

POPULÄR

RADIO

tidskrift för radio, television och elektroakustik

Mottagningsantenners verkningsätt

Av tekn. dr E. T. Glas

Likriktarrör och likriktare

Beräkningar vid nättransformatorn

Av ingenjör Axel Carlander

Förstärkarteknik och ljuddåtergivning

III. Driv- och slutsteg samt nätaggregat

Delningsfilter för högtalarna

Av ingenjör Thorsten Ekström

Mottagarens ljudkvalitet

Grundton och övertoner. Instrumentens klangfärg. Högtalarens egenskaper

Amatörbygge

Beskrivningen över enhetsmottagaren fortsättes här med lågfrekvensdelen

1944

4

april

60 öre

ALPHA — främst när det gäller pressgods för radiotekniken



— ETT LM ERICSSON FÖRETAG

S U N D B Y B E R G T E L E F O N 2 8 2 6 0 0

Låga förluster och hög effektiv permeabilitet är kännetecknande för spolar, där man använder högfrekvenskärnor och trimspolar av ALPHAS tillverkning.

Begagna Eder av våra erfarenheter på det presstekniska området vid lösandet av Edra konstruktions- och tillverkningsprogram.

Vi tillverka för radioindustrien: baktitpressgods, kondensatorer, motstånd, strömställare, tryckknappar m. m.

ATLANTUS SIGNALGENERATOR

Lik- och växelström, inbyggd katodstråleindikator



Pris Kr. 395:— exkl. oms.

- ★ Sex frekvensområden 100 kHz—26 MHz.
- ★ Fem fasta frekvenser för mellan- och långvåg.
- ★ Frekvensnoggrannhet $\pm 0,5 \%$ på LV och $\pm 0,25 \%$ på MV och KV.
- ★ Variabel modulation kalibrerad 0—100 %.
- ★ Katodstråleindikator för exakt trimning.
- ★ Etad och belyst glasskala, graderad i kHz och MHz.
- ★ 220 volt växel- eller likström, separat transf. för 110 och 127 volt.
- ★ Klavlaturomkopplare med 12 tangenter.

Lagerföres av alla större radiogrossister.
Beskrivning sändes gratis.

Fabrikant: AB TRAKO, Regeringsg. 40, Sthlm.



HÖGFREKVENSJÄRN SIRUFER



H-kärnor, korskärnor, skruvkärnor, rullkärnor, burkkärnor och cylinderkärnor utgöra ett idealiskt material för högfrekvensspolar. Stort godhetsvärde, besparing av tråd och arbetstid, små spoldimensioner, enkel trimning, lätt montage.

SIEMENS

STOCKHOLM · GÖTEBORG · MALMÖ · SUNDSVALL · NORRKÖPING
SKELLEFTÅ · ÖREBRO · KARLSTAD · JÖNKÖPING

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: Namnrop "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

APRIL 1944

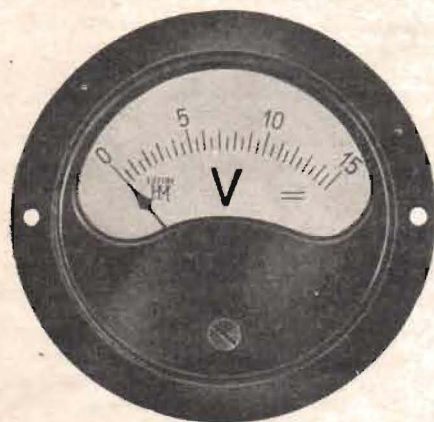
Litteratur	58
Radioindustriens nyheter	58
Sammanträden	58
Mottagningsantenners verkningsätt	59
Likriktarrör och likriktare	64
Förstärkarteknik och ljudåtergivning	68
Mottagarens ljudkvalitet	70
Amatörbygge	72
Frågespalten	76

TAVELINSTRUMENT

av Helweg Mikkelsen & Co:s kvalitetstillverkning kunna levereras av oss i följande dimensioner: 63-83-130-150-185-225 mm diameter. Beträffande större serier äro vi synnerligen leveranskraftiga och kunna anskaffa specialinstrument alltefter Edra önskningar

AKTIEBOLAGET
INDIKATOR

RÅDMANSGATAN 84, STOCKHOLM
Telefon växel 31 45 00



Statens Hantverksinstitut. Uppgifter, organisation och utrustning. Av Ragnar Schlyter m. fl. Stockholm 1943, 92 sidor, rikt illustrerad, kr. 2:—.

Denna skrift, som utgör nr 1 i serien Meddelanden, redogör dels för institutets arbetsprogram, kurser och kursavgifter, dels för institutionsbyggnadens disposition, inredning och utrustning. Innehållet är till största delen hämtat ur årsboken 1942, som nu är slutsåld. Bland det nya materialet märkes en översikt över institutets kursverksamhet 1940—43.

En stor mängd skrifter har redan utgivits av institutet, bl. a. handböcker samt publikationer av institutets tjänstemän och lärare. En förteckning återfinnes i ovanstående volym M1.

Radiohandlaren. Organ för Sveriges Radiohandlares Riksförbund. Ansvarig utgivare: Erik Eklund. Redaktör: Curt Martinson.

Denna vår nya kollega utkom med sitt första nummer i december 1943, och nr 3 har utkommit i dagarna. Ett eget branschorgan har länge varit ett önskemål inom riksförbundet, och det är glädjande att saken nu kunnat förverkligas. Såväl radiohandlare som leverantörer skola kunna framlägga sina synpunkter på olika branschproblem i tidningens spalter. Innehållet i tidningen skall för övrigt omfatta populärtekniska uppgifter, försäljnings- och reklamteknik m. m. Utan tvivel har tidningen »Radiohandlaren» en betydelsefull uppgift att fylla.

Första numret innehåller bl. a. en artikel av SRR:s ordförande, riksdagsman L. Franzon, riktad till Sveriges radiohandlare, samt en redogörelse för SRR:s tillkomst. Vidare märkas artiklar om radiohandlarens och leverantörens syn på branschproblemen samt en teknisk artikel om luftdepolariserade element. Andra numret behandlar bl. a. avtalsfrågorna samt innehåller artiklar om skyltning, bokföring m. m.

Att döma av dessa båda första nummer finns det anledning att fästa stora förhoppningar vid tidningen »Radiohandlaren» i fortsättningen.

DX-RADIO, Vägledning för kortvägsslyssnare. Ägare: Sveriges Radioklubb, Saltsjöbaden 2. Ansvarig utgivare: Dir. B. Lundström J:or. Huvudredaktör: H. G. Appelgren.

Att intresset för kortvägsslyssning f. n. är synnerligen stort framgår av att Sveriges Radioklubb, som bildades den 18 januari, redan har 500 medlemmar. Klubben har till och med sett sig i stånd att utge en egen tidskrift, vars första nummer, daterat april 1944, nu föreligger. Vanligen brukar det ju, då det gäller ett föreningsblad, bli en ganska blygsam början med några sidor på sin höjd. 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.

Bland innehållet i detta första nummer märkas artiklar om »Radio Metropoli», »Radio Dakar» m. fl. stationer. Den förstnämnda identitet, varom man länge varit ovetande, synes nu vara fastställd. I artikeln »Frekvens eller våglängd» ges en populär orientering om frekvensbegreppet. En värdefull beståndsdel i tidskriften utgör kortvägstabellen, som löper hela året runt. Varje nummer innehåller en tredjedel av tabellen. Då tre nummer utkommit, har man således en komplett tabell. I numret därpå kommer en reviderad upplaga av den första tredjedelen osv. Det blir alltså fyra tabeller årligen. Dessutom komma ändringar undan för undan att anges genom notiser i tidskriften. Tabellen hålles på detta sätt alltid färsk. Genom det ingående tidsschemat kan man när som helst på ett ögonblick se, vilka stationer som man just då har möjlighet att avlyssna.

Kortvägstabellen redigeras av radiotelegrafist O. A. Skoog, vilket borgar för dess vederhäftighet. För Populär Radios läsare är herr Skoog känd genom sina instruktiva och intresseväckande artiklar om kortvägsmottagning.

»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 också sådant, att vem som helst kan tillgodogöra sig det.

SATT flyttar till Midsommarkransen.

Svenska Aktiebolaget Trådlös Telegrafi inflyttade den 1 april i AEG:s nya fabriksbyggnad, belägen i Stockholms nya industricentrum, Midsommarkransen. Hit äro nu såväl kontor som alla tidigare spridda avdelningar förlagda.

Fabrikationen kommer förutom rundradioapparater att omfatta skivväxlare, förstärkare och framdeles även radiorör.

