POPULÄR

RADIO

tidskrift för radio, television och elektroakustik

Gangning vid superheterodyner

Av civilingenjör Hilding Björklund

Television i U. S. A.

Av civilingenjör Harry Stockman

Stereofoniskt ljud

Av civilingenjör Stellan Dahlstedt

Televisionsbilder i stort format

Av Dipl. Ingenjör Richard von Felgel

Svänglinjer

Av civilingenjör Bengt Svedberg

Klangfärgen vid kristall-pick-up

Filter för korrektion av frekvenskurvan

1941

7-8 juli-aug.

1 kr.

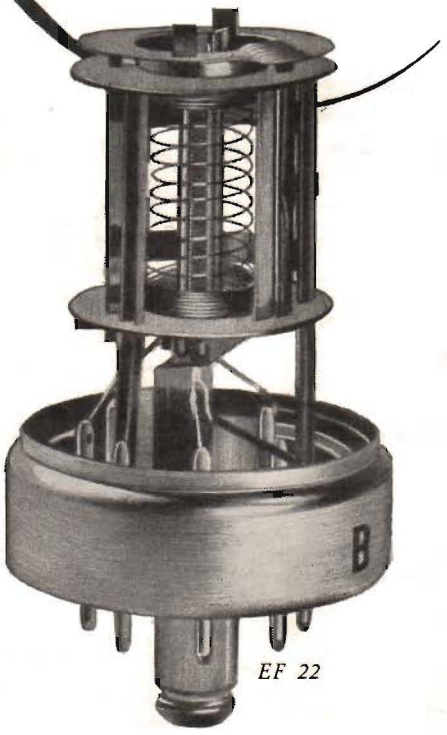
PHILIPS

NYCKELRÖRS-SERIER

Lägg märke till de små dimensionerna: Sockeldiameter 32 mm, höjden är 60 resp. 73 mm exkl. stift.

Philips nya serier helglasrör de s. k. nyckelrören bestå av följande typer:

6,3 V växelström		100 mA allström
ECH 21	blandarrör	UCH 21
EF 22	HF-pentod	UF 21
EBL 21	duodiod-slutpentod	UBL 21
	likriktarrör	UY 21



EF 22

ECH 21/UCH 21 är en för kortvåg synnerligen lämplig triod-heptod, som dessutom har mycket goda korsmodulationsegenskaper. Trioddelen och heptoddelen äro väl skärmade från varandra, varför röret samtidigt kan användas med heptoddelen som MF-förstärkare och trioddelen som LF-förstärkare. Röret kan även användas som förstärkare-fasvändare.

EF 22/UF 21 kännetecknas av hög branthet i förening med högt inre motstånd och användes med glidande skärmgallerspänning.

EBL 21/UBL 21. I varje modern mottagare användes alltid ett slutrör och en detektor och detta oberoende av mottagarens övriga rörbestyckning. Därför är det ändamålsenligt att placera slutröret och dioderna i samma kolv. Dioderna äro så väl avskärmade att god LF-förstärkning utan vidare kan inlänkas mellan detektor och slutrör.

Särskilt på grund av blandarrörets egenskaper kan en mångfald mottagartyper konstrueras genom en kombination av endast dessa få rörtyper, t. ex.:

UCH 21 — UCH 21 — UBL 21 — UY 21
UCH 21 — UF 21 — UF 21 — UBL 21 — UY 21
ECH 21 — EF 22 — ECH 21 — EBL 21 — EBL 21 — AZ 1.

SVENSKA AKTIEBOLAGET PHILIPS

RADIOTEKNIK

ELEKTRONIK

GRAMMOFON- OCH FÖRSTÄRKARTEKNIK

LJUDÅTERGIVNING

TELEVISION

AMATÖRRADIO

EXPERIMENT OCH APPARATBYGGE

MÄTTEKNIK

RADIOSERVICE

Utkommer den 20 varje månad.
Juli—augusti utgives ett dubbelnummer..
Lösnummerpris: 50 öre, dubbelnummer 1 kr.
Prenumerationspris:
1/1 år kr. 5:—, 1/2 år kr. 2:75, 1/4 år kr. 1:50.

Redaktion, prenumerationskontor och annonsexpedition:
Luntmakaregatan 19, 5 tr., Stockholm.
Telefon: Namnanrop "Nordisk Rotogravyr".
Telegramadress: Nordisk Rotogravyr.
Postgiro 940 — Postfack 450.

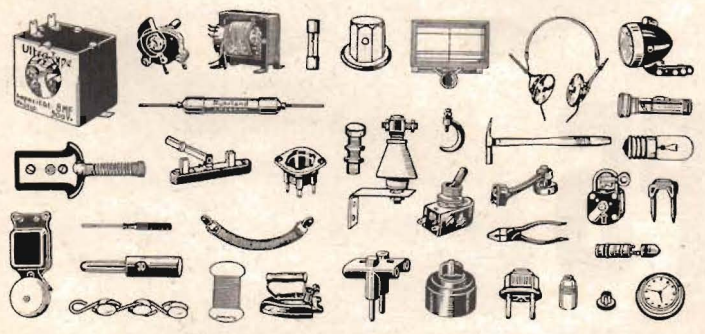
EFTERTRYCK AV ARTIKLAR HELT ELLER DELVIS UTAN ANGIVANDE AV KÄLLAN FÖRBJUDET

POPULÄR RADIO

ORGAN FÖR STOCKHOLMS RADIOKLUBB
TEKNISK REDAKTÖR: INGENJÖR W. STOCKMAN

INNEHÅLL JULI-AUGUSTI 1941

Gangning vid superheterodyner 147
Television i U. S. A. 154
Stereofoniskt ljud 160
Svänglinjer 163
Televisionsbilder i stort format 171
Klangfärgen vid kristall-pick-up 173
Våra konstruktioner 175
Frågespalten 178
Redaktörens brevlåda 179



"Ruhrland"
Radiodelar
och elektriska tillbehör
Endast till återförsäljare. Begär prislista.
RUHRLAND G.m.b.H.
für Elektro und Radio
BOCHUM, Tyskland

SERVICEINSTRUMENT *för* RADIOVERKSTADEN

Härovan visas selektivitetsmätning med synlig bandfilterkurva. Signalgeneratorn GM 2882 (till vänster) giver en högfrekvenssignal, vilken först moduleras från frekvensmodulatorn GM 2881 och därefter tillföres mottagaren. Katodstråleoscillografen GM3153, på vars skärm bandfilterkurvan framträder, är ansluten till mottagarens utgångssida. Avstämningskurvans bandbredd kan omedelbart avläsas i kc/s på frekvensmodulatorn.

När det gäller att vinna kundernas förtroende spelar den service, som Ni kan prestera, en oerhörd roll. För att ernå högsta möjliga service fordras instrument av absolut tillförlitlighet och anpassade för varje förekommande behov... de instrumenten finner Ni hos PHILIPS.

PHILOSCOP
— ett litet universalinstrument för motstånds- och kapacitetsmätningar med direkt avläsning. Instrumentet utmärker sig för hög känslighet. Som nollindikator användes katodstråleindikator. Mätområde 0,1 ohm—10 megohm, 10 μμ—10 μ. Noggrannhet 2 %.

CARTOMATIC
Varje rör kan provas i denna fulländade rörprovare, vilken dessutom är kombinerad med universalinstrument för mätning av lik- och växelström, lik- och växelspänning, motstånd och kondensatorer och som även kan användas som outputmeter.

PHILIPS

Vid komplettering eller nyuppsättning av Eder serviceverkstad rådgör med ingenjörerna på Mätinstrumentavdeln., SVENSKA AB PHILIPS, Stockholm 6.

POPULÄR
RADIO
TIDSKRIFT FÖR RADIO
TELEVISION OCH
ELEKTROAKUSTIK

NR 7-8 JULI-AUG. 1941 XIII ÅRG.

Gangning av kretsarna vid superheterodyner*

Av civilingenjör Hilding Björklund

Vid mottagare enligt superheterodynprincipen omvandlas den inkommande signalfrekvensen till en fast frekvens, mellanfrekvensen, genom att signalfrekvensen blandas med en i mottagaren alstrad ocsillatorfrekvens. Vid inställning på olika stationsfrekvenser avstämmas således högfrekvenskretsarna på nämnda signalfrekvenser och utgöra därvid den erforderliga förselektionen. Samtidigt skall oscillatorkretsen inställas så att skillnaden mellan oscillatorfrekvens och signalfrekvens blir lika med mellanfrekvensen. Oscillatorfrekvensen kan även ligga lägre än signalfrekvensen, huvudsaken är dock att skillnaden emellan dem skall utgöra den konstanta mellanfrekvensen. Vid den enrattsinställda mottagaren måste denna konstanta skillnadsfrekvens bibehållas över hela frekvensområdet. Olika metoder härför finnas utarbetade, av vilka kunna framhållas metoden medelst särskilt utformade plattor för vridkondensatorns oscillatorsektion samt metoden med lika vridkondensatorer för signalkrets och oscillatorkrets, varvid i serie med oscillatorns variabla kondensator en fast seriekondensator (paddingkondensatorn) inlänkats. Den senare metoden, som är den vanligast förekommande, kommer här att närmare undersökas.

Vridkondensatorerna för avstämning av signalfrekvens och oscillatorfrekvens äro i allmänhet satta på samma axel (gangade). Av praktiska skäl göras vridkondensatorerna med lika stor kapacitet (de äro, som man säger, »matchade»). I vissa fall kan det dock vara fördelaktigt att oscillatorsektionen har mindre kapacitet än de övriga, exempelvis genom att man plockar bort några plattor. Vi skola i det följande även taga hänsyn till detta fall.

Undersöker man hur följsamheten är mellan kretsarna, skall man finna att villkoret för konstant skillnadsfrekvens endast kan uppfyllas för maximalt tre frekvenser inom frekvensområdet. Dessa frekvenser kallas koincidensfrekvenserna, koincidenspunkterna. För övriga frekvenser inom området erhålles därför ett frekvensfel, vars maximalvärden i stor utsträckning äro beroende av valet av koincidensfrekvenserna. Då man strävar att göra frekvensfelen så små som möjligt är det viktigt att valet av koincidenspunkterna blir rätt. En sidställning av oscillatorfrekvensen från rätta värdet resulterar i en minskning

* Föredrag i Stockholms Radioklubb den 18 februari 1941.

av mottagarens känslighet för ifrågavarande signalfrekvens. Är förselektionen stor genom att två eller flera skarpt avstämda kretsar ingå i mottagaren kan ifrågavarande minskning bliva kraftig. Bestämningen av koincidenspunkterna har nog i många fall skett så att säga på gehör, man har lagt två av dem ca 10 % in på frekvensområdet från ändarna räknat och den tredje någonstans mitt i området. Därefter har man mätt upp känsligheten och i bästa fall frekvensfelet samt ruckat på koincidenspunkterna tills man blivit nöjd. Den här nedan framlagda metoden att bestämma koincidenspunkterna ger de minsta möjliga frekvensfelen. Man har även möjligheten att bestämma koincidensfrekvenserna så att man erhåller en bättre följsamhet i ena änden av frekvensområdet, om man kan tillåta större frekvensfel i den andra delen. En dylik inställning av koincidensfrekvenserna kan exempelvis vara förmånlig under hänsynstagande till signalkretsarnas olika selektivitet över området.

Bestämning av frekvensfelets storlek.

Vi skola i det följande söka ett uttryck för frekvensfelets storlek. Vi utgå från att

signalkretsen har frekvensen f kHz,
oscillatorkretsen har frekvensen f_o kHz och
mellanfrekvensen är f_i kHz.

Vi ta med i beräkningen att oscillatorns vridkondensator kan vara förstorad eller förminskad i förhållande till signalkretsens vridkondensator. Storleksförhållandet angives med faktorn p. Om sålunda kapaciteten hos vridkondensatorn i signalkretsen anges med C_v så blir oscillatorkretsens vridkondensator $p \cdot C_v$. Vid lika kondensatorer är sålunda $p=1$.

Man kan särskilja två typer på oscillatorkretsar. I den ena, som här kallas typ I, lägges trimkondensatorn C_{To} över spolen medan hos typ II trimkondensatorn lägges parallellt med vridkondensatorn. I serie med oscillatorkretsens vridkondensator insättes paddingkondensatorn C_{po}.

Beräkningarna utföras för oscillatorkrets typ I men gälla även för typ II, vilket senare kommer att visas. I sin funktion äro de nämligen identiska.

Signalkretsen är bildad av induktansen L och vridkondensatorn C_v samt en trimmerkondensator C_{T1}. Senare kommer att visas att en fast kondensator kan insättas i serie med vridkondensatorn utan att följsamheten med oscillatorkretsen behöver ändras.

Oscillatorkrets typ I är bildad av induktansen L_o, trimmerkondensatorn C_{To} över spolen, vridkondensatorn $p \cdot C_v$ samt i serie med denna paddingkondensatorn C_{po}.

Oscillatorkrets typ II är bildad av induktansen L'_o, spolens m. m. nollkapacitet C_o, vridkondensatorn $p \cdot C_v$ med trimkondensatorn C'_{To}, parallelt över denna samt i serie med de två senare en paddingkondensator C'_{po}.

Utgående från avstämningsformeln
$(2\pi f)^2 \cdot L \cdot C = 1$
erhålles för

signalkretsen $$4\pi^2 f^2 \cdot L\left[C_{T1}+C_v\right]=1 \qquad (1)$$

oscillatorkrets I $$4\pi^2 f_o^2 L_o\left[C_{To}+\frac{C_{po}\cdot pC_v}{C_{po}+pC_v}\right]=1 \qquad (2)$$

oscillatorkrets II $$4\pi^2 f_o^2 L'_o\left[C_o+\frac{C'_{po}(C'_{To}+pC_v)}{C'_{po}+C'_{To}+pC_v}\right]=1 \qquad (3)$$

För att förenkla beräkningarna sättes

$$x_1=\frac{L_o}{L};\ x_2=\frac{1}{4\pi^2}\cdot\frac{1}{L\cdot C_{To}};\ x_3=\frac{1}{4\pi^2}\cdot\frac{1}{L\cdot C_{po}};$$
$$x_4=\frac{1}{4\pi^2}\cdot\frac{1}{L\cdot C_{T1}}.$$

Ekvationen för signalkretsen kan då skrivas

$$4\pi^2 LC_v=\frac{1}{f^2}-\frac{1}{x_4}$$

samt ekvationen för oscillatorkretsen

$$4\pi^2 L_o C_{To} f_o^2=\frac{C_{po}+pC_v}{C_{po}+pC_v\left(1+\frac{C_{po}}{C_{To}}\right)}$$

Insättes uttrycket på C_v i den senare ekvationen erhålles

$$f_o^2=\frac{\frac{x_2}{x_1}\left[f^2\left(1-p\frac{x_3}{x_4}\right)+px_3\right]}{f^2\left(1-p\frac{x_2+x_3}{x_4}\right)+p(x_2+x_3)}.$$

Detta uttryck ger sambandet mellan signalfrekvens f och oscillatorfrekvens f_o, dvs. i kretsarna ingående värden på spolar och kondensatorer. Nu önskar man välja värden på dessa ingående storheter så att skillnaden mellan oscillatorfrekvens och signalfrekvens just blir den

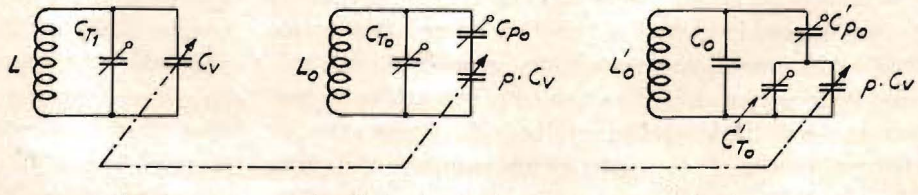


Fig. 1. Signalkrets — Oscillatorkrets typ I — Oscillatorkrets typ II

konstanta mellanfrekvensen f_i, som man vill ha vid superheterodynkopplingen.

Dvs. $f_o - f = f_i$.

Som vi redan sagt kan detta villkor ej uppfyllas helt och hållet utan vi få räkna med ett frekvensfel Δf. Vi sätta således

$$\Delta f = f_o - f - f_i = f_o - (f + f_i)$$

som kan skrivas

$$\Delta f = \frac{f_o^2 - (f+f_i)^2}{f_o + (f+f_i)} = \frac{f_o^2 - (f+f_i)^2}{2(f+f_i) + \Delta f}$$

eftersom $f_o = \Delta f + (f + f_i)$.

Nu är Δf av liten storlek i förhållande till $2(f+f_i)$ så att Δf i nämnaren kan försummas. Vi få således

$$\Delta f = \frac{f_o^2 - (f+f_i)^2}{2(f+f_i)}.$$

Det erhållna uttrycket på f_o^2 insättes i denna senare ekvation och vi erhålla efter hyfsning

$$\Delta f = \frac{(f+f_i)^2\left[f^2\left(1 - p\frac{x_2+x_3}{x_4}\right) + p(x_2+x_3)\right] - }{- 2(f+f_i)\left[f^2\left(1 - p\frac{x_2+x_3}{x_4}\right) + \right.} \quad (4)$$

$$\frac{\left. - \frac{x_2}{x_1}\left[f^2\left(1 - p\frac{x_3}{x_4}\right) + px_3\right]\right.}{\left. + p(x_2+x_3)\right]}.$$

I denna ekvation skall p, x_1, x_2, x_3 och x_4 bestämmas så att frekvensfelet Δf blir så litet som möjligt. Om vi närmare betrakta ekv. (4) skola vi finna att täljaren kommer att innehålla f^4, f^3, f^2 och f, dvs. en fjärdegradsekvation. Denna bör sålunda ha fyra rötter för vilka Δf blir lika med noll. Dessa rötter beteckna vi med α_1, α_2, α_3 och α_4 och ekvationen kan då skrivas om enligt följande:

$$\Delta f = \frac{(f-\alpha_1)(f-\alpha_2)(f-\alpha_3)(f-\alpha_4)}{-2(f+f_i)[f^2 + k(x)]} \quad (5)$$

där $k(x) = \dfrac{p(x_2+x_3)}{1 - p\dfrac{x_2+x_3}{x_4}}$.

En närmare undersökning av rötterna visar att α_4 är negativ, dvs. Δf skulle bli noll för en negativ frekvens, vilket vi ej ha någon nytta av. Däremot kunna α_1, α_2 och α_3 bli positiva och reella. Uppritas frekvensfelet Δf som funktion av signalfrekvensen få vi en kurva med utseende enligt fig. 2.

För att erhålla minsta frekvensfel förlägges frekvensfelkurvan enligt fig. 2. Vid lägsta signalfrekvens f_1 inom frekvensområdet är frekvensfelet Δf_1 positivt, dvs. oscillatorn ligger något för högt i frekvens. När signalfrekvensen höjes, minskar frekvensfelet och blir vid signalfrekvens α_1 lika med noll. Höjes signalfrekvensen ytterligare, blir frekvensfelet negativt (oscillatorn blir något för låg i frekvens) och går mot ett negativt maximivärde Δf_2 vid signalfrekvensen f_2. Höjes signalfrekvensen till värdet α_2, blir frekvensfelet noll. Höjes signalfrekvensen ytterligare, ökar frekvensfelet och uppnår ett positivt maximivärde Δf_3 vid signalfrekvens f_3. Höjes signalfrekvensen utöver detta värde, sjunker frekvensfelet och blir noll vid signalfrekvens α_3. Vid högsta signalfrekvens f_4 inom frekvensområdet blir frekvensfelet negativt och uppnår värdet Δf_4.

De signalfrekvenser där frekvensfelet blir noll, dvs. α_1, α_2 och α_3 äro de nämnda koincidenspunkterna. Valet av koincidenspunkterna över frekvensområdet bestämmer storleken på frekvensfelet Δf. Vid lämpligt val av koincidenspunkterna kan man vinna att de maximala frekvensavvikelserna Δf_1, Δf_2, Δf_3 och Δf_4 bliva lika stora. Det kan visas att det maximala frekvensfelet i detta fall blir det minsta möjliga. Önskar man t. ex. att de maximala frekvensfelen för de lägre frekvenserna inom frekvensområdet skola hållas små (exempelvis Δf_1 och Δf_2 små), får man godtaga att de maximala frekvensfelen för de högre frekvenserna bli större (Δf_3 och Δf_4 stora). Placeringen av koincidenspunkterna avgör sålunda storleken av frekvensfelen. För att erhålla säker utgångspunkt vid bestämningen av koincidenspunkterna har en beräkning av desamma utarbetats.

Bestämning av koincidenspunkterna.

Den metod, som man i första hand skall tillgripa för att bestämma de maximala frekvensfelen (positiva eller negativa), vore att behandla uttrycket för frekvensfelet Δf som ett maximi- och minimiproblem. Detta är dock knappast möjligt. Det visar sig nämligen att lösningen av den därvid erhållna ekvationen bereder mycket stora svårigheter. En annan metod har angivits av dr ing. Martin Wald (The Wireless Engineer, March 1940, p. 105), varmed man erhåller en approximativ lösning. Han har påvisat att uttrycket för frekvensfelet kan uppdelas i två

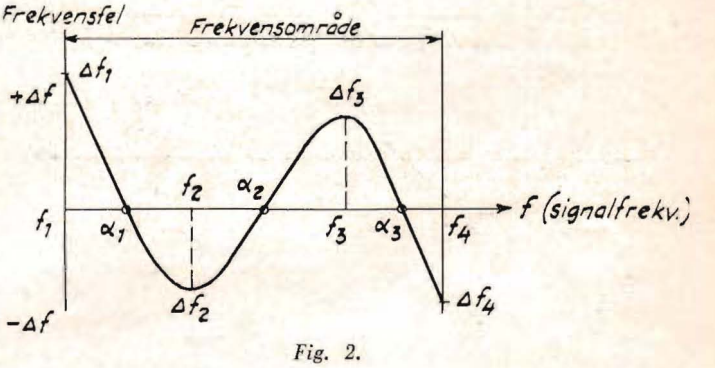


Fig. 2.

delar, varav den ena varierar med frekvensen f och den andra delen är praktiskt taget konstant över frekvensområdet.

Man kan nämligen skriva

$$\Delta f = \frac{\lambda}{f_i} \cdot \frac{(f-a_1)(f-a_2)(f-a_3)}{-(f+f_i)} \qquad (6)$$

där $$\lambda = \frac{f-a_4}{2[f^2+k(x)]} \cdot f_i \qquad (7)$$

Det visar sig nämligen att det senare uttrycket på λ är nära konstant inom frekvensområdet. Man kan välja en mittfrekvens $f=f_m$ såsom representerande den variabla frekvensen. Således

$$\lambda = \frac{f_m - a_4}{2[f_m{}^2+k(x)]} \cdot f_i .$$

Faktorn λ är en proportionalitetsfaktor och kan tills vidare lämnas åsido.

Man gör sedan det konstgreppet att dela upp frekvensområdet F i fyra lika delar enligt fig. 3.

Koincidenspunkterna äro som förut a_1, a_2 och a_3 men i stället för att använda dessa direkt, införas differenserna y_1, y_2 och y_3 enligt figuren. Eftersom dessa differenser bliva små i förhållande till frekvensområdet $F=f_4-f_1$, tillåter detta oss att förenkla beräkningarna i hög grad. Vi antaga dessutom att maximala positiva och negativa frekvensfelen uppträda vid frekvenserna f_2 och f_3, varvid dessa ligga på frekvensavståndet $F/4$ från områdets ändpunkter. Man kan därför sätta

$$f_2 - f_1 = f_4 - f_3 = \frac{F}{4} .$$

Skulle detta antagande vara felaktigt så blir felet dock försumbart, emedan vi i dessa punkter befinna oss på ett minimum resp. maximum, där sålunda funktionen varierar långsamt med frekvensen.

