

POPULÄR

RADIO

tidskrift för radio, television och elektroakustik

Enkel RC-generator

med fast frekvens. Teori och beräkning
Av teknolog K. R. Smith

Radioteknisk revy

Flygplansrör för 28 V anodspänning
Av civilingenjör Carl Akrell

Synpunkter på frekvensdrift

vid dubbel frekvensomvandling
Av B. F. G. Harff

Enkla mätningar

med den tidigare beskrivna impedans-
mätbryggan
Av ingenjör John Schröder

Tabell över ersättningsrör

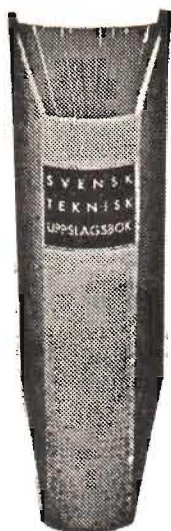
för icke tillgängliga amerikanska typer
Av Thorulf Dyberg

1944

7

juli

60 öre



SVENSK TEKNISK UPPSLAGSBOK

3:dje och sista delen utkommen

Den moderna utvecklingen kräver ökade tekniska kunskaper — teknikens män behöva ett uppslagsverk där man snabbt och säkert finner tekniska data och sakliga artiklar inom de olika verksamhetsområdena. Svensk Teknisk Uppslagsbok omfattar flertalet av de tekniska områdena — är uppställd så att alla som arbeta med tekniska frågor i praktiken kan utnyttja den till fullo — framstående specialister och fackmän ha medarbetat. Var och en som gör anspråk på att följa utvecklingen inom den moderna tekniken bör skaffa sig Svensk Teknisk Uppslagsbok.

Del III omfattar bl a: Industriell ekonomi — Industriell organisation — Flygmaskinteknik — Vattenkraftteknik — Byggnadskonstruktioner — Tryck och reproduktionsteknik.

Pris per del inbunden kr. 18: 50 + oms.

N O R D I S K
BOX 450



R O T O G R A V Y R
STOCKHOLM 1

RADIOTEKNIK
ELEKTRONIK
GRAMMOFON- OCH
FÖRSTÄRKARTEKNIK
LJUDÅTERGIVNING
TELEVISION
AMATÖRRADIO
EXPERIMENT
OCH APPARATBYGGE
MÄTTEKNIK
RADIOSERVIS

Utkommer den 20 varje månad.
Lösnummerpris: 60 öre, dubbelnummer 1 kr.
Prenumerationspris:
1/1 år kr. 6:—, 1/2 år kr. 3:25.

Redaktion, prenumerationskontor och annons-
expedition:
Luntnakaregatan 25, 5 tr., Stockholm.

Telefon: Namnanrop "Nordisk Rotogravyr".
Telegramadress: Nordisk Rotogravyr.
Postgiro 940 — Postfack 450.

Ansvarig utgivare: Simon Söderstam.

EFTERTRYCK AV ARTIKLAR HELT ELLER DELVIS
UTAN ANGIVANDE AV KÄLLAN FORBJUDET

Nordisk Rotogravyr, Stockholm 1944.

POPULÄR

RADIO

ORGAN FÖR STOCKHOLMS RADIOKLUBB
TEKNISK REDAKTÖR: INGENJÖR W. STOCKMAN

INNEHÅLL

JULI 1944

Konstruktionsdata och provningsmetoder	109
Sammanträden	109
Frågespalten	109
Fukel RC-generator för fast frekvens	111
Radioteknisk revy	115
Om radiostudions akustik	116
Frekvensdrift vid dubbelsuper	120
Några enkla mätningar med impedansbrygga	122
Tabell över ersättningsrör	126



Pris netto 2 775:—

GROOT's mätsändare

För laboratoriebruk, försedd med tre kvarts-
kristaller och multivibrator.

Mätområde: 3000—9,7 m. Noggrannhet bättre än $\pm 0,01\%$.

Levererad till AEG, Kungl. Marinförvaltningen,
NEFA (2 st.), Centrum Radio (2 st.) m. fl.

Närmare upplysningar och demonstration:

AKTIEBOLAGET
INDIKATOR

RÅDMANSGATAN 84, STOCKHOLM
Telefon växel 31 45 00

Konstruktionsdata

och provningsmetoder

Uppmätning av omsättningsstal hos lågfrekvenstransformatorer

Av Sven Sahlin

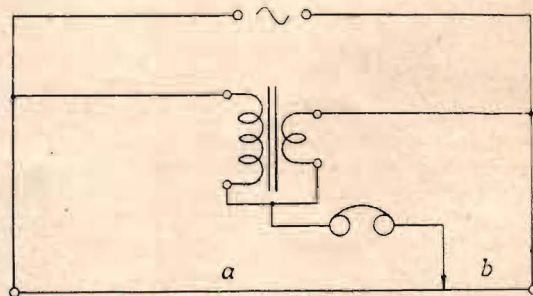
Till de olika användningsområden för bryggmätningssmetoden, som tidigare behandlats i Populär Radio, kan läggas ytterligare ett, nämligen uppmätning av lågfrekvens-transformatorers omsättningsstal. Färdigköpta transformatorer på t. ex. högtalare bruka sällan vara tillfredsställande märkta i detta avseende.

För att mäta omsättningsstalet med en enkel brygga enligt figuren kopplar man transformatorn som autotransformator. Uttaget anslutes genom indikatorn (hörtelefonen) till bryggans glidkontakt, och de båda yttre lindningsändarna anslutas till bryggtrådens ändpunkter samt till en tongenerator. Hur transformatorlindningarna bära kopplas för att samverka finner man lätt, eftersom något ljudminimum ej erhålles på tråden om de äro felvända. I sådant fall växlas anslutningarna till antingen primären eller sekundären.

Vid nollindikering förhålla sig trådsträckorna a och b till varandra som spänningarna på transformatorlindningarna, och dessa i sin tur äro proportionella mot varvtalen, varför man på en redan färdigkalibrerad wheatstonebrygga direkt får omsättningsstalet. Noggrannheten blir för mellan-

rörstransformatorer med omsättningar på 1:3 och däromkring mer än tillräcklig.

Då det gäller utgångstransformatorer är omsättningsstalet vanligen ganska stort, och här kan en brygga med skala av normal längd knappast användas på grund av den bristande noggrannheten vid a/b -förhållanden över 10:1. Man kan då tillfälligt spänna upp en meterlång motståndstråd på en träribba, och vid en avläsningsnoggrannhet av ± 1 mm kommer felet då att uppgå till högst 5 % vid omsättningen 50:1, och vid lägre omsättningsstal blir noggrannheten i motsvarande grad högre.



SAMMANTRÄDEN

Västerås Radioklubb.

Västerås Radioklubb höll den 5 maj ordinarie sammanträde. Därvid lämnade herr Ragnar Geschwindt en intressant översikt över radiomottagaren av i dag.

Klubben avslutade vårterminens arbete med sammanträde den 9 juni. Därvid beslöts att arbetet efter det vanliga sommaruppehållet skulle återupptagas med sammanträde den 15 augusti, varefter studiecirklar i samma ämnen som denna termin skola startas. Vidare fastställdes ett vackert och originellt klubbmärke, som avses bli en sammanhållningens symbol för medlemmarna.

AGA 40 år

Svenska AB Gasaccumulator, känt över hela världen under namnet AGA, fyller i sommar 40 år. Evenemanget kommer att firas med bl. a. medaljutdelning till ca 175 tjänstemän och arbetare, som varit anställda i företaget i 25 år eller mera.

Till 40-årsjubileet har AGA-journalen utkommit i ett specialnummer med ovanligt rikhaltigt innehåll. Som bilaga medföljer en konstnärlig bild i ljustryck av dr Gustaf Dalén, AGA:s skapare. Av redogörelsen för AGA:s tillverkningar under de gångna 40 åren

framgår hur verksamheten logiskt utvecklats från dr Daléns grundläggande uppfinningar till att omfatta många sinnrika apparater i samfärdselns, teknikens, hemmens och även den medicinska vetenskapens tjänst.

FRÅGESPALTEN

Tekniska frågor av mera allmänt intresse besvaras här nedan. Brevet förses med påskrift "Frågespalten" och insändas till Populär Radios redaktion, Postbox 450, Stockholm 1. Brevsvar på tekniska frågor kan ej lämnas. Red.

»Likriktare». En glödströmlindning på en nättransformator är avsedd att mata ett 5 V likriktarrör. Om man i stället vill begagna ett 4 V likriktarrör, hur skall man då förfara?

Svar: Ett motstånd inkopplas i serie med glödtråden för att reducera spänningen till 4 V. Om båda rören dra 2 A i glödström, blir motståndets resistans $R = V/I = 1/2 = 0,5$ ohm. Motståndet måste dimensioneras att tåla 2 A. Bäst är att kontrollmäta spänningen över likriktarrörets glödtråd och justera resistansvärdet därefter.

»Prenumerant 1944.» Jag har efter ritningar och anvisningar i Populär Radio tillverkat en inspelningsapparat för grammofoonskivor, vilken går alldeles utmärkt. Då skivmaterialet emellertid är relativt (Forts. på sid. 128.)

POPULÄR RADIO

TIDSKRIFT FÖR RADIO
TELEVISION OCH
ELEKTROAKUSTIK

NR 7

JULI 1944

ÅRG. XVI

Enkel RC-generator för fast frekvens

Av teknolog K. R. Smith

(Agra-Baltic AB)

Sammanfattning: Genom användning av återkoppling över fasvridande nät erhålles en enkel enrörssignalgenerator utan induktanser eller transformatorer. För beräkningen av det fasvridande nätet användas hjälpdigram. Fullständig numerisk beräkning utföres för ett exempel med fast frekvens.

Skall en signalgenerator för låga frekvenser innehålla en avstämd krets blir dennas induktans och kapacitet besvärande stora. Induktansen måste innehålla järn vilket medför distorsion. Den är vidare känslig för magnetiska störfält samt är slutligen ett jämförelsevis dyrbart kopplingselement [1].

Induktanser undvikas i de s. k. RC-generatorerna, vilka tidigare beskrivits i Populär Radio [2]. Den här använda typen består av en enrörs förstärkare med fasvridande återkopplingsnät.

RC-generatorns princip.

Vid motkoppling över ett rör på vanligt sätt (fig. 1) erhålles en minskning av förstärkningen. Anodspänningen ligger nämligen i motfas till gatterspänningen och då en del därav återkopplas enligt figuren motverkar den inspanningen [3, 4].

Genom att utbyta det enkla nätet $R_d R_g$ enligt fig. 1 mot ett fasvridande nät enligt fig. 2, kan man uppnå, att för en viss frekvens den återkopplade spänningen genom vrid-

ning 180° ligger i samma fas som inspanningen, varigenom förstärkningen för denna frekvens i stället ökas. Är den återkopplade spänningen tillräckligt stor blir förstärkningen oändlig och självsvängning uppstår [5]. Anordningen innehåller endast motstånd och kondensatorer, därav namnet: RC-generator.

Stabilitet.

För att självsvängningen skall vara stabil måste den återkopplade spänningen vara exakt lika med den ursprungliga. Är den mindre minskar amplituden och svängningen dör ut, är den större ökar amplituden tills över-

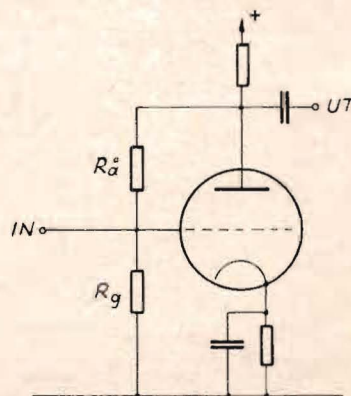


Fig. 1. Motkoppling över ett steg.

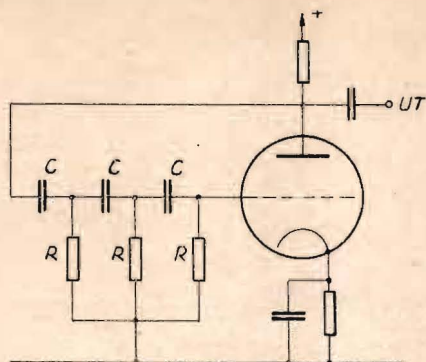


Fig. 2. Principiellt schema för RC-generator med fasvridande nät.

styrning (eller motsvarande) uppstår. Därigenom minskar i allmänhet förstärkningen så att villkoret för stabil svängning blir uppfyllt [6].

Det är uppenbart att det är praktiskt taget omöjligt att hålla den återkopplade spänningen precis konstant. För att inte den minsta lilla minskning i rörets förstärkning skall medföra att svängningarna upphöra är man därför tvungen att arbeta inom ett område där förstärkningen ökar när amplituden minskar. Som nämnts kan detta uppnås genom överstyrning, vilket dock medför en distorsion, som blir större ju stabilare man vill ha svängningarna. Det är därför fördelaktigare att förse oscillatoren med en särskild automatisk volymkontroll (AVC) i stil med den som användes i radiomottagare (fig. 3).

Själva förstärkaren med AVC får en amplitudkaraktistik enligt fig. 4. För att effektiv reglering skall erhållas måste tydligen förstärkningen nedregleras förbi ett tröskelvärde motsvarande kröken i figuren (vanligen hälften à tredjedelen av full förstärkning). Ju större del av förstärkningen som kan disponeras för detta ändamål desto effektivare reglering.