Det nya fabrikskomplexet är beläget Tellusborgsvägen 83—87, postadress Stockholm 32.

Färgerna på Firma Radioinstruments rörprovare.

Genom ett beklagligt misstag lämnades i marsnumret felaktiga uppgifter om färgerna hos de tre fälten på Firma Radioinstruments rörprovare. Färgerna äro följande: grönt fält för bra rör, rött fält för dåliga rör och gult fält för svaga men fortfarande användbara rör.

Att vi ej bland de övriga omtalade fördelarna hos instrumentet nämnde något om isolationsprovning mellan elektroderna innebär icke, att möjligheter till sådan provning saknas. Tvärtom finns enl. uppgift en mycket tillförlitlig anordning för dylikt prov inbyggd i instrumentet.

The Microphone Corp. AB, Kungsgatan 30, Stockholm, har startat tillverkning av kristallmikrofoner, dels med membran, dels med s. k. ljudceller. Vidare tillverkas en piezoelektrisk graverdosa för skivinspelning samt en gitarrmikrofon.

Ensamförsäljningen av de nämnda produkterna innehas av *Universal-Import AB, Tomtebogatan 2, Stockholm.*

SAMMANTRÄDEN

Stockholms Radioklubb.

Vid sammanträdet den 23 mars hölls tvenne föredrag, det ena av ingenjör Gunnar Johnson över ämnet: »Johnson-kopplingen», det andra av ingenjör Ejnar Myckelberg över ämnet: »Något om hörsel-förbättrande apparater». Det sistnämnda föredraget åtföljdes av en demonstration med hjälp av grammofoonskivor över inverkan av en beskärning av frekvensområdet på begripligheten hos tal. Båda föredragen hoppas vi bli i tillfälle att publicera i Populär Radio.

Programmet för nästa sammanträde är i skrivande stund icke bestämt.

»Med enkla medel.»

»Teknik för Alla:s» utställning i Fordhallen, Vasagatan 16, som pågick under tiden 15 mars till 4 april, har varje dag haft en jämn ström av besökare. Intresset för modellbyggnadskonsten är tydligen mycket stort. Ett par hundra modeller voro utställda. Dessa voro resultatet av en tävling, utlyst bland landets alla modellbyggare. Jury i tävlingen var styrelsen för Modellbyggarnas Riksförbund. Även professionella modellbyggare deltog i utställningen, men amatörernas arbeten behövde ej skämmas för sig. Där funnos modelljärnvägar med lok, kopierade in i minsta detalj efter verkliga förebilder, modellflygplan med och utan motor, miniatyrmotorer för flygplan och modellbåtar, ångmaskiner av olika typer och storlekar, fartygsmodeller m. m. De flygande modellplanen med bensin- eller dieselmotor väckte särskilt stort intresse.

Betydelsen av den propaganda, som »Teknik för Alla» på detta sätt gör bland ungdomen, kan ej överskattas. Många blivande ingenjörer och tekniker finnas säkert inom modellbyggarnas led.

Heminspelning av grammofoonskivor.

Artiklar om heminspelning av grammofoonskivor finnas publicerade i nedanstående nummer av Populär Radio. Från 1938 är innehållet i artiklarna i korthet angivet. Av numren före 1942 finnas endast

Forts. på sid. 76.

POPULÄR RADIO

TIDSKRIFT FÖR RADIO
TELEVISION OCH
ELEKTROAKUSTIK

NR 4

APRIL 1944

ÅRG. XVI

Mottagningsantenners verkningsätt*

Av tekn. dr E. T. Glas

Allmänt.

En antenn för sändning eller mottagning är en ledare eller sammansättes av flera sådana, som föra växelström av radiofrekvens och som uppsatts ovan jordytan. I praktiken påverkas antennens sätt att fungera alltid i större eller mindre grad av jordytans närvaro.

Om man, i syfte att förenkla teoretiska betraktelser, antingen tänker sig jordytan borttagen eller speglade (dvs. antager markens elektriska ledningsförmåga oändligt stor), får man att göra med problem, som utgöra generaliseringar av den kvasistationära elektrodynamikens vanliga, därigenom att förskjutningsströmmen beaktas. Även det enklaste, problemet om den smala stavformiga ledaren, vållar emellertid stora svårigheter.

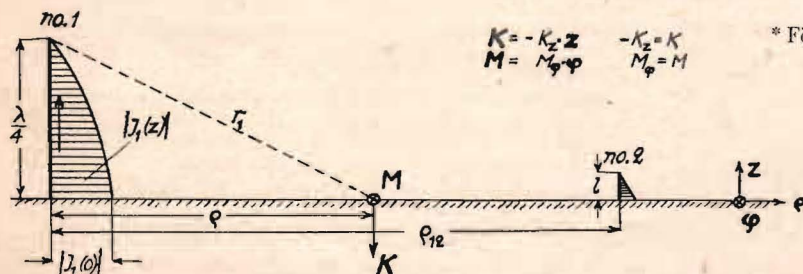
Den stavformiga ledaren i fria rymden kan kort och gott kallas *ledare*. En sådan ledare saknar orientering; det är t. ex. meningslöst att tala om en vertikal eller hori-

sontell förläggning. En metallstav $1/2$ våglängd lång i fria rymden bör sålunda kallas $1/2$ -vågsledare, medan benämningen $1/2$ -vågsantenn reserveras för en $1/2$ våglängd lång stav uppsatt ovanför jordytan. Är stavens axel (kärnlinje) vertikal, tala vi om en vertikal $1/2$ -vågsantenn, är den horisontell om en horisontell $1/2$ -vågsantenn.

$1/2$ -vågsledaren i fria rymden är ekvivalent med en $1/4$ -vågsantenn, som med sin fot stöder på speglade jordyta. Det finnes däremot ingen obelastad ledare, som är ekvivalent med en vertikal $1/2$ -vågsantenn med den nyss beskrivna uppställningen. Man inser detta, om man uppritar approximativa strömfördelningskurvor för antennledare och spegelbild.

Hos varje normal antenn är radien i dess cirkulär-cylindriska ledare mycket liten i förhållande till våglängden.

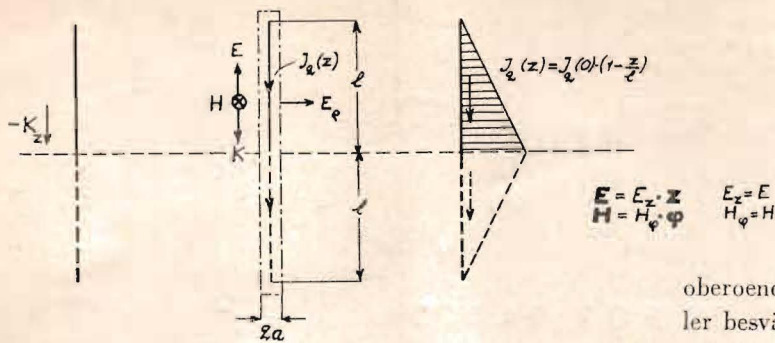
Energitillförseln förutsättes vara kontinuerlig, så att man kan räkna med stationär sinusström. Alltså är mo-



* Föredrag i Stockholms Radioklubb den 9 december 1943.

Fig. 1. Vertikala antenner för sändning (nr 1) och mottagning (nr 2).

Fig. 2. Analys av fältet kring antenn nr 2.



mentanvärdet av strömmen, som tänkes förträngd till antennledarens kärnlinje,

$$i(t, z) = \sqrt{2} \cdot \operatorname{Re} J(z) \cdot e^{j\omega t}$$

där z är en koordinat längs ledaren, och Re betecknar »reella delen av». $J(z)$ är en i allmänhet komplex funktion, vars modul är $|J(z)|$.

Vektorer beteckna vi med stora (enhetsvektorer dock med små) bokstäver i fetstil, deras (skalära) komponenter med stora bokstäver i vanlig stil.

Fältet beskrivs i cylinderkoordinater (ρ, z) .

Slutligen göres bruk av asterisk för att beteckna konjugering. Om exempelvis spänningens komplexa bild är

$$|V| \cdot e^{j(\omega t + \varphi_1)}$$

strömmens

$$|J| \cdot e^{j(\omega t + \varphi_2)}$$

är

$$\operatorname{Re} J^* \cdot V = \operatorname{Re} |J| \cdot |V| \cdot e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = |J| \cdot |V| \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Amplituderna $|J|$ och $|V|$ anges överallt i effektivvärden.

I formler, där både elektrisk och magnetisk fältstyrka uppträder, räknas med e. m. e., annars i regel med p. e.

Beräkning av strömmen i antennledaren.