Frekvensfelet Δf_1 för den lägsta frekvensen f_1 inom området kan nu i stället skrivas

$$\Delta f_1 = \frac{\lambda}{f_i} \frac{-y_1\left(-\frac{F}{2}+y_2\right)(-F+y_3)}{-(f_1+f_i)} \qquad (8)$$

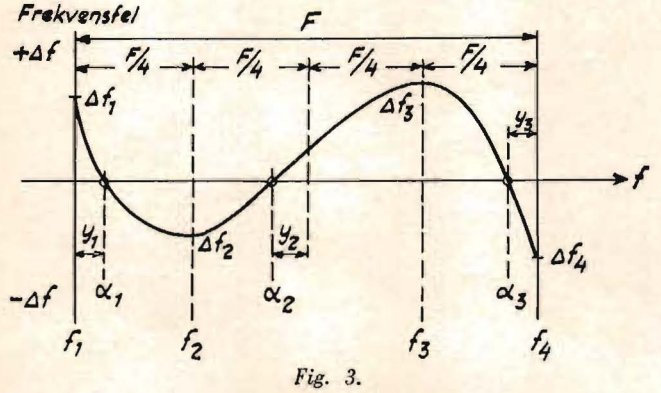


Fig. 3.

$$\Delta f_2 = \frac{\lambda}{f_i} \frac{\left(\frac{F}{4}-y_1\right)\left(-\frac{F}{4}+y_2\right)\left(-\frac{3F}{4}+y_3\right)}{-(f_2+f_i)} \qquad (9)$$

$$\Delta f_3 = \frac{\lambda}{f_i} \frac{\left(\frac{3F}{4}-y_1\right)\left(\frac{F}{4}+y_2\right)\left(-\frac{F}{4}+y_3\right)}{-(f_3+f_i)} \qquad (10)$$

$$\Delta f_4 = \frac{\lambda}{f_i} \frac{(F-y_1)\left(\frac{F}{2}+y_2\right)y_3}{-(f_4+f_i)} . \qquad (11)$$

Dividera vi ekvationerna med varandra och taga vi endast hänsyn till storleken av frekvensfelet (således oberoende av om det är positivt eller negativt), erhålles:

$$\frac{|\Delta f_2|}{|\Delta f_1|} = \frac{\left(\frac{F}{4}-y_1\right)\left(\frac{F}{4}-y_2\right)\left(\frac{3F}{4}-y_3\right)}{y_1\left(\frac{F}{2}-y_2\right)(F-y_3)} \cdot \frac{f_1+f_i}{f_2+f_i}$$

$$\frac{|\Delta f_3|}{|\Delta f_4|} = \frac{\left(\frac{3}{4}F-y_1\right)\left(\frac{F}{4}+y_2\right)\left(\frac{F}{4}-y_3\right)}{(F-y_1)\left(\frac{F}{2}+y_2\right)y_3} \cdot \frac{f_4+f_i}{f_3+f_i}$$

$$\frac{|\Delta f_3|}{|\Delta f_2|} = \frac{\left(\frac{3F}{4}-y_1\right)\left(\frac{F}{4}+y_2\right)\left(\frac{F}{4}-y_3\right)}{\left(\frac{F}{4}-y_1\right)\left(\frac{F}{4}-y_2\right)\left(\frac{3F}{4}-y_3\right)} \cdot \frac{f_2+f_i}{f_3+f_i} .$$

Ur dessa ekvationer skola $\frac{y_1}{F}$, $\frac{y_2}{F}$ och $\frac{y_3}{F}$ beräknas. Eftersom dessa uttryck äro mycket mindre än 1 försummas termer av högre ordningsgrad och endast första termerna medräknas. Vi erhålla följaktligen tre lineära ekvationer, ur vilka $\frac{y_1}{F}$, $\frac{y_2}{F}$ och $\frac{y_3}{F}$ kunna utlösas.

Uträkning härav skulle alltför mycket tynga framställningen, varför resultaten omedelbart uppskrivas. Vi erhålla lösningarna

$$\frac{y_1}{F} = \frac{3}{8 \cdot N} \cdot \varphi_{14} \qquad (12)$$

$$\frac{y_2}{F} = \frac{1}{8 \cdot N} [1 - \varphi_{14} + 4(\varphi_{34} - \varphi_{24})] \qquad (13)$$

$$\frac{y_3}{F} = \frac{3}{8 \cdot N} \qquad (14)$$

där $$\varphi_{14} = \frac{f_1+f_i}{f_4+f_i} \cdot \frac{|\Delta f_1|}{|\Delta f_4|} \qquad (15)$$

$$\varphi_{34} = \frac{f_3+f_i}{f_4+f_i} \cdot \frac{|\Delta f_3|}{|\Delta f_4|} \qquad (16)$$

$$\varphi_{24} = \frac{f_2+f_i}{f_4+f_i} \cdot \frac{|\Delta f_2|}{|\Delta f_4|} \qquad (17)$$

$$N = 1 + \varphi_{14} + 2(\varphi_{34} + \varphi_{24}) \qquad (18)$$

Härefter kunna koincidenspunkterna beräknas enligt fig. 3:

$$a_1 = f_1 + y_1 \tag{19}$$

$$a_2 = \frac{f_1+f_4}{2} - y_2 \tag{20}$$

$$a_3 = f_4 - y_3 \tag{21}$$

Av den nu gjorda utredningen se vi att koincidenspunkterna a_1, a_2 och a_3 kunna beräknas efter de värden man sätter på φ_{14}, φ_{34} och φ_{24}. Dessa φ-värden innehålla som vi se mellanfrekvensen f_i, områdets lägsta frekvens f_1, högsta frekvens f_4, frekvenserna $f_2 = f_1 + \frac{f_4 - f_1}{4}$, $f_3 = f_1 + \frac{3}{4}(f_4 - f_1)$ samt förhållandet mellan maximifrekvensfelens storlek. Genom att välja olika förhållanden kunna vi beräkna härtill hörande koincidenspunkter.

Ett sätt är att ifrån början bestämma att maximifelen äro alla lika stora, eller

$$|\Delta f_1| = |\Delta f_2| = |\Delta f_3| = |\Delta f_4|$$

I detta fall blir $\varphi_{14} = \frac{f_1+f_i}{f_4+f_i}$, $\varphi_{34} = \frac{f_3+f_i}{f_4+f_i}$ etc. Vi benämna detta fall *maximifelslikhet*. Den häremot svarande felkurvan får utseendet enl. fig. 4.

Ett annat sätt att bestämma koincidenspunkterna är att tillåta större frekvensfel mot högre frekvens och därmed vinna mindre frekvensfel mot lägre frekvenser. Detta kan motiveras dels av att kretsarna få sämre selektivitet mot högre frekvenser, varför man kan tillåta större frekvensfel, dels av att inom mellanvågsområdet lokalstationerna i allmänhet ligga i övre delen av frekvensbandet och känsligheten hos mottagaren i detta område ej därför behöver drivas så högt.

I detta fall kan man exempelvis låta det maximala frekvensfelet öka direkt mot signalfrekvensen. Man sätter då

$$\frac{\Delta f_1}{\Delta f_2} = \frac{f_1}{f_2}; \quad \frac{\Delta f_3}{\Delta f_4} = \frac{f_3}{f_4} \text{ etc.}$$

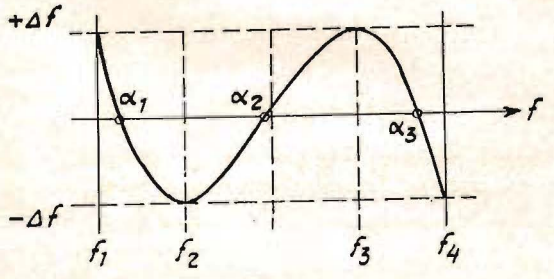


Fig. 4.

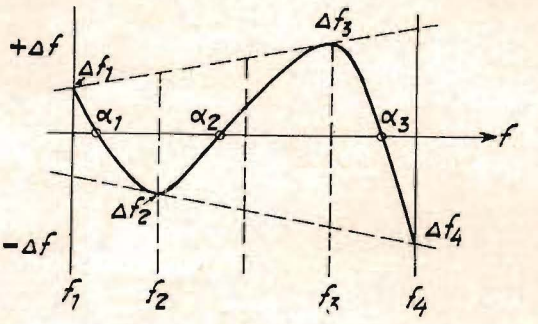


Fig. 5.

så att $\varphi_{14} = \frac{f_1}{f_4}\frac{f_1+f_i}{f_4+f_i}$; $\varphi_{34} = \frac{f_3}{f_4}\frac{f_3+f_i}{f_4+f_i}$ etc.

Vi benämna detta fall *direkt frekvensstigande maximifel*. Felkurvan får utseende enl. fig. 5.

Det är klart att man kan välja andra förhållanden mellan maximifelen, man kan t. ex. låta felen öka med kvadraten på frekvensen, dvs.

$$\varphi_{14} = \left(\frac{f_1}{f_4}\right)^2 \frac{f_1+f_i}{f_4+f_i} \text{ etc.}$$

eller man anser det av någon orsak bättre att göra frekvensfelen små mitt i området genom att sätta

$$|\Delta f_1| = |\Delta f_4|; \frac{|\Delta f_3|}{|\Delta f_4|} = \frac{1}{4}; \frac{|\Delta f_2|}{|\Delta f_4|} = \frac{1}{4} \text{ eller dylikt.}$$

I senare fallet får felkurvan utseende enl. fig. 6.

Bestämning av frekvensfelets maximala storlek.

Sedan vi sålunda bestämt koincidenspunkternas läge, kunna vi beräkna frekvensfelet och i första hand dess maximala värden, Δf_1, Δf_2, Δf_3 och Δf_4. Vi ha tvenne uttryck på frekvensfelet, det ena är angivet i ekv. (4) och det andra i ekv. (5). Dessa två ekv. skola vara identiska, varför det endast gäller att bestämma koefficienterna för f^4, f^3, f^2, f samt den konstanta termen. Detta sker genom att sätta dem lika med varandra. Det är onödigt att här genomföra denna uträkning, varför endast resultatet angives.

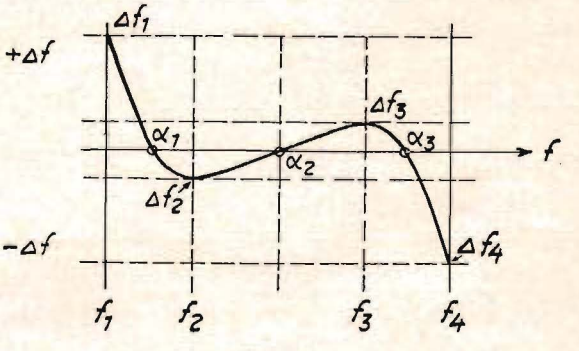


Fig. 6.

Sättes

$$a_1+a_2+a_3=q_1\cdot f_i \quad (22)$$

$$a_1a_2+a_1a_3+a_2a_3=q_2\cdot f_i^2 \quad (23)$$

$$a_1a_2a_3=q_3\cdot f_i^3 \quad (24)$$

samt

$$k_0=-q_3(2+q_1) \quad (25)$$

$$k_1=-q_3+q_2(2+q_1) \quad (26)$$

$$k_2=q_2-q_1(2+q_1) \quad (27)$$

blir

$$a_4=-f_i(2+q_1)$$

och

$$\frac{p(x_2+x_3)}{1-p\,\dfrac{x_2+x_3}{x_4}}=k(x)=\frac{k_1}{2}\cdot f_i^2$$

så att

$$\Delta f=\frac{(f-a_1)(f-a_2)(f-a_3)}{-(f+f_i)}\cdot\frac{\lambda}{f_i}$$

där

$$\lambda=\frac{f+f_i(2+q_1)}{2(f^2+\dfrac{k_1}{2}f_i^2)}\cdot f_i=\frac{2+q_1+f/f_i}{2\left(\dfrac{k_1}{2}+(f/f_i)^2\right)} \quad (28)$$

Känner vi koincidenspunkterna a kunna vi således beräkna faktorn λ, som vi i det föregående framhållit mycket litet varierar över frekvensområdet, varför vi i detta uttryck kunna sätta in en mittfrekvens f_m i området $f_m=(f_4+f_1)/2$.

När vi beräknat λ, kunna vi rita upp frekvensfelkurvan genom att i uttrycket på Δf insätta olika värden på signalfrekvensen f. De maximala frekvensfelen intressera oss mest och dessa kunna vi nu utan vidare beräkna ur förut angivna ekvationer (8), (9), (10) och (11).

Hur beräkningen tillgår se vi i beräkningschemat, som följer i nästa nummer av tidskriften, där även ett exempel är beräknat. Härvid har man velat bestämma koincidensfrekvenser och maximala frekvensfel för mellanvågsområdet 500—1 500 kHz (200—600 m våglängd) under antagande av en mellanfrekvens på 465 kHz.

Resultatet sammanställes i nedanstående tabell.

Maximala frekvensfel för området 500—1 500 kHz vid mellanfrekvens $f_i=465$ kHz.

Punkt på skalan	f_1	a_1	f_2	a_2	f_3	a_3	f_4
Frekvens, kHz	500	541,1	750	957,1	1 250	1 416,1	1 500
Max. frekv.-fel Δf, kHz	+4	0	—4,2	0	+4,3	0	—5,1

Frekvensfelkurvan kan nu uppritas. Densamma återfinnes i beräkningsschemat.

Medeltalet av de erhållna maximala frekvensfelen är 4,4 kHz och vi se att variationerna härifrån äro ganska små, i huvudsak beroende på mindre noggrant utförande av beräkningen (räknesticka) och de gjorda approximationerna.

På samma sätt har en beräkning genomförts för långvågsområdet, 143—429 kHz (700—2 100 m våglängd) och kortvågsområdet 5 880—17 640 kHz (17—51 m våglängd). Värdena återfinnas i nedanstående tabeller.

Maximala frekvensfel för området 143—429 kHz vid mellanfrekvens $f_i=465$ kHz.

Punkt på skalan	f_1	a_1	f_2	a_2	f_3	a_3	f_4
Frekvens, kHz	143	157,5	214,5	279,2	357,5	407,7	429
Max. frekv.-fel Δf, kHz	+1,9	0	—2,3	0	+1,9	0	—1,8

Maximala frekvensfel för området 5 880—17 640 kHz vid mellanfrekvens $f_i=465$ kHz.

Punkt på skalan	f_1	a_1	f_2	a_2	f_3	a_3	f_4
Frekvens, kHz	5 880	6 260	8 820	11 053	14 700	16 552	17 640
Max. frekv.-fel Δf, kHz	+5,7	0	—8,5	0	+7,6	0	—9,5

I och för en jämförelse av hur valet av mellanfrekvensen påverkar de maximala frekvensfelen har en beräkning gjorts med en mellanfrekvens av 110 kHz för *mellanvågsområdet.*

Mellanfrekvens 110 kHz.

Punkt på skalan	f_1	a_1	f_2	a_2	f_3	a_3	f_4
Frekvens, kHz	500	534,4	750	943,6	1 250	1 409,2	1 500
Max. frekv.-fel Δf, kHz	+1,3	0	—1,8	0	+1,6	0	—2,0

Medeltalet blir 1,675 kHz. Den förut använda mellanfrekvensen på 465 kHz ger ca 2,7 ggr så stora frekvensfel. Av tabellen ovan kunna vi även jämföra koincidensfrekvensernas läge i förhållande till dem, som gällde för mellanfrekvens 465 kHz.

*

Ovan angivna beräkningar för bestämning av koincidensfrekvenser och maximalfrekvensfel ha vi kunnat göra utan att närmare behöva ingå på värden på spolar och kondensatorer till signal- och oscillatorkretsarna. Vi se att de faktorer, som påverka frekvensfelens storlek, är *läget*

på koincidensfrekvenserna, som i sin tur äro beroende av den valda mellanfrekvensen, frekvensområdet samt fördelningen av de maximala frekvensfelen över frekvensområdet. En avvikelse från de bestämda koincidensfrekvenserna har till följd att frekvensfelen kunna bliva otillåtligt stora. Genom att undersöka att frekvensavvikelserna äro noll vid intrimning av en superheterodyn på koincidensfrekvenserna kan man vara säker på att frekvensfelen vid övriga frekvenser hålla ungefär de värden som förutberäknats och som antagits tillåtliga.

Sedan sålunda följsamheten mellan signal- och oscillatorkretsarna kunnat bestämmas gäller det att beräkna kretsarnas konstanter, dvs. spolar och kapaciteter, så att denna följsamhet erhålles.

Bestämning av kretskonstanterna.

Vi hade skaffat oss tvenne uttryck på frekvensfelet Δf, ekv. (4) och (5). Den senare ekv. innehåller koincidensfrekvenserna a_1, a_2 och a_3, som enligt föregående redan beräknats och sålunda äro kända. För att erhålla kretskonstanterna, som återfinnas i ekv. (4), behöva vi endast jämföra dessa ekv. och ur jämförelsen beräkna kretskonstanterna. Efter en dylik jämförelse erhåller man ekv.

$$k_0 f_i^4 = \frac{f_i^2 p(x_2+x_3) - p x_3 x_2/x_1}{1 - p\,\frac{x_2+x_3}{x_4}} \qquad (29)$$

$$k_1 f_i^2 = \frac{2p(x_2+x_3)}{1 - p\,\frac{x_2+x_3}{x_4}} \qquad (30)$$

$$k_2 f_i^2 = f_i^2 + \frac{p(x_2+x_3) - \frac{x_2}{x_1}[1 - p x_3/x_4]}{1 - p\,\frac{x_2+x_3}{x_4}}. \qquad (31)$$

Här äro k_0, k_1 och k_2 kända enligt ekv. (25), (26) och (27). I övrigt antages faktorn p känd. De storheter som återstå att bestämma äro x_1, x_2, x_3 och x_4, dvs. fyra stycken obekanta. Vi ha endast tre ekv. till förfogande, varför en av storheterna sålunda skulle bli obestämd. I verkligheten är x_4, dvs. trimkapaciteten i signalkretsen, bestämd av frekvensområdet och den till förfogande stående vridkondensatorns storlek. Har vridkondensatorn i minimiläge kapaciteten C_{vmin} och i maximiläge C_{vmax} erhålles vid minimifrekvens f_1 och maximifrekvens f_4 följande ekv.

$$4\pi^2 f_1^2 L[C_{vmax}+C_{T1}] = 1$$

$$4\pi^2 f_4^2 L[C_{vmin}+C_{T1}] = 1$$

Divideras ekv. med varandra erhålles

$$\frac{C_{vmax}+C_{T1}}{C_{vmin}+C_{T1}} = \left(\frac{f_4}{f_1}\right)^2$$

ur vilket vi erhålla

$$C_{T1} = \frac{C_{vmax} - \left(\frac{f_4}{f_1}\right)^2 \cdot C_{vmin}}{\left(\frac{f_4}{f_1}\right)^2 - 1}.$$

C_{T1} blir sålunda bestämd av frekvensområdet samt den använda vridkondensatorns storlek. Ur någon av ovan angivna ekv. beräknas L och därvid blir x_4 bestämt.

Nu kunna vi bestämma de övriga storheterna x_1, x_2 och x_3.

Efter insättning av (30) i (29) och (31) erhållas tvenne ekv., som efter dividering med varandra ger

$$\frac{1}{p x_3} = \frac{1}{x_{30}} + \frac{1}{x_4},$$

$$\text{där } x_{30} = \frac{\frac{k_1}{2} - k_0}{1 + \frac{k_1}{2} - k_2} \cdot f_i^2 .$$

Vidare utlöses

$$p x_2 = \frac{x_{20}}{\left(1 + \frac{x_{20}+x_{30}}{x_4}\right)\left(1 + \frac{x_{30}}{x_4}\right)},$$

$$\text{där } x_{20} = \frac{\frac{k_1}{2}\left(\frac{k_1}{2} - k_2\right) + k_0}{1 + \frac{k_1}{2} - k_2} \cdot f_i^2$$

samt

$$p x_1 = \frac{x_{10}}{\left(1 + \frac{x_{30}}{x_4}\right)^2},$$

$$\text{där } x_{10} = \frac{x_{20}/f_i^2}{1 + \frac{k_1}{2} - k_2}.$$

När vi nu bestämt x_1 blir sålunda enligt föregående oscillatorkretsens induktans L_o bestämd ($L_o = x_1 \cdot L$). Genom att bestämma x_2 ha vi bestämt trimkapaciteten C_{To} i oscillatorkretsen $\left(C_{To} = \frac{1}{4\pi^2 x_2 L}\right)$.

Genom bestämningen av x_3 har paddingkondensatorn C_{po} bestämts $\left(C_{po} = \frac{1}{4\pi^2 x_3 L}\right)$.

Och därvid äro samtliga kretskonstanter bestämda för oscillatorkrets av typ I.

När man beräknat kretskonstanterna för oscillatorkrets av typ I kan lätt en beräkning av oscillatorkrets typ II göras.

Man gör ekv. (2) och (3) identiska. Härvid blir paddingkondensatorn

$$C'_{po}=\frac{C_{po}}{2\cdot\beta}[1+\sqrt{1+4\beta C_o/C_{po}}]$$

där $\beta=1+C_{To}/C_{po}$.

Vidare blir trimkapaciteten över vridkondensatorn

$C'_{To}=C_{po}-C'_{po}$

och induktansen hos oscillatorkretsen

$$L'_o=L_o\frac{C_{To}+C_{po}}{C_o+C'_{po}}.$$

I här angivna uttryck inkommer spolkapaciteten C_o, som ej låter sig beräknas. Kapaciteten C_o torde i de flesta fall uppgå till ca 5 pF.

*

I en del fall kan det förekomma att man vill förminska kapacitetsvariationen i signalkretsen genom att i serie med vridkondensatorn insätta en seriekapacitet C_{p1}. Denna seriekapacitet kommer att inverka på paddingkondensatorn i oscillatorkretsen så att denna erhåller värdet

$$C_{po1}=\frac{C_{po}\cdot pC_{p1}}{C_{po}+pC_{p1}}.$$

Här är C_{po} den för oscillatorkrets typ I beräknade paddingkapaciteten. Vid bestämning av oscillatorkrets typ II insättes C_{po1} i stället för C_{po}.

*

De deducerade formlerna tillåta en beräkning av kretsar, där hänsyn tagits till de kapaciteter, som i praktiken förekomma. Vid deduceringen har medtagits de kombinationer av kapaciteter, som kunna tänkas uppträda. Härvid har samtidigt påvisats att någon förbättring av frekvensfelkurvan ej kan erhållas med dylika manipulationer. Dels har visats att en storleksändring av oscillatorsektionens vridkondensator ej kan påverka felkurvans utseende, dels har även visats att en inlänkning av en seriekapacitet till signalkretsens vridkondensator ej heller kan påverka felkurvans utseende i förbättrande riktning.

För att underlätta beräkningen av gangningen av kretsarna vid superheterodynen har ett beräkningsschema uppställts, där gången av beräkningen lättare kan följas. Den, som av någon anledning ej satt sig in i formlernas härledning, kan utan någon kännedom om härledningen dock använda sig av formlerna utan att något misstag behöver göras. Beräkningsschemat följer i nästa nummer.

Television i USA

I. Du Monts system — en orientering

Du Monts televisionssändare W2XWV en av de modernaste. Fantasi och verklighet om linjer och ytor. — Den tröga skärmen av i dag har rätt färg och eliminerar flimring, men hur beter den sig vid rörligt objekt, frågar kritiken. — Det stora frågetecknet heter färgtelevision.

Av civilingenjör Harry Stockman*

New York i april 1941.

Redan för flera år sedan var namnet »Du Mont» (uttalas »doomånt») känt inom televisionstekniska kretsar, och då och då hörde man talas om det i samband med någon revolutionerande nyhet eller uppfinning. Fackpressen var emellertid ganska förtegen, och den vetgirige hade svårt att bilda sig en uppfattning om »the Du Mont System». Skall man nu tala om ett »Du Monts system», måste man redan från början göra klart för sig, att »systemet» av i dag ej är identiskt med »systemet» av år 1939, och detta i sin tur ej identiskt med »systemet» av år 1938 etc. I själva verket är företaget Du Mont en patentpol i smått, som backar upp ett block av televisions-

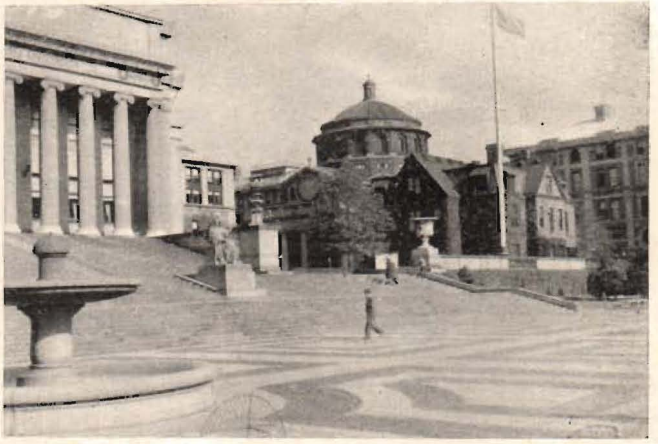


Fig. 1. Del av Columbia University med entrén till vänster. Med Major Armstrong bland professorerna, en fin radioinstitution och radioföredrag då och då i de på kvällarna sammanträdande ingenjörsföreningarna har Columbia ett gott namn som radiouniversitet. Det var här Du Mont-demonstrationen gick av stapeln. (Foto: förf.)

