ A_M$$

Förstärkningen minskas alltså med 33%.

4. Vi antar oss ha en förstärkare, avsedd för kristallmikrofon på ingångssidan. Vi skall ändra ingången så att den kan användas för en dynamisk mikrofon med 50 ohm impedans. Till förfogande står en transformatorkärna av samma typ som den i bild 18, men något mindre. Mittbenet har dimensionerna 16 × 16 mm. Järnlängden blir därvid 104 mm. Vi tror att transformatorkärnan är av 4% kisellegerad plåt. Beräkna transformatorns lindningar under förutsättning att dess primära impedans vid 40 Hz skall vara minst lika stor som mikrofonens.

Kärnan i en mikrofontransformator är ganska stor för vårt ändamål och därför kan vi kosta på oss ett litet luftgap, även om detta skulle vara helt onödigt i detta fall. Vi väljer luftgapet till 0,2 mm, dvs. vi använder 0,1 mm pappersmellanlägg. Väljer man för stort

luftgap riskerar man att läckningen i transformatorn blir så stor, att de höga tonernas återgivning blir påverkad.

Först beräknar vi den induktans, som erfordras för att villkoret med impedansen skall vara uppfyllt.

$$50 = 2\pi \cdot 40 \cdot L; \; L = 0{,}2 \text{ H};$$

Därefter gäller det att räkna ut primärlindningens varvantal för att få denna induktans. Den reversibla permeabiliteten uppskattar vi något i underkant till 500 (normal dynamoplåt har ca 200). Enligt tidigare angivna formler får vi då

$$0{,}2 = \frac{N^2 \cdot 1{,}6 \cdot 1{,}6}{10{,}4\left(\frac{1}{500} + \frac{0{,}02}{10{,}4}\right)} \cdot 0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-8};$$

dvs. $N = 470$;

För att vara på den säkra sidan fastlägger vi primära varvantalet till *500 varv*. För att inte förlora för mycket i effekt bör ohmska motståndet helst vara omkring en tiondel av impedansen (upp till en femtedel förekommer). Detta gör 5 ohm. Lindningslängden för den innersta lindningen sätter vi för enkelhetens skull till 4 gånger 20 mm eller 8 cm. De 500 varven får då en lindningslängd, som är 40 m. Denna trådlängd skall nu ha en tråd som ger motståndet 5 ohm eller i formeln uttryckt

$$5 = 0{,}017 \cdot \frac{4 \cdot 40}{\pi \cdot d^2}; \; d = 0{,}17 \text{ mm}$$

Vi väljer 0,16 eller 0,18 mm tråd, då 0,17 är en ganska ovanlig dimension. De 500 varven tar med isolation en plats på högst 45 mm² eller omkring 3 mm höjd av fönstrets 8. Vi har alltså minst lika mycket plats kvar för sekundärlindningen utan isolation.

Sekundärlindningens varvantal skall ju bestämmas med hänsyn till det lämpliga omsättningstal som impedansomsättningen fordrar. Här är det emellertid fråga om en sekundärimpedans av storleksordningen ett par megohm vilket skulle göra ett omsättningstal på uppemot 200, vilket knappast kan utföras i praktiken. Vid bedömandet av en mikrofons känslighet räknar man emellertid ofta med impedansen 20 000 ohm, även om mikrofonen är obelastad, och vi ansluter oss därför till det värdet.

I vårt fall kan vi gå två vägar. I första hand räknas med upptransformering till 20 000 ohm, vilket direkt ger

$$\sqrt{\frac{20\,000}{50}} \cdot 500 = 10\,000 \text{ varv.}$$

Den andra metoden att bestämma sekundärlindningens varvantal går ut på att se efter hur många varv som får plats. Transfortorn är ju obelastad och därför kan man välja så klen tråd som man anser sig kunna linda med och sedan linda fullt och vara tacksam ju fler varv man kan få på. En viss begränsning i varvantalet ger emellertid läckningen och lindningens egenkapacitans, vilka tillsammans begränsar frekvensområdet uppåt (se sid. 10: 11).

Om vi i detta fall tänker oss kunna linda med 0,05 mm lackerad tråd så skulle det i fönstret finnas plats för åtminstone 50 mm² lindning och detta ger bortåt *20 000* varv. Om vi delar upp lindningarna och t.ex. lindar en tredjedel av sekundären först och sedan hälften av primären samt sedan åter en tredjedel sekundärvarv osv. tar isolationen mer plats och omkring *15 000* sekundärvarv kan anses få plats. I detta fall hade vi ju valt en troligen onödigt stor kärna och platsproblemen är mycket små. En god tumregel säger att man knappast kan ha mer än 20 000 varv på en obelastad lindning om man vill ha med upp till 10 000 Hz. I sista hand är det emellertid erfarenhet och slutligen mätningar som avgör hur den bästa lågfrekvenstransformatorn skall lindas på en viss kärna.

SVARSUPPGIFTER · Brev 13

Svaren skrivs i *svarshäftet*, som sändes till *Brevskolan, Stockholm 15*, för granskning.

1 • Ange hur rörens glödtrådar kopplas vid allströmsmottagare och växelströmsmottagare.

2 • På vad sätt inverkar likströmsmagnetiseringen i en drossel på induktansen?

3 • Vilken funktion har luftgapet i en likströmsbelastad drossel?

4 • Vilka fördelar har en våt elektrolytkondensator framför en torr eller halvtorr?

5 • Varför är det lämpligt att använda en s.k. logaritmisk potentiometer för reglering av ljudstyrkan på lågfrekvenssidan i en mottagare? (Ledning: se även brev 12.)

6 • Beräkna varvantalen hos en glödströmstransformator med primärspänningen 220 V och avsedd för sekundärt 6,3 V och 2,5 A. Som kärna användes drosselkärnan i räkneexempel 2 utan luftgap. Beräkna även lämpliga tråddimensioner. (Försök kontrollera, huruvida lindningen får plats.)

7 • Beräkna ungefärliga induktansen hos en lågfrekvensdrossel med 5 000 varv på en kärna av permalloy utan likströmsmagnetisering. Intet luftgap finnes och kärnans area är 25 mm² dess kraftlinjelängd 70 mm. (Ledning: Använd formel sid. 13: 12 och sätt luftgapet = 0. Legeringens reversibla permeabilitet utan likströmsmagnetisering finnes angiven på sid. 13: 9.)

TR.AB BJÖRKMANS EFTR

RADIOMOTTAGARE. GRUNDLÄGGANDE DELAR

De detaljer, som vi i det föregående sysslat med, ingår helt eller delvis i en radiomottagare. En radioapparat är numera en så komplicerad sak och kan utföras på så många olika sätt, att det vore omöjligt att här gå igenom alla förekommande typer. Genom att tänka sig radiomottagaren som en sammansättning av en rad grundläggande delar kan man emellertid relativt lätt förstå hela mottagarens funktion och även i viss mån ur kopplingsschemat sluta sig till den färdiga apparatens prestationer.

Som tidigare påpekats gäller det att alltid hålla isär delarnas växelströmsfunktioner, högfrekventa eller lågfrekventa och deras likströmsfunktioner eller funktioner, som sammanhänger med leverans av elektrisk energi till rörens olika delar. Sedan gäller det att få de olika funktionerna att arbeta så mycket som möjligt oberoende av varandra och rätta kopplingen och valet av delar därefter. Just i dessa senare fall får man ibland nöja sig med kompromisser om det hela ej skall bli alltför invecklat.

Vid en radiomottagare särskiljer vi sålunda nätmatningsdelen eller batteridelen med tillhörande filtreringar från mottagarens mera direkt i funktionen deltagande delar. Dessa senare delar består bakifrån räknat av slutsteget, lågfrekvensförstärkaren, detektorn och högfrekvensdelen. Högfrekvensdelen kan sedan vara uppdelad i en direkt högfrekvensdel och en s.k. mellanfrekvensdel, och sedan

kommer en rad mer eller mindre lyxbetonade delar, såsom automatisk förstärkningsreglering, avstämningsindikering och variabel selektivitet, vilka utgör tillsatser till grundkopplingarna.

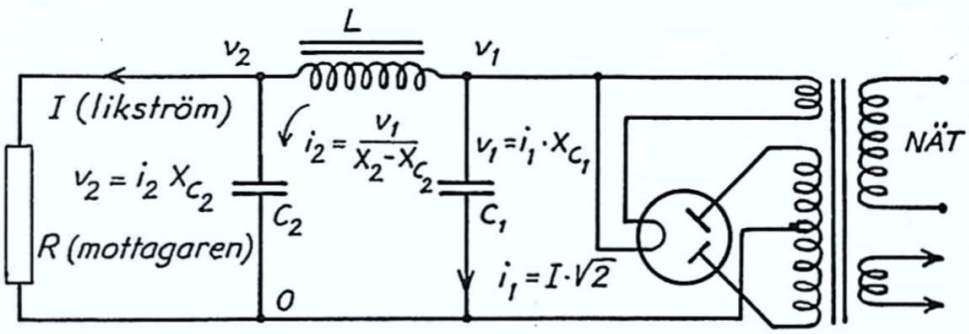
Inom varje del av mottagaren kan olika kopplingssätt användas och vi har i det föregående gått igenom grunderna för dessa kopplingssätt och deras funktion, kondensatorers verkningssätt osv. Hur nätdelen kan kopplas såg vi i föregående brev, och i följande kopplingsschemor finns olika exempel på hur kopplingen kan varieras. Det är därför som nätdelen inte alltid ser ut på samma sätt.

Filtrering

Av en god radiomottagare fordrar man bland annat att den skall vara fri från störande nätljud eller s.k. brum samt att olika strömkretsar ej utan avsikt skall påverka varandra. För detta ändamål måste t.ex. de från likriktaren till rören förda likspänningarna filtreras, så att inga avsevärda växelspänningar kommer in och förorsakar störningar. När det gäller att hindra växelspänningar från ett rör att komma in en icke önskvärd väg till ett annat rör kallas filtreringen i stället avkoppling. Vid avkoppling användes vanligen samma anordningar med kondensatorer och drosslar eller motstånd som vid filtrering, och därför händer det ofta att en avkopplingsanordning även har filtrerande verkan.

Om vi börjar med nätfiltret i en mottagare så gäller det här i första hand att se till att lågfrekvensrörens anodspänningar är tillräckligt fria från överlagrad växelspänning. För detta ändamål inkopplas efter likriktaren ett filter, som vanligen består av två kondensatorer och en drossel enligt bild 1. Den första kondensatorn C_1 brukar kallas för samlingskondensatorn eller reservoarkondensator och genom denna ledes den pulserande delen av likströmmen till jord och blir delvis kortsluten. De över kondensatorn kvarvarande växelspänningarna v_1 hindras sedan av drosseln L att komma vidare medan likströmmen relativt obehindrat kan passera. Endast ett visst spänningsfall på grund av drosselns ohmska motstånd uppstår. Den andra kondensatorn i kedjan, C_2, bildar en ytterligare avledning för eventuellt kvarvarande växelspänningar v_2 och tjänar

vidare som reservoar för att utjämna svankningarna i likströmmen i efterföljande rörs anodkrets. I det föregående har vi alltid vid beräkningar i samband med rörens funktioner antagit att anodspänningskällan varit utan inre växelströmsmotstånd och det är även därför kondensatorn C_2 här skall vara stor. Vid låga periodtal blir trots detta kondensatorns reaktans ganska stor.



$$V_2 \cong I \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{I}{\omega C_1 \cdot \omega C_2 \cdot \omega L}$$

Bild 1. Typiskt schema för filter med kondensatorer och drossel efter en dubbelsidig likriktare.

Ju större samlingskondensatorn är desto större blir likspänningen för en viss uttagen likström. Mindre likström ger likaledes större spänning och om likriktaren inte belastas alls, dvs. den uttagna likströmmen är noll, uppnås en likspänning över kondensatorn C_1, som är växelspänningen gånger $\sqrt{2}$ (jämför förhållandena vid likriktning av högfrekvens sid. 8: 7 och följande). Ur kurvorna i bild 2 kan man få en uppfattning hur den likriktade spänningen varierar med belastningen vid olika samlingskondensatorer hos ett normalt likriktarrör för radiomottagare. Vanliga värden på samlingskondensatorn ligger mellan 10 och 50 μF, och numera är kondensatorerna nästan alltid av elektrolytisk typ. Dess driftsspänning bör vara minst lika med växelspänningens toppvärde (effektivvärde $\cdot \sqrt{2}$).

Ofta är filterkondensatorerna inneslutna i ett gemensamt hölje. Halvtorra elektrolytkondensatorer har vanligen samma drift- och toppspänning medan när det gäller våta elektrolytkondensatorer

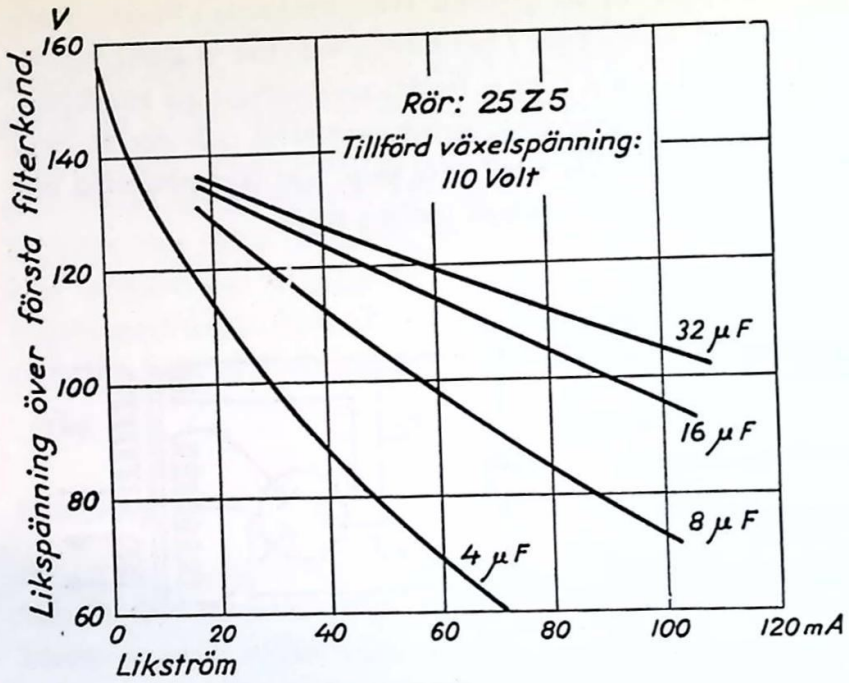


Bild 2. Den erhållna likspänningen vid olika belastning och olika värden på samlingskondensatorn vid en likriktare med efterföljande filter.

det är brukligt att den första kondensatorn är avsedd för något högre spänningar.

Vid en approximativ beräkning av den kvarvarande växelspänningen över samlingskondensatorn utgår man ifrån att kondensatorn genomflytes av en växelström som kan antas vara lika med $\sqrt{2}$ gånger den ur likriktaren uttagna likströmmen, och enligt bild 1 får vi då växelspänningen över kondensatorn C_1 eller den s.k. vågigheten

$$v_1 = i_1 X_{C_1} = i_1 \frac{1}{\omega C_1} = I\sqrt{2}\,\frac{1}{\omega C_1}$$

Vid en mottagare, som exempelvis förbrukar 60 mA likström ur en *dubbelsidig* likriktare (frekvensen 100 Hz) får vi med en samlingskondensator på 8 μF en vågighet på

$$v_1 = \frac{60}{1\,000} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 16{,}8 \text{ V}$$

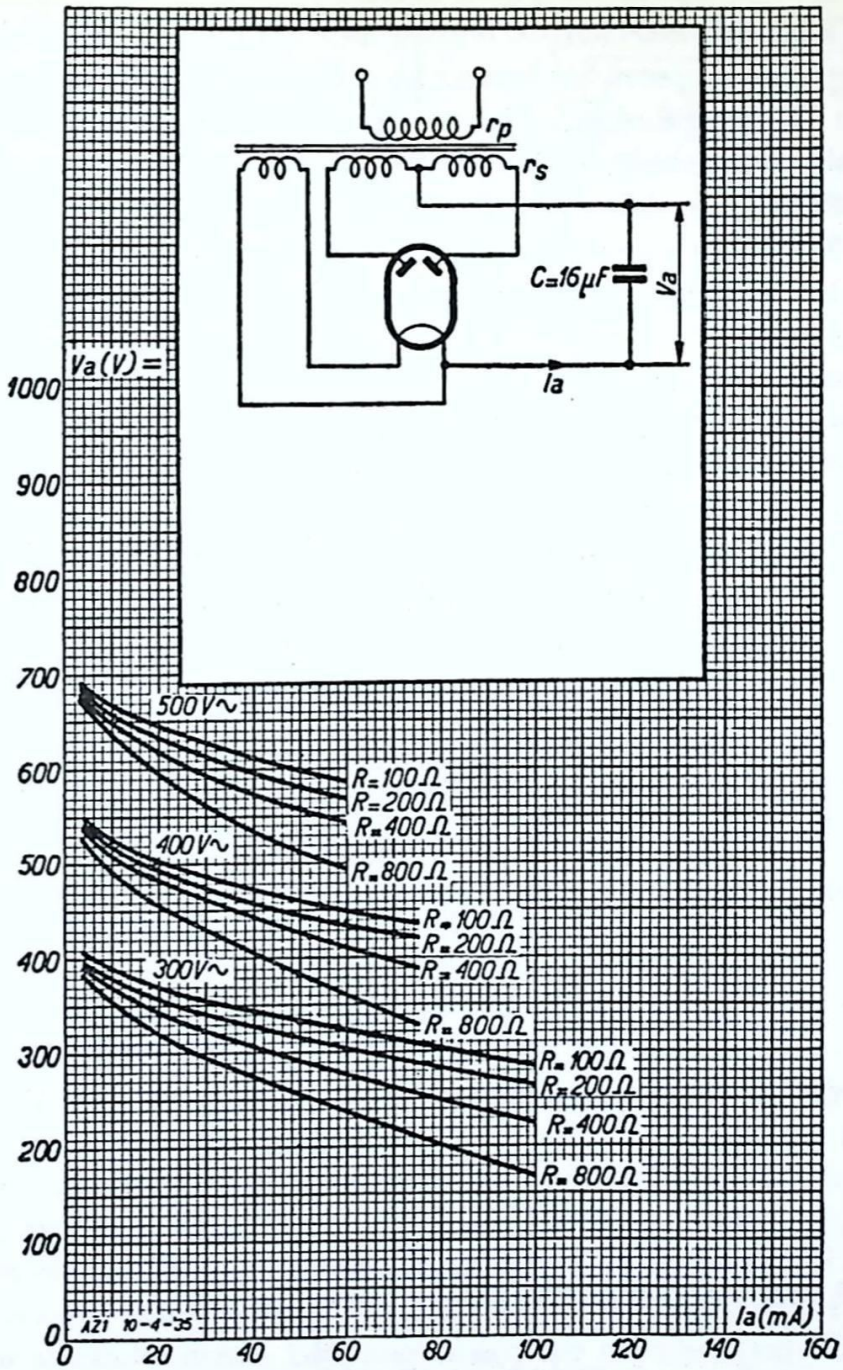


Bild 3. Olika erhållen likspänning som funktion av uttagen anodström för ett i Europa mycket använt likriktarrör. Kurvor finns för olika tomgångsspänningar hos transformatorn. Även inverkan av transformatorlindningarnas ohmska motstånd anges.

Med 16 μF kondensator hade vi fått hälften så mycket eller 8,4 V. Med 8 μF och *enkelsidig* likriktning hade vågigheten blivit 33,6 V.

Den spänning som här betecknats v_1 eller vågigheten brukar även kallas "rippelspänning". För en viss kondensator får denna icke överskridas, speciellt om kondensatorn är av elektrolytisk typ. Därför kan man i en viss mottagare med en viss strömförbrukning ej ha allt för liten första kondensator i filtret. Speciellt vid enkellikriktning kan vågigheten lätt bli större än vad som tillåtes för kondensatorn i fråga.

Om vi sedan går vidare i filtret, bild 1, och väljer C_2 enligt vanlig praxis så stor, att praktiskt taget all återstående växelspänning går genom kondensatorn och ej genom belastningen R (mottagaren som kan representeras av ett motstånd i närheten av 5 000 Ω), är det möjligt att räkna ut *växel*-strömmen genom drosseln L. I vanliga fall är det induktiva motståndet i drosseln så stort i förhållande till det kapacitiva motståndet i kondensatorn C_2, att man kan bortse från kondensatorns inverkan. För fullständighetens skull skriver vi emellertid reaktansen för L och C_2 i serie

$$X_{LC_2} = \omega L - \frac{1}{\omega C_2}$$

och växelströmmen genom dessa båda filterelement

$$i_2 = \frac{v_1}{\omega L - \frac{1}{\omega C_2}} = \frac{v_1}{\omega L}$$

Denna ström åstadkommer över C_2 en växelspänning av storleken

$$v_2 = i_2 \cdot \frac{1}{\omega C_2} = \frac{v_1}{\omega L} \cdot \frac{1}{\omega C_2}$$

vilket med insättning av v_1 ger

$$v_2 = I \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\omega C_1 \cdot \omega C_2 \cdot \omega L}$$

Vi har nu fått en formel som direkt kan användas för beräkning av den kvarstående brumspänningen efter filtret. Formeln gör inte anspråk på att vara exakt riktig, men i varje fall blir resultatet i verk-

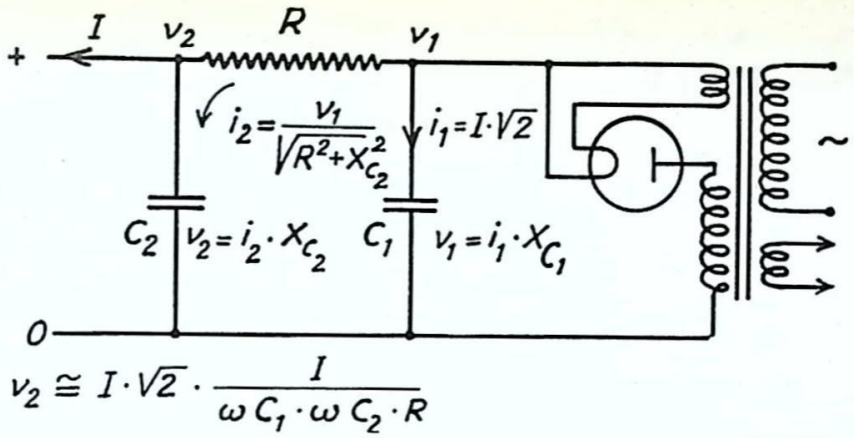


Bild 4. Anodströmsfilter bestående av ett motstånd och tvenne kondensatorer.

ligheten bättre, än vad beräkningen visar. Man ser ofta i handböcker formler för brumspänningen över första filterkondensatorn uppgiven till vissa volt per mA och μF vid viss frekvens. Dessa formler ger vanligen gynnsammare resultat, men är oftast svårare att komma ihåg. Här har valts växelströmmens värde till $\sqrt{2}$ gånger likströmmens endast som ett stöd för minnet och inte som följd av någon fysikalisk verklighet.

I dessa räkningar har vi ej tagit hänsyn till ohmska motståndet i drosseln och kondensatorernas förluster, men i normala fall behöver vi inte heller göra detta i praktiken. Däremot spelar drosselns ohmska motstånd stor roll för likströmmens spänningsfall i exempelvis allströmsapparater med endast 110 V spänning och stor anodströmsförbrukning.

Ett annat exempel på ett nätfilter har vi i bild 4. Här är drosseln ersatt av ett ohmskt motstånd och, om detta är tillräckligt stort, (minst ett par tusen ohm) blir verkan ej mycket sämre än vid drosselfiltrering. Nackdelen är likströmmens stora spänningsfall och därför användes denna koppling endast där man har god tillgång på spänning och likströmmen är relativt liten. Formeln för brumspänningen blir i detta fall

$$v_2 = I \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\omega C_1 \cdot \omega C_2 \cdot R};$$ (Försök själv visa detta.)

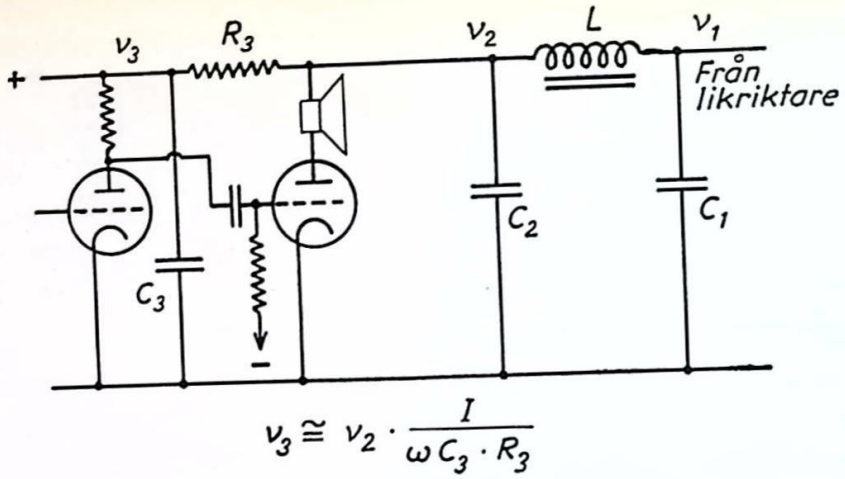


Bild 5. En extra filtrering med motstånd och kondensator kan anordnas för tidigare i förstärkningskedjan liggande rör.

Det svåraste vid valet av filterelementen är kanske att bedöma hur mycket brum man kan tillåta. Dels får man lita till erfarenheten och dels får man ta hänsyn till hur kopplingen vid slutröret är gjord. I varje fall kan vi fastslå att brumspänningen inte bör vara större än 0,5 % av anodlikspänningen och helst bör den hålla sig under 0,2 % i en god mottagare. Denna likspänning kan då användas att direkt mata slutröret, vid en pentod även skärmgallret. Även högfrekvensförstärkarens rör kan matas direkt av denna spänning, utan ytterligare filtrering för brummets eller därav uppträdande distortions skull. Lågfrekvensförstärkarens rör behöver däremot en ytterligare filtrering, som utföres med ett motstånd och en kondensator, och denna filtrering får vara effektivare ju tidigare i kedjan röret ligger.

Av intresse i detta sammanhang kan de siffror vara som fastställts för förstärkare. Sålunda gäller för en god förstärkare för musikanläggningar att utgångsspänningen inte får ha högre grundstörnivå (huvudsakligen brum i slutstegen) än – 54 *dB* relativt utgångsspänningen eller 0,2 V vid 100 V maximal utgångsspänning. Vid full volym tillåts något högre värden. För den sämsta klassen förstärkare enligt svenska normer gäller i stället siffran 0,3 V.

Den extra filtreringen vid ett försteg göres ofta som i bild 5, och för att räkna ut den kvarvarande brumspänningen efter kondensa-

torn C_3 går vi till väga på liknande sätt som förut och får med figurens beteckningar växelströmmen genom motståndet R_3 och kondensatorn C_3 seriekopplade till

$$i_3 = \frac{v_2}{\sqrt{R_3^2 + \frac{1}{\omega^2 C_3^2}}}$$

och brumspänningen över kondensatorn till

$$v_3 = i_3 \frac{1}{\omega C_3} = v_2 \cdot \frac{1}{\omega C_3 \sqrt{R_3^2 + \frac{1}{\omega^2 C_3^2}}}$$

Om kondensatorns C_3 rektans försummas vid sidan av motståndet R_3 vilket så gott som alltid kan ske i praktiken, får vi den enklare formeln

$$v_3 = v_2 \cdot \frac{1}{\omega C_3 R_3}$$

På liknande sätt kan en hel serie filter läggas efter varandra, och man får alltid se till att brumspänningen inte blir större än att den vid förstärkningen genom de efterföljande rören till slut i högtalaren ger upphov till nätbrum, som är starkare än det som förut finns

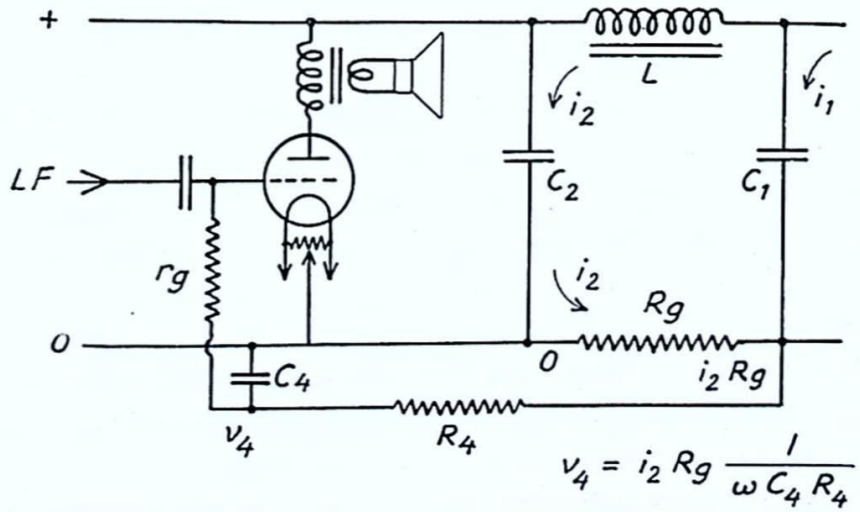


Bild 6. Anordning för filtrering av den negativa gallerförspänningen i det fall, då denna uttas över ett motstånd, genomflutet av mottagarens hela anodström.

i slutröret självt. Vid motståndskoppling och vid högfrekvenspentoder använda som lågfrekvensförstärkare blir förhållandet kanske gynnsammare än beräknat, men vid skärmgallret på ett detektorrör eller en lågfrekvensförstärkare får man iaktta särskild försiktighet. I följande exempel skall vi utföra beräkningar på typiska kopplingar.

Vid nätdrivna mottagare uttas stundom rörens gallerförspänningar från nätspänningen eller den likriktade spänningen. Detta kan ske på i huvudsak två sätt och i båda fallen fordras en viss filtrering, så att gallerförspänningen är konstant och inte varierar i takt med någon annan spänning. Bild 6 visar ett sätt att ta ut slutrörets negativa gallerförspänning över ett motstånd, som ligger inlänkat i serie med hela mottagarens anodström. Som motståndet ligger mellan de båda filterkondensatorerna kommer alltid en viss brumspänning att uppstå över detsamma, och vid beräkningen får man anse, att växelströmmen i_2 ger upphov till växelspänningar av storlek $i_2 Rg$. Brumspänningen över kondensatorn C_4 blir sedan

$$v_4 = i_2 \, Rg \cdot \frac{1}{\omega \, C_4 \, R_4}$$

Som vi sett i det föregående är det produkten av motstånd och kondensator som för en viss frekvens bestämmer filterverkan hos ett motstånds-kondensatorkopplat filter och för att underlätta beräkningen kan man använda sig av kurvorna i bild 7, där man alltså kan avläsa hur stor återstående brumspänningen är i förhållande till brumspänningen före filtermotståndet.

Avkopplingen skiljer sig endast ifrån den vanliga filtreringen genom att det därvid inte så mycket är fråga om undvikande av att brummet går fram till vissa punkter i kopplingen som att andra växelspänningar, ibland även högfrekventa, går in på ett tidigare i kedjan liggande rör och ger upphov till icke önskvärd återkoppling. I vanliga fall räcker den för brumspänningarna nödvändiga filtreringen även för avkopplingen.

En annan typ av filtrering eller avkoppling finns exempel på i bild 8. Vid rör med indirekt upphettad katod brukar vanligen gallerförspänningen tas ut över ett katodmotstånd och för att inte anodströmsvariationerna via detta motstånd skall återföras till

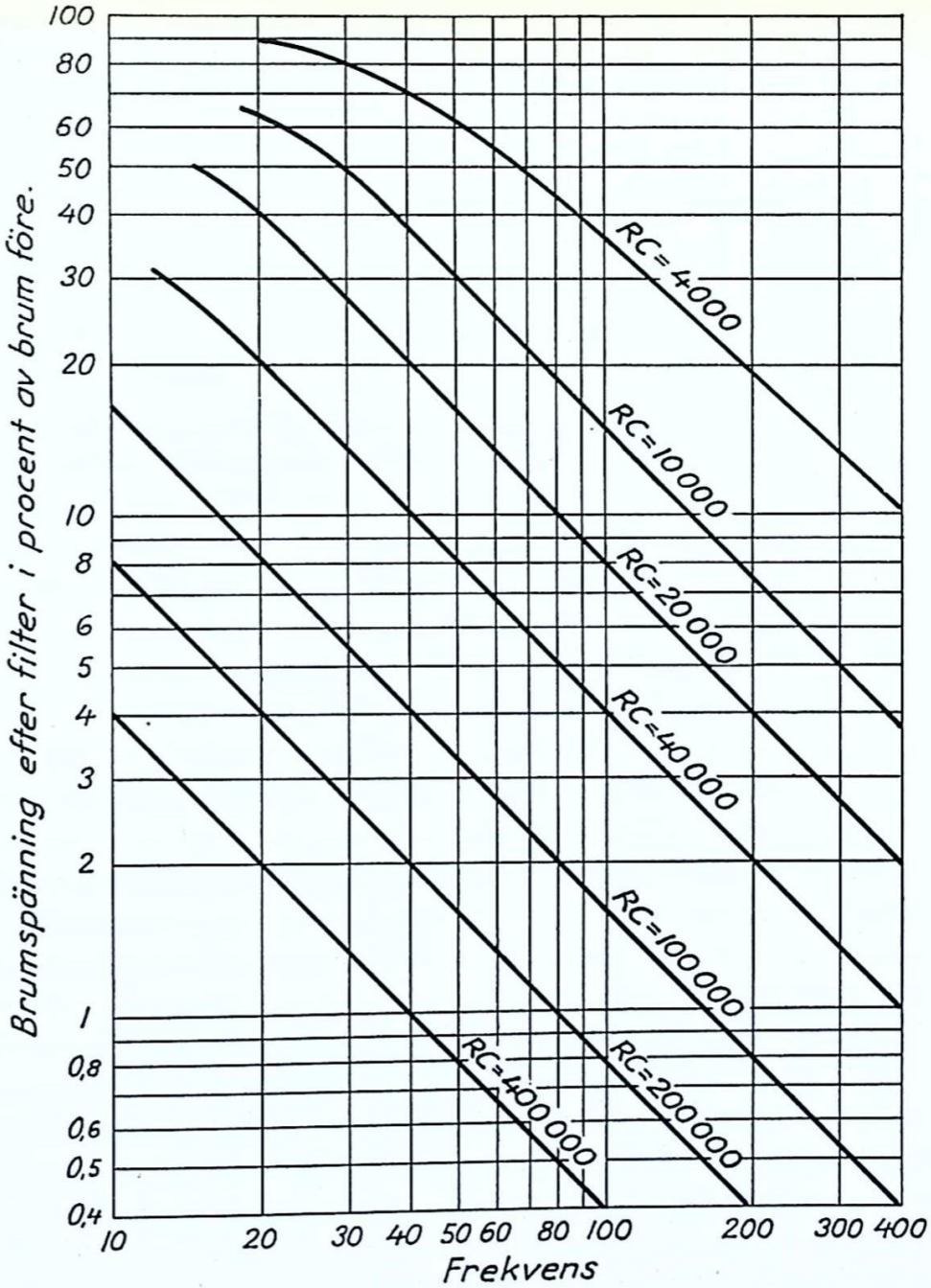


Bild 7. Kurvor över filterverkan hos ett motstånds-kondensatorfilter vid olika frekvenser. RC i ohm gånger μF.

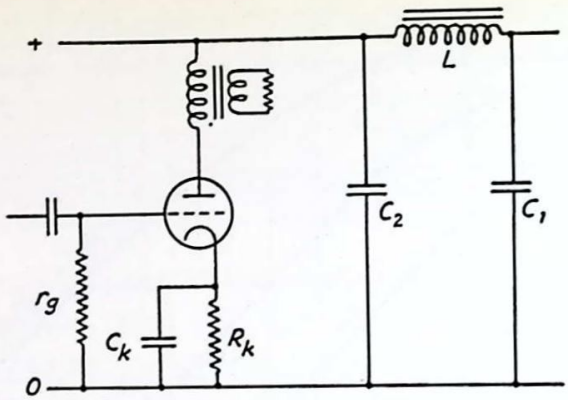


Bild 8. Filtrering, när den negativa gallerförspänningen tas ut över ett motstånd i den indirekt upphettade katodens tilledning.

gallerkretsen på röret, användes en passagekondensator över motståndet. Återverkan från anodkretsen verkar försvagande genom den fas spänningarna får och därför ger sig en för liten katodpassagekondensator tillkänna genom att de låga tonerna blir för svagt återgivna. Detta gäller vid lågfrekvensförstärkarrör. Vid högfrekvensrör, där endast ett relativt smalt frekvensband förstärkes, blir förstärkningen förminskad. Passagekondensatorns storlek uppskattas genom att dess reaktans vid den lägsta använda frekvensen skall vara liten i förhållande till katodmotståndets storlek. I viss mån inverkar rörets inre motstånd och den yttre belastningen men om man väljer

$$\omega C_k R_k = 2{,}5 \quad (C_k \textit{ i Farad och } R_k \textit{ i ohm})$$

är man på den säkra sidan. För högfrekvens tar man till en kondensator, som passar för åtminstone 3 000 m våglängd. Vid exempelvis 50 Hz som lägsta frekvens där full förstärkning önskas och 500 Ω katodmotstånd erhålles kondensatorn till omkring 17 μF. Ett vanligt värde i detta fall är 25 μF (torr elektrolytkondensator). För högfrekvens blir resultatet med samma storlek på katodmotståndet omkring 10 000 pF. Vanliga värden i detta fall är 50 000 pF och 0,1 μF.

Ibland förekommer det att katodkondensatorn vid ett slutrör är helt utesluten. I så fall är detta avsiktligt och för att få fram s.k. negativ återkoppling i slutsteget. Detta minskar distorsionen vid en

viss utgångseffekt. Samtidigt minskar emellertid även förstärkningen i steget. Vi skall senare återkomma till den negativa återkopplingen i dess olika former.

Raka mottagare

Med raka mottagare brukar man mena sådana mottagare, där den från sändarstationen kommande vågen direkt mottages och eventuellt förstärkes på högfrekvenssidan samt därefter likriktas (demoduleras) utan omvandling eller tillsättande av någon annan frekvens. Vi skall nedan ge några typiska kopplingsschemor för dylika mottagare och diskutera de detaljer, som kan vara av intresse. I varje schema finns utsatta värden på kondensatorer, motstånd m.m. och i vissa fall skall vi göra en kontroll att värderna är lämpligt valda.

Ehuru de raka mottagarna så gott som helt kommit ur bruk och ersatts med superheterodyner kommer dessa förra här att behandlas tämligen utförligt. Trots att den raka mottagaren förlorat i betydelse som mottagare har den inte förlorat sitt principiella intresse. När det gäller att förstå mottagare av alla slag och deras verkningssätt gäller mycket av det som behandlas i detta kapitel.

Mottagaren i bild 9 har tre rör plus likriktare och är växelströmsdriven. Först kommer detektorn, som är en motståndskopplad triod med återkoppling, därefter ännu en triod som lågfrekvensförstärkare i motståndskoppling. Till sist har vi slutröret, som är en pentod matande en permanentdynamisk högtalare. Mottagaren har sin anodström endast filtrerad genom motstånd och anmärkningsvärt är att det närmast likriktaren befintliga filtret har sitt motstånd liggande i negativa ledningen, där slutrörets negativa gallerförspänning fås vid ett uttag.

Likriktaren är enkelsidig och filterkondensatorernas storlek i förening med motståndet på 4 000 Ω enligt bilden ger vid slutrörets anodspänning en kvarvarande brumspänning på ca 0,9 volt eller 0,45 %, vilket får anses vara tillräckligt då pentodens skärmgaller har en ytterligare filtrering. Brumspänningen på detta galler blir omkring 0,06 V eller 0,04 % av likspänningens 150 V och detta räcker mycket väl.

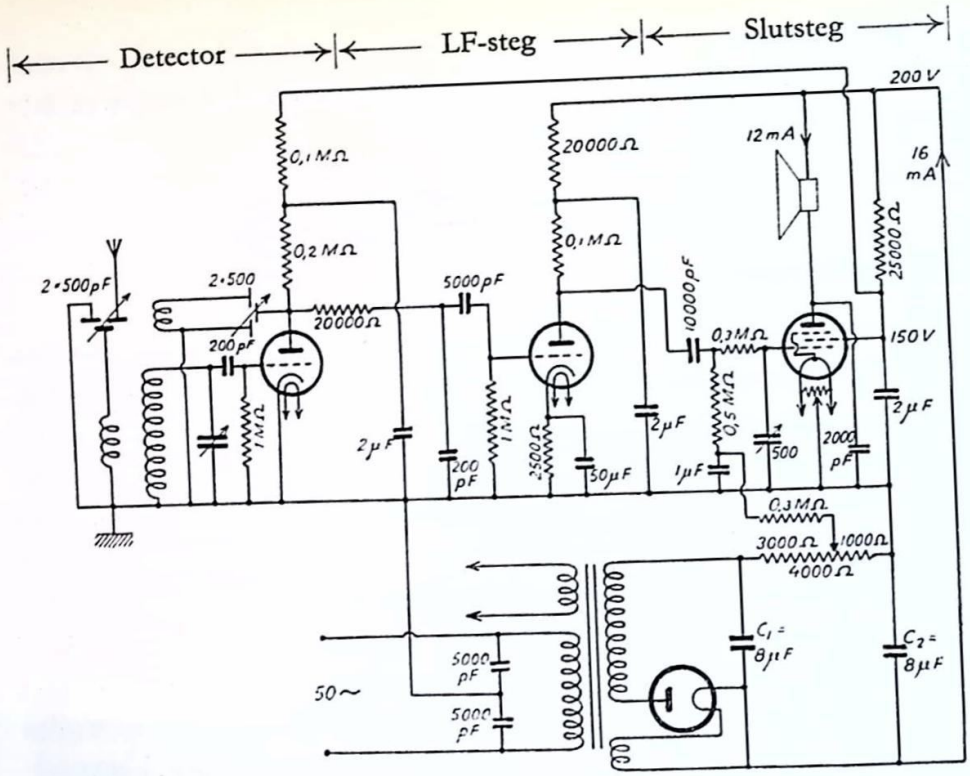


Bild 9. Kopplingsschema för rak mottagare med detektor och tvåstegs motståndskopplad lågfrekvensförstärkning.

Glödströmslindningen är inte försedd med mittuttag, utan i stället finnes en s.k. brumpotentiometer, med vilken mittpunkten anslutes till "nollan" på konstgjord väg. Vid direkt upphettade slutrör är det oftast möjligt att få mottagaren mera fri från nätbrum på detta sätt.

Gallerförspänningen till slutröret är uttagen från en avtappning på filtermotståndet, vars läge bestäms av likspänningen över motståndet. Hela anodströmmen är 16 mA och för att få 16 volts negativ gallerförspänning behöver alltså den del, över vilken spänningen tas ut, vara 1 000 Ω. Brumspänningarna i förhållande till katoden ("nollan") blir en fjärdedel av växelspänningen över hela filtermotståndet och kan uträknas till 2,25 V. Efter den speciella filtreringen för gallerförspänningen har vi endast 0,024 V kvar, och av denna senare spänning bildas ungefär 0,6 V 50-periodig växelspänning över högtalaren, vilket ej i normala fall verkar störande,

då denna frekvens dåligt återges av högtalaren. Spänningen kanske verkar vara i högsta laget, men den ligger i fas så riktad att den kompenseras i någon mån av de andra brumspänningarna på slutröret. Slutröret har antagits ha 25 gångers spänningsförstärkning. Därmed har vi diskuterat slutrörets nätbrum.

Innan vi går vidare bör det observeras, att sammanlagda värdet av alla motstånden mellan gallret och katoden för slutröret enligt rörfabrikantens uppgifter ej får överstiga 1 MΩ vid fast gallerförspänning och ej överstiga 1,5 MΩ vid automatisk gallerförspänning. Här arbetas med ett mellanting mellan fast och automatisk gallerförspänning, varför motståndet 0,3 + 0,5 + 0,3 MΩ ej kan innebära någon fara. Närmast slutrörets galler ligger en vridkondensator på 500 pF maximalt, vilken fungerar som klangfärgskontroll, dvs. att den i invridet läge kortsluter mer eller mindre av de högsta tonfrekvenserna. För frekvensen 5 000 Hz utgör kondensatorn en impedans på ca 50 000 Ω, och denna ton nedsättes till åtminstone en femtedel i spänning räknat.

Det motståndskopplade lågfrekvensröret har för sin anodspänning en extra filtrering och avkoppling, som nedsätter de tidigare nämnda brumspänningarna på 0,9 V till

$$0{,}9\,\frac{1}{R\cdot\omega C}=\frac{0{,}9\cdot 10^{6}}{50\,000\cdot 2\cdot\pi\cdot 50\cdot 2}=0{,}029\ \text{V}$$

Denna spänning kommer inte i sin helhet fram till rörets anod, på grund av att den uppdelas av rörets inre motstånd och anodmotståndet. Om vi uppskattar att hälften eller omkring 0,015 V kan vidarebefordras som brum till slutröret, är vi på den säkra sidan, och efter slutröret kommer denna del av brummet att ha spänningen 0,38 V. Katodpassagekondensatorn vid lågfrekvensröret har storleken 50 μF, vilket är mer än tillräckligt över 2 500 Ω. 2 μF hade kanske varit i minsta laget, men då en lågspänd elektrolytkondensator av storleksordningen 25–50 μF inte är dyrare än en papperskondensator på 2 μF, och de lågspända elektrolytkondensatorerna blivit standard för detta ändamål, har detta val gjorts.

Detektorrörets anodspänning får filtreras ännu bättre än det efterföljande rörets, och filtreringen bör här vara minst lika många gånger bättre som förstärkningen i lågfrekvensförstärkarröret. Sche-

mats värden på silmotstånd och kondensator skulle ej räcka till, om spänningen tagits ut direkt ifrån spänningen 200 V med sina 0,9 V brumspänning, men genom att även silningen vid slutrörets skärmgaller kommer till användning blir anordningen tillfredsställande. Störspänningen blir

$$0{,}06 \frac{10^6}{100\,000 \cdot 2\,\pi \cdot 50 \cdot 2} = 0{,}00095 \text{ V}$$

och på detektorns anod verkar högst hälften av detta eller ca 0,0005 V, som med en antagen förstärkning på 30 gånger ger brumspänningen ca 0,37 V vid slutröret. Om vi skulle våga oss på att summera ihop alla brumspänningarna skulle vi i ogynnsammaste fall få omkring 2 volt 50-periodig spänning över högtalaren, och detta skulle inte störa märkbart i en ordinär högtalare. I verkligheten blir nog brummet genom fasförhållandena betydligt svagare. Hade vi i stället haft dubbelsidig likriktning, skulle brummet haft frekvensen 100 Hz och stört mera, men då hade i stället filtreringen överallt blivit dubbelt så god.

Vi överger nu filtrerings- och avkopplingsproblemen vid denna mottagare och tänker i stället på högfrekvensen. I antennen ligger som synes en differentialkondensator, vars verkan som ljudstyrkeregulator utan vidare framgår av schemat. Dess 500 *pF* stora kapacitans kan antingen ligga mellan antennen och kopplingsspolen eller mellan kopplingsspolen och jord, varvid i senare fallet den från antennen kommande energien är strypt. Återkopplingen regleras likaledes med en dylik kondensator av något mindre storlek. Högfrekvensen från anoden kan alltså bringas att ta två vägar, antingen genom återkopplingsspolen till jord eller också direkt till jord. Även kan en viss del av högfrekvensen i ett mellanläge göras så återkopplande, att mottagaren ligger på gränsen till självsvängning.

Från detektorrörets anod ligger vidare ett motstånd på 20 000 Ω, som tillsammans med den efterföljande kondensatorn på 200 *pF* hindrar högfrekvensen att fortsätta till lågfrekvensröret. Värdet på detta motstånd bestämmes av att det inte får vara så litet, att återkopplingens verkan minskas, och att det å andra sidan ej får vara så stort, att lågfrekvensen blir lidande. Kondensatorn efter detta motstånd ned till jord leder högfrekvensen, som alltid i viss mån

passerar, till jord, och den bör även dimensioneras med hänsyn till sin inverkan på de högsta tonerna i återgivningen. Stoppmotståndet kan med stor fördel ersättas av en högfrekvensdrossel, men dels är en sådan dyrare än motståndet och dels inkommer här ett element, som lätt kan uppta brum på induktiv väg från nättransformatorns magnetiska läckfält. En sådan drossels placering är därför ofta en ganska kinkig sak.

I övrigt erbjuder kopplingsschemat i bild 9 knappast något anmärkningsvärt. Kopplingskondensatorernas storlek och deras inverkan på de lägsta tonernas förstärkning har vi tidigare diskuterat i brev 10. Vidare finns i mottagaren endast en avstämd högfrekvenskrets, varför selektiviteten ej är stor (se brev 11). Om man räknar ut apparatens känslighet för 50 mW utgångseffekt från slutröret, finner man att den är omkring 2 000 μV utan återkoppling, och med återkoppling kan den uppskattas till åtminstone 50 μV. (Jämför ex. 2 sid. 8: 37.)

Som nästa exempel på en rak mottagare väljer vi en tvåkretsmottagare för allström med kopplingsschema enligt bild 10. Nätmatningen är ordnad så, att mottagaren kan drivas med likström eller växelström utan omkoppling. För drift vid olika nätspänningar finnes en speciell omkopplare, som är ansluten till olika uttag på förkopplingsmotståndet för rörens glödtrådar. För att rören skall utnyttjas ordentligt vid alla nätspänningar användes ett dubbelt likriktarrör, vars ena halva får driva slutrörets och högfrekvensrörets anodspänning. Den andra halvan matar samtliga skärmgaller och högtalarefältet samt levererar även detektorns anodspänning, vilken bör hållas relativt konstant om återkopplingen skall verka lika vid alla nätspänningar. Vid olika nätspänningar blir alltid den förra delen av likriktarröret matat med högsta tillgängliga spänning, medan den senare delens matning hela tiden ligger fastlåst vid 127 volt. Att den icke ligger vid 110 volts spänning kan motiveras med att det är viktigt att spänningen på skärmgallren i de flesta fall kan hållas tillräckligt hög. Vid 110 volts nätspänning sjunker mottagarens effektivitet något men blir ej sämre än den skulle blivit om skärmgallerspänningarna tagits ut vid 110 volt hela tiden. Detta sätt att ordna nätmatningen erbjuder stora fördelar vid exempelvis 220 volts spänning men blir ganska dyrt. Ävenså kan man använda

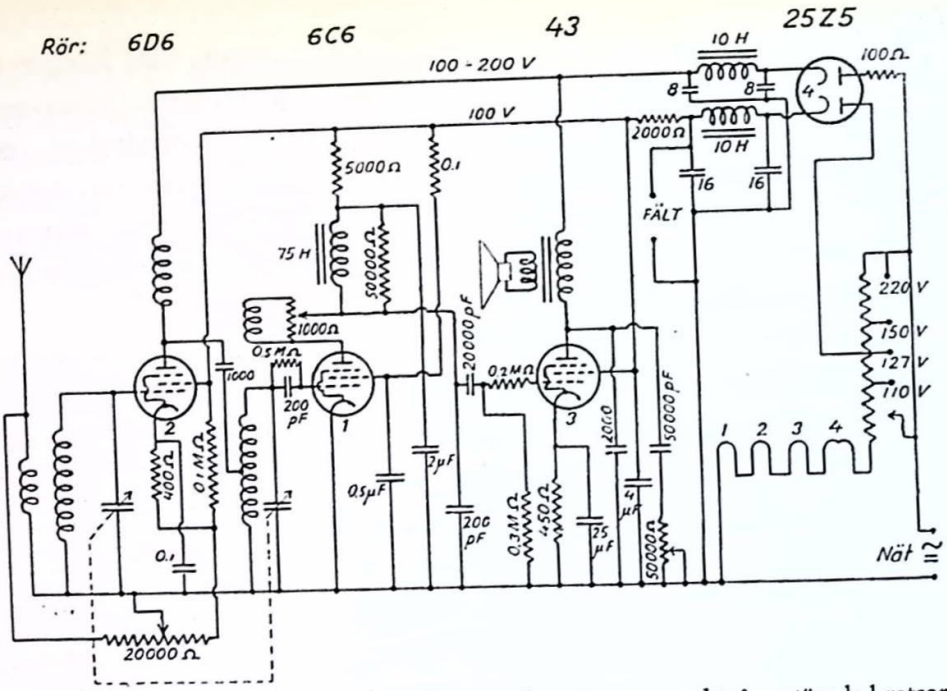


Bild 10. Exempel på en rak mottagare med två avstämda kretsar, anordnad för allströmsdrift. Amerikansk röruppsättning.

fältmatad elektrodynamisk högtalare, vilket någon gång kan anses som en fördel.