Vi välja följande enklast möjliga problemställning. En vertikalpolariserad elektromagnetisk våg inducerar en tunn, cylindrisk vertikal stavantenn över speglade jordyta. Vågens elektriska och magnetiska fältstyrkevektorer vid jordytan må vara $\mathbf{K}$ och $\mathbf{M}$. Är sändaren mycket avlägsen, gäller att $|\mathbf{K}| = c \cdot |\mathbf{M}|$, där $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

Är speciellt sändarantennen (antenn nr 1 i fig. 1) en vertikal 1/4-vågsantenn med likfasig och sinusformig strömfördelning $J_1(z)$ — strängt taget gäller detta blott för en ytterst tunn antennledare — och tänker man sig tillfälligtvis strömmen koncentrerad till antennledarens kärnlinje $\rho = 0$, så har man med hänvisning till fig. 1, att (ström A, avstånd m)

$$\left. \begin{aligned} |M| &= \frac{2 \cdot |J_1(0)|}{\rho} \cdot 10^{-3} \text{ e. m. e.} \\ |K| &= \frac{60 \cdot |J_1(0)|}{r_1} \text{ V/m} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

oberoende av avståndet från sändarantennen. I dessa formler besväras icke den uppdelning av fältet i när-, mellan- och fjärrzon, vilken karakteriserar de Hertz'ska fältstyrkeformlerna för ett strömelement. Det lönar sig att något närmare skärskåda formlernas fysikaliska innebörd. Formeln för magnetiska fältstyrkan är identisk med den vanliga, för en oändligt lång ledare gällande formeln ur den kvasistationära elektrodynamiken. Om man tänker sig strömmen i den betraktade sändarantennen återgå som förskjutningsström i den omgivande rymden eller som konvektionsström i ledaren, när denna sluter sig i oändligheten, kommer alltså här på ett ut. Av fig. 1 inses också att sträckan r_1 visserligen växer, då ρ växer, men i sändarantennens omedelbara närhet mycket saktare. Den elektriska fältstyrkan faller alltså långsammare än den magnetiska inom närzonen, ett förhållande som på ett mera komplicerat sätt illustreras av den bekanta tredje potenstermen i formeln för elektriska fältstyrkan från ett strömelement. Det ändliga gränsvärde av elektriska fältstyrkan, som enligt (1) erhålles i kärnlinjen, gäller för en ytterst tunn tråds egensvängningar, och det har intet omedelbart praktiskt intresse.

Formlerna (1) gälla ej blott för en vertikal 1/4-vågsantenn över speglade jordyta utan även för en (genom komplettering med spegelbilden erhållen) 1/2-vågsledare i fria rymden.

Efter denna utveckling från den egentliga uppgiften enligt rubriken övergå vi till att närmare undersöka fältet i den inducerade mottagningsantennens (antenn nr 2 i fig. 1) omedelbara omgivning, sedan denna antenn kompletterats med sin spegelbild, och jordytan därefter kan lämnas ur räkningen. Mottagningsantennens cirkulär-cylindriska ledare förutsättes för enkelhets skull ha obegränsat stor elektrisk ledningsförmåga (»ideell ledare»), och den förutsättes här vara obelastad, varmed vi mena, att ingen apparat inkopplats i antennen. Den ifrågavarande ledarens längd må vara l , dess radie a .

Till en början tänka vi oss antenn nr 2 borttagen ur fältet (Thévenin'sk tankegång) och den från antenn nr 1 härrörande påtryckta axiella elektromotoriska eller — i mekanikens mening *yttre* — fältstyrkekomponenten K vara känd vid randen av det uppkomna hålrummet. Tack vare den yttre fältstyrkans existens uppväcks per längdenhet

av den på sin plats återinsatta antennledaren, se fig. 2, influensladdningen Q_2 , och mot dessa laddningar på ledarens yta svarar en ytström J_2 , vars bestämning utgör problemet. Från Q_2 och J_2 , vilka sammanbindas av kontinuitetsekvationen $j\omega Q_2 = -\frac{\partial}{\partial z} J_2$, härrör ett nytt fält i rym-

den omkring ledaren, ledarens reagerande »egenfält» med de — i mekanikens mening *inre* — fältstyrkevektorer E och H . Det har förutsatts, att ledaren nr 2 är ideell, att alltså resulterande fältstyrkevektorn $K+E$ står vinkelrätt mot ledarens yta alldeles som i elektrostatiken; något spänningsfall finnes ju icke i en ideell ledare. Eftersom alltså $K_z + E_z = 0$ längs ledarens yta, så gäller, då ledarens spegelbild skall inkluderas och $K_z = -K$, att

$$K(a, z) = E(a, z) \quad \text{för } -l \leq z \leq +l \quad (2)$$

Enligt (2) hålla yttre och inre elektrisk fältstyrka (kraft på enhetsladdningen) balans i alla punkter på ledarens yta. Denna i och för sig enkla fysikaliska regel är problemets fundamentala ekvation.

Fältstyrkan E kan uttryckas som funktion av strömmen J_2 , och det gäller, sedan detta formulerats, att med tillhjälp av (2) sluta sig tillbaka till den lösning $J_2(z) \cdot e^{j\omega t}$, som uppfyller speglingsvillkoret, dvs. som ger planet $z=0$ nollpotential, och som dessutom uppfyller randvillkoret $J_2(\pm l) = 0$. Vi betrakta ju en stavantenn utan tak. I allmänhet blir $J_2(z)$ en komplex funktion av z . Om antennen är kort i förhållande till våglängden eller antennledaren ytterst tunn, är emellertid strömmen närmelsevis likfasig längs hela ledaren, och i så fall blir $J_2(z) : J_2(0)$ reell. Den matematiska proceduren, som kräves för lösning, är mycket komplicerad och skall ej närmare ingås på här.

In- och utstrålad effekt samt mottagningsantennens effektiva höjd.

Låt oss i stället i anslutning till fig. 2 gå vidare med det fysikaliska resonemanget! Antennen nr 2 omges för den skull med ett cylindriskt fodral med radien a och avslutat i ändarna med plana lock. Det inre magnetiska fältet eller »egenfältet» H har rotationssymmetri kring kärnlinjen i antenn nr 2. Dess kraftlinjer äro cirklar i plan parallella med jordytan. Låt oss fixera en sådan cirkel

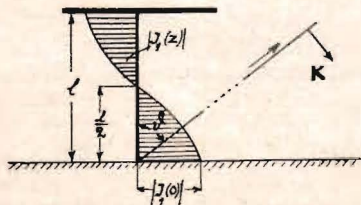


Fig. 3. Sändarantenn av $1/2$ våglängds höjd och med sådan strömfördelning, att fältstyrkan vid jordytan blir noll.

och integrera magnetiska fältstyrkan längs densamma omedelbart utanför cylinderytan, så att

$$H \cdot 2\pi a = 4\pi \cdot J_2 \quad (3a)$$

Vidare integreras Poynting's strålningsvektor över det cylindriska fodralet. I det bekanta uttrycket för strålningsvektorn skall *inre* elektrisk fältstyrka insättas. Strålningsvektorn visar utåt från kärnlinjen i antenn nr 2. Utstrålad effekt från antenn nr 2 inklusive spegelbild är alltså, jämför (3a), emedan bidragen från de plana locken kunna försummas för en stavformig ledare,

$$2 \cdot P_s = \text{Re} \frac{1}{4\pi} \cdot \int_{-l}^{+l} E \cdot H^* \cdot 2\pi a \cdot dz = \text{Re} \int_{-l}^{+l} J_2^* \cdot E \cdot dz$$

och i analogi härmed instrålad effekt i antenn nr 2

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \text{Re} \int_{-l}^{+l} J_2^* \cdot K \cdot dz \quad (3b)$$

Skulle vi ha räknat med resulterande i stället för med inre elektrisk fältstyrka, hade vi enligt (2) fått värdet noll. Detta förklaras fysikaliskt därav, att den instrålade (av emk. tillförda) effekten exakt kompenserar den utstrålade, när ingen värme utvecklas i ledaren.