Återkopplingsnät.

Återkopplingsnätet skall vrida spänningens fas vid en viss frekvens 180° med så låg dämpning som möjligt, så

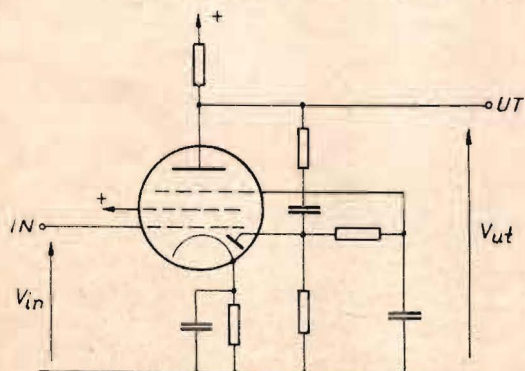


Fig. 3. Förstärkare med automatisk amplitudkontroll för undvikande av överstyrning.

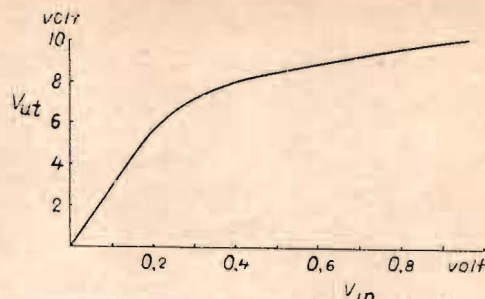


Fig. 4. Regleringskurva för förstärkare enligt fig. 3.

att den erforderliga förstärkningen blir låg och effektiv reglering kan användas. Låg dämpning erhålles om antalet maskor är stort och om belastningen på varje maska är ringa.

Nätet kan utföras med seriekondensatorer och shuntmotstånd (betecknas här med C/R-nät) eller tvärt om (R/C-nät), fig. 5, samt med tre eller flera maskor (C/R(3)-nät, C/R(4)-nät osv.).

Den exakta beräkningen av näten för minsta möjliga dämpning är vanligtvis ganska besvärlig, varför approximativa förfaranden äro att föredraga, i synnerhet som dämpningsminskningen genom optimal dimensionering vanligen är relativt ringa.

Det absoluta värdet av frekvens och kapacitet är ur fasvridningssynpunkt av mindre betydelse. Därför införes reaktansen:

$$X = 1/\omega C \quad (1)$$

För förhållandena inom nätet har endast reaktansens relativa storlek intresse. Därför införes beteckningen:

$$\eta = R/X \quad (2)$$

$$(\text{Storheten } \eta \text{ kan även skrivas: } \eta = \omega CR \quad (3)$$

$$\text{eller } \eta = \omega/\omega_0 \quad (4)$$

$$\text{där } \omega_0 = 1/RC \quad (5)$$

dvs. »naturliga frekvensen». Sålunda är η ett slags relativ frekvens.)

I detta fall beteckna vi med η_1 delningsförhållandet R_1/X_1 i en maska i det fasvridande nätet (fig. 5).

Vi behöva vidare ett uttryck på förhållandet mellan absoluta storleken av impedanserna i de olika maskorna. Vi välja förhållandet mellan resistanserna

$$t_{12} = R_2/R_1 \quad (6)$$

där R_1 och R_2 äro resistanserna i två på varandra följande maskor. (I vissa fall är det lämpligare att använda förhållandet mellan reaktanserna.)

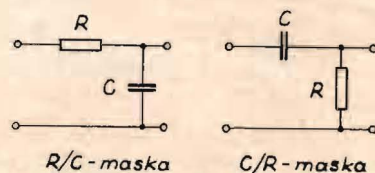
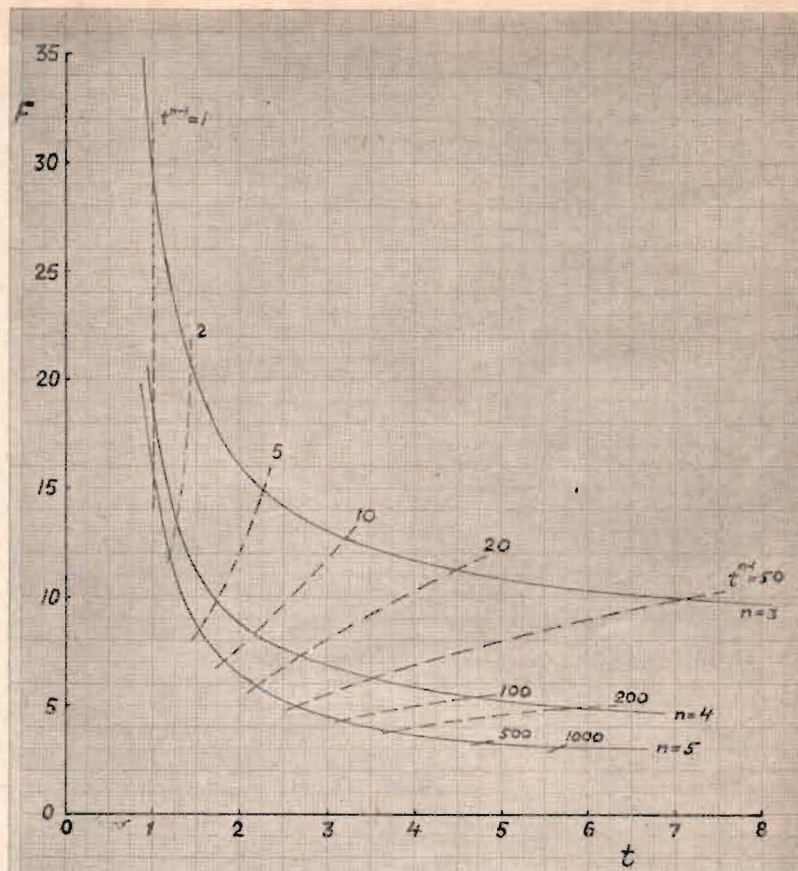


Fig. 5. Maskor för fasvridande nät.

Fig. 6. Nödvändig förstärkning F (inverterade värdet av dämpningen i nätet) för 3-, 4- och 5-maskiga nät som funktion av resistansökningsfaktorn t . Inlagda linjer (streckade) för t^{n-1} konstant.



För enkelhets skull görs alla delningsförhållanden och alla resistansförhållanden lika i hela nätet. (I tremaskigt nät sålunda: $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = \eta$ samt $t_{12} = t_{23} = t$. Detta medför högst 10 % större dämpning än optimal dimensionering.) Förhållandet mellan första och sista maskans resistanser blir då t^{n-1} där n är antalet maskor.

Vid ett visst värde på η är fasvridningen i nätet 180° . Detta η -värde betecknas med η_0 . Motsvarande frekvens (den frekvens med vilken oscillatoren svänger) är således:

$$f = \frac{\eta_0}{2\pi RC} \quad (7)$$

(som synes är frekvensen proportionell mot $1/RC$ jämfört med $1/\sqrt{LC}$ för svängningskretsar).

Ofta gör man alla maskor lika ($t=1$). Därvid belastas efterföljande maskor relativt mycket, vilket medför större dämpning och mindre fasvridning. Är däremot belastningen av efterföljande maskor försumbar (t går mot oändligheten) kan fasvridningen och dämpningen beräknas för var maska för sig och dessa sedan sammansättas till lämpligt antal. För dessa bägge gränsfall finnas karakteristiska storheter angivna i tabell 1. För mellanliggande värden har uppgjorts diagram (fig. 6 och 7). Observera

att η_0 för lika stora C/R - och R/C -nät äro inversa! Dämpningen är däremot oberoende av masktypen.

I fig. 6 över dämpningen har även inlagts linjer som förbinda punkter med lika total resistansökning (t^{n-1} konstant) varigenom det blir lättare att göra jämförelser mellan olika nät vid lika inkopplingsförhållanden.

Faktorer som påverka valet av nättyp.

a) Förstärkarens inre motstånd måste tänkas placerad som ett seriemotstånd i nätet.

b) Alla serieelement ha läckkapacitans till jord, detta är särskilt betydelsefullt vid sista maskan där impedansen vanligen är högst.

(Genom inre motstånd och läckkapacitans får nätet sålunda två impedanser som överensstämmer med de i R/C -nätet. Användes ett C/R -nät komma dessa att motverka fasvridningen, vilket medför ökad dämpning. Inverkan är större ju större t är.)

c) Som framgår av tabell 1 är, för lika motstånd och frekvens, kondensatorerna t. ex. i $R/C(3)$ -nätet 6 gånger så stora som de i $C/R(3)$ -nätet ($t=1$). Detta gör de förra mer lämpade för höga frekvenser, de senare för låga frekvenser.

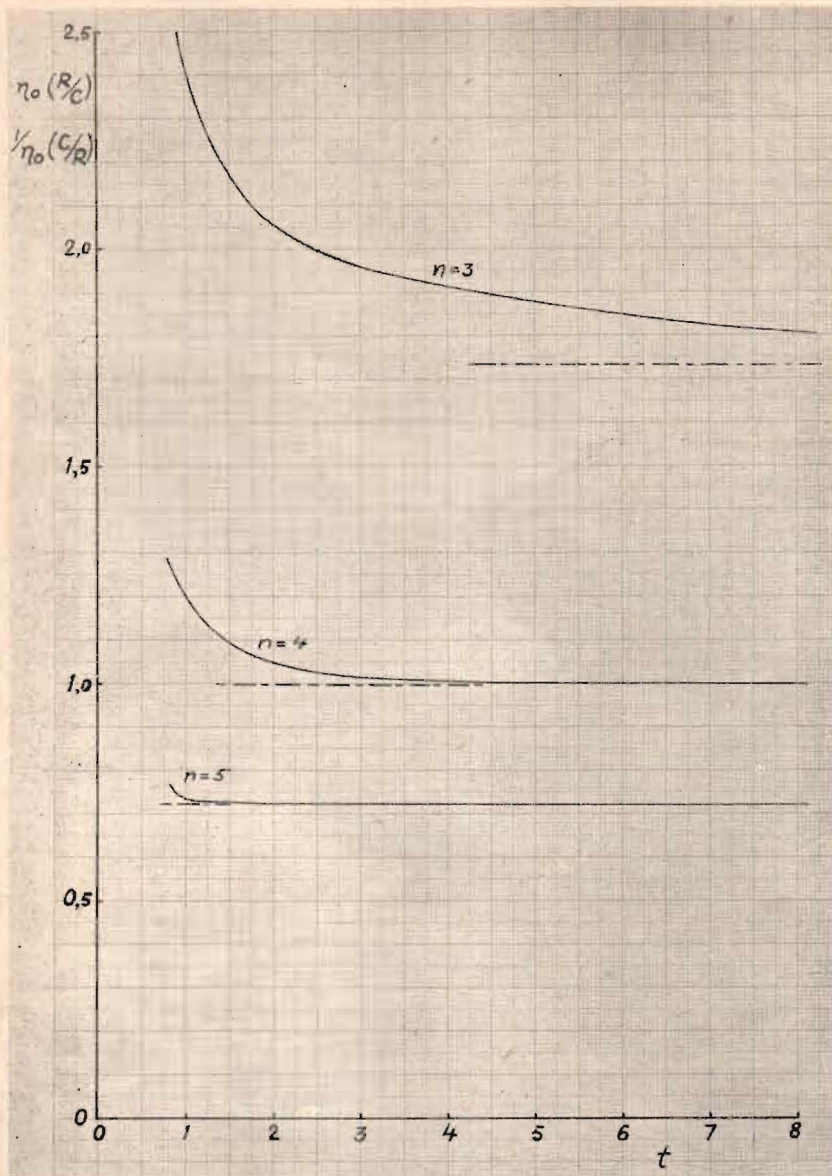


Fig. 7. Dimensioneringsstorheten $\eta_0 = R/X$ vid 180° fasvridning för 3-, 4- och 5-maskiga R/C -nät som funktion av resistansökningsfaktorn t . Värderna för C/R -nät erhållas genom invertering av motsvarande R/C -värden.

Tabell 1. Värderna på F och η_0 vid olika nät.

Maskor	Typ	t	F	η_0
3	R/C	∞	8	$\sqrt{3}$
3	»	1	29	$\sqrt{6}$
3	C/R	∞	8	$1/\sqrt{3}$
3	»	1	29	$1/\sqrt{6}$
4	R/C	∞	4	1
4	»	1	18,4	$\sqrt{10/7}$
4	C/R	∞	4	1
4	»	1	18,4	$\sqrt{7/10}$
5	R/C	∞	2,88	0,726
5	»	1	15,4	0,739
5	C/R	∞	2,88	1,378
5	»	1	15,4	1,352

Tabell 1. Nödvändig förstärkning F (inverterade värdet av dämpningen i nätet) samt dimensioneringsstorheten $\eta_0 = R/X$ vid 180° fasvridning för några olika nät. $t=1$ svarar mot lika maskor, $t=\infty$ mot försumbar belastning av efterföljande maskor.

d) Användes R/C -nät måste särskilda anordningar vidtagas för likspänningarna, dvs. en C/R -maska måste inskjutas. Denna kan vanligen dimensioneras så att den får försumbar inverkan på växelspänningen.

e) Förstärkarens inre motstånd utgör enligt punkt a) en del av återkopplingsnätet och ändras då rörets inre motstånd ändras vid regleringen av AVC-n. Variationerna kunna minskas genom höjning av rörets inre motstånd.