Från radioteknisk synpunkt har mottagaren tvenne avstämda kretsar, den ena försedd med återkoppling. Detektorn är en högfrekvenspentod, som på grund av den låga anodspänningen är drosselkopplad. Samtliga rör är alltså pentoder och av amerikansk typ med 0,3 A glödström. Känsligheten kan beräknas till omkring 100 μV för 50 mW utgångseffekt. För reglering av förstärkningen finns en potentiometer, vilken samtidigt kortsluter antennen och ger stor negativ gallerförspänning på högfrekvensförstärkarerören som är selektod (har variabel branthet, se sid. 8: 28). Även återkopplingen reglerar ju förstärkningen, men vid en mottagare av denna typ eller över huvud taget en mottagare, som inte har automatisk förstärkningsreglering, är det nödvändigt att ha någon sorts reglering av den inkommande högfrekvensen eller reglering av högfrekvensförstärkningen. Vid enklare mottagare kan detta utföras med en variabel eller en serie olika stora fasta kondensatorer mellan antenn och mottagare. Regleringstypen, som användes i

föregående mottagare (bild 9) är även användbar vid en mottagare som denna senare, men om man har flera högfrekvenssteg bör reglering i rören användas.

Detektorröret i ifrågavarande mottagare är drosselkopplat till slutröret, och detta har sin orsak i den relativt låga anodspänningen, som står till förfogande. Över drosseln ligger ett motstånd för att förbättra frekvenskurvan (se ex. 2, sid. 10: 22). Om ren motståndskoppling hade använts, skulle detektorröret inte med sin låga anodspänning kunnat leverera så stora växelspänningar till slutrörets galler, att detta senare rör blivit fullt utstyrt.

I schemat väljer vi att exempelvis kontrollera huruvida tillräcklig filtrering anordnats för slutrörets skärmgaller och detektorns likspänningar. Från filtret tas totalt ut 55 mA likström och detta ger med filterelementens storlekar enligt figuren en kvarstående brumspänning på slutrörets skärmgaller på högst

$$\frac{55}{1\,000}\cdot\sqrt{2}\cdot\frac{10^6\cdot 10^6\cdot 10^6}{2\pi\cdot 50\cdot 16\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 16\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 10\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 4\cdot 2000}=0{,}38\,\mathrm{V}$$

Denna 50-periodiga brumspänning utgör ungefär 0,4 % av likspänningen, och detta kan anses innebära tillräcklig filtrering för slutrörets vidkommande. På detektorrörets anod kommer de ytterligare reducerade brumspänningarna att bli ca 0,03 V, vilket med en antagen förstärkning i slutröret av 15 gånger ger 0,45 V brumspänning över högtalaren. På detektorrörets skärmgaller blir brumspänningarna 0,006 V. För ett rör som 6C6 är brantheten, räknad mellan skärmgallerspänning och anodström, omkring 0,1 mA/V vilket i detta fallet ger en förstärkning av omkring 2 gånger. Brumspänningen som härrör från skärmgallret blir således omkring 0,01 V på anoden, varför skärmgallerspänningens silning får anses vara tillräcklig.

Bland anmärkningsvärda delar av kopplingen finner vi, att högfrekvensrörets skärmgaller har samma avkopplingskondensator för högfrekvens som slutrörets för lågfrekvens (och för filtrering). Därför är det nödvändigt, att kondensatorn på 4 μF vid slutrörets skärmgaller är induktansfri. I annat fall får en induktansfri kondensator på ca 0,1 μF inkopplas parallellt över den förra kondensatorn.

Beträffande återkopplingen så regleras denna med en potentio-

meter, med vilken anodväxelströmmen genom återkopplingsspolen kan regleras. Det är nödvändigt att anodväxelspänningens högfrekventa del återföres till katoden sedan den gjort sin tjänst för återkopplingen och därför finns en passagekondensator på 300 *pF* från potentiometern ned till nollspänning. Utan denna kondensator skulle inte någon tillräckligt stor högfrekvensström komma fram genom återkopplingsspolen. Kondensatorn skall ur högfrekvenssynpunkt vara så stor som möjligt, men får å andra sidan ej vara för stor, då den ju ligger och kortsluter lågfrekvensen, som skall föras fram till nästföljande rör. För att hindra högfrekvens att inkomma på slutrörets galler ligger ett motstånd på i detta fall 0,2 MΩ inlänkat före slutröret, och strängt taget skulle en kondensator mellan galler och nollspänning finnas för att ett verkligt filter skulle bildas. Slutrörets inre kapacitanser gör emellertid tillräcklig tjänst och i stället för denna kondensator, som fattas, får man tänka sig rörets effektiva galler-katodkapacitans (se sid. 9: 3). En högfrekvensspänning med frekvensen 150 kHz (2 000 m våglängd) kommer vid 100 *pF* rörkapacitans att nedsättas till omkring en tjugondel, medan en lågfrekvensspänning med frekvensen 5 000 Hz endast kommer att minskas med omkring 15 %.

Vi tar ännu ett exempel på en rak mottagare och väljer en mottagare med två stegs högfrekvensförstärkning och anodlikriktande detektor. Slutsteget är push-pull-kopplat, och detta stegs ingångstransformator är avlastad från likström. Mottagaren är växelströmsdriven, och för likriktning av anodströmmen användes en dubbelsidig likriktare. Fyra avstämda svängningskretsar finns, och mottagaren representerar en selektiv apparat, sådan den utfördes innan den moderna superheterodynen gjorde sitt segertåg genom världen. Närmast antennen på schemat i bild 11 finner vi ett bandfilter bestående av tvenne kapacitivt kopplade kretsar, och på de båda första rören kan förstärkningen regleras. De rörtyper, som valts, var mycket effektiva för den tid, då denna mottagaretyp var på modet. Här liksom i de båda föregående schemorna har endast inritats ett våglängdsområde, men givitvis innebär det ingen ändring i princip om spolarna är utbytbara eller omkopplingsbara för flera våglängdsområden. Återkoppling är anordnad på detektorn. Här behöver vi inte intressera oss för de eventuella brumspänningarna

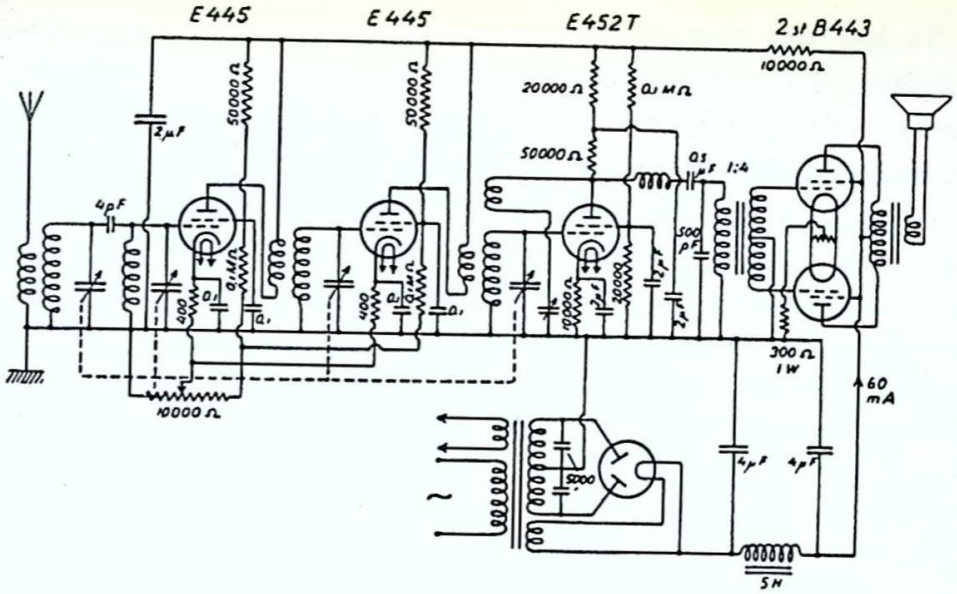


Bild 11. Kopplingsschema för mottagare med tvåstegs högfrekvensförstärkning, anodlikriktande detektor och push-pull-kopplat slutsteg. Fyra avstämda kretsar finns.

på slutsteget, då push-pull-kopplingen kompenserar det brum, som inkommer. Vi behöver ej ens den vanliga passagekondensatorn över katodmotståndet. Det brum, som framkommer till högfrekvensrörens anoder, är

$$\frac{10^6}{2\,\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10\,000} = 0{,}08$$

gånger växelspänningen, som finns vid slutrören. Denna senare spänning kan beräknas till ca 4,5 volt, och alltså får vi på högfrekvensrören $0{,}08 \cdot 4{,}5 = 0{,}36$ volts brum, vilket inte kan innebära någon fara. Detektorrörets anodspänning är ytterligare filtrerad med 20 000 Ω och 2 μF, vilket ger ca 0,04 gånger så stort brum som vid högfrekvensrören eller $0{,}04 \cdot 0{,}36 = 0{,}0145$ volt, varav inte ens hälften kommer fram till anoden och kan vidarebefordras till slutrören. Om vi antar att brummet vid detektorn är 0,007 volt är vi på den säkra sidan, och om slutstegets förstärkning inklusive transformatorn sättes till 60 gånger, blir det från detektorns anodspänning härrörande brummet i högtalaren mindre än 0,5 volt, vilket bör kunna tolereras.

Vi skall även göra en överslagsberäkning på brummet från detektorrörets skärmgaller. Filtret 0,1 MΩ och 2 μF ger brumspänningar på 0,008 · 0,36 = 0,0029 volt. För att ta reda på hur mycket denna störning förstärkes innan den når högtalaren måste vi bl.a. känna brantheten hos röret E 452 T från skärmgaller till anod räknat. Ur kurvorna i bild 19 brev 8 kan man sluta sig till att denna branthet i runt tal är 0,08 mA/V (anodströmsändringen för 25 volts ändring i skärmgallerspänningen är vid en och samma styrgallerspänning ca 2 mA). Detta ger en förstärkning av brummet i första röret på ca 4 gånger (brantheten gånger anodmotståndet) och i slutsteget hade vi förut antagit 60 gångers förstärkning, varför det från detektorns skärmgaller härrörande brummet över högtalaren blir 0,0029 · 4 · · 60 = 0,7 volt, vilket får anses vara i största laget. Det skulle alltså inte skada att öka kondensatorn mellan detektorrörets skärmgaller och "nollan" till åtminstone 4 μF, även om brummet kanske i verkligheten är något mindre än vad våra beräkningar givit vid handen.

Utvecklingen har, när det gäller filtrering i radiomottagare, gått mot allt större filterkondensatorer. Detta är inte endast en följd av att mottagarnas anodströmförbrukning ökat utan har även sin orsak i att högtalarna småningom blivit bättre beträffande basens återgivning. I någorlunda stora mottagare återges numera 100 Hz tämligen väl. Vidare har det visat sig billigare att lägga största delen av filtrets verkan i kondensatorerna. Drosseln eller den induktiva delen av filtret har blivit allt mindre och numera finns till och med ganska stora mottagare, där anodspänningsfiltreringen endast sker med två stora kondensatorer samt en balanskoppling, där slutrörets skärmgaller får de lägsta brumspänningarna medan anoden får relativt dålig filtrering. Vid pentoder som slutrör låter sig detta göras. Utvecklingen har vidare gått därhän att man hellre använder stora kondensatorer i det egentliga anodspänningsfiltret och sedan sparar på kondensatorerna i filtren till tidigare rör. De härvid använda papperskondensatorerna görs numera sällan större än 0,5 μF. Det är sålunda billigare att få en viss filtrering om man låter elektrolytkondensatorerna utföra det mesta arbetet.

Det är inte endast bristande filtrering av anodspänningen som vid mottagare och förstärkare kan ge upphov till brum. Med hjälp av en oscillograf eller en övertonsanalysator kan konstruktören

vanligen lätt konstatera vilken frekvens ett återstående brum har. Andra källor till brum är först och främst kapacitivt överförda spänningar, som inkommer på tilledningarna till gallren på tidigt i förstärkningskedjan liggande rör, samt induktivt överförda brumspänningar från huvudsakligen nättransformatorn till en tidigt liggande lågfrekvenstransformator eller en spole med högt varvtal, från vilken lågfrekvens kan föras vidare. De störande spänningar, som kan inkomma på ett förstärkarrörs galler, har vanligen relativt höga periodtal härrörande från övertoner av nätfrekvensen. Störningarna är svårast att få bort i det fall gallrets impedans till jord är stor, dvs. när gallerläckan är stor. I allvarliga fall inkommer även brum av nätfrekvens på gallret; botemedlet är omsorgsfull skärmning. Det skrammel och brum som inkommer vid volymkontrollen till en mottagare eller förstärkare är ett exempel på detta och här är det just skärmning och lämplig jordning som är viktigt. De induktivt överförda brumspänningarna kan ha olika frekvens, beroende på varifrån de kommer. De spänningar som induceras i t.ex. en högfrekvensdrossel eller en ingångstransformator som ligger i närheten av nättransformatorn är vanligen av samma frekvens som nätets eller företrädesvis dess tredje överton, i senare fallet är det läckfältet vid högt mättad transformatorkärna som ger sig till känna. Dessa brumstörningar är mycket svåra att få bort och olika slag av magnetisk skärmning har vanligen liten effekt. Det enda radikala medlet består i att man vrider den spole, som tar upp störningarna, så att dess eget fält kommer vinkelrätt mot störningsfältet. Även relativt små slingor som för ström av nätfrekvens kan ge upphov till störande magnetiska fält, speciellt om strömmen är relativt hög. Detta är anledningen till att man vanligen tvinnar glödströmsledningarna i en radioapparat.

Även rören i och för sig kan införa brum i det fall glödströmsmatningen sker med växelström. Det s.k. termiska brummet, som kan sägas bero på att katoden hinner svalna en aning mellan varje halvperiod i uppvärmningsströmmen, har dubbla nätfrekvensen, men är vanligen svagt jämfört med t.ex. det brum som kapacitansen mellan glödtråd och galler kan ge. De kapacitiva verkningarna kan alltid i ett rör likaväl som utanför skärmas bort, men den induktiva verkan från glödströmmen på elektronströmmen genom röret är

mycket svårare att bli av med. Därför förekommer det att speciella ingångsrör för känsliga mikrofonförstärkare har relativt hög glödspänning och desto lägre glödström. Innan dessa rör fanns, matades första röret t.ex. i ljudfilmsförstärkare ofta med likström från en särskild likriktare.

Räkneexempel

1 • En likströmsmottagare användes vid ett 220 V likströmsnät, som vid ett tillfälle omlägges från generatordrift till likriktaredrift. Då uppträder i mottagaren en störande 300-periodig ton, som härrör från nätets pulsationer, vilka enligt uppgift uppgår till 5 %. Mottagaren är gjord för nätets gamla pulsationer, vilka var högst 0,2 % och hade högre, obestämda periodtal (lamelltonen). För att råda bot mot störningen inkopplas ett filter mellan nätet och mottagaren. Detta filter består av en drossel på 2,5 H och en kondensator på 3 μF, kopplade enligt bild 12. Kan man vänta att störningen försvinner när filtret inkopplas?

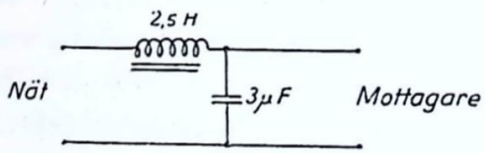


Bild 12. Inkoppling av filtret i ex. 1.

Den 300-periodiga störningens växelspänning är enligt uppgiften 5 % av 220 = 0,05 · 220 = 11 V. Efter filtret får vi en växelspänning, som är

$$11 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 300 \cdot 2{,}5 \cdot 2\pi \cdot 300 \cdot 3 \cdot 10^{-6}} = 0{,}405 \text{ V}$$

Den tillåtna spänningen är 0,2 % av 220 V eller 0,44 V, varför vi kan vänta att det använda filtret har tillräcklig storlek.

2 • I en stad omlägges belysningsnätet från likström till växelström. En likströmsmottagare, vars ägare beslutar sig för att behålla sin gamla radioapparat, förses med en likriktare enligt schemat bild 13

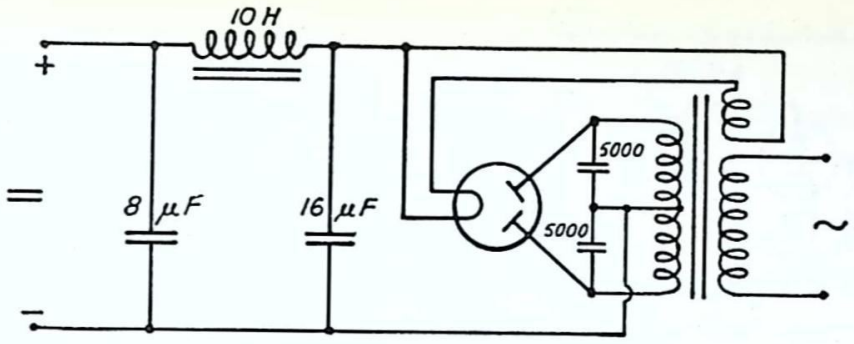


Bild 13. Kopplingsschema till ex. 2. De båda kondensatorerna vid likriktarrörets anoder undertrycker högfrekventa störningar från röret, vilka ger sig tillkänna som ett brum (högfrekvensen är modulerad med brumfrekvens). De kallas därför ofta för brumkondensatorer. Storleken brukar väljas mellan 5 000 pF och 0,1 μF. Kondensatorernas driftsspänning bör väljas tillräckligt hög.

vilken lämnar 220 volt och 250 mA likström. Filtret i denna likriktare har en samlingskondensator på 16 μF, en drossel på 10 H vid denna likströmsbelastning och en utgångskondensator på 8 μF. Sök den procentuella störspänning som mottagaren bör tåla. Likriktaren är dubbelsidig och växelströmsnätet har frekvensen 50 Hz.

Över samlingskondensatorn erhålles en 100-periodig växelspänning, som är $\sqrt{2}$ gånger den uttagna likströmmen gånger samlingskondensatorns impedans (se sid. 14: 4) eller

$$\sqrt{2} \cdot 0{,}250 \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} = 35 \text{ V}$$

Filtret nedsätter sedan denna brumspänning till

$$35 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10 \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 1{,}11 \text{ V}$$

och detta utgör $1{,}11/220 \cdot 100 = 0{,}5$ % av likspänningen, vilket alltså likströmsmottagarens egen filtrering bör räcka för.

3. En mottagares lågfrekvensdel har ett kopplingsschema enligt bild 14. I figuren är inriktade viktigare data. Filtreringen från den dubbelsidiga likriktaren är utförd med ett motstånds-kondensator-

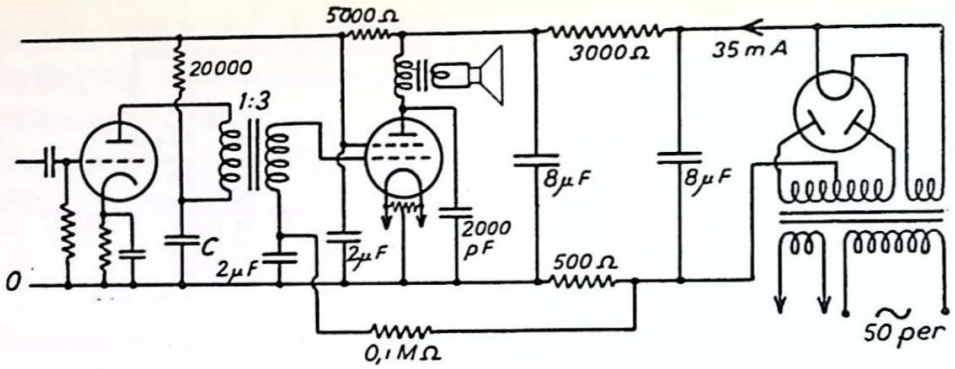


Bild 14. Kopplingsschema till ex. 3.

filter. För slutrörets skärmgaller finns en speciell filtrering, och detektorrörets anodspänning är ytterligare filtrerad med ett motstånd på 20 000 Ω och en kondensator. Hur stor bör denna kondensator minst vara om förstärkningen i slutsteget inklusive transformatorn på ingångssidan uppskattas till 50 gånger och det högsta tillåtna brummet över slutröret är 2 V? Nätet är 50-periodigt. Någon hänsyn till fasförhållandena tas ej.

Över samlingskondensatorn erhålles en brumspänning, som är

$$v_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 35}{1\,000} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 9{,}75 \text{ V}$$

Strömmen, orsakad av denna spänning, som huvudsakligen går genom filtermotståndet på 3 000 Ω den andra stora kondensatorn på 8 μF i filtret och gallerförspänningsmotståndet på 500 Ω dvs. praktiskt taget genom ett motstånd på 3 500 Ω blir

$$i_2 = \frac{9{,}75}{3\,500} = 0{,}0028 \text{ A}$$

Denna ström ger över gallerförspänningsmotståndet spänningen $0{,}0028 \cdot 500 = 1{,}4$ V, vilken spänning i gallerfiltret nedbringas till

$$1{,}4 \cdot \frac{1}{100\,000 \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 0{,}011 \text{ V}$$

På gallret inkommer alltså ca 0,011 V brumspänning, som efter genomgång av slutröret stigit till $50/3 \cdot 0{,}011 = 0{,}185$ V. (För-

stärkningen blir ej de uppgivna 50 gångerna utan tredjedelen därav, då lågfrekvenstransformatorns upptransformering inte är med.)

Över den andra filterkondensatorn erhålles en brumspänning

$$v_2 = 0{,}0028 \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 0{,}56 \text{ V}$$

och denna spänning delar sedan upp sig över belastningsmotståndet (högtalaren) och rörets inre motstånd. Det förra är i runt tal 12 500 Ω och det senare 25 000 Ω varför endast en tredjedel eller ca *0,19* V brum uppstår över högtalaren.

Tillsammans med brummet från gallerförspänningen blir nu brummet över högtalaren 0,185 + 0,19 = 0,38 V. Till detta kommer ett tillägg från skärmgallret. Skärmgallrets brumspänning blir

$$v_3 = 0{,}56 \frac{1}{5\,000 \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 0{,}09 \text{ V}$$

Förstärkningen från skärmgallret till anoden är inte angiven men kan under inga omständigheter överstiga tredjedelen av förstärkningen mellan galler och anod. Om förstärkningen sättes till 6 gånger är vi på säkra sidan och skärmgallret ger alltså $6 \cdot 0{,}09 = 0{,}54$ V brumspänning på anoden. Slutrörets eget brum kan nu uträknas till högst 0,38 + 0,54 = 0,92 V. Vi skulle alltså ha kvar 2–0,92 = = 1,04 V att vinka på för detektorrörets brum, vilket med den 50 gånger stora förstärkningen ger 1,04/50 = 0,021 V vid detektorrörets anod.

Om vi ytterligare lägger oss på säkra sidan genom att ej tillåta mer än dessa 0,021 volt i detektorrörets anodspänning får vi silkondensatorn C av följande uttryck

$$0{,}09 \cdot \frac{1}{20\,000 \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot C \cdot 10^{-6}} = 0{,}021; \quad C = 0{,}34\ \mu F$$

Närmast liggande standardvärde är 0,5 μF, och vi väljer detta värde på kondensatorn kan vi vara säkra på att det uppställda villkoret uppfylles.

SVARSUPPGIFTER · Brev 14

Svaren skrivs i *svarshäftet*, som sändes för granskning till *Brevskolan, Stockholm 15.*

1. Beskriv hur ett filter av gängse typ för den likriktade anodspänningen i en växelströmsdriven mottagare verkar.
2. Varför är ett filter med drossel och kondensatorer bättre än ett med motstånd och kondensatorer?
3. Hur går man tillväga för att ungefärligen bestämma brumspänningarna som finns i en mottagare?
4. Varför bör anodspänningen till ett tidigare rör filtreras bättre än till ett senare rör i en radiomottagare?
5. Vad menas med att två rör i en mottagare är avkopplade från varandra?
6. Ett anodspänningsfilter består av en drossel på 12 H och två kondensatorer på 32 μF. Den ur likriktaren uttagna likströmmen är 60 mA. Hur stor är brumspänningen efter filtret om nätets frekvens är 50 Hz och likriktaren har dubbelsidig likriktning? Föreslå ett lämpligt motstånds-kondensatorfilter efter det stora huvudfiltret för att få ned brumspänningarna i exempelvis detektorrörets anodspänning till 0,03 V.
7. Ange några sätt att reglera ljudstyrkan i en rak mottagare.

TR.AB BJÖRKMANS EFTR

SUPERHETERODYNEN

Superheterodynmottagaren skiljer sig från den raka mottagaren genom att nästan hela högfrekvensförstärkningen sker vid en annan frekvens än den mottagna. Denna frekvens är fast och kallas *mellanfrekvens*. I ett speciellt rör sker omvandling från den mottagna frekvensen till mellanfrekvensen. Detta rör går under olika namn. De vanligaste är första detektor, blandarrör, frekvensblandare, modulator och frekvensomvandlare (engelska: frequency converter eller mixer).

En superheterodynmottagare består sålunda av följande delar: högfrekvensförstärkare (förekommer ej alltid), frekvensomvandlare, mellanfrekvensförstärkare, andra detektor och slutligen lågfrekvensförstärkare med slutsteg på vanligt sätt. Frekvensomvandlaren består av en högfrekvensoscillator med variabel frekvens och en detektor. Hur frekvensblandningen sker i detta senare rör skall vi senare gå in på. Här konstaterar vi endast, att den eventuellt förstärkta signalfrekvensen får interferera med oscillatorfrekvensen, vilken inställes så, att interferensfrekvensen just blir mellanfrekvensen. Den i första detektorn bildade mellanfrekvensen är så vald, att den är lätt att förstärka, och genom att den hela tiden är fast, kan förstärkaren ges mycket goda egenskaper även i fråga om selektivitet. Den största delen av hela mottagarens förstärkning ligger i mellanfrekvensförstärkaren, och denna del bestämmer även i första

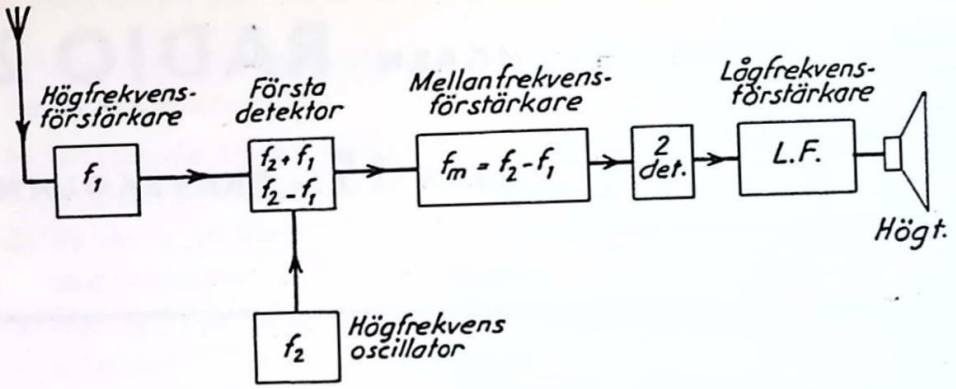


Bild 1. Blockschema för en superheterodyn med högfrekvensförstärkning före frekvensblandningen.

hand hela mottagarens selektivitet. Eftersom mellanfrekvensdelens egenskaper är ganska oberoende av den mottagna frekvensen, blir superheterodynens selektivitet och känslighet mycket lika vid olika mottagna frekvenser.

Av blockschemat bild 1 framgår principen för superheterodynmottagaren. Från antennen inkommer frekvensen f_1, som förstärkes i högfrekvensförstärkaren och sedan ledes in på första detektorn. Hit ledes även frekvensen f_2 från högfrekvensoscillatorn och därvid bildas en skillnadsfrekvens f_2-f_1 och en summafrekvens f_2+f_1 på samma sätt som vid heterodynmottagning (se sid. 8: 17). Skillnaden är endast den, att interferenstonen som bildas i detta fall har högre frekvens. Lika väl som man kan betrakta heterodyniseringen som en modulation kan man betrakta frekvensblandningen som en modulation och det är därför första detektorn i en superheterodyn även kallas för modulator. Oscillatorn levererar bärfrekvensen (se sid. 7: 11) och den utifrån inkommande vågen utgör modulationsfrekvensen eller tvärt om. I modulatorn bildas sedan bland annat två sidoband, av vilka det ena just är mellanfrekvensen. Mellanfrekvensförstärkaren är skarpt avstämd till mellanfrekvensen och därför släppes endast denna del av alla efter modulationen bildade frekvenser igenom. Mellanfrekvensens amplitud är proportionell mot inkommande vågens med frekvensen f_1 amplitud, och därför kommer en lågfrekvent modulation i den inkommande vågen

att återfinnas som samma lågfrekventa modulation i mellanfrekvensen.

Man förstår vilka fördelar det erbjuder att endast ha en enda frekvens, mellanfrekvensen, att förstärka oberoende av vilken frekvens som mottas utifrån. Superheterodynens princip har även en rad nackdelar, såsom uppträdande interferens vid vissa övertoner till de olika frekvenserna och uppträdande av spegelfrekvensstörningar. Med *spegelfrekvens* menas den andra frekvens, som kan inkomma och tillsammans med oscillatorfrekvensen bilda mellanfrekvens. Om oscillatorfrekvensen är f_2 kan mellanfrekvensen f_m utgöras av den önskade skillnadsfrekvensen $f_2 - f_{1a}$ där f_{1a} är den utifrån inkommande frekvensen som önskas, men samma oscillatorfrekvens f_2 kan med en annan icke önskvärd frekvens f_{1b} ge samma mellanfrekvens $f_m = f_{1b} - f_2$, och därför gäller det, att i möjligaste mån hindra denna icke önskvärda frekvens f_{1b}, spegelfrekvensen, från att inkomma på frekvensomvandlaren. Spegelfrekvensen är enligt vad vi kan få fram ur formlerna ovan $f_{1b} = f_{1a} + 2f_m$, och genom avstämningskretsar före frekvensblandaren, den s.k. *förselektionen*, kan den önskade signalfrekvensen f_{1a} utväljas före spegelfrekvensen. Det förekommer även speciella kompensationskopplingar för att undertrycka spegelfrekvensen. Man talar om något som kallas *spegelfrekvensförhållandet*. Detta är ett tal som säger hur många gånger starkare spegelfrekvensen behöver vara än signalfrekvensen för att ge samma mellanfrekvenssignal. Ett spegelfrekvensförhållande på några hundra anses dåligt medan goda mottagare kan ha spegelfrekvensförhållanden på tiotusen och däröver. Spegelfrekvensförhållandet kan även uttryckas i enheten decibel. Ett förhållande på 10 000 : 1 kan även angivas som 80 dB.

Trots sina nackdelar har superheterodynen så stora fördelar att denna mottagartyp blivit den avgjort populäraste av alla. Numera byggs knappast andra än rena lokalmottagare efter annat än superheterodynprincipen.

Frekvensomvandlarens utformning

Numera används i superheterodyner speciella rör för frekvensomvandlingen, men innan vi går in på dessa, skall vi i korthet beröra

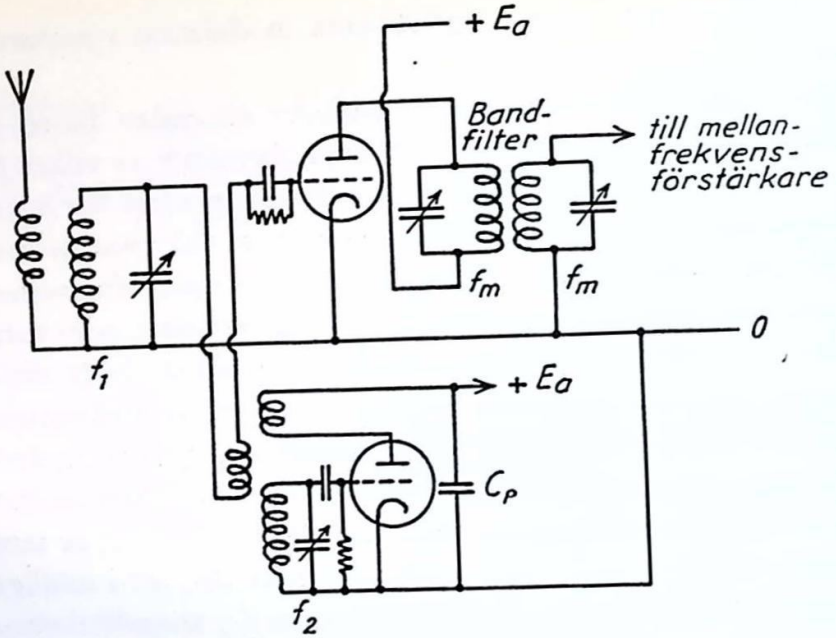


Bild 2. Principschema för frekvensblandarsteget i en superheterodyn med separat oscillator och triod som första detektor Oscillatorfrekvensen införes på gallersidan.

äldre metoder och kopplingar, för att det hela skall bli lättare att förstå. Bild 2 visar i princip kopplingen vid första detektorn i en superheterodyn av äldre datum. En förselektionskrets finnes, och här inkommer signalfrekvensen f_1, vilken föres in på detektorröret via en kopplingsspole, som ligger kopplad till oscillatorn, arbetande på frekvensen f_2. Efter detektorn, som är gallerlikriktande, uppstår en hel mängd frekvenser men endast en av dessa nämligen mellanfrekvensen f_m, som är skillnadsfrekvensen mellan f_2 och f_1, kan förstärkas och föras vidare, eftersom den avstämda kretsen i detektorrörets anodkrets är avstämd till frekvensen f_m.

Detektorn är här gallerlikriktande men kan lika gärna vara anodlikriktande eller till och med bestå av en diod (se brev 8). Huvudsaken är, att en likriktning av de båda sammanblandade frekvenserna f_1 och f_2 sker. Även oscillatorn kan utformas på olika sätt. Det gäller endast att få fram en tillsatsspänning av frekvensen f_2 och av lämplig storlek på detektorrörets galler.

Det är inte nödvändigt att oscillatorspänningen tillföres på blandarrörets gallersida, utan den kan även tillföras på anodsidan, och vi får då en anordning, som mera överensstämmer med den vi har vid vanlig anodmodulation. I detta fall fordras större tillförda oscillatorspänningar än i föregående fall. Denna koppling, som i princip återfinnes i bild 3, har den fördelen, att oscillatorspänningarna inte så lätt kommer ut på antennen och åstadkommer störningar i andra mottagare. Speciellt är detta fallet när första detektorn utgöres av ett skärmgallerrör. I förbigående kan det nämnas, att det inte är nödvändigt, att det finns anodlikspänning på blandarröret. Detta eller skärmgallret kan helt och hållet drivas med högfrekvent anodspänning från oscillatorn, vilket var principen för den på sin tid mycket omtalade ultradynmottagaren.

Sparsamheten drev så småningom radioteknikens män att försöka använda blandarröret självt som svängningsalstrare. I dubbelgallerröret hade man en möjlighet att kombinera detektor och oscillator i ett rör. Först användes det vanliga dubbelgallerröret och senare även skärmgallerröret som oscillatormodulator. Bild 4 visar hur signalfrekvensen kan ledas in på styrgallret i ett dubbelgallerrör,

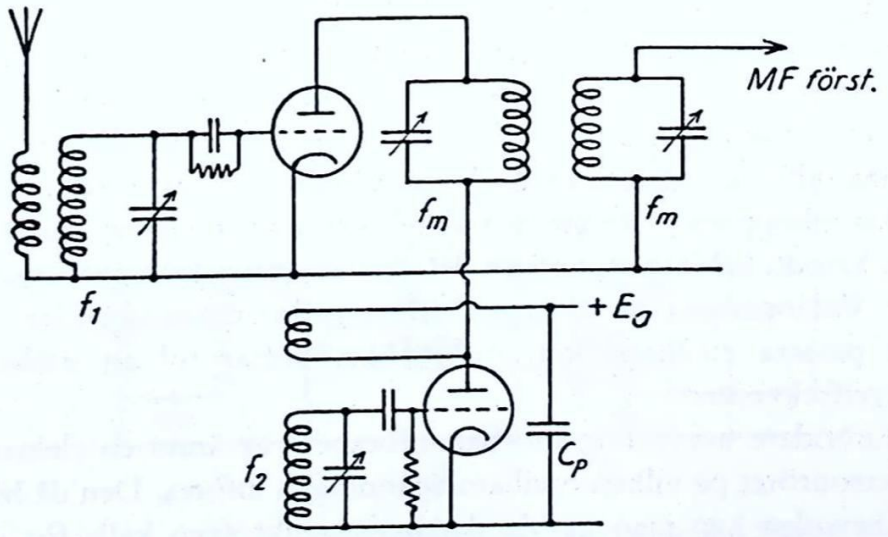


Bild 3. Oscillatorfrekvensen kan även tillföras på första detektorns anodsida.

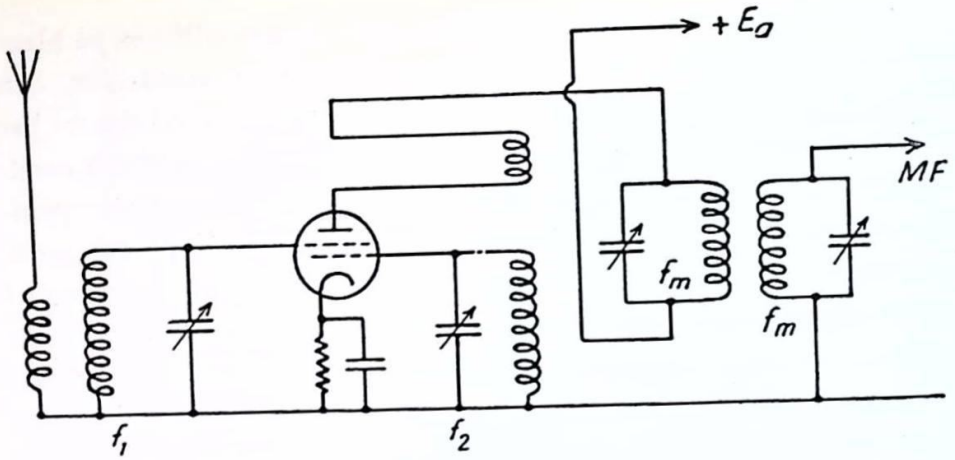


Bild 4. Dubbelgallerrör som oscillator-modulator i en superheterodyn.

medan rymdladdningsgallret mottar svängningar från oscillatorkretsen, som svänger genom återkoppling från anodkretsen (i anodkretsen förekommer ju även spänningar av frekvensen f_2). Mellanfrekvensen uttas på vanligt sätt över en avstämd anodkrets. Här kan man även säga att modulationen sker genom att extragallrets spänning ändrar brantheten mellan styrgaller och anod, detta under förutsättning att rätt arbetspunkt för röret väljes.

Bild 5 visar ett exempel på hur en högfrekvenspentod kan användas som oscillator-modulator i en superheterodyn. Här användes inte skärmgallret för tillförande av oscillatorspänningen, utan denna tillföres i rörets katodledning. Oscillatorn är utförd med s.k. elektronkoppling, där återkoppling sker mellan rörets anodkrets och katodtilledningen, vari en del av svängningskretsens spole ingår. Vid ingången från antennen till styrgallret måste signalfrekvensen passera ett bandfilter, vilket bl.a. bidrar till att utestänga spegelfrekvensen.

En vidare utveckling innebar införandet av ännu en elektrod i elektronröret på vilken oscillatorspänningen införes. Den då bildade hexoden kan man ur blandarrörsynpunkt även kalla för dubbelgaller-pentod, och den har använts på en hel rad olika sätt som blandarrör. Emellertid var dess saga ganska kortvarig. I Amerika

framkom ett rör, heptoden, med inte mindre än sju elektroder, speciellt konstruerat som blandarör. I detta rör finns tvenne elektroder närmast katoden, vilka utgör galler och anod i rörets oscillatordel. För övrigt finns styrgaller och anod samt tvenne skärmgaller, som omfattar styrgallret. Hur heptoden eller femgallerröret (engelska: pentagrid converter) inkopplas som frekvensblandare framgår av schemat i bild 6, där ett högfrekvensförstärkarrör är inritat före blandarröret. Oscillatorn är kopplad på vanligt sätt med avstämd gallerkrets (se bild 3 d, brev 7) och denna oscillator ligger principiellt sett i serie med det modulerade röret. Det hela kan betraktas som ett slag av anod-seriemodulation i likhet med förhållandet vid bild 10 c, brev 7. Denna sorts frekvensblandning i ett rör med extra elektrod eller elektroder för oscillatorspänningen brukar även kallas multiplikativ blandning, då någon egentlig likriktning aldrig sker. Senare övergick man till användande av separat oscillatorrör, varvid själva blandarröret var en hexod eller heptod, i vilken det närmast katoden liggande gallret inför de högfrekventa hjälpspänningarna, som oscillatorspänningarna även kan kallas. Anmärkningsvärt vid heptoden är, att styrgallret är väl avskärmat från övriga elektroder, så att mycket liten återverkan mellan elek-

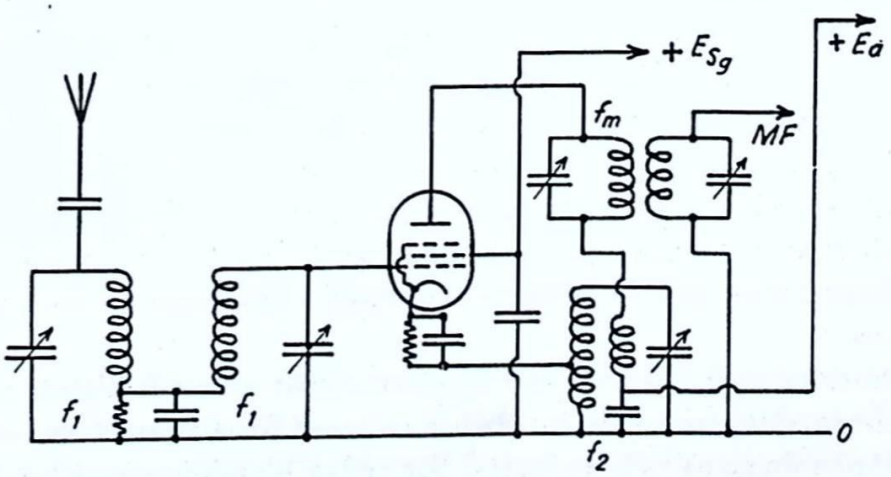


Bild 5. Högfrekvenspentod i frekvensblandarkoppling. För inkommande signalfrekvensen finns ett bandfilter närmast antennen.

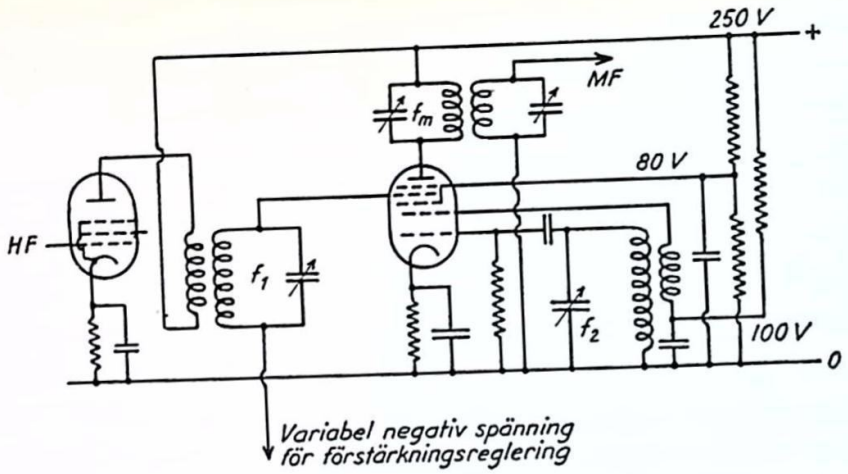


Bild 6. Kopplingsschema för heptod som frekvensblandare. Förstärkningen regleras med styrgallrets förspänning.

troderna finns. Vidare är röret utfört med variabel branthet och därför kan förstärkningen regleras med styrgallrets likspänning.

Speciella blandarrör

Den mellanform i utvecklingen som heptoden ensam utgjorde fick aldrig någon allmän spridning i Europa. Här användes jämsides ett rör med ännu ett galler nämligen oktoden, som har ett extra fånggaller med nollspänning, inskjutet närmast anoden. I jämförelse med heptoden kan oktoden anses som en pentod i jämförelse med en tetrod och har därför något större förstärkning och förmåga att ge större amplituder om så skulle behövas. Oktodens inre uppbyggnad framgår av bild 7 och dess inkoppling skiljer sig inte från heptodens.

Jämsides med oktoden framkom ett annat speciellt blandarrör, triod-hexoden, som i sig innehåller en triod för alstrande av oscillatorspänningarna och en hexod för själva blandningen. Katoden är gemensam för bägge elektrodsystemen. Rörets inre uppbyggnad framgår av bild 8, och dess sockel och inkoppling är sådan, att en oktod normalt kan ersätta röret. Med de data röret normalt utföres

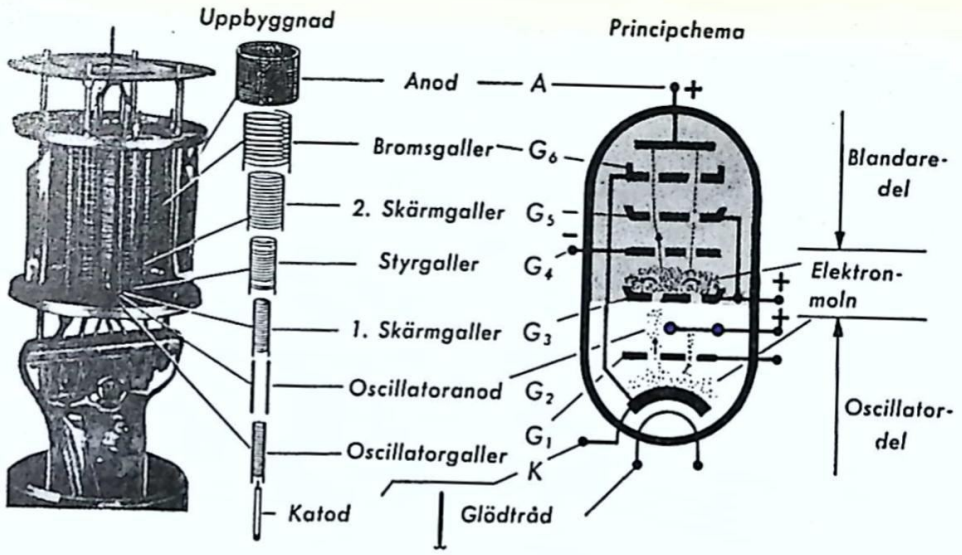


Bild 7. Inre uppbyggnad och principbild av en oktod.

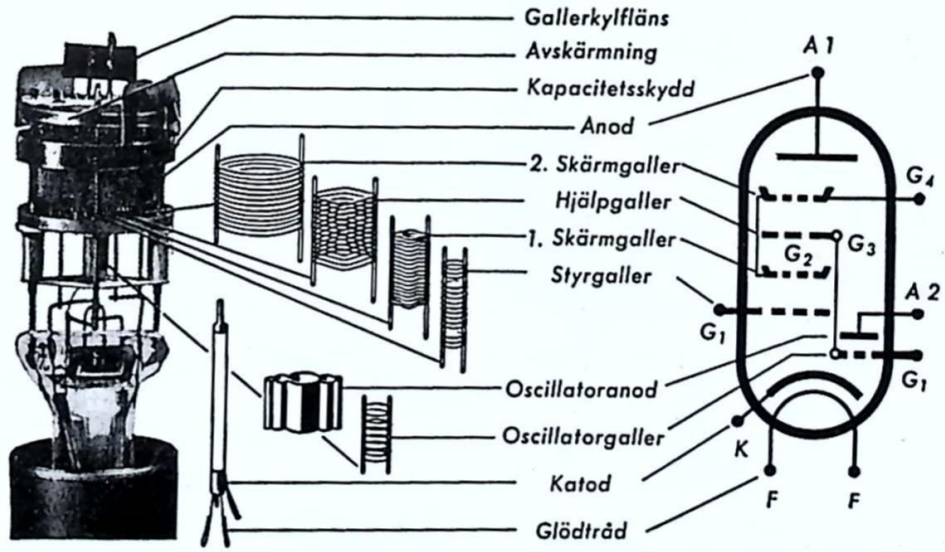


Bild 8. Triod-hexodens inre uppbyggnad

ger det något mindre transponeringsförstärkning än en oktod, men är i gengäld något lättare att fås till stabil funktion på kortvåg. Vid detta rör ligger styrgallret närmast katoden, medan det galler där oscillatorspänningen inkommer ligger inskärmat mellan skärmgallren.

Som senare utveckling har triod-heptoden kommit. Genomskär-

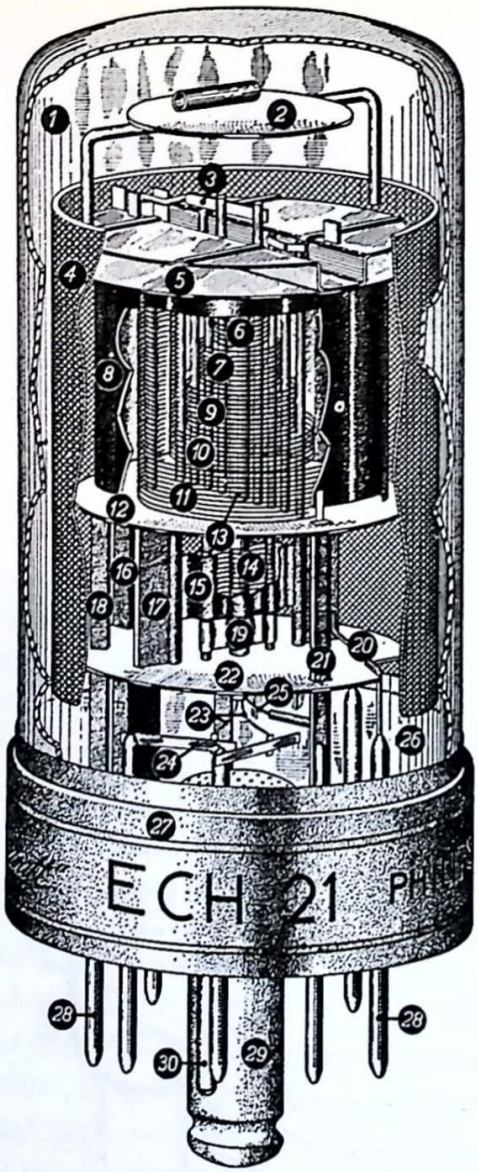


Bild 9. Schematisk genomskärning av triod-heptoden ECH 21.

1. Glaskolv.
2. Metallskiva bärande gittermaterialet.
3. Förbindelseledning för heptoddelens första galler.
4. Skärmande bur av metallnät.
5. Övre stödjeplatta av isolermaterial.
6. Heptoddelens första galler.
7. Heptoddelens andra galler (skärmgaller).
8. Heptoddelens anod.
9. Heptoddelens tredje galler.
10. Heptoddelens fjärde galler (skärmgaller).
11. Heptoddelens femte galler (bromsgaller).
12. Stödjeplatta av isolermaterial.
13. Katod.
14. Trioddelens styrgaller.
15. Triodens anod.
16. Stöd, samtidigt skärm för heptoddelens gallertilledning.
17. Fäste för triodanoden.
18. Ett av de U-formade stöden, som uppbära elektrodsystemet.
19. Den tätlindade delen av triodgallret.
20. Triodanodens förbindning med sitt rörstift.
21. Stöd för elektrodsystemet.
22. Undre stödjeplatta av isolermaterial.
23. Glödtråd.
24. Glödtrådens förbindning med sina sockelstift.
25. Katodens förbindning med sitt genomföringsstift.
26. Pressglasbotten.
27. Falsad ring för fastsättning av den skärmande rörfoten.
28. Några av genomföringsstiften.
29. Rörsockelns styrande mittpinne.
30. Mittpinnens styrlist.