Som exempel taga vi en i förhållande till våglängden mycket kort stavantenn, vars strömfördelning antages likfasig och uppfyllande villkoret

$$J_2(z) = J_2(0) \cdot \left(1 + \frac{z}{l}\right) \quad \text{för } z \geq 0$$

Härav, om det påtryckta fältet är homogent, och om fasvinkeln mellan K och J_2 är α

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot |J_2(0)| \cdot |K| \cdot \cos \alpha \cdot \left[\int_{-l}^0 \left(1 + \frac{z}{l}\right) \cdot dz + \int_0^{+l} \left(1 - \frac{z}{l}\right) \cdot dz \right] = |J_2(0)| \cdot |K| \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos \alpha$$

Vi skriva

$$P_s = \text{Re} (J_2^* \cdot V_2)_{z=0} = |J_2(0)| \cdot |V_2(0)| \cdot \cos \alpha$$

och ha härigenom definierat den mot det yttre fältets verkan svarande emk-amplituden $|V_2(0)|$ i antennens fot som

$$|V_2(0)| = |K| \cdot \frac{1}{2} = |K| \cdot h_{eff} \quad (3c)$$

(3c) definierar mottagningsantennens effektiva höjd h_{eff} . Det är tydligt, att vi i exemplet skulle ha kunnat skriva instrålad effekt som

$$P_s = |J_2(0)| \cdot |K| \cdot \cos \alpha \cdot \int_0^l \frac{J_2(z)}{J_2(0)} \cdot dz$$

Integralen betyder här den normerade strömytan. Genom normeringen uttryckes strömmen med strömbuken som enhet. I vårt exempel är tydligen den normerade strömytan detsamma som effektiva höjden. Följande fall äro särskilt enkla:

triangulär strömfördelning	stavantenn	$h_{\text{eff}} = \frac{1}{2} \cdot l$
sinusformig »	1/4-vågsantenn	$\frac{2}{\pi}$
rektangulär »	dipolantenn ¹	$\frac{1}{1}$

I allmänhet beror den inducerande vågens fältstyrka av vågens infallsriktning mellan horisonten och zenit. Därför kommer också en mottagningsantenns effektiva höjd att utfalla olika för mark- och för rymdvåg, som följande reciproka sändningsfall, se fig. 3, närmare belyser. En trådformig 1/2-vågsantenns (elektrisk vinkel 180°) höjd och tak injusteras så, att strömytans algebraiska värde blir så litet som möjligt. För en tunn tråd skulle man vid sändning kunna närmelsevis injustera strömfördelningen

$$J_1(z) = J_1(0) \cdot \cos\left(\frac{z}{1} \cdot \pi\right)$$

vilken uppenbarligen ger strömytan noll, emedan de båda 1/4-vågssytorna på ömse sidor av strömnoden i trådens mittpunkt balansera varandra. Därför försvinner fältstyrkan vid jordytan. Men allteftersom polarvinkeln avtager, häves balansen, och en viss fältstyrka uppstår; denna försvinner emellertid åter i fjärrzonen för $\vartheta = 0$, dvs. i zenit. Ett fältstyrkemaximum nås för $\vartheta \cong 40^\circ$ med en fältstyrkeamplitud ca 80 % av fältstyrkan vid jordytan från en 1/4-vågsantenn med lika stor strömbuk. Enligt reciprocitetsteoremet har den betraktade antennen, använd som mottagningsantenn, samma riktegenskaper som vid sändning. En sådan mottagningsantenn är med andra ord okänslig eller föga känslig för markvåg, medan den responderar för rymdvåg. Det är tänkbart, att man med dess hjälp skulle kunna etablera rymdvågsmottagning, utan att en närbelägen sändare på samma eller ungefär samma frekvens skulle störa så svårt.

Antennen och dess ekvivalenta ledning.

För en vertikalantenn kan, upp till en antennhöjd av åtminstone 1/4 våglängd, en med avseende på ström J_2

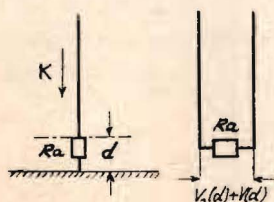


Fig. 4. Antenn och ekvivalent ledning.

och spänning V_2 närmelsevis ekvivalent homogen dubbelledning anges. Ledningens längd är l , dess våghastighet c och dess vågresistans

$$Z_0 = 60 \cdot \left(\log \frac{2l}{a} - 1 \right) \Omega \quad (4)$$

Ledningen själv strålar icke märkbart, men intet hindrar, att man tänker sig en sådan resistiv apparat inkopplad på lämpligt ställe i densamma, t. ex. i en strömbuk, att effektförlusten i apparaten blir lika stor som antennens utstrålade effekt. Man brukar också tänka sig effektförlusten utportionerad per längdenhet, men detta är egentligen fysikaliskt oriktigt. Det fodral, i vilket antenn jämte spegelbild inneslutes, när strålningseffekten beräknas, måste nämligen vara *slutet*. Det är godtycke att utbryta den strålningseffekt, som passerar någon viss avgränsad del av fodralet, t. ex. en cylinderyta av enhetslängd.

I fråga om en mottagningsantenn får man tänka sig den ekvivalenta ledningens ena bransch angripen av den axiella yttre fältstyrkan K och lösa motsvarande lednings-ekvationer. Om speciellt antennen är kort i förhållande till våglängden, så att den elektriska vinkeln $\Theta = 2\pi \cdot \frac{l}{\lambda} = kl$ är tillräckligt liten,² kan den ekvivalenta ledningen antagas förlustfri, varigenom räkningarna i hög grad förenklas.

Exempelvis kan man på ovan angivet sätt beräkna spänningens komplexa bild $V_2(d) \cdot e^{j\omega t}$ i antennfoten, se fig. 4. Det har här antagits, att antennfoten har en viss höjd d över mark. Den totala spänningen³ i antennfoten, den spänning, som driver ström genom en mottagare eller voltmeter R_a , som inkopplats mellan antennfot och jord, erhålles emellertid först sedan man lagt till det yttre fältets egen spänningsbild (potential i etern avses) $V(d) \cdot e^{j\omega t}$. Det är tydligt, att den totala spänningsamplituden $|V_2(d) + V(d)|$ reducerar sig till den förut definierade emk-amplituden $|V_2(0)|$ för $d=0$, dvs. när antennfoten sänkes till jordytans nivå. Detta fall är dock sällsynt i praktiken.

Vid jordytan faller spänningen V mycket snabbare än V_2 , då avståndet Q_{12} mellan sändarantenn och mätplats växer. Därför får superponeringen betydelse endast i sändarantennens omedelbara grannskap, t. ex. för $Q_{12} < \lambda/4$ ($kl < 90^\circ$). (Forts.)

¹ Med dipolantenn förstods från början en Γ - eller T-antenn med så stor topp, att en närmelsevis rektangulär strömfördelning erhöles längs nedledningen. På senare tid har benämningen använts för en 1/2-vågsledare, varigenom i onödan förväxling uppstår.

² I antennteorien brukar vågkonstanten a vanligen betecknas med k . Multiplikering med faktorn k reducerar en given sträcka till elektrisk vinkel. T. ex. motsvarar $l = \lambda/4$ $kl = \pi/2$ eller 90° .

³ Se härom J. R. Carson & R. S. Hoyt: Propagation of periodic currents over a system of parallel wires. Bell System Technical Journal 1927, vol. 6, p. 495 etc.



55:-

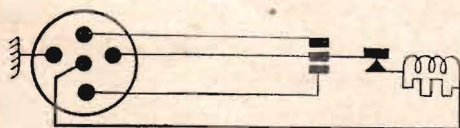


GRAHAM BROTHERS A/B

STOCKHOLM

VIBRATOR Typ LV 6 V

max 4 A ~



Sockeln sedd underifrån.



59:-



GRAHAM BROTHERS A/B

STOCKHOLM

VIBRATOR Typ LL 6 V

Sek. å likriktarekontaktarna

max. 12 W, 3 A, 300 V



Sockeln sedd underifrån.

SMÅVIBRATORER. Genom ett extra ankare, en extra lindning och speciell fjäderkonstruktion, ha dessa småvibratorer fått en säkerhet mot kontaktklibbning och fjäderbrott som nästan når Allformatorns. Säkerhetslindningen verkar även som en högfrekvensdrossel varför avstörningen underlättas. Vid 6 volts utförande levereras vibratorerna omg. från lager. Övriga spänningar på några veckor. Mått utan sockel H = 88 mm, D = 54 mm.

GRAHAM BROTHERS A/B

STOCKHOLM 16.

TEL. NAMNANROP.

Likriktarrör och likriktare

Av ingenjör Axel Carlander

4. Nättransformatorn

Nättransformatorn skall vara så dimensionerad, att den förmår avge den erforderliga effekten under gynnsamma betingelser, såsom god verkningsgrad, ofarlig uppvärmning och lågt pris.

Motståndet i transformatorn.