* Sverige-Amerika Stiftelsens och Tekniska Högskolans stipendiat.

Fig. 2. I Sverige är Du Mont-fabrikatet mest känt genom oscillograferna med samma namn. Ovan se vi en ingenjör under konstruktionsarbete på Du Monts oscillograf, typ 208, i firmans laboratorium i Passaic, New Jersey, strax utanför New York.

patent. Under årens lopp gå en del patent ut, under det att nya komma till, och det är detta förhållande som är orsaken till flexibiliteten i »systemet».

Du Mont har redan länge legat i fejd med RCA (Radio Corporation of America), och att det är patentstridigheter som utgöra källan till missämjan är ej svårt att förstå. RCA kontrollerar en mängd värdefulla patent, och har därför en betydande maktställning. Enligt den gängse parollen: »Ingen kan hålla en god man nere», har emellertid Du Mont tappert strävat uppåt under de senaste åren, och detta med sådan framgång, att företaget vann över RCA i den hårda uppgörelsen om televisionsnormer i början av år 1940. FCC (Federal Communications Commission) hade redan vridit på grönt ljus — som man säger här — för RCA, när Du Mont med stöd från Paramount och Philco började bråka på allvar. Vad man sade var i fri översättning ungefär följande: »Skall ett stort och mäktigt företag som RCA få monopolisera hela marknaden, driva FCC att i hastigt mod fatta beslut, innebärande att utvecklingen fryses fast vid normer av i dag, och tvinga vår lilla firma att giva upp kampen för bättre och billigare tittskåp åt det frihetsälskande amerikanska folket, som vore förtjänt av ett vida bättre öde?» Och se, det tog skruv. Som visst nämnts i ett föregående brev, är det så i Roosevelts land, att staten alltid måste beakta vad »the little fellow» har att säga; så det blev ingen start för televisionen den gången. Säga vad man säga vill om dragkampen mellan RCA och Du Mont, så kan det ej bortresoneras, att det måste finnas en hel del av värde i ett system, som åstadkommit vad Du Mont otvivelaktigt gjort. Författaren skall försöka giva en kortfattad orientering om systemet, grundad på rön gjorda under ett studiebesök hos Allen B. Du Mont Laboratories, Inc., på några demonstrationer samt för övrigt på de knapphändiga informationer om systemet, som äro tillgängliga.

Egenheter hos Du Monts system.

För att göra en lång historia kort, så är Du Monts system praktiskt taget lika med RCA:s system, för vilket de av RMA (Radio Manufacturers Association) fastställda televisionsnormerna gälla. De mera framträdande avvikelserna kunna summeras upp i följande tre punkter:

a) Förhållandet mellan yt- och radfrekvens är mindre.
b) Styrning av ytoscillatorn sker med ett vågtåg av högfrekvenssvängningar, inlänkat i en speciell ytpuls.
c) Avlänkningen sker automatiskt på sådant sätt, att en ändring av yt- och radfrekvens på sändarsidan till nya värden driver svepspänningarna på mottagarsidan att följa efter, varför mottagaren ständigt arbetar i full synkronism med sändaren.

Bland övriga specialiteter i systemet må i detta sammanhang nämnas det helelektriska bildröret och den i detsamma använda intensifieringselektroden. Den senare utgöres av en ringformig beläggelektrod omedelbart intill den fluorescerande skärmen, vilken elektrod arbetar med en spänning, som är ungefär dubbelt så stor som accelerationselektrodens eller andra anodens (katodspänningen utgör referenspotential). Intensifieringselektrodens uppgift är att ytterligare accelerera elektronerna efter avlänkningsförloppet. I kompromissandet mellan hög ljusstyrka och lättdriven avlänkning säges Du Monts elektrod giva ett stort tillskott i ljusstyrka för ett litet tillskott i avlänkningsspänning. Bildröret med intensifieringselektrod har emellertid ej medfört några större omvälvningar inom mottagartekniken, så det är möjligt att fördelarna med det nya systemet ej i erforderlig grad uppväga nackde-

Fig. 3. Här håller man på med en synksignalgenerator för televisionstekniska mätningar. Till vänster ses Boonton Beat Frequency Generator, Model 140-A, som har ett frekvensområde från 20 p/s till 5 Mc/s. Denna svävgenerator är mycket omtyckt i USA.

Fig. 4. Tvenne Du Mont-bildrör med intensifieringselektrod — den under skärmen synliga ringen. Det mindre röret är 2519D14 à 75 dollars, det större 2520D20 à 100 dollars. Det senare har en skärmdiameter om 20 tum och ger en bild av storleken 11×15 tum. Intensifieringselektroden kan påläggas en accelerationsspänning om 12 000 volt. (Gäller båda rören.)

larna, exempelvis svårigheten att bibehålla skarpt fokus över hela bildytan. Den andra Du Mont-specialiteten, det helelektriska bildröret — vilket i modernt utförande har stor skärmdiameter och liten total längd — visar den väg Du Mont slagit in på för att komma ifrån »brännfläcken» i bildrörets centrum, orsakad av jonkoncentration mot detta centrum. Helmagnetiska rör äro tämligen fria från jonfläckar, ehuru ej i samma grad som de helelektriska. Enligt uppgift från General Electric uppträder nämligen vid helmagnetiska rör en jonfläck efter några hundra brännтimmar. I rör med magnetisk avlänkning och elektrisk fokusering[1] erhålles ett relativt starkt jonbombardemang av bildcentrum med jonfläck som följd. Detta hindrar ej, att det finns mottagare i marknaden med bildrör av denna typ, så meningarna äro delade om de principer, enligt vilka bildrörstypen bör väljas. Ytterligare en fördel med helelektriska rör är, att avlänkningssystemet blir mycket flexibelt med avseende på yt- och radfrekvensernas värden. Detta är av betydelse för automatisk synkronisering enligt punkt c), för att nu ej tala om den betydelse en ökad flexibilitet har vid rör för oscillografändamål.

Du Monts system kännetecknas av ett flertal specialkonstruktioner av samma art som de ovan nämnda, men vi skola i det följande hålla oss till punkterna a), b) och c) ovan.

Ett lämpligt val av förhållandet mellan yt- och radfrekvens är av avgörande betydelse för bildkvaliteten. Vid en diskussion av förhållandet bör man taga hänsyn till bandbredden hos den tillgängliga transmissionskanalen. Som endast ett begränsat totalt frekvensutrymme står till buds, kan ett större antal kanaler inrymmas, i den mån bandbredden hos varje kanal göres mindre.[2] Enligt det för modulationsfrekvensen f_{mod} gällande sambandet:

$$f_{mod} = \frac{1}{2} ckN^2 f_b \text{ p/s}$$

mellan storheterna linjeantalet N och bildfrekvensen f_b vid ett givet bildformat k, är i ett visst televisionssystem alla storheterna bestämda, så snart två av dem fastläggas (c är en av horisontella och vertikala bildkvaliteten bestämd faktor). Vid en smal kanal, alltså ett litet värde på f_{mod}, blir produkten kN^2f_b eller produkten av bildpunktsantal och bildfrekvens liten. Dimensioneringsuppgiften kan skrivas

$$N^2 f_b = \text{konstant},$$

där N eller f_b eller bådadera böra vara små, för att konstanten skall få ett litet värde. Nu skall emellertid N vara så stor som möjligt för hög vertikal bildkvalitet. Ett extremt högt värde lönar sig emellertid ej av olika skäl. Sålunda symboliserar konstanten till höger om likhetstecknet konstansen hos den horisontella bildkvaliteten, och man vinner ej mycket på att driva den vertikala bildkvaliteten i höjden, om man ej kan följa efter med den horisontella (som bestämmes av f_{mod} samt av sändarens och

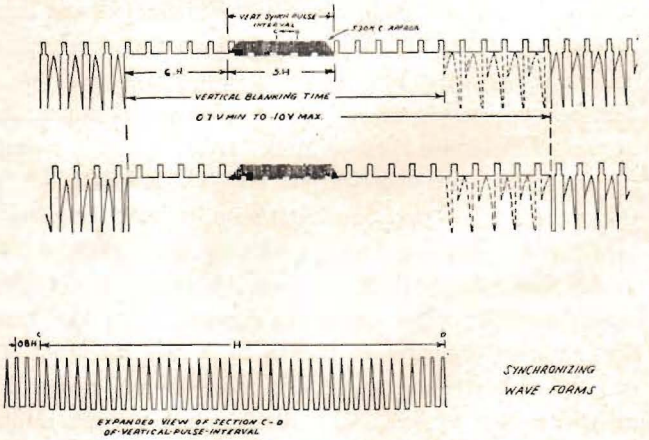


Fig. 5. Diagram visande den speciella Du Mont-pulsen. Läget av det högfrekventa vågtåget framgår av de övre figurerna för jämn och udda yta och vågformen av den undre figuren. De för RMA-systemet karakteristiska mellanpulserna saknas.

[1] Rör med elektrisk avlänkning och magnetisk fokusering ha ej kommit till allmän användning.

[2] Det råder redan »trängsel i etern» nere på ultrakortvågen, inom det område, 50 till 108 Mc/s, där de hittills exploaterade televisionskanalerna äro förlagda (grupp A). FCC har emellertid även upplåtit området 162 till 294 Mc/s (grupp B) och området över 300 Mc/s (grupp C), undantagandes bandet 400 till 401 Mc/s, åt televisionen, och här finnes gott om utrymme — ännu en tid, är bäst att tillägga. Siffrorna gälla den nya frekvensfördelningen av år 1940, enligt vilken den förutvarande kanalen nr 1, tidigare utnyttjad av Empire State-sändaren, upplåtits till frekvensmodulerade radiosändare. Den nuvarande kanalen nr 1, 50 till 56 Mc/s, tillhör även i denna nya fördelning Empire State, som ombyggts under innevarande sommar. Givetvis äro »långvågskanalerna» de mest åtråvärda. Det är svårt att bygga en god televisionssändare för 50 Mc/s, men det är vida svårare att bygga en för 200 eller 300 Mc/s, så kampen om bärfrekvenserna är hård. — Kanalernas bandbredd är fixerad till 6 Mc/s.

mottagarens bandbredd).[3] Vidare skall f_b vara stor för undvikande av flimring och för undvikande av diskontinuitet i rörelsen hos televiserade, rörliga objekt. På grund av de motstridiga önskemålen kan dimensioneringsuppgiften endast lösas genom kompromissande, och det hela blir en fråga om, var man skall pruta av mest. Det synes, som om RCA:s och RMA:s lösning med $N=441$ linjer och $f_b=30$ bilder per sekund är synnerligen god, och den har också tillkommit efter mycken begrundan på olika håll.

Med hänsyn till kvadreringen av N är det tydligen otacksamt att försöka höja linjeantalet genom att sänka bildfrekvensen f_b. En sänkning av f_b är i och för sig en ganska diskutabel åtgärd, om man betänker, att redan i det nuvarande systemet rörelsediskontinuitet kan spåras. Du Mont har emellertid med frejdigt mod gått in för en bildfrekvens av 15 bilder per sekund i stället för 30 och ett linjeantal större än 441. (Värdet på N måste tillhöra den möjliga serie, som är för handen med hänsyn till frekvensdivideringen från radfrekvens till nätfrekvens på sändarsidan.) Enligt Du Mont kan man alltså sända en 441-linjers bild med halv bandbredd på bildsändningen, vilket vid enkelt sidband betyder en om ej till hälften så dock starkt reducerad kanalbredd. Vid fullt utnyttjande av 6 Mc/s-kanalen får N värdet 625, representerande en bättre bild än den, som kan åstadkommas med det nuvarande systemet. Om kanalbredden 6 Mc/s överskrides, kan ett linjeantal om 735 (ett annat av de möjliga talen i serien) överföras, varvid bildkvaliteten blir än högre.

Hur klarar man nu flimringen? Jo, hel enkelt genom övergång till ett »trögt» eller »fördröjt» skärmmaterial. Vad man eftersträvar är en sådan form på efterlysningskarakteristiken, att ljusstyrkeamplituden förblir tillnärmelsevis konstant under en femtondels sekund, för att sedan snabbt gå ned till svartnivån. En dylik rektangulär fluorescens-fosforescenskurva står emellertid i strid mot lagarna för energiomsättningen i träffpunkten. Håller man amplituden uppe under ett visst tidsmoment, så får man också hålla till godo med det restljus, som den exponentiellt avtagande ljusstyrkeamplituden vidmakthåller under följande tidsperioder. Vad Du Mont åstadkommit är därför en kompromiss — en synnerligen god kompromiss, måste man säga — där den tröga skärmen dimensionerats så, att flimmerfrihet just erhålles, samtidigt som ett med måttlig hastighet rörligt föremål varken giver intryck av

[3] Vi ha ovan tänkt oss ett system, där modulationsfrekvensens värde svarar mot sändarens frekvensutrymme. Ökas N^2 utan att f_b minskas i motsvarande grad, går konstansen hos $N^2 f_b$ förlorad, och ökningen i N medför då icke endast en ökning av vertikala bildkvaliteten utan också en minskning av horisontella bildkvaliteten. Denna minskning uppkommer enär ökningen i svephastighet och modulationsfrekvens ej åtföljes av en motsvarande ökning i bandbredd. Det är dock troligt att man i Amerika kommer att gå in för ett dylikt system med bibehållen ytfrekvens och höjd radfrekvens.

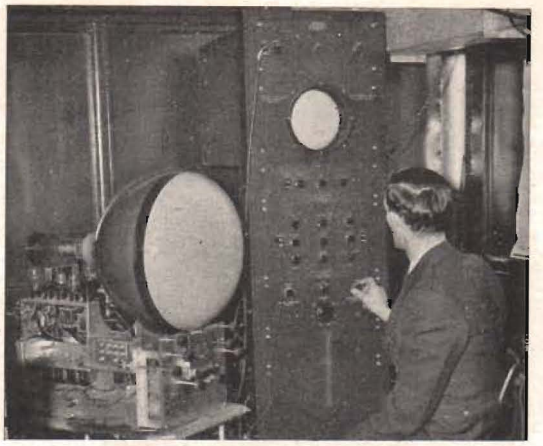


Fig. 6. En del av den apparatur, som användes vid Du Monts demonstration på Columbia University. Till vänster storbildsmottagaren, typ 195 X, och till höger en vidfrekvensoscillograf för laboratoriebruk, typ 172-A. De mottagaren tillförda synkpulserna bredas ut och studeras i detalj med hjälp av denna oscillograf.

stroboskopisk rörelse eller lämnar efter sig en »svans» i rörelsebanan. Det har ingalunda varit lätt att lösa uppgiften, ty många problem ha uppkommit, som ej skönjdes vid de första försöken. Sålunda visade det sig svårt att få en trög skärm vit — och vit-svarta bilder eller svagt tonade bilder äro i allmänhet att föredraga — men den svårigheten har man nyligen kommit över, se härom fortsättningen.

Vi komma så till punkt b), den speciella Du Mont-pulsen för ytsynkronisering. Denna utgöres av en från mellanpulser fri RMA-ytpuls, med ett i mitten inlagt 530 000-periodigt vågtåg av ungefär fem raders varaktighet. Det säges vara lätt att ändra om en sändare för Du Monts transmissionsnormer. Vidare säges detta kunna ske utan att någon skillnad i fråga om funktionen hos de till sändarens frekvens stämda mottagarna förmärkes. Enligt Du Mont skulle sålunda en övergång till deras normer ej medföra någon nackdel, men väl fördelar. En enligt Du Monts system synkroniserad mottagare påstås nämligen vara synnerligen okänslig för synkstörningar. Emellertid delar ej RCA denna åsikt; på det hållet är man snarare av motsatt uppfattning beträffande de båda synkpulsernas ändamålsenlighet ur störningssynpunkt. Det är för en utomstående omöjligt att på sakens nuvarande ståndpunkt avgöra, vem som har rätt. Först när resultaten av objektivt genomförda prov under praktisk drift stå till förfogande — om något eller några år — vet man vad de båda systemen gå för i berörda avseende. För en radiotekniker ter det sig ganska lockande att enligt Du Mont plocka ut ytpulsen med en skarpt stämd högfrekvenskrets, och det är icke tu tal om att ej idén har sina goda sidor.

Återstår punkt c), den automatiskt synkroniserade mottagaren. Denna utgör en slags universalmottagare, som säges ställa in sig automatiskt för just den ytfrekvens och

Fig. 7. Du Mont 183 X, en modern televisionsmottagare av den populära »low console»-typen av ungefär en meters höjd. Det helelektriska bildröret har liten längd och stor skärmdiameter och ger en 10×8 tums bild. Tjugoen rör användas i kopplingen, bildröret ej inräknat.

just den radfrekvens, som sändaren i den valda kanalen råkar ha. Vore det möjligt att konstruera en dylik mottagare, skulle FCC bli praktiskt taget fri från »all headache», ty då kunde varje station ha sin egen norm i fråga om synkroniseringen. Hur än yt- och radfrekvens växlade från station till station, från kanal till kanal, skulle mottagaren alltid arbeta i synkronism med den inkommande signalen. Gamla sändare skulle successivt kunna utbytas mot nya för högre bildkvalitet, utan att någon ändring på mottagarsidan blev erforderlig. Du Mont har faktiskt konstruerat en dylik mottagare, men ännu vet ingen utomstående riktigt vad den går för. Denna mottagare saknar kontroller för »hållning» av bilden, och i den första utföringsformen saknade den oscillatorer i egentlig mening. Man matade in synksignalen i relaxationskretsar på sådant sätt, att synkpulserna i omformad och förstärkt form kunde utnyttjas för avlänkningen. Emellertid synes man nu ha frångått denna utföringsform, ty i den senaste modellen lära sveposcillatorer ha insatts. Dessa ha dock ej utpräglade egenfrekvenser, och lämnade åt sig själva svänga de på godtyckliga, låga frekvenser. Så snart synksignaler komma in, frekvensstyras emellertid oscillatorerna till synkronism, alltså för nuvarande sändning till 60 och 13 230 p/s. För en tillfredsställande funktion hos en dylik mottagare säges transmission med Du Mont-puls vara avgjort att föredraga framför RMA:s transmission, och universalmottagaren är också byggd för den speciella Du Mont-pulsen.

Kritiken av Du Monts system har tidvis varit hård. Mest är det ju den låga bildfrekvensen man hänger upp sig på, men även detaljerna i systemet ha kritiserats. Sålunda har man befarat, att risk för skärmens sönderbränning skulle föreligga i ett system, där avlänkningen endast kommer i gång, då signal är på. Härpå har Du Mont svarat genom att göra bildrörets negativa gallerförspänning beroende av signalen på sådant sätt, att arbetspunkten förlägges under »cut off», då ingen synksignal kommer in. Man har vidare befarat, att den ändring i avlänkningsamplitud, som en ändring av synkroniseringsfrekvenserna i de frekvensberoende avlänkningskretsarna förorsakar, skulle åstadkomma stora variationer i bildstorleken. Härpå har Du Mont svarat genom att förse mottagaren med något, som kanske kommer att kallas APSC, »Automatic Picture-Size Control», dvs. automatisk bildstorlekskontroll, vilken anordning håller bildens storlek konstant genom amplitudbegränsning.

Intressanta demonstrationer.

Som tidigare nämnts ha tekniska detaljer om Du Monts system offentliggjorts i rätt sparsam utsträckning, och varje föredrag och varje demonstration, som företaget hållit, har därför avvaktats med spänt intresse av radiovärlden här. För att komplettera vad som sagts ovan skall författaren återgiva några intryck från ett par av de senaste Du Mont-föredragen.

Vid IRE:s (Institute of Radio Engineers) senaste sommarkonvention, som hölls i Boston i slutet av juni 1940, talade S. W. Stanton från Du Mont om »En ny synkroniseringsmetod för televisionsmottagare». Han framhöll risken av att låta televisionen frysa fast vid nuvarande normer och betonade värdet hos ett mottagarsystem, som är flexibelt med avseende på synkroniseringsfrekvenserna. Efter föredraget följde en diskussion, och var och en satt på helspänn och väntade på att frågan, hur man undviker stroboskopisk rörelse vid femton bilder per sekund, skulle tagas upp — av någon Du Mont-konkurrent. Frågan kom, och talaren sade, att vid riktig dimensionering kunde nog »jerky motion» (ryckig rörelse) undvikas, i synnerhet som sista ordet ingalunda var sagt i fråga om forskningsarbete på frambringandet av ett ändamålsenligt skärmmaterial. Sedan kom Donald G. Fink i Electronics, välkänd författare av en diger televisionsbok, och sade någonting om att »nu ska vi vara snälla och inte bara försöka komma åt varandra, för då tror FCC, att vi ej vet vad vi själva vill, vilket ingalunda bidrar till att föra televisionen framåt». På hjärtligheten i den följande applåden kunde man ej misstaga sig.

Den intressantaste Du Mont-demonstrationen gick av stapeln på oktobersammanträdet i The Radio Club of America. Man höll till i Columbia University, Pupin Hall, och programmet gick i den vanliga käcka, amerikanska

stilen. Ordföranden, Mr. John L. Callahan vid RCA Communications, skulle öppna mötet klockan halv nio torsdagen den 24 oktober, men han kom endast i televiserad gestalt, ity att han befann sig i studion till den av Du Mont och Paramount just färdigbyggda televisionssändaren W2XWV vid 515 Madison Avenue, mid-town, New York. Denna sändare, byggd för 78—84 Mc/s-bandet, är av mycket flexibel konstruktion, har lågeffektmodulation och en antenneffekt om 1 kW.[4] Utrustning finns för såväl amplitudmodulation (AM) som frekvensmodulation (FM). Sålunda kan exempelvis bilden sändas på AM och synksignal och ljud på FM. Ingående fältmätningar ha företagits med såväl vertikalt som horisontellt polariserade vågor, varvid många värdefulla rön om televisionsvågornas utbredning i en sådan stenöken som New York gjorts. Den skyskrapa, i vilken sändaren är inrymd, har fyrtiotvå våningar, och den antennen uppbärande stålmasten är byggd direkt på toppen. Antennhöjden över taket är 130 fot och över gatunivån 630 fot.

Vid demonstrationen användes ej den stora sändaren utan en mindre experimentsändare om 50 watt. Bärfrekvensen för bildsändningen var 79,25 Mc/s och polarisationen horisontell. Det var den första officiella sändningen från Du Mont-stationen. Avståndet till mottagaren i Columbia University uppgick till något mer än en halv svensk mil.

Huvudtalare för kvällen var Dr. Thomas T. Goldsmith Jr., chef för Du Monts forskningslaboratorium. Efter en kortfattad historik berörde han de tekniska detaljerna i Du Monts system och visade därefter televisionsbilder av stillastående föremål med successivt stegrat linjeantal. Man började med 441 linjer och 30 bilder per sekund, alltså en 441/30-transmission, och fortsatte med 525/30 och 625/15. Denna senare sändning överfördes inom samma kanal som 441/30-transmissionen ($\sqrt{2} \cdot 441 = 625$). Bildkvaliteten var märkbart bättre än den med 441/30-normerna erhållna. Vid ifrågavarande sändning, 625/15, användes för första gången Du Monts nya tröga bildrör med vit skärm, av vilket det första exemplaret just kom från fabriken ett par timmar före demonstrationen. Ehuru bilden ej blev precis vit-svart, betecknade dock det nya röret ett stort steg framåt i fråga om den tröga skärmens reproduktionsegenskaper. Röret arbetade helt flimmerfritt även vid hög ljusstyrka, och man skulle gärna önskat se det i arbete på rörligt objekt.

Som slutomdöme om Du Monts system må sägas, att det säkerligen innehåller mycket av värde, även om det

[4] Sändarens toppeffekt, dvs. den på toppen av synkpulserna mätta effekten, är därvid 4 kW. En ljudsändare med samma toppeffekt har en bärvågseffekt av 1 kW, alltså fjärdedelen av toppeffekten. Man räknar nu även för bildsändarens vidkommande med en fjärdedel av toppeffekten och angiver detta värde såsom stationens effekt.