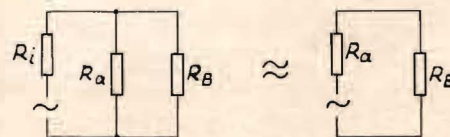


Fig. 8. Ekvivalent schema för rörförstärkare, samt förenkling möjlig om rörets inre motstånd är högt jämfört med anodmotståndet.

Detta i sin tur uppnås t. ex. genom strömstyrd motkoppling. (Skilj mellan rörets inre motstånd R_i och förstärkarens inre motstånd $R_F = R_i \cdot R_a / (R_i + R_a)$ ungefär $= R_a$ om R_i är mycket större än R_a [anodmotståndet]. Se fig. 8!)

Inverkan kan även minskas genom att göra fasvridningen mera isolerad från förstärkarens utgång, t. ex. genom seriemotstånd, eller genom att förlägga endast en ringa del av fasvridningen till de första maskorna (ger större dämpning, fordrar därför fler maskor).

Gränsvärden.

För medelhöga frekvenser (5 000 p/s) erhållas R av storleksordningen 300 k Ω och C av 100 pF.

Likströmsresistansen mellan styrgaller och katod bör

ej överstiga 3 M Ω för HF-pentoder. I allmänhet kan man därför icke göra R större än c:a 1 M Ω . Med $C=1 \mu F$ erhålles i så fall med ett $C/R(3)$ -nät ($t=1$) frekvensen 0,065 p/s. (Så låga frekvenser äro mycket svåra att förstärka i en vanlig växelströmsförstärkare.)

Av hänsyn till läckcapaciteter kan C ej göras mindre än c:a 10 pF. Förstärkaren kan vidare ej belastas för mycket utan att förstärkningen blir för låg. Därför kan ingångsimpedansen i återkopplingsnätet ej göras avsevärt lägre än 50 k Ω . Med ett $R/C(3)$ -nät erhålles i så fall frekvensen 4 Mp/s.

Det teoretiska frekvensområdet är således mycket stort, 0,1 till 1 000 000 p/s. I praktiken har RC-generatorer utförts för 1 p/s [7] samt för 300 kp/s [8].

(Forts.)

Radioteknisk revy

Av civilingenjör Carl Akrell

Flygplansrör för 28 volts anodspänning.

Vid det årliga amerikanska ingenjörsmötet i Rochester hösten 1943 meddelade en representant för Sylvania Electric Products Inc. att försök gjorts för att utprova lämpliga rörtyper, som skulle kunna arbeta effektivt vid blott 28 volts anodspänning. I de amerikanska flygplanen har man nämligen tillgång till 28 volt likström, och en sådan rörserie skulle väsentligt förenkla vissa radiokonstruktioner, då anodspänningsaggregat härigenom bli överflödiga.

Försök utfördes för att utröna hur vanliga standardrör skulle fungera vid denna anodspänning, varvid några speciellt lämpliga rör utvaldes att användas i en 28-voltmottagare. Bland dessa märktes 14J7, en triod-heptod, vars goda frekvensstabilitet gjorde detta blandarrör speciellt passande. Nätspänningen i ett flygplan varierar åtskilligt under olika förhållanden och växlar under flygning mellan 27,5 och 28,5 volt, men kan, då flygplanet står på marken, sjunka till

22 volt. Den högsta spänning man har att räkna med är 32 volt. Som synes variationer, som ställa stora krav på blandarröret, varvid avsevärda ändringar av oscillatorspänning och frekvens kunna försvåra mottagningen, om ej lämplig rörtyp användes. Som mellanfrekvensförstärkare visade sig 14H7 och 14R7 vara speciellt lämpade, den förra en pentod och den senare en duodiod-pentod, vilkas brantheter vid 28 volts anod- och skärmgallerspänning var hela 2 300 och 1 500 $\mu A/V$ respektive. Då trioder användas för att driva slutröret, visade sig låg- μ -trioder lämpliga, då slutröret arbetar i klass A2, och alltså drivröret måste kunna avge driveffekt. 14E6 (duodiod-triod) och 14N7 (duotriod) rekommenderades sålunda.

Slutröret måste specialkonstrueras, och detta nya rör, 28D7, innehåller två stråltetrodsystem i samma glaskolv. De båda katoderna äro här anslutna till ett gemensamt rörstift,

Tabell 1. Data för UKV-mottagare för 28 V nät.

Steg	Antenn	Blandarsteg	Mellan-frekvenssteg	Andra detektor	Låg-frekvenssteg	Slutsteg	Högtalare
Rör	—	14J7	14H7	14R7	—	28D7	—
Gallerkrets avst. till	75 Mhz (4 m)	75 Mhz (4 m)	6,0 till 8,6 Mhz (50 till 35 m)	6,0 till 8,6 Mhz (50 till 35 m)	—	—	—
Förstärkning per steg	3 ggr	22 ggr	30 ggr	Bärvägen antas vara mod. 30 %	32 ggr	—	—
Jämförelse av förhållandena vid olika signalstyrkor på ant.	28 μV 69 μV 166 μV	35 μV 208 μV 500 μV	1 880 μV 4 600 μV 11 000 μV	56 500 μV 138 000 μV 330 000 μV	0,0188 volt 0,046 volt 0,110 volt	0,56 volt 1,38 volt 3,50 volt	10 mW 50 mW 160 mW

likaså skärmgallren. De bägge enheterna kunna användas som självständiga förstärkare samt parallell- eller push-pull-kopplade.

a) En sektion, motståndskoppling i gallerkretsen, klass A2. Glöd-, anod- och skärmgallerspänning 28 volt. Styr-gallerförsänning —3,5 volt uttagen från blandarrörets oscillator. Drivspänning 4,9 volt lågfrekvens. Styr-galler-motstånd 200 000 ohm. Utgångseffekt 100 mW vid 10 % distorsion.

b) Lika med a, två sektioner parallellkopplade, dubbel utgångseffekt.

c) Ett steg, motsvarande det i b omnämnda, som drivsteg åt ytterligare ett rör 28D7, där bägge tetroderna äro push-pull-kopplade (klass AB2). Av denna kombination om två 28D7 erhålles ur slutsteget hela 600 mW vid 11 % distorsion vid c:a 1,7 volts lågfrekvent drivspänning på första

rörets galler. Anod- och skärmgallerspänning hos slutsteget 28 volt, gallerförsänning 0 volt.

28D7 kan även användas i kraftaggregatkopplingar. Som självsvängande oscillator med 28 volts anodspänning kunna utgångseffekter om 725 mW vid likspänningar om 50 à 250 volt erhållas genom att likrikta och filtrera oscillator-spänningen. Likspänningar om 500 à 600 volt äro uppnåeliga vid lägre effekter. Slutligen har i tabell 1 införts data på en ultrakortvågsmottagare för drift på 28-voltsnät, utrustad med rören 14J7, 14H7, 14R7 och ett 28D7, samtliga lock-in-rör.

Litteratur:

Communications, november 1943, Rochester Fall Meeting.
Radio News, januari 1944, Spot Radio News.
Radio-Craft, december 1943, New Wartime Tubes.
The Radio Amateurs Handbook, 1944, Twenty-First Edition, data för i artikeln omnämnda rör.

W. Furrer: Om radiostudions akustik

II. Den optimala efterklangstiden för studios

Av assistent Kjell StenSSon

(AB Radiotjänst)

a) Konsertsalar.

Förf. utgår från det kända faktum, att ett rums efterklangstid i hög grad bestämmer, hur det förhåller sig i akustiskt avseende. Erfarenheten lär oss vidare, att det finns en optimal efterklangstid T_{opt} för alla rum, och att denna är förhållandevis utpräglat bestämd av den musikaliska känslan. Det har därför varit en av den rumsakustiska forskningens allra första uppgifter att undersöka konsertsalar med erkänt god akustik för att få empiriska värden på storleken av T_{opt} . De mest kända av dessa undersökningar ha utförts av den tidigare nämnde Watson. Denna fann, att T_{opt} växer med rummets volym, och han uppställde relationen

$$T_{opt} = a + b\sqrt[3]{V}$$

där V är volymen och a och b konstanter, som Watson bestämde på empirisk väg.

Talrika forskare ha sökt härleda det Watsonska sambandet teoretiskt med utgångspunkt från fysikaliska eller fysiologiska förutsättningar. I detta sammanhang förtjäna sådana namn som Lifshitz, Schuster, Waetzmänn, McNair och Bennecke att nämnas.

Förf. anser det tvivelaktigt, att man genom teoretiska spekulationer skall kunna nå fram till något entydigt svar

på frågan om den optimala efterklangtidens storlek. Den musikaliska känslan, som är utslagsgivande härvidlag, är ju helt och hållet individuell. För att kunna slå en brygga över till den fysikaliska akustiken måste man sålunda tillgripa statistiska metoder och samla ett så omfattande material som möjligt med omdömen från akustiskt goda konsertlokaler för statistisk bearbetning. Denna väg med undersökning av efterklangstiderna för lokaler, som ha erkänt god akustik, utgör enligt förf. den enda möjligheten att med säkerhet kunna säga något om storleken på T_{opt} .

Förf. har 1937 mätt konsertsalarna i Zürich, Basel och Bern. För T_{opt} erhöU han med fullsatt salong något mindre värden än dem Watson anger. Vidare fann förf. vid dessa mätningar, att antalet besökare på en konsert har ett i så hög grad avgörande inflytande på efterklangstiden, att man kan anse, att salens konstruktion och byggnadstekniska utformning spelar en underordnad roll. Detta anser förf. förklara det måhända överraskande faktum, att olika forskare vid mätningar på skilda platser kommit till resultat, som synnerligen väl överensstämmer med varandra.

Förf. sammanfattar sålunda: Konsertsalens akustik bestämmes av den naturliga faktorn publiken. I huvudsak är det därför endast nödvändigt att känna den specifika besättningen av salen, dvs. antalet åhörare per m³.

b) Musikstudios.

Programöverföringen till radiolyssnaren sker som bekant på en enda kanal, vilket motsvarar enörigt hörande. Detta karakteriseras i förhållande till det tvåöriga hörandet framför allt av två faktorer: dels kan ljudkällans läge i rummet inte längre entydigt bestämmas, och dels bortfaller möjligheten att skilja ut ett visst ljud bland ett antal ljudkällor. Denna förmåga hos vårt hörselsinne att kunna koncentrera sig på vissa nyttoljud och bortse från störljuden brukar man kalla »intelligent hörande».

Det som i detta sammanhang är av speciellt intresse för oss är frågan om T_{opt} bör ha andra värden för musikstudios än för konsertsalar av samma storlek. Två forskare ha särskilt sysselsatt sig med detta problem: tysken H. J. von Braunmühl och ungraren G. von Békésy. Den förre anser, att T_{opt} för musikstudios med 30 % böra understiga värdena för konsertsalar av motsvarande storlek. von Békésy å sin sida utgår från psykologiska förutsättningar för att bevisa, att den efterklangstid, som överstiger 0,8 sek., uppfattas som störande. Gentemot dessa båda forskares uppgifter hävdar förf., att någon skillnad i T_{opt} 's storlek icke bör komma i fråga mellan studios och konsertsalar. Förf. stöder sin uppfattning på erfarenheter från de regelbundna utsändningarna av orkesterkonserter från konsertsalarna i Zürich, Basel och Bern. Dessa ha en volym av ungefär 10 000 m³ och efterklangstider, som tillfredsställande överensstämmer med Watsons värden; de ligger mellan 1,5 och 1,7 sek. Vid ingen av dessa utsändningar har någon funnit efterklangstiden för lång. Vid de internationella musikfestveckorna 1939 i Luzern överfördes likaså flera av konserterna i konserthuset där. Konsertsalen har en volym av 10 000 m³ och var vid dessa tillfällen så fullbesatt, att efterklangstiden endast uppgick till 1,3 sek. Detta generade knappast de närvarande konsertbesökarna. Radiolyssnarna däremot funno efterklangstiden avgjort för kort.

Stora studios. Med stöd av dessa erfarenheter, som i sig innesluta ett tillräckligt antal subjektiva omdömen från olika individer, anser sig förf. kunna slå fast, att *stora musikstudios (volym över 2 000 m³) i fråga om efterklangstidens storlek kunna dimensioneras på samma sätt som konsertsalar av motsvarande storleksordning.*

Efter dessa riktlinjer har förf. låtit bygga en musikstudio i vardera Zürich, Genève och Basel. Deras efterklangstider finnas inprickade i fig. 2 (punkterna 1, 2 och 3), och de betecknas samstämmigt som lyckade konstruktioner. Deras efterklangstider ligger något under Watsons värden, men dessa ha redan från början betraktats som övre gränsvärden. Konsertstudion i Lugano (punkt 4 i fig. 2) har en volym, som ligger mellan de värden, vilka angivits för stor och medelstor studio. Den rekommenderade efterklangstiden har här emellertid visat sig vara något för kort.