Betrakta vi det fallet, att transformatorns sekundärlindning är lindad omedelbart utanpå eller inuti den till nätet anslutna primärlindningen, så kunna vi tänka oss den primära resistansen (ohmska motståndet) överreducerad till sekundärsidan på följande sätt. Vi veta, att den sekundära strömmen förorsakar en likvärd primär ström, som håller systemet i jämvikt. De sekundära och primära amperevarvtalen måste alltså vara lika, dvs.

$$I_s N_s + I_p N_p = 0$$

där I är strömstyrkan och N varvtalet.

I primärlindningen förorsakar strömmen I_p ett spänningsfall på grund av lindningsresistansen R_p . Denna spänningsförlust kunna vi även tänka oss förorsakad av en resistans på transformatorns sekundärsida. Den skenbara ökningen av sekundära lindningsresistansen blir då

$$\Delta R_s = R_p'' = R_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad (26)$$

(26) gäller emellertid icke obetingat. I det fallet nämligen, att sekundärlindningen belastas med en likriktare, innehåller strömmen i sekundärlindningen en likströmskomponent, som icke finns på primärsidan. Växelströmskomponenterna upphäva varandra helt och likströmsamperevarven bli kvar. Detta har till följd, att (26), som grundar sig på relationen

$$i = \frac{v}{r}$$

icke längre är riktig och att vi, sett från sekundärsidan, icke kunna ersätta R_p med en sekundär resistansökning. På grund av R_p uppstår en skenbar likspänning i sekundärkretsen, vilket vi enkelt kunna övertyga oss om.

Tänka vi oss sekundärströmmen I_s uppdelad i en växelströms- och en likströmskomponent, alltså

$$I_s = I_{sv} + I_{sl}$$

så är primärströmmen

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{sv}$$

Primära spänningsförlusten är

$$I_p \cdot R_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{sv} \cdot R_p$$

Häri genom uppstår en sekundär spänningsförlust

$$-\Delta V_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_p \cdot R_p = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot I_{sv} \cdot R_p$$

Uttryckt i totala sekundärströmmen I_s får man

$$\begin{aligned} -\Delta V_s &= \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot R_p \cdot I_s - \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot R_p \cdot I_{sl} = \\ &= \Delta R_s \cdot I_s - \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot R_p \cdot I_{sl} \end{aligned}$$

Sista termen motsvarar en likspänning. Vill man taga hänsyn till denna, förlorar emellertid de olika räkningarna mycket av sin enkelhet, och därför bestämma vi oss för att i vanliga fall använda endast (26). Det fel vi då begå kan nämligen försummas. Dessutom är denna formel exakt när det rör sig om likriktare med mittuttag på transformatorns sekundärsida, såsom fallet är med flertalet i praktiken förekommande likriktare; fastalet n på sekundärsidan är alltså två gånger det primära (t. ex. 1:2, 3:6). I detta fall är primärströmmen i alla avseenden likformig med sekundärströmmen.

Järnförlusterna.

Förlusterna i en transformator inskränka sig emellertid icke endast till sådana förorsakade av lindningsresistanserna. På grund av den elektriska ledningsförmågan och den ändliga tjockleken hos transformatorplåtarna uppträda virvelströmsförluster. Dessutom ha vi att räkna med magnetiseringsförlusterna. Dessa äro proportionella mot hysteresisslingans yttinnehåll multiplicerad med frekvensen. Båda lagen av förluster stiga ungefär med kvadraten på maximiinduktionen B_{max} .

Vid de praktiska förlustberäkningarna utgår man lämpligen från den s. k. förlustsiffran, dvs. järnförlusterna per kg järn vid $f=50$ p/s och B_{max} exempelvis 10 000 gauss (W_{10}) samt sinusformig variation av B . Då nu förlustsiffran består av två delar, hysteresisförlusterna, w_{10}^h , och virvelströmsförlusterna, w_{10}^v , så är vid kvadratisk variation av förlusterna med tätheten hysteresisförlusterna

$$w_v = w_{10}^h \cdot \frac{f}{50} \cdot \left(\frac{B_{max}}{10\,000} \right)^2 \text{ W/kg}$$

För virvelströmsförlusterna fås motsvarande

$$w_v = w_{10}^v \left(\frac{f}{50} \right)^2 \cdot \left(\frac{B_{max}}{10\,000} \right)^2 \text{ W/kg}$$

Vanligen är nätfrekvensen $f=50$ p/s, varför vi kunna skriva

$$P_{Fe} = (w_{10}^h + w_{10}^v) \left(\frac{B_{max}}{10\,000} \right)^2 \text{ W/kg}$$

För vanlig transformatorplåt kan man vid $f=50$ p/s räkna med en förlustsiffra $w_{10}=1,4$ W/kg. Är järnvikten hos kärnan $=G_{Fe}$ kg, få vi totala förlusteffekten

$$P_{Fe} = 1,4 \cdot \left(\frac{B_{max}}{10\,000} \right)^2 \cdot G_{Fe} \text{ W} \quad (27)$$

Förlusteffekten är även lika med kvadraten på transformatorspänningen dividerad med R_e , som är ett parallellmotstånd över lindningen och vilket tänkes upptaga förlusteffekten.

Ovanstående uttryck på järnförlusterna gälla emellertid endast för sinusformad växelström. Så snart strömkurvan avviker från denna form uppträda såsom förut nämnts övertoner, vilka förorsaka *ökning* av järnförlusterna och därmed lägre verkningsgrad hos likriktaranordningen. En ingående behandling av järnförlusterna vid icke sinusformad ström återfinnes i D. T. V.: Emil Alm, Elektromaskinlära, Del 1.

Om man skall vara riktigt nog vid beräkningarna av transformatorn skall man även taga hänsyn till vissa tillsatsförluster i konstruktionsdelar m. m. Vid de vanligen förekommande småtransformatorerna äro dock dessa förluster av försumbar storleksordning. Vanligen förekommande förlustkurvor för transformatorplåt innefatta numera i regel även sådana förluster, som härröra från stansning, efterglödning m. m. men före lackeringen. Lackering har numera i stort sett ersatt den tidigare använda pappersisoleringen. (Sektionsfaktorn, dvs. järnvolymer/totalvolymer för kärna bestående av lackerad plåt, kan för 0,5 mm plåt sättas $=0,93$ och för 0,35 mm $=0,90$.)

Vid belastningsvariationer på likriktaren kommer strömkurvans form även att variera. Härvid ändras också storleken av järnförlusterna, vilket har till följd en spänningsändring på transformatorns sekundärsida. Man skulle då kunna tänka sig, att i (19) införa ytterligare ett seriemotstånd på sekundärsidan. Beräkningen av ett sådant motstånd bleve emellertid en ganska komplicerad sak (mot-

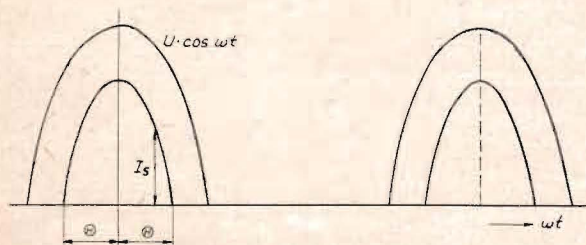


Fig. 21. Strömstötarna i transformatorns sekundärlindning i varje fas.

ståndet är icke linjärt) och leder icke till några praktiska fördelar, varför man helt enkelt *försummar* inverkan av järnförlusternas variation med belastningen. Det fel man härvid begår är försumbart.

Läckning.

Till följd av lindningarnas geometriska anordning komma icke alla kraftlinjer, som alstras av den ena lindningen att sammanfalla med dem som alstras av den andra. Det finns alltså kraftlinjer, som endast äro förbundna med den ena lindningen och sådana, som endast äro förbundna med den andra. Man säger att *läckning* är för handen. Detta läckflöde är ur flera synpunkter icke önskvärt. Dels förorsakar det en minskning av transformatorns verkningsgrad, dels kan det ge upphov till störningar (brum) i angränsande steg och kopplingsdetaljer i radiomottagaren eller förstärkaren. Man försöker därför att minska läckflödet genom lämplig geometrisk form hos lindningarna eller genom lämplig uppbyggnad av järnkärnan. En minskad läckning åstadkommes genom att »blanda» lindningarna väl med varandra, varvid av avgörande betydelse är, att medelavståndet mellan primär- och sekundärlindningarna blir litet. (I likriktare med gasfyllda rör kunna läckinduktanserna ställa till vissa svårigheter i fråga om störsvängningar.)

Vid vanliga utföringsformer på nättransformatorer kan man räkna med en läckning av storleksordningen 1 %. Vi kunna därför i detta sammanhang försumma dess inverkan på likriktarens arbetsförhållanden.

Sekundärströmmens effektivvärde.