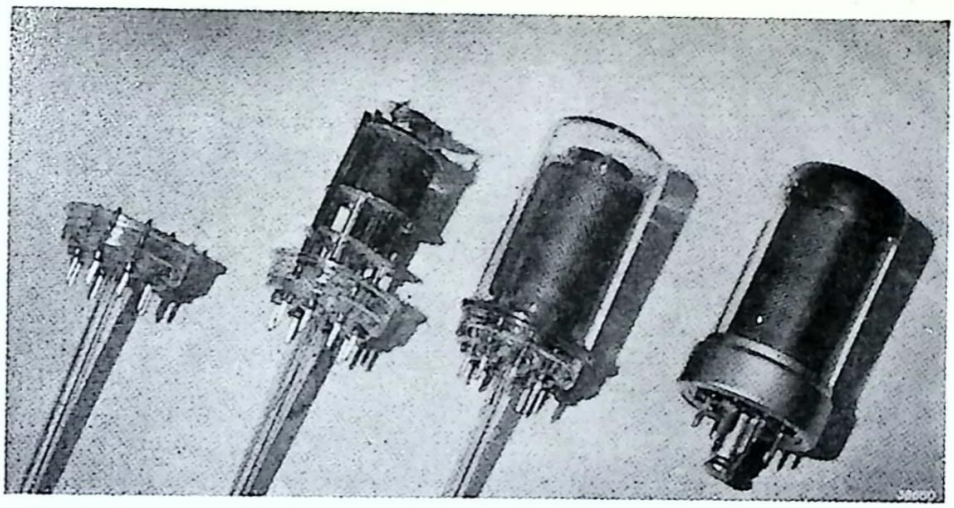


Bild 10. Blandarröret ECH 21 i olika tillverkningsstadier.

ning av ett dylikt rör återfinnes på bild 9. Detta rör har helt skilda heptod- och triodsystem, vilka dessutom är mycket väl avskärmade från varandra. Båda rörsystemen är var för sig goda och användbara för en mångfald olika ändamål. Förutom såsom blandarrör kan kombinationen användas med heptoddelen som mellafrekvensförstärkare och trioddelen som lågfrekvensförstärkare. Vidare kan röret användas som två stegs lågfrekvensförstärkare och även kan trioddelen gå som fasvändarrör när heptoddelen används som lågfrekvensrör före ett push-pullsteg. Tillverkningsgången framgår av bild 10.

Vi skall begagna tillfället att närmare gå in på blandarrörets egenskaper och väljer för den skull röret ECH 21 såsom ett typiskt exempel. När röret går som blandare i en superheterodyn är heptoddelens tredje galler och trioddelens galler förbundna och i princip ser kopplingsschemat ut som bild 11. Här synes hur signalfrekvensen kommer in på heptoddelens första galler. Andra och fjärde gallret tjänstgör som skärmgaller onkring tredje gallret, på vilket oscillatorfrekvensen kommer in. Femte gallret är ett bromsgaller, förenat med katoden, vilket ger röret pentodegenskaper.

På bilden syns vidare att den automatiska förstärkningsregleringens negativa spänning tillföres signalgallret. Rörets förstärkning kan på detta sätt regleras även på kortvåg. Någon nämnvärd

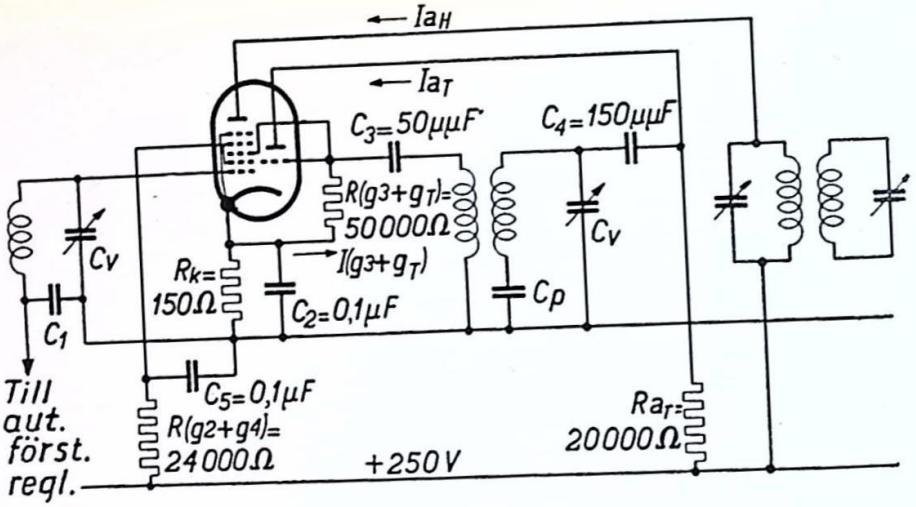


Bild 11. Grundläggande kopplingsschema för typiskt blandarrör i superheterodyn.

dragning av oscillatorfrekvensen sker inte, vilket var fallet med oktoden och speciellt heptoden i det föregående. Förstärkningsregleringen ändrar dock första gallrets ingångskapacitans något, vilket i sämsta fall kan inverka på avstämningen hos ingångskretsen i det fall dess kapacitans är liten. Inverkan är uteslutande märkbar längst ned på kortvågsbandet och saknar i praktiken betydelse.

Oscillatordelen har som framgår av bild 11 anodkretsen avstämd och anodspänningen tillföres röret över ett motstånd på 20 000 ohm. Anoden är över en kondensator på 150 pF förbunden med kretsen. Kretsen är därigenom avlastad från likspänning, som skulle kunna kortslutas i den variabla kondensatorn med dess små plattavstånd. Ur växelströmssynpunkt är alltså kretsen dämpad med 20 000 ohm vilket gör att oscillatorn svänger relativt jämnt över hela våglängdsområdet. Oscillatorns gallerspole (återkopplingsspole) är förbunden med gallret över en kondensator på 50 pF med sin gallerläcka på 50 000 ohm. Denna anordning begränsar svängningen genom att gallret ställer in sig på en viss negativ likspänning i förhållande till katoden. Härvid minskas, som vi tidigare sett i brev 7, medelbrantheten så att jämnviktstillstånd inträder.

Strömmen $I(g_3+g_T)$ som flyter genom gallerläckan är ett mått på

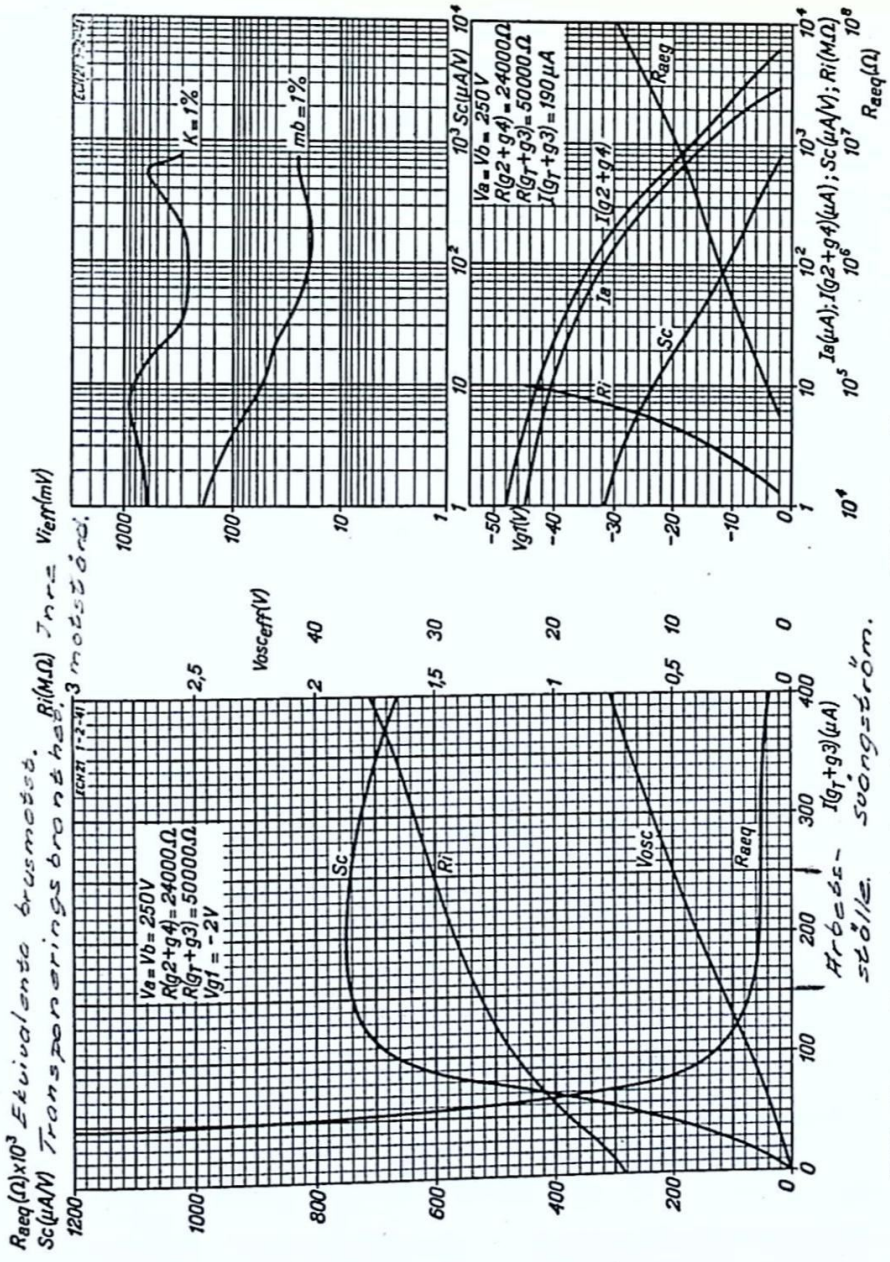


Bild 12 a. Transponeringsbranthet, inre motstånd, oscillatorväxelspänning och ekvivalent brusmotstånd för heptoddelen vid olika svängström hos röret ECH 21.

Bild 12 b. Överst: Kurvor över modulationsbrum och korsmodulation vid samma rör. Nederst: Anodström, skärmgallerström, transponeringsbranthet, inre motstånd och ekvivalent brusmotstånd som funktion av förspänningen på signalgallret.

den negativa gallerspänningen och på så sätt även ett mått på självsvängningens styrka. Självsvängningens styrka har betydelse för rörets funktion, i första hand då för förstärkningen, som representeras av transponeringsbrantheten S_c (även kallad blandningsbrantheten). Som framgår av bild 12 a måste strömmen genom gallerläckan eller svängströmmen som den även kallas uppgå till ett visst värde för att god förstärkning skall kunna erhållas. I detta fall ligger

gränsen vid omkring 100 μA. Vid 200 μA svängström har S_c sitt högsta värde. Därefter sker en långsam minskning. I diagrammet är även oscillatorspänningen, dvs. oscillatorgallrets växelspänning, inritad.

Även heptoddelens inre motstånd beror i viss mån av svängströmmen. I bild 12 a syns att R_i hela tiden ökar med svängströmmen. Vid förstärkningsregleringen ökar motståndet ytterligare och håller sig hela tiden uppe över en megohm, varför det knappast har någon inverkan på mottagarens selektivitet. Vid äldre blandarrör hade man emellertid ofta bekymmer med inre motståndets inverkan. Svängströmmens storlek har inverkan på bruset i röret. Bruset representeras av det s.k. ekvivalenta brusmotståndet R_{aeq}, som skall vara större ju större bruset är. Av bilden framgår att svängströmmen för brusets skull bör vara minst 150 μA för ifrågavarande rör.

Bild 12 b visar även en rad karakteristiska kurvor för ett blandarrör. Nedersta delen av bilden visar hur en rad storheter, anodström, skärmgallerström, inre motstånd, transponeringsbranthet och brusmotstånd, varierar med den negativa förspänningen på första gallret. Med andra ord, kurvorna ger upplysning om hur dessa storheter ändrar sig vid förstärkningsregleringen.

Den övre delen av bilden visar rörets tålighet för störspänningar på första gallret vid olika värden på transponeringsbrantheten. Den översta kurvan ger upplysning om den största tillåtna störsignalen för en procents korsmodulation. Vid en störande signal under några tiondels volts styrka är risken för störande korsmodulation tydligen liten. Den nedre kurvan ger vid handen att första gallret inte får tillföras mer än 20 à 30 μV brumspänning utan att detta märks genom inmodulering i mellanfrekvensen. När röret reglerats ned till lägre förstärkning blir dess tålighet för korsmodulation och speciellt för modulationsbrum i stort sett större. Liksom när det gäller högfrekvenspentoder har den glidande skärmgallerspänningen förbättrat rörens korsmodulationsegenskaper avsevärt.

Moderna blandarrör för rundradio och television arbetar tillfredsställande åtminstone ned till ca 1 m våglängd. För ännu kortare vågor måste vanligen speciella rör och komponenter tillgripas.

Vid ultrahöga frekvenser (UHF) används t.ex. ofta kristalldioder, som har tillfredsställande blandaregenskaper även vid frekvenser uppåt 30 000 MHz.

Mellanfrekvensförstärkaren

Som förut nämnts ligger till stor del en superheterodyns egenskaper i mellanfrekvensförstärkarens egenskaper. Valet av mellanfrekvens är en viktig faktor, och av naturliga skäl inses att den inte bör ligga inom det våglängdsområde, inom vilket mottagning skall ske. Alltså har vi i normala fall att välja mellan att lägga den under 150 kHz (över 2 000 m våglängd) eller någonstans mellan 400 och 500 kHz (omkring 650 m), där inga rundradiostationer finns. Under 200 m våglängd är inte tänkbart, då fördelen med mellanfrekvensen just var, att den skulle gå lätt att förstärka. Tidigare användes en mellanfrekvens mellan 100 och 140 kHz, men denna frekvens har nackdelen att det är svårare att komma ifrån spegelfrekvensen, speciellt på kortvåg, och därför har en mellanfrekvens på omkring 465 kHz blivit vanligast i allvågsmottagare och i billigare mottagare med endast en förselektionskrets. Vid mottagning på det långa våglängdsområdet kommer därvid mellanfrekvensen att vara högre än

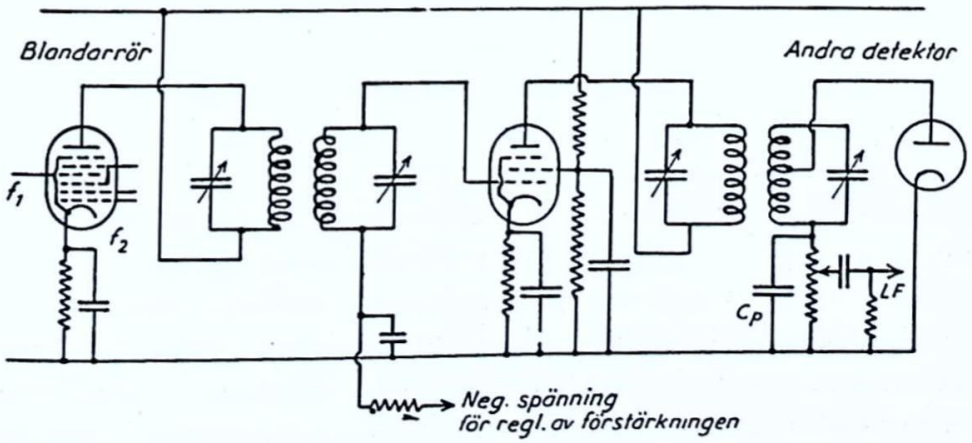


Bild 13. Kopplingsschema för en typisk mellanfrekvensförstärkare.

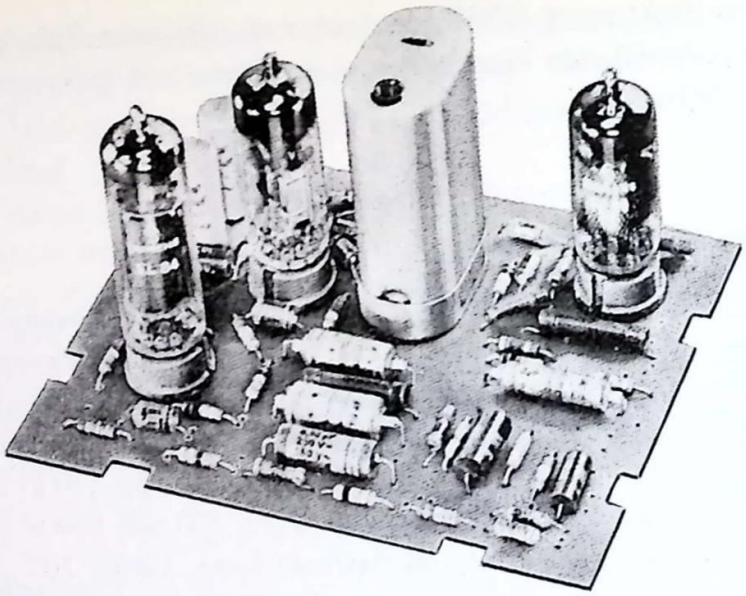


Bild 14. Mellanfrekvens- och lågfrekvenssteg med "tryckt ledningsdragning". Samtliga komponenter är monterade på ovansidan av plattan, som är av isolerande material. På plattans undersida är komponenterna förenade genom förbindningar som åstadkommits i det pålagda ledande ytskiktet genom att icke önskade partier borttagits medelst ett speciellt etsningsförfarande.

den mottagna vågens frekvens. En nackdel med den högre mellanfrekvensen är, att det är svårare att där driva upp selektiviteten tillräckligt utan alltför många avstämda kretsar. Mellanfrekvenskretsarna utförs därför mestadels i sådana fall med kärnor av högfrekvensjärn (se brev 9, bild 10 samt sid. 22–24).

Schemat på bild 13 visar den principiella anordningen vid en typisk mellanfrekvensförstärkare. I blandarrörets anodkrets ligger en avstämd krets, som tillsammans med ännu en krets bildar ett bandfilter med ungefär kritisk koppling. Därefter följer en högfrekvenspentod, vanligen med variabel branthet, så att förstärkningen kan regleras i steget. Därpå följer ännu ett bandfilter, innan signalerna leds in på andra detektorn, som i detta fall består av en diod. Hur demodulationen sker här, har vi tidigare gått igenom i brev 8, Dioden ligger på ett uttag på spolen i den sista kretsen, och detta innebär en nedtransformering, så att dioden inte utgör så stor

dämpning, som den skulle göra om diodens anod skulle vara ansluten till spolens övre ände.

Genom att mellanfrekvenskretsarna i allmänhet har mycket stor godhet blir förstärkningen stor, och därför är det viktigt att kretsarna på båda sidor om högfrekvenspentoden är väl avskärmade från varandra. Likaså bör de ledningar, som för mellanfrekvens, förläggas med omsorg och ofta skärmas, om mellanfrekvensförstärkaren inte skall råka i självsvängning. De avstämda kretsarna utgjordes förr vanligen av krysslindade spolar, lindade med litztråd, och glimmerisolerade kondensatorer med skruvmejselinställning (trimrar). Numer är spolarna vanligen försedda med järnpulverkärnor, som med en skruvmejsel av isolerande material kan skruvas ut eller in, varvid induktansen ändras. Kondensatorerna har därvid fast kapacitans och är av styroflexutförande eller keramiska.

I bild 15 presenteras ett kopplingsschema för en mindre superheterodyn utan högfrekvensförstärkning före blandarröret. Mellanfrekvensen är 465 kHz och andra detektorn följes direkt av slutröret. För att åstadkomma enrattsavstämning måste den ena vridkonden-

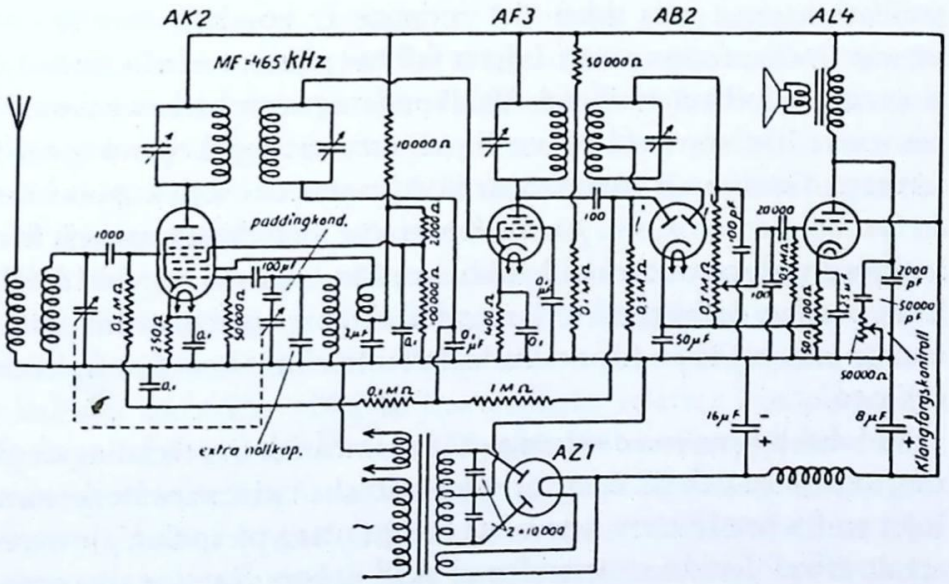


Bild 15. Kopplingsschema för en mindre, växelströmsdriven superheterodyn av äldre datum.

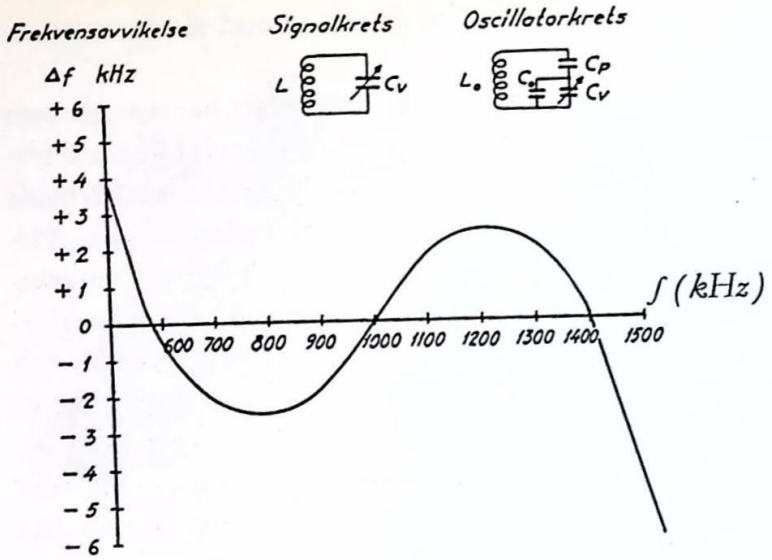


Bild 16. Exempel på paddingkurva för mellanvågsområdet. Kurvan anger frekvensavvikelsen mellan ingångskrets och oscillatorkrets vid olika inställning.

satorn, som ligger i oscillatorkretsen, utföras med speciell form på plattorna, så att frekvensskillnaden mellan förselektionskretsen och oscillatorkretsen hela tiden vid vridning av kondensatorn är densamma (mellanfrekvensen). I detta fall har valts en annan metod att få konstant frekvensskillnad. Vridkondensatorns båda sektioner är här exakt lika som vid en vanlig enrattsavstämd högfrekvensförstärkare. Genom att oscillatorns kondensatordel seriekopplas med en fast kondensator, s.k. *paddingkondensator*, och dessutom hela kretsen ges en något större nollkapacitans, kan man vid ett visst förhållande mellan de bägge kretsarnas induktanser (oscillatorns induktans är mindre) få en för praktiska fall tillräckligt konstant frekvensskillnad.

Vid detektorns ena diodsträcka är automatisk förstärkningsreglering anordnad och till dess verkningssätt skall vi senare återkomma. I det andra bandfiltrets sista krets har ett uttag på spolen gjorts, för att de efterföljande motstånden ej skall utgöra för stor dämpning. Genom att mottagaren är utrustad med automatisk förstärkningsreglering, kan hela den volymreglering, som sker för hand, för-

läggas till lågfrekvenssidan, och där inlägges den så tidigt efter detektorn som möjligt.

Vi skall återgå till frågan om hur man kan få ingångskretsarna och oscillatorkretsen att följas åt, så att frekvensskillnaden blir lika över hela avstämningsområdet. Teoretiskt kan man inte göra denna frekvensskilland konstant annat än genom att oscillatorkretsens vridkondensator har speciellt skurna plattor och i så fall gäller det endast på ett våglängdsområde om man skall vara riktigt noga. I det fall man använder sig av paddingkondensator uppstår alltid ett visst s.k. *paddingfel*. Vanligen har man vid uträkningen av paddingkondensatorn valt tre frekvenser på våglängdsområdet där skillnaden stämmer, dvs. där paddingfelet är noll. Av dessa tre punkter förläggs två en bit från frekvensbandets båda bandkanter och den tredje i mitten. Den senare frekvensen kan matematiskt väljas så att paddingfelet blir det minsta möjliga. Det är mycket viktigt att de båda övriga frekvenserna sedan väljs som trimpunkter när mottagaren trimmas på fabriken eller vid service. Paddingfelets storlek varierar vid olika våglängdsområden och går åt olika håll på olika sidor om trimpunkterna och den omtalade mittpunkten. Avvikelsen bör på långvåg och mellanvåg hålla sig väl under 3 000 Hz och på kortvåg, där förkretsarnas selektivitet inte är så stor kan 10 000 à 20 000 Hz tolereras. Längst ut i ändarna av våglängdsbanden brukar avvikelsen vara avsevärt större: här finns ju inte några viktiga stationer att lyssna på och så vinner man en hel del på att trimpunkterna inte läggs ända ute i kanten. Ju lägre mellanfrekvensen är vid sidan av det mottagna frekvensområdet desto bättre går det att få överenstämmelsen.

I bild 16 ges exempel på en paddingkurva och här ser man hur paddingfelet varierar med frekvensen. För beräkning av värden på paddingkondensatorer och oscillatorkretsarnas övriga data finnes en hel del metoder, vilka är matematiskt relativt komplicerade. Det finns även en grafisk metod. Det skulle emellertid i detta sammanhang föra för långt att närmare gå in på allt detta och intresserade måste därför hänvisas till handböcker och facktidskrifter. Den teoretiskt uträknade paddingkurvan stämmer inte helt i praktiken. Själva oscillatorkopplingen och fasvridningar i samband med denna har ett visst inflytande på frekvensavvikelsen.

Automatisk förstärkningsreglering

Numera är de flesta större mottagare och då speciellt superheterodyner utrustade med s.k. automatisk förstärkningsreglering. Denna kallades tidigare automatisk volymkontroll, vilken benämning var något oegentlig, då det i allmänhet endast är hög- och mellanfrekvensförstärkningen som påverkas. De fördelar, som vinns genom att den av detektorn levererade lågfrekvensspänningen kan hållas någorlunda konstant oberoende av den på antennen inkommande signalens styrka, behöver knappast påpekas. Dels minskas fadingens (brev 2, sid. 9) obehagliga verkan, och dels kan man reglera in den lågfrekventa ljudstyrkan till önskat värde och sedan lyssna till starka eller svaga stationer om varandra utan att ljudstyrkan nämnvärt förändras.

För att reglera förstärkningen på högfrekvenssidan (dit räknas här även mellanfrekvensen) använder man den negativa gallerförspänningen på rören, som då alla måste ha variabel branthet. För exempelvis röret *EF* 22 ligger brantheten vid ca 2,5 V negativ gallerförspänning vid värdet 2,2 mA/V. Vid 5 V gallerförspänning är brantheten nere i 0,5 mA/V, vid —10 V 0,1 mA/V, vid —46 V 22 μA/V, osv. Brantheten utgör ju ett mått på rörets förstärkning, och genom att studera denna vid olika gallerförspänningar kan man få en uppfattning om rörets regleringsförmåga. Vissa hexoder för högfrekvensförstärkning finns, där regleringen sker på två

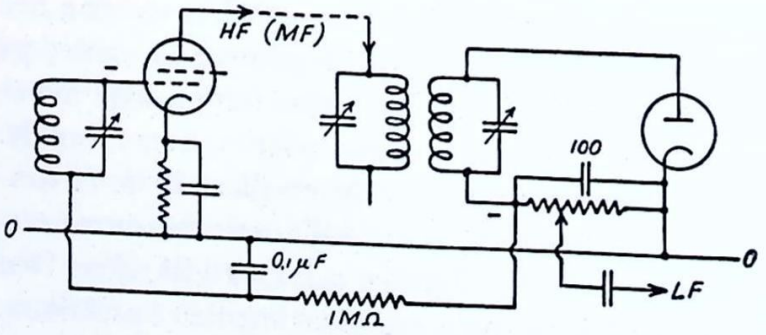


Bild 17. Principschema för automatisk förstärkningsreglering vid diodlikriktning.

galler samtidigt, och då behövs en mycket liten ändring i förspänningen för att ge en stor ändring i förstärkningen.

Den negativa förspänningen för regleringen erhålles från den likspänning, som bildas över belastningsmotståndet vid en diodlikriktare. Om vi återgår till brev 8, sid. 7—9, ser vi att en omodulerad högfrekvensspänning ger upphov till en likström i belastningsmotståndet, och sålunda bildas en viss likspänning över detta (se bild 6, sid. 8: 9). Även vid modulering finnes denna spänning, som är negativ i förhållande till katoden, och den varierar då i takt med modulationen. Likspänningen är hela tiden i huvudsak proportionell mot högfrekvensens bärvåg, och en ökning av de inkommande signalerna ger alltså en större negativ spänning i diodänden på motståndet. Denna spänning kan nu enligt bild 17 överföras till föregående rörs galler. För att de lågfrekventa impulserna, som uppstår genom modulationen, inte skall gå fram obehindrat och verka på högfrekvensrörens galler, finns ett motstånds-kondensatorfilter inlänkat på vägen. Detta filter skall vara så dimensionerat, att det å ena sidan hindrar även musikens lägsta toner att komma fram, men å andra sidan ej gör regleringen för trög, så att exempelvis en kraftig störning gör mottagaren tyst ett hörbart ögonblick. Om tidskonstanten väljes till 1/10 à 1/5 sekund kan man anse att båda dessa villkor är uppfyllda. (Med tidskonstanten menas den tid det tar för en tillfälligt åstadkommen spänning över en kondensator att genom ett motstånd urladda sig, tills spänningen blivit 37 % av det ursprungliga värdet. Denna tid är $R \cdot C$, alltså kondensatorns värde gånger motståndets värde.) Med 0,1 μF kondensator bör alltså ett motstånd (i detta fall endast filtermotståndet) på 0,5—1 MΩ vara lämpligt. Med bildens värden blir tidskonstanten $1 \cdot 10^6 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} = 0{,}1$ sek.

När ingen högfrekvens inkommer på apparaten uppstår ingen extra negativ förspänning på högfrekvensrörens galler och mottagaren har sin största känslighet. Ju starkare signal som inkommer, desto mera regleras förstärkningen ned, men för att reglering verkligen skall ske måste alltid en viss ökning av inkommande signalen ge en viss ehuru nedsatt ökning av spänningen vid dioden, och sålunda blir inte heller lågfrekvensspänningarna från dioden alldeles konstanta vid olika signalstyrka. Emellertid kan man ge-

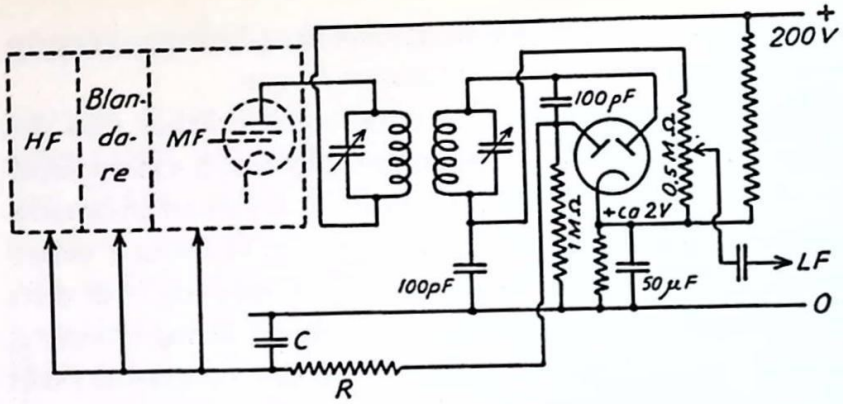


Bild 18. Den fördröjda automatiska förstärkningsregleringens princip.

nom att utsträcka automatiska kontrollen till ett lågfrekvensförstärkarerör få lågfrekvensspänningarna vid slutröret och alltså även ljudstyrkan alldeles konstant och oberoende av växlingar i inkommande högfrekvenssignalernas styrka. Detta brukar man emellertid sällan göra i praktiken, på grund av att distorsionen i det reglerade lågfrekvensröret blir i största laget. Emellertid kan man med härför lämpade rör och med den negativa återkopplingens hjälp få synnerligen goda resultat även med lågfrekvent reglering.

Det är inte alltid man vill att den automatiska förstärkningsregleringen skall verka, förrän signalerna vid detektorn uppnått en viss styrka, som vi kan kalla njutbar styrka, och då anordnas s.k. *fördröjd automatisk förstärkningsreglering*. Detta tillgår på så sätt att man skiljer den automatiska förstärkningsregleringen från den egentliga demodulationen och de båda likriktningsförloppen får då ske i var sin diodsträcka i en duodiod. Anoden i den diodsträcka, som sköter kontrollen, förses med en fast negativ förspänning, i bild 18 uttagen genom att katoden "lyftes" ca 2—10 volt, så att den inte börjar likrikta förrän de tillförda signalernas toppvärde nått upp till denna förspänning. Därefter sker likriktning och förstärkningsreglering på normalt sätt på alla de föregående rören. Det kan nämnas att mottagaren vid denna fördröjda reglering ej behöver fullt så stor förstärkningsreserv som vid den icke fördröjda regleringen.

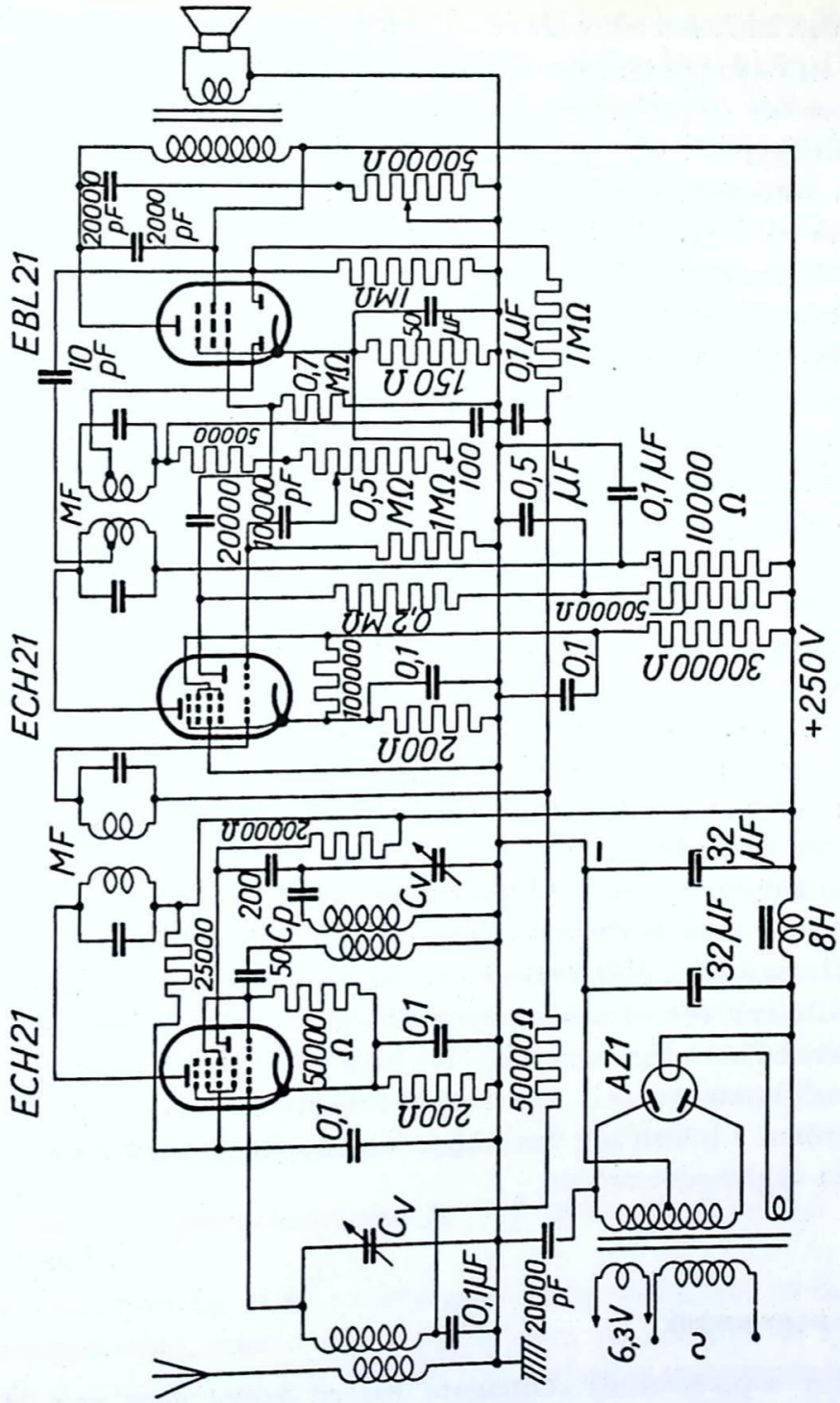


Bild 19. Kopplingsschema för superheterodyn med ett blandarrör även använt som mellanfrekvens- och lågfrekvensförstärkare.

Man kan även inkoppla ett extra förstärkarrör i regleringskretsen för att öka regleringens verkan och anordningen kallas då *förstärkt automatisk förstärkningsreglering*. Vidare kan man ordna så att demoduleringen ej träder i funktion förrän signalerna nått en viss styrka och automatiska kontrollen verkat ett visst stycke. Mottagaren säges då vara försedd med störningsdödare. Denna störningsdödande verkan kan även åstadkommas genom att mottagarens lågfrekvensdel är spärrad, så länge en alltför svag signal finns vid andra detektorn. Dessa extra finesser är ganska dyrbara att anordna och finns mera sällan på marknadens vanliga medelgoda mottagare. Innan vi går vidare, bör det anmärkas, att man ibland undviker att anordna automatisk förstärkningsreglering på blandarröret i en superheterodyn då oscillatorröret är sammanbyggt med blandarröret i samma kolv och därtill har med detta gemensam elektronström, som faller är vid en oktod. Detta beror på att dessa blandarrör, trots omsorgsfull inre skärmning, obetydligt ändrar oscillatorfrekvensen, om styrgallrets förspänning ändras. Vid våglängder över 50 m är denna ändring så liten, att den saknar betydelse. Vid blandarrör av typen triodhexod och triodheptod föreligger ingen nämnvärd frekvensförskjutning hos oscillatorfrekvensen och automatisk förstärkningsreglering kan vid dessa rörtyper utan nackdelar användas även vid höga frekvenser.

Bild 19 visar kopplingsschema för en mindre superheterodyn av modernare slag. Här användes en triodheptod som blandarrör och ett likadant rör tjänstgör som mellanfrekvensförstärkare och lågfrekvensförstärkare samtidigt. De båda dioderna som tjänstgör för signallikriktning och automatisk förstärkningsreglering sitter i slutröret. I bilden har inte inritats omkopplingsanordningarna för olika våglängdsområden.

Räkneexempel

1 • En superheterodynmottagare har ett kopplingsschema enligt bild 20, där även behövliga data finns insatta. Samtliga bandfilter har kritisk koppling, vilket anses innebära att spänningen över andra kretsen i filtret är hälften av spänningen över den första. Det

gäller att beräkna mottagarens känslighet för 50 mW utgångseffekt. Uppskatta även mottagarens selektivitet, vilken kan anses vara spänningsförhållande för 10 000 Hz frekvensavvikelse. Det antas att den automatiska förstärkningsregleringen inte börjat träda i funktion, när beräkningen genomföres. För enkelhetens skull antas, att de eventuella motstånd, som ligger över högfrekvenskretsarna såsom vid blandarrörets galler och vid antennen, inte inverkar på förstärkningen eller selektiviteten. Dock medtages diodens dämpning på den sista mellanfrekvenskretsen vid selektivitetsberäkningen. Rörens inre motstånd medräknas.

Liksom i exempel 2, brev 8 börjar vi räkningen bakifrån och konstaterar att 50 mW utgångseffekt i belastningsmotståndet (högtalaren) 7 000 Ω ger spänningen

$$v = \sqrt{\frac{50}{1\,000} \cdot 7\,000} = 18{,}6 \text{ V}$$

Slutrörets förstärkning beräknas nu som brantheten gånger belastningsmotståndet och inre motståndet parallellkopplade

$$\frac{8}{1\,000} \cdot \frac{7\,000 \cdot 50\,000}{7\,000 + 50\,000} = 49 \text{ ggr},$$

vilket ger en spänning på slutrörets galler av 18,6/49 = 0,38 V.

Sedan kommer turen till lågfrekvensförstärkarröret och även här räknar vi förstärkningen som brantheten gånger sammanlagda belastningen (0,1 MΩ och 0,3 MΩ parallella) och inre motståndet. Belastningen blir 0,075 MΩ och förstärkningen

$$\frac{2}{1\,000} \cdot \frac{12\,000 \cdot 75\,000}{12\,000 + 75\,000} = 20{,}6 \text{ ggr},$$

och alltså blir gallerväxelspänningen på detta rör 0,38/20,6 = = 0,0184 V.

Vid detektorn får vi en inkommande 30 % modulerad mellanfrekvensspänning, som enligt resonemanget på sid. 8: 8 är fyra gånger så stor eller 0,074 V. I bandfiltret nedsättes spänningen enligt vad vi antagit till hälften, och vid mellanfrekvensrörets anod är alltså växelspänningen 0,15 V.

För beräkning av förstärkningen i detta rör behöver vi veta

kretsens impedans, vilken kan räknas ut när man känner kretsens godhet $Q = \frac{\omega L}{R}$ och spolens induktans samt frekvensen.

Impedansen blir

$$Z = \frac{\omega^2 L^2}{R} = Q \cdot 2\pi \cdot f \cdot L = 100 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 140\,000 \cdot \frac{5}{1\,000} = 440\,000\,\Omega$$

Nu blir förstärkningen lika med rörets branthet gånger impedansen, men vi har även att ta hänsyn till rörets inre motstånd, som innebär att impedansen effektivt ligger vid 320 000 Ω (Z parallellt med R_i). I siffror får vi förstärkningen till 0,0018 · 320 000 = 575 gånger, och ingångsspänningen på rörets galler blir 0,15/575 = = 0,26/1 000 V = 0,26 mV. Kretsen vid blandarrörets anod har dubbla denna spänning eller 0,52 mV, vilket alltså är mellanfrekvensspänningen vid blandarrörets anod.

Förstärkningen i samband med frekvensblandningen beräknas med hjälp av den s.k. transporteringsbrantheten eller effektiva brantheten hos röret vid frekvensblandning. Denna brukar uppges av rörfabrikanten. Förstärkningen är även här brantheten gånger kretsimpedansen parallellkopplad med rörets inre motstånd. Kretsens Z är fortfarande 440 000 Ω och parallellt med rörets 1,5 MΩ ger detta en verksam impedans på 340 000 Ω, varav transponeringsförstärkningen fås till 0,5 · 340 = 170 gånger.

Blandarrörets galler har alltså en inkommande högfrekvensspänning, som är 0,52/170 = 0,0031 mV = 3,1 μV. Förselektionen består av ett bandfilter likaledes med kritisk koppling, och alltså blir spänningarna över dess första krets dubbelt så stora eller 6,2 μV. Från antennen är sedan antagen en upptransformering på 3 gånger och alltså blir hela mottagarens känslighet 6,2/3=2,1 μV.

Detta värde är naturligvis ej att betrakta som exakt men vi har fått en god uppfattning om vilken känslighetsklass mottagaren tillhör. Uppmätta värden på mottagare av ungefär denna konstruktion brukar variera mellan en och 10 μ V.

Vi övergår till selektiviteten. Vi har sex verksamma kretsar att räkna med, och av dessa är de två första lika. Vi försummar antennens extra dämpning och får enligt formel på sid. 9: 12 ett spänningsförhållande för de båda första kretsarna, som vid 300 m våglängd och 20 000 Hz bandbredd är

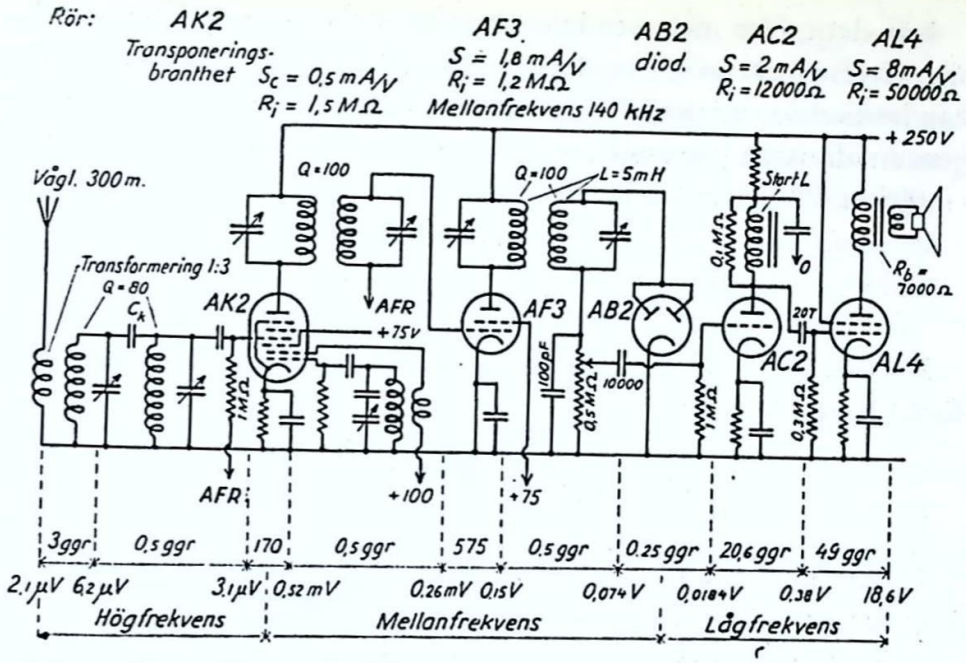


Bild 20. Kopplingsschema och förstärkningsdiagram till exempel 1.

$$\frac{e_0}{e_1} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2} = \sqrt{1 + 80^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot 10\,000}{1\,000\,000}\right)^2} = 1{,}9$$

Detta spänningsförhållande gäller nu varje krets för sig. För två kretsar skulle alltså spänningsförhållandet bli $1{,}9^2 = 3{,}6$ om kretsarna t.ex. hade ett förstärkarsteg emellan sig eller om kopplingen vore mycket lös. Vid kritisk koppling, som det här är fråga om, ligger spänningsförhållandet någonstans emellan dessa värden. Den approximativa formeln på spänningsförhållandet vid ett kritiskt kopplat bandfilter har vi inte tidigare gått igenom. Den lyder med vanliga beteckningar som följer

$$\frac{e_0}{e_1} = \sqrt{2 + \frac{1}{2} \cdot Q^4\left(\frac{2\,\Delta f}{f_0}\right)^4}$$

Med värden insatta får vi nu

$$\frac{e_0}{e_1} = \sqrt{2 + \frac{1}{2} \cdot 80^4 \cdot \left(\frac{20\,000}{1\,000\,000}\right)^4} = 2{,}3$$

När det gäller mellanfrekvenskretsarna får vi ta var och en för sig. Kretsen närmast blandarröret får ett verksamt Q-värde, som kan bestämmas av dess verksamma impedans, vilken var 340 000 Ω, genom division med ωL. Godheten blir $340\,000/2\pi \cdot 140000 \cdot \cdot 0{,}005 = 78$ och spänningsförhållandet

$$\sqrt{1 + 78^2 \left(\frac{2 \cdot 10\,000}{140\,000}\right)^2} = 11{,}2$$

Nästa krets har ej något extra dämpande motstånd och spänningsförhållandet blir där

$$\sqrt{1 + 100^2 \left(\frac{2 \cdot 10\,000}{140\,000}\right)^2} = 14{,}3$$

Ovanstående gäller varje krets för sig. Om kretsarna inte vore kopplade till varandra skulle spänningsförhållandet bli $11{,}2 \cdot 14{,}3 = 160$. Kopplingen gör att vi kommer att ligga någonstans mellan värdet för en krets och detta värdet för två kretsar. Vi kan även här använda formeln för tvenne kritiskt kopplade kretsar om vi som gemensamt Q-värde använder medelproportionalen mellan de båda kretsarnas Q-värden eller $Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$, vilket i detta fall ger $Q = = \sqrt{78 \cdot 100} = 88$. Spänningsförhållander för bandfiltret blir

$$\frac{e_0}{e_1} = \sqrt{2 + \frac{1}{2} \cdot 88^4 \cdot \left(\frac{20\,000}{140\,000}\right)^4} = 110$$

Vi ser att värdet har blivit förhållandevis bättre än i förra fallet och lär därav att bandfilter är fördelaktigare att anordna ju mindre dämpade kretsarna är, dvs. ju högre Z-värdet är.

Kretsen närmast efter mellanfrekvensröret har även sitt rörmotstånd som dämpar, och här är effektiva Z-värdet 320 000 Ω, vilket ger ett effektivt Q-värde på $320\,000/2 \cdot \pi \cdot 140\,000 \cdot 0{,}005 = 73$. Spänningsförhållandet blir här

$$\sqrt{1 + 73^2 \left(\frac{2 \cdot 10\,000}{140\,000}\right)^2} = 10{,}5$$

Den sista kretsen i ordningen är den, som är mest dämpad. En diod kopplad på detta sätt kan anses ha ett dämpmotstånd för högfrekvensen, som är lika med halva det motstånd över vilket likspänning-

en vid likriktningen bildas. Vid den andra metoden att koppla dioden blir detta dämpmotstånd också omkring hälften av det inkopplade motståndet. Se bild 7, brev 8, högra schemat. Hela dämpningen skulle då bli en tredjedel av motståndet 0,5 MΩ. Här kan det sålunda anses att ett motstånd på 0,5/2 MΩ = 250 000 Ω ligger dämpande över kretsen och då kretsen själv har ett Z-värde på 440 000 Ω blir totala Z-värdet, bestående av kretsen och belastningen parallellt, 160 000 Ω, varav erhålles ett Q på $160\,000/2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 0{,}005 = 37{,}3$. Selektivitetsförhållandet blir nu

$$\sqrt{1 + 37{,}3^2 \left(\frac{2 \cdot 10\,000}{140\,000}\right)^2} = 5{,}4$$

Den kritiska kopplingen mellan kretsarna bjuder oss att även här räkna ut det gemensamma Q-värdet $\sqrt{73 \cdot 37{,}3} = 52$ och spänningsförhållandet för bandfiltret blir

$$\frac{e_0}{e_1} = \sqrt{2 + \frac{1}{2} 52^4 \left(\frac{20\,000}{140\,000}\right)^4} = 39$$

Här blir resultatet 39 i stället för $10{,}5 \cdot 5{,}4 = 57$, som de två kretsarna löst kopplade skulle ge.

För hela mottagaren blir spänningsförhållandet produkten av de tre bandfiltrens spänningsförhållanden eller

$$2{,}3 \cdot 110 \cdot 39 = 9900$$

Om den kritiska kopplingen ej beaktats skulle vi fått värdet 32 800. Värdet 9 900 är redan det i högsta laget då varken antenndämpningen eller övriga extra dämpningar medräknats.

Uppmätta värden på mottagare av ungefär samma konstruktion som denna ligger mellan 800 och 8 000 beroende på hur fast bandfiltren är kopplade och alltså vilken grad av återgivning av de högsta tonerna man önskar. Det kan kanske anmärkas, att det vore lämpligare att ange selektiviteten vid en större frekvensavvikelse om mottagarens egenskaper bättre skall kunna utläsas. Det ligger helt och hållet i mottagarkonstruktörens hand att bestämma vilken grad av koppling i bandfiltren, som är den lämpligaste att välja, och i sista hand är det en uppmätning med signalgenerator, som visar selektiviteten. En noggrannare uträkning än vad vi ovan gjort är

givetvis möjlig, men därtill fordras betydligt mer omfattande behandling av högfrekvenskretsarnas matematik än vi här kunnat gå igenom. Exemplet ovan har endast velat visa hur man kan genomföra en, om än bristfällig så dock användbar, uppskattning av en större mottagares selektivitet med de enkla formler, som tidigare angivits.