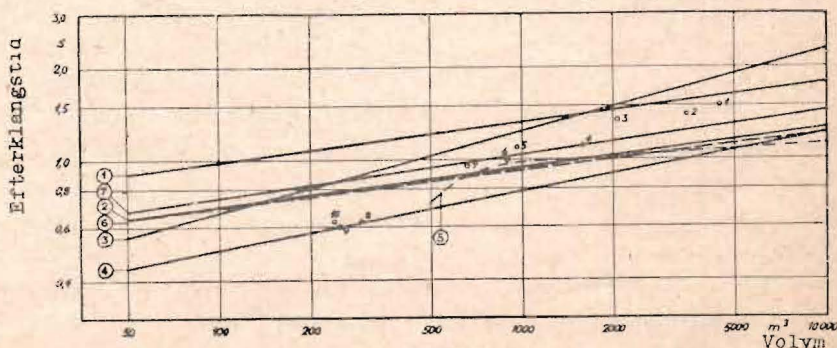
De i fig. 2 markerade efterklangstiderna ha mätts under riktiga driftförhållanden, dvs. med orkestern närvarande på podiet med notställ och instrument etc. I varje studio finnas även ett begränsat antal sittplatser (i genomsnitt ungefär 100) för åhörare i studion. Dessa stolar äro emellertid så kraftigt stoppade, att absorptionen inte ändras nämnvärt, om platsen är upptagen eller tom.

Av sina undersökningar och erfarenheter drar förf. sammanfattningsvis den slutsatsen, att T_{opt} för studios, som äro avsedda för symfoniorkestrar och alltså ha en volym av 2 000—5 000 m³, bör ligga mellan 1,35 och 1,5 sek.

Medelstora studios. Vid bestämmande av T_{opt} för denna storlekskategori (600—1 000 m³) anser sig förf. böra tillämpa delvis andra utgångspunkter än för stora studios. I en modern studioanläggning behöver sålunda en orkester med normal besättning aldrig sända från en medelstor studio utan placeras i en stor studio. Medelstora studios användas oftast för dansorkestrar, folkloristiska program o. dyl., vilka kräva en relativt kort efterklangstid. Watsons konsertsalvärden på 1,2—1,3 sek. anser förf. därför vara för höga för att kunna gälla som T_{opt} för medelstora musikstudios. Denna bör ligga vid 1,0 sek. I vardera Lugano, Zürich och Basel har en studio byggts med hänsyn härtill. Deras efterklangstider ha markerats i fig. 2 med punkterna 5, 6 och 7.

Små studios. T_{opt} för små studios (200—300 m³) ligger med sitt värde på 0,6 sek. betydligt under Watsons värden. Detta beror i huvudsak på att en liten musikstudio inte får betraktas som en konsertsal i miniatyr utan måste ha intim karaktär för kammarmusik o. dyl. Det ställer sig också önskvärt att åstadkomma tydliga akustiska skillnader mellan de olika studiokategorierna. Efter dessa principer har en studio

Fig. 2. Olika samband mellan efterklangstid (vid 800 p/s) och volym. Kurvorna hänföra sig till följande forskare: Watson (1), Stanton och Schmid (2), Kirke och Howe (3), Morris och Nixon (4), Lifshitz (5), von Braunmühl (6) samt Rickmann och Heyda (7).



byggts i resp. Lugano, Basel och Genève. Värdena för deras efterklangstider finnas markerade i fig. 2 med punkterna 8, 9 och 10.

Lyssningsrummets inverkan på efterklangstiden. För små studios ha vi kommit ner till så korta efterklangstider, att vi icke längre kunna bortse från lyssningsrummets efterklangstid. Detta är ju elektriskt kopplat till studion. Med utgångspunkt från differentialekvationen för ljudfältet i ett slutet rum härleder förf. följande samband mellan den kombinerade efterklangstiden T_c och efterklangstiden för studion T och lyssningsrummet T' :

$$\frac{1}{1 - \frac{T'}{T}} e^{-\frac{T_c}{kT}} + \left(1 - \frac{1}{1 - \frac{T'}{T}}\right) e^{-\frac{T_c}{kT'}} = 10^{-6}$$

Ur denna likhet kan T_c bestämmas med approximationsmetoder. ($k=4/c \cdot k'=0,073$, där c är ljudhastigheten 340 m/sek. och k' konstanten i efterklangsformeln $=0,16$.)

För specialfallet $T=T'$, som särskilt intresserar oss i detta sammanhang, erhållas följande uttryck efter olika transformationer och vid försummande av termer av högre ordning:

$$\left(\frac{T_c}{kT} + 1\right) e^{-\frac{T_c}{kT}} = 10^{-6}$$

Räkningen med dessa båda formler ställer sig emellertid rätt besvärlig, och förf. anger därför några värden av speciellt intresse. Han antar, att lyssningsrummet är ett vanligt bostadsrum med en volym av 50 m³ och med $T'=0,5$ sek. För de olika studiokategorierna erhållas då följande värden på den kombinerade efterklangstiden T_c :

	T sek.	T_c sek.	Procentuell ökning
Små studios	0,5	0,61	22
Små studios	0,6	0,68	13
Medelstora studios	1,0	1,06	6
Stora studios	1,5	1,55	3

Vi se, att T_c i huvudsak bestämmes av den längre av de båda efterklangstiderna. Äro dessa lika långa, uppstår en maximal ökning av 22 %.

Förf. kan alltså slå fast, att ett ordinärt bostadsrum inte har någon nämnvärd inverkan på efterklangstiden för stora och medelstora studios. För små studios är däremot ökningen i efterklangstid påfallande. Detta förhållande anser förf. vara ytterligare ett skäl att välja T_{opt} för denna storlekskategori betydligt under de konsertsalsvärden Watson anger.

Ett studium av den kombinerade efterklangstiden ger också besked i den ofta diskuterade frågan, om radioöverföringens mål är att så att säga transportera lyssnaren till

studion eller om denne skall bibringas intrycket, att ljudkällan befinner sig hemma hos honom i lyssningsrummet. Om studion har längre efterklangstid än lyssningsrummet, anser förf., att det förra alternativet utan tvivel inträffar. Är förhållandet omvänt, får lyssnaren i själva verket illusion av att ljudkällan befinner sig i hans lyssningsrum.

Sammanfattning. I fig. 2 äro värdena för efterklangstiden vid 800 p/s inritade för tio av de studios förf. konstruerat. I samma figur återfinnes en sammanställning av sju olika forskares relationer mellan efterklangstid och volym. Förf. finner det anmärkningsvärt, att samtliga forskare betrakta T_{opt} som en kontinuerlig funktion. Själv tilldelar förf. som bekant varje storlekskategori ett bestämt avgränsat område. Förf. anser en ingående kommentar till denna skillnad i uppfattningar vara överflödig. De arbeten, ur vilka kurvorna i fig. 2 hämtats, ha samtliga utkommit för några år sedan och kunna knappast anses representera den moderna uppfattningen i denna fråga, där troligen rätt betydande omvärderingar ägt rum under senare tid till följd av den elektroakustiska forskningens nya landvinningar. Värt att observera finner förf., att amerikanerna (kurva 4) i allmänhet tyckas föredra relativt korta efterklangstider. Detta förhållande anser sig förf. emellertid knappast böra diskutera, eftersom det är en konstnärlig smakfråga.

c) Efterklangstidens frekvenskurva.

McNair var en av de första, som diskuterade den optima frekvenskurvan för efterklängen hos en konsertsal. Han utgick ifrån, att den »verkliga» (= subjektivt uppfattade) efterklangstiden skulle vara lika lång för alla frekvenser. Genom att ta hänsyn till Fletchers undersökningar beträffande örats frekvensberoende känslighet kom han fram till det samband mellan efterklangstid och frekvens, som återgavs av kurva 1 i fig. 3. En jämförelse mellan denna kurva och kurvan för publikens absorption vid olika frekvenser uppvisar en förvånansvärt god överensstämmelse. Detta anser förf. bekräfta, att en god konsertsals efterklangstid bestämmes helt av den naturliga faktorn publiken.

På experimentell väg har det lyckats förf. att påvisa, att samma synpunkter beträffande efterklangstidens förlopp böra gälla för musikstudios, så att efterklangstiden vid 100 p/s bör vara 1 1/2 à 2 gånger så lång som vid 1 000 p/s.

McNairs synpunkter på efterklangstidens variation med frekvensen ha sedermera bekräftats av andra forskare och tillämpas i våra dagar allmänt vid utformandet av konsertsalar och radiostudios. Vanligen låter man emellertid efterklangstidskurvan stiga något mindre brant i det lägre registret. I fig. 3 har förutom McNairs kurva (kurva 1) även inritats Morris och Nixons, som anger amerikansk praxis (kurva 2) och en representant för den moderna tyska uppfattningen (kurva 3, ur Elektroakustisches Taschenbuch). I

samma figur återfinnas även frekvenskurvorna för tre musikstudios i resp. Zürich, Genève och Basel. Av dessa framgår, att överensstämmelse med den McNairska kurvan eftersträfvats. Att konstruktionerna erhållit goda betyg, anser förf. vara ytterligare ett belägg för denna kurvas användbarhet även för radiostudios.

d) Teater- och föredragsstudios.

Att bedöma de akustiska förhållandena för en teater- eller föredragsstudio ställer sig lättare än för en musikstudio. För den förra kategorin utgör det talade ordets uppfattbarhet ett kriterium för dess godhet. Denna kan entydigt bestämmas genom experiment, något som är omöjligt, då det gäller återgivningskvaliteten från en musikstudio. Förutom god uppfattbarhet hos en talstudio fordrar man även en naturlig återgivning av röstens klangfärg.

Knudsen har 1929 utpekat ett litet rum med fullkomligt absorberande väggar som den ideala talstudion. Efter dessa riktlinjer har förf. 1936 byggt tre talstudios för den schweiziska nyhetstjänstens räkning. Dessa ha vardera en volym av endast $7,5 \text{ m}^3$ (dimensionerna $2,08 \times 1,56 \times 2,35 \text{ m}$), vilket förf. anser vara de absolut minsta för praktiskt bruk. De ha en klanderfri uppfattbarhet, under det att röstens klangfärg inte återges utan förändringar. En annan olägenhet består i att det kräver en viss vana att tala i så hårt dämpade rum. Förf. har därför numera lämnat denna linje och utpekar volymer mellan 30 och 50 m^3 som lämpliga för talstudios, som äro avsedda för en eller högst två personer. Goda erfarenheter ha gjorts med sådana konstruktioner och de uppträdande ha förklarat, att de känt sig relativt ohämmade vid sina framträdanden.

För teaterstudios, där det vanligen uppträder flera personer, rekommenderar förf. volymer på $150\text{--}250 \text{ m}^3$.

Att ta definitiv ställning till den erforderliga dämpningens

storlek anser förf. vara svårt. En extremt hög absorption, som Knudsen rekommenderar och som finns i exempelvis de akustiska mätrummen, anser förf. icke kunna komma ifråga bl. a. av ekonomiska skäl. Ett annat skäl, som talar emot realiserandet av Knudsens idéer på denna punkt, anser förf. vara, att lyssningsrummets akustik blir den avgörande vid starkt dämpade rum (jfr utredningen ovan om lyssningsrummets inverkan). Förf. anser det vara viktigare att diskutera frågan om minsta möjliga dämpning för dessa studios för att goda resultat skola erhållas. Han anser sig här gynnas av två omständigheter: dels ligga de för talets uppfattbarhet viktigaste komponenterna i frekvensområdet $200\text{--}2\,000 \text{ p/s}$ och dels arbetar man i dessa studios med så korta mikrofonavstånd, att det direkta ljudet kraftigt dominerar över det reflekterade, varigenom studios inflytande på kvaliteten i hög grad elimineras. För sin del har förf. rekommenderat följande maximivärden för efterklangstiden för teater- och föredragsstudios:

Frekvens	Föredragsstudios $30\text{--}50 \text{ m}^3$	Teaterstudios $150\text{--}250 \text{ m}^3$
100 p/s	0,6 sek.	0,8 sek.
200 till 2 000 p/s	0,4 »	0,6 »

I drift ha efter dessa principer konstruerade studios lämnat goda resultat. Av särskilt värde anser förf. vara, att en stegring av efterklangstiden från 100 p/s och nedåt i registret kan tillåtas. Härigenom reduceras i hög grad behovet av dämpningsmaterial.

*

I nästa nummer kommer tredje delen av referatet av docent Furrers avhandling att publiceras. Då kommer efterklangsteorierna och förfarandet vid efterklangsmätningar att behandlas.

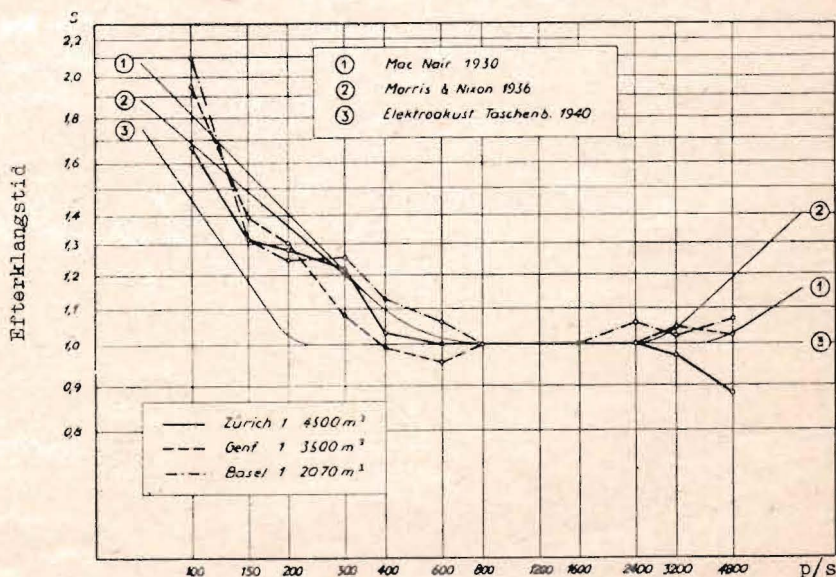


Fig. 3. Efterklangstidens variation med frekvensen.