Detta värde är av betydelse för dimensioneringen av sekundära transformatorlindningen, eventuella skyddsmotstånd och för effekten, som går förlorad i likriktaren. I varje fas hos likriktaren erhålles en strömstöt en gång under varje växelströmsperiod T . Effektivvärdet definieras som

$$I_s^2 \text{ eff} \cdot T = \int I^2 \cdot dt$$

varvid integralen sträcker sig över en vinkel Θ på båda sidor om strömspetsen (se fig. 21). Läger man tidsaxelns nollpunkt i denna spets kan man skriva

$$I_s^2 \text{ eff} \cdot T = \int_{-\Theta}^{+\Theta} \left[\frac{U}{R_i} (\cos \omega t - \cos \Theta) \right]^2 \cdot dt$$

$$I_s^2 \text{ eff} = \frac{U^2}{R_i^2 \cdot 2 \cdot \pi} \int_{-\Theta}^{+\Theta} (\cos \omega t - \cos \alpha)^2 \cdot dt$$

Lösa vi integralen få vi

$$I_s^2 \text{ eff} = \frac{U^2}{R_i^2} \cdot \frac{1}{2\pi} (\Theta + 2\Theta \cdot \cos^2 \Theta - 3 \cdot \cos \Theta \sin \Theta) \quad (28)$$

Om vi i ekvation (15) sätta $\cos \alpha = 1$ och beteckna antalet faser på sekundärsidan med n , så inses lätt, att

$$I_B = \frac{n \cdot U}{\pi \cdot R_l} (\sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta) \quad (29)$$

måste gälla. Vid kortslutning av belastningsmotståndet R måste Θ vara lika med $\frac{\pi}{2}$. I detta fall kan man alltså skriva (29) under formen

$$I_k = \frac{n \cdot U}{\pi \cdot R_l} \quad (30)$$

eller också

$$\frac{I_B}{I_k} = \sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta \quad (31)$$

Med användande av (30) blir då (28)

$$\frac{n^2 \cdot I_{s\text{eff}}^2}{I_k^2} = \frac{\pi}{2} (\Theta + 2\Theta \cdot \cos^2 \Theta - 3 \cdot \cos \Theta \sin \Theta)$$

Här ersätta vi åter I_k med I_B , varefter vi slutligen få

$$I_{s\text{eff}} = \frac{I_B}{n} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} (\Theta + 2\Theta \cdot \cos^2 \Theta - 3 \cdot \cos \Theta \sin \Theta)} \quad (32)$$

(32) kunna vi skriva förenklat

$$I_{s\text{eff}} = \frac{I_B}{n} \cdot f(\Theta) \quad (33)$$

I fig. 22 har uppritats dels en kurva över $\frac{n \cdot I_{s\text{eff}}}{I_B} = A_1$

som funktion av Θ , dels $\frac{I_B}{I_k} = A_2$ som funktion av Θ (29).

Betrakta vi nu det fallet, att vi ha en konstant belast-

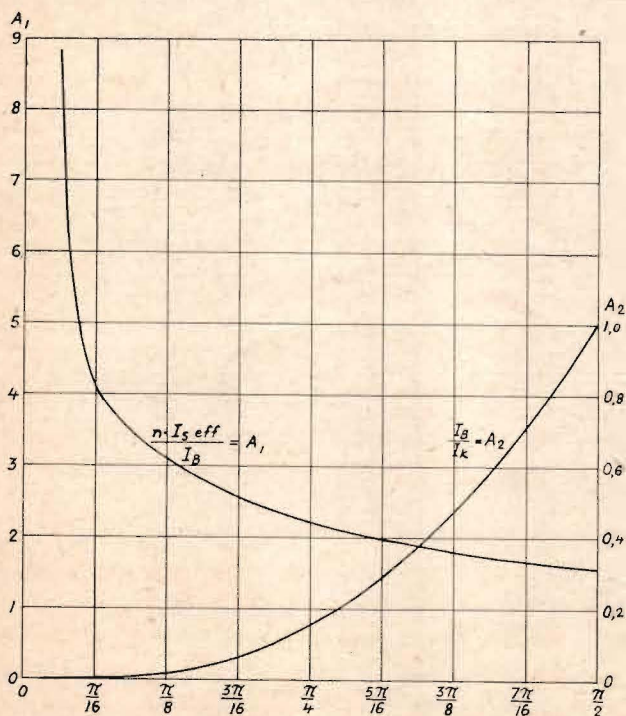


Fig. 22. $\frac{n \cdot I_{s\text{eff}}}{I_B}$ och $\frac{I_B}{I_k}$ som funktioner av Θ vid halvvägläslighet.

ningsström I_B men varierande fastal n få vi följande förhållanden:

Antag att för $I_B = \text{konstant}$ är i ett visst fall $\Theta = \frac{\pi}{4}$ (dvs. 45°)

Fall 1: $n=1$ $A_1=2,2$
 $A_2=0,15$

$$\frac{I_{s\text{eff}}}{I_B} = 2,2$$

Fall 2: $n=2$. Då skall A_2 vara $= \frac{0,15}{2} = 0,076$.

Motsvarande $A_1=2,45$

$$\frac{I_{s\text{eff}}}{I_B} = \frac{2,45}{2} = 1,23$$

Eftersom A_1 ökar hastigare än A_2 minskar vid avtagande Θ , kommer förhållandet $\frac{I_{s\text{eff}}}{I_B}$ att öka vid minskad belastning. Jämföra vi förhållandena vid $n=1$ och $n=2$ finna vi, att i senare fallet $I_{s\text{eff}}$ är större än hälften av $I_{s\text{eff}}$ i förra fallet.

Primärströmmens effektivvärde.

Vi ha förut nämnt, att i de fall då antalet faser på sekundärsidan är två gånger det primära, är primärströmmen likformig med sekundärströmmen. Primärströmmen kan då skrivas

$$I_p^2 = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \cdot I_{s\text{eff}}^2 \cdot 2 \quad (34)$$

$$I_{p\text{eff}} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{2} \cdot I_{s\text{eff}}$$

I det fall, att transformatorn endast är belastad med en likriktare, får man till den av likriktaren förorsakade primärströmmen addera magnetiseringsströmmen, vilken är praktiskt taget 90° färförskjuten i förhållande till den andra strömmen. Man kan icke addera dessa strömmar algebraiskt, utan detta måste ske vektoriellt, som praktiskt sker på följande sätt

$$I_{p\text{tot}} = \sqrt{I_p^2 + I_o^2} \quad (35)$$

Häri är I_o = magnetiseringsströmmen och I_p bestämd av (34).

Vanligen är transformatorn även belastad med lindningar för rörens glödström m. m. Vid beräkningarna förfar man då lämpligen så, att man algebraiskt adderar primärströmmarna förorsakade av belastningarna. Härvid försummar man, att en av dessa strömmar starkt avviker från sinusform (om icke glödströmseffekten är liten jämförd med den likriktade). I detta fall kunna vi då skriva

$$I_{p\text{tot}} = \sqrt{(I_{p1} + I_{p2})^2 + I_o^2} \quad (36)$$

$I_{p\text{tot}}$ beräknas huvudsakligen för bestämningen av primär-

lindningens trådgrovllek, och för detta ändamål räcker noggrannheten hos ovanstående formel väl.

Är åter fastalet på sekundärsida och primärsida lika, så får man taga hänsyn till den förut nämnda likströmskomponenten, som förefinnes på sekundärsidan men icke på primärsidan. Man får då göra så, att man *vektoriellt* subtraherar likströmskomponenten från växelströmskomponenten, så att primärströmmen kan skrivas

$$I_{p\text{ eff}} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \left(I_s^2 - \frac{I_B^2}{n^2}\right)$$

$$I_{p\text{ eff}} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{I_s^2 - \frac{I_B^2}{n^2}} \quad (37)$$

För beräkning av *totala* strömmen i primärlindningen kan man även i detta fall använda (36).

Magnetiseringsströmmen I_0 .

Magnetiseringsströmmen (även = *tomgångsströmmen*) går åt för att driva fram det för magnetiseringen erforderliga induktionsflödet. Storleken av densamma beror huvudsakligast på transformatorkärnans dimensioner och konstruktiva utförande samt på $B_{\max}$. Då I_0 är ungefär 90° fasförskjuten i förhållande till I_p , måste dess storlek vara ungefär $1/7$ av I_p för att ge en ökning av 1 % av totalströmmen. Eftersom verkningsgraden hos en likriktare är relativt låg, spela förlusterna på grund av tomgångsströmmen ingen roll i praktiken. Vi försumma dem därför i fortsättningen.

Verkningsgraden.