2•I en superheterodynmottagare är förkretsarna utförda enligt svaruppgift nr 3 i brev 4, dvs. kapacitansen i kretsen varierar från 65 till 550 *pF*, varvid frekvensområdet blir 1 550 till 534 kHz. Vi skall dimensionera oscillatorkretsen vid detta våglängdsområde och alltså bestämma oscillatorspolens induktans, paddingkondensatorns storlek och den extra nollkapacitans, som behövs över vridkondensatorn (eller över spolen). Mellanfrekvensen är 465 kHz.

Enligt en regel väljer man, för att få minsta paddingfel, de fyra paddingfelen, som paddingskurvan utvisar, lika stora och anser kurvan vara en relativt enkel tredjegradskurva. Därvid kan man välja ut de tre punkter där paddingsfelet är noll till först och främst frekvensområdets mittpunkt och sedan de två trimpunkterna lika i frekvens räknat på var sin sida om mittpunkten. En formel som man kan få fram ur den omtalade tredjegradskurvan ger avståndet från mittpunkten $\frac{f_2 - f_1}{4} \cdot \sqrt{3}$, där f_1 och f_2 är frekvensområdets båda gränser.

Sätter vi in siffervärdena får vi

$$\frac{1\,550 - 534}{4} \cdot \sqrt{3}, = 440 \text{ kHz}$$

Mittpunkten fås till $\frac{1\,550 - 534}{2} + 534 = 1\,042$ kHz

Vi kallar nu de båda trimpunkternas frekvenser f_A och f_B, samt mittpunktens frekvens f_C och kan skriva

$$f_A = 1\,042 - 440 = 602 \text{ kHz}$$
$$f_C = 1\,042 \text{ kHz}$$
$$f_B = 1\,042 + 440 = 1\,482 \text{ kHz}$$

Vid dessa tre frekvenser skall nu ingångskretsarna och oscillatorkretsen tillsammans ge en frekvensskillnad som precis är mellanfrekvensen. Därav kan man få tre ekvationer ur vilka de tre sökta

värderna på induktans, paddingkapacitans och parallellkapacitans kan räknas ut, om än med litet besvär.

De tre oscillatorfrekvenserna blir

$$f_{0A} = 602 + 465 = 1\,067 \text{ kHz}$$
$$f_{0B} = 1\,042 + 465 = 1\,507 \text{ kHz}$$
$$f_{0C} = 1\,482 + 465 = 1\,947 \text{ kHz}$$

I de tre fallen är vridkondensatorn med sin nollkapacitans inställd på tre olika värden som fås genom proportionering:

$$\text{A.} \quad C_v = 550 \cdot \left(\frac{534}{602}\right)^2 = 433\ pF$$

$$\text{B.} \quad C_v = 65 \cdot \left(\frac{1\,550}{1\,482}\right)^2 = 71\ pF$$

$$\text{C.} \quad C_v = 550 \cdot \left(\frac{534}{1\,042}\right)^2 = 145\ pF$$

Om vi alltså bildar ett uttryck för den kapacitans som avstämmer oscillatorspolen så blir denna sammansatt av den nu uträknade variabla kapacitansen C_v plus den extra nollkapacitansen C_o eller $C_v + C_o$ och så denna kombination seriekopplad med paddingkondensatorn C_p. Det är lättare att få enkla räkningar om man använder inverterade värdet, alltså

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_v + C_o}$$

Den formel som ekvationerna kan sammansättas efter finner vi på sid. 4: 8,

$$f = \frac{159\,000}{\sqrt{L\,C}} \text{ eller } \frac{f^2\,L}{159\,000^2} = \frac{1}{C}$$

Härav får vi nu för de tre oscillatorfrekvenserna följande tre ekvationer, där de tre obekanta kan lösas ut.

$$\begin{cases} \dfrac{1\,067^2 \cdot L}{159\,000^2} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{433 + C_o}; & 0{,}45 \cdot \dfrac{L}{10\,000} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{433 + C_o} \\ \dfrac{1\,507^2 \cdot L}{159\,000^2} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{145 + C_o}; & 0{,}90 \cdot \dfrac{L}{10\,000} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{145 + C_o} \\ \dfrac{1\,947^2 \cdot L}{159\,000^2} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{71 + C_o}; & 1{,}50 \cdot \dfrac{L}{10\,000} = \dfrac{1}{C_p} + \dfrac{1}{71 + C_o} \end{cases}$$

Först elimineras C_p genom två subtraktioner:

$$\begin{cases} 1{,}05 \cdot \dfrac{L}{10\,000} = \dfrac{1}{71 + C_o} - \dfrac{1}{433 + C_o} \\ 0{,}60 \cdot \dfrac{L}{10\,000} = \dfrac{1}{71 + C_o} - \dfrac{1}{145 + C_o} \end{cases}$$

Och sedan ger en division

$$1{,}75 = \frac{\dfrac{1}{71 + C_o} - \dfrac{1}{433 + C_o}}{\dfrac{1}{71 + C_o} - \dfrac{1}{145 + C_o}}$$

$$\frac{0{,}75}{71 + C_o} + \frac{1}{433 + C_o} = \frac{1{,}75}{145 + C_o}$$

$$\frac{397 + 1{,}75\,C_o}{(71 + C_o)\,(433 + C_o)} = \frac{1{,}75}{145 + C_o}$$

$$1{,}75\,(227 + C_o)\,(145 + C_o) = 1{,}75\,(71 + C_o)\,(433 + C_o)$$

$$132\,C_o = 2\,100$$

$$\boldsymbol{C_o = 15{,}9\ pF}$$

Insättning ger därefter L:

$$\frac{1{,}05 \cdot L}{10\,000} = \frac{1}{71 + 15{,}9} - \frac{1}{433 + 15{,}9}$$

$$\boldsymbol{L = 88\ \mu H}$$

Man får slutligen fram paddingkondensatorns storlek genom insättning i ekvationen för trimpunkten A:

$$\frac{0{,}45 \cdot 88}{10\,000} = \frac{1}{C_p} + \frac{1}{433 + 15{,}9}$$

$$\frac{10\,000}{C_p} = 39{,}6 - 22{,}2;\ \boldsymbol{C_p = 575\ pF}$$

En uträkning av paddingfelet är svår att genomföra med tillräcklig noggranhet, men den ger i alla fall till resultat maximum omkring 4 000 Hz. I praktiken brukar man först räkna ut storleken på paddingkondensator och induktans som riktvärden och sedan justera värdena efter en rad mätningar av paddingfelet så att minsta avvikelse erhålles. Den teoretiska uträkningen ger emellertid en god vägledning och bekräftar mätningarna. Ävenledes får man en god uppfattning av var trimpunkterna bör läggas.

SVARSUPPGIFTER · Brev 15

Svaren skrivs i *svarshäftet*, som sändes för granskning till *Brevskolan, Stockholm 15.*

1 • Förklara superheterodynens verkningssätt och ange några av dess fördelar och nackdelar.

2 • Vilka synpunkter kan anläggas på val av mellanfrekvensen i en superheterodyn?

3 • Vad har man för nytta av att mäta svängströmmen vid ett blandarrör?

4 • Vad för nytta gör paddingkondensatorn vid en superheterodyn?

5 • Förklara den automatiska förstärkningsregleringens verkningssätt.

6 • Varför användes fördröjd automatisk förstärkningsreglering?

7 • Föreslå lämplig paddingkondensator på långvågsområdet till en superheterodyn med mellanfrekven 465 kHz. Förkretsen har induktansen 1 800 μH och kretsens kapacitans varierar mellan 90 och 585 *pF*.

TR. AB BJÖRKMANS EFTR

LÅGFREKVENT NEGATIV ÅTERKOPPLING

Det finns numera knappast någon större superheterodynmottagare utan att den är försedd med negativ återkoppling på lågfrekvenssidan eller lågfrekvent motkoppling, som den även kallas. Motkopplingen innebär, att lågfrekvent energi med sina toner och övertoner återföres till ett tidigare steg i förstärkaren. Här sammanförs den ursprungliga energien och den återkopplade på så sätt, att spänningarna motverkar varandra. Resultatet blir en förstärkningsminskning i den motkopplade delen av förstärkaren och dessutom en motsvarande minskning av förstärkardelens distorsion. Detta senare är just, vad man bland annat vill uppnå med den negativa återkopplingen.

För att först i någon mån utan längre räkningar klargöra, hur den negativa återkopplingen minskar distorsionen vid en förstärkare, kan bild 1 användas. Vi tänker oss en förstärkare med 100 gångers förstärkning vilken vid 100 volts utgående spänning ger 5,5 % distorsion. Utan motkoppling levererar förstärkaren alltså 5,5 V övertoner vid denna utstyrning. Om vi sedan tar ut en del spänning, säg 10 V, på förstärkarens utgångssida och leder denna spänning fram till förstärkarens ingångsdel med en sådan fas, att den återkopplade spänningen motverkar den till förstärkaren förda spänningen, måste inkommande spänning ökas till 11 V, för att det skall bli 1 V kvar att gå in på första röret med. Vi har fått öka inkom-

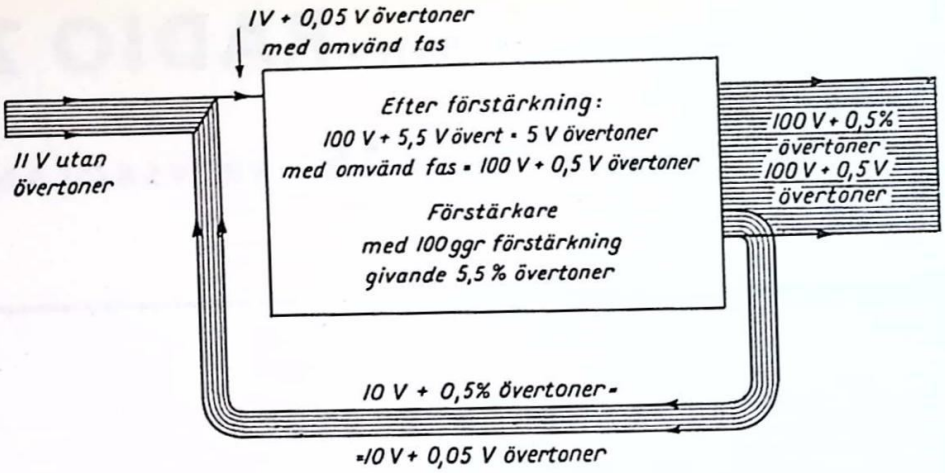


Bild 1. Förenklad framställning av den lågfrekventa motkopplingens verkan.

mande spänningen i runt tal 10 gånger för att få samma utgångseffekt. Man säger, att 10 gångers motkoppling eller 20 dB motkoppling införts.

Vi skall se, hur det gått för de övertoner, som kommit med i den motkopplade spänningen. De upphävs inte av den inkommande spänningen, vilken antagits fri från distorsion. De går i stället med oförändrad styrka in i förstärkaren och har då i förhållande till grundtonen fått omvänd fas mot tidigare. Övertonshalten är nu i stället 5 %. I förstärkaren bildas sedan ytterligare 5,5 % övertoner, alla motriktade de inkommande, och resultatet blir, att slutligen endast 0,5 % övertoner återstår. Genom i detta fall 10 gånger motkoppling har förstärkarens distorsion totalt sett minskat till ca en tiondel. Samtidigt har emellertid förstärkningen totalt sett blivit tio gånger mindre. På samma sätt kan visas, att övertonshalten alltid minskar ungefär lika många gånger som motkopplingen är. Motkopplingen kan beröra endast ett rör eller omspänna en hel förstärkare; resultatet blir alltid detsamma. Man kan alltså alltid i en koppling välja ut en viss spänning eller ström, som man önskar ha med liten distorsion, och återkoppla denna i så hög grad, som förstärkningsreserverna det tillåter.

Om man studerar den negativa återkopplingen, kan man särskilja två huvudtyper, nämligen återkoppling, som är proportionell

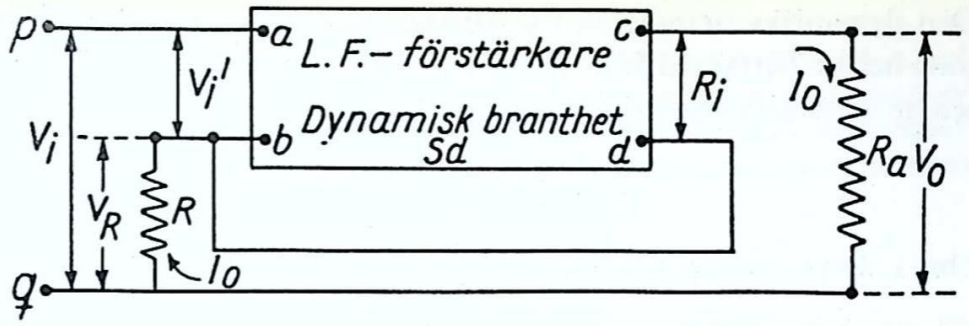


Bild 2. Strömmotkopplingens princip.

mot utgångsväxelströmmen och återkoppling, proportionell mot utgångsspänningen. Man brukar även mera populärt säga *strömmotkoppling* och *spänningsmotkoppling*. De båda slagen av motkoppling åskådliggörs i bild 2 och 3. Ett liknande resonemang som vi genomfört i samband med bild 1, kan mera matematiskt genomföras för förhållandena i bild 2.

I bild 2 befinner sig på förstärkarens ingångssida en växelspänning, som genom förstärkarens dynamiska branthet förstärkes till en viss växelström I_0. Om man tänker sig, att förstärkaren består endast av ett rör, framgår innebörden av förstärkarens dynamiska branthet bättre. Den dynamiska brantheten är mindre än den verkliga brantheten, genom att inre motståndet och yttre belastningens inverkan ingår. Utgångsströmmen blir helt enkelt ingångsspänningen gånger den dynamiska brantheten. Vi får följande ur bild 2:

$$V_i = V'_i + V_R = V'_i + I_0 R = V'_i + S_d V'_i R = V'_i (1 + S_d R)$$

Utan motkoppling är $V_i = V'_i$. Med motkoppling behöver vi en $(1 + S_d R)$ gånger så stor spänning för att få samma utgångsström.

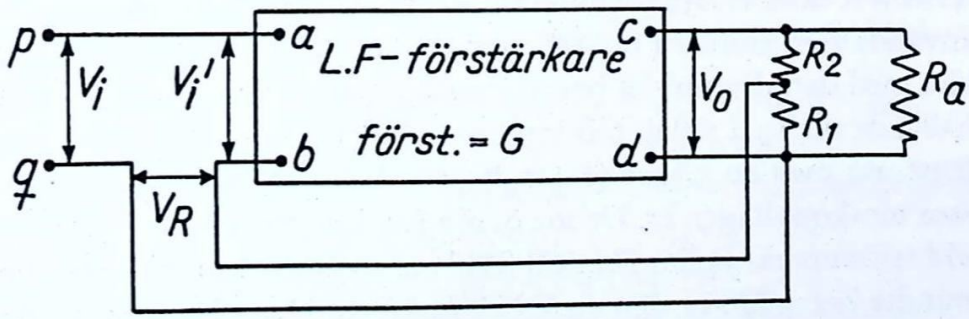


Bild 3. Spänningsmotkopplingens princip.

Den dynamiska brantheten för förstärkaren med sin motkoppling som helhet betraktad blir alltså $(1+S_dR)$ gånger mindre. Denna senare dynamiska branthet kallar vi S'_d och får

$$S'_d = \left(\frac{1}{1+S_dR}\right) S_d$$

Om i detta uttryck produkten S_dR är mycket stor i förhållande till ett, blir uttrycket inom parentesen i det närmaste $\frac{1}{S_dR}$ och $S'_d = \frac{S_d}{S_dR} = \frac{1}{R}$. Detta betyder, att den dynamiska brantheten blir mer och mer oberoende av röregenskaperna (representerade av S_d) ju högre motkopplingen drives. Distorsionen blir alltså mindre vid större motkoppling.

Av ovanstående beräkning framgår, att man med motkoppling kan få samma utgångsström eller utgångsspänning som utan. Härför fordras endast en $(1+S_dR)$ gånger större ingångsspänning. Motkopplingen är $(1+S_dR)$ gånger och distorsionen lika många gånger mindre, vilket senare vi här inte närmare utreder.

Utom minskningen i distorsion inträder vid strömmotkoppling en ökning av förstärkarens inre motstånd R_i. Vi går inte in på den matematiska härledningen utan konstaterar endast, att inre motståndet med motkoppling blir

$$R'_i = R_i\,(1+SR)+R$$

S är här den verkliga brantheten hos förstärkaren, eller med vanliga beteckningar $S = S_d \cdot \frac{R_i+R_a}{R_i}$

I denna formel för inre motståndet kan i vanliga fall den sista termen R utan vidare försummas. Åtminstone i de fall, då pentoder används som slutrör i förstärkaren, är brantheten S praktiskt taget lika med den dynamiska brantheten S_d, genom att R_i är stort i förhållande till R_a. I så fall blir inre motståndet genom motkopplingen förstorat med en faktor $(1+S_dR)$, alltså densamma som anger hur stor motkopplingen är. Denna ökning av inre motståndet, som sker vid strömmotkoppling, har till följd att utgångsväxelströmmen blir mindre beroende av den yttre belastningen. Detta betyder, att den s.k. icke linjära distorsionen, som t.ex. uppstår, genom att en hög-

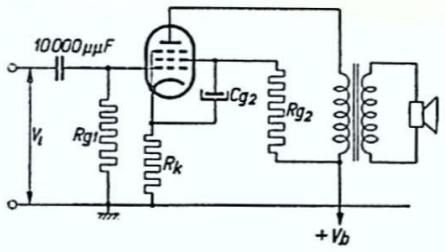


Bild 4a. Lågfrekvent motkopplad pentod. Motkopplingen sker genom att katodmotståndet saknar passagekondensator. Skärmgallret är ur växelströmssynpunkt förbundet med katoden.

talares impedans är olika vid olika frekvenser, minskar i den mån motkopplingen ökas.

Det enklaste exemplet på *strömmotkoppling* har vi vid ett rör, företrädesvis en pentod, där katodkondensatorn borttagits. Bild 4 a visar kopplingsschemat. Här observeras, att skärmgallret ur växelströmssynpunkt måste vara förbundet med katoden och inte med nollspänningen. Om röret användes utan skärmgallermotståndet R_{g2} eller om C_{g2} är kopplad till nolledningen, betyder detta, att även skärmgallerväxelströmmen genomflyter motkopplingsmotståndet, i detta fall R_k, och motkopplingen blir inte längre proportionell mot utgångsströmmen.

Vi återgår till 4 a och konstaterar att motkopplingsmotståndet inte är alldeles lika med R_k utan lika stort som detta motstånd parallellkopplat med R_{g2}, som ju ur växelströmssynpunkt ligger med i kretsen. Motkopplingen sker alltså över ett motstånd

$$R = \frac{R_k \cdot R_{g2}}{R_k + R_{g2}}$$

Vid ett rör, t.ex. EL 3, som går med 150 ohms katodmotstånd och 2 500 ohm i skärmgallret, blir $R = 140$ ohm. Den dynamiska brantheten erhålles ur rörkatalogens data, som säger att röret kräver en ingångsväxelspänning på 0,33 V för 50 mW utgångseffekt. Vi får vid anpassningsmotståndet $R_a = 7\,000$ ohm strömmen i belastningen eller m.a.o. utgångsströmmen $\sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-3}}{7\,000}} = 2{,}7$ mA. S_d blir alltså $\frac{2{,}7}{0{,}33} = 8{,}2$ mA/V. Det tal, som anger motkopplingens storlek, kan alltså skrivas

$$\frac{1}{1 + S_d \cdot R} = \frac{1}{1 + 8{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 140} = \frac{1}{1 + 1{,}15} = \frac{1}{2{,}15} = 0{,}465$$

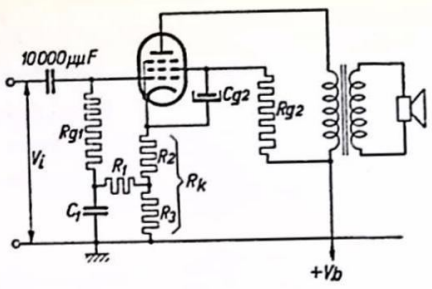


Bild 4b. Pentod med strömmotkoppling över katodmotståndet. Motkopplingen är större än i föregående fall genom att katodmotståndet är större. För att röret skall få rätt gallerspänning är ett uttag gjort på katodmotståndet. Gallermotståndet är anslutet till uttaget via en avkoppling.

Här kan vi alltså konstatera, att motkopplingen är ungefär 2 gånger eller 6 dB. Vi behöver alltså dubbelt så stor spänning för att styra ut röret, när vi har denna motkoppling. Distorsionen blir i gengäld ungefär den halva.

Om vi önskar större motkoppling, får katodmotståndet göras motsvarande större, och för att inte gallerförspänningen då skall bli för hög, får R_k uppdelas enligt bild 4 b. Gallerspänningen avkopplas från katodmotståndet genom motståndet R_1 och kondensatorn C_1.

Ett annat exempel på strömmotkoppling har vi i bild 5. Här gäller motkopplingen inte endast ett rör utan två rör i en förstärkare. Enligt bilden får vi för 50 mW utgångseffekt $I_0 = 0{,}107$ A. Om slutröret fortfarande är ett EL 3, behöver vi 0,33 V för att åstadkomma denna effekt. Med 50 gångers förstärkning i första röret har vi kommit till att $V'_i = 0{,}33/50 = 0{,}0066$ V. Sedan blir $S_d = 16$ A/V och motkopplingen $\frac{1}{1+S_dR} = \frac{1}{1+16 \cdot 0{,}4} = \frac{1}{7{,}4}$. På förstärkare behöver vi alltså med denna motkoppling i stället tillföra en ingångsspänning $V_i = 0{,}0066 \cdot 7{,}4 = 0{,}049$ V för 50 mW utgångseffekt men får i stället en sju gånger mindre distorsion.

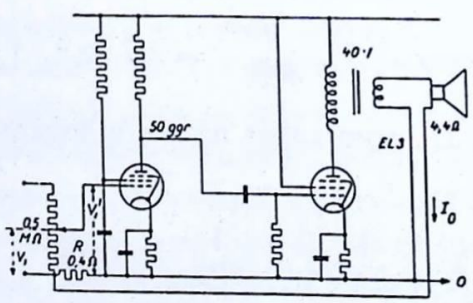


Bild 5. Exempel på strömmotkoppling över två rör i en förstärkare.

Vi lämnar nu tills vidare strömmotkopplingen och studerar i stället *spänningsmotkopplingen* enligt bild 3. Här uttas på förstärkarens utgångssida över en potentiometer en motkopplingsspänning, som i motriktad fas tillföres förstärkarens ingångssida. Motkopplingsspänningen blir proportionell mot utgångsväxelspänningen. Med beteckningar enligt bilden sätter vi själva förstärkarens förstärkning till $G = \frac{V_0}{V'_i}$. Om en del (β) av utgångsspänningen över potentiometern $\left(\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$ återföres gäller följande:

$$V_i = V'_i + \beta V_0 = \frac{V_0}{G} + \beta V_0 = V_0 \left(\frac{1}{G} + \beta\right)$$

Den nya förstärkningen, som är förhållandet mellan V_0 och V_i, blir

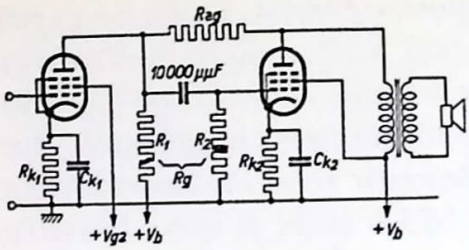
$$G' = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{G} + \beta} = \frac{1}{1 + \beta G} \cdot G$$

Förstärkningen blir alltså nedsatt med en faktor $(1 + G\beta)$. Om talet G blir stort i förhållande till ett, närmar sig den resulterande förstärkningen G' det konstanta värdet $\frac{1}{\beta}$. Detta betyder, att vid relativt stor motkoppling distorsionen blir liten liksom vid strömmotkopplingen. Distorsionen minskar med denna faktor. Genom att belastningen R_a inte kommer att ingå i uttrycket på förstärkningen G', när G är stort vid sidan av ett, kan vi sluta oss till att utgångsspänningen blir praktiskt taget oberoende av belastningens storlek. Detta är i sin tur liktydigt med att den på detta sätt motkopplade förstärkarens inre motstånd blir mycket lågt, och detta kan ungefär skrivas

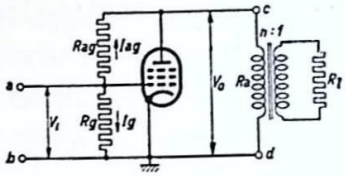
$$R'_i = \frac{R_i}{1 + \mu\beta} = \frac{1}{1 + S \cdot R_i \beta} \cdot R_i$$

där μ är förstärkarens förstärkningsfaktor och S den statiska brantheten.

Är slutrörets inre motstånd litet i förhållande till belastningen R_a, kan man anse, att R'_i med motkopplingen blir lika många gånger mindre som förstärkningen blir mindre. Emellertid brukar förhål-



a) Kopplingsschema.



b) Ersättningschema.

Bild 6. Exempel på praktiskt utförande av spänningsmotkoppling över ett slutrör. Motkopplingen sker över ett motstånd mellan rörets anod och galler.

landet, åtminstone när det gäller pentoder, vara det motsatta och sålunda blir inre motståndet vid spänningsmotkoppling betydligt lägre, än vad som motsvarar motkopplingstalet. Det låga inre motståndet har viss betydelse i t.ex. mätförstärkare, och likaså kan genom spänningsmotkoppling resonansfenomen i belastningsimpedansen (exempelvis en högtalare) dämpas ned avsevärt. Genom spänningsmotkoppling kan man säga, att det är möjligt att ge en pentod triodegenskaper, utan att den vid pentoderna bättre verkningsgraden försvinner.

I praktiken kan spänningsmotkoppling på sista röret i en förstärkare se ut som på bild 6. Motkopplingen sker medelst ett motstånd R_{ag} inlagt mellan anod och katod i röret (naturligtvis måste anodens likspänning hindras att komma på gallret). R_{ag} brukar ha storleksordningen någon megohm. Den i det föregående omtalade spänningsdelaren över utgångsväxelspänningen bildas av R_{ag} och R_g, vilken senare sammansättes av föregående rörs inre motstånd, dess anodmotstånd och slutrörets gallermotstånd. Vid en pentod som förrör kan dess R_i utan vidare anses stort och utan inverkan. Om vi antar slutröret vara ett EL 3, så kan vi i rördata finna, att röret vid 0,33 V ingångsspänning ger 50 mW i 7 000 ohm, dvs. 18,7 V över dessa 7 000 ohm. Förstärkningen blir $G = 55$. Vi antar sedan motkopplingsmotståndet till 1,64 megohm. Kombinationen R_1 och R_2 parallellt, som vi kallat R_g, sätter vi till 0,1 megohm, varefter vi får fram

$$\beta = \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} = \frac{0{,}1}{1{,}64 + 0{,}1} = 0{,}057$$

Motkopplingstalet blir: $(1 + \beta \cdot G) = 1 + 0{,}057 \cdot 55 = 4{,}1$

Bild 7 b visar uppmätta värden vid ett rör EL 3 drivet enligt ovanstående. I bild 7 a visas kurvor över distorsion och ingångsspänning vid olika utgångseffekt för samma rör utan spänningsmot-

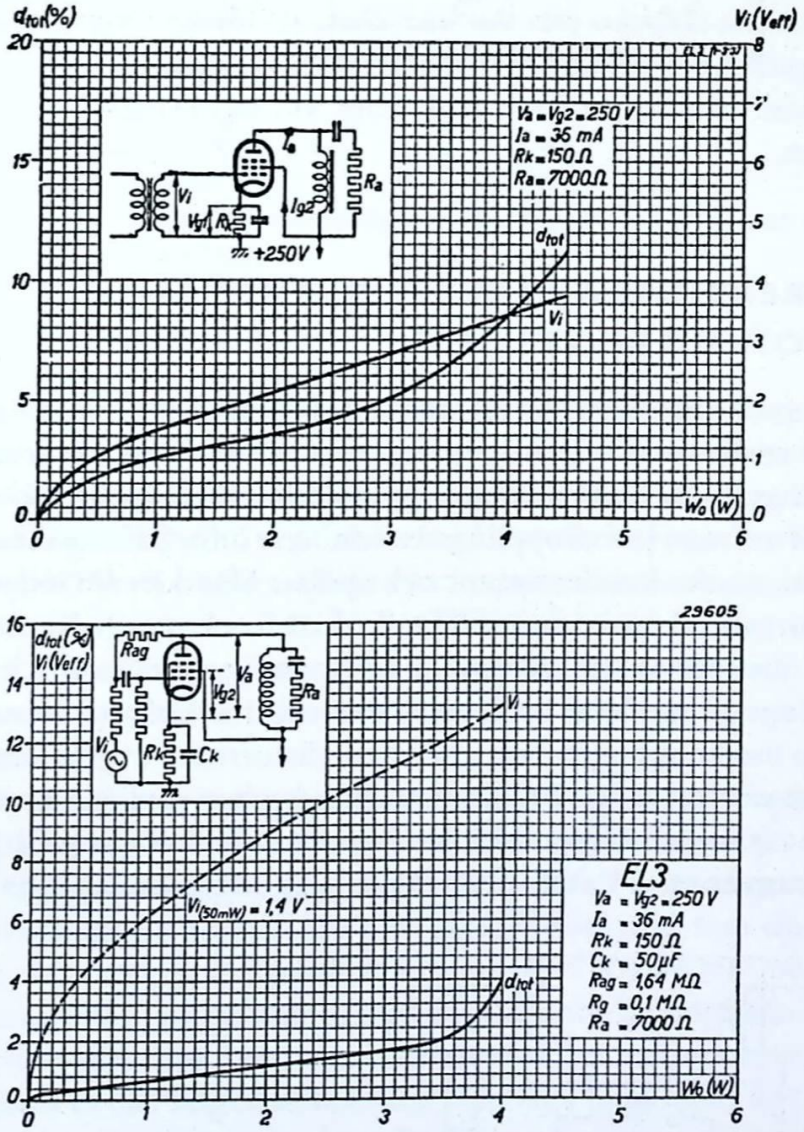


Bild 7. Kurvor över ingångsväxelspänning och distorsion vid olika utgångseffekt för röret EL 3, a) utan motkoppling, b) med spänningsmotkoppling enligt bild 6.

koppling. Överensstämmelsen mellan bilderna och sifferberäkningen är ej fullständig, men den är dock tillräcklig för att ge en föreställning om hur de verkliga förhållendena gestaltar sig. Man ser, hur mycket högre ingångsspänningen måste vara med motkoppling och hur distorsionen håller sig nere ända till dess röret börjar närma sig full utstyrning. Då ökar distorsionen hastigt, och vid överstyrt rör gör motkopplingen knappast någon nytta. Detta förhållande gör, att man ofta misstar sig på värdet av den negativa återkopplingen. För örat får man ofta det intrycket, att förstärkarens maximala utgångseffekt är mindre, när motkoppling användes. Distorsionen uppträder nämligen då mera plötsligt vid en successiv ökning av effekten.

KORREKTION AV FREKVENSKURVAN GENOM MOTKOPPLING

Strömmotkopplingen och framför allt spänningsmotkopplingen erbjuder emellertid fördelar, vilka ännu inte diskuterats. Genom motkopplingen kan en förstärkares frekvenskurva avsevärt förbättras, särskilt om man i motkopplingens ledningar inför frekvensberoende element, såsom kondensatorer och spolar. Man kan förändra frekvenskurvan till snart sagt vilken önskad form som helst, och här ligger just ett av de viktigaste användningsområdena för motkopplingen i moderna radioapparater och förstärkare. Likaså kan genom motkopplingen brum och t.ex. distorsion i utgångstransformatorn neutraliseras. I radiomottagare brukar vanligen motkopplingen tas ut över talspolen eller över extra lindningar på utgångstransformatorn. Vi skall i det följande se några exempel på detta.

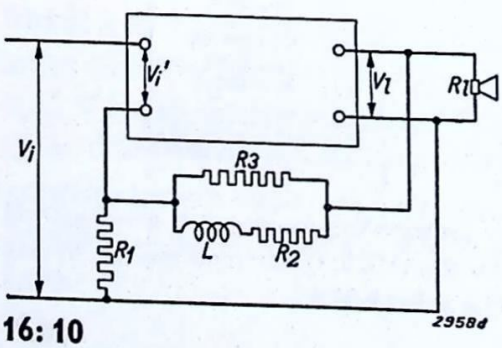


Bild 8. Principiellt exempel på motkoppling med frekvenskorrektion. Nivåhöjning mot högre frekvenser.

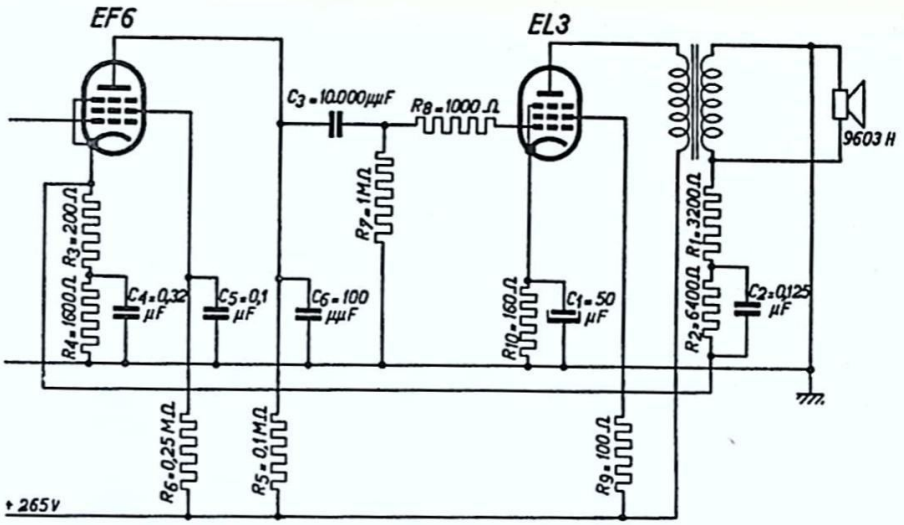


Bild 9. Motkoppling i förstärkare, där såväl basen som diskanten höjts.

Bild 8 visar i princip hur en spole L kan inlänkas i återgångsledningen. Vid låga frekvenser kan spolens inverkan försummas och motkopplingens storlek beror på värdet av de inritade motstånden. Vid högre frekvenser däremot har L en viss impedans och motkopplingen blir då mindre, vilket resulterar i att förstärkarens kurva stiger mot högre frekvenser ända till dess den vid de högsta åter faller på normalt sätt. Genom att en spole inlägges parallellt över motståndet R_1 i bilden, kan man även få en höjning mot de lägre frekvenserna.

Det är emellertid vanligen dyrbart och besvärligt att arbeta med spolar på dessa platser i en förstärkare. Man kan få liknande verkan med endast kondensatorer och motstånd. Bild 9 visar ett exempel på en motkopplad förstärkare med såväl bashöjning som diskanthöjning. Motkopplingsspänningen tas ut över högtalarens talspole på ca 7 ohm. Med de motstånd, som ligger i motkopplingsledningen tillsammans med sina kondensatorer får man här relaterade resultat endast med denna högtalarimpedans. Vid låga frekvenser är C_2 för liten för att utgöra passage över R_2. Därigenom är motkoppligen mindre mot låga frekvenser, och förstärkningen håller sig där väl uppe, vilket framgår av bild 10. Kondensatorerna C_2 och C_4 är så

valda, att vid medelhöga frekvenser C_2 praktiskt taget kortsluter motståndet R_2, men R_4 blir inte kortslutet av C_4 förrän vid relativt höga frekvenser. Detta gör att motkopplingen minskar mot högre frekvenser. Motkopplingen blir vid 500–1 000 Hz ungefär 30

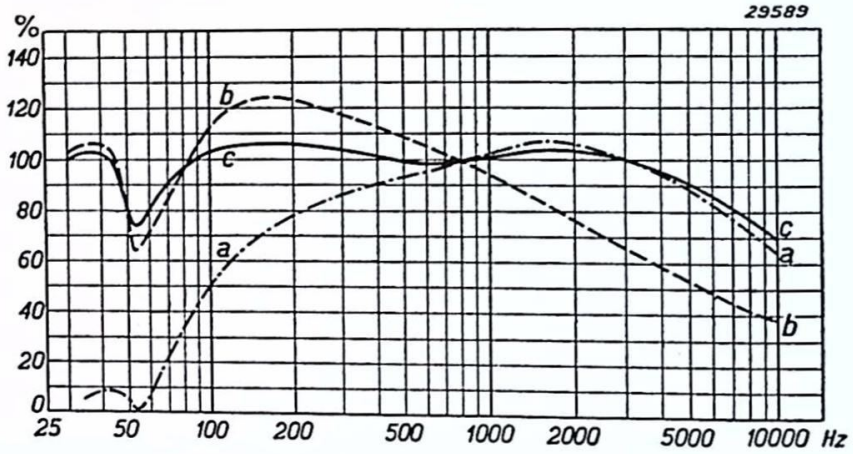


Bild 10. Strömmen i högtalarespolen som funktion av frekvensen vid kopplingen enligt bild 9. 100 % eller nollnivån är lagd vid 800 Hz a) uppmätt utan motkoppling. b) med motkoppling utan frekvenskorrektion. c) med motkoppling enligt bild 9.

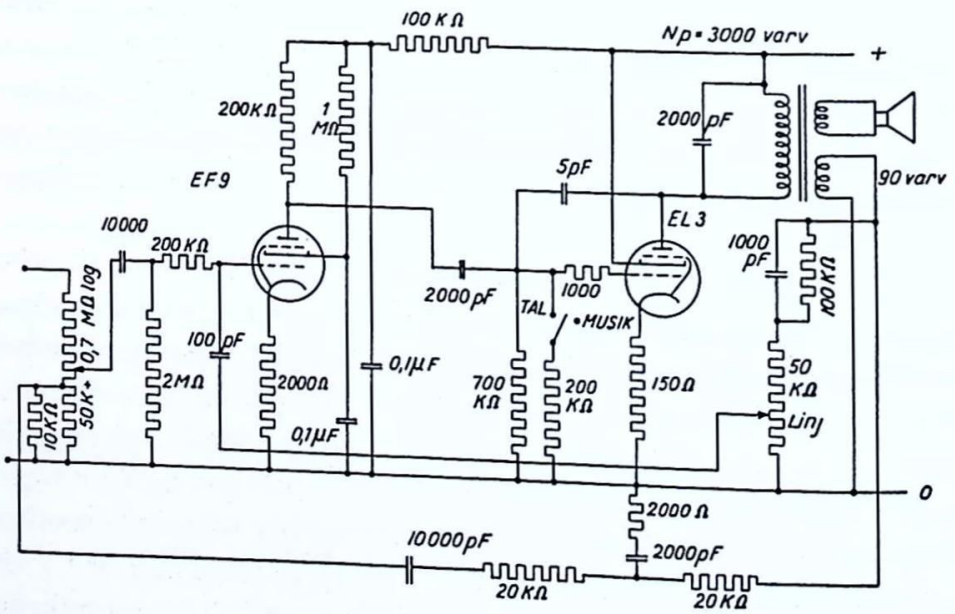


Bild 11. Kopplingsschema för lågfrekvensdelen till en mottagare med lågfrekvent motkoppling. Mottagaren är försedd med klangfärgskontroll, tal- och musikomkoppling.

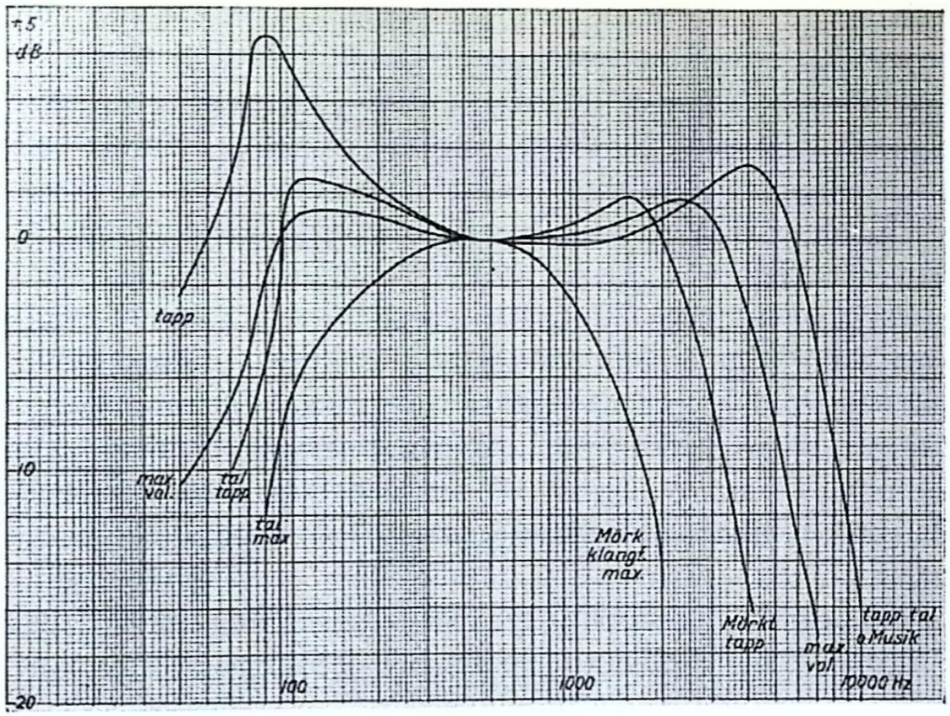


Bild 12. Relativa strömstyrkan i talspolen vid olika frekvenser hos mottagaren bild 11. Det synes hur vid låg ljudstyrka (på tappen hos volymkontrollen) en tydlig sadelkurva utbildar sig. Vid full volym är sadelkurvan mindre utpräglad. Tal- och musikomkopplingen påverkar endast låga toner medan klangfärgskontrollen endast verkar på de högsta frekvenserna.

gånger. Kurvan *a* i bild 10 är upptagen utan motkoppling. Kurvan *b* visar förstärkningskurvan med återkoppling utan de frekvensberoende elementen C_2 och C_4. Kurvorna visar strömmen genom högtalarspolen, som ju vid en dynamisk högtalare bäst avbildar ljudkaraktären, och man ser, hur den höjda impedansen vid resonansfrekvensen och upp mot högre frekvenser ger ökad motkoppling och sänkning i kurvan. Med kondensatorerna inkopplade rätas kurvan ut enligt kurva *c*. Gropen i kurvan vid resonans i högtalaremembranet hörs inte för örat, utan basen låter snarare, som om ett svagt maximum i kurvan funnes vid 50–60 Hz.

Ett annat exempel på en motkoppling i en rundradiomottagare av medelstor klass finns på bild 11. Här användes en särskild lindning på utgångstransformatorn, från vilken motkopplingen uttages.

Schemat är anordnat så, att motkopplingen är störst med volymkontrollen endast litet pådragen. Vid full ljudstyrka är motkopplingen mycket liten. Fördelen med detta arrangemang är, att mottagarens känslighet för svaga stationer inte blir nämnvärt nedsatt av motkopplingen, medan ljudkvaliteten är avsevärt förbättrad för starka stationer. Vidare har genom motkoppling vid uttaget på volymkontrollen möjliggjorts, att ljudkaraktären kan avpassas så, att man vid låg ljudstyrka får en höjning av bas och diskant. Denna s.k. sadelkurva kompenserar örats känslighetskurva (se bild 8, sid. 1:16) vid svagt ljud. Kurvorna i bild 12 visar vilka resultat, som kan uppnås med relativt enkla medel. Anmärkningsvärt är vidare, att motkoppling även användes för att öka klangfärgskontrollens verkan. Båda rören går utan katodkondensator. Tal- och musikomkopplare ingår.

Vid negativ återkoppling får man vanligen noga akta på att fasförhållandena vid olika frekvenser blir de riktiga. Alltför stor fasvridning genom för små kopplingskapacitanser eller för stora läckinduktanser i transformatorer kan förbyta motkopplingen i medkoppling inom vissa frekvensområden, och stor risk för självsvängning förefinns då, även om de upptagna frekvenskurvorna förefaller gynnsamma.

Den negativa återkopplingen i olika former har fått stor betydelse inte endast inom radiotekniken utan över huvud taget där elektronrör används som förstärkare, såsom vid förstärkare för bärfrekvenstelefoni och för mätförstärkare av allehanda slag.

SPECIALITETER VID STÖRRE MOTTAGARE

Bland de vanligaste finesserna i moderna radiomottagare har vi först och främst den *visuella avstämningen*, som går under en hel rad olika benämningar såsom avstämningsindikering, sökareljus, stationsindikator, avstämningskors, magiskt öga osv. Denna extra bekvämlighet förekommer alltid i samband med automatisk förstärkningsreglering, och principen grundar sig alltid på förhållanden som sammanhänger med denna. Enklaste typen av indikator består av ett likströmsinstrument inkopplat i anodkretsen på ett av de med negativ förspänning reglerade rören. När en stark station kommer in i mot-

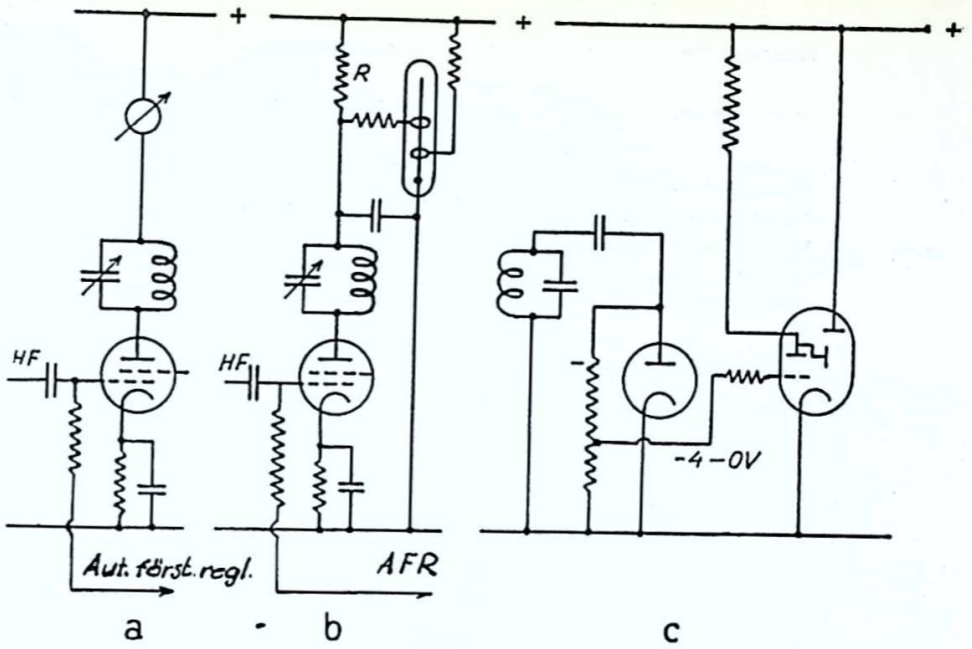


Bild 13. Olika typer av anordning för visuell avstämning. a) Med likströmsinstrument i reglerade rörs anodkrets. b) Med glimlampa. c) Med "magiskt öga". I moderna mottagare används numera så gott som uteslutande indikatorer av typen "magiskt öga".

tagaren och den automatiska förstärkningsregleringen träder i funktion, minskas anodströmmen i röret i fråga och likströmsinstrumentet ger ett mindre utslag än i viloläget. Minsta anodström anger att mottagaren är inställd exakt på stationens frekvens.

Även ett glimrör kan användas som avstämningsindikator, och det inkopplas då enligt bild 13b. Röret är utformat på speciellt sätt med en stav som katod. När anodströmmen i förstärkarröret ändras ändras även spänningsfallet över motståndet R och glimrörets anod erhåller olika spänning, vilket ger olika längd på glimljuspelaren på katoden. Större signalstyrka ger högre spänning på glimrörets anod och längre glimljuspelare. Glimröret kan förses med en hjälpanod med positiv spänning för att öka ljusstyrkan och minska tändspänningen.

Avstämningskorset eller det magiska ögat består av ett särskilt rör, som i sig innehåller en triod och ett litet katodstrålerör. Tri-

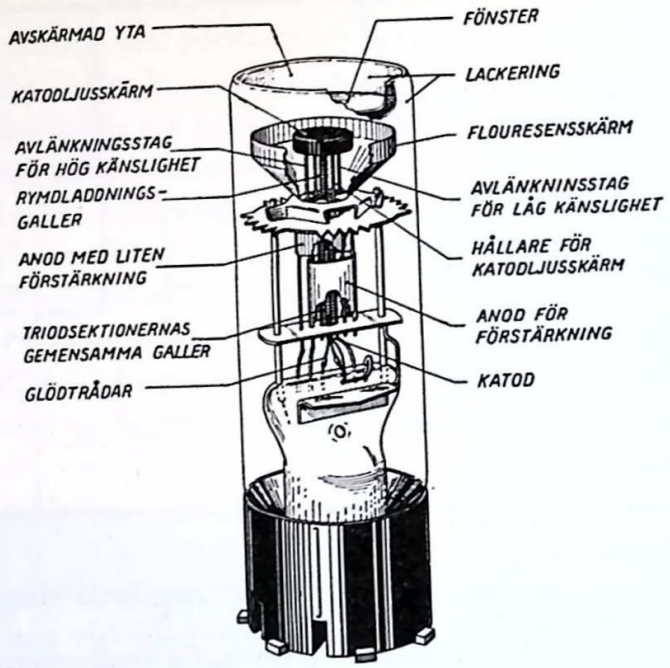


Bild 14. Avstämningsindikatorn EM 4 i genomskärning.

odens galler kopplas till ett lämpligt uttag på automatiska förstärkningsregleringens negativa spänning och i rörets anodkrets finns sedan ett stort motstånd inlänkat. Anoden är sammnakopplad med en avlänkningsplatta i katodstråleröret så att en spänningsändring ger upphov till en ändring av katodstrålarnas utbredning på skärmen, som kan utformas på olika sätt. När en signal inkommer i mottagaren, blir trioddelens galler negativt, och dess anod får högre likspänning. Denna spänning överföres till avlänkningsplattan och böjer av katodstråleknippet, så att mera ljus erhålles på fluorescensskärmen.

Det har förekommit rör för avstämningsindikering där själva förstärkardelen utgjorts av en lågfrekvenspentod med variabel förstärkning, vilken varit inkopplad i den automatiska förstärkningsregleringens system. Avlänkningsplattorna är i dessa rör förbundna med skärmgallret, som matas med glidande skärmgallerspänning över ett seriemotstånd.

Vidare används avstämningsindikatorer med två känsligheter. Här innehåller trioddelen i princip två system med olika förstärk-

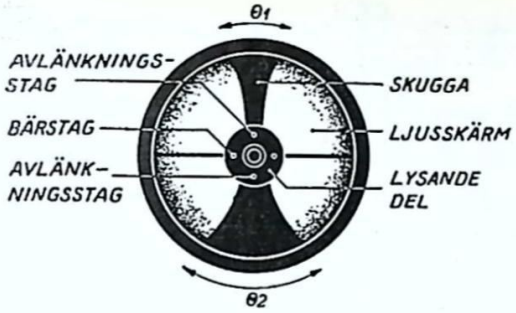


Bild 15 a. Avstämningsindikatorn sedd uppifrån.