Fig. 8. Färgtelevisionen är det stora frågetecknet för dagen i USA — CBS' demonstrationer ha visat att den är verklighet. Ovan en bild från studion för direktupptagning i färger. Den övre delen av kameran är synlig, innehållande kameraröret, en orthicon från RCA.

är föga troligt, att systemet har framtiden för sig just i form av ett »system». Snarare är det väl troligt, att endast ett eller ett par av de för sysemet karakteristiska konstruktionerna slå igenom — men det är vackert så.

Trots alla framsteg som på senare tiden gjorts skulle man kanske kunna våga en profetia, att Du Monts system, plus RMA:s system, plus övriga system, som eventuellt existera, äro hopplöst föråldrade inom kort, nämligen om det av Columbia Broadcasting System, CBS, utvecklade färgtelevisionssystemet slår igenom. Detta system, som omnämnts i en tidigare artikel, kom fram som ett 343/60 färgfilmsystem och demonstrerades inför IRE den 3 oktober 1940. En senare demonstration med direktupptagning i färger ägde rum den 9 januari innevarande år. Demonstrationerna voro mycket lyckade, och som författarens personliga mening må anföras, att en svart-vit 441/30-bild är vida underlägsen en 343/60-färgbild. Skillnaden är så stor, att det ej råder någon tvekan om, att framtidens television heter färgtelevision. Hemligheten med färgtelevisionens succé är ej endast att man får en bild i granna färger, utan att man får en synnerligen kontrastrik bild tack vare färgerna. Det må nämnas, att vid båda demonstrationerna transmissionen skedde inom en 6 Mc/s-kanal, så färgtelevisionen är praktiskt realiserbar med nuvarande frekvensfördelning. Visserligen har CBS-systemet ännu ej kommit riktigt ur laboratoriestadiet, men att det är någonting att räkna med bevisas därav, att den sommaren 1940 bildade National Television Systems Committee, NTSC, satte till alla klutar för att få med färgtelevisionen i bedömningen av televisionens läge i USA. Tiden går fort, och måhända ha vi televisionen »just around the corner».

Stereofoniskt ljud*)

Av civilingenjör Stellan Dahlstedt
(Aga-Baltic Radio AB)

Trots alla framsteg i ljudåtergivningstekniken saknas ännu något. Även den bästa ljudåtergivning kan skiljas från originalljudet. Ljudtekniker ha länge varit på jakt efter detta något och på sista tiden har det stereofoniska ljudet förts fram som lösningen på problemet. Detta är nog att tro för mycket, men allt talar för att det stereofoniska ljudet utgör ett framsteg.

Tanken på att överföra riktningen till en ljudkälla vid ljudreproduktion är ej ny. Redan år 1911 fick Rosenberg princippatent[1] på en dylik anordning, trots att teletekniker då knappast voro i stånd att ens prova hans idé.

Det första försöket i stor skala gjordes av Bell-laboratoriet i USA vid det s. k. Philadelphia-Washington-experimentet[2]. Vid detta experiment, som ej endast avsåg att prova den stereofoniska effekten, överfördes en hel symfoniorkester från Philadelphia till Washington med ett flertal ljudkanaler. Trots den framgång, som försöket hade, har det stereofoniska ljudet ej förrän helt nyligen kommit till verklig praktisk användning.

Vad är då stereofoniskt ljud? Ja, den i bildtekniken insatte identifierar det sannolikt med stereoskopisk bild, och det är rätt men endast delvis. Medan man genom att se på en bild genast kan avgöra riktningen till de olika bildelementen, kan man ej genom att lyssna på en högtalare avgöra riktningen till de olika ljudkällorna. Däremot kan man avgöra, vilken ljudkälla som är längre bort eller närmare mikrofonen i den lokal, där ljudet upptages[3], vilket i de flesta fall ej är möjligt i den ekvivalenta bildupptagningen. Det är alltså ej samma effekt som eftersträvas i stereoskopi och stereofoni. I första fallet eftersträvas djup i bilden, i andra fallet eftersträvas bredd i ljudet.

I de första stereofoniska försöken användes ett »modellhuvud» med två mikrofoner som öron. Spänningarna från de båda mikrofonerna förstärktes var för sig och tillfördes var sin hörtelefon på så sätt, att ljudet från den vänstra mikrofonen tillfördes hörtelefonen för åhörarens vänstra öra och vice versa. (Fig. 1.) Den uppnådda effekten förvånade genom sin omedelbarhet, trots att man ju väntat att ernå ett gynnsamt resultat.

Emellertid ställer det sig svårt att tillämpa principen praktiskt. Lika litet som stereoskopien kunnat utvecklas med röda och gröna glasögon, kan stereofonien utvecklas

* Efter ett föredrag i Stockholms Radioklubb den 22/4 1941.
[1] Britt. Patent nr 23620.
[2] Bell Lab. Record maj 1933.
[3] Akustische Zeitschrift, 1938, jan., s. 21, Über die Entstehung der Entfernungsempfindung beim Höhren, G. v. Békésy.

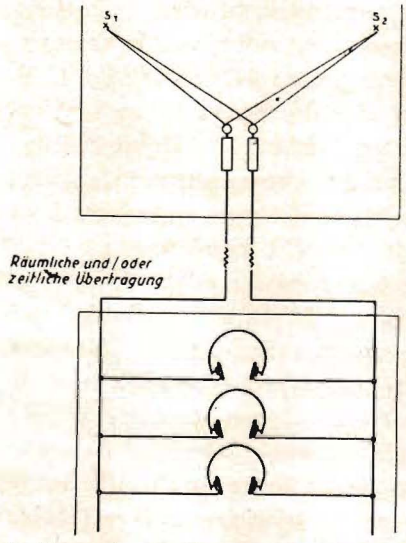


Fig. 1. Vid de första stereofoniska experimenten användes hörtelefoner, där höger- och vänstertelefon matades från var sin ljudkanal. I studion fanns två mikrofoner, placerade ungefär på öronavstånd.

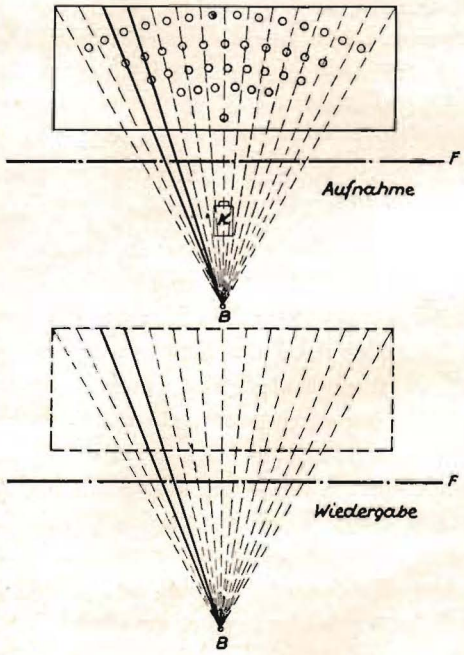


Fig. 2. I en studio (övre delen av bilden) tänkes ljudtrycket i ett snitt F registrerat och överfört till en motsvarande yta F i återgivningslokalen (undre delen av bilden). En åhörare, som är placerad i punkten B i återgivningslokalen, måste nu få ett riktigt intryck av riktningen till de olika ljudkällorna bakom ytan F.

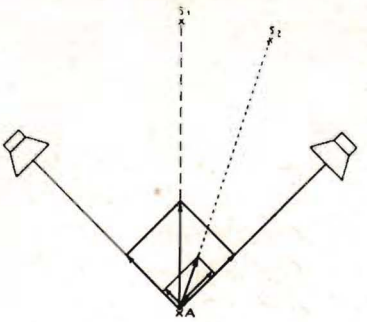


Fig. 3. Förenklad stereofonisk anläggning med endast två högtalare. Det är till stor del förhållandet mellan ljudstyrkorna från de båda högtalarna som avgör, vilken riktning som man hör ljudet från.

med hörtelefoner. Försöker man sätta upp två högtalare, en på var sida om åhöraren, försvinner riktningshörandet på grund av att ljudet från en högtalare höres rätt väl även av det från denna högtalare vända örat. Andra principer för mikrofonplaceringen måste alltså tillämpas. Vi anta, att en orkester skall återgivas (fig. 2), så att en åhörare i punkten B får rätt riktningsintryck av ljudet[4]. Inom varje rymdvinkel strömmar ljud mot åhöraren B, ljud vilkas avstånd man kan bedöma med endast ett öra, men vilkas riktning det erfordras två öron för att bestämma. Inlägges nu ett plan F i rymden mellan orkestern och åhöraren, kan ljudtrycket i varje del av detta plan registreras och överföres till ett motsvarande plan i den lokal, där ljudet skall återges. Då kommer en åhörare i återgivningslokalen att vara utsatt för samma ljudsensation som i upptagningslokalen. Detta är lösningen till det stereofoniska ljudet. Emellertid är det praktiskt ogenomförbart att anordna tillräckligt många överföringskanaler, för att mikrofonerna respektive högtalarna skola bilda ett plan. Det är ej heller nödvändigt.

[4] Detta motsvarar naturligtvis en viss brännvidd hos kamerans (K) objektiv och en viss förstoring vid projektion av bilden på duken.

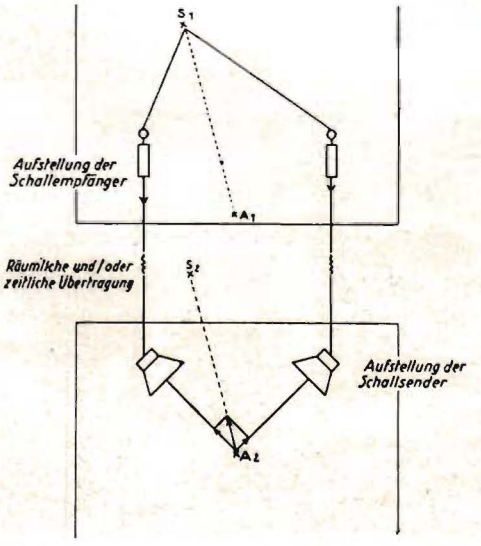


Fig. 4. Schematisk bild av stereofonisk anläggning med två högtalare.

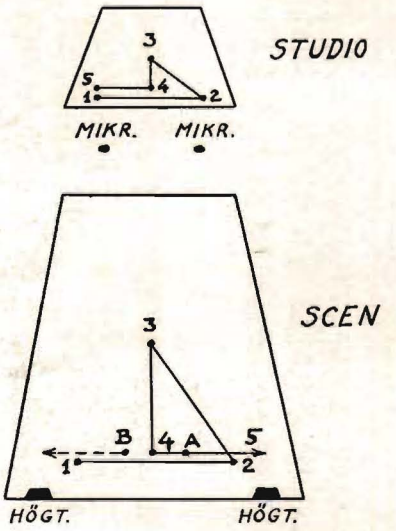


Fig. 5. Experiment för att utröna den stereofoniska effekten vid överföring via två kanaler.

Genom att använda endast två högtalare kan man ernå en fullständigt stereofonisk effekt. Det är härvid till stor del ljudstyrkan, som avgör ljudkällans riktning, även om den i fig. 3 angivna parallellogramlagen kanske ej får tas alltför bokstavligt. I fig. 4 visas, hur en komplett stereofonisk överföring skulle se ut. Av stor betydelse är, att åhöraren är någorlunda rätt placerad i förhållande till högtalarna, då han ju eljest ej kan få rätt intryck av riktningen. Det är emellertid intet som hindrar, att ljudbilden förstoras genom att högtalarna placeras längre i sär och åhöraren längre ifrån dem. Detta måste i verkligheten göras, då stereofoniskt ljud skall återges på stora biografer.

Den noggrannhet, varmed örat bestämmer riktningen, är ganska stor, särskilt för ljud av relativt hög frekvens. Ser åhöraren emellertid en bild, som han samordnar med ljudet, kan dock fel tillåtas i ljudbildens riktning, ty synbilden överväger i riktningsbestämningen, så att örat kan bedras. Fig. 5 visar ett enkelt försök, som gjorts för att visa detta förhållande.

I en studio inramades ett visst område, som motsvarade en scen i en i samma hus belägen samlingslokal. Mikrofoner placerades i studion och högtalare i samlingslokalen, varvid noga utprovades, att ljudbilden överensstämde med synbilden. Detta tillgick så, att en person i studion placerade sig i en viss punkt och talade. På scenen fick nu en person förflytta sig, tills åhörarna i lokalen voro ense om att han befann sig i den punkt, varifrån ljudet kom. Ett visst område i studion, som omgavs med rep, motsvarar nu scenen och högtalarplaceringarna. Det är att märka, att de båda varandra motsvarande ytorna i allmänhet ej äro likformiga. En person på scenen kan nu uppföra en pantomim, dvs. låtsas tala och

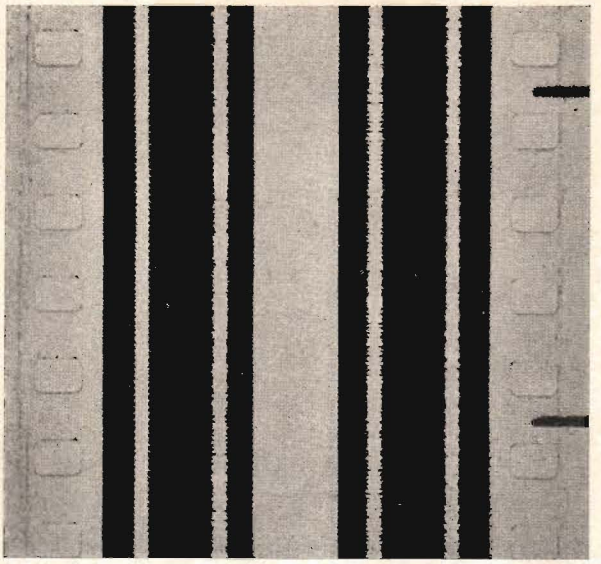


Fig. 6. Ljudbanden till den nya Walt Disney-filmen »Fantasia» äro upptecknade på en särskild film, som vid återgivningen köres i en separat projektor, synkront med bildprojektorn. Tre band på filmen överföra tre skilda ljudkanaler, medan det fjärde bandet (längst till vänster) överför tre styrfrekvenser för reglering av kompression eller expansion.

förflytta sig enligt överenskommelse med talaren i studion, så att deras läge alltid överensstämmer. Vid ett dylikt försök kunde åhörarna ej avgöra, om mannen på scenen verkligen talade eller ej. Nu gjordes följande experiment:

Talaren i studion och mannen på scenen följde var sin utstakade väg enligt fig. 5. De började härvid vid 1, gingo vidare till 2, 3 och 4. När ljud och talare följts åt så länge, voro alla i lokalen övertygade om att mannen på scenen verkligen talade. Vid punkt 4 gick emellertid talaren i studion till vänster, medan mannen på scenen gick till höger. På grund av synillusionen tyckte nu åhörarna först, att ljudet följde med till höger, men plötsligt när felet mellan ljud- och synbild blivit tillräckligt stort, hoppade ljudbilden plötsligt från A till B, och ljudet gick ut bakom ridån till vänster, medan den förmente talaren gick ut till höger. Andra liknande experiment ha gjorts, vilka givit värdefulla upplysningar om det stereofoniska hörandet.

Den första stora kommersiella användningen av stereofoniskt ljud är inspelningen av en ny tecknad film i Walt Disneys studio i Hollywood. Det ljudsystem, som här användes, har tre tonband förutom ett band för kontroll av ljudstyrkan. För tonåtergivningen användes en särskild film, som köres i en separat projektor synkront med bilden. Fig. 6.

Det är RCA som konstruerat den tekniska utrustningen. Att man genast insett, att en så dyrbar anordning ej kan vinna allmän spridning, visas av att samma firma samtidigt släpper ut något, som kallas »Panoramic sound». I detta system upptecknas endast ett tonband som vanligt, men medelst ett kontrollband, som ligger i filmens perforering, kontrolleras ljudstyrkan hos två extra högtalare, en på var sida om scenen, varigenom ljudbildens förflyttning kan bringas i överensstämmelse med synbildens. Denna enklare metod torde nog bli den, som vi här i landet få nöja oss med, trots att apparater för stereofonisk upptagning redan finnas.

Litteraturhänvisningar.

Journal of the Society of Motion Picture Engineers:

1938, del 1, sid. 131: Demonstration of Stereophonic Recording with motion pictures, J. P. Maxfield.

1938, del 1, sid. 666: Pick-up for sound motion pictures (including stereophonic) by Maxfield, Colledge and Friebus.

1938, del 2, sid. 351: Sound Pictures in Auditory Perspective, Franklin L. Hunt.

1939, del 1, sid. 139: Some Production Aspects of Binaural Recording for Sound Motion Pictures by Offenhauser Jr and Israel.

1940, del 1, sid. 606: Stereophonic Reproduction from Film by Harvey Fletcher. (Samma artikel i Bell Laboratories Record maj 1940.)

Kinotechnik, maj 1938:

sid. 121: Das Problem des plastischen Tones im Film.

sid. 125: Bemerkungen zur Anwendung des Raumton-Effektes im Tonfilm.

Electronics, febr. 1941:

sid. 34: Binaural Transmission on a single Channel by Eastman and Woodward.

Projectionist, febr. 1941:

sid. 7: Stereophonic Sound Reproduction by K. de Boer.

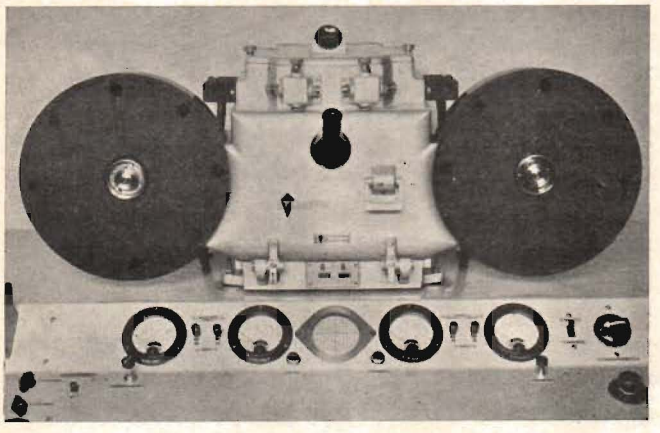


Fig. 7. Aga-Baltics ljudkamera för stereofoniskt ljud.

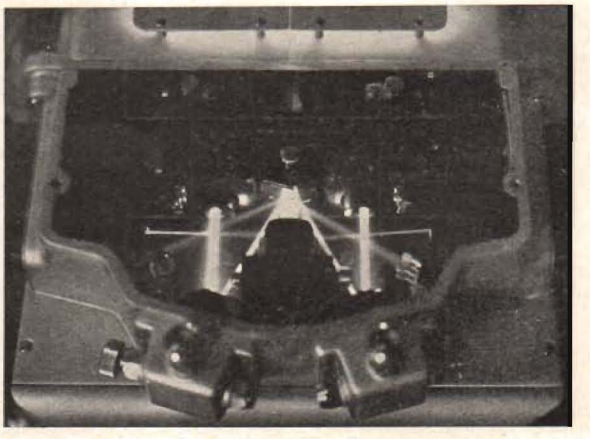


Fig. 8. Strålgången i Aga-Baltics ljudkamera »Sterefon».

Svänglinjer

ersätter kristall, bandpassfilter, transformator och andra koncentrerade kretselement vid ultrahöga frekvenser

Av civilingenjör Bengt Svedberg

En transmissionslinje i form av dubbelledning eller koaxialkabel kan användas för att stabilisera frekvensen i ultrakortvågssändare. Fördelarna av att använda en sådan s. k. svänglinje för frekvenskontroll äro framför allt följande.

1. Svänglinjen utgör en svängningskrets, vilken äger ett litet L/C-förhållande — alltså enligt formeln $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ett litet L och stort C. En sådan »hög-C-tank» ger större frekvensstabilitet därigenom, att svängningskretsen, vilken ligger mellan galler och katod eller galler och anod, blir mera oberoende av ändringar i rörkapaciteterna, vilka ingå i C-värdet, ju större svängningskretsens C är i förhållande till dessa. Eftersom vid ultrahöga frekvenser C-värdet och L-värdet äro mindre än vid lägre frekvenser, måste tydligen förhållandet L/C vara så mycket mindre där för att proportionen mellan C och rörkapaciteterna skall vara oförändrad. Ändringar i elektrodkapaciteterna bero på ändringar i elektrodspänningarna och kunna icke undvikas. Man kan även minska rörkapaciteternas inverkan genom att koppla svängningskretsen mycket löst till röret. Då komma alla variationer hos rörets karakteristikor att inverka mindre på frekvensen.

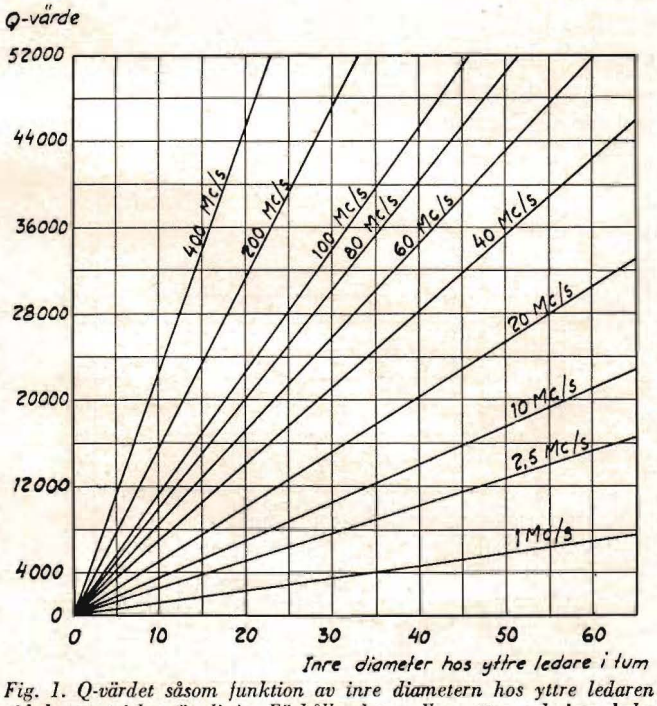


Fig. 1. Q-värdet såsom funktion av inre diametern hos yttre ledaren vid koncentrisk svänglinje. Förhållandet mellan yttre och inre ledarens diameter är konstant = 3,6.

Men ett försök att använda hög-C-krets bestående av vanliga standardkondensatorer och -spolar leder till stora förluster vid dessa höga frekvenser, eftersom förlusterna hos kondensatorer nu öka mycket snabbare med frekvensen än hos spolar. Dessa förluster bli alltså större för hög-C-krets än för låg-C-krets. Men parallellimpedansen hos tankkretsen vid driftsfrekvensen måste vara hög nog för att hindra tankkretsen från att belasta röret så mycket, att man kommer ovanför den punkt, där svängningar kunna bibehållas. För att få hög parallellimpedans måste man ha små förluster.

2. Svänglinjen äger ett högt Q-värde såsom synes av kurvorna å fig. 1, vilka gälla för en koncentrisk svänglinje bestående av ett inner- och ett ytterrör.

3. En oscillator med svänglinje kan alstra stora effekter. Upp till flera kilowatt användes i sändare. (En kristalloscillator kan giva högst upp till 5 watt.) Därigenom sparar man flera effektsteg.

4. En fördel med den höga impedansen är minskat beroende av ändringar i rörets ingångsimpedans. Fluktuationer i rörimpedansen bero på variationer i elektrodspänningarna.

5. Längs svänglinjen äro ström- och spänningsamplitud och fasvinkel kontinuerligt fördelade. Därför kan man alltid välja ut just den rätta punkten — och teoretiskt räkna ut denna — för t. ex. anslutning av likspänning, koppling till belastning, återmatning av effekt osv. Vid en svängningskrets med koncentrerade storheter kan ju varje godtyckligt värde på fasvinkel eller spännings- och strömamplitud ej nås i en viss punkt, utan vid en kondensator t. ex. endast de tvenne beläggen, som äro skilda 90° från varandra. Vid en spole kan man visserligen nå vilken punkt som helst, men det är där svårare än vid en rak ledning att uppsöka ett bestämt fastillstånd.

6. En kristall kan ej användas vid ultrahöga frekvenser, eftersom dess tjocklek är omvänt proportionell mot frekvensen. Egenvåglängden hos en Turmalinkristall uppgår till $8 \cdot 10^{-2}$ gånger dess tjocklek, varför man för en våglängd av storleksordningen en meter behöver nästan mikroskopiska strimlor. Därför måste man vid en kristalloscillator använda flera stegs frekvensmultiplicering efteråt, vilket fördyrar sändaren.