Förlusterna i transformatorn måste täckas genom en ökning av den primärt upptagna effekten. Storleken av förlusterna jämförd med den sekundärt lämnade effekten är större ju mindre effekt transformatorn är avsedd för. Verkningsgraden definieras som

$$\eta = \frac{\text{avgiven effekt}}{\text{tillförd effekt}}$$

Fig. 23 är ett diagram över verkningsgraden som funktion av sekundäreffekten och gäller för transformatorer belastade med halvvägslikriktare och glödström för rören. Dia-

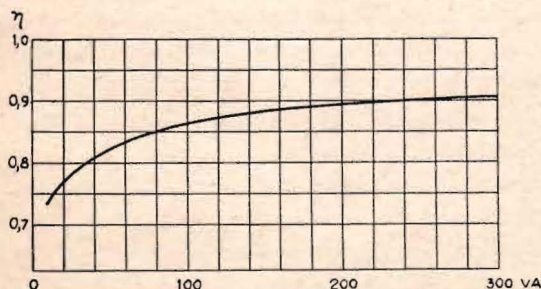


Fig. 23. Verkningsgrad η som funktion av effekt i VA för nättransformatorer vid halvvägslikriktning. (Ur »Beräkning av nättransformatorer 10–300 VA», Populär Radio nr 12, 1943.)

grammet kan dock även användas för transformatorer belastade med halvvägslikriktare och glödströmsmatning, om den likriktade effekten är liten jämförd med totala effekten.

Är däremot transformatorn enbart belastad med en halvvägslikriktare, får man räkna med en något lägre verkningsgrad än vad diagrammet utvisar. Särskilt järnförlusterna kunna då bli höga på grund av den deformerade strömkurvan.

Vanligen låter man i fråga om mindre transformatorer kopparförlusterna uppgå till c:a 5 %, efter vilken förlustsiffra man dimensionerar lindningarna. Minsta totala förluster erhållas om kopparförlusterna äro lika stora på primärsida och sekundärsida.

Sammanfattning.

Fall 1. (Vanligast.) Transformatorn belastad med såväl likriktare som glödström för rören.

För beräkning av primärströmmen adderar man algebraiskt samtliga deffekter och reducerar till primärsidan. För spänningsfallet i likriktaren lägger man lämpligen till 10 % till den uttagna likspänningen.

Från likströmsmagnetiseringen bortses vanligen.

Exempel 6. En transformator skall vid 220 V mata en anordning med följande data:

Glödström: 6,3 V, 2 A.

Likström: 300 V, 15 mA.

Halvvägslikriktning.

Beräkna strömmen i primärlindningen!

Glödströmseffekten: $6,3 \times 2 = 12,6$ VA

Likströmseffekten: $1,1 \times 300 \times 0,015 = 5,0$ VA

Totalt = 17,6 VA

Ur fig. 23 fås vid denna sekundäreffekt $\eta = 0,76$.

Primäreffekten blir $= \frac{17,6}{0,76} = 23,2$ VA

och strömmen $= \frac{23,2}{220} = 0,105$ A.

Antaga vi, att lindningen kan belastas med $2,5$ A/mm² blir dess area

$$= \frac{0,105}{2,5} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \text{ mm}^2$$

där d är tråddiametern. Tråddiametern blir

$$d = 0,24 \text{ mm.}$$

Den sekundärlindning, som matar likriktaren, måste dimensioneras så, att den tål den höga belastning det här blir fråga om. Ur fig. 22 kan man få fram, att strömmen i sekundärlindningen kan uppgå till mellan 2 och 3 gånger likströmmen. Enklast taga vi hänsyn till detta genom att räkna med normala likströmmen, men i lindningen endast tillåta en belastning av 1 A/mm².

Exempel 7. Beräkna trådgrobleken i den till likriktaren anslutna lindningen i föregående exempel!

$$\text{Arean} = \frac{0,015}{1} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \text{ mm}^2$$

$$d = 0,14 \text{ mm}$$

Vid noggrannare beräkningar av en transformator bör man efter det man räknat ut lindningarnas dimensioner göra en kontrollräkning av förlusterna. Det kan nämligen hända, att det valda värdet på verkningsgraden varit för högt, och att man därigenom icke får ut den önskade effekten. I vanliga fall gör man sig dock icke detta besvär.

Fall 2: Transformatorn belastad med enbart likriktare. $n=1$.

Här måste en fullständigare beräkning av förlusterna förorsakade av strömkurvans deformation företagas, om man vill ernå någon större noggrannhet. Dessa räkningar äro ofta ganska besvärliga. Man måste taga hänsyn till, att transformatorn endast är belastad under en del av en halvperiod och att strömtopparna kunna bli ganska kraftiga. Transformatorn arbetar med likströmsmagnetisering, vilket inverkar ogynnsamt på kärnans permeabilitet.

5. Buffertkondensatorn

Buffertkondensatorn måste dimensioneras med hänsyn till rådande driftförhållanden, såsom uppträdande över-

spänningar, läckströmmar etc. Då det här rör sig om stora kapacitansvärden, komma i regel endast elektrolytkondensatorer eller oljefyllda kondensatorer till användning. Båda dessa slag av kondensatorer komma att behandlas i en särskild artikel.

6. Påkänningarna på likriktarröret.

Spärrspänning.

Den maximala spänning, som uppträder mellan rörets anod och katod är lika med summan av likspänningen över buffertkondensatorn och transformatorns toppspänning. Denna spänning uppträder ungefär mitt i den halvperiod under vilken ingen ström går fram genom röret.

Katodström.

Katodströmmens storlek är lika med den förut angivna $I_{s \text{ eff}}$. Vid halvågsl riktnings är strömmen ungefär dubbelt så stor som vid helvågsl riktnings. Den i ett rör för en halvågsl riktnings upptagna effekten uppgår alltså till ungefär den *dubbla* mot den i ett rör för helvågsl riktnings vid samma belastningsström. Spänningsfallet i röret blir även dubbelt så stort i det förra fallet. Detta betyder, att röret här blir utsatt för betydligt större påkänningar på grund av jonbombardemang och lättare blir förstört.

Forts.

Förstärkarteknik och ljudåtergivning*

III. Driv- och slutsteg. Likriktare. Delningsfilter för högtalarna.

Av ingenjör Thorsten Ekström

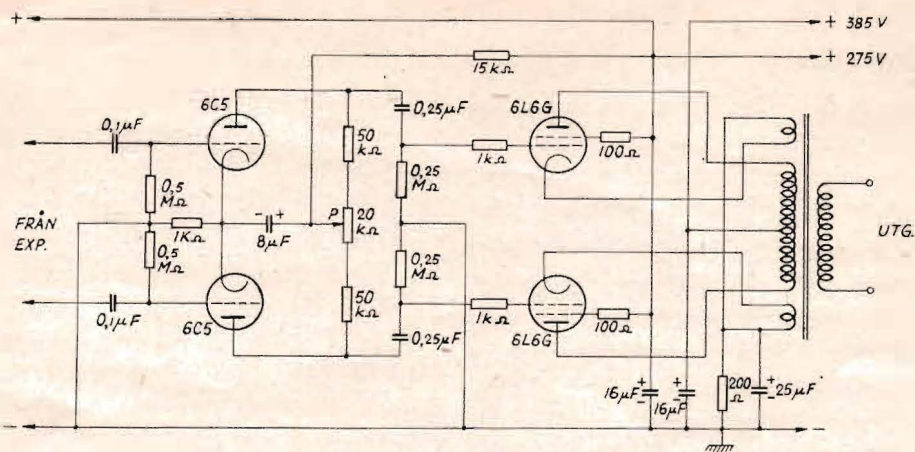
(Skandinaviska Grammophon A/B)

Driv- och slutsteget.