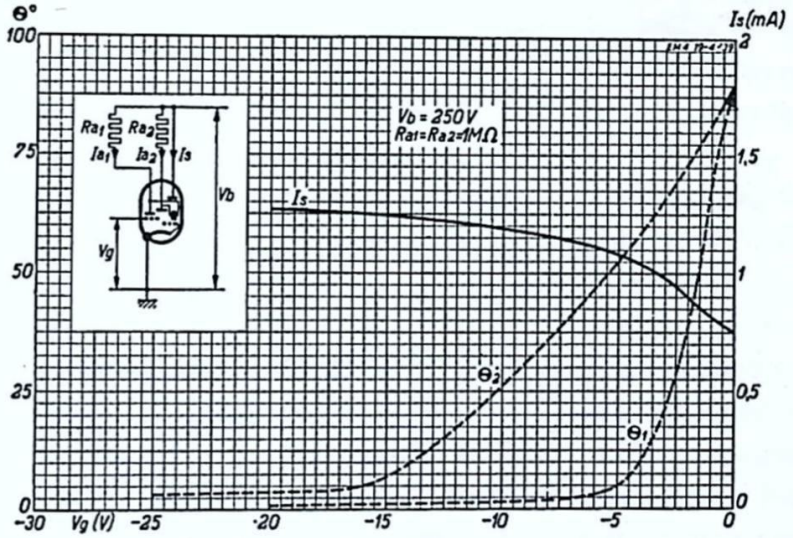


Bild 15 b. De båda utslagsvinklarnas samt skärmströmmens beroende av den negativa gallerförspänningen vid katodstråleindikatorn EM 4.

ning, och dessa system kopplas till var sitt par avlänkningsplattor, som alltså ger olika stora utslag för en viss tillförd negativ spänning. Vid svaga stationer verkar alltså den känsligaste delen av "ögat" och när denna del gör praktiskt fullt utslag, börjar den okänsliga delen att verka, om tillräckligt starka stationer tas in. Därjämte är det vanligt, att man kopplar avstämningsindikatorn till den negativa likspänning, som uppkommer över signaldiodens belastningsmotstånd. Detta ger mera likformig verkan även med mycket stora variationer i signalstyrkan. Den automatiska förstärkningsregleringens verkan kommer då även indikationen till godo. Bild 14 visar ett dylikt rör i genomskärning och bild 15 a ger en uppfattning om hur avstämningsindikatorn ser ut uppifrån. Bild 15 b visar

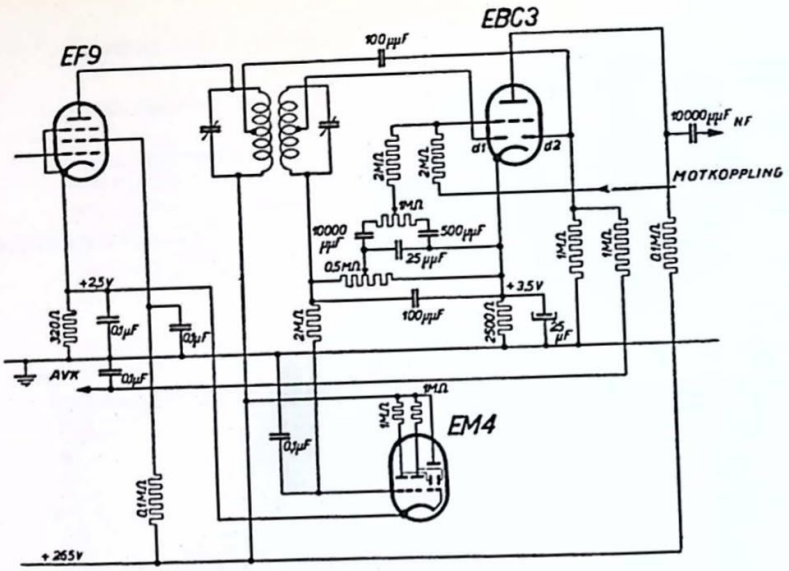


Bild 16. Exempel på inkoppling av avstämningsindikator i mottagaren.

kurvor över hur utslagsvinkeln varierar vid olika gallerförspänning för de båda systemen i röret EM 4. Schemabilden i bild 16 visar slutligen ett typiskt exempel på hur en avstämningsindikator inkopplas i mottagaren.

Dessa avstämningsindikatorer är ej helt att betrakta som onödig lyx i en stor och selektiv mottagare. De har en stor mission att fylla, ty dels kan mottagaren ställas in på en station utan att man behöver ha volymkontrollen pådragen och dels underlättas den exakta inställningen på stationens frekvens avsevärt. Det är vid selektiva mottagare av vikt för ljudkvaliteten, att man ställer in mottagaren exakt, vilket inte kan göras enbart efter stationsskalan.

Variabel selektivitet förekommer numera i stor utsträckning i större superheterodyner och har till och med förekommit i vissa raka mottagare. Vanligen sker förändringen i selektivitet genom ändringen av kopplingen mellan kretsarna i ett eller flera av de i mottagaren ingående bandfiltren. Även förekommer konstruktioner, där motstånd inläggs parallellt över de avstämda kretsarna. Anordningen går även under namnet variabel bandbredd, och dess fördelar har vi tidigare diskuterat (sid. 9:18). Stundom händer det, att den variabla selektiviteten kombineras med mottagarens klangfärgskontroll, så att det inte är möjligt att skära bort de högsta tonerna på låg-

frekvenssidan, utan att mottagaren först är inställd för största selektivitet eller minsta bandbredd.

Bandspridning är en finess som underlättar inställningen av radiomottagaren på frekvenser inom kortvågsbandet. Våglängdsområdet delas därvid upp i flera band inom vilka avstämningen sker genom extra sektioner på vridkondensatorn med ringa kapacitansvariation samt spolar med för varje band lämplig induktans. Ett annat sätt att åstadkomma den erforderliga begränsade kapacitansvariationen utan extra sektioner på vridkondensatorn är att koppla in lämpliga fasta kondensatorer i serie med den variabla kondensatorn. Denna metod medför dock olägenheten att frekvensen varierar olinjärt med inställningen.

På senare år ha framkommit mottagare med *automatisk frekvenskontroll*, vilket innebär, att mottagaren strävar att själv ställa in sin frekvens mitt på den mottagna stationen, så fort man vid avstämning kommer på omkring 10 000 Hz avstånd därifrån. Detta innebär stora fördelar vid mottagning på kortvåg och UKV. En konstruktion grundar sig på en automatisk förändring av blandarrörets oscillatorfrekvens genom kapacitansändringen mellan elektroderna hos ett rör med variabel branthet, i likhet med vad som beskrivits i samband med impedansrör (sid. 7:21).

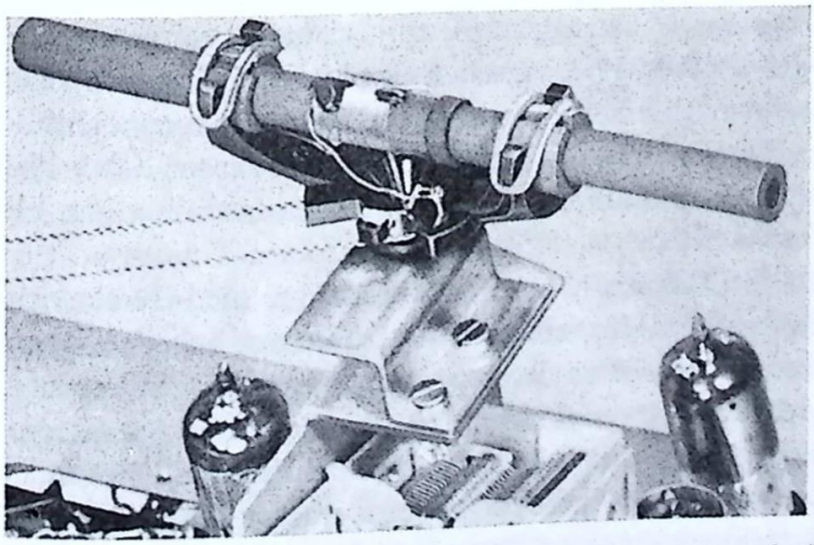


Bild 17. Ferritantenn bestående av ett rör av ferrit med lindning. Antennen är vridbar i horisontalplanet med hjälp av tråden, som syns till vänster mitt i bilden.

På större moderna mottagare förekommer ofta s.k. *ferritantenn*. Denna består av en 10–20 cm lång stav, som är inbyggd i mottagaren och som utifrån genom en ratt eller dylikt kan vridas i horisontalplanet. Antennstaven består av någon magnetisk ferrit, dvs. blandkristaller av järnoxid och oxider av ett eller flera av ämnena mangan, nickel, zink, koppar, magnesium eller kobolt och som sintrats samman vid en temperatur på omkring 1300 grader. Detta ferritmaterial används förutom till antennstavar mycket ofta i stället för järnpulverkärnor i mellanfrekvenstransformatorer och spolar vid frekvenser upp till flera hundra MHz och utmärker sig för hög permeabilitet och låga hysteresisförluster. Därjämte är specifika motståndet högt, vilket medför att virvelströmsförlusterna är ringa.

REFLEXMOTTAGARE

Utmärkande för en reflexmottagare är, att ett eller flera rör har dubbel funktion, så tillvida att de tjänstgör både som högfrekvensförstärkare och lågfrekvensförstärkare. Genom filterkretsar med spolar, kondensatorer och motstånd skiljs frekvensområdena åt efter förstärkningen. En reflexkoppling kan anordnas på ett otal olika sätt, och det bästa är att taga ett typiskt exempel och gå igenom kopplingens verkan. Viktigt är att se till att inte några av de rör, som används både för högfrekvens och lågfrekvens, blir överstyrda utan tål summan av den högfrekventa och den lågfrekventa amplituden. En överstyrning får till resultat att högfrekvensen delvis likriktas på för tidigt stadium och distorsion och instabilitet kan bli följden.

Bild 18 visar ett schema för en reflexmottagare med tre rör och två avstämda kretsar. Högfrekvensförstärkarröret och detektorn arbetar på vanligt sätt. Efter detektorröret hindras högfrekvensen att komma vidare genom en drossel. Största delen tar vägen genom återkopplingskondensatorn. Lågfrekvensen återföres till högfrekvensrörets galler via en lågfrekvenstransformator och ledes in i serie med högfrekvenskretsen. För att kretsen skall vara ur högfrekvent synpunkt ansluten till katoden, ligger en kondensator på i detta fall 200 pF inlagd, och denna ligger ur lågfrekvent synpunkt

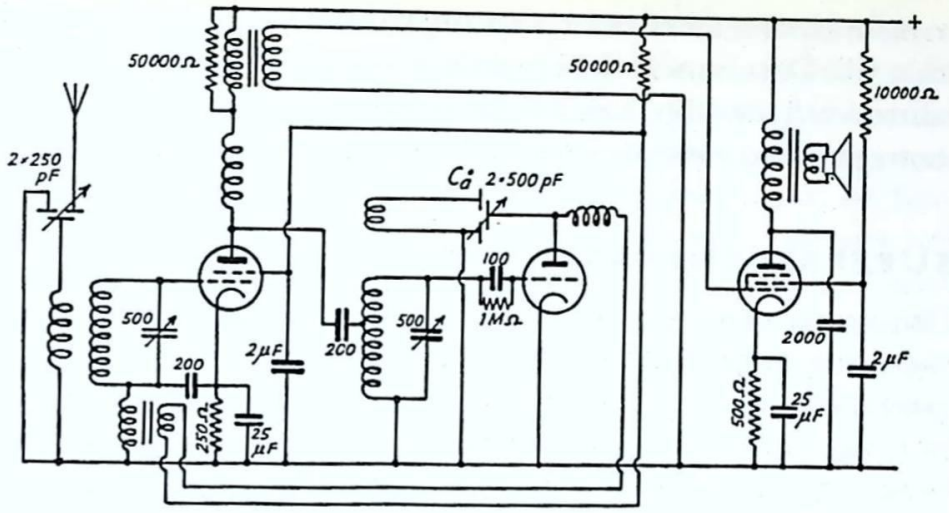


Bild 18. Kopplingsschema för en typ av reflexkopplad mottagare.

parallellt över lågfrekvenstransformatorns sekundärsida, varför transformatorn ej bör ha för stort omsättningstal för de högsta frekvensernas skull. På första röret införes alltså både högfrekvens och lågfrekvens, och i detta rörs anodkrets skiljes frekvensområdena åter åt. Högfrekvensen hindras av högfrekvensdrosseln att komma vidare och ledes in på detektorns återkopplade krets via en kondensator, som är tillräckligt liten för att kunna förhindra lågfrekvensen att komma fram. Den lågfrekvens, som eventuellt slipper igenom, kortslutes genom spolen till jord. Lågfrekvensspänningarna från det reflexkopplade rörets anod fortsätter obehindrat genom högfrekvensdrosseln och går vidare via en lågfrekvenstransformator till slutröret. Denna transformator är på primärsidan belastad med ett motstånd på grund av att rörets inre motstånd är så högt. En annan anmärkningsvärd sak i schemat är, att första rörets skärmgaller har samma filtrering som detektorns anodspänning, men detta har ej med själva reflexkopplingen att göra.

Den reflexkopplade mottagaren i sina många varianter har haft sin glansperiod under en tid då elektronrören var förhållandevis dyra och det alltså gällde för mottagarekonstruktörerna att spara så mycket som möjligt på antalet rör. Emellertid ingår alltid i en reflexkopplad mottagare en hel rad kondensatorer, drosslar och

transformatorer extra, så att besparingen blir inte särdeles stor i normala fall. Dessutom är det i praktiken svårt att få samma goda stabilitet och ljudkvalitet i en reflexkopplad mottagare som i en vanlig mottagare med varje rör endast arbetande för sitt speciella ändamål.

SUPERREGENERATIVA MOTTAGARE

Den superregenerativa principen för mottagning av modulerade vågor angavs år 1922 först av amerikanaren Armstrong, som därigenom kunde få fram en mottagare med för den tiden synnerligen stor känslighet. Efter superheterodynens genombrott användes principen i relativt ringa omfattning, men då en superregenerativ mottagare lämpar sig väl för mottagning av höga frekvenser och utvecklingen går mot ett utnyttjande av allt kortare vågor, behandlas metoden i korthet i det följande.

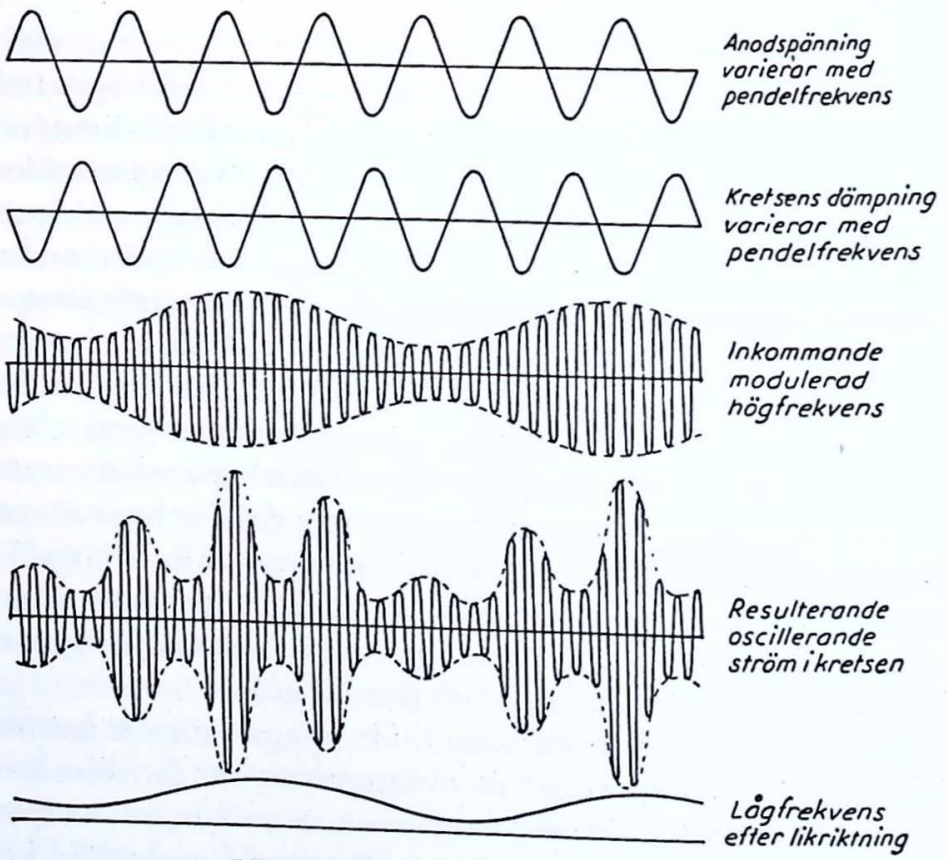


Bild 19. Förloppet vid mottagning med superregenerativ mottagare.

De mottagna signalerna får på vanligt sätt komma in på en återkopplad detektor, som arbetar alldeles intill svängningsgränsen. På ett eller annat sätt ändras sedan självsvängningsförmågan hos det som detektor arbetande röret i takt med en annan frekvens, som skall vara så låg som möjligt men ligga väl utanför (över) det hörbara området. Denna frekvens kallas även för *pendelfrekvensen* och det säges att mottagaren är försedd med pendelåterkoppling. Under pendelfrekvensens ena halvperiod ökas återkopplingen i den då för signalfrekvensen helt odämpade kretsen (dämpningen är t.o.m. negativ) och en svängning växer hastigt upp där. Under nästa halvperiod får signalkretsen åter en viss dämpning och svängningen dämpas ut. Vid rätt avpassning av pendelfrekvensens verkan kommer förloppet att bestämmas av modulationen i den inkommande frekvensen, vilket även framgår av bild 19. Trots att den egentliga detektorn självsvänger, kommer modulationen att bibehållas och till och med bli något förstärkt. Detta är pendelfrekvensens förtjänst. Utan pendelfrekvens skulle teoretiskt den inkommande signalen verka på en fullständigt odämpad krets med därav följande oändligt spetsig resonanskurva, som helt skulle skära bort sidobanden och därmed modulationen. Man kan för detta fall bättre uttrycka saken på det sättet att en helt odämpad krets endast behöver en viss inkommande spänningsstöt för att sätta igång svängningar, vilka sedan kvarstår även om inkommande amplituden minskas t.ex vid modulation. Kretsens svängningar skulle hela tiden kvarstå och vara oberoende av de inkommande signalernas modulation. Pendelfrekvensen gör att en dämpning införes periodiskt och därför kommer variationerna i amplituden (modulationen) i den inkommande vågen att följa med. Man kan säga att den superregenerativa principen innebär att de inkommande signalerna får påverka en krets, som är helt odämpad och alltså mycket känslig men som samtidigt under vissa tidsintervaller är väl dämpad så att modulationen kommer med.

När ingen inkommande signal finns, hörs i mottagaren ett ganska starkt brus, som sedan försvinner mer ju starkare den mottagna signalen är.

Superregeneration är svår att få effektiv på vanliga rundradiovåglängder och en återkopplad krets i en superregenerativ motta-

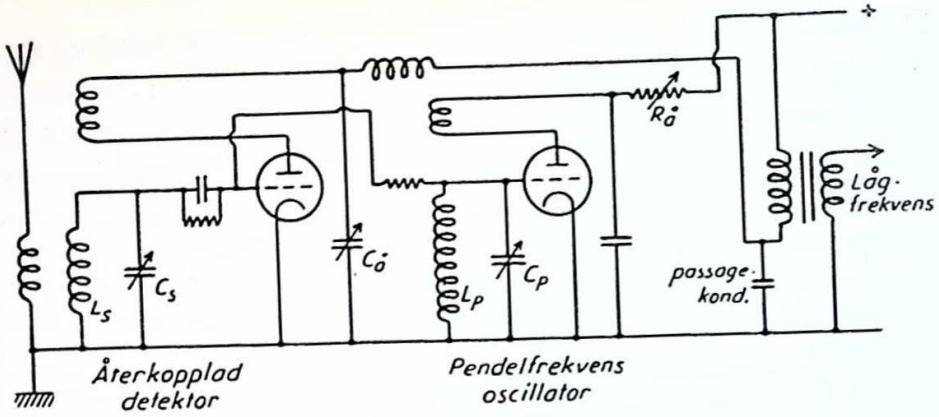


Bild 20. Exempel på kopplingsschema för superregenerativ mottagare.

gare besitter inte den förmåga att särskilja olika frekvenser som en krets vid en vanlig återkopplad detektor. Det betyder alltså att selektiviteten är dålig och därför lämpar sig den superregenerativa mottagaren bättre för mottagning på ultrakorta våglängdsband där trängseln inte är så stor.

Pendelfrekvensen kan tillföras detektorröret på praktiskt taget vilken elektrod som helst och kan antingen tas ut från ett separat rör, som svänger med pendelfrekvens, eller alstras i detektorrörets egna kretsar. Den senare metoden att alstra pendelfrekvensen är ganska svår att få att arbeta väl. Bild 20 visar ett principschema för en superregenerativ mottagare med separat pendelfrekvensoscillator. Först på senare åren har denna mottagaretyps teoretiska förhållanden börjat närmare studeras, och ännu finns många praktiska erfarenheter att göra. Man har bl. a. funnit att en pendelfrekvens med sågformig kurvform visat sig fördelaktigare än en frekvens med ren sinusform.

FREKVENSMODULERING

Ett av de få verkligt stora framstegen på radioområdet under senare tid är, att frekvensmoduleringen gjorts praktiskt användbar. Frekvensmoduleringen har blivit ett av de få sätt, på vilka man kan råda bot mot radions gamla fiende nummer ett, nämligen störningarna.

Frekvensmoduleringen är som idé inte ny. Redan tidigt tillämpades den inom radiotelegrafien, och de första patenten på området daterar sig till år 1902. Man fann t.ex. vid Poulsens ljusbågesändare, att det var svårt att på vanligt sätt erhålla telegrafitecken genom att direkt avbryta svängningen. Genom att i stället frekvensförskjuta svängningen för varje streck eller punkt kunde telegrafering åstadkommas. Senare försökte man på samma sätt att få olika toner och till och med telefoni att påverka sändarens frekvens men utan särdeles lysande resultat. Man hade då inte elektronröret att tillgå, och när detta senare introducerades som högfrekvensoscillator, fann man amplitudmoduleringen så enkel och naturlig, att frekvensmodulationen helt föll i glömska. Då och då togs emellertid saken upp, huvudsakligen därför att man trodde sig kunna spara på utrymmet i etern genom att använda frekvensmodulation med mycket smala band. Emellertid publicerade amerikanaren dr Carson år 1922 en matematisk analys av frekvensmoduleringen, som bl. a. visade, att det erfordras ett totalt frekvensområde, som är minst dubbelt så

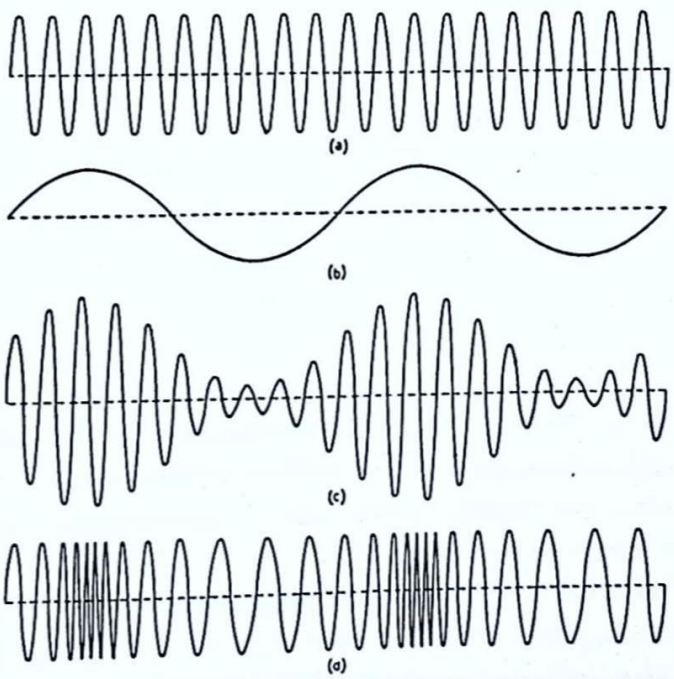


Bild 21 a) Den omodulerade bärvågen. b) Lågfrekvensen. c) Amplitudmodulerad våg. d) Frekvensmodulerad våg.

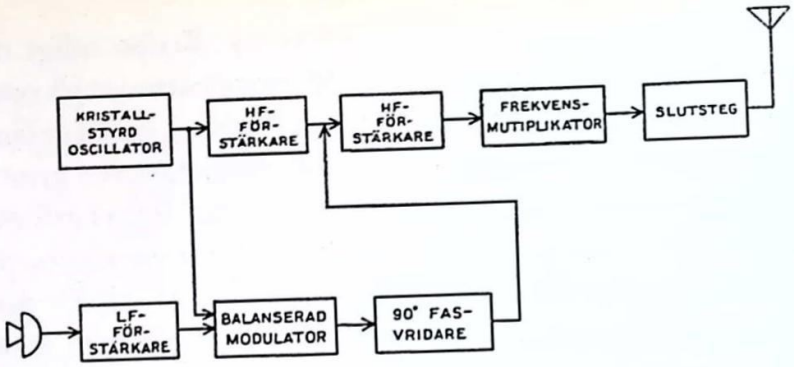


Bild 22. Blockschema över frekvensmodulerad sändare enligt Armstrongs system.

stort som högsta modulationsfrekvensen. Carsons slutsatser beträffande den lågfrekventa distorsionen var emellertid delvis vilseledande, och detta gjorde, att intresset för frekvensmoduleringen fortfarande var relativt litet.

Sommaren 1935 kom så det verkliga framsteget, i det att professorn vid Colombia-universitetet i Amerika, major Edwin H. Armstrong, framlade en ny metod för frekvensmodulering, som inte endast var distorsionsfri utan även påtagligt minskade störningarnas verkan. Armstrong hade ju tidigare bidragit med uppfinningen av superheterodynen och superregenerativa detektorn.

Som vi tidigare (sid. 7:8 och följande) gått igenom, kan en amplitudmodulerad svängning anses bestå av en bärvåg, kring vilken sidobanden grupperar sig. Vid frekvensmodulering förblir bärvågens amplitud absolut konstant medan frekvensen varieras kring ett visst medelvärde. Bild 21 visar frekvensmoduleringens karaktär i jämförelse med amplitudmoduleringen. Vid frekvensmoduleringen, ofta kallad FM, sker frekvensavvikelsen i takt med lågfrekvensen. Lågfrekvensens amplitud avgör, hur stor högfrekvensens avvikelse från medelvärdet eller m.a.o. svingets storlek är. I princip kan man bestämma sig för vilket värde som helst på svinget, som skall motsvara full modulering. Om man väljer stort sving, minskas störningarna, men den modulerade vågen tar då upp större plats i frekvens räknat (se även sid. 7:18).

Om bärvågens frekvens väljes till t.ex. 40 MHz och full modu-

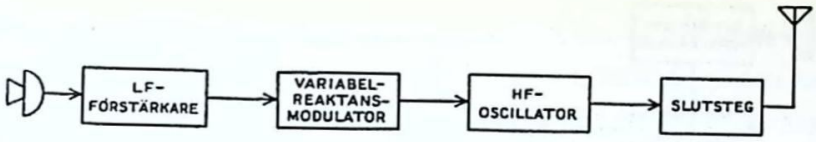


Bild 23. Blockschema för frekvensmodulering med reaktansrör enligt General Electrics system.

lering, alltså 100 %, motsvarar ett sving av 75 kHz åt vartdera hållet, kommer den utsända vågen att variera i frekvens mellan 39 925 och 40 075 kHz. 33 1/3 % modulering motsvarar ett frekvensområde på 25 kHz på var sida om 40 MHz eller 39 975 till 40 025 kHz. Är den för tillfället inmodulerade tonen 2 000 Hz, betyder detta, att bärvågen kommer att pendla mellan ovanstående gränser 2 000 gånger per sekund etc.

Ytterligare ett slag av modulering är *fasmodulering*. Denna har vissa likheter med frekvensmoduleringen och är under vissa betingelser detsamma som frekvensmodulering. Som framgår av namnet, varieras bärvågens fasvinkel i takt med lågfrekvensens amplitud. Bärvågens amplitud är även här hela tiden konstant. Fasmodulation används inte inom rundradion annat än som ett mellanled för att erhålla frekvensmodulation men förekommer stundom vid mindre kommunikationsradioenheter. Vi går emellertid här inte närmare in på saken.

För att åstadkomma frekvensmoduleringen i sändaren används olika system. Armstrongs system, som kan anses som det ursprungliga, begagnar sig av fasmodulering som mellanstadium. Blockschemat i bild 22 visar i princip hur sändaren är anordnad. En kristallstyrd oscillator får alstra en ström med konstant fas och frekvens på 50 à 100 kHz. En del av denna ström amplitudmoduleras i en s.k. balanserad modulator med det lågfrekventa programmet. I denna modulator filtreras bärfrekvensen bort och endast de bägge sidobanden blir kvar, och dessa erhålls fasförskjutna 90 grader i förhållande till den ursprungliga högfrekvensen. Då sidobanden efter förstärkning sammansätts med bärfrekvensen, får man en fasmodulerad produkt. Efter detta sker frekvensmultiplikation ett tillräckligt antal gånger för att ge 100 % modulering vid modulationsströmmens högsta frekvens.

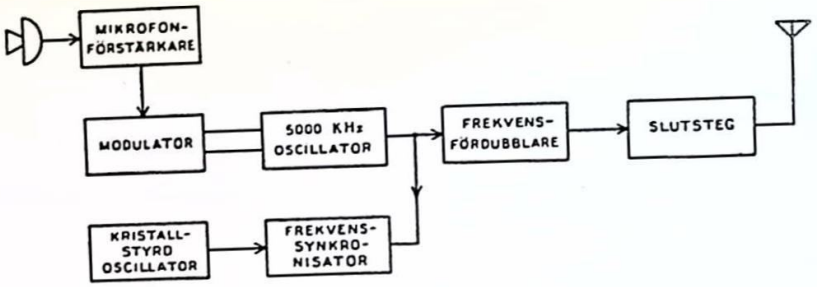


Bild 24. Blockframställning av Western Electric Companys system för frekvensmodulering.

Sedan frekvensmodulationen introducerats, framkom hos olika firmor olika system för åstadkommande av frekvensmodulerade vågor. Bild 23 visar blockschema för sändaren enligt General Electrics system med s.k. reaktansmodulator. Av bilden framgår, att modulatorn direkt påverkar oscillatorn. Detta sker med hjälp av ett reaktansrör, som ligger kopplat över oscillatorns svängningskrets. Ett rör kan ju som vi tidigare sett (sid. 7: 18) fås att verka som en induktans eller en kapacitans, vars storlek kan ändras medelst t.ex. styrgallrets förspänning. Om alltså tonfrekvensen får påverka gallret i ett dylikt reaktansrör, som ligger över en svängningskrets kommer kretsens frekvens att variera i tonfrekvent takt. Ju större tonfrekvensspänningar, som tillförs, desto mer kommer oscillatorfrekvensen att svänga över och under medelvärdet. En extra kristallstyrd oscillator kontrollerar med hjälp av en speciell interferenskoppling att bärvågens medelvärde hålls alldeles konstant.

Vi kan slutligen i korthet gå igenom Western Electric Companys system för frekvensmodulerade sändare, som finns angivet i blockschema enligt bild 24. Även här användes reaktansrör för själva moduleringen. Det karakteristiska för systemet är den speciella metoden att stabilisera frekvensen genom synkronisering, vilket givit systemet namnet synkroniserad FM. Om bärvågen skall ha frekvensen omkring 40 MHz, får den tonfrekventa modulatorn påverka en oscillator med frekvensen 5 000 kHz. Bärvågens frekvens erhålles sedan genom frekvensfördubbling i tre steg ($5 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 40$). En del av den modulerade frekvensen 5 000 kHz divideras sedan i ett stort antal steg och reduceras till 5 000 Hz. Denna division sker

medelst kopparlikriktare och elektronrör. Den så erhållna tonfrekvensen 5 000 Hz har genom modulationen variationer, som emellertid inskränker sig till några få Hz. Den jämföres med en konstant kristallkontrollerad frekvens och de erhållna svävningarna får alstra ett roterande magnetiskt fält, vars hastighet och riktning direkt återger medelfrekvensens avvikelser. Det roterande elektriska fältet får dra ett motorankare, kopplat till en liten vridkondensator i avstämningskretsen till den först omtalade kretsen för 5 000 kHz, och denna kondensator drar vid avvikelse kretsens frekvens rätt igen. Frekvensändringarna på grund av moduleringen inverkar ej på motorn, men varje ändring i medelfrekvensen ger en korrektion till resultat.

Mottagarens funktion

Vi skall nu ägna oss något åt mottagarens funktion vid FM. Ett schema över hur mottagaren i stort sett kan vara uppbyggd återfinns på bild 25. Mottagarens första del är en vanlig högfrekvensförstärkare, som endast är speciellt dimensionerad för hög frekvens och tämligen brett frekvensband. Därefter kommer ett blandarsteg och sedan en mellanfrekvensförstärkare, även den dimensionerad för det vid FM breda frekvensbandet, dvs. den innehåller kretsar med fast koppling och stor dämpning. Den totala förstärkningen är mycket hög. Efter det sista mellanfrekvenssteget följer en amplitudbegränsare, som drar ned amplituden till ungefär tiondelen av dess värde, så att alla högfrekvenssignaler från en viss minimistyrka och uppåt begränsas till samma styrka. Mellanfrekvensen är i allmänhet betydligt högre än vid en mottagare för enbart amplitudmodulerade vågor.

Signalerna har nu blivit lämpade att omformas i en *frekvensdetektor*, som reagerar för frekvensvariationer och omvandlar dessa till



Bild 25. Principiell uppbyggnad av mottagare för frekvensmodulerade vågor.

lågfrekventa amplitudvariationer. Dess princip har tidigare behandlats i brev 8, där även några praktiska utföringsformer beskrivits. Mottagaren i bild 26 har en diskriminator med två kretsar, vilka är kopplade till varandra dels induktivt över den andra kretsens spole och dels direkt galvaniskt till andra kretsens mittpunkt och som tillsammans med en balanserad dioddetektor ger en likspänning, som varierar i takt med den inkommande vågens frekvens inom vissa gränser, vanligen 150 kHz över och under medelvärdet. Kopplingen kan varieras på mångahanda sätt.

När frekvensen varierar lågfrekvent, varierar även likspänningen från detektorn lågfrekvent och dessa variationer förstärks sedan på vanligt sätt i lågfrekvensförstärkare och slutrör för att därefter tillföras högtalaren.

När frekvensdetektorn användes som diskriminator i en mottagare med automatisk frekvenskontroll, erhålles en likspänning, som varierar med frekvensen i mottagarens mellanfrekvensdel. När frekvensen ändras i riktning mot högre frekvens ökar exempelvis likspänningen, som tillföres ett reaktansrör, liggande över oscillatorkretsen. Oscillatorkretsen påverkas då i sådan riktning, att mellanfrekvensen åter minskar, dvs. mottagaren sörjer själv för att den blir inställd praktiskt taget mitt på den önskade stationen. För hand behöver man alltså endast ställa in mottagaren ungefär rätt.

Man kan inte alldeles jämföra känsligheten hos en mottagare för frekvensmodulering med en dylik för amplitudmodulerade vågor. I stället får man för FM-mottagaren ange ett minimum erforderlig signalspänning, för att amplitudbegränsaren skall arbeta korrekt. En spänning på begränsarrörets galler på 5 à 10 volt är normalt som gräns, och för detta brukar fordras en spänning på antennen på några μV. För att störningar ej skall få någon allvarligare inverkan, behöver signalstyrkan sedan uppgå till ett eller ett par tiotal μV. En frekvensmodulerad våg fordrar inte så stor selektivitet hos mottagaren som fallet är vid amplitudmodulering.

Frekvensmoduleringens största fördel är dess okänslighet för störningar. De vanligaste störningarna, som härrör från elektriska urladdningar och gnistor av allehanda slag inverkar obetydligt på mottagaren, då dessa störningar vanligen är amplitudmodulerade på ett eller annat sätt. Den låga störningsnivån gör det även möjligt

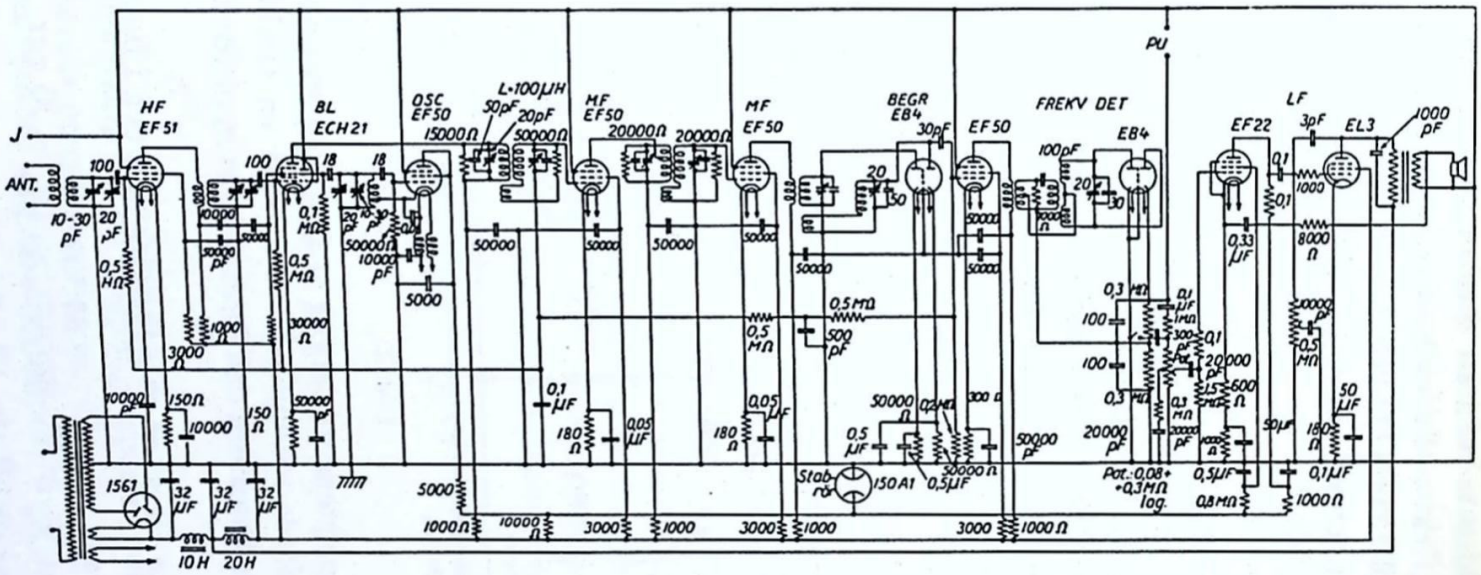


Bild 26. Kopplingsschema för frekvensmoduleringsmottagare. Mottagaren har ett steg högfrekvensförstärkning före blandarröret. Vidare finnes separat oscillator. Mellanfrekvensförstärkning sker i två steg. Därefter kommer en dubbeldiod som amplitudbegränsare. Även nästa rör tjänar som begränsare och ger dessutom automatisk förstärkningsreglering. Nästa diod går som frekvensdetektor och slutligen följer lågfrekvens- och slutsteg.

att på lågfrekvenssidan ta med ett mycket stort frekvensområde. En FM-mottagares frekvenskurva brukar inom 2 dB när vara rak inom området 30 till 15 000 Hz och den uppträdande distorsionen brukar hålla sig gott och väl under 2 % vid full modulering.

Räkneexempel

1 • En förstärkare, i detta fall tänkt för matning av en telefonlinje, har ett kopplingsschema enligt bild 27. Här finns även alla viktigare data på delarna utsatta. Det frågas efter hur stor förstärkningen utan motkoppling är och hur stor motkopplingen blir vid medelhöga frekvenser, alltså vid ca 1 000 Hz.

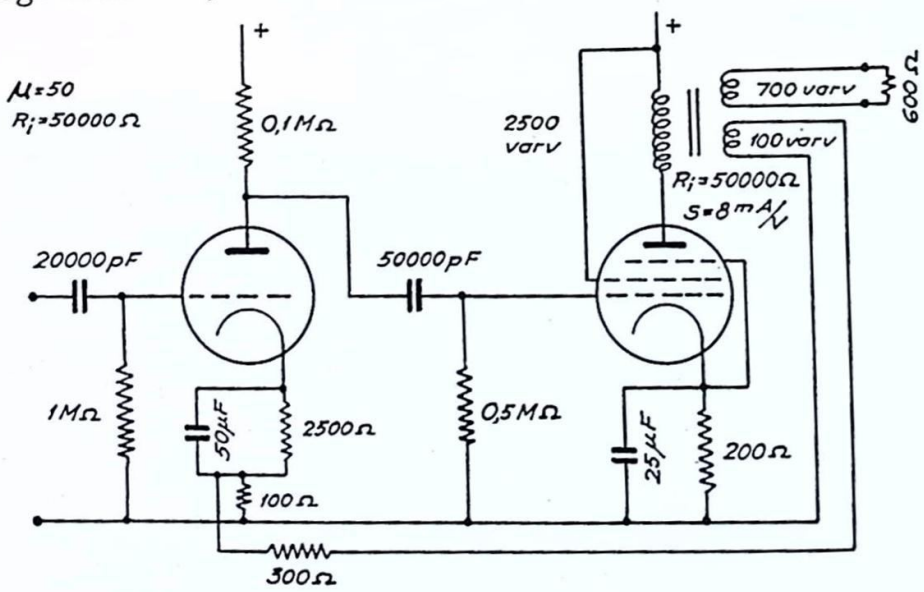


Bild 27.

Vi kan genast konstatera att det här är fråga om spänningsmotkoppling. Den återförda spänningen tas ut över en särskild lindning på utgångstransformatorn och föres tillbaka in på första rörets katod.

Utan motkoppling får vi en viss förstärkning och i första röret blir denna

$$A_1 = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} = 50 \cdot \frac{83\,300}{50\,000 + 83\,300} = 30 \text{ ggr}$$

Här bör observeras att i R_a även ingår påföljande rörs gallermotstånd liggande parallellt.

Slutrörets förstärkning kan uträknas om vi först tar reda på det

effektiva belastningsmotstånd, som belastar röret, dvs. 600 ohm överreducerat till primärsidan parallellt med R_i och även parallellt med 300 + 100 ohm i motkopplingskedjan, även dessa överreducerade eller

$$600 \cdot \left(\frac{2\,500}{700}\right)^2 = 7\,650,\ 50\,000 \text{ och } 400 \cdot \left(\frac{2\,500}{100}\right)^2 = 250\,000 \text{ ohm}$$

Den senare delen kan tydligen i praktiken försummas, och dessa motstånd parallella blir

$$R_b = \frac{7\,650 \cdot 50\,000}{7\,650 + 50\,000} = 6\,650\ \Omega$$

och förstärkningen

$$S \cdot R_b = 0{,}008 \cdot 6\,650 = 53 \text{ ggr}$$ (från galler till anod räknat). Till linjen räknat blir det

$$53 \cdot \frac{700}{2\,500} = 14{,}8 \text{ ggr}$$

Över hela förstärkaren blir alltså förstärkningen utan motkoppling

$$G = 30 \cdot 14{,}8 = \mathbf{443}$$

För att sedan få reda på motkopplingens storlek tillämpar vi tidigare angivna formler för spänningsmotkoppling.

β enligt uppgifter på sid. 16:7 blir i detta fall förhållandet mellan varvtalen på utgången jämte uppdelningen, som sker över motstånden 300 och 100 Ω i motkopplingskedjan, eller

$$\beta = \frac{100}{700} \cdot \frac{100}{300 + 100} = \frac{1}{28} \text{ (spänningsdelningen)}$$

och motkopplingsfaktorn

$$(1 + \beta \cdot G) = 1 + \frac{1}{28} \cdot 443 = \mathbf{16{,}8} \text{ (eller 24,5 dB)}$$

Med motkoppling är förstärkningen alltså ca 26 gånger ($G' = 26{,}2$).

2 • En förstärkare har ett kopplingsschema i princip enligt bild 28. Förstärkarens återgivningskurva, vilken i detta fallet anses vara strömmen genom högtalarens talspole som funktion av frekvensen, ser ut som kurva 1, bild 29, när förstärkaren inte har någon motkoppling. Ange motsvarande förstärkningskurvas utseende med en strömmotkoppling utan frekvenskorrektionselement över

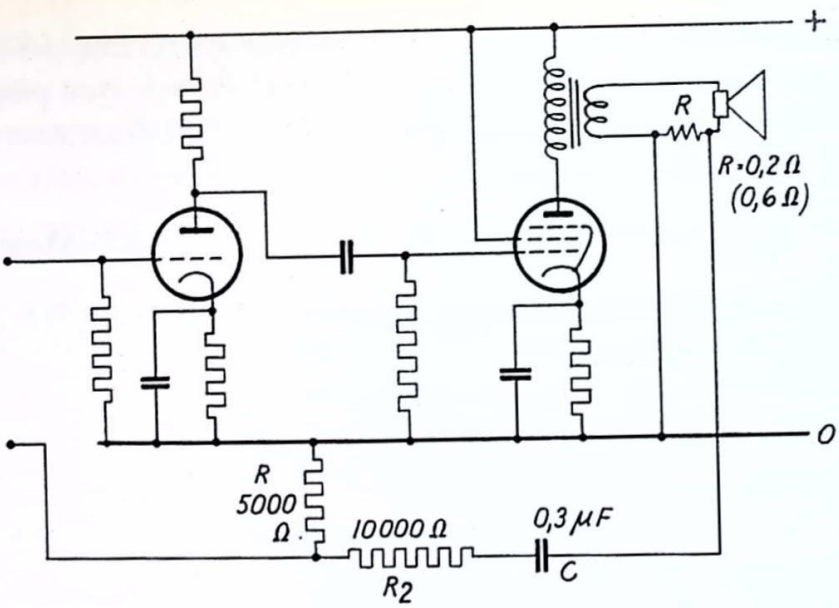


Bild 28. Kopplingsschema till räkneexempel 2. I fall II är R = 0,2 ohm och samtliga korrektionselement borta, dvs. $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$ och $C = \infty$.

ett motstånd på 0,2 ohm, inlänkat i talspolens krets. Ange även frekvenskurvan i det fall kondensator och motstånd inlänkas i motkopplingsledningen och motståndet i serie med talspolen ökats till 0,6 ohm, allt enligt bilden. Utan lågfrekvent motkoppling är förstärkarens branthet 20 A/V vid medelhöga frekvenser.

På kurva 1 motsvarar alltså 20 A/V noll dB. Den dynamiska brantheten vid olika frekvenser blir alltså enligt nedanstående tabell.

	I		II		III		
	S_d		S'_d			S'_d	
Hz	dB	A/V	A/V	dB	R_{korr}	A/V	dB
25	—20	2,0	1,4	—8,8	0,115	1,6	—8,2
50	— 4	12,5	3,6	—0,9	0,160	4,2	+0,4
85	— 6	10,0	3,2	—1,9	0,185	3,5	—1,1
100	— 4	12,5	3,6	—0,9	0,190	3,9	—0,3
500	0	20,0	4,0	0	0,20	4,0	0
3 000	— 4	12,5	3,6	—0,9	0,20	3,6	—0,9
5 000	— 8	8,0	3,1	—2,2	0,20	3,1	—2,2
10 000	—20	2,0	1,4	—8,8	0,20	1,4	—8,8

Den dynamiska brantheten vid motkoppling enligt första antagandet får man genom att dividera brantheten enligt kolumn I med den bekanta parentesen $(1+S_dR)$. Här insättes alltså S_d enligt kolumn I och $R=0{,}2$. Resultatet framgår av kolumn II dels uttryckt i A/V och dels uttryckt i dB med 4,0 A/V som nollnivå. Kurvan II i bild 29 visar förstärkningskurvan.

Vi kommer nu till det fall, då motkopplingen vid de lägsta frekvenserna minskats, genom att en kondensator inlagts i serie i motkopplingsledningen. Vid medelhöga och höga frekvenser kan kondensatorns reaktans försummas och i motkopplingsledningen kommer alltså endast att ske en spänningsdelning med en tredjedel, vilket just motsvarar det tre gånger större motståndet i högtalarens krets. Vid höga frekvenser får vi alltså samma motkopplingsförhållande som i fall II. I fallet III intresserar vi oss alltså endast för de låga frekvenserna. Vi kan förenkla beräkningen så, att vi i stället inför ett nytt R i formeln för motkopplingen. Detta korrigerade motstånd R_{korr} bör alltså vara mindre än 0,2 ohm vid de lägre frek-

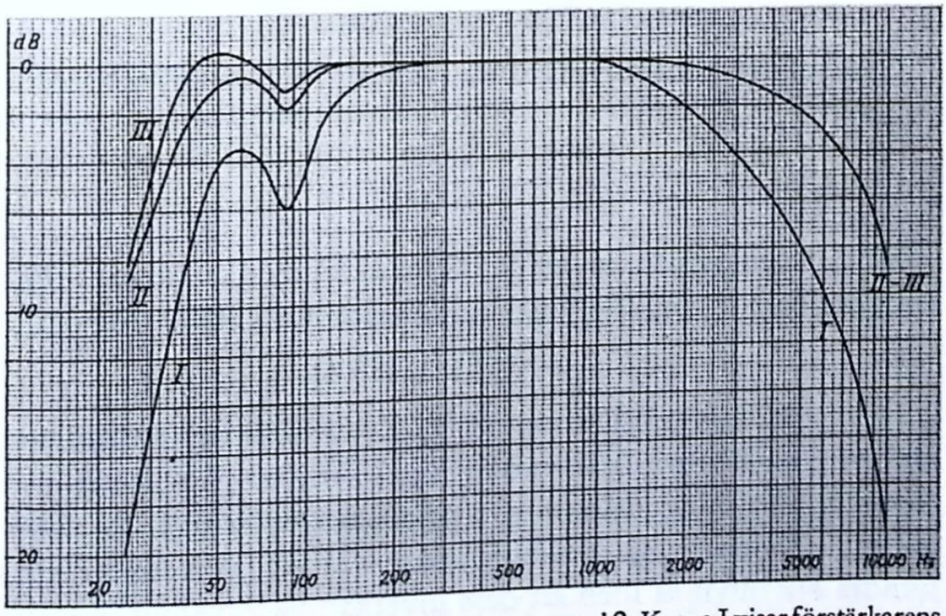


Bild 29. Kurvor till räkneexempel 2. Kurva I visar förstärkarens frekvenskurva (ström genom talspolen vid olika frekvenser) utan motkoppling. Kurva II visar frekvenskurvan med enkel strömmotkoppling och kurva III visar resultatet av frekvenskorrektion i samband med motkopplingen.

venserna, där motkopplingen ej är så stark som vid de högre. Vid de högre frekvenserna blir R_{korr} just 0,2 genom att

$$0{,}6 \cdot \frac{5\,000}{10\,000 + 5\,000} = 0{,}2$$

Även vid de lägre frekvenserna räknar vi med spänningsdelning. Beräkningen blir inte helt riktig, om vi inte tar med fasförhållandena, men trots detta genomför vi den. Egentligen skall såväl förstärkarens egna som motkopplingens fasvinklar vid olika frekvenser medtas. Det skulle emellertid föra allt för långt, om vi här skulle gå igenom detta. Man får dock alltid observera fasförhållandena, ty i annat fall kan motkopplingen förbytas i medkoppling och risk för självsvängning uppstå.

I motkopplingskedjan ligger en total impedans, som består av kondensatorn i serie med två motstånd på tillsammans 15 000 Ω. Vid 25 Hz blir denna impedans

$$Z = \sqrt{r_2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{15\,000^2 + \left(\frac{10^6}{2\pi \cdot 25 \cdot 0{,}3}\right)^2} = 26\,000\ \Omega$$

Spänningsdelningen sker över Z och motståndet på 5 000 ohm och ger

$$\frac{5\,000}{Z} = \frac{5\,000}{26\,000} = 0{,}19$$

Motkopplingsspänningen nedsättes alltså med en faktor 0,19 och det korrigerade motkopplingsmotståndet blir i stället för 0,6 ohm

$$0{,}6 \cdot 0{,}19 = 0{,}115\ \Omega$$

På samma sätt erhålles vid 50 Hz $Z = 18\,200$ och spänningsdelningen med faktorn 0,27 varvid $R_{korr} = 0{,}160$. Resultatet av den fortsatta beräkningen återfinns i tabellen. Det framgår av räkningen, att kondensatorns reaktans redan vid en frekvens av ett par hundra Hz blivit så liten att dess inverkan på Z-värdet inte längre är märkbar.

Sista kolumnen under fall III anger förstärkningskurvan i dB med $S'_a = 4$ A/V tagen som nollnivå. Motsvarande kurva finnes även uppritad.

SVARSUPPGIFTER · Brev 16

Svaren skrivs i *svarshäftet*, som sändes för granskning till *Brevskolan, Stockholm 15.*

1 · Vad menas med lågfrekvent motkoppling och varför användes densamma?

2 · Förklara varför ett indirekt upphettat rör ibland med fördel kan användas utan passagekondensator över katodmotståndet.

3 · Hur kan den negativa återkopplingen användas för korrektion av en förstärkares frekvenskurva?

4 · Ange några metoder att anordna visuell avstämning.

5 · Vad menas med att en mottagare är reflexkopplad? Vilka fördelar och nackdelar innebär reflexkoppling?

6 · Ange någon fördel hos frekvensmoduleringen.