Frekvensdrift vid dubbelsuper

Några synpunkter på frekvensdriftsproblemet vid kortvågssuper med dubbel frekvensomvandling

Av B. F. G. Harff

Den i februari- och marsnumren av Populär Radio beskrivna supern med dubbel frekvensomvandling och variabel avstämning i mellanfrekvenskretsen måste anses som den ideala konstruktionen för en radioapparat med lika stor bandspridning på samtliga frekvensband. (I detta sammanhang må anmärkas, att uttrycket »bandspridning» egentligen är felaktigt, eftersom det normala förhållandet bör vara, att stationerna ligga på synligt avstånd från varandra på stationsskalan och det tidigare använda systemet att komprimera ett område av 16 000 kc/s på en skala av 20 cm bredd, måste anses som ett onormalt och högst olämpligt förfaringssätt.) Stationsskalan blir mycket lätt att kalibrera, och stationsnamnen kunna ut sättas som på mellanvågsbandet. Ovanstående gäller naturligtvis endast, om apparaten i praktiken fungerar perfekt utan interferenstoner och om frekvensdriften kan nedbringas till ett minimum. Beträffande den sistnämnda erbjuder den dubbla frekvensomvandlingen en möjlighet till nästan fullständig eliminering av frekvensdriften genom kompensering, vilket vi i denna artikel komma att närmare belysa.

Frekvensdriften uppstår i oscillatorkretsarna genom ändring av kretsarnas konstanter på grund av temperatur- eller spänningsvariationer, varigenom en förskjutning av resonansfrekvensen uppstår. Denna ändring förorsakas huvudsakligast genom variationer i kapaciteten mellan oscillatorrörets elektroder, men även induktansen och den yttre kapacitansen i kretsen kan variera på grund av temperaturändringar. Om vi antaga, att frekvensdriften uteslutande beror på kapacitetsändring i röret, kunna vi lätt beräkna hur stor denna kapacitetsändring blir för en given frekvensdrift i oscillatorkretsen.

Om t. ex. första oscillatorfrekvensen antages vara 13 000 kc/s vid en kapacitans i kretsen av 200 pF, så måste kapacitansen i kretsen för en konstaterad frekvensdrift av 10 kc/s till 12 990 kc/s ha ändrats till

$$\left(\frac{f_0}{f_1}\right)^2 \cdot 200 \text{ pF} = \left(\frac{13\,000}{12\,990}\right)^2 \cdot 200 \text{ pF} = 200,308 \text{ pF}.$$

(Enligt Thomsons formel är $C=1/4\pi^2 f^2 L$). Kapacitetsändringen är således 0,308 pF.

Vid konstant L i kretsarna framgår det av följande exempel, att frekvensdriften är proportionell med tredje potensen av frekvensen.

I andra oscillatorkretsen uppstår likaledes vid kapacitetsändring frekvensdrift; om man nu lyckas välja kretskonstanterna så, att denna frekvensdrift absolut sett är av samma storlek som den, som uppstår i första oscillatorkretsen, och båda oscillatorfrekvenserna dessutom ligga antingen över eller under signal- resp. första mellanfrekvensen, blir frekvensdriften helt och hållet upphävd. Följande tabell är ett exempel härpå.

	Ursprunglig frekvens	Frekvens efter 10 kc/s drift
Signalfrekvens kc/s	10 000	10 000
1:a oscillatorfrekvens kc/s	13 000	12 990
1:a mellanfrekvens kc/s	3 000	2 990
2:a oscillatorfrekvens kc/s	3 460	3 450
2:a mellanfrekvens kc/s	460	460

För att uppnå lika stor frekvensdrift på samtliga band, skola de totala kapaciteterna i kretsarna förhålla sig som frekvenserna, t. ex. enligt följande tabell:

	1:a oscillatorkrets vid olika band			2:a oscillatorkrets
Frekvens kc/s	26 000	13 000	6 500	3 250
Kapacitet pF	400	200	100	50
Antagen kap.-ökn. pF	0,308	0,308	0,308	0,308
Frekvensdrift kc/s..	10	10	10	—10

(För enkelhetens skull har i detta och följande exempel som 1:a oscillatorfrekvenser jämna multiplar av den genomsnittliga 2:a oscillatorfrekvensen valts.)

Vi se således att frekvensdriften i andra oscillatorkretsen i detta fall fullständigt upphäver den i första oscillatorkretsen uppstående driften. Förstnämnda krets har emellertid variabel kapacitet, och frekvensdriften är därför icke

konstant. Om vi antaga, att 3 250 kc/s är mitten av andra oscillatorbandet och detta band har en utbredning av 500 kc/s, skall frekvensdriften i slutet av banden (3 000 kc/s) bli

$$\left(\frac{3\,000}{3\,250}\right)^3 \cdot (-10) \text{ kc/s} = -3 \text{ kc/s}$$

och den maximala frekvensdriften, som är att vänta vid ovannämnda antagande (0,308 pF kapacitetsändring) utgör således 2 kc/s.

Vid fast spole i 1:a oscillator-kretsarna (såsom använd i den beskrivna konstruktionen) ökar totala kapaciteten i kretsen (trimmerna, event. fasta parallellkondensatorer och förlustkapaciteten) omvänt proportionellt med kvadraten på frekvensen. Kapaciteten och frekvensdriften vid frekvenserna i ovannämnda exempel skola således vara:

	1:a oscillator-krets			2:a oscillator-krets
Frekvens kc/s	26 000	13 000	6 500	3 250
Kapacitet pF	50	200	800	50
Antagen kap.-ökn. pF	0,308	0,308	0,308	0,308
Frekvensdrift i oscillator-kretsen kc/s	30	10	1	-10
Result. frekvensavvikelse i 2:a mellan-frekvensen kc/s ..	70	—	-9	—

Vid den i förra exemplet angivna frekvensdriften i 2:a oscillator-kretsen av -10 kc/s kompenseras driften i 1:a oscillator-kretsarna bara vid en frekvens (13 000 kc/s), och driften i de andra tvenne banden blir 70 resp. 9 kc/s; kompensationen blir således högst ofullständig.

Systemet med ökad kapacitet i kretsarna proportionellt med frekvensen medför, att för varje band en särskild spole och kondensator måste användas.

Vill man för förenkling av konstruktionen göra ett av kretselementen fast, bör man emellertid välja en fast kapacitet och växla spolen; i detta fall blir frekvensdriften direkt proportionell med frekvensen, och frekvensdriften skall vid ovannämnda frekvenser således vara:

	1:a oscillator-krets			2:a oscillator-krets
Frekvens kc/s	26 000	13 000	6 500	3 250
Kapacitet pF	200	200	200	50
Antagen kap.-ökn. pF	0,308	0,308	0,308	0,308
Frekvensdrift i oscillator-kretsen kc/s	20	10	5	-10
Result. frekvensavvikelse i 2:a mellan-frekvensen kc/s ..	10	—	-5	—

Vid detta system reduceras således driften i högsta frekvensbandet till 1/7 av driften vid systemet med fast spole och variabel kapacitet.

Ovanstående leder således till den slutsatsen, att en kortvågssuper helst skall byggas med variabel oscillatorspole och fast eller med frekvensen ökande kapacitet. Vid stor kapacitet på kortaste våglängden blir induktansen mycket liten, och svårigheter kunna uppstå att få oscillatorn att svänga; en fast kapacitet av 200 pF synes vara en lycklig kompromiss. Dessutom bör, för att öka induktansen, oscillatorfrekvensen väljas under signalfrekvensen och således, för att uppnå frekvensdriftskompensation, även den andra oscillatorfrekvensen förläggas under första mellanfrekvensen, t. ex. enligt följande exempel:

Signalfrekvens	15 550—15 050 kc/s
1:a oscillatorfrekvens	12 550 »
1:a mellanfrekvens	3 000—2 500 »
2:a oscillatorfrekvens	2 540—2 040 »
2:a mellanfrekvens	460 »

Trimmerkondensatorerna bli icke nödvändiga, om man använder de små behändiga trolituspolförmarna med järnkärna, som numera finnas i marknaden i ett utförande, speciellt lämpat för kortvåg.¹ Kostnaden för dessa är icke större än för vanliga trimmerkondensatorer av glimmer-typ, och man vinner dessutom fyra fördelar, nämligen:

1) ytterligare en orsak till frekvensdrift blir eliminerad, eftersom dessa trimmers kapacitet ofta ändrar sig något med temperaturen;

2) vid det vanliga utförandet av dessa trimmer uppstår utom i det yttersta minimiläget stor kapacitetsändring vid en liten vridning; på de kortaste våglängderna blir det i så fall nästan omöjligt att exakt intrimma kretsen. Vid trimning med järnkärna sker induktionsförändringen mera successivt, och trimningen låter sig således lättare och mera exakt genomföra;

3) utöver trimmerna behövas i allmänhet fasta parallellkondensatorer för varje frekvensband; dessa bortfalla vid systemet med fast kapacitet;

4) oscillatorn kan inställas på det riktiga värdet i varje band (omkring 200 μ A ström genom gallerläckan).

Slutligen må påpekas, att även frekvensdriften av andra orsaker än ändring av rörets inre kapaciteter kompenseras med ovan beskrivna system; experimentet måste därvid fälla utslaget. Med hjälp av frekvensdriftens riktning vid ökning av temperaturen kan därvid avgöras, om driften i första eller andra oscillator-kretsarna är störst och motsvarande justering företagas.

¹ Märke Torotor (National Radio, katalog nr 3483).

Några enkla mätningar

med impedansbrygga

Av ingenjör John Schröder

I nr 12 föregående år av denna tidskrift beskrevs en enkel impedansbrygga, som lämpade sig väl för amatörbygge, eftersom den icke innehöll några dyrbara eller svåråtkomliga detaljer. Som exempel på vartill denna impedansbrygga kan användas skall här redogöras för några enkla mätningar som kunna utföras med densamma.

Uppmätning av resistanser.

En mycket vanlig uppgift, som en serviceman ställs inför, är att uppmäta resistansen hos ett ohmskt motstånd. Vid sådana mätningar kan man med fördel som mätspänning använda sig av 50-per. nätspänning nedtransformerad till lämpligt värde. För modellapparaten var lämplig mätspänning 1,5 volt. Denna spänning kan exempelvis uttagas från ett separat uttag på den nättransformator, som ingår i den till impedansbryggan hörande nätanslutna rörvoltmetern. Då det endast erfordras ett fåtal varv för denna lindning, kan lätt erforderligt antal varv pålindas, utan att man därvid behöver plocka isär hela transformatorn. Effekttuttaget är obetydligt så länge man inte skall uppmäta motstånd < 10 ohm, varför man utan olägenhet kan använda ganska klen tråd för denna extralindning.

Har man redan förut en extra lindning på nättransformatorn, exempelvis för 4 volt, eller om man har tillgång till en separat transformator, som ger denna spänning, kan man lätt med hjälp av en spänningsdelare få ned spänningen till önskat värde. Att märka är, att man inte bör taga ut mätspänningen från samma lindning, som användes för rören i rörvoltmetern. Motståndet mellan ytskikt och glödtråd, som är av storleksordningen 10–40 k Ω , skulle nämligen härvid störa bryggbalansen, varigenom mätningarna, i synnerhet vid mätning på stora reaktiva impedanser, kunna bli osäkra.

När det gäller att uppmäta resistanser i denna impedansbrygga, kan man i hög grad förenkla mätförfarandet. Man vet ju på förhand, att fasvinkeln är $= 0^\circ$. Man kan då helt enkelt från början ställa in omkastare I på läge φ och omkastare II på läge 2. Man manipulerar därefter rattarna för R_0 , tills rörvoltmetern ger 0-utslag. Den sökta resistansen är då $= R_0$. Vid detta mätförfarande, som endast kan användas, då man uppmäter ohmska motstånd, fungerar impedansbryggan som vanlig motståndsbrygga.

Med »nollutslag» avses givetvis det utslag på mA-me-

tern, som svarar mot 0 volt på rörvoltmeterns ingångssida. Detta utslag på mA-metern är i modellapparaten 3 mA, eftersom rörvoltmetern ju inte är försedd med anordningar för kompensering av 0-strömmen. Med nollutslag avses sålunda, att rörvoltmetern då indikerar 0 volt och mA-metern då visar fullt utslag, dvs. 3 mA.

I modellapparaten kunna resistanser upp till 10 k Ω uppmätas. Vill man utöka mätområdet för resistanser kan man helt enkelt ändra på förhållandet mellan rationsmotstånd R_a och R_b . Man kan exempelvis förse impedansbryggan med en omkastare, medelst vilken man kan koppla in ett annat rationsmotstånd $R_c = 10 R_a$ eller $R_d = 100 R_a$ i stället för R_b (jmf. fig. 1). Kopplar man in motståndet R_c skola de på R_0 avlästa värdena multipliceras med 10, kopplar man in R_d skola R_0 -värdena multipliceras med 100. I förra fallet kunna tydligen resistanser upp till 100 k Ω , i senare fallet 1 M Ω uppmätas i impedansbryggan.¹

Uppmätning av kapacitanser.