7. En kristall har en given frekvens, medan däremot en

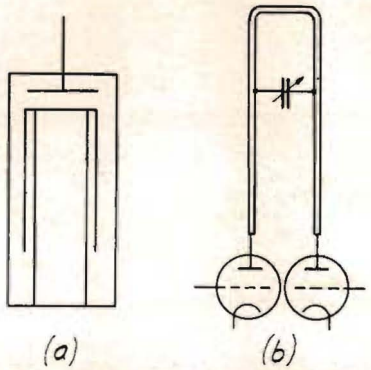


Fig. 2. Exempel på anordning för frekvensreglering, (a) koncentrisk och (b) parallellinje.

svänglinje kan fås att svänga inom ett visst frekvensområde. Med en platta, som kan skruvas ut mer eller mindre mellan det omgivande skärmröret och ytterrörets topp, kan man sålunda variera frekvensen t. ex. mellan 65—75 Mc/s, se fig. 2. Vid en dubbelledning kan man placera en kondensator, bestående av en fast platta och en rörlig platta, i en punkt där den gör största verkan. Elektriska fältstyrkan mellan ledarna blir störst i en spänningsbuk, varför alltså kondensatorn vid en kvartsvågslinje bör placeras i närheten av den öppna änden, vid en halvvågslinje på mitten.

8. Elementen i den avstämda kretsen ha ej några förbindelsetrådar som kunna påverkas av mekaniska vibrationer. Den yttre ledaren — eller eventuellt ett skärmrör utanför det yttre röret — kan användas såsom ett chassi för montering av stöd för rör och gallerläcka o. dyl. Större frekvensstabilitet gentemot yttre skakningar.

9. Kompensation för temperaturändringens inverkan på frekvensen kan uppnås genom att man t. ex. håller längden av den inre ledaren konstant oberoende av temperaturen. Det gäller nämligen för sådana linjer som utgöras av raka rörformiga ledare, att de ha en temperaturkoefficient för frekvensvariationen — alltså $f_t = f(1+\alpha \cdot t)$, där α är temperaturkoefficienten och t temperaturen — motsvarande nära den mekaniska temperaturkoefficienten för lineär utvidgning för det material av vilket linjen består. Om vi betrakta en koncentrisk linje och antaga att båda ledarna ha samma temperatur, så kommer förhållandet mellan deras diametrar, och därför de elektriska konstanterna per enhetslängd, att ej förändras med temperaturen. Förändringen i frekvens beror alltså enbart på förändringen i längd.

Beräkning av svänglinjens dimensioner för önskade värden på selektivitet, frekvens och impedans.

Vi skola nu först utan att blanda in de radiotekniska synpunkterna på svänglinjen med hänsyn till dess användning i radiokonstruktioner ta och analysera densamma ur elektricitetslärans synpunkt. Vi ha en ledning som i bortre änden är kortsluten. Då ger den resonans när dess induktiva

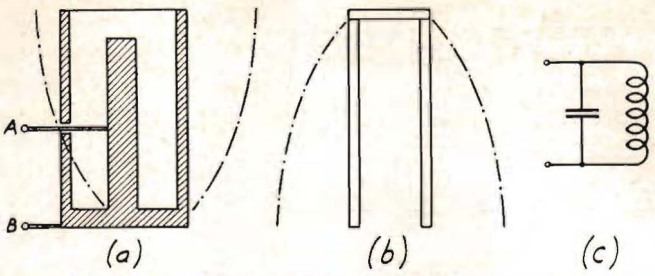


Fig. 3. Svänglinjer: (a) koaxialkabel, (b) dubbelledning med potentialfördelning och (c) ekv. schema.

och kapacitiva reaktans, vilka äro jämnt fördelade längs linjen, äro lika stora. Detta inträffar för ett udda antal kvartsvåglängder vid kortsluten linje, för ett jämnt antal vid öppen linje. Fig. 3 visar en sådan koncentrisk ledning, *a*, samt en parallelledning, *b*.

Kapaciteten fås mellan den större yttre och den mindre inre cylindern, medan induktansen fås av det flöde som omger den centrala staven. Det ekvivalenta schemat blir alltså en induktans och en kapacitet parallellt, enl. fig. 3 c. Frågan är nu var man skall ansluta uttagen, via vilka kretsen matas med effekt såsom ersättning för den som förbrukas genom förlusterna i kretsen samt mellan vilka spänning med önskad frekvensstabilitet och inre impedans skall uttagas. Därför betrakta vi spänningsfördelningen enl. fig. 3. Om den kortslutna änden väljes såsom 0-potential och eventuellt vid användningen sålunda jordas, så kan man då lämpligen uttaga spänning mellan denna ände samt en punkt på ett avstånd därifrån som väljes tillräckligt stort för att få tillräcklig matning för att svängningen skall kunna bibehållas. Men ju större detta avstånd till uttagspunkten, *A* i fig. 3 a, väljes, ju fastare blir tydligen kopplingen mellan resonanskretsen och kretsen utanför, dvs. desto mera resistans och reaktans inreduceras i resonanskretsen utifrån och ju lägre blir Q-värdet, ju sämre frekvensstabiliteten. Fig. 4 visar åskådligt hur svänglinjens frekvens varierar vid ändring av den till samma frekvens avstämda anodkretsens kondensator, när ut-

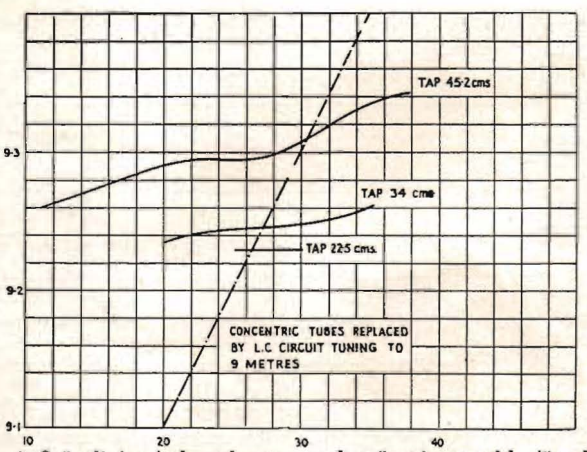


Fig. 4. Svänglinjes frekvenskonstans och svängningsområde för olika värden på uttagsavståndet.

tagspunkten är ansluten till gallret och den kortslutna änden till jord. Kvartsvåglängden är här 225 cm och kurvor över denna frekvensvariation äro upptagna för uttagsavstånden 22,5, 34 samt 45,2 cm. Man ser alltså att för ett större avstånd, alltså fastare koppling, så inreduceras mera reaktans i svänglinjen från anodkretsen och ju mera kommer svänglinjens frekvens att ändras när anodkretsens reaktans ändras. Och ju närmare uttagspunkten kommer den kortslutna änden, inom desto mindre variationsområde hos kondensatorn i anodkretsen — vars skalgradering är avsatt på abscissaxeln — bibehålles svängning. Det beräknade Q-värdet hos denna linje var 2 000, men detta värde gällde då endast när uttagspunkten befann sig i den kortslutna änden. Vid så lös koppling som när uttaget befann sig 20 cm från den kortslutna änden kunde svängning erhållas — tillräcklig spänning erhölls då på det ena av tvenne i push-pull kopplade rör — men avståndet måste ökas till 22,5 cm för att erhålla användbar utgångsspänning. Vid så lös koppling borde ju icke Q-värdet sänkas så mycket, utan beloppet av den svängande energien i kretsen är fortfarande stort i förhållande till den energi som förbrukas. Den grad i vilken en svänglinje kan medverka såsom det dominerande elementet med avseende på styrande av frekvensen hos en oscillator är ju proportionell mot beloppet av svängande energi som kan finnas i kretsen för en given effekt. Q-värdet för kretsen definieras som bekant såsom förhållandet mellan svängande energi och förbrukad energi. Såsom jämförelse visar den streckade räta linjen på fig. 4 hur mycket frekvensen varierar när en vanlig svängningskrets med koncentrerade L och C utgör gallerkrets, för motsvarande sidostämning av anodkretsen. Den svängande energien är nu mycket mindre i gallerkretsen och kopplingen till röret måste därför göras mycket fastare för att kunna styra ut röret, och mera reaktans inreduceras alltså från anodkretsen. Ordinataxeln anger våglängden i meter.

Hela valutan av resonanslinjer kan erhållas endast när de äro rätt dimensionerade geometriskt. Där finnes en gynnsammaste proportion — mellan ytterrörets radie b och inner-

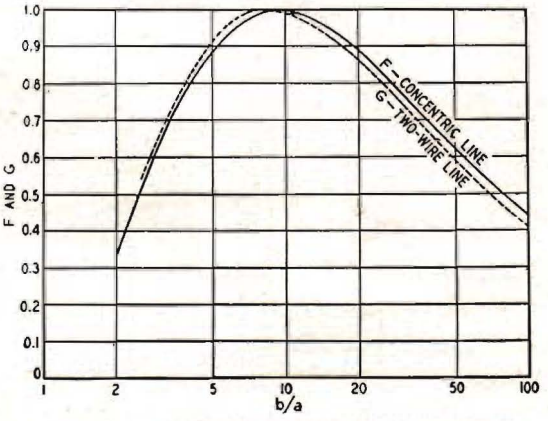


Fig. 5 a. Gynnsammaste förhållande b/a för maximal impedans.

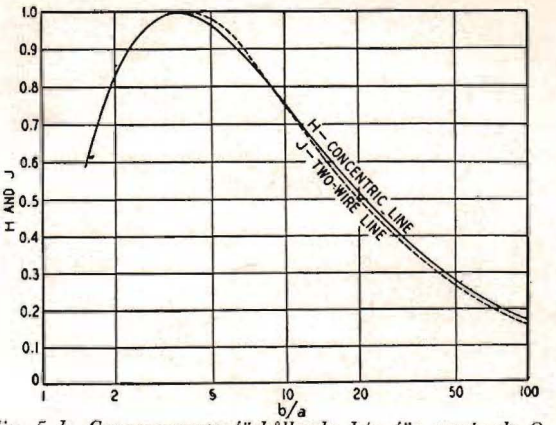


Fig. 5 b. Gynnsammaste förhållande b/a för maximalt Q.

rörets radie a vid koncentrisk linje, respektive mellan avståndet mellan ledarna, b, och ledarnas radie, a, vid dubbelledning — som ger högsta Q-värde, och en annan som ger högsta impedansen. Fig. 5 a visar, hur maximivärdet för impedansen ligger vid $b/a=9{,}2$ för koncentrisk och $b/a=8{,}0$ för dubbelledning. Funktionerna F och G utgöra nämligen de med proportionernas ändring varierande faktorerna i uttrycket för impedansen. Man finner att en impedans på 100 000 ohm kan erhållas med rimliga dimensioner. Kurvorna å fig. 5 b visa motsvarande med förhållandet b/a varierande faktorer för Q-värdet, och man finner att det gynnsammaste förhållandet är 3,6 för koncentrisk och 2,72 för dubbelledning.

Fig. 6 visar en ej likformig linje. Vid frekvenser under 50 Mc/s blir kanske den längd som erfordras för en kvartsvågslinje av konstant diameter för skrymmande. Längden kan reduceras utan ändring i resonansfrekvensen och utan mycken förändring i förlustfaktorn genom att använda tvenne diametrar hos inre ledaren. I denna anordning kan den mindre diametern hos inre ledaren anses såsom en effektiv induktans och den större diametern hos inre ledaren anses såsom en effektiv kapacitet. En ökning av temperaturen kommer att öka induktansen men minska kapaciteten med lika stor procent och så balansera ut verkan på frekvensen.

Vi övergå nu från beräkningen av svänglinjer till att betrakta den konstruktion, för vilken ett konstruktionselement med sådana data som svänglinjer har stor betydelse, nämligen ultrakortvågsoscillatorn.

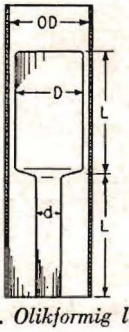


Fig. 6. Olikformig linje.

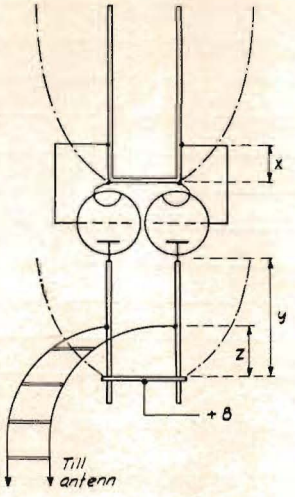


Fig. 7. Vanlig push-pull-kopplad oscillator med galler- och anodkretsar av svänglinjer.

Olika typer av svänglinjeoscillatorer.

En oscillator med svänglinje åskådliggör faktiskt med avseende på fasförhållandena bättre än en oscillator med koncentrerade kretselement hur en oscillator arbetar. Ty såsom förut nämnts, så är det förhållandet av stor betydelse vid en svänglinje, att varje amplitud och fasvinkel i svängningstillståndet kan nås. Fig. 7 visar en push-pull-oscillator — vars praktiska utförande förf. beskrev i Populär Radio, sid. 207, 1938 — där avståndet *x* bestämmer svängningarnas amplitud, avståndet *y* anodkretsens avstämning till gallerkretsens frekvens, medan avståndet *z* bestämmer kopplingen mellan anodkretsen och feederledningen — ju större *z*, ju fastare koppling.

Man har då möjlighet att i vissa punkter placera koncentrerade element, såsom en vridkondensator, för att uppnå största verkan med minsta möjliga medel på oscillationen. Man kan tillföra anodspänning i just den punkt där radiofrekvensspänningen har en nod — vid en halvvågslinje alltså i en punkt ungefär mitt på linjen — och eventuell gallerförspänning likaså i en nod i gallerkretsen. Fig. 8 visar jämförelse mellan kristall och svänglinje såsom frekvensstyrande element. Den för oscillationens bibehållande erforderliga återmatningen av effekt sker här enbart genom anodgallerkapaciteten. För övrigt är det ingen skillnad i arbetssättet hos en svänglinjestyrd oscillator och en oscillator med

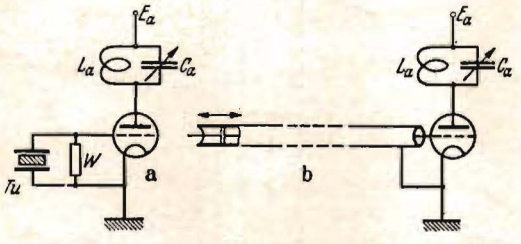


Fig. 8. Jämförelse mellan kristall- och svänglinjeoscillator.

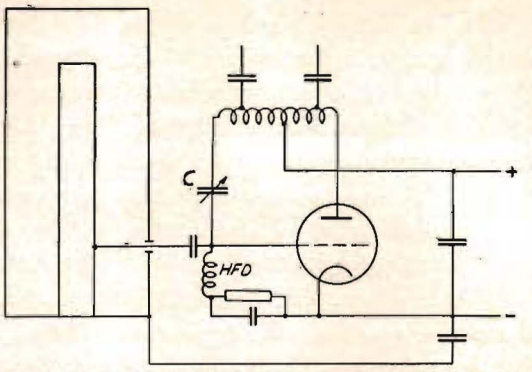


Fig. 9. Vanlig svänglinjeoscillator med ett enkelt rör.

andra sorts kretsar. Fig. 9 visar en svänglinjestyrd oscillator med återkopplingskondensator *C*.

Fig. 10 visar en oscillator med avstämd anod (en »pot»-tankkrets) och induktiv koppling till gallret. Anoden hos röret är förenad med den öppna änden av innercylindern, vilken ändpunkt motsvarar ena änden av en vanlig parallellkrets med spole och kondensator, och gallerkopplingen erhålles genom att dra en tråd upp genom den inre cylindern parallellt med innersta staven. När röret lägges över kretsen minskas ju Q-värdet och kopplingen av belastningen inuti kretsen minskar det ännu mer. Kapaciteten i kretsen erhålles av de två koncentriska cylindrarna av nära lika diameter. Induktansen fås av den koaxiala linjen med ena änden kortsluten. Genom att använda den yttre ledaren av den koaxiala linjen såsom den inre cylindern av kondensatorn, samt fästa det yttre belägget av kondensatorn på den öppna änden av den inre ledaren till den koaxiala linjen, erhålles en parallellresonanskrets som ej har andra förluster än motståndet längs ytan av metallskalen, eftersom den enda isolatorn i kretsen är luften, och där vidare ej finnas några strålningsförluster, beroende på den fullständiga skärmningen. Metallytorna ha stor utsträckning, varför deras motstånd vid dessa frekvenser blir litet. Förändras läget av tråden från gallret i förhållande till innersta staven, så ändras kopplingen och därmed återmatningen.

Tankkretsen å fig. 11 består av en yttre cylinder *A*, sluten

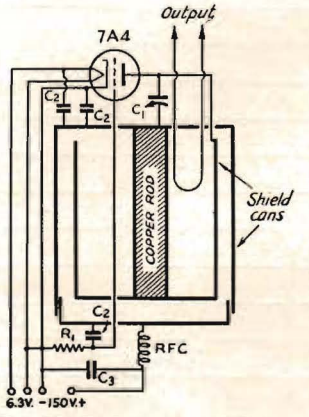


Fig. 10. S. k. »pot»-tankkrets.

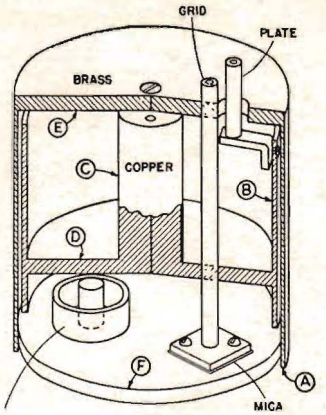


Fig. 11. Tvärsnitt av svänglinjeoscillator. Endast röret saknas.

med lock i båda ändar, med en något mindre cylinder B fästad koaxialt från den ena av dessa lock förmedelst en central stav C och en hopfästande platta D från staven till inre cylindern. Detta system bildar en kapacitet och induktans parallellt, i det att kapacitet fås mellan den yttre cylindern A och den inre B, medan induktansen fås av det flöde som omger den centrala staven C. De radiala flödena av ström i de hopfästande plattorna D och E lämna intet bidrag till induktansen, varför induktans och kapacitet kunna beräknas såsom för en vanlig koaxiallinje.

Det finns ett stort antal typer av oscillatorer med olika slag av svänglinjer, vilka konstruktioner dock mera till utseendet än till det principiella verkningssättet avvika från varandra. Vi skola dröja vid de ur geometrisk synpunkt sett viktigaste grundtyperna.

Olika geometriska konfigurationer hos svänglinjer.

För push-pull-oscillatorer samt för filter användas svänglinjer av typen: två parallella, lika ledare. För oscillatorer bestående av ett enda rör användes däremot alltid typen: två koncentriska, rörformiga ledare, eftersom denna typ ger bättre skärmning och andra fördelar gentemot parallelledningen. En tredje typ är den »axialsymmetriska» kretsen, vilken dock givetvis blir dyrare i tillverkning och därför jämte av andra skäl har föga användning i praktiken. Denna består av tvenne, på ett axialt rör fästade sfäriska metallskal, som sluta i tvenne ringformiga och mot varandra vända flänsar. Medan det axiala röret med de båda skalen framställer induktansen, bilda de båda flänsarna svängningskretsens kapacitet, fig. 12. Det har befunnits att det höga parallellmotståndet beror mindre på det höga L/C-förhållandet än på det utomordentligt ringa dämpningsmotståndet hos de med så stora ytor försedda röret och skalet. Dessutom uppvisa sådana sfärer en hög frekvensstabilitet, emedan deras termiska utvidgning — vilken ökar L — kompenseras av flänskapacitetens minskning när avståndet mellan flänsarna ökas. En fördel hos denna rotationssymmetriska, sfäriska resonanskrets erbjuder möjligheten att mata den med ett stort antal rör, som fördelas på dess omkrets, och på detta sätt låta många rör arbeta parallellt utan att några särskilda förbindningsledningar — mellan rören — erfordras.

På figuren synes en dylik sfärisk krets i tvärsnitt tillsammans med det matande röret R. Det egentliga svängningssystemet består alltså av det axiala metallröret R'—R'' med diameter d, på vars båda sidor de båda halvklotskalen S' och S'' med diameter D_k äro fästade. Båda skalen vidga sig i kapacitetsflänsarna F' och F''. Flänsarna befinna sig på avståndet a från varandra, vilket avstånd genom förskjutning av de sfäriska skalen på axelröret kan förändras. Svängningstillståndet hos kretsen är sådant, att i centrum uppstår en spänningsnod och strömbuk, medan vid de båda flänsarna spänningsbukar uppträda. Dessa flänsar skola därför förbindas med resp. galler och anod hos röret R, vilket matar denna klotkrets i vanlig trepunktskoppling. För att skilja galler- och anodlikspänningarna är axelröret i mitten kapacitivt uppdelat genom de båda flänsarna F_i' och F_i'', vilka äro sammanskruvade under mellankoppling av ett glimmerblad.

Hur kan man nu ur de geometriska dimensionerna beräkna våglängden? När denna krets ännu kan anses såsom kvasistationär, så måste våglängdsformeln $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ uppfyllas för kretsen. (Kvasistationär betyder om en krets, att de magnetiska och elektriska fälten äro koncentrerade i bestämda delar av kretsen, såsom t. ex. vid koncentrerade element L och C. I sådana strömkretsar utspelas ju utjämningsförlopp relativt långsamt — vid den strömändring som uppkommer när t. ex. växelström flyter i kretsen — och strömmen fördelar sig på kretsens delar såsom vid stationärt tillstånd.) Eftersom man vet att flänskapaciteten ändrar sig såsom för en vanlig plattkondensator med det inverterade värdet av avståndet a, så måste $\lambda^2 a$ vara konstant, dvs. våglängdens kvadrat måste såsom funktion av $1/a$ giva en rät linje — om man försummar ändringen av induktansen genom förlängning eller förkortning av det verksamma axelröret. Denna räta linje fås även experimentellt, men den går ej genom axelkorset, vilket tyder på att det finns en tillsatskapacitet

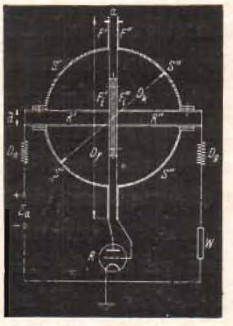


Fig. 12. Sfärisk tankkrets.

Fig. 13. Oscillator med sfärisk tankkrets för 75—85 cm våglängd.

C'. Lutningen hos denna räta linje $\lambda^2 = L \cdot \frac{1}{a} \cdot$ konst. blir tydligen $L \cdot$ konst., varav L kan beräknas om man känner konstanten. Härav beräknades tillsatskapaciteten C' till 7,25 cm. Detta värde innehåller då rörkapaciteten, vilken vid det lilleputtrör som användes uppgick till $C_r = C_{ag} + \frac{C_{ak} + C_{gk}}{C_{ak} \cdot C_{gk}} =$ 1,75 cm. Den återstående kapaciteten på 5,5 cm låter sig uppfatta såsom kapacitet mellan klotskalen — vilken alltså kan antas såsom approximativt oberoende av ändringen av avståndet a, eftersom avståndet i alla fall är så stort mellan klotskalen — och mellan axelröret med dess innerflänsar samt klotskalen. Kretskapaciteten uppgick i detta exempel till 82,5 cm för $\lambda \cong 2$ m.

Fig. 13 visar oscillator med sfärisk tankkrets och acornröret RCA 955. Våglängden är 75—85 cm. Fig. 14 visar en oscillator med det kraftigare röret RCA 834, vilket vid 1,5 meters våglängd lämnar 25 watts effekt.

Svänglinjeoscillatorns betydelse för antalet förstärkarsteg i sändaren.

Fördelen av svänglinje i jämförelse med piezoelektriska kristaller för frekvenskontroll hos sändare för ultrakortvåg ligger såsom ovan nämnts i den stora effekt som kan genereras i oscillatorn. Detta reducerar ju antalet erforderliga steg i en högeffektsändare.

Selektiviteten hos de kristaller, som vanligen användas i dessa sändare, kan bedömas av deras förlustfaktor, som är av storleksordningen $40 \cdot 10^{-6}$. En svänglinjeoscillator för samma ändamål har kanske en förlustfaktor av $125 \cdot 10^{-6}$. Detta visar att kristallen ger något större selektivitet, men i praktiken är det ofta svårt att helt tillgodogöra sig denna.