7 · En förstärkare, som inte är motkopplad behöver 0,03 V växelspänning på ingångssidan, för att på utgångssidan ge 9 W över ett motstånd på 5 Ω (högtalarespolen). Distorsionen är därvid 10 %. Hur stort motstånd bör införas i serie i utgångskretsen om en motkoppling därifrån direkt till ingångssidan skall kunna sätta ned distorsionen vid 9 W utgångseffekt till högst 2 %? Hur stor ingångsspänning behöver man med denna motkoppling för att fortfarande få ut 9 W?

TR.AB BJÖRKMANS EFTR

BATTERIMOTTAGARE

Mottagare som erhåller sin strömförsörjning från annan källa än nätet måste av naturliga skäl konstrueras med tanke på att strömförbrukningen hålles så låg som möjligt. De s.k. batterirören arbetar med mycket låg strömförbrukning, glödströmmen är vanligtvis bara 25–50 mA. Glödspänningen har valts så att den passar till normala batterispänningar dvs. 1,4 V, vilket motsvarar cellspänningen hos ett vanligt torrbatteri. Anodströmsförbrukningen ligger vanligtvis bara vid någon eller några mA och anodspänningen vid 90–120 V. En äldre serie batterirör har glödspänningen 2 V och är gjord för matning från blyackumulatorbatteri, som har denna cellspänning. Då ackumulatorbatteriets kapacitet är betydligt större än torrbatteriets, har dessa rörs glöd- och anodströmmar lagts något högre än för 1,4 V-rören.

Batterimottagaren matas lämpligen från två skilda batterier, ett för anodspänningen och ett för glödspänningen, delvis på grund av att glödströmmen är betydligt större än den ström som tas från anodbatteriet och glödströmsbatteriet måste därför förnyas så mycket oftare. Glödströmsbatteriet är ofta ett vanligt 1,5 V ficklampsbatteri, som alltså tillverkas i stora mängder och batterikostnaden kan som följd därav hållas mycket låg. Trots detta försöker radiofabrikanterna ersätta glödströmsbatteriet med en liten ackumulator, som vid behov kan laddas medelst ett i apparaten inbyggt laddnings-

aggregat. Apparaten ansluts därvid till belysningsnätet och kopplas med en speciell omkopplare om för laddning. Driftskostnaderna för en sådan mottagare blir naturligtvis lägre än för den rent batteridrivna, men den ställer sig å andra sidan dyrare i inköp. Exklusivare batterimottagare av den nämnda typen görs dessutom anslutningsbara till nätspänningen så att batteridrift endast behöver tillgripas då spänning inte finns tillgänglig.

En batterimottagare avviker annars inte nämnvärt från normala nätdrivna konstruktioner. Uteffekten ligger sällan högre än 500 mW, då strömförbrukningen eljest skulle bli för stor och batterierna följaktligen för stora för att mottagaren skulle kunna betecknas som portabel. Vid högre uteffekter än 100 à 200 mW kopplas slutsteget i klass B som ju vad beträffar anodströmsförbrukningen är mera ekonomisk än klass A. Ingående komponenter görs med hänsyn till det begränsade utrymmet så små som möjligt. Rören är av typ miniatyrrör eller t.o.m. subminiatyrrör, som är ungefär 20 mm höga och 8 mm i diameter. Antennen läggs in i mottagarlådan i form av en ramantenn eller utgöres av en ferritantenn av den typ som beskrivits i brev 16. Härigenom blir mottagaren riktningskänslig och ger bästa mottagningen då ramantennens plan sammanfaller med riktningen mot den avlyssnade stationen.

Till typen batterimottagare får även bilradiomottagaren hänföras. Mottagaren matas från bilens ackumulatorbatteri och då detta vanligen har spänningen 6 eller 12 V kan konventionella 6,3 V rör, avsedda för nätanslutna växelströmsmottagare med fördel användas. Den erforderliga anodspänningen åstadkommes med hjälp av en vibratoromformare, som omvandlar batteriets likspänning till växelspänning, vilken sedan transformeras upp till högre spänning och likriktas. En enkel vibratoromformare visar bild 1. Själva vibratorn är uppbyggd enligt samma princip som en ringklocka, dvs. tungan rör sig fram och åter mellan de båda kontakterna och strömmen från batteriet kommer alltså att flyta växelvis i den ena och den andra halvan av transformatorns primärlindning. Då de båda strömmarna har varandra motsatta riktningar, kommer de att uppväcka magnetflöden med växlande riktning i transformatorkärnan och en växelspänning att induceras i sekundärlindningen. Växelspänningen, som naturligtvis får en form som avviker från

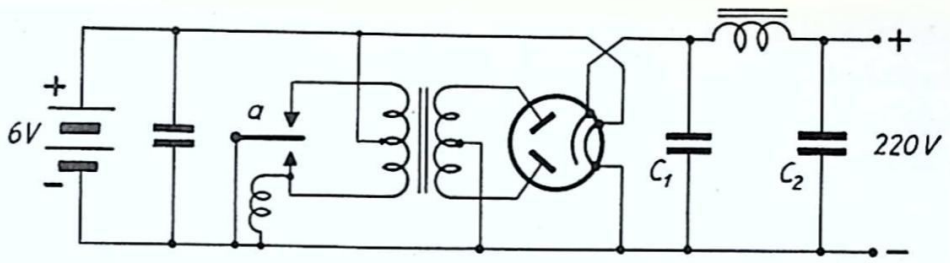


Bild 1. En enkel vibratoromformares principschema.

den rena sinuskurvan, likriktas och glättas på vanligt sätt. På grund av gnistbildningen vid kontakterna är en omformare av nämnd typ svår att avstöra och en omfattande skärmning, jordning och filtrering måste därför företas.

För att slippa de svårigheter som alstrandet av de höga anodspänningarna vid batteridrift medför, har man konstruerat rör som inte behöver högre anodspänning än t.ex. 6 eller 12 V. Dessa rör intar därigenom, åtminstone ur strömförsörjningssynpunkt en mellanställning mellan de konventionella rören och transistorerna och kallas därför ibland hybridrör.

Speciellt för batteridrivna mottagare är transistorer lösningen på de ovan nämnda strömförsörjningsproblemen. Transistorns strömförbrukning är betydligt mindre än elektronrörets hos vilket den erforderliga glödtrådseffekten gör att verkningsgraden blir låg. Transistorn kan därför matas från små behändiga batterier. En ytterligare fördel är den låga driftspänning som transistorn tarvar, 6 till 12 V är vanliga värden, och det för batteridriften utrymmeskrävande anodbatteriet eller den motsvarande spänningsomvandlaren kan alltså undvikas. För bärbara mottagare och bilradiomottagare är transistorn också på väg att helt ersätta elektronröret. Man får emellertid inte ta för givet att transistorn helt kommer att ersätta elektronröret inom radioteknik och elektroteknik, ty några av transistorns egenskaper gör att den är mindre lämpad i vissa sammanhang.

Transistorns funktion och erforderliga beräkningar för de kopplingar, i vilka den ingår, är betydligt mera komplicerade än för elektronröret. Utvecklingen av nya typer och uppkomsten av nya kopp-

lingar fortgår f.n. i snabbt tempo och såväl nomenklatur som schemasymboler är i viss omfattning ännu inte fastlagda. Transistorns funktion och dess tillämpning i en mottagares olika steg tas upp till behandling i en separat brevkurs.

BEDÖMNING AV RADIOMOTTAGARE

Hur man skall bedöma en radiomottagare när det t.ex. gäller inköp av en dylik är här inte platsen att gå igenom. Vi skall i stället ur mera teknisk synpunkt gå igenom, vad man kan vänta sig av olika mottagartyper och hur de lämpligen bör användas. Visserligen har en hel del av detta tidigare behandlats på olika ställen, men en sammanfattning med mindre matematiskt inslag bör vara på sin plats. Senare skall vi även gå igenom några mätmetoder, som används vid bedömning av radiomottagares egenskaper.

När det gäller vanliga rundradiomottagare skilde man åtminstone tidigare mellan lokalmottagare och distansmottagare. Med tiden har denna skillnad allt mer försvunnit och praktiskt taget alla mottagare utförs nu som superheterodyner och är egentligen typiska distansmottagare. Som lokalmottagare får kanske trots detta vanliga FM- och TV-mottagare räknas, men detta sammanhänger då inte med mottagarnas konstruktion utan med att de för FM- och TV-mottagning använda korta våglängderna inte medger mottagning på större avstånd från sändaren än ca 100 km.

Till de utpräglade lokalmottagarna hör först och främst kristallmottagaren, men dess saga kan numera betraktas som slut, och vi går därför inte in på dess egenskaper. Bland rörmottagare räknar man till lokalmottagare i första hand sådana med en eller kanske två avstämda krestar. För ren lokalmottagning fordras ju knappast någon nämnvärd selektivitet i vanliga fall. Trots detta måste en normal lokalmottagare besitta en viss selektivitet eller vara försedd med en eller kanske till och med två vågfällor, om den skall vara lämplig för användning i södra delarna av vårt land, där även utländska stationer hörs med sådan styrka, att de kan betraktas som lokalstationer.

Numera har som bekant superheterodynen helt slagit igenom som distansmottagare, dels därför att den är mycket lätt att handha

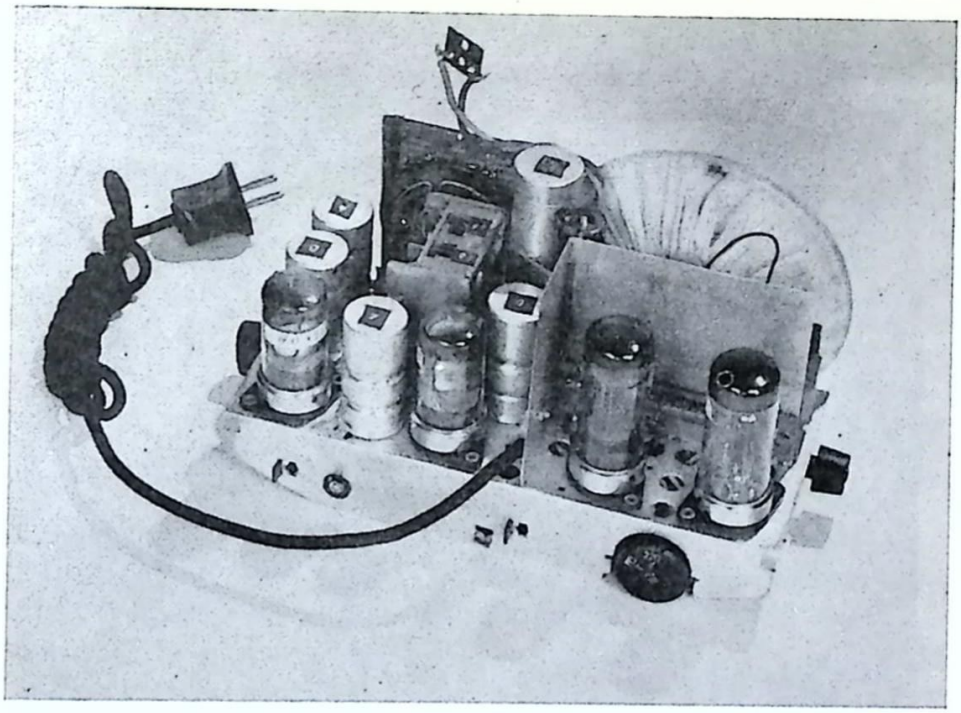


Bild 2. Chassi till liten superheterodynmottagare, efterföljare till gångna tiders lokalmottagare.

och dels därför, att den innebär en billigare och bättre lösning på problemen att få stor känslighet och god selektivitet. Superheterodynen kan lättare utrustas för mottagning av kortvåg. I den raka mottagaren är det svårt att få tillräcklig förstärkning och selektivitet på dessa höga frekvenser, och återkoppling medför vid högre frekvenser att mottagarens inställning blir alltför komplicerad för att den fullt skall kunna utnyttjas av lyssnaren.

En superheterodyns känslighet kan i viss mån avgöras av antalet förstärkarsteg. Antalet rör och speciellt det antal rör, som uppges i katalogerna, har mindre att betyda, då en hel rad av de uppgivna rören används för likriktning, automatisk förstärkningsreglering m.m. Selektiviteten kan i viss mån bedömas av antalet avstämda kretsar, oscillatorkretsen oräknad. Speciellt är det antalet mellanfrekvenskretsar, som är avgörande för selektiviteten. Vidare kan man vänta sig något större selektivitet hos en mottagare med lägre mellanfrekvens än hos en med högre. Sedan man numera fått fram

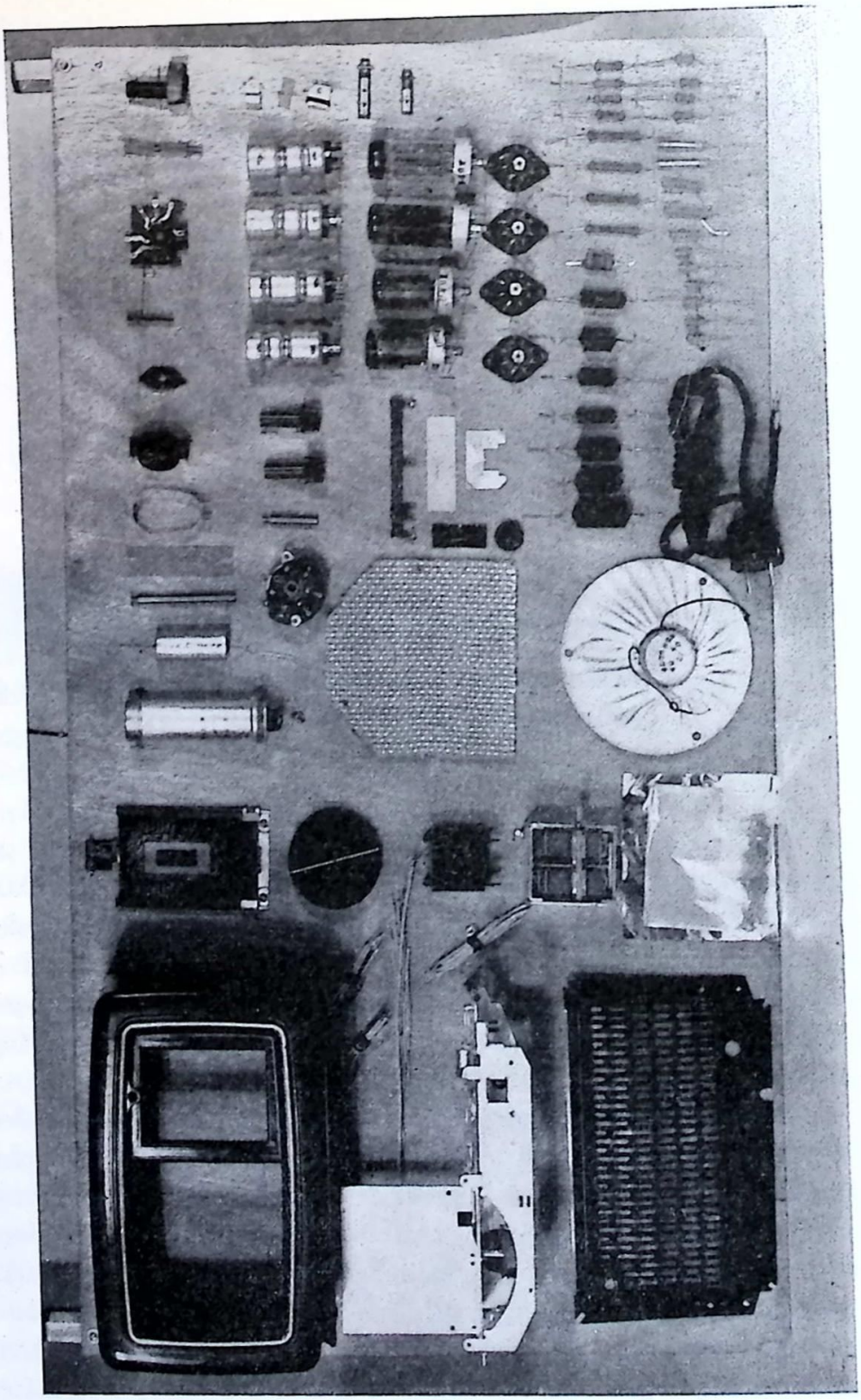


Bild 3. Samtliga delar till mottagaren på bild 2 (Philetta).

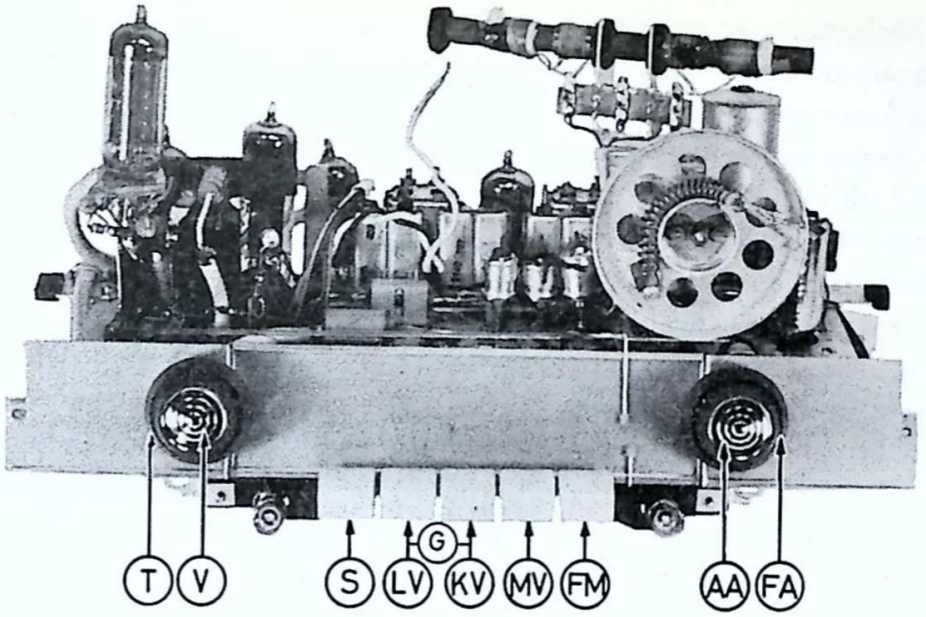


Bild 4. Chassi till superheterodynmottagare för AM- och FM-mottagning. Längst till vänster syns nättransformatorn och likriktarröret, till vänster om vridkondensatorns drivskiva några trimkondensatorer och bakom dessa mellanfrekvenstransformatorer och diskriminatorkretsar. Högst upp den vridbara ferritantennen. AA och FA visar avstämningsrattarna och för AM-resp. FM-mottagning. (Philips).

ett högfrekvensjärn av keramisk typ med förnämliga egenskaper, är det möjligt att med hög mellanfrekvens få mottagaren tillräckligt selektiv.

Känsligheten hos en modern superheterodyn är vanligen mer än tillräcklig för normala behov. Känsligheten ligger mellan 0,5 och 30 μV, och om man ser detta mot bakgrunden av att det finnes få platser, där "störningsnivån" ligger lägre än ca 20 μV förstår man, att det inte lönar sig att gå längre med känsligheten hos en mottagare. Den omtalade störningsnivån utgör summan av atmosfäriska störningar och lokala störningar. De förra härrör från åskväder, norrsken och andra atmosfäriska urladdningar på olika ställen av jordklotet och är nästan omöjliga att komma ifrån. De lokala störningarna kan till stor del undertryckas, men detta bör då ske vid störningskällan. Vid mottagaren är inte mycket att göra. Den stora

känsligheten är emellertid inte helt utan betydelse, ty hos en mottagare med stor känslighet kan man vanligen vänta sig att finna en god automatisk förstärkningsreglering.

Superheterodynens selektivitetsegenskaper ligger som sagt framför allt i mellanfrekvensförstärkaren, men förselektionen är därför inte utan betydelse. Vid otillräcklig förselektion kan s.k. *korsmodulation* inträda. Denna ger sig till känna så, att t.ex. lokalstationen kommer in på de närmast denna liggande stationernas plats även om dessas bärvågor för tillfället inte är modulerade. Om den avlägsna stationen slutar att sända ut bärvågen slutar lokalstationen att komma in på denna plats. Fenomenet förklaras av att en extra likriktning kommer till stånd i mottagarens första rör, om förselektionen inte förmår utestänga lokalstationen ordentligt. Därigenom blir lokalstationens modulering inmodulerad i den avlägsnare stationens bärvåg. Om första röret i mottagaren inte har variabel branthet, och alltså relativt små amplituder från lokalstationen behövs för att styra ut röret över rörkurvans nedre krök, blir korsmodulationen värre. De moderna högfrekvens- och blandarrören med variabel brandhet har en så vald krökning på rörkurvan, att man har möjlighet att lägga arbetsförhållandena så, att korsmodulationen hålles nere. Mottagaren kan förses med ett bandfilter bestående av två avstämda kretsar närmast antennen för att minska risken för korsmodulation. Korsmodulationen får inte sammanblandas med ett fenomen, som kallas *Luxemburgeffekten* på grund av att det först upptäcktes i samband med igångsättandet av storstationen i Luxemburg. Här är det inte lokalstationen, som blir inmodulerad i en främmande stations bärvåg, utan modulationen från en mycket stark sändare, som ligger i samma riktning som den mottagna stationen och över vilken de mottagna vågorna har att passera vid reflexionen mot Heavisideskiktet. Man kan förklara fenomenet genom att tänka sig, att icke linjära förhållanden råder i Heavisideskiktet just över storstationen, där alltså inmoduleringen sker. På vissa platser i Norrland uppträder samma effekt genom att Motalastationens program går in på en eller annan utländsk stations bärvåg, som har att reflekteras över Motala under sin väg till mottagningsplatsen. Fenomenet är vanligen av kort varaktighet och förekommer huvudsakligen under skymning och dagning.

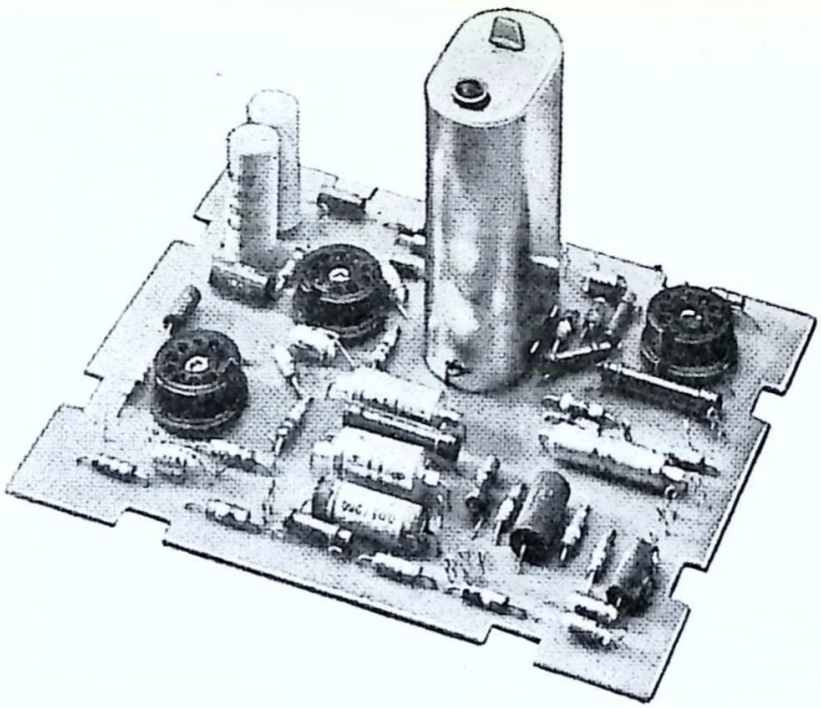


Bild 5. En modern mottagare byggs ofta upp av mindre enheter i enlighet med ovan avbildade FM-steg. I detta fall användes tryckt ledningsdragning som bl.a. möjliggör att de olika serieexemplaren blir varandra exakt lika. (Siemens.)

Vissa superheterodynmottagare är som förut omtalats, utrustade med ett stegs högfrekvensförstärkning före blandarröret. Härmed vinnes större brusfrihet vid frekvensblandningen och givetvis ökad känslighet hos mottagaren. Vid mottagning på kortvåg har detta steg även en viss stabiliserande inverkan på mottagaren, och vidare hindras oscillatorns signaler effektivt att gå ut på antennen och åstadkomma störningar i närliggande mottagare.

Vid större superheterodynmottagare kan man konstatera att känsligheten inte längre anses vara det primära utan skillnaden mellan de större och mindre mottagarna ligger i allmänhet i ljudkvaliteten och utgångseffekten. I en bättre AM-mottagare är det till och med fördelaktigare att inte driva lågfrekvensförstärkningen för högt. I stället låter man då dioddetektorn arbeta med större signalspänningar och detta ger mindre distorsion på denna plats i



Bild 6. Interiör från en större radiofabrik (Philips).

apparaten. Lågfrekvensförstärkarens förvrängning brukar nedbringas till ett minimum medelst motkoppling och vid praktiskt taget alla större mottagare förekommer någon sorts korrektion av mottagarens frekvenskurva med hjälp av den lågfrekventa motkopplingen. En motkoppling på mer än omkring tio gånger lönar sig dock inte att använda.

Mottagare i de bättre klasserna förses ibland med tryckknappsmanövrering av något slag. Ibland kan ett antal från fabriken fast inställda stationer tas in med tryckknappar, ibland är mottagaren så ordnad att lyssnaren själv kan välja och ställa in de stationer han önskar ha på tryckknapparna. Vanligast är naturligtvis att lokalstationen eller lokalstationerna blir föremål för sådan tryckknappsinställning. Det har även förekommit modeller där de olika tryckknapparna har påverkat en motor som ställt in mottagaren på de önskade stationerna.

Man kan inte utan vidare sluta sig till en mottagares egenskaper, även om man ganska ingående känner konstruktionen, utan att känna vissa uppmätta värden på känslighet, selektivitet, ljudkvalitet

m.m. Det vore önskvärt, att de mottagare, som salubjuds, vore karakteriserade med vissa data för att bättre kunna jämföras. Speciellt gäller detta större mottagare.

Särskilt efter det andra världskriget har man försökt att genom ett omfattande normeringsarbete på detta område få fram enhetliga bestämmelser för hur mottagarens egenskaper skall mätas och anges. Inom de skandinaviska länderna har man dessutom försökt få benämningar m.m. inbördes så lika som möjligt. Den institution som handhar dessa standardiseringsfrågor i Sverige heter Svenska Elektriska Kommissionen som ofta förkortas till SEK.

Nästa kapitel skall vi ägna åt mätningar på mottagare, enligt vilka deras egenskaper kan utläsas.



Bild 7. Mottagarchassi under montering. Erforderliga komponenter finns inom bekvämt räckhåll. Chassit sättes fast i en vridbar ställning som medger största möjliga åtkomlighet.

MOTTAGARMÄTNINGAR

Signalgeneratorn och dess användning

Utgångspunkten för de flesta mätningar på radiomottagare är en standard signalgenerator, och därför är det på sin plats att vi i första hand går igenom hur en sådan är konstruerad. En fullständig standard signalgenerators blockschema återfinns på bild 8 och den kan anses bestå av följande delar: oscillator, modulator, spänningsmätare, modulationsmätare, graderad potentiometer (vanligen uppdelad i en kontinuerligt och en stegvis variabel del) samt konstgjord antenn. Det hela måste vara synnerligen väl avskärmat, så att signalerna endast kan komma ut via den konstgjorda antennen.

Oscillatordelen består av en liten sändare, som kan täcka de frekvensområden, på vilka mätningar önskas utförda. Vanligen har en modern signalgenerator ett frekvensomfång från 50 kHz till 200 MHz, uppdelat i ett flertal områden, vilka är kalibrerade. Inställning och avläsning av högfrekvens bör kunna ske på åtminstone ett par tusen Hz när, åtminstone på långa och medellånga vågor. Sändaren, som även kan vara försedd med ett högfrekvens-

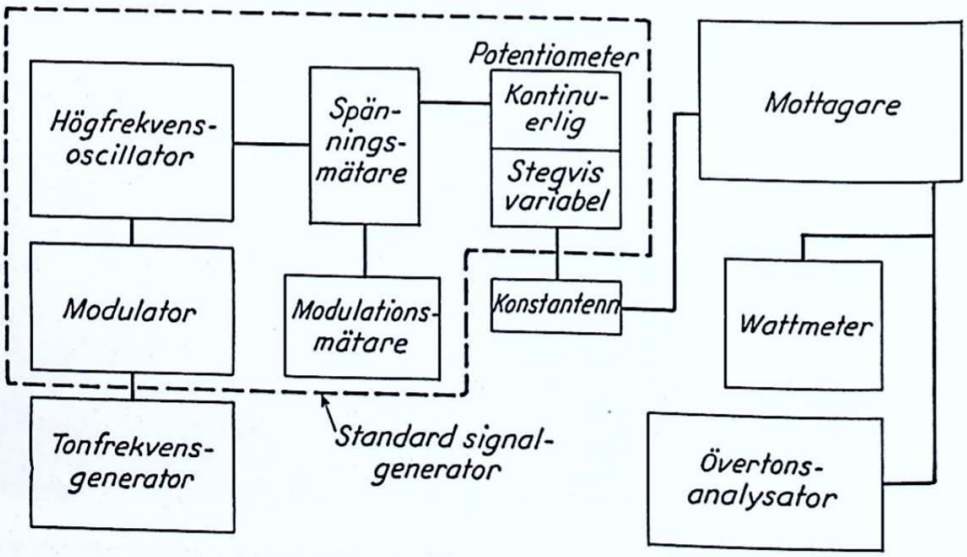


Bild 8. Blockschema för standard signalgenerator med tillhörande apparatur för mottagarmätning.

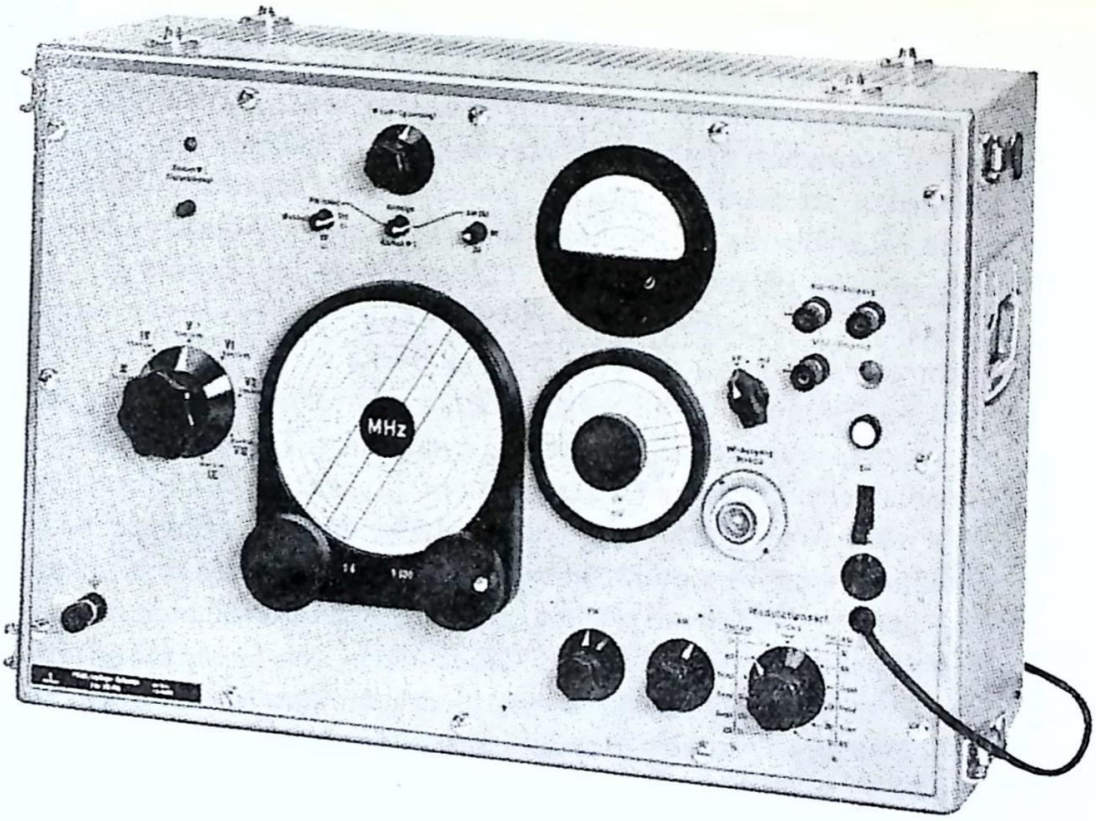


Bild 9. Signalgenerator för laboratoricändamål. Den stora skalan visar inställd frekvens, skalan till höger därom utspänningen. Visarinstrumentet ovanför visar modulationsgrad vid AM och frekvenssving vid FM.

förstärkarsteg, bör lämna möjligast övertonsfri utgångsspänning, vilken även skall kunna regleras in till ett visst värde.

Signalen från oscillatorn skall kunna såväl amplitudmoduleras som frekvensmoduleras, i förra fallet med en modulationsgrad mellan 0 och 100 %, i senare fallet med ett sving mellan 0 och 100 kHz. I allmänhet erfordras vid modulering en yttre tonfrekvensgenerator med lämpligt frekvensområde 20–20 000 Hz, men en fast modulationsfrekvens på 400, 800 eller 1 000 Hz brukar också finnas inbyggd.

För uppmätning av högfrekvensspänningen, som sändaren levererar, kan en rörvoltmeter användas, eller kan man låta en viss ström, som uppmätes medelst exempelvis ett termokors, genomgå

ett bekant motstånd, över vilket alltså spänningen blir känd. Den maximala spänningen brukar vanligen hålla sig omkring 1 volt.

Modulationsmätaren kan utföras som en speciell demodulator med tillhörande rörvoltmeter. Ett enklare sätt att mäta upp modulationen är att mäta upp den till sändaren förda lågfrekvensamplituden i förhållande till oscillatorns anodspänning, vilket kan anses vara ett mått på modulationen. Vid stor modulationsgrad får en korrektion av den från sändaren utgående högfrekvensens uppmätta värde göras, ty det är bärvågens styrka man önskar veta.

Sedan kommer vi till signalgeneratorns spänningsdelare eller attenuator, som potentiometerdelen även kallas. Den kontinuerligt variabla delen består av en graderad potentiometer från vilken den utgående spänningen kan regleras i förhållandet 1 : 10. Givetvis bör potentiometern vara praktiskt taget frekvensoberoende och vidare skall den vara kalibrerad. Denna del, jämte den efterföljande stegvis variabla spänningsdelaren, hör till de delar av signalgeneratorn, som är svårast att konstruera och tillverka.

Den stegvisa variabla potentiometern brukar ha omkring fem steg med en nedsättning av spänningen till en tiondel per steg. Spänningsförhållandet i hela potentiometern är alltså så stort som 10^5: 1 och man förstår vilka konstruktiva svårigheter, som förefinns i skärmningshänseende, för att spänningsdelningen även vid de högsta frekvenserna skall bli riktig. Potentiometern skall dessutom i alla lägen ha konstant utgångsimpedans, så att inre motståndet, från den konstgjorda antennen sett, hela tiden är detsamma.

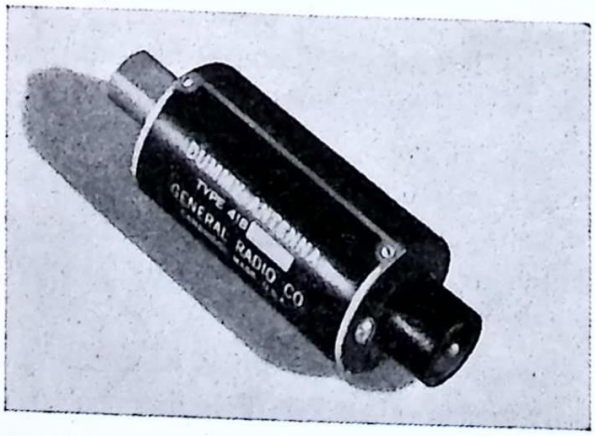


Bild 10. Konstgjord antenn.

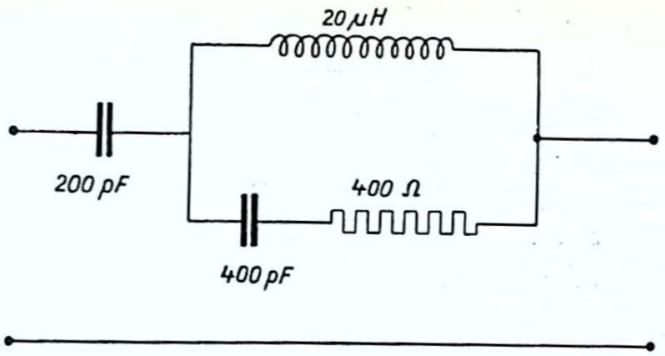


Bild 11. Kopplingsschema för konstantenn enl. svensk standard.

Spänningsdelaren kan antingen vara uppbyggd av ett stort antal fasta motstånd eller ett antal fasta kondensatorer. Den kontinuerligt variabla potentiometern brukar stundom vara utförd som en kapacitiv spänningsdelare. Potentiometrarna är vanligen graderade så, att den till konstantennen förda spänningen direkt kan avläsas i μV vid ett visst på spänningsmätaren angivet värde. Även förekommer gradering i dB i jämförelse med 1 volt som nollnivå.

Hur den konstgjorda antennen är beskaffad har vi tidigare berört. (Se sid. 4:19 och 4:20.) En normal utomhusantenn kan sålunda efterbildas med ett motstånd, en induktans och en kapacitans. Enligt tidigare bruklig standard skall en normalantenn vara så beskaffad att den kan ersättas med ett motstånd på 25 Ω, en induktans på 20 μH och en kapacitans på 200 pF. Den konstgjorda antenn, som användes i förening med en signalgenerator brukar ha en storlek ungefär som en tändsticksask och inlänkas vanligen i den skärmade sladden som förbinder signalgeneratorn med mottagaren, som skall mätas. Detta gäller för våglängder ned till ca 200 m. Vid kortvåg och UKV kan mellan signalgeneratorn och mottagaren inkopplas ett enkelt resistansnät, som ger rätt avslutning åt signalgeneratorn och föreskriven belastningsimpedans åt mottagaren. Mottagarens ingångsimpedans uppgår vid symmetrisk ingång till 200–300 Ω och vid osymmetrisk ingång till 50–75 Ω. Den i Sverige standardiserade konstgjorda antennen, som kan användas på alla normala våglängder 10–2 000 m, har ett kopplingsschema, som framgår av bild 11. Till vissa signalgeneratorer finnes en an-

tenntillsats som möjliggör inkopplande av en ramantenn, som då ger en känd fältstyrka, användbar för kalibrering av fältstyrkemätare eller uppmätning av mottagare med ramantenn. Man kan även åstadkomma en viss avläsbar fältstyrka genom att ansluta signalgeneratorns utgångsklämmor till tvenne relativt stora metallplåtar på t.ex. en meters inbördes avstånd. Mellan dessa plåtar har man i så fall en fältstyrka i mikrovolt per meter som direkt kan avläsas på signalgeneratorn.

Känslighetsmätning

För uppmätning av en mottagares känslighet tillföres från signalgeneratorn högfrekvensspänningar, 30 % modulerade med ca 1 000 Hz. På mottagarens utgångssida inkopplas ett instrument för uppmätning av spänningen hos de utgående lågfrekvensspänningarna, vilka normalt tillförs högtalaren. I stället för högtalaren inkopplas ett ohmskt motstånd lika med slutstegets lämpliga anpassning.

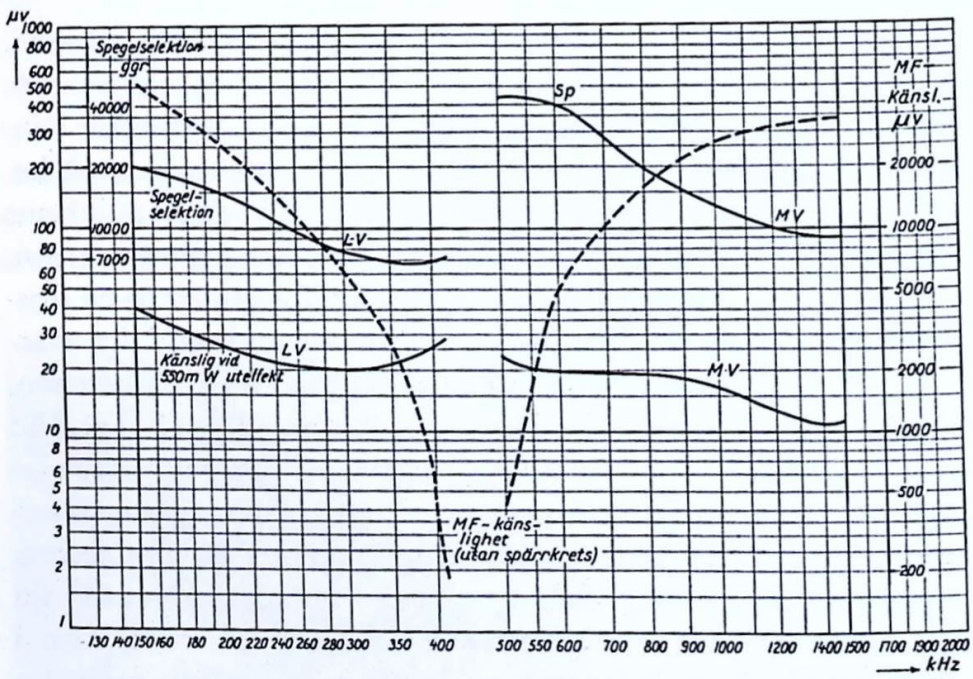


Bild 12a. Exempel på känslighetskurvor för en radiomottagare. Även mellanfrekvenskänsligheten och spegelfrekvensförhållandet vid mottagarens inställning på olika frekvenser återfinns.

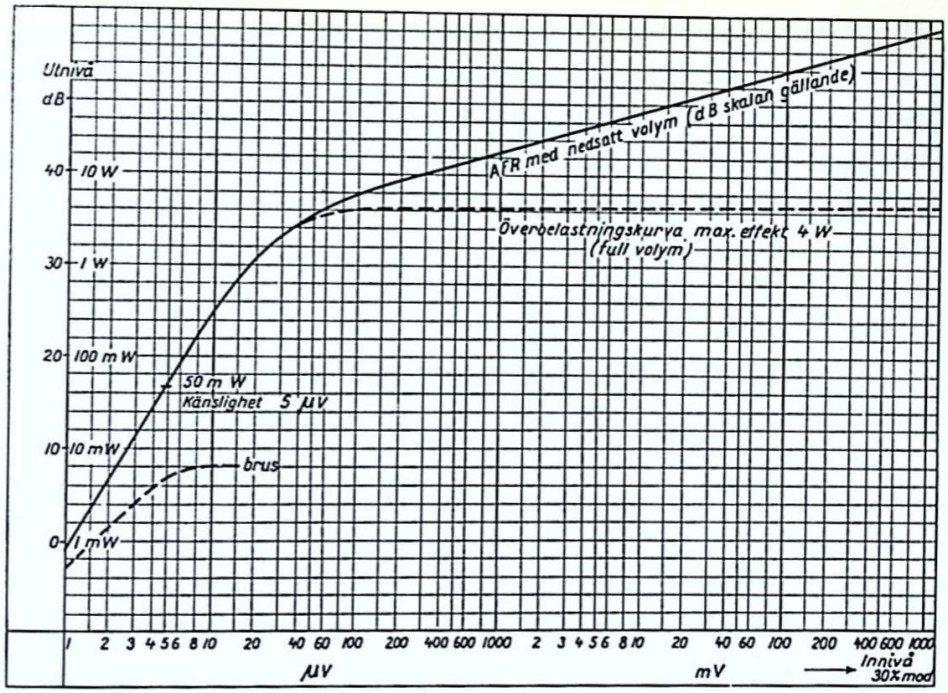


Bild 12b. Exempel på kurva över automatiska förstärkningsregleringen. Den heldragna kurvan är upptagen med reducerad volym. Vid full volym blir mottagaren fullt utstyrd redan med ca 100 μV signalstyrka. Automatkontrollens fördröjning upphör vid omkring 60 μV.

Detta motstånd bör vara avlastat från likström. Eventuellt användes en speciell wattmeter för mätning av utgångseffekten. Den tillförda högfrekvensspänningen, som tillföres via den konstgjorda antennen, regleras med potentiometrarna in så, att utgångseffekten blir 50 mW. Den högfrekvensspänning, som då avges från signalgeneratorn kan avläsas och sägas utgöra mottagarens känslighet.

En mottagares *känslighetstal* är det antal dB under 1 volt som känsligheten i spänning räknat ligger. Därvid får ju en känsligare mottagare ett högre känslighetstal än en mindre känslig, och detta ger för allmänheten bättre möjlighet att dra nytta av de uppgifter som publiceras i katalogerna. För att den avlästa uteffekten 50 mW inte skall utgöras av brus till större delen och alltså ge en falsk uppfattning om känsligheten bör densamma anges då bruset ligger 30 dB under signalnivån. Detta kallas den brusbegränsade känsligheten.

Känsligheten är inte densamma för alla frekvenser och därför upptas vid en fullständig mottagarmätning en hel serie känslighetsvärden på olika våglängder, vilka sedan sammanställs till känslighetskurvor, en för varje våglängdsområde. Vid alla känslighetsmätningar bör en eventuell automatisk förstärkningsreglering fastlåsas, om den är så beskaffad, att den verkar vid dessa små amplituder. Likaså bör anordningar för störningsdödning o.d. bringas ur funktion.

Förutom känsligheten mäts på liknande sätt mottagarens känslighet för mellanfrekvens vid olika inställningar. Detta är ju av speciellt intresse om man vill veta i vad mån mottagaren tar in störningar från telegrafistationer som ligger på mellanfrekvensens våglängd. Speciellt är dessa mätningar av värde längst upp på mellanvåg och längst ned på långvåg i det fall mottagaren har en mellanfrekvens på omkring 500 kHz, där ju fartygstelegrafi förekommer i stor utsträckning.

Vidare kan på samma sätt mottagarens spegelfrekvenskänslighet uppmätas. Signalgeneratorn inställes då på mottagarens spegelfrekvens, dvs. den frekvens till vilken mottagaren är avstämd, ökad eller minskad med dubbla mellanfrekvensen och i en kurva anges sedan känsligheten i μV vid olika inställning av mottagarens frekvens (önskade signalfrekvensen). Oftast anges den s.k. spegelfrekvensdämpningen för olika frekvenser. Spegelfrekvensdämpningen är enligt svensk standard skillnaden mellan känslighetstalen för den brusbegränsade verkliga känsligheten och den brusbegränsade spegelfrekvenskänsligheten.

Selektivitetsmätning

Signalgeneratorn har kanske sitt största användningsområde för uppmätning av mottagares selektivitet. Denna mätning kan göras så, att mottagaren först inställes för vanlig känslighetsmätning, alltså med signalgeneratorn inställd på mottagningsfrekvensen. Känsligheten för 50 mV utgångseffekt avläses. Därefter förskjutes signalgeneratorns frekvens ett visst antal Hz, t.ex. 2 000, från resonans (dvs. 2 000 Hz från den frekvens på vilken mottagaren är inställd), varvid utgångseffekten minskar. Därefter ökas de från sig-

nalgeneratorn kommande spänningarna tills utgångseffekten åter är upp i 50 mW. Även här bör iakttas att bruset ligga skall 30 dB under den önskade signalen. Proceduren upprepas på 9, 18, 36, osv. kHz avstånd från resonans på båda sidor om resonanspunkten, och hela tiden avläses spänningsvärdena på signalgeneratorn. Eventuellt tas punkterna tätare, och sedan inprickas resultatet i ett kurvblad, varvid mottagarens selektivitetskurva kan uppritas. Vid mätning på FM-mottagare måste naturligtvis intervallerna mellan varje frekvensförskjutning göras betydligt större, normalt 100 kHz. Exempel på selektivitetskurvor hade vi redan i brev 9, sid. 15 och 16. För att få en verklig uppfattning av en mottagares selektivitetsegenskaper får man ta upp selektivitetskurvor vid ett flertal punkter på varje våglängdsområde. Selektiviteten kan vid raka mottagare variera högst avsevärt vid olika våglängder. Vid superheterodyner ser, av tidigare angivna skäl, kurvorna ganska lika ut vid olika frekvenser. Fel i mottagarens avstämningskretsar syns mycket väl i dylika selektivitetskurvor och även känslighetskurvan kan visa om avstämningskretsarna inte stämmer överens på alla delar av våglängdsbanden.

Man förstår, att signalgeneratorns oscillatorfrekvens skall kunna avläsas noga, om det skall kunna gå att ta upp en någorlunda riktig selektivitetskurva. Vidare förstår man, varför den oerhört stora variationen i signalgeneratorns utgångsspänning behövs, om mottagare med stor selektivitet skall kunna mätas.

Den selektivitetsmätning som här beskrivits är den enklaste och brukar kallas *ensignalmetoden.* Selektiviteten hos en mottagare kan även mätas enligt den s.k. *tvåsignalmetoden,* vilken går ut på att få klarlagt mottagarens beteende när två olika signaler, en önskad och en störande finns. För denna mätning behöver man två signalgeneratorer av vilka åtminstone den ena behöver ha så goda egenskaper som tidigare omtalats. Mätningen kan utföras på olika sätt, och här lämnas ett exempel på hur man kan gå till väga. Först inställes mottagaren på en viss frekvens. Därefter inställes den "önskade" signalgeneratorn på denna frekvens med en viss signalstyrka, och moduleringen borttas. Sedan låter man den "icke önskade" signalgeneratorns spänning modulerad komma in på bredvidliggande frekvenser och dess styrka för en viss störning vid visst frekvens-

avstånd avläses och ritas upp som selektivitetskurvor. Det visar sig att dessa kurvor visserligen liknar tidigare omnämnda selektivitetskurvor upptagna enligt ensignalmetoden, men de varierar avsevärt, beroende på hur stark den "önskade" signalen väljes. Ur en serie olika kurvor kan man emellertid ganska väl utläsa en mottagares egenskaper med avseende på selektiviteten under olika förhållanden.

Fidelitetsmätning

Fidelitet betyder sanningsenlighet och är en försvenskning av ett engelskt ord "fidelity". Fidelitetsmätningen innebär alltså en slags mätning av mottagarens ljudkvalitet. Högtalarens ljudkvalitet kommer inte med, då man ju ersatt denna med ett belastningsmotstånd, och fidelitetsmätningen ger alltså endast ett mått på mottagarens rent elektriska ljudkvalitet. Även högtalaren han mätas upp i fråga om ljudkvalitet, och det förekommer att kombinerade mätningar görs, men då dessa är ganska omständiga förbigår vi dem nu. Fidelitetsmätningen tillgår så att uteffekten medelst mottagarens volymkontroll ställs in på 5 mW uteffekt vid s.k. normala ingångsvärden dvs. 5 mW inspänning av frekvensen 1 MHz (vid FM 94 MHz) och 30 % moduleringsgrad vid moduleringsfrekvensen 1 kHz.

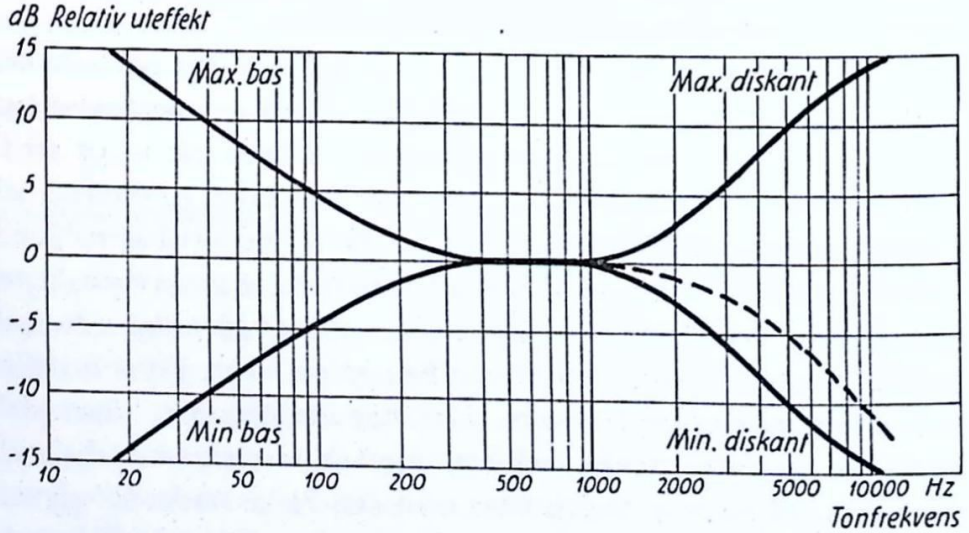


Bild 13. Elektrisk tonkurva med kurvor för tonkontrollernas ytterlägen.