Vid uppmätning av kapacitanser kan man likaledes använda sig av 50 per. mätspänning. Man går då tillväga så, att man uppmäter kondensatorns impedans. Man ställer sålunda in omkastare I i läge Z och lägger därefter omkastare II alternerande i läge 1 och 2 och varierar

¹ Är rörvoltmetern noggrant kalibrerad kan man — utan att ändra på förhållandet mellan rationsmotstånd — utöka mätområdet vid bestämning av resistanser genom att ställa in R_0 på visst värde, exempelvis 10 k Ω , och därefter med rörvoltmetern avläsa spänningen över R_0 (V_{R_0}) resp. över den sökta resistansen R_X (V_{R_X}). Man erhåller R_X ur ekv.

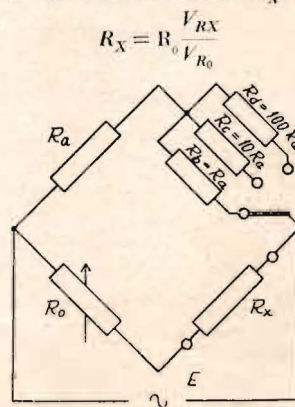


Fig. 1. Principschema för uppmätning av resistanser i Grützachers impedansbrygga. Genom val av olika rationsmotstånd, $R_b = R_a$, $R_c = 10 R_a$, $R_d = 100 R_a$, kan mätbryggans mätområde utökas. Se vidare texten.

härunder R_0 , tills man får samma utslag på mA-metern i båda lägena. Kondensatorns impedans är då $=R_0$.

Nu är det ju i de allra flesta fall så, att en kondensators förlustvinkel är mycket liten, varför man i allmänhet kan utgå från, att kondensatorns reaktans är $\cong$ den uppmätta impedansen, dvs. $R_0 = |Z| = 1/\omega C$. Använder man nu 50 hz mätspänning är tydligen

$$C = \frac{1}{2\pi 50 |Z|} = \frac{3,19}{|Z|(\text{k}\Omega)} (\mu\text{F})$$

I fig. 2 visas ett diagram² ur vilket sambandet mellan det uppmätta värdet på $|Z|$ och kondensatorns kapacitet C kan avläsas. Man kan sålunda, sedan man bestämt $|Z|$ för kondensatorn vid 50 hz mätspänning, gå direkt in i detta diagram och avläsa det mot $|Z|$ svarande värdet på kondensatorns kapacitet.

Med det mätområde, som impedansbryggan har, kan man uppmäta kapacitetsvärden mellan c:a 320 μF ned till 0,32 μF vid mätfrekvensen 50 hz. Med tillgång till en mätspänning med högre frekvens, kan man emellertid mäta avsevärt mindre kapacitetsvärden. Med 500 hz mätspänning kan man sålunda mäta ända ner till 0,032 μF och med 5 000 hz mätspänning kommer man ända ner till 3 200 pF. Diagrammet i fig. 2 kan även användas för att vid mätfrekvenserna 500 och 5 000 hz ur uppmätta värden på kondensatorimpedansen bestämma en kondensators kapacitet. Divideras nämligen de på y-axeln angivna

² Diagrammen i fig. 2, 3, 4 och 7 i format 20×32 cm (diagram enl. fig. 3 och 4) resp. 20×16 cm (diagram enl. fig. 2 och 7) i form av ljuskopior kunna rekvireras från författaren, adr. Mössbergsvägen 30, Traneberg. Priset är 75 öre pr st.

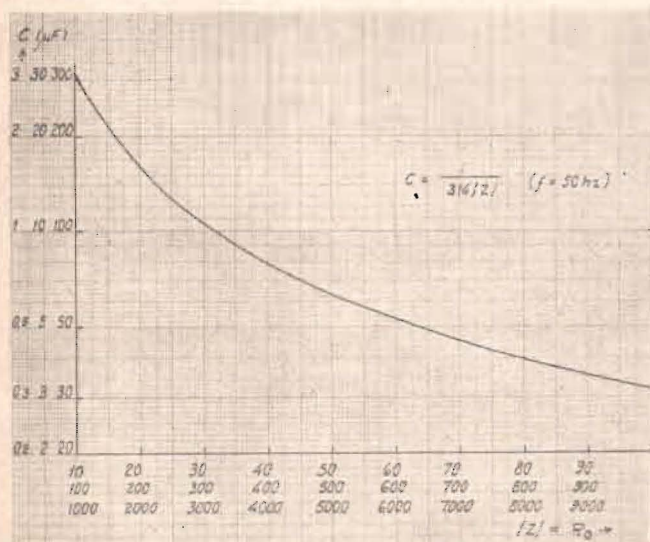


Fig. 2. Diagram för bestämning av kapaciteten hos kondensatorer ur uppmätta värden på kondensatorns impedans $|Z|=R_0$ (kondensatorerna antagas vara förlustfria). För att spara utrymme äro x- och y-axlarna försedda med tre olika indelningar. Diagrammet är beräknat för frekvensen 50 hz. Divideras C -värdena efter y-axeln med 10 resp. 100 gäller diagrammet för $f=500$ resp. 5 000 hz. Se vidare texten.

kapacitetsvärdena med 10 gäller diagrammet för 500 hz mätspänningen. Dividerar man samma värden med 100 gäller diagrammet även för 5 000 hz mätspänning.³

Ex. En kopplingskondensator i en motståndsförstärkare misstänktes vara felaktig. Det påstämlade värdet var 60.000 pF. En impedansmätning gav följande värden:

$$|Z| = R_0 = 4\,750 \text{ ohm} \\ \varphi \cong 90^\circ$$

Mätfrekvensen var 500 hz. Ur diagrammet å fig. 2 erhålles för 4 750 ohm $C=0,67 \mu\text{F}$. Detta kapacitetsvärde skall emellertid divideras med 10 eftersom det inte var 50 hz utan 500 hz som användes som mätfrekvens. Kondensatorns kapacitet var tydligen 67 000 pF, och eftersom fasvinkeln var $\cong 90^\circ$, var den tydligen felfri.

Uppmätning av induktanser.

Vid uppmätning av induktanser går man tillväga på liknande sätt som vid bestämning av kapacitanser. Man kan emellertid icke utgå från, att förlustvinkeln för induktanser i allmänhet är så liten, att reaktansen är $=$ den uppmätta impedansen. Man måste därför förutom $|Z|=R_0$ även uppmäta fasvinkeln. Sedan man ställt in R_0 så att $R_0=|Z|$ ställer man sålunda in omkastare I på φ samt lägger därefter omkastare II alternerande i lägena 1 och 2, samtidigt som man varierar potentiometern R_a , tills man får samma utslag i båda lägena på rörvoltmetern. Man kan då avläsa fasvinkeln direkt på den till potentiometern R_a hörande skalan.

Man har nu sambandet

$$\omega L = |Z| \sin \varphi$$

och då φ , $|Z|$ och ω äro kända kan man tydligen beräkna L . I fig. 3 visas ett diagram, beräknat för en mätspänning med periodtalet 50, ur vilket man kan erhålla L , om man känner Z och φ . För att spara utrymme har diagrammet uppritats med x- och y-axlarna försedda med tre olika indelningar. Diagrammet är beräknat för 50 hz. Man kan emellertid utnyttja samma diagram för frekvenserna 500 resp. 5 000 hz, om man dividerar de efter y-axeln utsatta värdena på induktansen L med 10 resp. 100.

Med 50 per. mätspänning kan man som framgår av diagrammet bestämma induktanser från c:a 31 H ner till c:a 31 mH (fasvinkeln antages vara $+80^\circ$). Med tillgång till högre mätspänningsfrekvens kan man emellertid mäta upp betydligt mindre induktanser. Med 500 hz mätspänning kommer man sålunda ner till 3,2 mH och med 5 000

³ På samma sätt som vid bestämning av resistanser kan man — utan att ändra på förhållandet mellan rationsmotstånden — utöka mätområdet vid bestämning av kapacitanser. Man ställer sålunda in R_0 på visst värde, exempelvis 10 k Ω , och avläser därefter med rörvoltmetern spänningarna över R_0 och den sökta kapacitansen. Man erhåller C_X ur $C_X = \frac{1}{R_0 \omega} \left(\frac{V_{R_0}}{V_{CX}} \right)$

hz kommer man ner ända till 0,32 mH. Vid så små induktansvärden måste man emellertid räkna med, att induktansen i de använda reostaterna, vilka äro trådlindade, under vissa förutsättningar⁴ kommer att influera på mätresultatet.

Ex. För en induktansspole erhöles vid en mätspänningsfrekvens av 500 hz följande mätvärden: $|Z|=235$ ohm, $\varphi=71^\circ$. Ur diagrammet å fig. 3 erhöles för dessa värden $L=0,70$ H. Då 500 hz mätspänningsfrekvens kom till användning måste tydligen detta L -värde divideras med 10, så att $L=70$ mH.

⁴ Reostaternas induktans ($L=0,1$ mH för en fullt invriden reostat) börjar göra sig gällande vid 5 000 hz. Det uppstående fasvinkelfelet inverkar emellertid på mätresultatet, endast om 100-ohmsreostaten ensam är invriden. De övriga reostaterna ha så stor resistans i jämförelse med reaktansen, att fasvinkelfelet för dessa vid 5 000 hz blir betydelselöst. Utföres emellertid mätningen på mycket små induktansspolar med stort förlustmotstånd (impedansens fasvinkel $< 10^\circ$) kommer fasvinkelfelet i R_0 — förutsatt att vid mätningen endast 100-ohmsreostaten är inkopplad och att en stor del av densamma är invriden — att influera på mätresultatet. Är däremot förlustmotståndet litet så att impedansens fasvinkel $> 60^\circ$ kommer dock under inga förhållanden fasvinkelfelet vid 5 000 hz att märkbart inverka på mätresultatet.

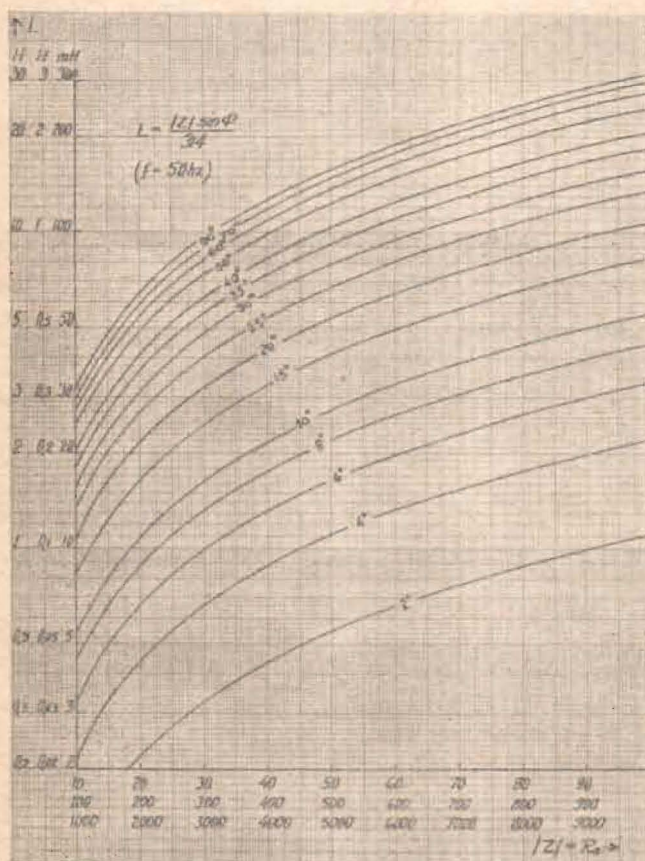


Fig. 3. Diagram för bestämning av induktansen hos en drossel el. dyl. ur uppmätta värden på impedans $|Z|=R_0$ och fasvinkel. För att spara utrymme äro x- och y-axlarna försedda med tre olika indelningar. Diagrammet gäller för 50 hz. Divideras L -värdena efter y-axeln med 10 resp. 100 gäller diagrammet för $f=500$ resp. 5 000 hz.

Bestämning av förlustresistansen hos en induktansspole.

Förlustresistansen hos en induktansspole får man lätt ur mätvärdena $|Z|$ och φ . Man har nämligen sambandet

$$r_f = |Z| \cos \varphi$$

I fig. 4 visas ett diagram, i vilket r_f angives som funktion av $|Z|$ med φ som parameter. Detta diagram gäller för alla frekvenser.

Ex. För en drossel, avsedd att användas i ett korrektionsnät, föreskrevs, att den skulle ha induktansen 5 H och godheten $Q=\omega L/r_f > 10$. Efter provlindning uppmättes impedansen i impedansbryggan. Följande mätvärden erhöles vid 50 hz mätspänning:

$$Z = 2400 \text{ ohm}$$

$$\varphi = 86^\circ$$

Ur diagrammen å fig. 3 och 4 erhöles för dessa mätvärden $L=7,5$ H och $r_f=165$ ohm. För att man skulle komma ner till 5 H, måste tydligen c:a $(1-\sqrt{5/7,5}) 100 = 18\%$ av de pålindade varven avlindas (induktansen är ju proportionell mot kvadraten på varvtalet). Då r_f är ungefärligen proportionell mot varvtalet, skulle r_f vid 5 H komma att uppgå till $165 \cdot 0,82 = 135$ ohm. Godheten är då

$$Q = \frac{2\pi 50 \cdot 5}{135} = \frac{1.570}{135} = 11,6$$

Mätningar på tonfrekvenstransformatorer.