När oscillatorn följes av ett enda stegs förstärkning, antingen neutraliserad eller med skärmgaller, blir verkan av antennkretsens variationer på frekvensen vanligen reducerad till några få procent mot vid direkt koppling till antennen.

I vissa fall, när antennsystemet är mekaniskt stelt och fritt från variationer i ingångsimpedansen beroende på vädret, är det möjligt att erhålla tillräcklig frekvensstabilitet med oscillatorn kopplad direkt till antennen. Vanligen är det dock nödvändigt att placera ett eller flera förstärkarsteg mellan den svänglinjekontrollerade oscillatorn och antennen. Det räcker med en enda radiofrekvensförstärkare mellan oscillatorn och antennen, om förstärkaren är omsorgsfullt neutraliserad och skärmad, för att hindra återmatning till oscillatorn. För mycket noggrann frekvenskontroll måste två förstärkarsteg följa på oscillatorn. Vid frekvenser nära den övre gränsen för rörets användningsområde är det önskvärt att låta oscillatorn arbeta vid halva eller tredjedelen av den slutliga frekvensen och att följa efter den med en frekvensmultiplicerande förstärkare och en effektförstärkare.

Användningen av frekvensmultiplikation tillåter oscillatorn att arbeta vid lägre frekvens, där röret är mera effektivt, samt reducerar ansenligt möjligheten av frekvensändringar beroende på varierande högfrekvent återkoppling från de senare stegen. När linjekontrollen användes för att styra en sändare med relativt låg frekvens, måste det ibland vara önskvärt att låta oscillatorn arbeta vid två eller tre gånger output frekvensen samt att låta den följas av en kontrollerad oscillator och effektförstärkare arbetande vid slutlig frekvens. Därmed reduceras ju svänglinjens dimensioner samt ökas dess möjlighet till att hålla frekvensen stabil. Då tjänar den kontrollerade oscillatorn såsom en länkkoppling mellan oscillatorn och effektförstärkaren, med en effektivitet ungefär lika med den som fås vid frekvensmultiplikator. Härvid skall den kontrollerade oscillatorn ha svag återkoppling vid den slutliga frekvensen, för att gallerspänningen vid denna och gallerspänningen vid den harmoniska styrfrekvensen ej skola skilja sig för mycket. Den kontrollerade oscillatorn synkroniserar då frekvensen mellan båda oscillatorerna i en exakt multipelrelation. Amplitudmodulation får därvid ej utföras på den kontrollerade oscillatorn utan endast på effektsteget.

För att erhålla ren kontinuerlig våg erfordra svänglinjekontrollerade oscillatorer samma åtgärder som kristalloscillatorer. Eliminationen av icke önskad fas- och frekvensmodulation visar fördelen av att använda svänglinje i stället för kristall med frekvensmultiplicering. Om nämligen en kristall-

Fig. 14. Oscillator med sfärisk tankkrets för 25 watt och 1,5 m våglängd.

kontrollerad sändare ger en frekvens på 100 000 kc/s, så kanske den startar med en oscillatorfrekvens på 3 125 kc/s. En grads fasmodulation i kristalloscillatorn skulle då giva 32 grader i sändaren och giva lika stor sidofrekvensenergi som kan erhållas med cirka 60 % amplitudmodulation. Med svänglinjekontrollerad oscillator kan man i stället åstadkomma att en grads fasmodulation i oscillatorn ger en grads fasmodulation hos sändaren.

Svänglinjer såsom ersättning för vanliga konstruktionselement vid ultrahöga frekvenser.

Inom ultrakortvågstekniken synas resonanslinjer såsom konstruktionselement av olika slag — bandpass- och bandspärrfilter, transformator, frekvenskontroll, kopplingselement mellan förstärkarsteg — kunna konkurrera ut varje krets, som använder koncentrerade element. På fig. 15 är återgivet sex olika användningar av svänglinjer. A visar upptransformering av spänning, varvid transformationsförhållandet är $\frac{8Z_0 f}{Rnc}$, där Z_0 = karakteristik, f = frekvens, R = motstånd/längdenhet, n = antal kvartsvåglängder hos svänglinjen samt c = ljushastigheten. För $n=1$ blir förhållandet $=\frac{4Q}{\pi}$, alltså spänningen kan upptransformeras 1 000 à 10 000 gånger. Denna formel gäller dock när mottagningssidan hos linjen är öppen. När den belastas med en galler-katodimpedans såsom i figuren blir upptransformeringen reducerad. För anpassning mellan tvenne impedanser Z_1 och Z_2 fås linjens karakteristik

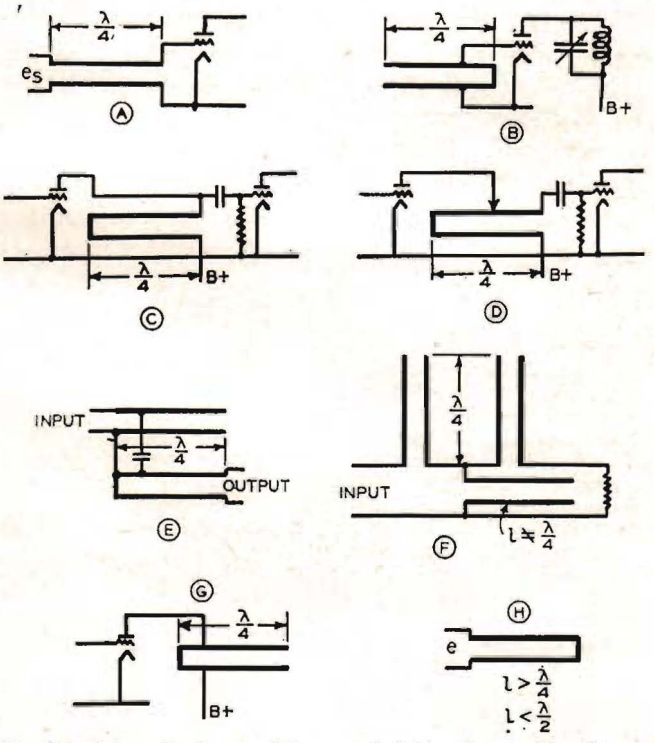


Fig. 15. Exempel på svänglinjers användning såsom olika slag av konstruktionselement.

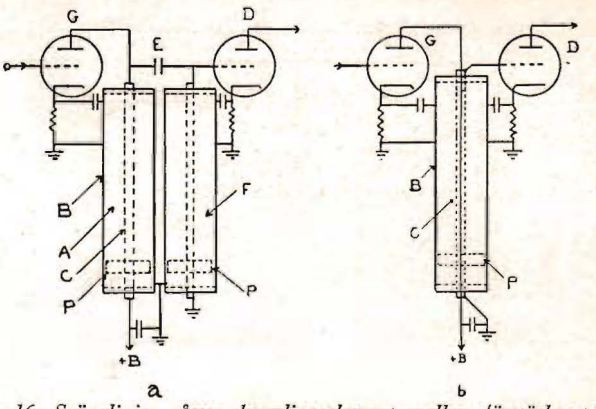


Fig. 16. Svänglinjer såsom kopplingselement mellan förstärkarsteg.

Z_0 såsom geometriska mediet av dessa två impedanser, $Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$.

B visar linjens användning för frekvenskontroll vid oscillator enligt en koppling som tidigare diskuterats. C och D visa linjens användning såsom kopplingselement mellan två förstärkarsteg. E visar två resonanslinjer löst kopplade till varandra för att tjäna såsom ett bandpassfilter av den typ som användes i superheterodyner. F visar ett enkelt bandpassfilter av den typ som användes vid bärfrekvenstelefoni på ledningar, i det att de två kvartsvågslinjerna verka såsom serieresonanskretsar, medan shuntlinjen tjänar såsom en kapacitans — om $l > \lambda/4$ — eller en induktans — om $l < \lambda/4$ — efter önskan. G visar linjens användning såsom tankkrets i effektförstärkare, medan H visar en linje, som verkar såsom en kapacitiv reaktans vilken släpper igenom likström — ett slags filter vilket om det skulle sammansättas av koncentrerade element torde bli mera invecklat.

Fig. 16 visar svänglinjer såsom kopplingselement mellan tvenne förstärkarsteg, varigenom fås bättre anpassning till rörimpedanserna och därigenom större förstärkning per steg vid ultrahöga frekvenser än med andra kopplingselement. Längden hos linjen göres alltid mindre än $\lambda/4$ beroende på kapacitet hos anoden i röret G samt i ledningar och kretselement. Linjen avstämmes genom att flytta plattan P — vilken bildar en kondensator tillsammans med ytterröret — till något läge på mindre än en kvartsvågs avstånd från övre änden. Då blir en maximispänning uppbyggd i anodkretsen hos röret G, som passerar genom kopplingskondensatorn E till gallret på röret D. Gallret på detta rör är jordat för likström men hålles vid högfrekvent spänning förmedelst en andra koncentrisk linje F, avstämd lika som

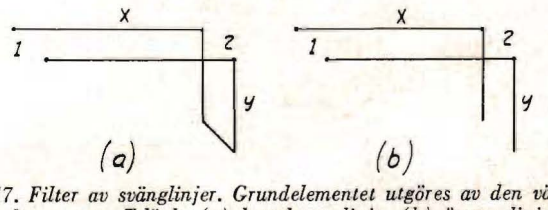


Fig. 17. Filter av svänglinjer. Grundelementet utgöres av den vänstra halvan av en T-länk. (a) kortsluten linje, (b) öppen linje.

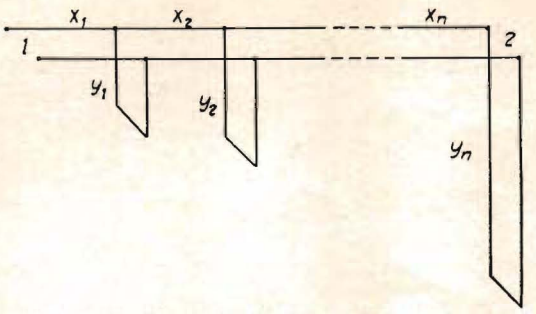


Fig. 18. Bandspärrfilter för många olika frekvenser.

G. I stället för att använda transmissionslinjer både i utgång och ingång till varje rör enligt fig. 16 a, kan man använda samma linje för båda kretsarna. Detta möjliggöres enligt fig. 16 b genom att låta anodlikströmmens ledning gå genom centrum av den inre koncentriska ledaren. På detta sätt blir anoden hos röret *G* matad med likspänning utan att den jordas ur högfrekvenssynpunkt. Kapaciteten mellan denna anodledning och den centrala koncentriska ledaren *C* ersätter kondensatorn *E*. Gallret hos röret *D* är såsom förut jordat för likström. Kopplingen mellan rören åstadkommes medelst den höga impedans som uppbygges, när linjen är avstämd med plattan *P*.

Vi komma nu till den intressanta användningen av svänglinjer såsom resonanskretsar i bandpass- och bandspärrfilter. Teorien för kortvågsfilter bildade av linjer kan utvecklas analogt med den som gäller för filter sammansatta av koncentrerade induktanser och kapaciteter. Vid efterbildandet av reaktansnät med koncentrerade element, arrangerades linjerna i form av *L*-halvlänkar samt *T*- ochπ-länkar. En upp och nedvänd *L*-länk, alltså den vänstra halvan av en

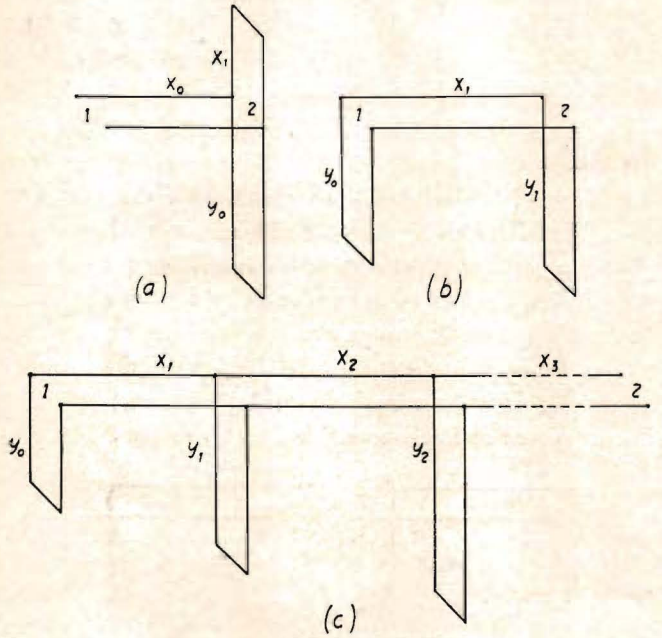


Fig. 19. Bandspärrfilter för en frekvens och bandpassfilter för många andra frekvenser.

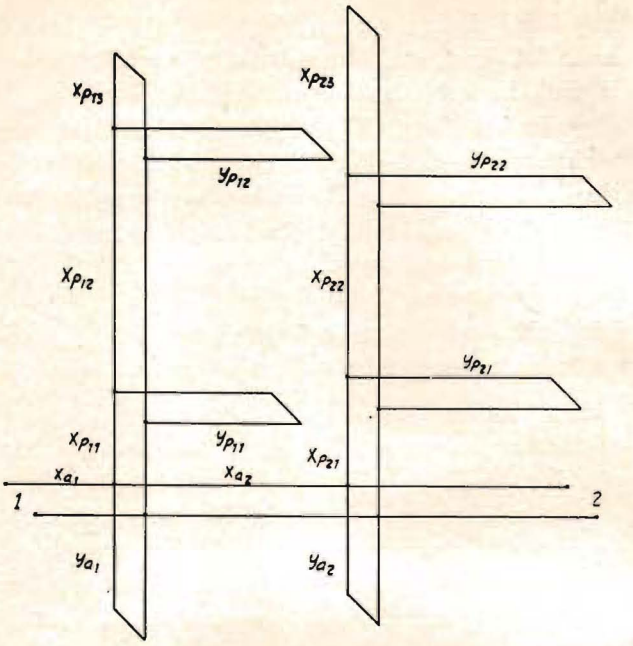


Fig. 20. Både bandpass- och bandspärrfilter för ett stort antal frekvenser.

T-länk, har utseendet enligt fig. 17. Mittbenet i *T*-et kan vara öppet eller kortslutet i nedre änden, varvid längderna givetvis bli olika. Man använder såsom grundelement i dessa filterkonstruktioner vanligen en vänster halv *T*-länk med kortslutet mittben. Fig. 18 visar ett filter som spärrar för frekvenser f_1, $f_2, \ldots f_n$. Ett blandat bandpass- och bandspärrfilter visar fig. 19, där a är fortsättning på *T*-halvlänken, medan b visar filter av π-form. Fig. 19 c visar ett filter som spärrar för frekvensen f_o och låter f_1, $f_2, \ldots$ f_n passera. Fig. 20 visar ett filter som samtidigt spärrar för ett stort antal frekvenser och låter ett antal andra frekvenser passera. Samtliga längder äro här olika och uppbyggnaden fås enkelt av den vanliga filterteorien. Inom spärrområdena är alltså dämpningen oändlig, inom passageområdena är den noll, och däremellan har den ett ändligt värde.

LITTERATURFÖRTECKNING.

QST, sept. 1939: High-Q tank circuit for ultra-high frequencies.
QST, nov. 1940: A stabilized 2 1/2-meter oscillator.
Electronics, dec. 1938: Spherical tank uhf oscillator.
PIRE, april 1936: Frequency control by low power factor line circuits.
PIRE, juni 1936: A unicontrol radio receiver for ultra-high frequencies using concentric lines as interstage couplers.
Hochfrequenztechnik, bd 50, Heft 4, 1937: Der Kugelzender.
Hochfrequenztechnik, bd 52, Heft 5, 1938: Die Methoden der Erzeugung von Ultrakurzwellen.
Electrical Engineering, juli 1934: Resonant lines in Radio circuits.
Electrical Engineering, aug. 1935: Resonant lines for frequency control.
Nippon Elec. Comm. Eng., dec. 1937: Short-wave filters composed of lines.
Nippon Elec. Comm. Eng., sept. 1938: Theory of design of filters constructed from resonant lines.
The Marconi Review, jan.—febr. 1936: Concentric tube lines.
Philosophical Magazine, juni 1940: Some impedance characteristics of tapped resonant-line circuits.

Televisionsbilder i stort format

Av Dipl. Ing. Richard von Felgel

De framsteg, som under de senaste åren gjorts inom televisionstekniken, äro särskilt påfallande ifråga om stora televisionsbilder. Det är numera möjligt att genom projektion åstadkomma televisionsbilder med en yta av över 10 m², vilka äro synliga för flera hundra åskådare samtidigt. En dylik televisionsanläggning har för någon tid sedan tagits i drift vid Grossbildstelle Turmstrasse i Berlin. En kortfattad beskrivning över denna anläggning, som byggts av Fernseh G.m.b.H., Berlin, lämnas här nedan.[1]

Den viktigaste delen i projektionsapparaten för televisionsbilder utgöres av ett stort katodstrålrör. Som framgår av fig. 1 avviker rörets yttre form, som i detta fall bestämmes av projektionsteknikens speciella krav, väsentligen från katodstrålrörets vanliga utförande. I rörets smala del befinner sig en katod, som under inverkan av en anodspänning på 80 000 V utsänder en elektronstråle. Medelst en s. k. elektronlins samlas denna stråle i en bildpunkt på den fluorescerande skärmen. Genom lämpligt utformade avlänkningsspolar, som för tydlighetens skull utelämnats på fig. 1, styres elektronknippet på så sätt, att bildpunkten beskriver linje efter linje på den fluorescerande skärmen. Intensiteten hos den mot skärmen infallande elektronstrålen och därmed också bildpunktens ljusstyrka styres av de ankommande televisionssignalerna, och televisionsbilden återges på den fluorescerande skärmen. Det fluorescerande ämnet är anbragt på en ihålig metallplatta, som genomspolas av en kylvätska. Genom denna artificiella kylning bortföres den avsevärda värmemängd, som alstras då elektronerna slå emot den fluorescerande skärmen, varigenom skärmens beläggning effektivt skyddas mot förbränning. Eftersom den metallplatta, som är överdragen med det fluorescerande ämnet, är ogenomskinlig, måste televisionsbilden projiceras åt det håll, från vilket bilden upptecknas av elektronstrålen (i fig. 1 alltså åt höger). Elektrodsystemet, som alstrar elektronstrålen, får således icke befinna sig mellan den fluorescerande skärmen och projektionsapparatens linssystem, utan är anordnat vid sidan, så att skärmen står snett mot elektronstrålens axel.

Till följd av skärmens sneda läge befinna sig televisionsbildens övre linjer längre bort från elektronstrålens »vridpunkt» än de nedre linjerna. Bilden på den fluorescerande skärmen skulle därför icke bli rektangulär utan trapetsformigt deformerad. På grund härav fordras särskilda hjälpanordningar, för att elektronstrålen vid bestrykning av de längre bort belägna övre linjerna skall avlänkas mindre än vid bestrykning av bildens närmare belägna undre linjer. Genom noggrann justering av dessa hjälpanordningar kan man trots den fluorescerande skärmens sneda läge få fram fullkomligt rektangulära televisionsbilder. För att den projicerade televisionsbilden skall kunna bli deformationsfri och även i övrigt oklanderlig, få inga buktade glasväggar finnas mellan den fluorescerande skärmen och projektionsapparatens objektiv, eftersom dylika väggar ogynnsamt inverka på strålarnas optiska förlopp.

[1] En ingående behandling av hithörande problem finns i »Jahrbuch der Fernmeldetechnik 1939», som även upptager en litteraturförteckning. En utförlig teknisk beskrivning av en utförd anläggning återfinnes i Heft 2, 2 Band av »Hausmitteilungen der Fernseh G.m.b.H.».

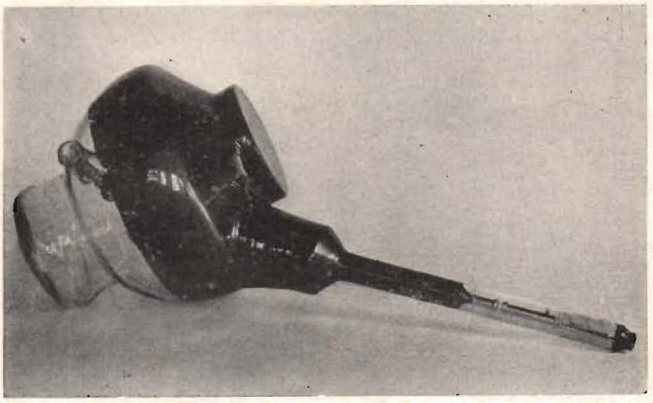


Fig. 1. Katodstrålrör för 80 000 V anodspänning, som användes för projektion av televisionsbilder.

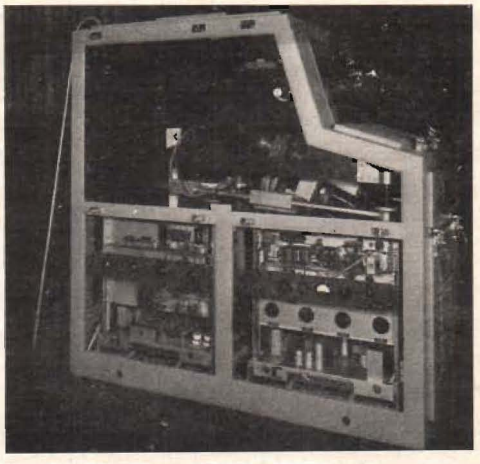


Fig. 2. Projektionsapparat för televisionsbilder i stort format. En av sidoväggarna är borttagen.

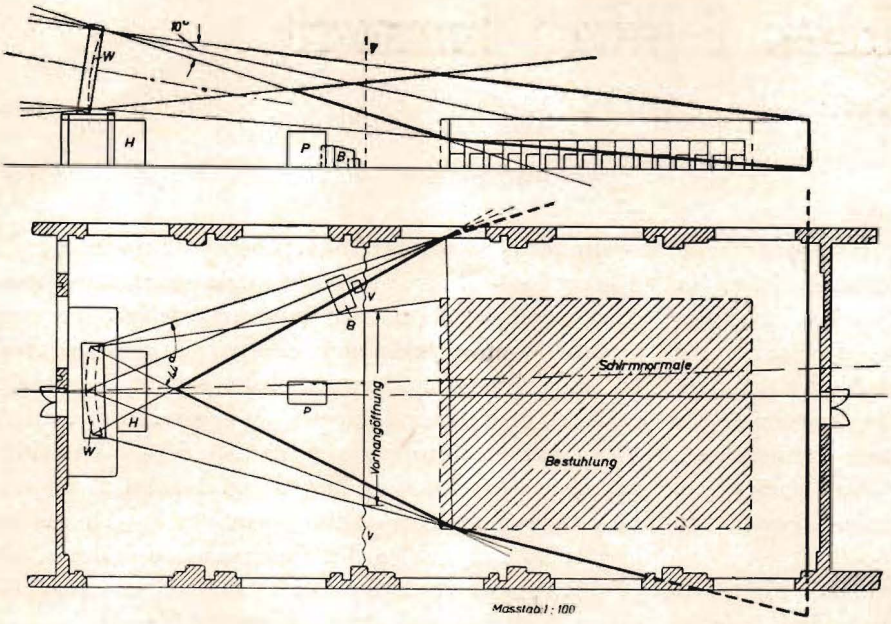


Fig. 3. Projektionsanläggningens anordning.

Därför är glaskolven hos katodstrålröret, som visas på fig. 1, försedd med en på bägge sidorna noggrant planslipad, tjock glasplatta, som är anbringad på den mot projektionsobjektivet vända sidan.

Projektionsapparaten med borttagen sidovägg visas på fig. 2. Av bilden framgår, att katodstrålröret är sammanbyggt med projektionsobjektivet och de erforderliga elektriska apparaterna i en gemensam låda. I projektionsapparatens nedre del finns en tvåstegs kraftförstärkare för televisionssignalerna. Varje förstärkarsteg består av två parallellkopplade slutpentoder. Förstärkaren, som är anordnad med negativ återkoppling, alstrar den höga modulationsspänning på ca 500 V, som fordras för katodstrålrörets styrning. Bredvid förstärkaren äro vippaggregaten anordnade, vilka alstra strömmar med sågtandskurva för elektronstrålens avlänkning. Dessa strömmar tillföras avlänkningsspolarna på katodstrålrörets smala del, vilka alstra periodiskt varierande magnetfält, som linje efter linje avlänka elektronstrålen. Sedan en fullständig televisionsbild upptecknats, återgår elektronstrålen till sitt utgångsläge, innan nästa bild påbörjas. Under denna »återföringstid» måste elektronstrålen spärras för att inga störande linjer skola uppkomma i televisionsbilden. Detta sker med hjälp av särskilda kortvariga spärrimpulser, som tillföras televisionsrörets katod.