Denna moduleringsgrad motsvarar vid FM ett sving på 22,5 kHz. Uteffekten har valts så låg som 5 mW för att inte övertoner skall uppkomma och förrycka resultatet. Moduleringsfrekvensen varieras nu inom området 20–15 000 Hz varvid tillses att dess spänning är konstant, och nivåskillnaden i uteffekt tas upp som funktion av modulationsfrekvensen och uppritas. Om mottagaren har bas- och diskantkontroll tas flera kurvor upp med kontrollerna i respektive ytterlägen. En tonkurvas utseende framgår av bild 13.

De egentliga fidelitetskurvorna är, som av det föregående framgår, relativt svåra att ta upp och få verkligt jämförbara för olika mottagare. I stället brukar man därför ta upp lågfrekvenskurvor över apparaten räknat från tongeneratorns spänning på lågfrekvensförstärkarens ingång till lågfrekvensströmmen i högtalarens talspole. Högtalaren består nämligen vanligen av en elektrodynamisk sådan vars egenskaper är relativt kända om man vet storleken och de magnetiska förhållandena. Strömmen i högtalarspolen ger därvid den bästa bilden av ljudet vid olika frekvenser. Viktigt är att ljudkurvor upptas med mottagarens volymkontroll i olika lägen. Även vid dessa kurvor bör naturligtvis ton- eller klangfärgskontrollens lägen samt eventuell tal-musikomkopplares läge anges.

Uppmätning av utgångseffekt och distorsion

Bland de prov, som en mottagaretyp bör undergå, finns även en uppmätning av utgångseffekten och övertonshalten. För detta ändamål erfordras en wattmeter av något slag samt en övertonsanalysator, i vilken de olika övertonernas styrka skall kunna mätas ned till omkring 0,5 % av grundtonens styrka. I detta prov ingår icke endast uppmätning av slutstegets effekt och dess övertonsbildning utan även tidigare stegs egenskaper framkommer. Distorsionen i slutstegen mätes genom att en tongenerator anslutes till mottagarens tonfrekvensingång. Med tonkontrollen inställd på sitt högsta värde varieras den tonfrekventa signalens styrka, och övertonshalten som funktion av uteffekten mätes över den resistans som ersätter högtalaren. Mätningarna kan upprepas vid andra inställningar på volymkontrollen eller tonkontrollen och vid andra tonfrekvenser.

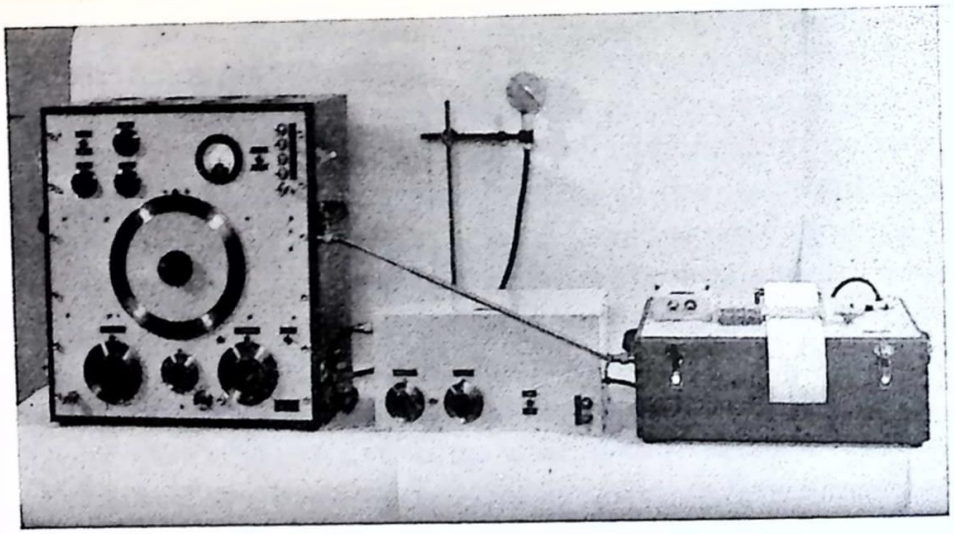


Bild 14. Anordning för uppmätning av en mottagares lågfrekventa återgivning. Instrumenteringen består av tonfrekvensgenerator, mikrofon, mikrofonförstärkare och kurvskrivare. Den senare är mekaniskt sammankopplad med tonfrekvensgeneratorns frekvensratt och uppteckner automatiskt på en remsa den ljudstyrka mikrofonen registrerar.

Övertonshalten i radiofrekvens-, mellanfrekvens- eller detektorstegen mätes genom att en signal med frekvensen 1 kHz amplitudmodulerad till 30 % eller frekvensmodulerad till 100 % (75 kHz sving), anslutes till mottagaren. Tonkontrollen inställes för största tonområde och volymkontrollen så, att distorsionen i tonfrekvensdelen blir försumbar. Inspänningen ökas sedan till max. 1 V, varvid volymkontrollen inställes så, att uteffekten hela tiden är konstant och lika med det inställda begynnelsevärdet. Storleken av övertonshalten som funktion av insignalnivån anges. Övertonshalten som funktion av uteffekten och av insignalnivån kan uppritas i kurvform i enlighet med bilderna 15 och 16.

Sambandet mellan innivå och utnivå erhålles om uteffekten i belastningsmotståndet mätes som funktion av inmatad högfrekvensspänning, vilken vanligen får variera inom området några μV till 1 V. Ur denna kurva framgår den automatiska förstärkningsregleringens funktion liksom funktionen hos amplitudbegränsaren vid en FM-mottagare.

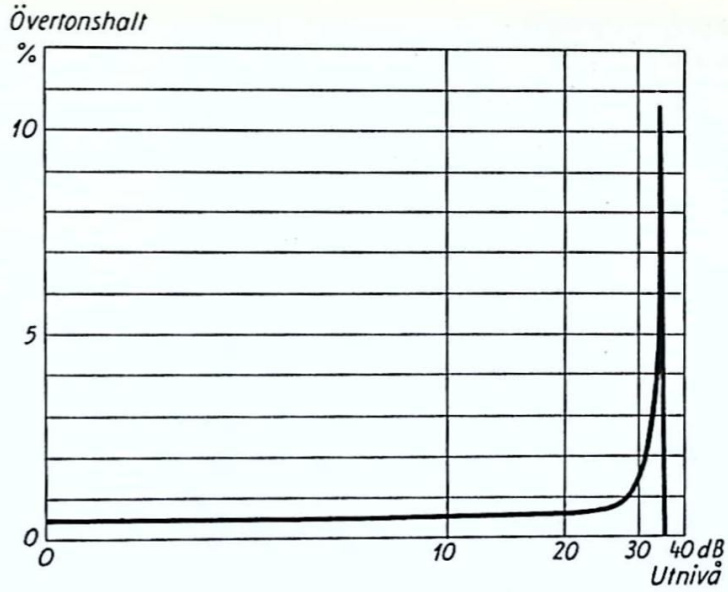


Bild 15. Övertonshalten som funktion av utnivån räknat relativt 1 mW.

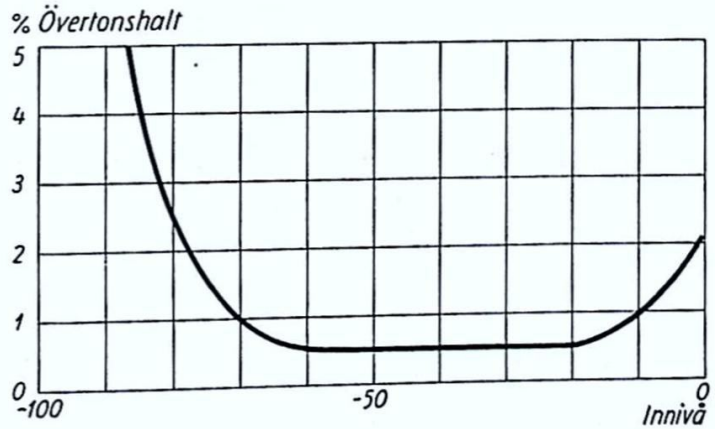


Bild 16. Distorsionen som funktion av den radiofrekventa innivån. Kurvan har upptagits vid 30% moduleringsgrad. Innivån mätt relativt 1 V.

Mätning av frekvensstabiliteten

Ännu en mätning som kan företas för att kontrollera en mottagares prestanda, är kontroll av frekvensstabiliteten. P.g.a. variationer i temperatur och nätspänning inträffar ändringar av mottagarens avstämningsfrekvens, varvid det i första hand är lokaloscillatorns

frekvensdrift som inverkar. Frekvensändringarna är naturligt nog störst under mottagarens uppvärmningsperiod. Tiden mätes från inkopplingsögonblicket och mätningarna företas inom intervallet 2 till 120 minuter. En typisk frekvensglidningskurva framgår av bild 17.

Ytterligare prov

som kan vara av värde avser att visa volymkontrollens inverkan på selektivitet, känslighet och fidelitet. Vidare utföres ibland uppmätning av mottagarens totala brumspänning och olika frekvensers brumspänning.

Högtalaren brukar vanligen uppmätas för sig, och därvid sker detta tillsammans med det slutrör för vilket högtalaren är anpassad. På slutrörets galler tillförs växelspänningar med konstant styrka och med en frekvens, som kan varieras från ca 20 till 20 000 Hz. Högtalaren anbringas i ett rum med mycket stor dämpning eller helst ute i fria luften, där inga reflexioner av ljudvågorna kan störa mätningen. Medelst en speciellt för ändamålet gjord mikrofon med rakast möjliga frekvenskurva upptas ljudet på vissa avstånd och i varierande riktningar. Frekvenskurvor uppritas. Numera finns självregistrerande mätapparater med vilka mätningen går ganska lätt att utföra. För att mindre resonanser i högtalare och eventuellt

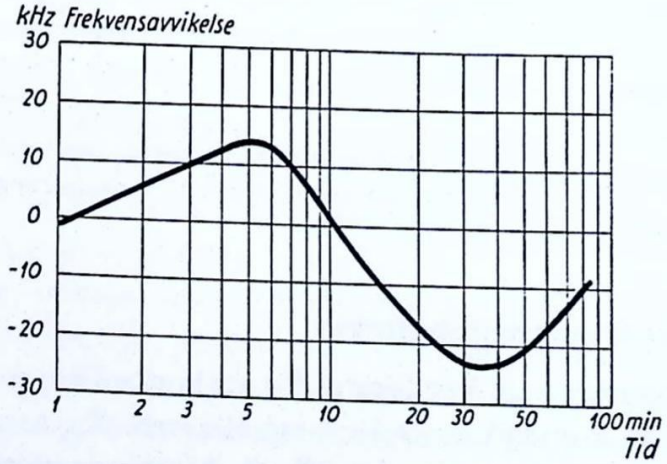


Bild 17. Frekvensglidning på FM-mottagare till följd av uppvärmning.

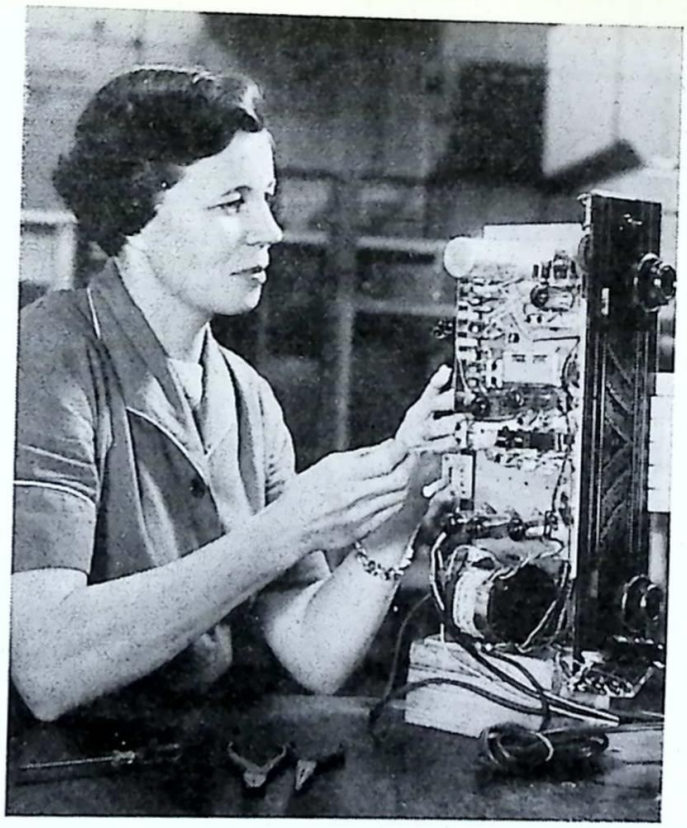


Bild 18. Trimning av en mottagares mellanfrekvenskretsar.

ofullständig dämpning i mätrummet skall få mindre inverkan brukar den tillförda frekvensen få vibrera exempelvis ± 50 Hz runt det variabla värdet, och man får då en frekvenskurva som är jämnare och mera motsvarar örats uppfattning.

TRIMNING AV MOTTAGARE

Med trimning av mottagare brukar man vanligen mena en justering av de i mottagaren ingående avstämda kretsarna så, att bästa känslighet och selektivitet erhålles. I andra hand kan här även ingå mottagarens justering så, att en eventuell stations- eller frekvensskala blir riktig. I moderna fabriksgjorda radiomottagare hänger dess båda justeringar intimt samman.

För att två eller flera avstämda kretsar skall "följas åt" vid varia-



Bild 19. Justering av mottagarens avstämda kretsar utföres med hjälp av oscillografen i övre högra hörnet.

tion av t.ex. kondensatorerna, fordras att kretsarna har lika stora induktanser, lika nollkapacitans (se sid. 4:8) samt lika varierande kapacitans. Detta har vi i någon mån behandlat tidigare i brev 9, sid. 19–24. Vid fabrikation av mottagare justeras induktanserna i spolarna till lika värden och likaså justeras "gangkondensatorerna", så att de följs åt väl. Allt detta sker innan delarna är sammansatta. Stationsskalans justering och inställningen av nollkapacitansen med trimmerkondensatorerna sker sedan vid mottagarens provning i fabriken. Därvid brukar även en uppmätning av känsligheten och ofta även selektiviteten ske.

För fabrikationsmässig trimning av mottagare fordras en god utrustning med hjälpmedel. Det är inte möjligt att varje mottagare kan uppmätas så fullständigt, som angivits i föregående kapitel. Man får i stället se till att alla mottagare görs så lika som möjligt med en eller flera väl genommätta modeller. Kontroll och inställning av kretsarna får göras vid ett par punkter på varje frekvensområde och genom en noggrann fabrikation är det på detta sätt möjligt att få en fullgod produkt. Provningsutrustningen i en välutrustad radiofabrik innehåller i första hand ett antal med konstant ton modulerade sändare, som levererar högfrekvens med viss känd

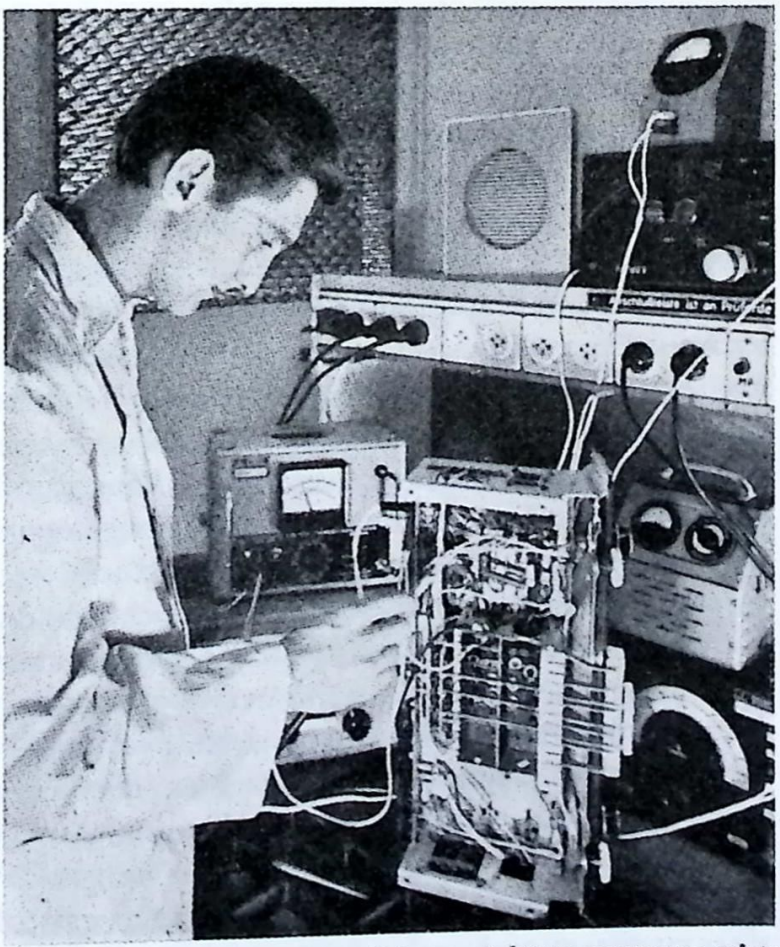


Bild 20. Mätning av känsligheten på bättre mottagare måste ibland utföras i helt skärmade rum, s.k. mätburar, för att elimenera inverkan från störningar (Siemens).

styrka till varje provplats. Alla sändare har möjligast konstanta frekvens (kristallstyrning) och ävenså är frekvensen exakt känd och i de flesta fall inprickad på stationsskalan på en plats, där det undgår allmänhetens uppmärksamhet. Vid exempelvis mellanvågsområdet behövs minst en inställningsfrekvens omkring 600 kHz, en vid ca 1 000 kHz och en ungefär vid 1 500 kHz (trimpunkterna). Stundom brukar frekvenserna läggas vid var 100: de eller 200: de kHz.

Vid varje provplats finns en spänningsdelare, liknande den som finnes på en signalgenerator, så att mottagaren kan tillföras en lämplig, känd högfrekvensspänning via en konstgjord antenn av standardtyp. I utrustningen ingår även ett instrument för registrering av utgångseffekten. När mottagaren är färdigtrimmad, kan man alltså få ett mått på känsligheten hos mottagaren på åtminstone ett par punkter på varje frekvensområde. I provningsutrustningen ingår givetvis även instrument för kontroll av spänningar och strömmar i mottagarens olika kretsar.

När det gäller mottagare med bandfilter t.ex. i mellanfrekvensen, räcker det inte med en enkel känslighetskontroll, utan även selektiviteten måste kontrolleras och även inställas vid trimningen. Detta kan ske medelst en katodstråleoscillograf. Här kan mottagarens resonanskurva direkt göras synlig, och man behöver inte göra den vanliga tidsödande uppmätningen med signalgenerator. Det är speciellt när det gäller avstämning av mellanfrekvensens bandfilter, som denna metod med katodstråleoscillograf kommit till användning. Som signalgenerator användes därvid lämpligen en s.k. svepgenerator som gång på gång genomlöper det aktuella frekvensområdet, varvid MF-kurvan tecknas som en stillastående bild på oscillografskärmen. Den önskade idealkurvan kan vara intecknad på skärmen så att en eventuell avvikelse därifrån tydligt framgår. Om ett bandfilter med fastare än kritisk koppling skall avstämmas, måste en eller båda kretsarna dämpas med motstånd, om denna avstämning skall kunna ske med en enkel spänningsindikering. Att avstämma bandfilter med mer än två avstämda kretsar är en ganska svår sak, och för kontroll av att avstämningen blivit riktigt gjord är katodstråleröret ett nästan nödvändigt hjälpmedel när det gäller fabrikation.

Fabrikation av radiomottagare har med tiden övergått från att vara ett hantverk till att bli en typisk massfabrikation. Mottagarens

konstruktion har småningom ändrats med hänsyn därtill och numera sker vid de större fabrikerna inte bara monteringen utan även trimning och provning på löpande band. Produktionen blir därvid mycket stor och de producerade apparaterna blir mycket likvärdiga i kvalitet, såväl mekaniskt som elektriskt.

En radiomottagare är inte en evighetsmaskin, och det är helt naturligt att den behöver repareras likaväl som en bil. Om inte annat behöver rören någon gång bytas, ty deras livslängd är begränsad till 3 000 à 8 000 timmar. Till översyn eller reparation av en mottagare hör även kontroll och eventuellt justering av trimningen. De äldre mottagarna med två eller tre kretsar kunde kanske justeras ganska väl med hjälp av rundradiostationerna och någon vidlyftig instrumentutrustning behövdes inte. De moderna superheterodynerna med sitt stora antal avstämda kretsar går inte lika lätt att behärska för reparatören, om han inte har tillgång till erforderliga hjälpmedel. Dessutom fordras givetvis en ganska stor kännedom om olika mottagares funktion samt en viss erfarenhet.

Förutom erforderliga instrument för uppmätning av spänningar och strömmar i mottagaren behöver en reparatör numera en signalgenerator av något slag. Denna behöver dock inte vara utrustad med alla de finesser som ett laboratorieinstrument har. Det räcker sålunda för de flesta fall med en modulerad oscillator av enklaste slag, försedd med variabel utgångsspänning, vilken inte nödvändigt måste vara graderad i μV. Vidare fordras ett instrument för indikering av växelspänningen över högtalaren samt en konstgjord antenn, som i enklaste fall kan bestå av en kondensator på 100–200 pF. Små enkla signalgeneratorer för serviceändamål finns numera i handeln till relativt låga priser.

De allt mer komplicerade mottagarna har gjort det svårare för reparatören att med enkla medel behärska alla förekommande fel. Från Amerika har framkommit en idé att göra ett instrument som i sig innehåller en stor radiomottagares alla delar med på något sätt kontrollerad funktion. För felsökning användes sedan instrumentet på det sättet, att man i tur och ordning låter denna signalanalysator, som intrumentet även kallas, överta mottagarens funktioner, tills man slutligen hittar den funktion som är behäftad med fel.

Vid trimning av en radiomottagare går man tillväga så, att signal-

generatorn ställes in på en viss våglängd på vilken även mottagaren om möjligt ställes in. När man fått in tonen i mottagaren sker inställningen av kretsarna först grovt med relativt stor högfrekvensspänning och sedan noggrannare med liten spänning från signalgeneratorn. Maximum ljudstyrka kan först avlyssnas men avläses sedan betydligt skarpare på instrumentet över högtalaren. Hur man skall gå tillväga i detalj vid olika mottagaretyper får det goda omdömet och erfarenheten avgöra. Några synpunkter bör dock framhållas.

Nollkapacitansen inställes alltid med vridkondensatorn 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 de olika kondensatorerna i gangkondensatorn stämmer väl. Är induktansen riktig, vilket i allmänhet torde vara fallet vid fabriksgjorda apparater, kan vridkondensatorn justeras när man går över skalan, efter att ha ställt in nollkapacitansen i nedre änden av våglängdsområdet.

När det gäller att justera en stationsskala bör man ställa in rätt på kortaste våg medelst nollkapacitansen. I övre änden av våglängdsområdet justeras med skalans index eller genom förskjutning av skalan. Proceduren får upprepas en eller två gånger. Kontroll tages även på mitten av våglängdsområdet.

Superheterodynerna erbjuder nog de största svårigheterna vid trimningen. Det bör observeras, att det är oscillatorns krets, som i första hand bestämmer mottagarens frekvens. Alltså är det denna krets, som först bör justeras, när det gäller att få en stationskala att stämma. De övriga variabla kretsarna skall sedan endast "följa med" riktigt. Vid trimning av en superheterodyn göres mellanfrekvensen klar först, varvid man går in med denna frekvens från signalgeneratorn direkt på blandarrörets galler, under det oscillatorn är bragt ur funktion. Vid en senare justering av oscillatorns krets observeras att paddingkondensatorn ställes in vid högsta våglängd på området och nollkapacitansen fortfarande vid lägsta våglängd. I vissa mottagare består paddingkondensatorn av en fast inställd kondensator, och då får i värsta fall kretsens induktans förskjutas något.

I allmänhet bör man akta sig för att röra de delar i en fabriks-

gjord mottagare, som inte är avsedda att röras. Det brukar räcka med justering av de detaljer, som är avsedda att ändras vid trimningen, vanligen ett antal trimmerkondensatorer och skalans index.

SVARSUPPGIFTER. Brev 17

Svaren skrivs i *svarshäftet*, som sändes för granskning till *Brevskolan, Stockholm 15.*

1. Ange i stora drag den principiella skillnaden i konstruktion på en äldre lokalmottagare och en distansmottagare.

2. Vad är korsmodulation och varför kan denna undertryckas i en superheterodyn genom att förselektionen förbättras?

3. Hur kan känsligheten och selektiviteten hos en radiomottagare anges?

4. Beskriv hur en standard signalgenerator kan vara konstruerad och ge exempel på några mätningar, som kan utföras med tillhjälp av en sådan på en radiomottagare.

5. Vilka fordringar bör ställas på kretsarna i en flerkretsmottagare?

6. Ange några synpunkter på tillvägagångssättet vid trimning av radiomottagare, speciellt superheterodyner.

7. Om känslighetstalet för en mottagare anges till —90 dB, hur stor är då känsligheten i μV räknat? Vad menas med att spegelfrekvensdämpningen är bättre än 60 dB?

TR.AB BJÖRKMANS EFTR

SÄNDARE

Vi har tidigare i brev 7 gått igenom, hur elektronröret användes som svängningsalstrare i olika kopplingar samt hur modulationen sker. Med utgångspunkt från detta samt från övriga grundläggande kopplingar, som vi i det föregående kommit i beröring med, skall vi nu något gå in på konstruktionen av sändare. Liksom fallet var vid radiomottagare, måste vi här nöja oss med några få exempel på hur olika sändare kan anordnas. De äldre typerna såsom gnistsändare, ljusbågssändare och sändare med högfrekvensmaskiner bortser vi helt ifrån.

En sändaranläggning består vanligen av följande huvuddelar: kraftaggregatet, själva sändaren och antennanläggningen. Vid telefonistationer tillkommer även en modulatordel med tillhörande lågfrekvensförstärkare och dessa delars utrustning för kraftförsörjningen. Såväl sändaren som de övriga detaljerna kan variera mycket till sin koppling och konstruktion.

Bild 1 visar principschemat för en äldre rörsändaranläggning på en kuststation. Själva sändaren drives helt och hållet från en 500 Hz växelströmsgenerator, som via transformatorer med tillhörande regleringar matar dels likriktarrörens och sändarrörets glödtrådar och dels likriktarens högspänning. Den likriktade anodspänningen kan även tillföras sändaren ofiltrerad, varigenom den utsända vågen blir modulerad. Denna 1 000 Hz ton (likriktningen är dubbelsidig)

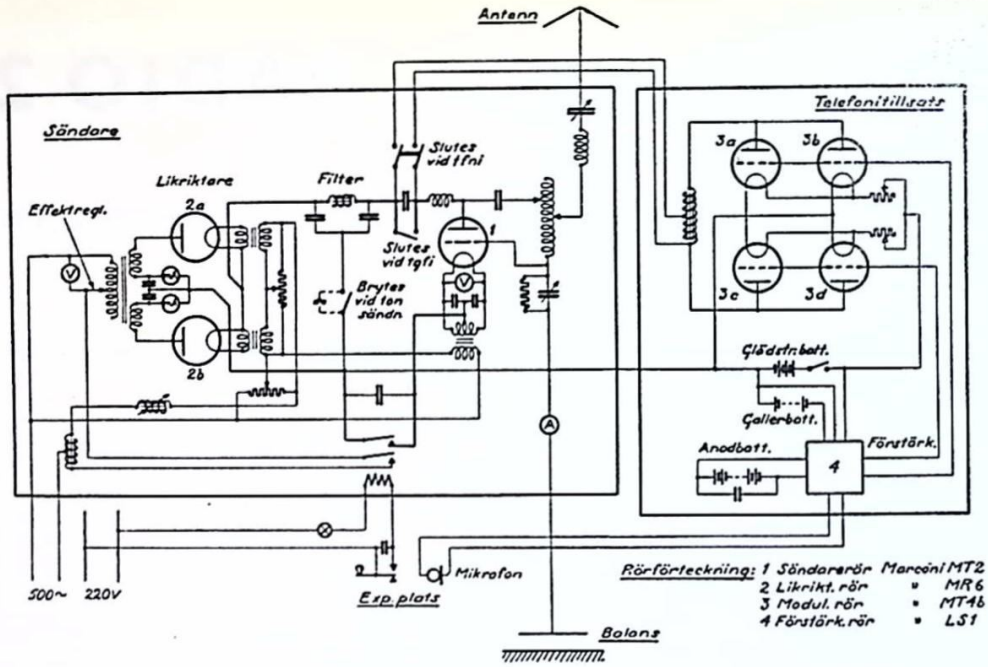


Bild 1. Principschema över äldre 1 kW rörsändare för kuststation (Göteborgs och Vaxholms Radio).

kan vid telegrafi vara av betydelse för att underlätta mottagningen av signalerna, och den måste finnas, om mottagning med kristalldetektor skall vara möjlig. Själva sändaren har en koppling, som närmast överensstämmer med kopplingen i bild 3 b, brev 7. I antennen synes förlängningsspolen och en kondensator för antennens avstämning. Sändaren var avsedd för att huvudsakligen arbeta på våglängder mellan 450 och 1 000 m. Genom att en särskild modulatorstillsats tillfogas, är sändaren även användbar för telefoni. Modulatorrören är fyra, kopplade i parallell och push-pull. Anodspänningskällan är densamma som sändarrörets, men glödströmmen tas från ett särskilt batteri. Mellan mikrofonen och modulatorn, som arbetar med anodmodulation, finns en särskild mikrofonförstärkare.

Så gott som alla rundradiostationer har numera s.k. styrsändare dvs. högfrekvenssvängningarna alstras i en speciell styrgenerator med relativt låg effekt, varefter följer en effektförstärkare. Härigenom kan våglängden hållas stabil oberoende av antennens avstämning. Vanligen sker under effektförstärkningen samtidigt

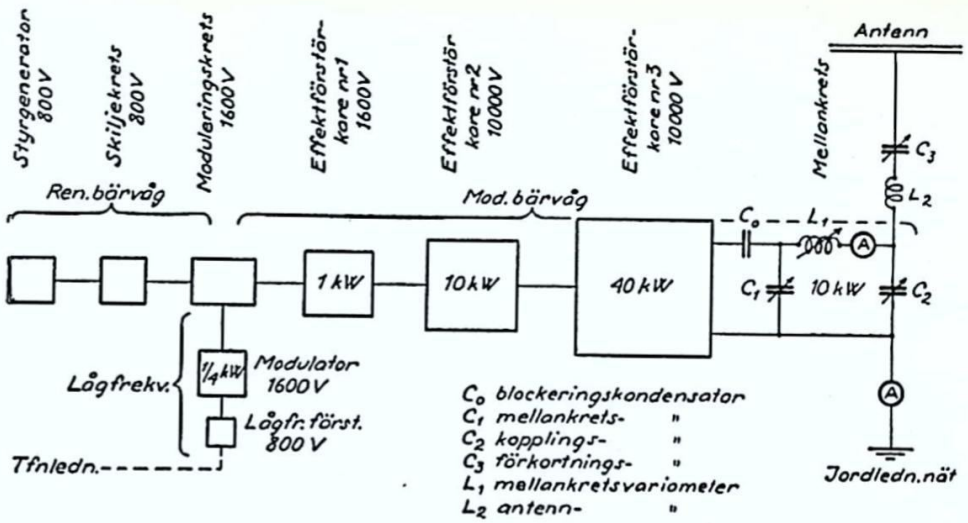


Bild 2. Blockschema över 10 kW rundradiosändare med lågeffektmodulation.

en frekvensfördubbling. Styroscillatorn arbetar sålunda på halva den frekvens (dubbla den våglängd), som själva stationen utsänder. Detta användes för att förhindra skadlig återverkan från effektstegen till styrgeneratorn. Ofta användes mer än en frekvensfördubbling. Vid större rundradiostationer kan modulationen antingen ske vid låg effekt eller vid hög effekt. Bild 2 visar ett blockschema för den principiella anordningen för en sändare, som tidigare varit i drift i Sundsvall. Här skedde modulationen vid låg effekt, varefter den modulerade högfrekvensen förstärktes i ett antal steg innan den med stor effekt fördes ut på antennsystemet. Effekten, som anges inom fyrkanterna, avser den i modulationstopparna erforderliga effekten, som steget måste uthärda vid en distorsionsfri modulationsgrad av 100 %. Mellanvågssändarna i Sundsvall och Göteborg är i likhet med de flesta moderna storsändare högeffektmodulerade, vilket innebär, att modulationen sker först i slutsteget. Vid såväl lågeffekt som högeffektmodulation åtgår vid samma stationseffekt ungefär samma totala effekt, emedan dels verkningsgraden vid lågeffektmodulation endast är ca hälften så stor som vid högeffektmodulation, dels högeffektmodulation kräver en modulatoreffekt, som vid stor modulationsgrad är av samma storleksordning som bärvågseffekten.

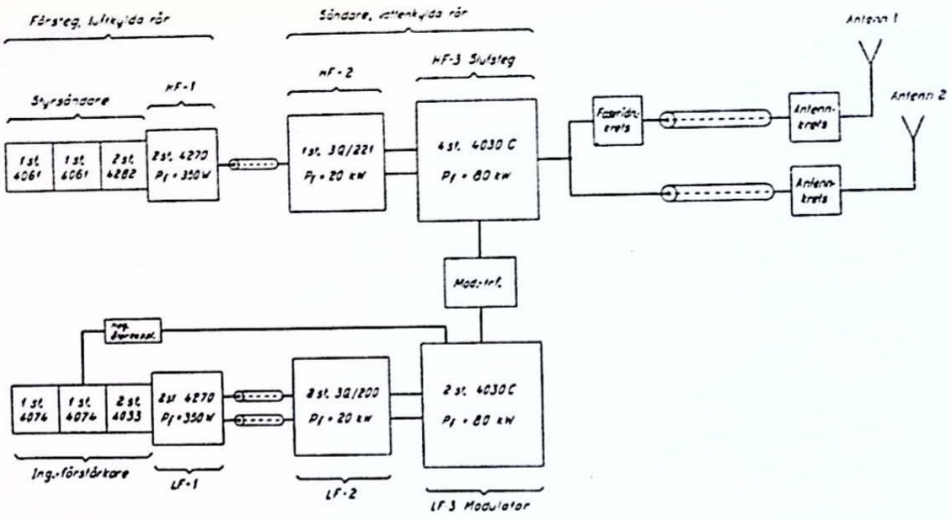


Bild 3. Blockschema för station med högeffektmodulation.

Bild 3 visar Göteborgs och Sundsvallssändarnas principiella uppbyggnad i form av ett blockschema. På högfrekvenssidan finns efter själva styrsändaren med kristalloscillator tre högfrekvenssteg, som betecknas HF-1, HF-2 och HF-3 slutsteg. På lågfrekvenssidan finns på samma sätt efter en ingångsförstärkare tre steg LF-1, LF-2 och LF-3 modulator. Motkoppling sker över hela lågfrekvenskedjan från modulatorn tillbaka till ingångsförstärkarens andra rör för att förbättra kvaliteten.

Den kristallstyrda styrsändaren (sid. 18: 12) är liksom de flesta

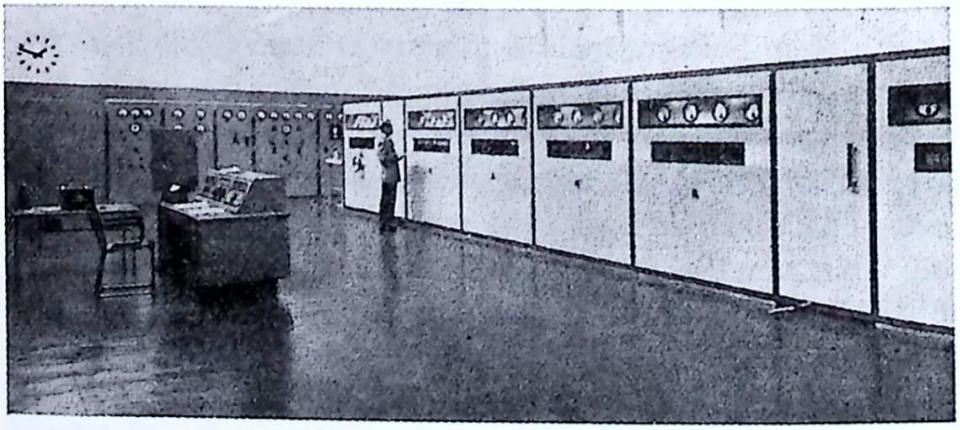


Bild 4. Interiör från sändarsalen i Göteborgs rundradiostation. Kontrollbordet syns till vänster, sändaren till höger. I bakgrunden instrumentering för krafttillförseln.

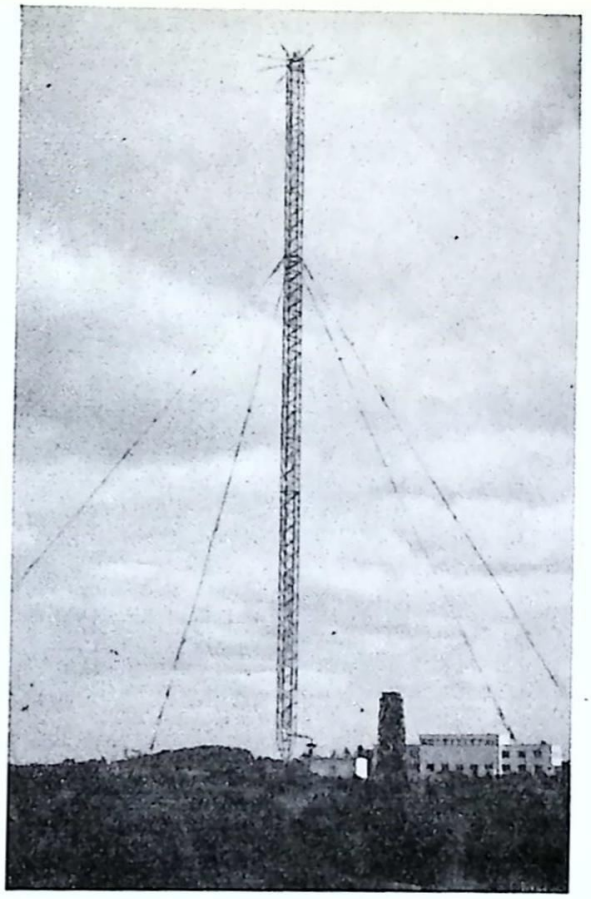


Bild 5. Hörby rundradiostation. T.v. om stationshuset synes kyltornet, där kylvattnet nedkyles. Vidare ser man antennmasten och antennhuset, som medelst en koncentrisk kabel är förbundna med sändaren.

av de övriga stegen försedd med dubblerad rörutrustning för att ett eventuellt driftavbrott på grund av rörfel ska bli så kort som möjligt. Frekvensstabiliteten är omkring $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ dvs. mindre än 1 Hz mätt under en period av 1 månad. Styrsändare och ingångsförstärkare är sammanbundna med den egentliga sändaren medelst koncentriska ledningar, koaxialkablar.

I sändarstegen HF-2 och HF-3 sker förstärkning av bärvågen till ca 80 kW och i motsvarande steg på lågfrekvenssidan sker en förstärkning likaledes till ca 80 kW. Båda slutstegen är mottaktkopplade, HF-3 i klass C och LF-3 i klass B, varigenom en hög verknings-

grad kunnat ernås. Den totala verkningsgraden för hela anläggningen är så hög som 42 %.

Från slutsteget föres energin via två s.k. koaxialkablar (sid. 18:22) till de båda antennmasterna, som vardera har en höjd av ungefär halva den utsända våglängden. Den ena matarledningen föregås av en fasvridningskrets, med vilken lämplig fasvinkel relativt den andra antennen kan ställas in. Därigenom kan antennanläggningens strålningsdiagram påverkas så att en mindre del av energin strålar ut åt det håll, där en på samma frekvens arbetande sändare ligger (i Göteborgs-fallet en sändare i Alger).

Mindre sändare drevs förr mestadels med ström från roterande omformare. Senare övergick man till likriktad växelström för anodströmmen, medan rörens glödström utgjordes av växelström åtminstone när det gällde telegrafisändare. För större rundradiostationer användes alltjämt vanligen likström även till de största vattenkylda rörens glödtrådar. I de fall växelström användes, måste glödtrådarna balanseras ut, så att inte störande brum inkommer. För likriktning av den högspända växelspänningen för rörens anodström användes tidigare stora vattenkylda högvakuumrör, men på senare tid har man allt mer gått över till kvicksilverlikriktare, vilkas verkningsgrad är betydligt bättre. Även de push-pullkopplade stegen i de större sändarstationerna bidrar till att öka hela stationens verkningsgrad, vilken inte saknar ekonomisk betydelse. Strömkostnaden är nämligen ganska stor vid en större rundradiostation. Sändaren på 150 kW i Motala förbrukar exempelvis en effekt av ca 800 kW totalt. Med en utnyttjningstid av ca 5 000 timmar och ett så lågt strömpris som 4 öre/kWh blir den årliga effektkostnaden i runt tal 160 000 kronor.

Kontroll av större sändare utföres ofta från ett centralt uppställt manöverbord, varifrån instrumentutslagen samt kontrollmottagaren övervakas. Vid en del stationer är samtliga stationsdetaljer fritt uppställda i sändarsalen och endast avskilda medelst ett räck. Vid vissa stationer användes ett annan monteringssätt, i det att de olika sändaredetaljerna innesluts i tillstängda skåp, mellan vilka fri passage är tillåten. Mindre sändare brukar centralmanövreras och kan automatiskt sättas igång eller stoppas, genom att man trycker på en enda knapp.

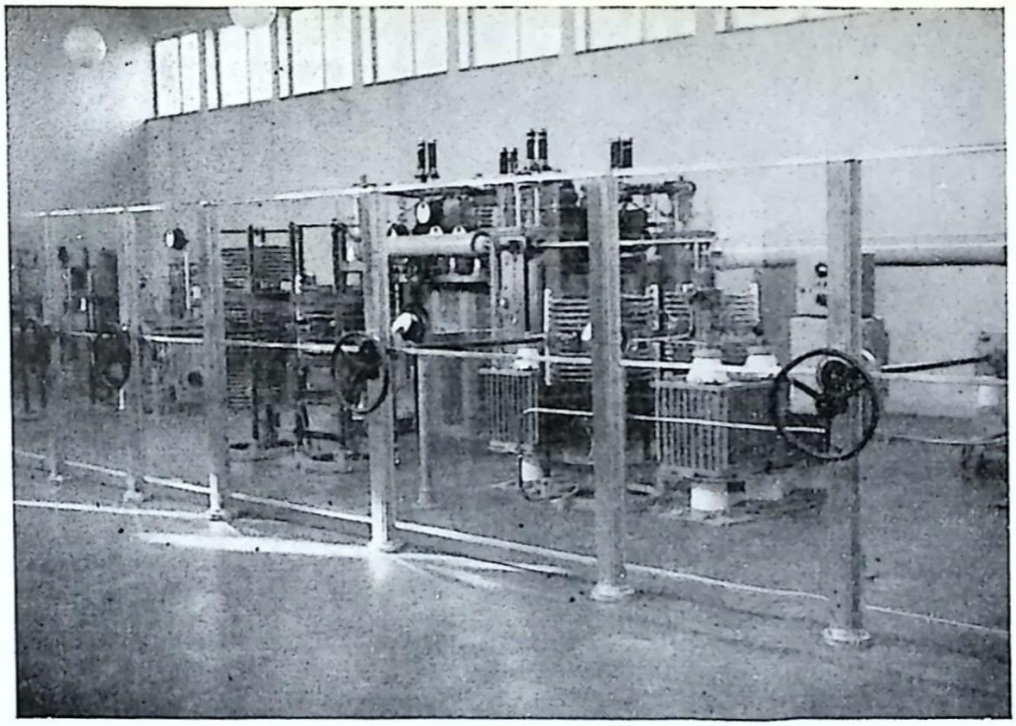


Bild 6. Sändarsalen i en rundradiostation, där högfrekvens- och lågfrekvensstegen är fritt uppställda bakom en glasvägg.

Antennanläggningen kan vid en sändarstation ha högst varierande konstruktion, och det skulle här föra alltför långt att gå in på detaljer. Det hänvisas till vad som tidigare sagts om antennavstämning. Vid långa våglängder ordnar man vanligen så, att antennen arbetar i närheten av sin egen våglängd eller en del därav, men möjligheter finns, att med konstgjorda medel avpassa antennens strömfördelning så, att önskad fördelning av strålningen erhålles, såsom vid de s.k. fadingfria antennerna. Speciellt vid kortvågssändare kan strålningen fås i en viss bestämd riktning, vilket i hög grad ökar räckvidden åt det önskade hållet. Ofta händer det, att själva sändaren är uppställd åtskilliga hundra meter från antennen, och högfrekvensen ledes då med en s.k. feeder[1] till antennsystemet. Denna feederledning består i sin enklaste form av två parallella trådar på 5 á 10 cm avstånd från varandra. Den kan som tidigare nämnts även utgöras av koaxialkabel, varvid strömmen genom den-

[1] Uttalas: fider (engelska: matare).

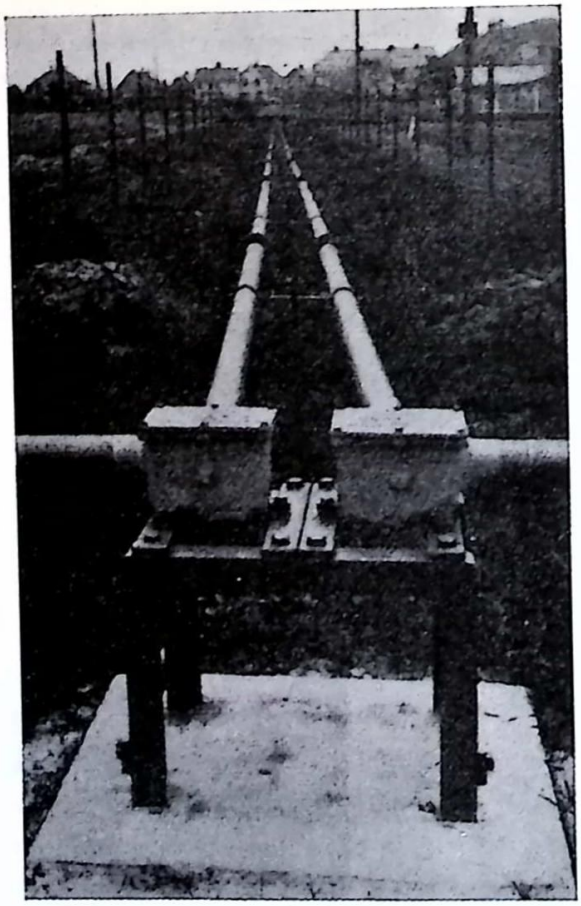


Bild 7. Feederledning (koncentriska rör) till kortvågsantenner vid Göteborgs Radio.

samma inte alls deltar i antennstrålningen. Det är viktigt att kopplingselementen i feederns början och slut är så valda, att anpassningen blir den rätta. Vid kortvågsstationer för kommersiell radiotrafik användes ofta ett antennsystem med flera samtidigt verkande antenner för att få vågorna riktade i form av ett knippe, och de olika antennerna matas då av feederledningar.

En mindre frekvensmodulerad UKV-sändare kan uppbyggas enligt blockschemat i bild 8. Sändarens bärvåg, som i detta fall är 92,0 MHz alstras genom frekvensmultiplikation 6 gånger (i steg 9) av frekvensen 15,333 MHz, som erhålles genom summation av två oscillatorfrekvenser vid blandning i steg 3. Den ena av dessa oscillatorer är kristallstyrd (steg 1) och lämnar en omodulerad sväng-

ning med frekvensen 12,583 MHz. Den andra oscillatorn (steg 2), som är självsvängande och moduleras över två motkopplade reaktansrör från lågfrekvensförstärkaren (steg 12), lämnar en frekvensmodulerad svängning med medelfrekvensen 2,75 MHz. Frekvensstabiliteten bestäms genom uppdelningen på två oscillatorer till allra största delen av den kristallstyrda oscillatorn. Dessutom tas en del av spänningen från steg 2 ut till en högvärdig diskriminator, vars avgivna likspänning, som alltså är proportionell mot frekvensavvikelsen, tillförs reaktansrörens galler, varvid oscillatorns frekvens återställes till värdet 2.75 MHz. 100 % modulation motsvarar ett sving i slutsteget av 75 kHz. Genom den 6-faldiga frekvensdubblingen har även svinget multiplicerats 6 gånger, så att 100 % modulation i steg 2 bara motsvarar ett sving på 12,5 kHz. Frekvensblandningen i steg 3 påverkar däremot inte svingets storlek.

Frekvenskontroll. Kristallstyrning

Bland de speciella problem, som förekommer vid sändare, är ett av de viktigaste, att frekvensen skall hållas konstant. De förhållanden, som inverkar på frekvensen hos en vanlig röroscillator, är i stort sett rörens arbetssätt, temperaturen, mekanisk vibration och inverkan av den yttre kopplingen.

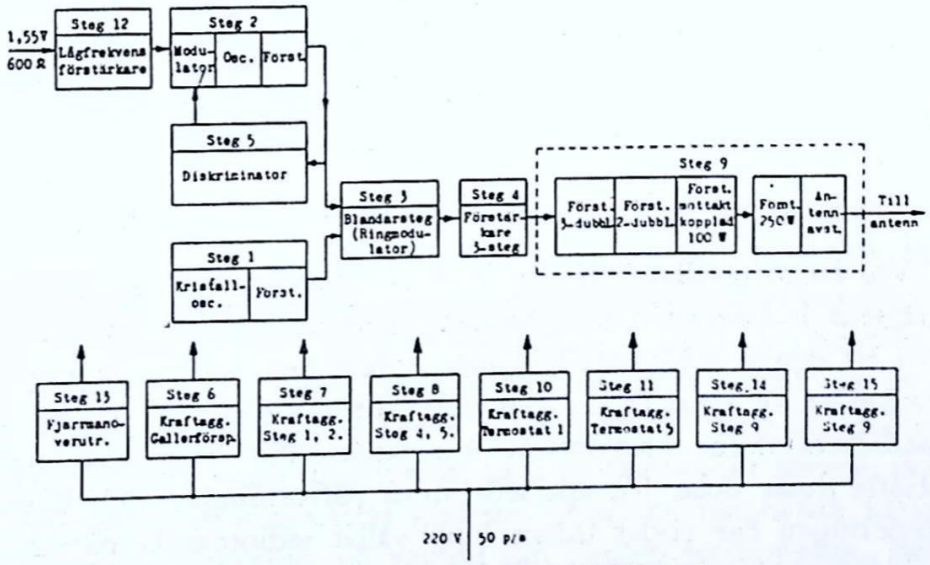


Bild 8. Blockschema för 250 W FM-sändare.

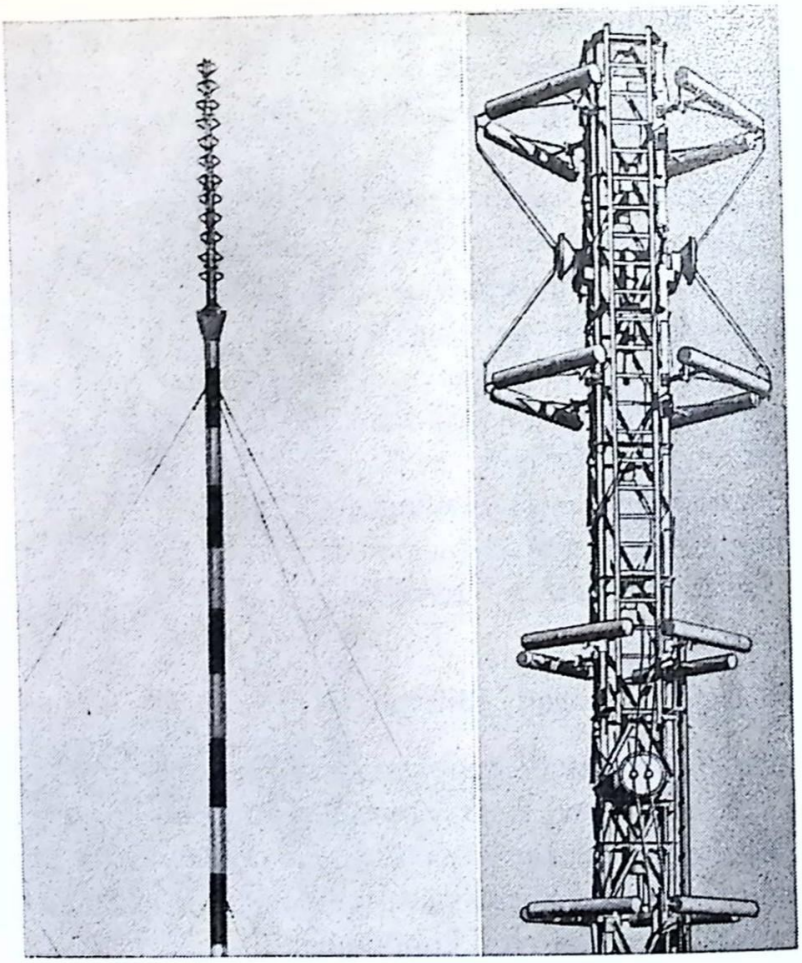


Bild 9. UKV-sändarantennen till Nacka-sändaren i Stockholm. Antennen utgöres av ett antal över varandra belägna vinkelställda s. k. helvågsdipoler enligt den högra bilden. Rörmasten tjänstgör tillsammans med en liknande i närheten placerad rörmast som sändarantenn för mellanvågssändaren.