Tonfrekvenstransformatorer användas i radioapparater dels för att — utan samtidig nämnvärd effektöverföring — upptransformera tonfrekvent växelspanning, dels för att i egenskap av anpassningsfyrpol överföra tonfrekvent effekt från slutsteget till högtalaren. I förra fallet talar man om spänningstransformatorer, i senare fallet om effekttransformatorer.

Av en god tonfrekvenstransformator kräver man, att dess frekvenskurva skall vara »rak» inom så stor del av det tonfrekventa området som möjligt. De faktorer, som inverka på frekvenskurvans utseende, äro i första hand transformatorns primär- och läckinduktans.

Primärinduktansen mäter man lämpligen upp med 50 hz mätspänning. Man går då tillväga så, att man helt enkelt kopplar transformatorns primärlindning till bryggan och mäter upp dess induktans med sekundärsidans lindning öppen. Den impedans man mäter upp på detta sätt benämnes transformatorns tomgångsimpedans.

Ur mätvärdena kan man med hjälp av diagrammen i fig. 3 och 4 komma åt motsvarande värden på primärlindningens induktans och förlustresistans. Det induktansvärde man får fram på detta sätt är just = primärinduktansen. Motsvarande värde på förlustresistansen är = primärlindningens förlustresistans.

man på detta sätt kommer fram till, är = transformatorns
läckinduktans, förlustmotståndet = transformatorns kop-
parförluster.

Undre gränsen för en tonfrekvenstransformator brukar man sätta vid den frekvens, vid vilken primärinduktansens reaktans är lika stor som ett resulterande motstånd sammansatt av generator- och belastningsimpedanserna parallellkopplade. Som övre gränsfrekvens räknas (för effekttransformatorer) den frekvens, vid vilken läckinduktansens reaktans är lika stor som ett motstånd, sammansatt av belastningsimpedansen seriekopplad med generatorimpedansen. Nedanstående exempel skall få klargöra hela sammanhanget.

Fig. 5. a) Anpassningstransformator (impedanssättning $20^2:1$) inkopplad mellan ett slutsteg med två AD1 i push-pull och högtalaren. De båda rören anodströmmar upphäva varandra, varför transformatorn icke är likströmsmagnetiserad. b) Ekvivalent schema för transformatorn inkopplad enl. a).

I nästa nummer bland annat:

Orkesterklängen i radion
Moderna batterimottagare
Dimensionering av högfrekvenskretsar
Amatörbygge i enheter; högfrekvensdelen

utgångstransformator i ett slutsteg med två AD1 i push-pull (jmf. fig. 5 a). Transformatorns omsättning var $n=20$. I fig. 5 b visas ett ekvivalent schema för transformatorn inkopplad mellan slutrören, vilka ersatts med en strömkälla med inre motståndet $1,34 \text{ k}\Omega$ och den till primärsidan överreducerade högtalarimpedansen. Högtalarens impedans R_1 , som förutsättes vara rent resistiv, var 8 ohm , varför den till primärsidan överreducerade belastningsimpedansen blir $n^2 R_1 = 20^2 \cdot 8 = 3,2 \text{ k}\Omega$.

Vid uppmätning vid $f=50 \text{ Hz}$ av tomgångsimpedansen mätt från primärsidan erhöles följande värden med impedansbryggan: $Z_t = 2000 \text{ ohm}$, $\varphi = +80^\circ$. Motsvarande värden vid $f=500 \text{ Hz}$ vid uppmätning av kortslutnings-

impedansen voro $Z_k = 245 \text{ ohm}$, $\varphi = 65^\circ$. Ur diagrammet i fig. 3 erhålles

L = primärinduktansen = $6,2 \text{ H}$

σL = läckinduktansen = 70 mH

Bortser man från transformatorns förlustmotstånd erhållas gränshfrekvenserna ur

$$f_u = \frac{R_i R_1 n^2}{2\pi L (R_i + n^2 R_1)} = \frac{1340 \cdot 8 \cdot 400}{2\pi 6,2 (1340 + 400 \cdot 8)} \cong 24 \text{ Hz}$$

$$f_\sigma = \frac{R_i + n^2 R_1}{2\pi \sigma L} = \frac{1340 + 400 \cdot 8}{2\pi 0,07} = 10,3 \text{ kHz}$$

Transformatorns frekvensomfång skulle tydligen bli fullt tillräckligt för att möjliggöra en förnämlig ljudåtergivning. (Forts.)

Tabell över ersättningsrör

för icke tillgängliga amerikanska typer. Erforderliga omkopplingar m. m.

Av Thorulf Dyberg

(AB Gylling & Co, Malmö)

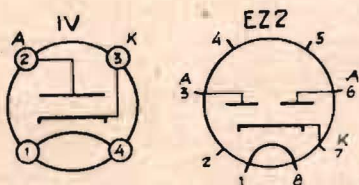
Originalrör	Ersättningsrör	Anmärkning
1A5G	DL21 (europ.)	Omkoppling av glödtrådsanslutningarna.
1A6	1C6	Direkt utbytbara.
1A6	1C7 och 1D7	Rörhållare bytes. Omtrimning av apparaten.
1C5	DL21 (europ.)	Omkoppling av glödtrådsanslutningarna.
1C7	1D7	Direkt utbytbara. Omtrimning av apparaten.
1E7G	DLL21 (eur.)	Omkoppling av rörhållarens anslutningar samt eventuell ändring av gallerförspanningen. Glödtråds-motstånd på 3 ohm seriekopplas med glödtråden på DLL21.
1N5G	DF22 (europ.)	Omkoppling av rörhållarens anslutningar samt eventuell ändring av gallerförspanningen.
1V	EZ2 (europ.)	Omsöckling. Anoderna i EZ2 förbindas.
2A3	45	Direkt utbytbara.
5T4	5Y3G	Max. uttagbar anodström 125 mA .
5U4G	5Y3G	Max. uttagbar anodström 125 mA .
5W4G	5Y3G	Direkt utbytbara.
5X4G	5Y3G	Omkoppling av anslutning. Max. anodström 125 mA .
5Y4G	5Y3G	Omkoppling av anslutningarna.
5Z3	80	Direkt utbytbara. Max. anodström 125 mA .
5Z4G	5Y3G	Direkt utbytbara.

Originalrör	Ersättningsrör	Anmärkning
6A3	AD1 (europ.)	Röret omsöcklas. Glödtråden seriekopplas med ett motstånd på c:a $2,5 \text{ ohm}$.
6A7	6A8G	Omsöckling samt omtrimning.
6C5	6Q7G	Omsöckling. Dioderna förbindas med katoden.
6C5	6AC5	Direkt utbytbara.
6C5	6K7G	6K7G omkopplas som triod genom att skärmgaller och bromsgaller förbindas med anoden.
6C6	77	Direkt utbytbara.
6D6	78	Direkt utbytbara.
6E5	6EG5	Direkt utbytbara. Anodmotståndet ändras till $100 \text{ k}\Omega$.
6F5	6Q7G	Omsöckling. Dioderna förbindas med katoden.
6F6G	6K6G	Direkt utbytbara.
6H6	EB4 (europ.)	Omsöckling. Vid allströmsdrift parallellkopplas glödtråden på EB4 med ett motstånd på 63 ohm .
6J7G	6K7G	Direkt utbytbara. Skärmgallerspänningen ändras.
6K8G	ECH33 (eur.)	Omsöckling. Vid allströmsdrift parallellkopplas glödtråden på ECH33 med ett motstånd på 63 ohm . Omtrimning.
6U5/6G5	6UG5G	Rörhållaren bytes. Anodmotståndet ändras till $100 \text{ k}\Omega$.
6U7G	6K7G	Direkt utbytbara.
6X5G	84/6Z4	Omsöckling.
6X5G	EZ4 (europ.)	Omsöckling.

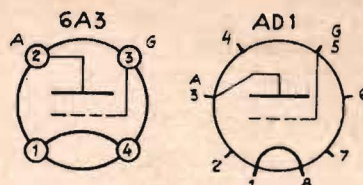
Originalrör	Ersättningsrör	Anmärkning
7A7	6K7G	Rörhållaren bytes.
7A8	6A8G	Rörhållaren bytes. Endast användbart i växelströmsapparater.
7B5	6K6G	Rörhållaren bytes.
7B6	6Q7G	Rörhållaren bytes.
7B7	6K7G	Rörhållaren bytes. Endast användbart i växelströmsapparater.
7B8	6A8G	Rörhållaren bytes. Omtrimning av apparaten.
7C5	6V6EG	Rörhållaren bytes.
7C6	6Q7G	Rörhållaren bytes. Endast användbart i växelströmsapparater.
7C7	6J7G o. 6K7G	Rörhållaren bytes. Endast användbart i växelströmsapparater.
7Y4	6X5G, 84/6Z4 samt EZ4	Rörhållaren bytes.
12A5	25A6G	Omsockling. Då 12A5 ersättes med 25A6G eller 43, kan glödspänningen höjas, om så skulle erfordras, genom att inställa nätspänningsomkopplaren för en nätspänning, som ligger c:a 10 V lägre än nätets spänning. (I regel behöver denna ändring ej utföras.)
12Z3	25Z5 o. 25Z6G	Omsockling. Katoder och anoder förbindas.
14J7	14J8EG	Rörhållaren bytes. Omtrimning av apparaten.
25Y5	25Z5G	Max. anodström är 85 mA per anod.
35A5	35L6EG	Rörhållaren bytes.
35Z3	35Z5G	Rörhållaren bytes.
41	6K6G	Rörhållaren bytes.
42	6F6G	Rörhållaren bytes.
43	25A6G	Rörhållaren bytes.
76	6C5G el. motsv.	Omsocklas.
77	6C6	Direkt utbytbara.
78	6D6	Direkt utbytbara.

Anvisningar för omsockling av rör.

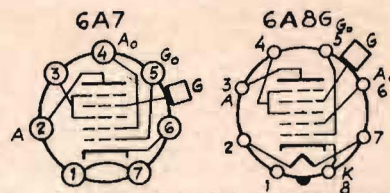
Tillvägagångssättet vid römsockling kommer nu att belysas genom några exempel. Vid all omsockling gäller, att en viss elektrod på ersättningsröret anslutes till motsvarande elektrods stift på originalrörets sockel. Vidare böra alla ledningar, som eventuellt komma att korsa varandra, isoleras, vilket lämpligen sker på så sätt, att de dragas i systoflexrör. I efterföljande exempel förutsätta vi, att vi se rörsocklarna från stiftsidan. Vid omsockling behöver inte ersättningsrörets sockel borttagas, utan man har endast att fastlöda förlängningstrådar på rörstiften.



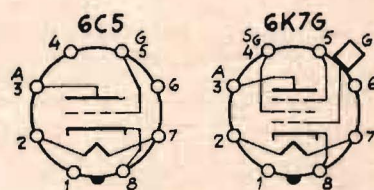
Anslutning 3 och 6 på EZ2 förbindas och anslutas till stift 2 på originalrörsockeln. Ansl. 7 utföres till stift 3, samt ansl. 1 och 8 anslutas till stift 1 resp. 4 på den 4-poliga sockeln.



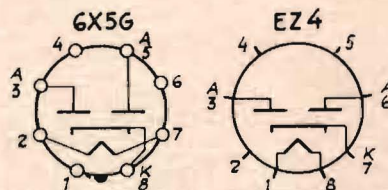
Ansl. 1 och 8 på AD1 anslutas till stift 1 resp. 4, ansl. 3 till stift 2 samt ansl. 5 till stift 3 på den 4-poliga rörsockeln.



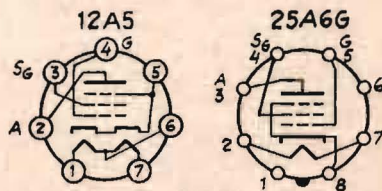
Ansl. 2 och 7 på 6A8G anslutas till stift 1 resp. 7, ansl. 3 till stift 2, ansl. 4 till stift 3, ansl. 5 till stift 5, ansl. 6 till stift 4, samt ansl. 8 till stift 6 på en 7-poliga rörsockeln.



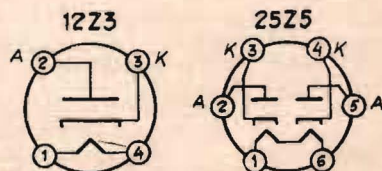
Ansl. 2 och 7 på 6K7G anslutas till stift 2 resp. 7, ansl. 3, 4 och 5 förbindas med varandra och utföres till stift 3. Toppgalleranslutningen förbindes med stift 5, samt stift 8 med stift 8 på red. sockeln.



Ansl. 1 och 8 på EZ4 utföres till stift 2 resp. 7, ansl. 3 utföres till stift 3, ansl. 6 utföres till stift 5, samt ansl. 7 utföres till stift 8 på oktalsockeln.



Ansl. 2 och 7 på 25A6G anslutas till stift 1 resp. 7, ansl. 3 utföres till stift 2, ansl. 4 till stift 3, ansl. 5 till stift 4 samt ansl. 8 till stift 5 på den 7-poliga rörsockeln.