Projektionsapparatens överdel är på insidan fullständigt täckt med en flera millimeter tjock blybeläggning, för att man med säkerhet skall kunna förhindra hälsoskador genom röntgenstrålar, som lätt kunna uppkomma vid den höga anodspänningen på 80 000 V. Kalluften för kylning av projektionsapparaten tillföres genom blybelagda labyrinttätningar.

Televisionsbilden på den fluorescerande skärmen i katodstrålröret projiceras genom ett 1,19 objektiv på en skärm av 3×3,6 m storlek. Projektionsskärmens yta är sfärisk, varvid den konkava sidan är vänd mot åskådaren, och belagd med ett tätt raster, bestående av små linser, vilka i starkt koncentrerade strålar reflektera det ljus, som projektionsapparaten kastar på skärmen, i riktning mot åskådaren. Tack vare denna specialkonstruerade skärm är ljusstyrkan, sådan den ter sig för åskådaren, 15 ggr så stor som hos vanliga biografdukar.

Projektionsanläggningens anordning i horisontal- och vertikalprojektion visas på fig. 3. Projektionsapparaten P är uppställd mellan åskådarplatserna och projektionsskärmen W. Apparaten skötes genom avståndsmanövrering från manöverpulpeten B på sidan. På grund av skärmytans speciella beskaffenhet är televisionsbildens synliga ljusstyrka praktiskt taget konstant inom den del av lokalen, som angivits med de tjockare linjerna.

Fig. 4 visar projektionslokalens inre, sett från åskådarplatserna i riktning mot projektionsskärmen. På sidan om skärmen finnas högtalare, som återge bildernas beledsagande ljud. Anläggningen kan användas såväl för trådlös mottagning som för ledningsradio och återger i regel programmen från Televisionssändaren »Paul Nipkow» i Deutschlandhaus.

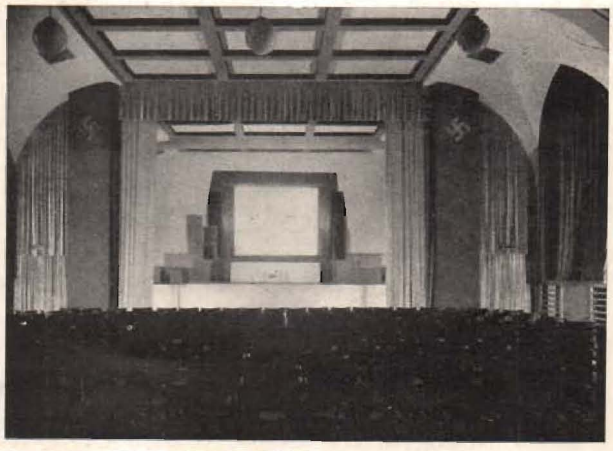


Fig. 4. Interiör av televisionslokalen Grossbildstelle Turmstrasse i Berlin.

Klangfärgen vid kristall-pick-up

Enkelt filter för korrektion av frekvenskurvan*

Den moderna nålmikrofonen eller »pick-up'en» för avspelning av grammofonskivor skall ha ringa nåltryck samt liten massa och styvhet hos det rörliga systemet. Härigenom blir slitningen av skivorna ringa, och nålen kan följa spåret även vid de högsta frekvenserna. Till denna kategori av nålmikrofoner hör kristall-pick-up'en, och eftersom denna blivit alltmer populär, skola vi här klargöra en del frågor i samband med dess användning.

Typ av frekvenskurva.

När det blir fråga om en nålmikrofons frekvenskurva, bör man först ha klart för sig den principiella skillnaden mellan en elektromagnetisk och en kristall-pick-up. Vid den förra är den avgivna spänningen proportionell mot rörelsehastigheten i sidled hos nålen och ankaret, och denna hastighet ökar proportionellt mot frekvensen, om vi tänka oss att amplituden eller utslaget i sidled är lika stort vid alla frekvenser. Vid en grammofonskiva, inspelad med konstant amplitud, ger därför den elektromagnetiska pick-up'en allt högre spänning, ju högre frekvensen blir. Detta är också fallet vid vanliga grammofonskivor för frekvenser under ca 300 p/s, ty dessa frekvenser graveras med konstant amplitud.[1] Från denna »övergångsfrekvens» uppåt graveras med en amplitud, som är omvänt proportionell mot frekvensen, vilket ger konstant hastighet hos nålspetsen vid alla dessa högre frekvenser, alltså konstant spänning. Att ej i praktiken en alldeles rak frekvenskurva erhålles ovanför övergångsfrekvensen beror på ofullkomligheter hos pick-up'en. Att frekvenskurvan faller nedanför övergångsfrekvensen är ett fel, som bör korrigeras medelst ett filter. Detta sker även vid förstklassiga återgivningsapparater.

Vid en kristall-pick-up är den avgivna spänningen proportionell mot amplituden, dvs. nålspetsens och därmed kristallsystemets utslag i sidled, räknat från medelläget. Ju större utslag, dvs. ju starkare böjning av kristallsystemet, desto större spänning. (Kristallsystemet har ena änden fast inspänd, den andra fri, och denna fria ände påverkas av grammofonnålen, som sålunda vid utslag åstadkommer en böjning av kristallsystemet.)

Vi kunna nu förutsäga, hurudan kristall-pick-up'ens frekvenskurva skall bli, i stort sett. Nedanför övergångsfrekvensen, där ju amplituden i skivan är konstant, blir spänningen konstant. Ovanför denna frekvens, där amplituden i skivan är omvänt proportionell mot frekvensen, blir också den avgivna spänningen omvänt proportionell mot frekvensen, faller alltså vid stigande frekvens. Nedanför övergångsfrekvensen är sålunda allt som det bör vara (man vill ju helst ha samma avgivna spänning vid alla frekvenser), men ovanför övergångsfrekvensen faller spänningen alltmer, ju högre frekvensen blir, vilket måste betraktas som ett fel. Det gäller sålunda att korrigera detta fel, att höja hela det övre tonregistret i samma mån som den avgivna spänningen faller.

Fig. 1 visar den ovan påpekade principiella olikheten mellan elektromagnetisk och kristall-pick-up. För jämförelse visas i fig. 2 den verkliga frekvenskurvan för en kommersiell kristall-pick-up, närmare bestämt »Astatic», typ FP-38. Man ser att kurvan har samma form som den teoretiska kurvan i fig. 1. Endast vissa oregelbundenheter skilja den praktiska kurvan från den teoretiska. Frekvens-

* Artikeln är delvis baserad på informationsmaterial från Pam-Samson AB.

[1] Enl. Astatic Microphone Laboratory, Inc. användas omväxlande två olika »övergångsfrekvenser» av skivfabrikanterna, dels 275 p/s, dels 800 p/s. Dessutom säges ibland förekomma en andra övergångsfrekvens på skivan, liggande mellan 1 000 och 3 000 p/s.

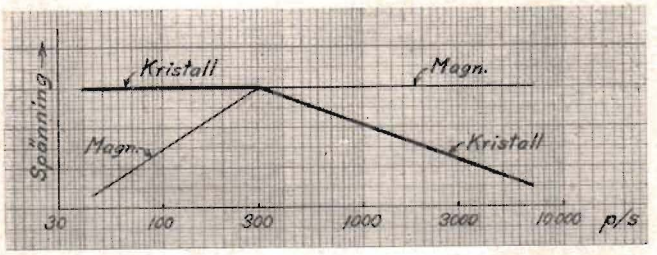


Fig. 1. Detta diagram visar, att helt olikartade frekvenskurvor erhållas med elektromagnetisk pick-up och med kristall-pick-up. Kurvorna äro idealiserade, i det att de sakna alla ojämnheter på grund av resonanser i de mekaniska svängningssystemen. Dessa kurvor gälla för en »övergångsfrekvens» om 300 p/s, men de gälla icke kvantitativt, vare sig inbördes eller var för sig.

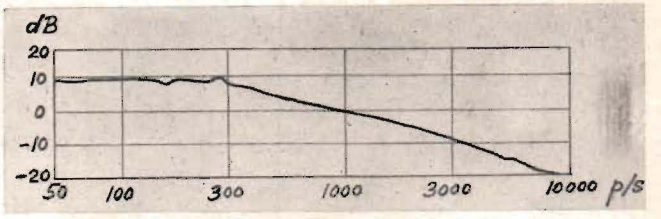


Fig. 2. Frekvenskurva för en kommersiell kristall-pick-up, »Astatic» typ FP-38. Gäller för $R_1 = 2$ MΩ eller större (fig. 3). Spänningen är 0,65 volt vid 1 000 p/s. Kurvans form är i stort sett densamma som den teoretiska kurvans i fig. 1.

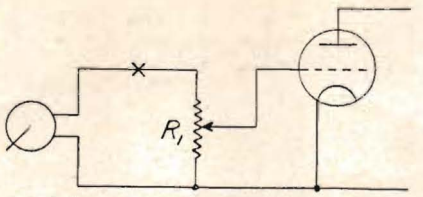


Fig. 3. Kristall-pick-up med volymkontroll. Potentiometern R_1, som skall vara av logaritmisk typ, bör ej ha lägre motstånd än 2 MΩ. Dock kan man klara sig med en mindre potentiometer, om man vid X inkopplar ett motstånd, så stort att totala motståndet som shuntar potentiometern blir 2 MΩ. Spänningen blir emellertid lägre.

skivan, med vilken kurvan är upptagen, har sin »övergångsfrekvens» vid 275 p/s, alltså konstant amplitud under denna frekvens.

Det gäller nu att höja den högra delen av kurvan, så att den om möjligt kommer på samma nivå som den vänstra. Detta kan åstadkommas medelst ett filter, som vi i det följande skola se.

Först och främst måste vi ha en volymkontroll efter pick-up'en, och denna brukar ha formen av en potentiometer enl. fig. 3, där potentiometern är betecknad med R_1. Vid en elektromagnetisk pick-up kan R_1 ha ett värde av 50 eller 100 kΩ, men detta är alldeles för lågt vid en kristall-pick-up, där man måste använda en potentiometer på 2—5 MΩ. Visserligen finns en möjlighet att påverka frekvenskurvan genom att shunta kristall-pick-up'en med ett relativt litet motstånd, t. ex. 0,5 MΩ, vilket ger en sänkning av de lägsta frekvenserna, men dels är en sådan dämpning i basen i normala fall ej önskvärd, dels medför det låga shuntmotståndet den nackdelen, att den avgivna spänningen blir mera beroende av temperaturen (lägre spänning en het sommardag). Det motstånd som shuntar pick-up'en (R_1 i fig. 3) bör sålunda ha ett värde av minst 2 MΩ. Man erhåller då en frekvenskurva av den typ som fig. 2 visar.

Filter för kristall-pick-up.

Vi komma nu till filtret för korrigering av den naturliga dämpningen i det högre registret. Detta filter visas i fig. 4. Det består av tvenne motstånd R_1 och R_2, av vilka R_1 samtidigt tjänstgör som volymkontroll. Motståndet R_2 är shuntat med en kondensator C. Det är lätt att tänka sig hur detta filter verkar. Vid låga frekvenser, t. ex. 100 p/s, har kondensatorn vid lämpligt vald storlek ingen inverkan. Dess impedans är nämligen mycket större än R_2, varför kondensatorn ej har någon shuntande verkan. Spänningen från pick-up'en delas alltså upp över motstånden R_2 och R_1, så att endast en del av spänningen matas in på förstärkarrörets galler, då volymkontrollen är fullt pådragen.

Redan vid några hundra perioder per sekund har emellertid kondensatorns impedans sjunkit så pass mycket, att den i viss mån shuntar motståndet R_2. Impedansen hos kombinationen R_2C är därför lägre, vilket betyder att större del av den totala spänningen faller över R_1. Vid högre frekvenser matas alltså en proportionsvis högre spänning in på gallret än vid lägre, vilket är liktydigt med att frekvenskurvan höjes inom det högre registret.

Vid en frekvens om några tusen perioder är impedansen hos kondensatorn så låg, att R_2 blir mer eller mindre kortslutet. Nu få vi en proportionsvis ännu större del av spänningen från pick-up'en in på rörets galler. Detta är ju precis som vi vilja ha det; kurvan skall höjas mera, ju högre frekvensen blir.

Resultatet se vi av kurvorna i fig. 5, som gälla för $R_1=0{,}5$ MΩ och $R_2=5$ MΩ. Hur stor C är, framgår av kurvorna. Det högsta använda värdet på C är 100 pF. Att en så pass liten kondensator kan ha en märkbar inverkan redan vid några hundra perioder beror på att motståndet R_2 är så stort som 5 MΩ.

Som vi se, få vi ej upp det högre registret fullt i nivå med det lägre, men göra vi R_1 mindre, t. ex. 0,1 MΩ, så komma vi närmare målet. Härvid är R_2 fortfarande 5 MΩ och $C=100$ pF. Gör man kondensatorn större, höjs även basregistret, och den åstundade utjämningen av kurvan uppnås ej.

En annan sak är, att det kanske icke är önskvärt att höja det övre tonregistret alltför mycket med tanke på nålraspet. Detta kan ju dessutom vara olika starkt vid olika skivor, varför en variabel klangfärgs- eller tonkontroll kan vara motiverad, både med hänsyn till nålraspet och med hänsyn till att olika skivor kunna behöva olika stark korrektion av frekvenskurvan. Att göra C eller R_2 variabla kan tänkas medföra komplikationer med avseende

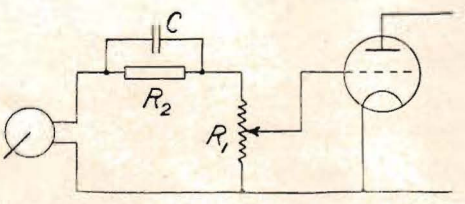


Fig. 4. Filter för höjning av det övre tonregistret vid en kristall-pick-up. Lämpliga värden: $R_1=0{,}5$ MΩ, $R_2=5$ MΩ, $C=50$—100 pF. Detta filter reducerar den förstärkaren tillförda spänningen, varför högre förstärkning fordras.

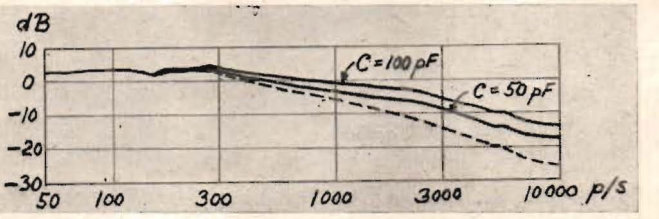


Fig. 5. Detta diagram visar verkan av filtret i fig. 4. Den streckade kurvan gäller för »Astatic» FP-38 utan filter, de heldragna kurvorna med filter och för $C=50$ resp. 100 pF. Den på förstärkaren inmatade spänningen är 0,14 volt vid 1 000 p/s och $C=100$ pF.

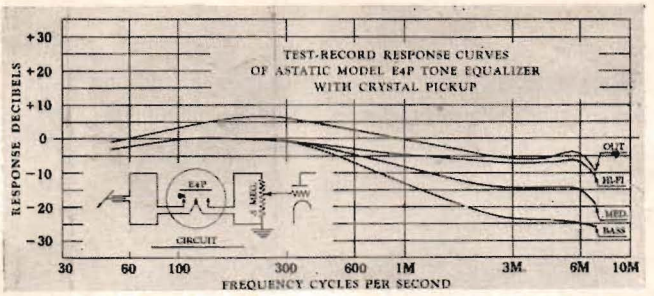


Fig. 6. Frekvenskurvor för ett kommersiellt filter av märket »Astatic», typ E4P, avsett för kristall-pick-up och försett med en omkopplare med fyra lägen: bas, medium, hög fidelitet samt filtret urkopplat. I läget för hög fidelitet håller sig frekvenskurvan inom ±5 dB mellan 50—7 000 p/s. I figuren är 1 M=1 000 osv.

Fig. 7. Det praktiska utförandet av »Astatic»-filtret E4P med omkopplare och skylt.

på skärmningen. Intet hindrar ju dock att man använder en i förstärkaren ingående tonkontroll av vanlig enkel typ, genom vilken man kan ha kontroll över dels nålraspet, dels återgivningen av de högsta frekvenserna.

Nätstörningar.

Vid användande av det beskrivna filtret får man lägre spänning in på förstärkaren på grund av spänningsdelningen mellan R_2 och R_1, men det är ju jämförelsevis lätt att åstadkomma den erforderliga förstärkningen. En annan sak, som man måste ägna uppmärksamhet, är risken för nätstörningar på förstärkaringången. Denna risk är större, ju högre förstärkningen är och ju högre impedansen är på ingångssidan av förstärkaren. Själva kristallpick-up'en är högohmig, varför ledningen från denna till filtret måste skärmas, inklusive själva filtret och volymkontrollen. Vidare måste ledningen från volymkontrollen till första rörets galler skärmas, ty impedansen är även här hög, speciellt om potentiometern har ett så högt motståndsvärde som 0,5 MΩ. Emellertid böra R_1 och R_2C placeras helt nära varandra och nära intill röret, ty en lång skärmad ledning mellan R_2C och R_1 eller mellan R_1 och rörets galler gör att en alltför stor extra kapacitet kommer in över R_1, vilket kan förrycka filtrets funktion.

W. S.

Våra konstruktioner

Under denna rubrik skola vi diskutera de utmärkande egenskaperna hos olika konstruktioner, som publiceras i Populär Radio, ävensom svårigheter, som visat sig uppstå vid tidigare publicerade konstruktioner, samt lämna anvisningar hur dessa skola övervinnas

Mikrofoneffekt vid »Den moderna batteritrean».

»Den moderna batteritrean», som beskrevs i nr 3 och 4, 1939, har rönt mycket stort intresse. Detta beror nog på att mottagaren i fråga var lätt att bygga och icke fordrade någon trimning men ändå kunde prestera synnerligen god utlandsmottagning, förutsatt att antennen ej var av sämsta slag och att mottagningsförhållandena voro någorlunda goda.

Denna apparat var strängt taget ej avsedd för transportabelt bruk, och svårigheter på grund av den alltid i högre eller lägre grad förefintliga mikrofoneffekten hos rören kunde väntas vid inbyggnad av mottagarchassi och högtalare i samma låda. Detta påpekades också i slutet av artikeln.

Tydligen ha några i alla fall försökt sig på saken, och i en del fall ha vederbörande ej lyckats klara mikrofoneffekten, vilken yttrar sig som ett från starten i styrka växande pipande eller sjungande ljud, som inverkar i hög grad störande eller till och med omöjliggör mottagarens användning. Ibland kan det gå bra en stund, men så rätt vad det är kommer oljudet igen. Ofta får det karaktären av ett obehagligt tjut.

Mikrofoneffekten uppkommer genom att detektorns elektroder komma i vibration inbördes, då röret träffas av

DRALOPERM

Fråga oss när det gäller järnpulverkärnor. Det lönar sig. Vi äro leveranskraftiga. Begär prospekt.

DRALOWID-WERK TELTOW/BERLIN
STEATIT-MAGNESIA-AKTIENGESELLSCHAFT

Representant för Sverige: **Civilingenjör Robert Engström,** Lindhagensg. 124, Sthlm. Tel. 51 19 25. Telegramadr.: »Steatit».

UNIVERSALINSTR. OVAMETER

OHM-VOLT-AMPERMETER
MED 23 MÄTOMRÅDEN
FÖR LIK- & VÄXELSTRÖM
1 mA—10 A och 1,5 V—1000 V
samt från 0—100 000 Ohm.

BEGÄR PROSPEKT & UPPLYSNINGAR
FRÅN **A.-B. INDIKATOR**
FREDSG. 10 · STOCKHOLM
TELEFON 11 99 06
REPRESENT. FÖR INSTRUMENTFIRMA
H. MIKKELSEN & Co., KÖPENHAMN

DU MONT

KATODSTRÅLEOSCILLOGRAFER
och
KATODSTRÅLERÖR

Generalagent

JOHAN LAGERCRANTZ
Värtavägen 21 STOCKHOLM Tel. 61 33 08

ljudvågor från högtalaren eller av mekaniska svängningar, som från högtalaren fortplanta sig genom låda och chassi till rörhållaren. Detektorröret tjänstgör härvid som mikrofon, därav fenomenets namn. Man har här helt enkelt en återkopplad lågfrekvensförstärkare, där återkopplingen är av akustisk eller mekanisk natur. Är den tillräckligt stark, inträder självsvängning.

Att försöka få bukt med apparaten genom att bädda in chassiet med på detsamma fastskruvad högtalare i bomull inuti apparatlådan, som någon försökt, är meningslöst, emedan vibrationerna i högtalaren direkt överföras till detektorn genom chassiet. Användning av en fjädrande rörhållare är ett steg i rätt riktning, men även om man lyckas anskaffa en sådan rörhållare, så är det ej säkert att den duger något till. Dessutom har man det direkta ljudet från högtalaren att räkna med. Det enda effektiva är att ej skruva fast rörhållaren vid chassiet utan endast sätta den på röret. Från rörhållaren drar man sedan böjliga trådar (ej för långa och ej hopsnodda med varandra) till anslutningspunkterna på chassiet. Detektorröret med sin hållare bäddas därefter in helt och hållet i bomull eller svampgummi, och paketet fixeras på chassiet på lämpligt sätt. Det får ej klämmas in någonstans, ty bomullen eller svampgummit måste vara mjukt fjädrande. En ökning av rörets vikt genom omlindning med blyplåt el. dyl. före inpackningen kan ev. vara fördelaktig. Men göres röret alltför tungt, trycker det ihop bomullen under sig, och denna gör då föga nytta. Röret skall ligga mitt inne i bomullspaketet, som skall ha en väggtjocklek av åtminstone ett par centimeter.

Att mikrofoneffekten blir besvärande vid denna apparat är ej underligt, då lågfrekvensförstärkningen ju är mycket stor. Det är alltså ej rörens fel, ehuru olika exemplar kunna uppvisa något olika grad av mikrofoneffekt. Man bör alltså prova, vilket av de två 1N5G som går bäst som detektor.

Register över tidigare publicerade konstruktioner.

De tidigare publicerade innehållsförteckningarna för Populär Radio fr. o. m. 1929 t. o. m. 1938 ha varit läsaren till god hjälp vid sökande efter bl. a. konstruktionsbeskrivningar, men för 1939 och 1940 ha inga förteckningar publicerats. För att för ögonblicket avhjälpa denna brist i vad som rör konstruktionsbeskrivningarna ha vi här nedan uppgjort en förteckning över de beskrivningar som publicerats fr. o. m. jan. 1939 t. o. m. juni 1941. Alla dessa nummer kunna fortfarande erhållas från vår expedition. Av numren före 1939 äro många utsålda (se nedan) men finnas tillgängliga på biblioteken.

W. S.

KONSTRUKTIONSBESKRIVNINGAR I POPULÄR RADIO FR. O. M. JAN. 1939 T. O. M. MAJ 1941.

Växelströmsmottagare.

4+2 rörs superhet. med stålrör: ECH11 — EBF11 — EF11 — EL11N — EM4 — AZ11N. (Nr 7—8/39.)

Kortvågssuper med rören 6L7 (bl.) — 6L7 (mf) — 6H6 (det. o. A.V.K.) — 76 (lf) — 42 (sl.). Dessutom sep. oscill., mag. öga samt svävoscill. (Nr 12/39.)

5+2 eller 7+2 rörs superhet. med tre kortvågsomr., MV, LV. Uteffekt 4 resp. 12 W. (Beskrivn. av byggsats.) (Nr 10/40.)

4+1 rörs superhet. med KV (13—27 o. 27—56 m), MV, LV. Rör: ECH11 — EBF11 — ECL11 (triod+sluttetrod) — 80. (Beskrivn. av byggsats.) (Nr 3/41.)

Allströmsmottagare.

2 rörs lokalmottagare, »Allströmstvåan», med 50 mA rör: VF7 — VL4 — VY1. Uteffekt 4 W. (Nr 11/40.)