Vid en röroscillator är det, som vi tidigare sett, den avstämda kretsens induktans och kapacitans, som bestämmer frekvensen. För att denna skall vara konstant, vilket t.ex. vid en rundradiostation är av synnerligen stor vikt, fordras först och främst att oscillatorkretsens element är konstanta. Vid höga spänningar utsätts dessa delar för speciellt stora påfrestningar, och dimensioneringen har under tidens lopp vållat radioteknikerna många bekymmer. Inte minst materialfrågan har varit svår att lösa. På

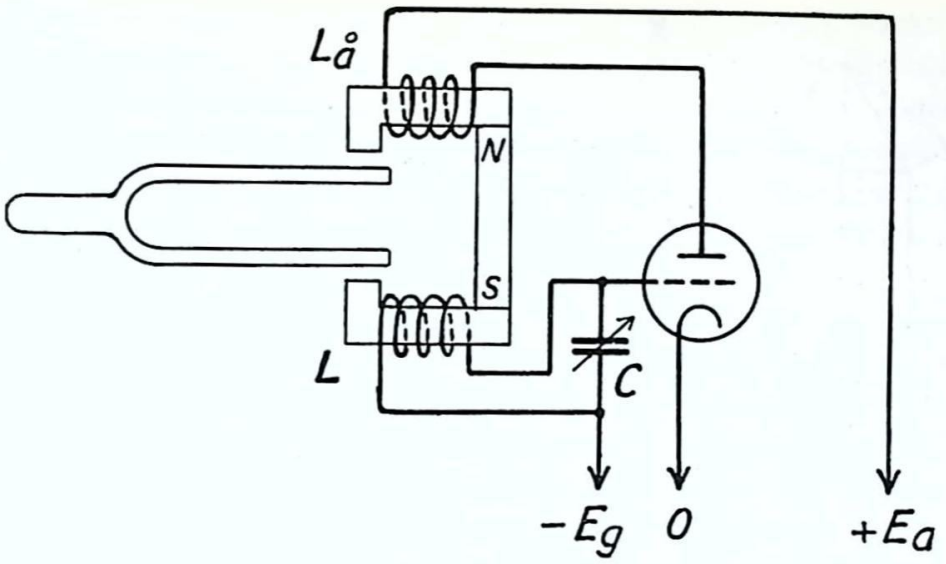


Bild 10. Stämgaffelgeneratorns princip.

senare tid har de keramiska materialen fått stor användning som högfrekvensisolation i såväl spolar som kondensatorer.

En oscillator innehållande en aldrig så konstant krets har i alla fall en viss benägenhet att variera i frekvens, i den mån de till röret tillförda spänningarna varierar. Variationen kan visserligen genom lämpligt valda arbetsförhållanden hos röret göras ganska liten, men en variation, som kan räknas i tiondels procent, är för stor för nutida fordringar. En modern sändare måste även vad frekvensen beträffar vara oberoende av hur mycket effekt, som tas ut ur densamma, och som ett led i denna strävan har vi den förut omtalade styrsändaren.

För att hålla en styrsändares frekvens konstant brukar man låta en mekanisk svängning styra oscillatorn på ett eller annat sätt. Sålunda kan en stämgaffel bringas att styra en elektrisk svängning. I bild 10 återfinnes ett förenklat principschema för en stämgaffelgenerator. Oscillatorkopplingen överensstämmer i stort sett med vad vi tidigare gått igenom i brev 7. Spolarna är i detta fall lindade på en järnkärna, som tillsammans med en permanent magnet och en stämgaffel av magnetiskt material bildar en magnetisk krets. Självsvängning inträder på vanligt sätt genom återkoppling, och frekvensen bestäms i första hand av den avstämda gallerkretsens

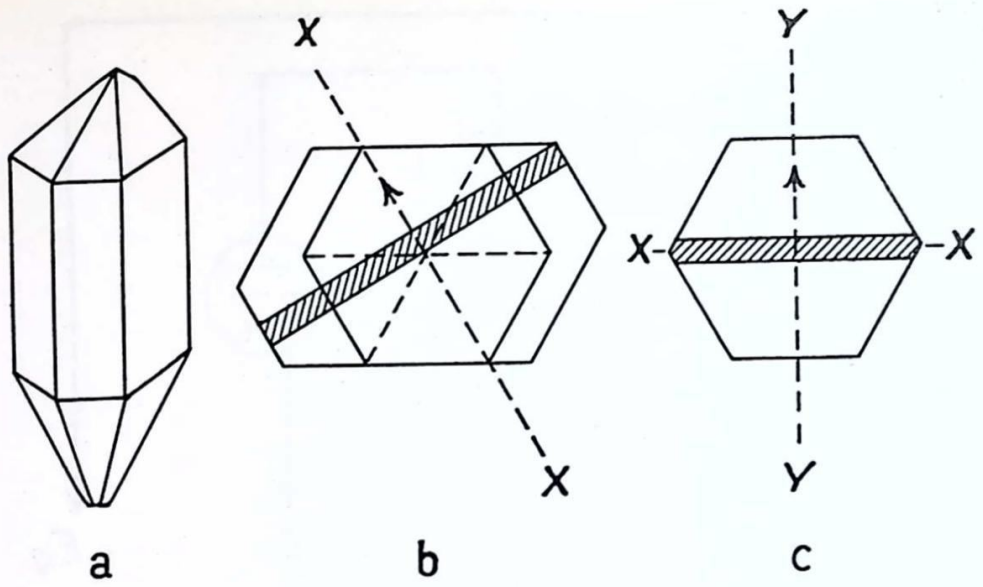


Bild 11. Styrkristaller av kvarts: a) oslipad kvartskristall, b) X-skuren kristall, c) Y-skuren kristall.

induktans och kapacitans. Om denna frekvens är densamma som stämgaffelns egen frekvens f_s, uppstår mekaniska svängningar i denna senare, vilka underhålls av oscillatorn. Smärre avvikelser i värdet på kondensatorn inverkar emellertid inte på resonansfrekvensen hos hela systemet, vars frekvens sålunda styres av stämgaffeln.

Man använder speciella legeringar med mycket liten temperaturkoefficient till stämgafflar för styrändamål. Till yttermera visso kan temperaturen sedan hållas konstant på några hundradels grader när med hjälp av en termostat, och därvid erhålles en mycket kontant frekvens. Stämgaffelgeneratorn användes ofta som frekvensnormal för lågfrekvens, och genom frekvensfördubbling i flera steg kan sedan en dylik generator även användas att styra frekvensen hos en rundradiostation.

Vanligare är dock att den *piezoelektriska effekten* användes för frekvensstyrning. En på lämpligt sätt skuren kristall av kvarts eller turmalin har egenskaper, som gör den lämplig för ändamålet. Kristallen har vid de flesta frekvenser karaktären av en mindre kapacitans, men vid just den frekvens, vars halva våglängd mekaniskt motsvarar kristallens tjocklek, inträffar mekanisk resonans i

skivan. Kristallen verkar då elektriskt som en ytterst selektiv svängningskrets, vars egenfrekvens blir bestämmande för hela systemets egenfrekvens. Vid högfrekvensspänningar på endast några tiotal volt över kristallen kan de mekaniska svängningarna bli ganska stora, och en kristall kan under vissa omständigheter kastas iväg flera meter, om hållaren ej är av lämplig konstruktion. Vid för höga spänningar kan kristallen splittras.

Kristallens egenfrekvens bestäms i första hand av skivans tjocklek, men den påverkas även av det använda materialet och av skivans orientering i förhållande till den ursprungliga kristallens optiska axlar. För en s.k. X-skuren kvartskristall uppges frekvensen till omkring 3 000 kHz per mm tjocklek, medan en Y-skuren kristall har ungefärliga frekvensen 2 000 kHz per mm. Det är mycket viktigt, att kristallens ytor är väl plana och parallellslipade. Som man ser kan kristallerna få en lämplig storlek, när de görs för att arbeta direkt på sändarens arbetsfrekvens. I kristallstyrda kortvågssändare blir frekvenstransformering dock nästan alltid nödvändig, då man av hållfasthetsskäl inte gärna vill slipa skivorna för tunna. Ett stegs frekvensfördubbling innebär också alltid en viss fördel ur avskärmningssynpunkt. Ett flertal mineral i kristall-

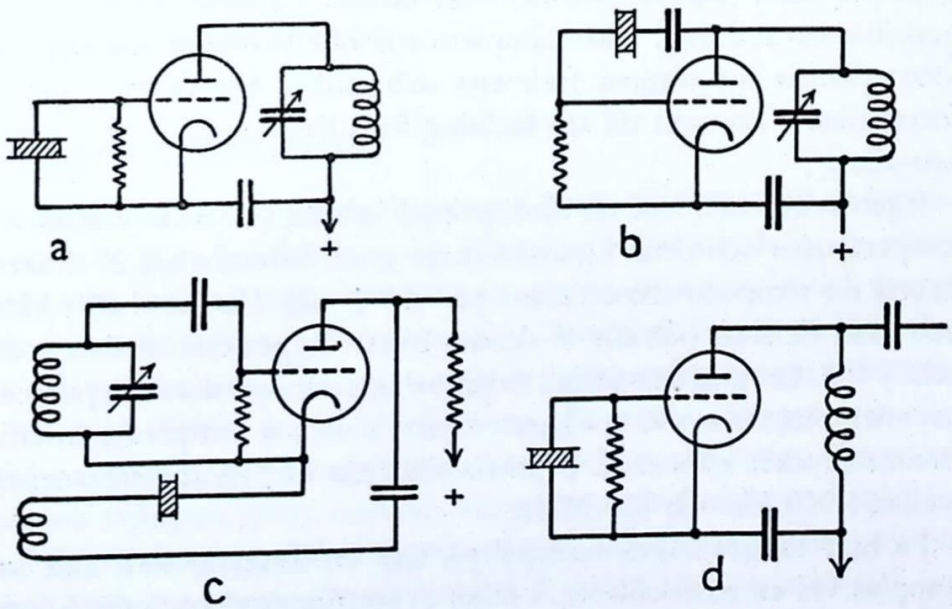


Bild 12. Exempel på olika sätt att inkoppla en kvartskristall vid en röroscillator.

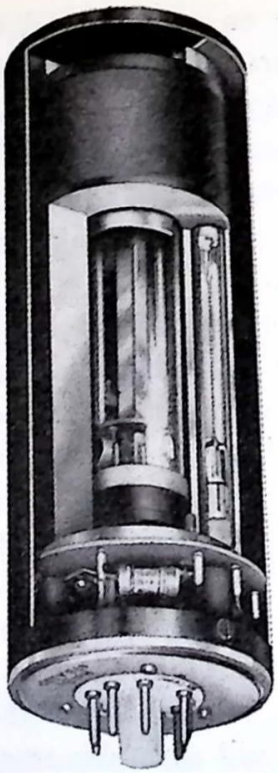


Bild 13. Styrkristall i sin hållare med termostatreglerad temperatur. Ugnen är uppskuren så att kristallen och termokontakten i mitten blivit synliga. I ugnens väggar är värmetrådar inlagda.

form uppvisar piezoelektriska egenskaper, användbara för frekvenskontroll, men utöver kvartsen har endast turmalin kommit till praktisk användning. Turmalinplattorna blir betydligt tjockare än kvartsplattor för samma frekvens och därför har detta material företrädesvis kommit till användning för tillverkning av kortvågskristaller.

Egenfrekvensen hos en färdigslipad kristall påverkas endast av temperaturen och detta i ganska ringa grad. Sålunda har X-skuren kvarts en temperaturkoefficient på −10 à −25 Hz per 1 000 kHz och grad Celsius, och för Y-skuren kvarts ligger den mellan +25 och +100. Genom en speciell orientering i det optiska axelsystemet har man fått fram s.k. A-skuren kvarts som har temperaturkoefficienter mycket nära noll. Styrkristaller har utförts för frekvenser mellan 1 000 Hz och 150 MHz.

På bild 12 ges några exempel på hur en kvartskristall kan inkopplas vid en röroscillator. I fallet a) återfinner vi i princip kopplingen med avstämt galler och avstämd anod. Denna koppling torde vara den vanligast förekommande. Anodkretsen kan ibland

utföras i form av en induktans och detta är fallet i bild 12d. Vid avstämning yttrar sig styrkristallens verkan på samma sätt som stämgaffelns i det föregående. Sålunda faller systemet lätt i svängning på kristallfrekvensen och övergår till en annan frekvens mycket motvilligt och först när svängningskretsen kommer med sin egenfrekvens ett gott stycke från kristallens.

En kvartskristall kan även användas för frekvensindikering. Den utföres då i form av en s.k. lyskristall, som består av en på vanligt sätt slipad kristallskiva med förhållandevis små dimensioner, innesluten i en glasballong, vilken blivit evakuerad i ungefär samma grad som en vanlig glimlampa. Endast den ena av elektroderna ligger emot kristallen, medan den andra är placerad några mm från kristallens yta. Om en spänning av resonansfrekvens anbringas mellan elektroderna, uppstår som hos styrkristallen kraftiga mekaniska vibrationer, vilka tillsammans med spänningen joniserar de närmast kristallen befintliga luftmolekylerna, så att ett svagt glimljus uppstår kring kristallen.

Kristallstyrning och frekvensindikering med kristall har som redan nämnts fått stor betydelse för sändartekniken, och sedan länge finnas knappast några rundradiostationer eller kortvågiga telegrafistationer, som inte är utrustade med kristallstyrning eller frekvensindikering med kristall.

Ultrasonora svängningar

Kvartskristallen har även kommit i bruk till annat än frekvenskontroll. Som framhållits i det föregående ger en elektrisk växelspänning mellan ett par kristallytor upphov till en mekanisk svängning hos kristallen. Denna egenskap har även funnit användning när det gäller att åstadkomma och överföra svängningar med frekvenser på 20 000 à 100 000 Hz dvs. *ultrasonora* svängningar eller sådana som ligger över det hörbara frekvensområdet. De ultrasonora svängningarna används för en mångfald olika ändamål. En hel del av dessa områden ligger ännu på experimentstadiet och här skall endast nämnas några exempel. I stället för kvartskristall användes stundom ett på lämpligt sätt magnetiserat nickelpaket för att överföra de elektriska svängningarna till mekaniska.

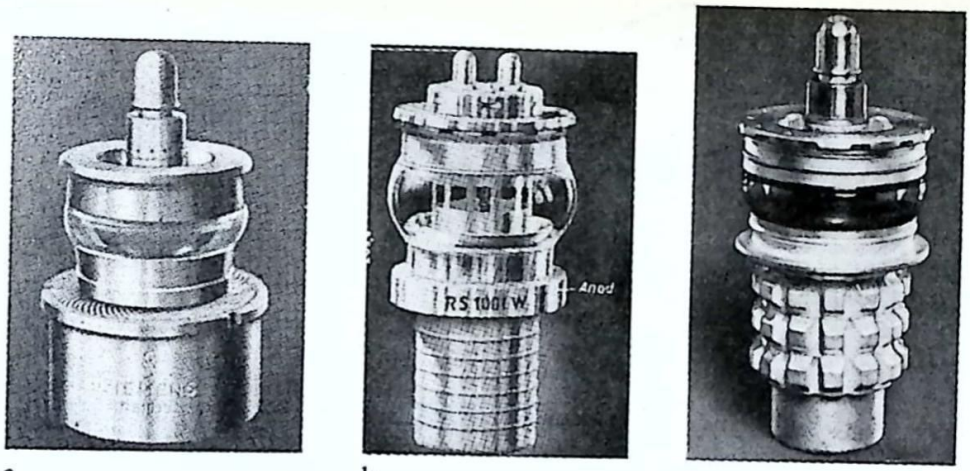
För att åstadkomma intima blandningar (emulsioner) mellan olika vätskor såsom olja och vatten, vilka normalt har svårt att blanda sig, användes de ultrasonora svängningarna. Den omtalade kvartskristallen eller nickelpaketet nedsänkes i vätskan och tillföres elektriska svängningar med hög frekvens. Inom livsmedelsindustrin finns en hel rad blandningsproblem som enkelt kan lösas med hjälp av ultraljud. Vidare kan bakteriedödande verkan uppnås med hjälp av ultraljudsvängningar och även större organismer kan hindras utföra sitt förstörelseverk. Det har t.ex. visat sig att man genom att försätta luften omkring en trädgård i ultrasonora svängningar effektivt hindrar skadeinsekter och fåglar från att komma in.

Det hittills mest kända området, där ultraljud användes, är för ekolodning. Man utsänder ett riktat strålknippe från fartyget mot botten och om detta sker medelst kortvariga impulser kan man efter en viss tid få impulserna tillbaka, reflekterade från sjöbotten. De reflekterade ultraljudimpulserna mottas likaledes av kvartskristaller eller nickelpaket och tiden mellan den utsända och den mottagna impulsen ger vägen genom vattnet som vågorna gått, dvs. havsdjupet eller avståndet till större föremål såsom isberg och dylikt.

SÄNDARE OCH MOTTAGARE FÖR ULTRAKORTA VÅGOR OCH MIKROVÅGOR

I det föregående har vi sysslat med sändning och mottagning av vågor med en längd knappast mindre än 10 m. Ju kortare våg vi har att arbeta med, desto större är svårigheterna vid såväl sändning som mottagning. Under 10 m våglängd är det inte endast vågornas utbredning som förändras, utan här måste speciella åtgärder vidtas, för att rören och kretsarna skall fungera på önskat sätt. Dessa åtgärder går vanligen ut på att minska kapacitanser och induktanser i ledningar och rör. Med balanskopplingar kan dessa olägenheter minskas. Vad rören beträffar utförs dessa med galler och anodledningarna direkt uttagna genom glashöljet. Svängningskretsarna ligger mycket nära intill rören, men kan i alla fall utformas på någorlunda vanligt sätt ett gott stycke under 10 m våglängd.

Större sändarrör måste kylas på konstgjord väg för att den utvecklade värmen inte skall höja rörets arbetstemperatur utöver det



a b c

Bild 14. Sändarrör för stora effekter i utförande för a) luftkylning b) vattenkylning c) ångkylning. Överst syns glödströmstillföringarna som vid *a* och *c* utförts med koncentriska elektroder, vid *b* med två bredvid varandra placerade anslutningar. Samtliga rör är trioder. Vid 100 MHz lämna rören a) 6,5 kW b) 11 kW och c) 20 kW uteffekt.

tillåtna. Anoden förses därför med kylflänsar genom vilka kylluft pressas med hjälp av en kraftigt dimensionerad fläkt. Andra typer av kylning utgör vattenkylning och ångkylning. Anoden är i båda fallen utformad med en kylmantel som i förra fallet omspolas av destillerat vatten vilket kyles i speciella kyltorn (bild 5). Vid ångkylning utnyttjas vattnets egenskap att förbruka stora mängder värme vid övergång från flytande form till vattenånga. Vattenångan återföres efter förångningen till flytande form i stora kondensoraggregat.

Med de vanliga kopplingarna, som används vid långa vågor, kan man inte gärna komma längre ned i våglängd än till 1 m eller strax därunder. För att få den för självsvängning nödvändiga fasskillnaden på 180° mellan anod- och gallerväxelspänningen lägger man svängningskretsens kondensator alldeles intill röret, om inte denna kapacitans i sin helhet utgöres av rörets egen. Ju kortare våglängden är, desto mer viktigt är det, att symmetri upprätthålles i avstämningsorgan och ledningar, vilka senare för dessa frekvenser har en betydande induktans.

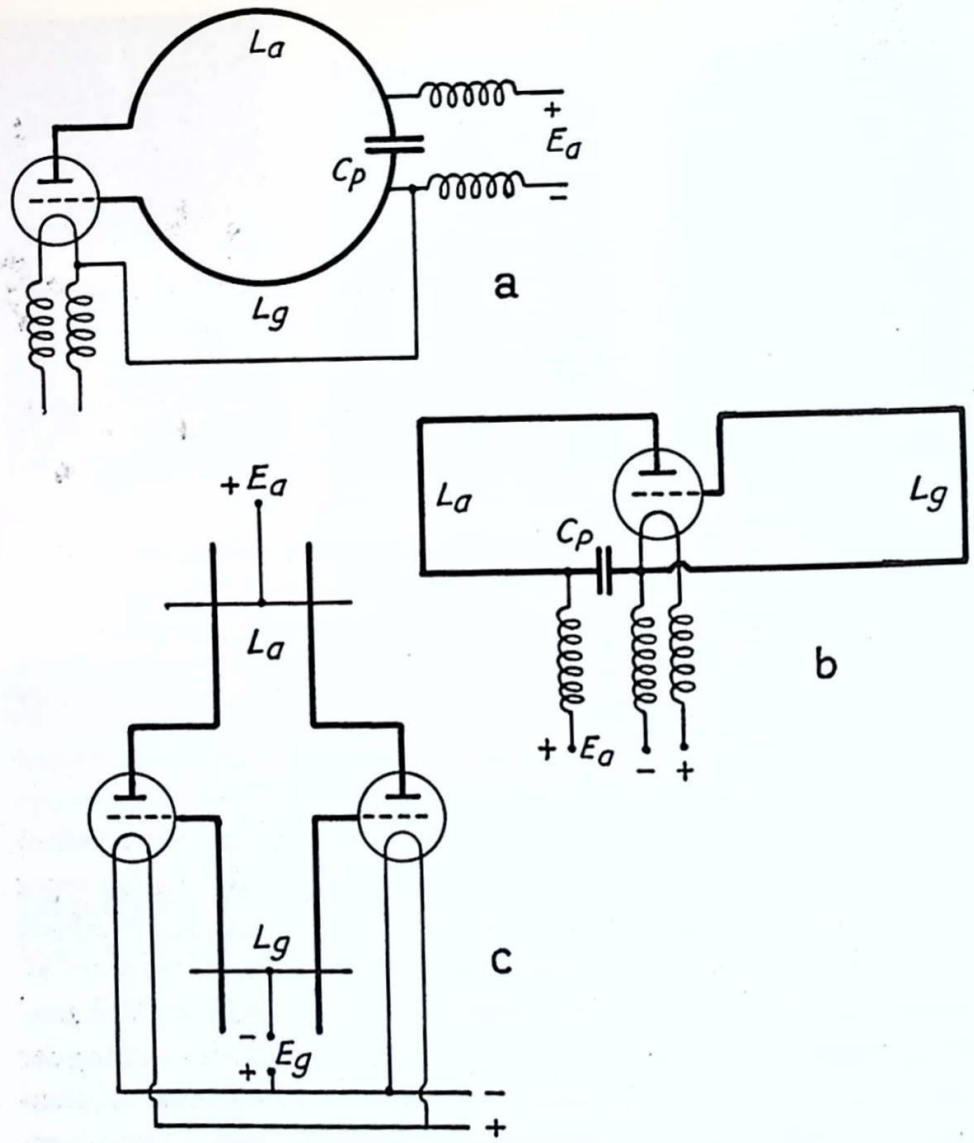
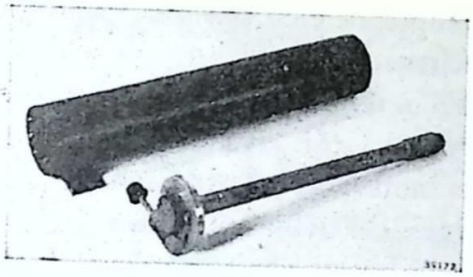
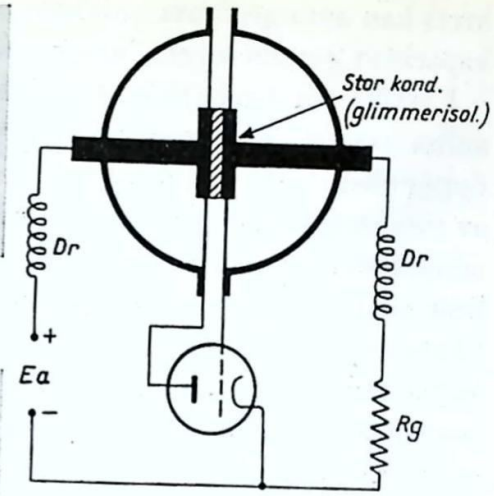


Bild 15. Oscillatorkopplingar för ultrakorta radiovågor.

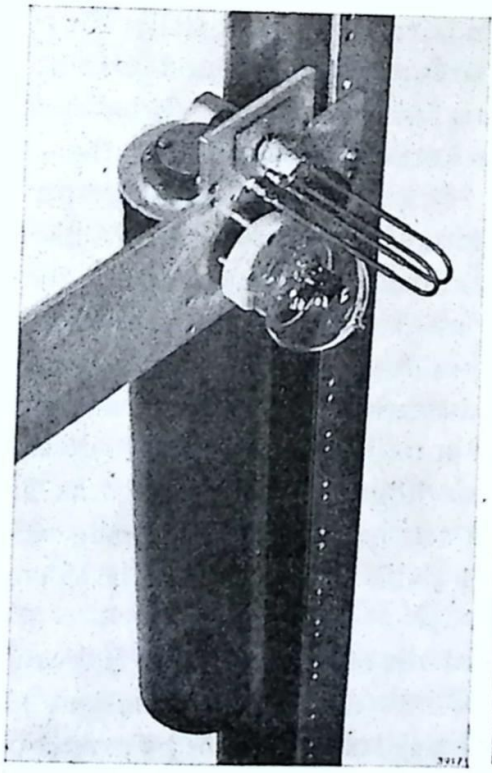
I bild 15a och b visas schematiskt hur sändare för ultrakorta eller ännu kortare vågor kan utföras. Svängningskretsen består av en trådning, en slinga av annan form eller av ett system parallella trådar (Lechertrådar), vilkas avstämning sker genom förskjutning av ett par byglar, eller av rör, som kan skjutas in i varandra. Ett exempel på detta senare återfinnes i bild 15c, där även kopplingen är utförd med tvenne push-pullkopplade rör. Galler- och anod-



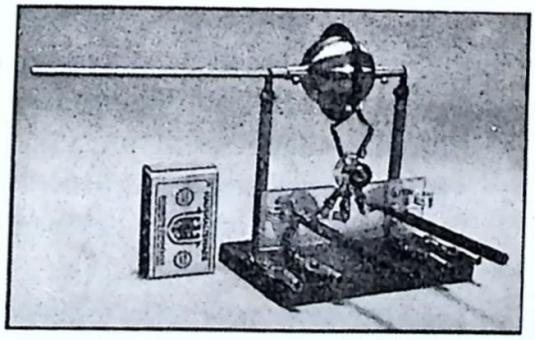
a



c



b



d

Bild 16. a) Öppet Lechersystem i koncentriskt utförande. Vid en kvarts våglängds längd utgör detta system en mycket god självinduktion. b) Systemet i a) hopsatt och använt som svänglinje för att hålla frekvensen konstant i en ultrakortvågsoscillator. Observera det speciella röret där elektroderna är dragna direkt ut genom glasbotten och omedelbart anslutna till kretsarna. c) Schematisk genomskärning av en sfärisk tankkrets. d) Oscillator med sfärisk tankkrets kopplad till ett miniatyrrör. Det hela arbetar på 75 cm våglängd.

krets kan antingen vara induktivt kopplade eller påverka varandra kapacitivt genom rörens inre kapacitanser.

I stället för Lechertrådar som svängningskretsar kan användas andra system, t.ex. tvenne koncentriska rör. Systemet kan vara öppet eller slutet. Ett öppet system motsvarar ett par Lechertrådar av viss längd utan kortslutningsbygel. En dylik öppen svänglinjes storlek blir i runt tal motsvarande en kvarts våglängd. En svänglinje med relativt kort längd motsvarar alltså en hel krets och innehåller i sig både kapacitansen och induktansen och den brukar även kallas tankkrets. Genom att använda en tankkrets i stället för en vanlig krets har man möjlighet att ansluta galler och anod hos röret eller rören i punkter, som har de rätta fasförhållandena i förhållande till varandra. En variation av denna korta svänglinje är den sfäriska tankkretsen, som i den form bild 16c schematiskt visar består av tvenne mot varandra vända halvklot. Axeln, på vilken de båda halvkloten vilar är på mitten isolerad med glimmer. I princip innebär detta att en stor kondensator inlänkats här. Anordningen har maximal ström på denna punkt. Anod- och gallerspänningar är anslutna över drosslar i punkter med relativt små högfrekvensspänningar och galler och anod är med korta ledningar förda till de två punkter på svängningskretsen, där högfrekvensspänningarna är störst och i fas motriktade. I stort sett har vi alltså en vanlig trepunktskoppling. Bild 16 d visar en dylik tankoscillator för 75 cm våglängd med sitt acornrör.

Även om det är möjligt att uppnå allt högre och högre frekvens genom att svängningskretsars och rörs dimensioner minskas, så ökar svårigheterna att få systemet att självsvänga, dels på grund av kretsernas allt mindre godhet (mindre impedans) och dels på grund av att tiden, som det tar för elektronerna att gå fram i röret, blir av samma storleksordning som högfrekvensens svängningstid. Enligt hittills vunna erfarenheter ligger gränsen nedåt för de vågor, som går att alstra med återkoppling på vanligt sätt vid omkring 0,5 m våglängd eller 600 MHz. Vid dessa frekvenser spelar den använda anodspänningen genom sin inverkan på elektronernas hastighet en avsevärd roll, och för varje anodspänning finns en viss våglängdsgräns, under vilken självsvängning på vanligt sätt inte kan

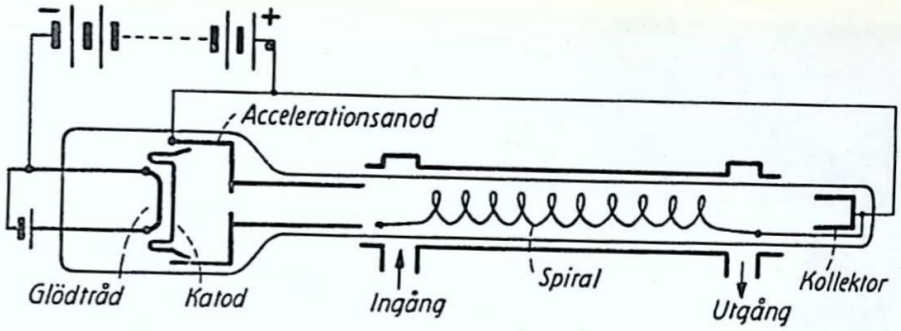


Bild 17. Vandringsvågrör.

uppväckas utan att de yttre kretsarnas konstanter helt förlorar sitt bestämmande av frekvensen.

För att komma ännu längre ned i våglängd måste rör av s.k. hastighetsmodulerad typ användas. Hit hör den på sid. 11:18 omnämnda *klystronen* med två hålrumsresonatorer, som kan användas såväl som förstärkare som oscillator för mikrovågor, samt reflexklystronen, vilken enbart är användbar som oscillatorrör. Den förra klystrontypen har den nackdelen, att hålrumsresonatorerna endast medger ett begränsat frekvensområde, varför bara relativt smala frekvensband kan förstärkas. Reflexklystroner däremot kan arbeta inom ett ganska brett frekvensområde (övre gränsfrekvens/undre gränsfrekvens =2/1) om som resonator användes en koaxialledare.

Ett annat förstärkarrör, som är användbart vid mycket höga frekvenser (upp till 30 000 MHz) är det s.k. *vandringsvågröret*. Detta rör utnyttjar inte några resonansfenomen och har därför mycket stor bandbredd (flera hundra MHz).

Röret består av en s.k. elektronkanon bestående av glödtråd, katod och en lämpligt anbringad anod, som ges en hög positiv spänning för att accelerera upp elektronerna från katoden; vidare en metallspiral och en kollektor (bild 17). Spiralen och kollektorn har höga positiva spänningar i förhållande till katoden. Elektronerna går från katoden, genom spiralen till kollektorn. Till spiralens ingångssida kopplas en vågledare (sid. 18:24), varigenom en signalspänning kan påtryckas spiralen. Denna signal fortplantar sig utefter tråden med nära ljushastigheten och följaktligen utefter spiralens längdaxel med en hastighet, som beror på spiralens stigning. Mellan två

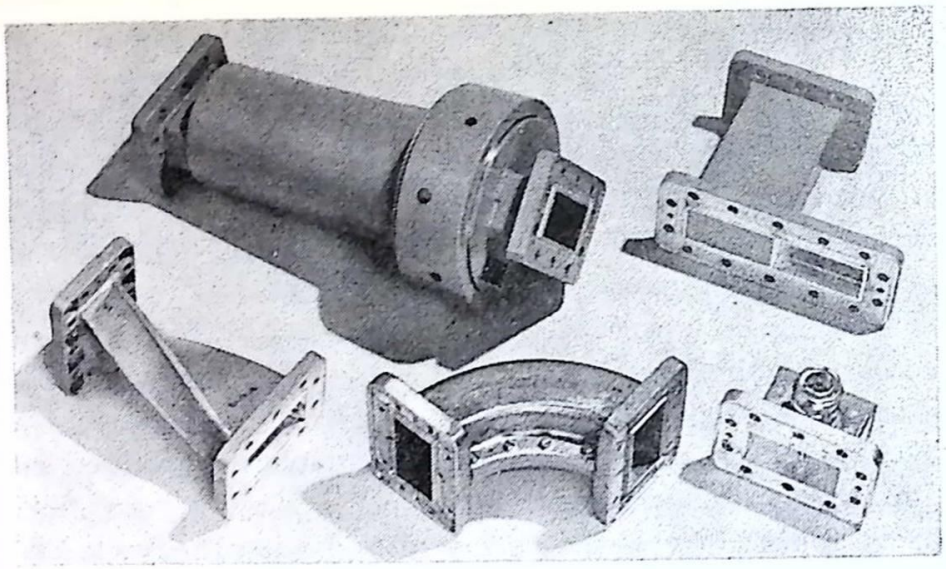


Bild 18. Vågledarkomponenter för frekvenser omkring 4000 MHz. Överst t.v. visas två vågledarelement som sammankopplats så att de är vridbara i förhållande till varandra. Nere till höger en övergång från koaxialbabel till vågledare.

närliggande trådvarv kommer då i ett visst ögonblick att finnas en spänning som kan bromsa de passerande elektronerna varvid energi avgives *från* elektronerna *till* vågen. Signalen får alltså under passagen från ingång till utgång ständigt tillskott av energi från elektronstrålen och under vissa betingelser erhålles en förstärkt signal vid spiralens utgångsände.

För att sammanbinda de ovan nämnda mikrovågsrören med antenner eller andra komponenter, måste ledare av koaxialtyp eller vågledartyp användas. *Koaxialledaren* består av två koncentriska kopparrör, som genom tunna stödbrickor eller massivt isolationsmaterial med små dielektriska förluster är noga centrerade i förhållande till varandra. Den förra typen med stödbrickor användes ofta vid sändare för stora effekter eller då kraven på små förluster är höga. För att hindra fukt att komma in i en dylik koaxialledning kan denna fyllas med torr luft av något högre tryck än den omgivande luftens och genom tryckmätare kan kabelns täthet ständigt hållas under uppsikt. Koaxialkablar med massiv isolation är den vanligaste typen, då dessa är lättare och billigare att tillverka och

tål böjningspåkänningar bättre. I gengäld är förlusterna vid höga frekvenser större. Ytterledaren utgöres här ofta av en flätad kopparstrumpa, för att medge största möjliga böjlighet. Koaxialkablar brukar normalt tillverkas med en impedans omkring 50 Ω eller 70 Ω. Impedansen beror av förhållandet mellan ytter- och innerledarnas diameter samt isolationens dielektricitetskonstant. 70 Ω motsvarar optimala diameterförhållandet för minsta möjliga dämpning medan 50 Ω medger en högre överförbar effekt. Vissa länder, t.ex. Tyskland, har antagit medelvärdet av dessa, alltså 60 Ω, som standard, medan USA företrädesvis gått in för 50 ohms-kablar. I Sverige har någon standardimpedans inte fastlagts, men till övervägande del användes 50 ohms-kablar. För överföring av pulser av kort varaktighet lämpar sig kablar med högre impedanser bäst – vanligt är 90–125 ohms impedans.

Vid frekvenser högre än 3 000 MHz används ofta s.k. *vågledare* för transport av den högfrekventa elektriska energien. Vågledaren består av ett rör med i allmänhet rektangulärt tvärsnitt och vars innerytor är av koppar eller silver för att nedbringa de elektriska förlusterna. Den elektriska energin fortplantar sig som en elektromagnetisk våg i vågledaren. Ledarens tvärsnittsdimensioner är emellertid avgörande för storleken av den största överförbara våglängden, medan å andra sidan alltför korta vågor vid ett givet tvärsnitt kan ge upphov till icke önskade utbredningstillstånd. Som regel bör tvätsnittets långsida vara något större än halva våglängden, vilket gör att vågledarna vid lägre frekvenser blir otympligt stora. Vågledarna, som f.ö. även kan ha cirkulärt tvärsnitt, kännetecknas av att dämpningen är lägre och effektöverföringskapaciteten högre än hos koaxialkablarna.

Till antenner för ultrakortvågs- och mikrovågsbanden används vanligen element av samma storleksordning som våglängden, s.k. helvågs- eller halvvågsdipoler. Flera sådana dipolelement kan sammansättas till en antenn, *yagiantenn,* med utpräglad riktningsverkan och används ofta vid UKV- och TV-mottagning, då fältstyrkan är för låg för att en enklare antenn ska kunna användas. De enskilda dipolelementens längder och avståndet mellan dem måste noga avstämmas för en viss önskad frekvens, då yagiantennen är föga bredbandig.

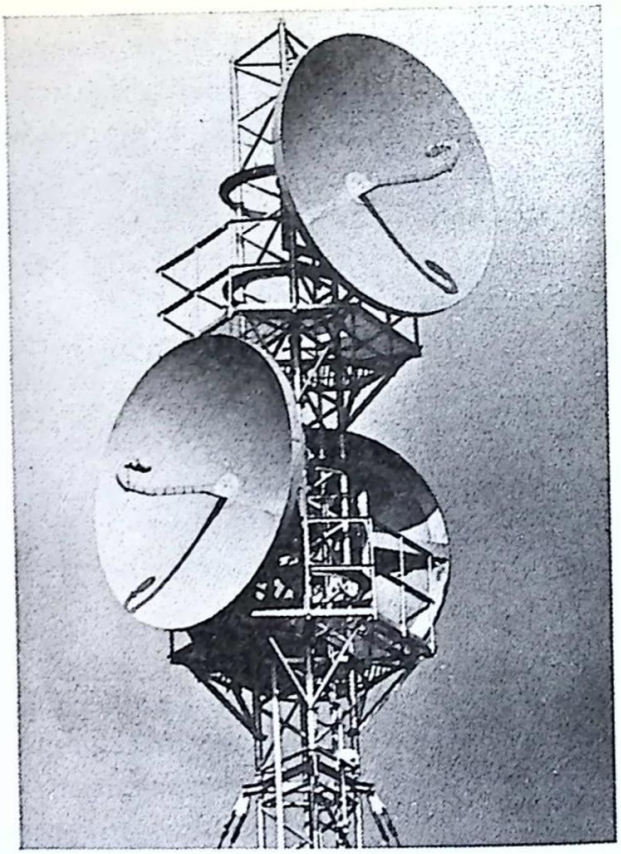


Bild 19. Parabolantenner ingående i TV-länkförbindelsen Stockholm–Göteborg. Genom vågledare matas dipolen, som placerats i parabolspegelns brännpunkt, varigenom högfrekvensenergin koncentreras till ett smalt parallellt knippe.

För mikrovågor är s.k. *parabolantenner* mycket vanliga i synnerhet då en utpräglad riktverkan önskas (bild 19). Detta kan vara fallet t.ex. vid radiolänkförbindelse för överföring av telefoni- eller televisionsprogram. Härvid är den utsända energin endast avsedd för mottagaren i nästföljande länkstation och därför eftersträvas att största möjliga del av den utstrålande energin riktas mot denna mottagares antenn. Den parabolformade metallspegeln matas av en liten dipol, som sitter i parabolens brännpunkt, varigenom det utgående strålknippet blir parallellt. Förhållandet mellan parabolens diameter och våglängden bestämmer i vilken grad strålknippet kan koncentreras. TV-länkarna i Sverige, som överför televisionsprogrammen exempelvis mellan Stockholm och Malmö arbetar på ungefär 4 000 MHz och har parabolantenner med 3 meter diameter. En sådan antenn har en strålbredd (lobbredd) av endast några få grader.

Liksom inom lågfrekvenstekniken gäller även för höga och ultra-

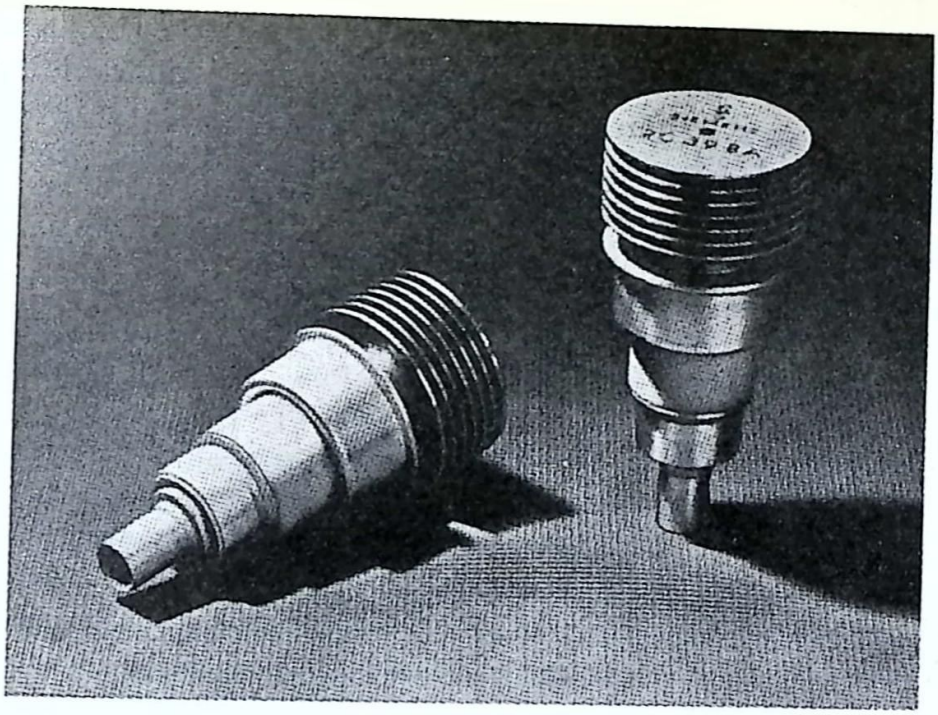


Bild 20. Trionder av typen fyrtornsrör. Röret har fått sin karaktäristiska form genom att elektroderna tagits ut koncentriskt direkt genom rörväggarna. Anoden är försedd med kylflänsar. Rörets väggar är i detta fallet gjorda i keramik, som bättre än glas motstår höga temperaturer.

höga frekvenser att god anpassning måste förefinnas mellan de ingående komponenterna. Vid missanpassning kommer en reflexion av den högfrekventa energin att ske, varigenom såväl en framåtriktad som en återgående våg i koaxialkabeln eller vågledaren uppstår. Dessa två vågor sammansätter sig så, att spänningsmaxima och spänningsminima bildas i vågledaren. Om vågledaren förses med en längsgående slits i ovansidan, kan spänningen i olika punkter utmed vågledaren "kännas av" medelst en *sond*, ett tunt stift som nedföres i slitsen och som via en kiseldiod är anslutet till en känslig galvanometer. Storleken av spänningsmaxima och -minima utgör ett mått på missanpassningen. Mätutrustningar enligt den beskrivna principen kallas *stående-våg-metrar* och kan användas till en mängd olika mätningar inom mikrovågstekniken.

Mottagning av ultrahöga frekvenser medför många besvärliga

problem. Svårigheterna att erhålla tillräckligt hög förstärkning utan att bruset blir alltför dominerande är synnerligen svårlöst. Gränsen sätts av det termiska bruset, som härrör från den slumpartade elektronrörelsen i kretsar och motstånd och naturligtvis även av det av elektronrören själva förorsakade bruset. Upp till ett par tusen MHz kan trioder av typen "fyrtornsrör" (engelska light-house-rör, namnet kommer av att utseendet påminner om ett fyrtorn, bild 20) användas i förstärkar- och oscillatorkopplingar. Som förstärkare kopplas röret i gallerjordad koppling, varvid gallret tjänstgör som skärm mellan ingångskrets och utgångskrets och gör förstärkningen stabilare. Vid högre frekvenser än de, som låter sig förstärkas i trioder, företas frekvensblandning omedelbart efter antennkretsen och känsligheten bestämmes därvid av mellanfrekvensförstärkaren och blandaren. Som blandare används, som nämnts tidigare kristaller av kisel, uppbyggda enligt bild 3a på sidan 8:5. En god blandare bör ha så små blandningsförluster som möjligt dvs. mellanfrekvenssignalen efter blandaren får inte vara påtagligt svagare än högfrekvenssignalen in på blandaren, och vidare bör blandaren ge minsta möjliga bidrag till bruset.

Efter blandningen förstärks signalen i 1:a mellanfrekvensförstärkaren och blir därefter ofta föremål för en ny frekvensblandning och ytterligare förstärkning i en 2:a mellanfrekvensförstärkare. Svårigheten uppstår naturligtvis vid ultrahöga frekvenser, att hålla lokaloscillatorerna tillräckligt frekvenskonstanta och ofta förses dessa med automatisk frekvensreglering. Härvid är *reflexklystronen* särskilt lämpligt som oscillatorrör, då den kan fås att ändra frekvens mycket lätt genom ändring av den negativa spänningen på reflektorn. Regleringsspänningen erhålles vanligen från en *frekvensdiskriminatorkrets* i mellanfrekvenssteget.

Superheterodynprincipen har tidigare använts för mottagning av ultrakorta vågor på det sättet, att en vanlig mottagare får tjänstgöra som mellanfrekvensförstärkare med variabel mellanfrekvens, medan oscillatorn, vilken arbetar på ultrakortvåg, utföres med fast frekvens och ofta piezoelektriskt styrd med kvartskristall.

För mottagning av korta vågor är även den förut omnämnda superregenerativa mottagaren användbar, dock inte gärna vid kortare våglängder än 1 m. Den i bild 21 visade mottagaranordningen

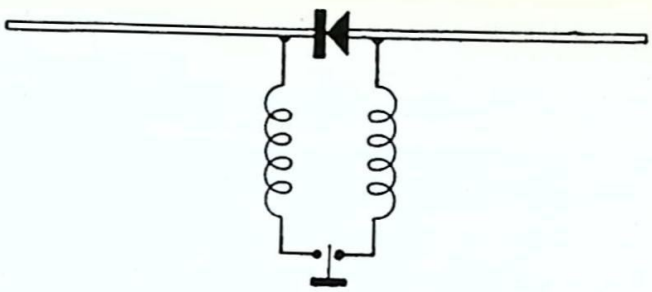


Bild 21. Mottagare för mikrovågor i dess enklaste form.

kan däremot användas över hela mikrovågbandet, men fordrar hög signalstyrka för att kunna fungera tillfredsställande. Den enkla anordningen består av en kristall, som ligger inkopplad på mitten av en dipol med längden en halv våglängd. Den likriktade spänningen till telefonen (eller en lågfrekvenstransformator för vidare förstärkning) tas ut över två drosslar.

Vid överföring på radiolänklinjer är det överförda frekvensbandet ofta mycket brett och kan utgöras av bildinnehållet till ett televisionsprogram eller ett stort antal telefonikanaler, som genom en speciell teknik överlagrats på varandra och därigenom upptar en bandbredd av åtskilliga MHz. Speciella rörtyper har måst konstrueras för att klara förstärkningen av dessa breda band. Den huvudsakliga förstärkningen sker ju i mellanfrekvensförstärkarna som

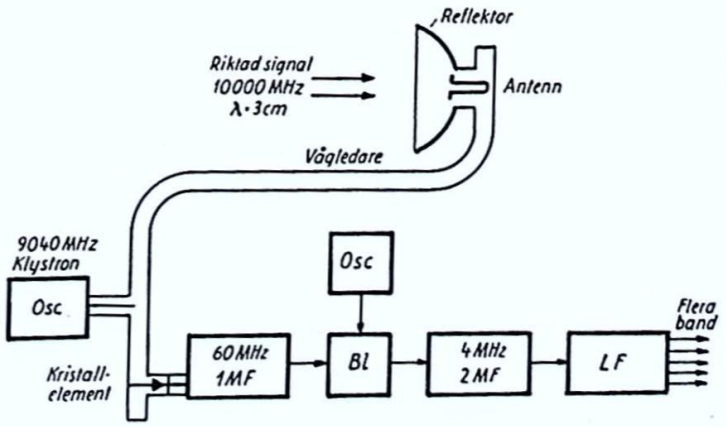


Bild 22.. Blockschema över mottagare för mikrovågor.

t.ex. vid en frekvensmodulerad radiolänkförbindelse för 600 telefonikanaler måste ha en bandbredd av ca 30 MHz vid mellanfrekvensen 70 MHz. För andra ändamål t.ex. som förstärkarrör i mycket bredbandiga brusgeneratorer måste rören kunna förstärka så breda band som 300 MHz eller mer. Genom mycket korta avstånd mellan galler och katod kan en hög branthet (S = 35 mA/V) ernås men samtidigt måste gallerkatodkapacitansen och övriga rörkapacitanser hållas nere. Den högre brantheten är önskvärd framförallt för att ge möjlighet till en höggradig motkoppling.

Genom kraven på allt bättre och allt flera radioförbindelser för rundradio, television, kommunikationsradio för bilar, båtar och flyg samt telefoni och telegrafi över fasta radiolänkar har frekvensutrymmet i etern blivit allt mer utnyttjat och för att minska trängseln måste med tiden allt högre frekvenser tas i anspråk. Radiolänkförbindelser på 3 cm-bandet (10 000 MHz) är numer en vanlig företeelse och vågledarkomponenter för 1,25 cm och 8 mm-banden finns redan kommersiellt tillgängliga. Dessa band utnyttjas f.n. endast för militära ändamål, men kommer säkerligen så småningom att bli tillgängliga för civila kommunikationsändamål. Fördelen härvidlag ligger inte bara i det nästan obegränsade frekvensutrymmet utan även i att ingående komponenter blir små och lätthanterliga samt att strålknippena från de riktade antennerna kan göras mycket smala, vilket medför att sändareffekterna i motsvarande grad kan reduceras.

SVARSUPPGIFTER • Brev 18

Svaren skrivs i *svarshäftet,* som sändes till *Brevskolan, Stockholm 15,* för granskning.

1 • Vilken är skillnaden på högeffektsmodulation och lågeffektsmodulation vid sändare?

2 • Vilka är fördelarna med en styrsändare?

3 • Nämn några sätt att anordna frekvensstyrning eller frekvenskontroll med annat än svängningskretsar vid relativt låg radiofrekvens.

4 • Vad menas med ultrasonora svängningar?

5 • Beskriv i korthet några sändarkopplingar för vågor kortare än 10 m.

6 • Beskriv några av de komponenter som används i mikrovågstekniken.

7 • En mottagare för mikrovågor skall användas för 10,0 cm våglängd. Första mellanfrekvensdelen tar emot på 4 m våglängd. Sök den våglängd på vilken klystronoscillatorn skall ställas in.