Ansl. 1 och 6 på 25Z5 utföres till stift 1 resp. 4, ansl. 2 och 5 förbindas med varandra och utföres till stift 2, samt ansl. 3 och 4 förbindas med varandra och utföres till stift 3 på den 4-poliga rörsockeln.

(Forts. från sid. 110.)

dyrt och då jag är intresserad av att förfärdiga skivorna själv, vore jag tacksam om Populär Radio kunde giva mig några goda råd i denna fråga.

Vilket papp är det lämpligaste och hur bör det behandlas före lackeringen?

Vilken lack är bäst och hur tillblandas den? Har försökt med Beckolack men funnit den vara för hård för ändamålet, varav följer starkt nålbrus.

Svar: Vi sakna kännedom i dessa frågor och låta dem gå vidare till läsekreten. Tills vidare få vi hänvisa till en artikel av ingenjör Anders Djurberg i Populär Radio nr 3, 1942: »Förnyelse av inspelningsskivor och slipning av gravernålar», vilken torde ha intresse i detta sammanhang.

T. S., Vetlanda. Vad betyda följande uttryck? (Betydelse inom parentes. — Red.)

»Dial setting» (skalinställning, läge på skalan), »bias resistor» (gallerförspänningsmotstånd, t. ex. katodmotstånd), »grid bias» (gallerförspänning), »detuning» (sidstämning, avstämning vid sidan om resonans), »power factor» (effektfaktor= $\cos \varphi$, vid små förluster ungefär lika med förlustfaktor= $\tan \delta$), »track» (följa; »tracking» = följksamhet mellan kretsar vid enrattsavstämning), »base response» (basåtergivning, känslighet eller ljudstyrka vid låga frekvenser), »power pack» (nätaggregat), »mutual conductance» (branthet [hos elektronröret]), »feedback» (återkoppling; kan vara positiv eller negativ), »pigtail connection» (anslutning till en rörlig del, t. ex. rotorn i en vridkondensator, medelst en böjlig ledning eller spiral fjäder, alltså icke genom glidkontakt).

»Lösnummerköpare.» Ämnar bygga en kortvågsmottagare. Önskar veta följande:

1) Kan man utöka den i Eder handbok »Kortvågsmottagning», sid. 36, fig. 7 beskrivna växelströmsdrivna tvärörsmottagaren med ett lågfrekvenssteg med röret E 438? Hur skall det i så fall inkopplas?

2) Kan man använda 275 V, 30 mA halvågslrikriktad ström att driva mottagaren med?

3) Är det någon skillnad på röret E 438 om det har grå eller guldfärgad skärmning?

Svar: 1) Ehuru ett högfrekvenssteg ur flera synpunkter vore lämpligare, är det naturligtvis möjligt att utöka mottagaren med ett lågfrekvenssteg, som inkopplas mellan detektorn och slutsteget. Skulle förstärkningen bli alltför stor, så att t. ex. mikrofoneffekten i detektorröret blir besvärande, kan förstärkningen reduceras genom att värdena på anodmotståndet sänkas. Viktigt är att detektorns avkopplingsfilter (0,5 M Ω och 0,5 μ F) bibehålls; i annat fall fås självsvängning i förstärkaren. Bäst är att Ni meddelar resultatet, sedan apparaten provats, så att vi kunna lämna vidare direktiv.

2) Ett nätaggregat som ger 275 V, 30 mA likriktad ström räcker bra i detta fall. Den halvågslrikriktade strömmen är svårare att filtrera, emedan brumspänningens frekvens endast är 50 p/s mot 100 p/s vid halvågslrikriktning, men å andra sidan äro högtalarna i allmänhet mindre känsliga vid 50 p/s. För en stor högtalare, vars resonansfrekvens ligger i närheten av eller kanske till och med lägre än 50 p/s, gäller givetvis ej detta, men sådana högtalare äro ej så vanliga.

3) Nej, skärmverkan är densamma i båda fallen.

»Attenuator.» Finns det inget svenskt ord för den anordning, med vilken den högfrekventa spänningen regleras vid en signalgenerator? »Attenuator» är ju ett engelskt ord.

Svar: Ett enligt vår mening bra svenskt ord är dämpsats. Detta avser egentligen en anordning, bestående av flera spänningsnedsättande länkar i följd, t. ex. ett vanligt stegnat. Ordet »attenuator» har intet som helst existensberättigande i svenska språket.

S. H., Norrköping. 1) Går det att till signalgeneratoren i nr 5, 1943, begagna en s. k. allvågsspol för detektormottagare, täckande alla tre våglängdsområdena? I så fall skulle man ju slipa ifrån det besvärliga spolbytet. 2) Går det att bygga denna signalgenerator för allström?

Svar: 1) En dylik spole kan ej utan vidare begagnas till den ifrågakommande oscillatorkopplingen, som ju har ett uttag i närheten

av mitten på varje spole. Om kopplingen däremot utföres enligt beskrivningen i nr 3, 1938 (batteridriven signalgenerator; numret utsålt), kan möjligen allvågsspolen begagnas efter viss modifiering. Sålunda måste extra lindningar anbringas på eller invid avstämningsspolarna för kort-, mellan- och långvåg för uttag av högfrekvensspänningen. Ev. måste varvtalen på återkopplingslindningarna utökas. Vidare bör spolen helst vara skärmad, och är den ej det förut, måste en ganska stor skärmburk tas till, om frekvensområdena ej nämnvärt skola förskjutas. (Det minsta är en diameter lika med 2 ggr spolens diameter.)

2) Ja, visst går det att bygga denna signalgenerator för allström, men det blir då en helt ny konstruktion med andra rör.

»Amatör B—m.» Har en gammal radioapparat med 2 st. rör REN 1004, 1 st. B 443, 1 st. 1801. Går det att göra om denna för enbart kortvåg utan alltför stora kostnader? Var finns ett lämpligt kopplingschema?

Svar: I M. Holmgren: Kortvågsmottagning, 3 uppl., finns på sid. 36 ett schema över en tvärörsmottagare, vilket torde kunna tjäna som ledning. Ett motståndskopplat lågfrekvenssteg kan inlänkas mellan detektorn och slutröret, om ej förstärkningen per steg drives alltför högt. Motståndsvärdena i schemat måste dock ändras, så att de passa för de av Eder innehavda rören. Data för kortvågsspolar och avstämningsskretsar återfinnas i ovannämnda bok.

C. B., Dalsäter: 1) Vilken längd har en halvågsantenn? 2) På hur stort avstånd från ändan skall nedledningen placeras i fråga om T-antenn?

Svar: 1) En halvågsantenn är en halv våglängd lång. En halvågsantenn för 20 meters våglängd har alltså en längd av 10 meter. I själva verket är den något kortare av orsaker, som vi här ej kunna ingå på.

2) Nedledningen är vid en T-antenn anbragt mitt på antennen.

»Fältv.» Wasa. Har byggt kortvågssupern i nr 2, 1943. Då jag ansluter antennen direkt till blandarrörets galler, hörs det utmärkt, och oscillatorn svänger bra över hela våglängdsbandet. Sätter jag i högfrekvensröret och ansluter antennen till dettas galler eller till primärspolen, är signalstyrkan mycket svagare, i synnerhet på det högre våglängdsbandet. Har försökt att justera återkopplingslindningen och anodspänningen till oscillatorn, men utan resultat. I stället för genom drossel är högfrekvensröret kopplat genom en primärspole till blandarrörets gallerkrets. Var kan felet ligga?

Svar: Det torde röra sig om en feltrimning av blandarrörets gallerkrets, på så sätt att denna blir rätt trimmad, då antennkapacitansen adderas till C_2 , fig. 14. Möjligen ha spolarna L_3 och L_5 i Edert fall ej rätt inbördes storleksförhållande. Öka på prov C_2 , ev. genom en extra kondensator, då antennen är ansluten till spolen L_1 , vars ena ända givetvis då skall vara jordad.

Sannolikt uppnås större förstärkning i högfrekvenssteget med den i schemat visade drosselkopplingen än med primärspole, i synnerhet om den sistnämnda har få varv och kopplingen är lös.

BYTEN OCH FÖRSÄLJNINGAR

Under denna rubrik inför vi standardiserade radannonser av nedanstående utseende till ett pris av kr. 2:— per rad. Minimum 2 raders utrymme. Dessa radannonser äro avsedda att skapa en försäljningskontakt radioamatörerna emellan.

Likriktare primärt alla spänningar. Sekundärt 450 volt 250 mA och 6,3 volt 3,5 A i krymplackerad låda.

Elektrodynamisk högtalare 1900 ohm, fält impedans 5000 ohm. Svar till Teknolog Möller, Norr Mälarstrand 54, Stockholm. Tel 50 03 75.

Batteriradio säljes. 4. 1,4 V rör. 6" högt. Stationsskala. Inbyggda batterier. Storlek 38—25—19 cm. Evert Persson, Buda 25, Råda.

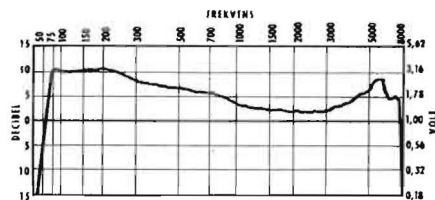
Populär Radio årg. 1938—1940 köpes. Svar till R. Ulveborn, N. Gubbergatan 21 B, Göteborg.

22 års yngling med intresse för radio söker plats som praktikant på radiorep-verkstad. Äger goda teoretiska kunskaper i radioteknik, även sändare. Svar till: Radioman, Marinpost 2352.

100 st. europ. och am. radiatorer, nya och modernaste typer säljes omg. billigt. Ev. bytes mot goda panelinstrument eller signalgenerator e. d. Svar till Ingenjör Lennart Herndalen, Box 17, Värnamo.

DUX pick-up

— en tongivande nyhet



Utgångsspänningen hos Dux pick-up är c:a 2 volt, vilket är tillräckligt även för apparater med liten förstärkning. En god linjär kontroll över små och stora amplituder erhålles genom speciella dämpningsanordningar, vilket medför minsta slitning av skivorna.

DUX RADIOAKTIEBOLAG
Stockholm • Telefon 52 03 80

SAJO



ANOD- batterier



JUNGNERBOLAGET
SVENSKA ACKUMULATOR AKTIEBOLAGET JUNGNER

Populär Radios handböcker

äro till ovärderlig hjälp för såväl amatören som den försigkomne. Några aktuella böcker ur serien: Kortvågsmottagning — Radioteknisk handbok, del 1 och 2 — Radiolexikon — Modern televisionsteknik, del 1 och 2. — Pris per ex. kr. 1: 50 + oms. (För prenumeranter kr. 0: 75 + oms.) Rekvirera i dag från Nordisk Roto-gravyr, Box 450, Stockholm 1.

DX-RADIO

den nya

KORTVÅGSTIDSKRIFTEN

Innehåller utförlig kortvågstabell med schema över sändningstider, artiklar om aktuella stationer med bilder, programtips m. m. En byggnadsbeskrivning för en preselector påbörjas i juni-numret.

I aprilnumret skrev Populär Radio om sin nya kollega bl. a.:

"...Man blir därför ganska förvånad, då man finner, att DX-Radio är en tidskrift om 24 sidor, trevligt redigerad och med intressant innehåll. DX-Radio tycks med en gång ha funnit sin form.

"...DX-Radio erbjuder både intressant och värdefull läsning för dem, som finna nöje i att över eterhavet nå kontakt med jordens alla länder, och tidskriftens innehåll är sådant, att vem som helst kan tillgodogöra sig det."

UTKOMMER VARJE MÅNAD.

PRIS 40 ÖRE.

ÄGARE:

SVERIGES RADIOKLUBB
SALTSJÖBADEN 2.



En **Ericsson**

produkt
från början till slut

När L M Ericsson 1938 grundade Aktiebolaget Svenska Elektronrör, tillförsäkrades vårt land för första gången en egen och oberoende elektronrörstillverkning. Under de gångna krigsåren har initiativet visat sin betydelse — en stor del av den svenska radiomarknaden är i dag försedd med helsvenska SER-rör.

Tillverkningen av SER-rören sker i lokaler, inrymda i Kooperativa Förbundets fabrikskomplex i Hammarby. Med undantag för elektrodsystemet — katoder, galler, anoder — som monteras för hand, försiggår hela tillverkningen maskinellt i en omfattande och synnerligen komplicerad maskinutrustning.

Alla de i SER-rören ingående viktiga detaljerna tillverkas av SER och L M Ericsson själva, för att ingen detalj skall undandra sig vår kontroll. Ytterst noggranna provningar under hela fabriktionsprocessen äro en garanti för att det färdiga SER-röret i Er radioapparat verkligen förtjänar kvalitetsstämpeln »en L M Ericsson-produkt»!

Skriv några rader eller ring till AB Svenska Elektronrör, Stockholm 20, tel. 44 03 05, eller Moon Radio AB, Stockholm, tel. 23 03 60, så får Ni gratis vår nya broschyr om SER radio-rör. Den innehåller bland annat fullständiga tekniska data för alla SER-rör.

SER *radiorör*
EN **Ericsson** PRODUKT

Hör med **SER**

SER tillverkar radiorör för användning som:

- 1 Heptod
- 2 Triod-Heptod
- 3 HF-Pentod
- 4 Duodiodtriody
- 5 Slutpentod
- 6 Indikatorrör
- 7 Halvvågsl riktare
- 8 Helvågsl riktare