4 rörs *universalsuper* för växel- eller likströms- eller batteridrift, 1,4 V rör: DK21 — DF22 — DBC21 — DL21 — UY1, spoldata för krysslind. spolar. (Nr 1/41.)

3+1 rörs superhet. med KV (13—27 o. 27—56 m), MV, LV. Rör: UCH4 — UF9 — UBL1 — VY1. (Beskrivn. av byggsats.) (Nr 3/41.)

Batterimottagare.

3 rörs enkretsmottagare, »Den moderna batteritrean», 1,4 V rör: 1N5G — 1N5G — 1C5G (eller 1A5G). (Nr 4/39.)

Ändring av resemott. i nr 4/37 till ramantenn för MV samt beskrivn. av anodsp.-app. för växelström. (Nr 4/39.)

4 rörs superhet. med KV, MV, LV, 1,4 V rör: 1A7G — 1N5G — 1H5G — 1Q5G (beskrivn. av byggsats). (Nr 6/40.)

Klass B-slutsteg med Sirutor metallikr. för autom. gallersp. på drivröret (ej data för transf.). (Nr 9/40.)

Resemottagare med 15 V anodbatt., 2 st. rör DAH50 i reflexkoppl. (schema o. kort beskrivn.). (Nr 10/40.)

4 rörs superhet. med 1,2 V stålrör: DCH11 — DF11 — DAF11 — DL11. (Schema o. värden men ej spoldata.) (Nr 12/40.)

6 rörs superhet. med klass B-slutsteg, 1,2 V stålrör: DF11 — DCH11 — DF11 — DAF11 — DC11 — DDD11. (Schema o. värden men ej spoldata.) (Nr 1/41.)

2 rörs lokalmottagare, transp., med ramant. för MV, inb. högt., 1,2 V stålrör: DAF11 — DL11. (Nr 5/41.)

4 rörs superhet. med KV, MV, LV. 1,4 V rör: DK21 — DF21 — DAC21 — DL21 (beskrivn. av byggsats). (Nr 6/41.)

Förstärkare.

Mikrofonförstärkare med 1,4 V rör: 1N5G — 1E4G, högohmig ingång, volymkontroll, inb. batt. (Nr 9/39.)

Fasvändarkopplingar, res. av jämf. mätn. mellan sju olika koppl. (Nr 11/39.)

Konstruktion av en störningsfri allströmsförstärkare (beskrivn. av en komm. app.). (Nr 2/40.)

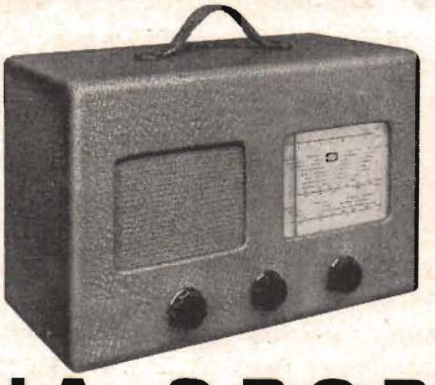
Förstärkarnytt: fasvändarkoppl., förstärkare med neg. återkoppl. etc. (Nr 3/41.)

Förstärkare med 8 W uteffekt för växelström, två sista stegen i push-pull. Rör: 6SJ7 — 6SC7 — 2×76 — 2×6B5 — 83V, direktkoppl. mellan 76 o. 6B5. (Beskrivn. av byggsats.) (Nr 4/41.)

Skivinspelning, mikrofoner m. m.

Grammofonmotor för växelström, synkrontyp, 8—10 V, samt nålmikrofon (pick-up), tillverkn. av båda. (Nr 7—8/39.)

eia först i svensk radio



EIA-SPORT

4-rörs, 6-krets superheterodyn för batteridrift med **kort-, mellan-** och **långvåg**; autom. dubbel volymkontroll; 5″ permanentdynamisk högtalare; tre inbyggda ramantenner: en för vardera våglängdsområdet — kan även användas för vanlig antenn; pegamoidklädd låda med bärhandtag; kraftigt specialbatteri med extra stor kapacitet; känslighet c:a 25 mikrovolt. N:r B 4264 inkl. batteri, Kr. 190:— inkl. oms.

Distriktförsäljare antagas på fördelaktiga villkor.

Till ELEKTRISKA INDUSTRI A.-B. Box 6074, Stockholm 6
Sänd utförlig beskrivning och försäljningsvillkor.

Namn: .....

Bostad: .....

Adress: .....
Sänd kupongen i öppet kuvert. — Porto 5 öre. P. R. 5

Världskända
för exklusiv kvalitet äro:

ASTATIC-KRISTALL-
pick-up's

ASTATIC-KRISTALL-
mikrofoner

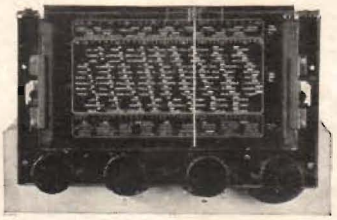
ASTATIC-KRISTALL-
graverdosor

•

PAM LJUDSYSTEM
för
Orkestrar — Folkparker — Tävlingar
13,5—1000 watt
Allström Växelström

PAM—SAMSON
GENERALAGENTUR
Värtavägen 33 - STOCKHOLM - Tel. 61 22 62

Byggsatser
för amatörer



Apparater av senaste konstruktion i byggsatsform

4-rörs växelströmssuper G62	Pris Kr.	125:—
4-rörs allströmssuper G61a.....	» »	115:—
4-rörs batterisuper G65	» »	102:—
2-rörs batteriradio med batteri	» »	68:—

Priserna inkludera rör och alla delar.

Världens effektivaste kortvågssystem Geloso typ 1925 med följande områden 13—27, 27—56, 55—120, 190—580 och 750—2 000 meter finnes nu i lager.

Begär kataloger och alla upplysningar från

CHAMPION RADIO A.-B.

Polhemsgatan 38 — STOCKHOLM — Tel. 51 07 06, 53 65 81

185:-

Den lille jätten

Ny reseradio med enastående räckvidd. Hela Europa utan antenn och jordledning. Infordra prospekt med närmare upplysningar. Återförsäljare antagas.

TJERNELD Radio

Hudiksvallsgatan 4, Stockholm

Amatörinspelning av grammofonskivor, en utförlig teknisk orientering. (Nr 1, 2, 4, 5/40.)

Kristallmikrofoner, tillverkn. (utförlig beskrivn.). (Nr 3/40.)

Ramantenner för MV o. LV, tillverkn. samt anslutn. till vanliga mottagare. (Nr 7—8/40.)

Högtalande telefon (chefstelefon), tillverkn. (Nr 2/41.)

Serviceinstrument.

Rörvoltmeter med mag. öga som indikator samt dess användning. (Nr 4 resp. 6/40.)

LC-provaren, ett nytt kommersiellt serviceinstrument (ej konstr.-beskrivn. men princip o. data samt användn.). (Nr 7—8/40.)

Universalförkoppling till Mavometern, tillverkn. (Nr 7—8/40.)

Enkel tongenerator med glimlampa. (Nr 7—8/40.)

Tillverkn. av dekadmotstånd o. dekadkond. (stegvis variabla) för exp. m. m. (Obs. rättelse i nr 1/41.) (Nr 11/40.)

Signalanalysator för felsökn. på mottagare. Rör: 6K7 — 6K7 — 6Q7 — 6F6 — 6E5 — 80. Dess användning. (Nr 2 resp. 4/41.)

ÄLDRE NUMMER SAMT
ÅRGÅNGAR AV POPULÄR RADIO.

Nedan angivna lösnummer äro utsålda. Av de återstående finns endast ett fåtal exemplar.

1929: alla nr finnas.
1930: alla nr finnas.
1931: nr 2, 9, 10 slut.
1932: nr 2, 5 slut.
1933: nr 1, 5, 9 slut.
1934: nr 2, 5, 6, 7, 9, 12 slut.
1935: nr 2, 5, 12 slut.
1936: nr 1, 2, 6, 7, 11 slut.
1937: nr 9, 11, 12 finnas.
1938: nr 1, 2, 3, 6 slut.
1939: alla nr finnas.
1940: alla nr finnas.

Följande inbundna årgångar finnas i ett fåtal exemplar: 1930, 1933, 1936, 1938, 1939, 1940.

FRÅGESPALTEN

På denna avdelning besvaras tekniska frågor av mera allmänt intresse. Breven märkas "Frågespalten" och sändas under adress Populär Radio, Postbox 450, Stockholm.

F. K., Stockholm. Läser en del engelska och amerikanska radiotidskrifter och träffar ibland på fackuttryck, som jag ej kan tyda. Vad betyda 1) »first harmonic» och »second harmonic», 2) »doubler», 3) »excite», 4) »fringe howl»?

Svar: »First harmonic» betyder första överton (första harmoniska överton), »second harmonic» andra överton. Dessa uttryck ha olika betydelse inom fysiken och inom radiotekniken, som framgår av följande exempel, där 400 p/s valts som grundton eller grundfrekvens.

Frekvens p/s	Benämnes inom fysiken	Benämnes inom radiotekniken
400	grundton	grundton=1:a överton
800	1:a överton	2:a överton
1 200	2:a »	3:e »
1 600	3:e »	4:e »
2 000	4:e »	5:e »

Inom radiotekniken anger sålunda övertonens ordningsnummer, hur många gånger högre frekvensen är i förhållande till grundfrekvensen, vilket är mycket bekvämt. 2) »Doubler» betyder dubblare, närmare bestämt frekvensfördubblare, alltså ett rör, ingående i en sändare,

vilket fördubblar den på styrgallret inmatade frekvensen. 3) »Excite» betyder excitera=uppegga, uppliva. Att ett radiorör exciteras betyder att en växelspänning påtryckes gallret, röret styres, drives eller matas av en föregående oscillator, såsom vid en sändare. En svängningskrets exciteras genom att en emk påtryckes kretsen osv. 4) »Fringe howl» syftar på en ibland uppkommande störning vid superregenerativa mottagare, bestående i en lågfrekvent självsvängning i mottagaren och yttrande sig som ett obehagligt tjut i hörtelefonen.

K.-O., J—l—g. Vad betyder följande tecken: ω, ω_0, ωL, $j\omega L$, Z_r, mV, kc/s, $\cong$?

Svar: ω (grekiska bokstaven omega) betecknar »vinkelfrekvensen» för en växelström och är lika med 2π gånger växelströmmens frekvens, alltså $\omega = 2\pi f$. Olika vinkelfrekvenser betecknas med ω_0, ω_1, ω_2 osv. Uttrycket ωL $(=2\pi fL)$ betecknar reaktansen hos en spole med induktansen L. Bokstaven j användes framför detta m. fl. uttryck vid beräkningar enligt den »symboliska metoden». Bokstaven Z betecknar i allmänhet en impedans, och Z_r eller Z_{res} kan betyda *resulterande* impedansen av flera hopkopplade impedanser eller impedansen tvärs över en svängningskrets vid *resonans* (parallellresonansmotståndet). Bokstaven V betecknar enheten volt, mV millivolt (1/1 000 volt), μV mikrovolt (1/1 000 000 volt) osv. Med kc/s menas kilocykler per sekund (1 kc/s=1 000 p/s). Samma enhet benämnes även kp/s (kiloperioder per sekund) eller kHz (kilohertz). Tecknet $\cong$ har betydelsen: ungefär lika med. (Skall enligt normerna skrivas $\approx$.)

N. N., Landskrona. Har i Populär Radio publicerats någon konstruktionsbeskrivning över 4 rörs superheterodyn för 220 volt likström, med kortvåg, mellanvåg och långvåg? Varför ser man numera så sällan beskrivningar på likströmsmottagare?

Svar: Efterfrågan på konstruktioner för likström är numera så ringa, att några dylika beskrivningar ej längre publiceras. (Radiofabrikerna tillverka ej heller rena likströmsapparater.) I stället vill man ha allströmsapparater, som kunna användas på såväl växel- som likströmsnät. I dessa tillkommer ett likriktarrör, men i gengäld kan man för silning av anodströmmen använda elektrolytkondensatorer, som äro billigare och ta mindre plats än papperskondensatorerna. I en ren likströmsmottagare kan man ej ha elektrolytkondensatorer, ty om proppen vändes fel i väggdosan, bli dessa fördärvade. (I allströmsmottagaren få dessa kondensatorer ingen spänning, om proppen vändes fel, varför risken här bortfaller.) En allströmssuper med tre rör plus likriktarrör finns beskriven i nr 3/41 av Populär Radio.

G. W., Kiruna. Hur blir man sändar- resp. lyssnarmedlem i Föreningen Sveriges Sändareamatörer (S.S.A.)? Är det några villkor därför?

Svar: Ansökan om medlemskap insändes till S.S.A., postadress: Stockholm 8. Några speciella fordringar existera ej. Verksamheten är f. n. förminskad genom att sändningsförbud råder. Alla upplysningar erhållas från ovanstående adress.

REDAKTÖRENS BREVLÅDA

Publicering under denna rubrik behöver icke betyda, att redaktionen delar de av insändaren företrädda åsikterna.

»Förstärkarnytt».

I anslutning till den i marsnumret av Populär Radio publicerade artikeln »Förstärkarnytt» skall här beskrivas ännu en konstruktion, som har några fördelar framför de tidigare publicerade. Denna koppling är från början tänkt för modulatorförstärkarna och passar således lika väl för de vanliga kraftförstärkarna. Den är beskriven bl. a. i »The Radio Handbook» (okt. 1940), där den användes i en 60 watts modulator.

Vanliga kopplingar, i vilka man använder ett enkelt rör (icke dubbelrör) som fasvändare, ha den nackdelen, att den delen av belastningsmotståndet, som ligger mellan katod och jord är samtidigt i gallerkretsen, där den förorsakar en negativ återkoppling, som dämpar förstärkningen, så att den icke stiger just över 1. I

RIKSMÄSSAN LEIPZIG

hösten 1941

äger rum den 31/8 t. o. m. 4/9

Radiomässa

Upplysningar och bostadsförmedling genom Leipzig Riksmässans Representation i Sverige (Jean Fassbender) Stockholm, Tunnelgatan 20 B^{III}, Tel. 20 94 84.

Upplysningar i resefrågor genom resebyråerna samt Tyska Turistbyrån.

60 % tur och retur gränsen — Leipzig. Extratåg direkt till Leipzig. Biljetter endast genom resebyråerna.

Flygförbindelser: Hänvändelse Aerotransport och resebyråerna. Passviseringen förmedlas av representanten endast intill den 4/8. Efter den 4/8 ingen garanti för beviljandet av viseringen. Viseringen är avgiftsfri.

Allt i radiodelar

finnes hos National.

Vår stora sortering kan tillgodose behovet för varje radioreparatör och amatör för radiodelar av världsbekanta fabrikat.

ELEKTROLYTER
POTENTIOMETRAR
MOTSTÅND
RULLBLOCK
HÖGTALARE
RADIORÖR
GRAMMOFONMOTORER
SPOLSYSTEM
MÄTINSTRUMENT
m. m. m. m.

Vår nya stora 1942 års katalog sändes Eder franko och gratis i slutet av augusti. Beställ redan nu ett exemplar!

NATIONAL RADIO
Målaregatan 1 — STOCKHOLM — Tel. 20 86 62

TELSEN **Orkestrar, Hotell m. fl.**

Begär offert å våra förstärkareanläggningar. Växelström 10—60 watt. S-märkta med årsgaranti. Demonstration på begäran. Vi leverera såväl enkla förstärkare som hela anläggningar.

GROSSISTER!
Rekv. vår katalog och nettoprislista, särskilt för mätinstrument.

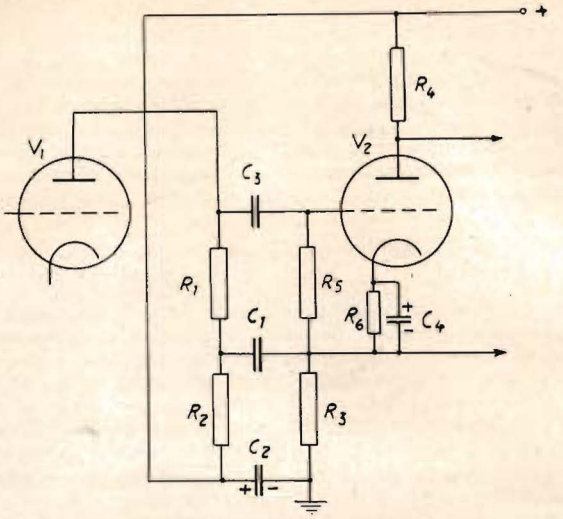
TELRA - HALMSTAD Tel. 35 77, 35 78.

Transformatorer & Drosslar
Magnetspolar Omlindningar
Serietillverkning & Specialtyper
ELEKTROTEKNISKA VERKSTADEN
Åkarp **Telefon 226**

Radio på Wien-mässa.

På årets Wien-mässa, som äger rum under tiden 21—28 september, är den tyska radioindustrien rikt representerad.

Ett fyrtiotal ledande tyska radiofirmor, bland vilka märkas såväl apparatfabrikanter som leverantörer av radiodelar och -tillbehör, deltaga sålunda med sina senaste produkter.



medföljande figur ser man den förbättrade kopplingen. Först använder man den vanliga kopplingen med växelspänningsförande katod — »hot cathode» — men man kopplar inte filterkondensatorn efter förra rörets belastningsmotstånd till jord utan i stället till katodkretsen av fasvändarröret. Filtermotståndet kommer att ligga parallellt med den delen av fasvändarrörets belastningsmotstånd, som är mellan katod och jord. Man bör märka att här är inte fråga om det vanliga avkopplingsfiltret — fast det är mycket likt detta — utan man använder det vanliga *RC-filtret* dessutom.

Det i fasvändarrörets katodkrets liggande motståndet skall vara större än det i anodkretsen liggande. Beräkningarna ske enklast om R_2 och R_3 äro lika stora och bägge dubbelt så stora som R_4. Kondensatorerna C_1 och C_2 äro så stora, att man kan bortse från deras impedans vid beräkningarna. I föregående steget är det bäst att använda ett rör med hög impedans, till exempel en högfrekvenspentod, för att systemet icke skall förlora sin balans, dels också därför att man kan använda höga värden på R_1 och R_2. Och till sist en hänvisning till de i »The Radio Handbook» använda värdena: V_1=6L7 (använt som regleringsrör för automatisk kontroll av modulationsgraden), V_2=6J5, R_1 och R_5=0,25 MΩ, R_2 och R_3=0,1 MΩ, R_4=50 kΩ, R_6=2 500 Ω, C_1=0,5 μF, C_2= 8 μF, C_3=0,01 μF och C_4=10 μF. Enligt uppgift är förstärkningen med dessa värden 7 ggr för vardera belastningsmotståndet och således hela förstärkningen=14 ggr.

Dessutom en annan sak. Metoden att använda hela förstärkarens totala anodström som första stegets glödström är inte ny. Redan för några år sedan publicerade tidskriften »Funk» beskrivning över en tvårörs mikrofonförstärkare, enligt vilken den egentliga kraftförstärkarens totala anodström användes som glödström för dess bägge rör. Naturligtvis kan denna metod inte användas om slutsteget är kopplat enligt systemet »klass B», där anodströmmen varierar inom vida gränser.

Kl. Krogerus,
Studerande, Tempelgatan 21, Helsingfors.

Höstmässan i Leipzig.

Årets Leipzig-mässa hålles under tiden 31 augusti till 4 september. Ej mindre än 22 stater deltaga med kollektivutställningar. 7 000 utställare av alla handelsgrenar framträda med egna alster.

Riksmässan i Leipzig erbjuder nu under kriget praktiskt taget allt vad man behöver i det dagliga livet. Nyheter på skilda områden komma att visas. Varu- och mönstermässan återfinnes i de vanliga kvarteren. En mässavdelning inrymmer industri- och hantverksdetaljer, verktyg och redskap, en annan radion med dess senaste nyheter.

Av särskilt intresse är mångfalden ersättningsmaterial, såsom cellull, konstgummi och konstläder. Konsthartserna ha förbättrats. Det kvävehaltiga stålet ersätter nickelstål, medan rost- och syrabeständiga stålsorter nu framställas i Tyskland utan eller med ringa nickeltillsats.

Intresserade kunna hänvända sig till Riksmässans ombud i Stockholm, Jean Fassbender, Tunnelgatan 20 B, 3 tr., tel. 20 94 84.

Världsberömda fabrikat...

AMPHENOL

Rörhållare av vanlig eller glimmerblandad bakelit, steatit och polystyren. Kontakter, 1—11 poliga för kabel och chassi, mikrofonkontakter, koaxialkabelkontakter. Spolformar och isolatorer av polystyren för UHF.

BIRNBACH
BUD

Standoff- och genomföringsisolatorer, feederspridare.

Spolar för 50—1 000 W sändare, keramiska spolformar, avstämningsskalor och rattar, kippströmbrytare, och omkastare, flexibla axelkopplingar m. m.

FIDEL

Fasta kondensatorer: pappers- och glimmerisolerade, elektrolytiska.

HAMMARLUND

Vridkondensatorer för mottagare och sändare, trimmerkondensatorer, utväxelbara spolar, spolstommar, HF-drosslar, MF-transformatorer m. m.

RAYTHEON
UTC

Radiorör, såväl äldre som de modernaste typer.

Lågfrekvenstransformatorer för alla ändamål: ingångs-, driv- och utgångssteg för LF-effekter upp till 300 W. Modulationstransformatorer upp till 600 W LF-effekt. Filter- och svängdrosslar för likströmsbelastningar upp till 1 000 mA.

...nu i fullständig sortering hos

Begär vår nya katalog över radiomateriel som sändes gratis.

JOHAN LAGERCRANTZ

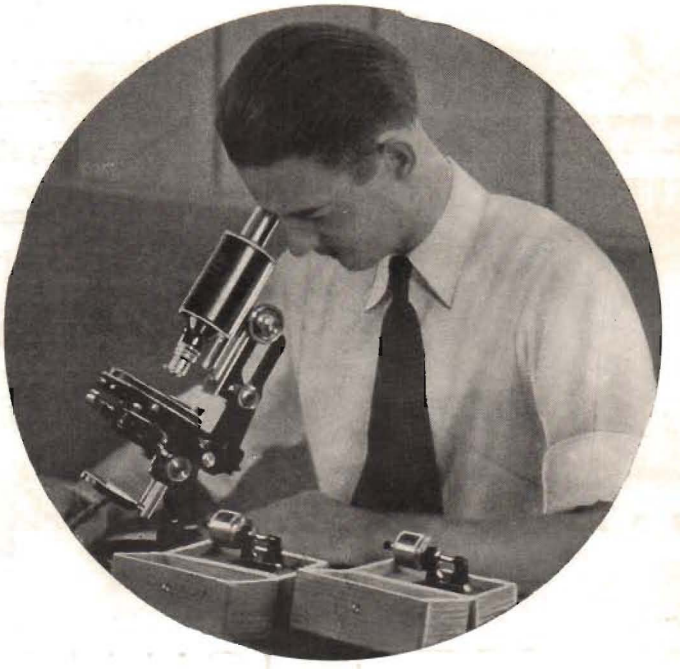
VÄRTAVÄGEN 21 • STOCKHOLM

TEL.: 61 33 08, 61 71 28 • TEL. ADRESS: FIVESSVEE

Silkesstrumpor och RADIORÖR

Om en silkesstrumpa skall få den jämna, matta lyster, som är det bästa kännetecknet på god kvalitet beror det på råmaterialet — silket självt. Den spindelsvävstunna silketråden underkastas en omsorgsfull granskning och noggranna prov innan den får komma till användning.

Än mera noggrann är den kontroll Sylvania låter den fina metalltråden, som är avsedd för Sylvaniarör — undergå. Absolut likformighet hos tråden är ett oavvisligt krav. Sinnrika apparater och specialutbildat folk sköta om kontrollen. I vissa Sylvaniarör uppgår tjockleken hos metalltråden till endast tredjedelen av ett hårstrå.



Detta är bara en länk i den kedja av kontrollåtgärder, som alla syfta till att göra Sylvania till ett rör i absolut toppklass. För Er, som säljer Sylvaniarör betyder denna omsorgsfulla kontroll vid tillverkningen tillfredsställda kunder och därigenom snabb, vinstgivande omsättning.

6 månaders garanti lämnas på varje Sylvania-rör

Sylvania

— ett pålitlighetens kännemärke