I en anläggning med expansionsförstärkare ställas stora krav på slutsteget, som måste vara dimensionerat för åtminstone 15 watts utgångseffekt. I fig. 9 visas ett förslag till utförande, som är rikligt överdimensionerat och lämnar 20 watts utgångseffekt med 2 % total distortion. Drivrören äro trioder med låg förstärkningsfaktor och slutrören av typen 6L6G. I drivrörens anodkrets är inlagd en potentiometer P, med vilken förstärkaren utbalanseras. Detta göres lättast genom att mellan högsta plus och mitt-uttaget på anodlindningen på utgångstransformatorn inkoppla ett motstånd på några hundra ohm. Vid lyssning

medelst hörtelefon eller direkt mätning över detta tillfälligt inkopplade motstånd skall vid fullkomlig balans ingen signal höras eller ingen växelspanning förekomma över motståndet. Om vid denna injustering användes en signal på 1 000 p/s, brukar man erhålla ett tydligt, skarpt markerat minimum på potentiometern. Det är att märka, att man härvid kompenserar för eventuella olikheter mellan alla rören från och med fasvändarröret. Givetvis skall vid denna mätning kontrastkontrollen vara helt avstängd. Utgångstransformatorn, som har en impedans anod till anod av 6 600 ohm, är rikligt överdimensionerad med lågt likströmsmotstånd i lindningarna vid erforderliga induktansvärden. Den är dessutom försedd med två motkopplingslindningar, en i vardera av slutrörens katoder. Genom

* Föredrag i Stockholms Radioklubb den 10 febr. 1944.



denna typ av motkoppling minskas även distortionen i själva transformator kärnan. Vid lindningen av den använda transformatorn erhöles primären 1 000 varv 0,30 mm tråd med mittuttag och varje motkopplingslindning 50 varv 0,30 mm tråd. Dessutom erfordrades en statisk skärm mellan primär- och sekundärlindningarna för att icke självsvängning skulle uppstå. Sekundären erhöles för 500 Ω

utgångsimpedans 275 varv 0,5 mm tråd. Dessa lindningsdata äro givetvis beroende av den använda järnkärnan och endast upplysningsvis givna till ledning för dem, som själva vilja linda utgångstransformatorn.

av likriktardelen. Givetvis kunde en enda likriktare byggas, så att den kunde uppfylla de krav, som måste uppställas, men den skulle behöva göras stor och opraktisk. Det är för det första absolut nödvändigt att spänningarna till expansionsförstärkaren och 6L6G-rörens skärmgalle hållas så konstanta som möjligt, även när anodströmmen i slutsteget stiger vid kraftiga fortissimon. Av denna orsak rekommenderas en separat likriktare för slutrörens anodström och en likriktare för övriga spänningar, där anordningar äro vidtagna för konstant spänning vid varierande belastning. Fig. 10 och 11 visa förslag till dessa likriktare, vilka äro rikligt överdimensionerade och försedda med betryggande avkoppling för glättning av anodströmmarna. I en modern anläggning får man icke tolerera något som helst brum, utan man skall på någon meters avstånd från högtalarna ha svårt att avgöra, om anläggningen står påkopplad eller icke. Om man till denna anläggning använder ett redan befintligt radiochassi som mottagardel, kan den härpå sittande likriktaren ombyggas och användas. Detta särskilt om radiochassiet varit försett med push-pull-utgångssteg, vilket borttagits och ersatts med denna anläggning. I så fall är givetvis likriktaren kraftigt dimensionerad och kan omäändras till den här föreslagna likriktaren för 275 volt. I vilket fall som helst — stor omsorg med och överdimensionering av likriktardelen till förstärkare betalar sig alltid.

Delningsfilter för högtalarna.

Den svagaste länken i kedjan är alltså högtalarna. En enda högtalare, som någorlunda bra kan återgiva hela det överförda registret, är en mycket dyrbar sak och i regel svåråtkomlig för närvarande. Ett bra sätt är att använda två högtalare av ej för olika storlek och med olika basresonans parallellt utan något delningsfilter. Om man exempelvis har två högtalare med samma impedans, den ena med basresonans vid 40 p/s och den andra vid 80 p/s, återger den förra antagligen diskanten dåligt och den senare fullgott. Man vinner att effekt uttages även vid resonansstoppen 80 p/s och kan, om man har tur med kombinationen, få högtalarnas olika ljudtryckskurvor att

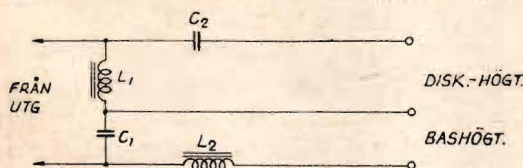


Fig. 12. Förslag till delningsfilter för högtalare. Delningsfrekvensen lägges vid 800 å 1 000 p/s. $C_1 = C_2$, $L_1 = L_2$ (se f. ö. texten).

komplettera varandra på ett bra och enkelt sätt. Elektriska delningsfilter för olika delar av registret till två eller flera högtalare äro å andra sidan icke fullt så enkla att få riktiga på grund av fasvridningar i övergångsställena, men ge utmärkta resultat, om de utföras rätt. Ett i USA mycket använt filter för två högtalare visar fig. 12. (Publicerat i Motion Picture Engineers, okt. 1938.) Skärningspunkten mellan de båda högtalarnas återgivningskurvor (F_a) lägges vid 800—1 000 p/s. Induktanserna (L_1 och L_2) böra luftlindas. Beräkningen av L_1 , L_2 , C_1 och C_2 blir följande, om linjeimpedansen $= Z$ och vardera högtalarens impedans $= Z$.

$$L_1 = \frac{L_0}{\sqrt{2}}$$

$$C_1 = C_0 \cdot \sqrt{2}$$

$$L_0 = \frac{Z}{2 \cdot \pi \cdot F_a}$$

$$C_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_a \cdot Z}$$

Mottagarens ljudkvalitet

4. Återgivning och distortionskorrektion*

Ur L. Ratheiser: »Rundfunkröhren, Eigenschaften und Anwendung», utgiven av Telefunken

Tal och musik.

Det luftsvängningsområde, som överhuvud taget kan uppfattas av det mänskliga örat, sträcker sig från ca 16 till 20 000 p/s. Som framgår av fig. 9, spela svängningarna mellan ca 240 och 2 000 p/s (3 oktaver) den största rollen, eftersom de utgöra grundtonerna i människorösten och i de ljud, som alstras av de viktigaste musikinstrumenten. För att frambringa alla de grundtoner, som förekomma inom tal och musik, vore det emellertid nödvändigt att återge hela grundtonsregistret hos ett vanligt piano, och detta register sträcker sig redan från ca 30 till 4 000 p/s och omfattar 7 oktaver. Dessutom förekommer i varje tal- och musikklang en hel del övertoner (grundtonens multipler), som äro karakteristiska för ifrågavarande talare eller musikinstrument (fig. 10 och 11). Dessa övertoner

* De föregående artiklarna i denna serie återfinnas i nr 10 och 12, 1943 samt 2, 1944.

ge ljudet dess karakteristiska egenskaper. Saknas övertoner, så blir talet svärbegripligt, och det blir även svårt att skilja på de olika musikinstrumenten. Övertonsområdet når upp till de högsta hörbara tonerna, men även högvärdig återgivning, som fyller ganska stora anspråk, behöver icke omfatta toner över 10 000 p/s. När det gäller rundradioåtergivning, är man i stället tvungen att på förhand så skarpt som möjligt skära av frekvensbandet vid 9 000 p/s, för att undvika de visselljud, som på grund av överlagring uppstå genom att sändarnas bärvågor ligga på ett inbördes avstånd om 9 000 p/s. Att utvidga mottagarens frekvensband uppåt är meningslöst även därför, att sändarens bärvåg endast moduleras med toner upp till ca 10 000 p/s. Däremot är det önskvärt att så långt som möjligt utvidga frekvensbandet nedåt, eftersom detta är särskilt fördelaktigt för återgivning av musik, som då låter fulltonig och naturlig, under det att den låter tunn,

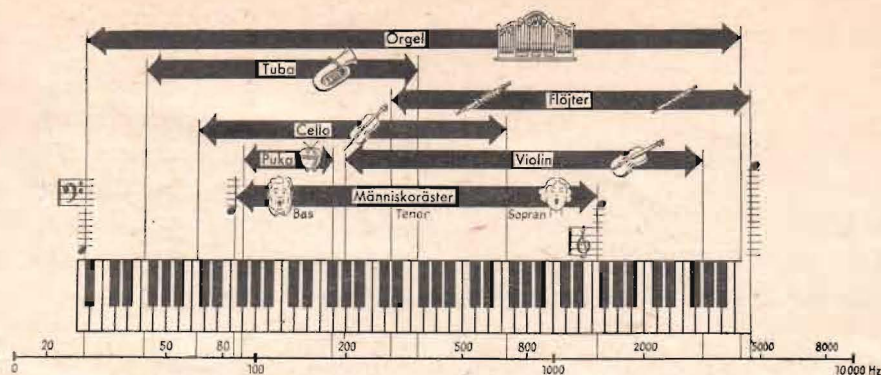


Fig. 9. De viktigaste musikinstrumentens och den mänskliga röstens grundtonomfång.

om det lägre registret saknas. Därvid är dock att märka, att återgivningen med ett begränsat frekvensband blir bäst, då de höga och låga tonernas oktavantal är likformigt fördelat kring medelfrekvensen (500–1 000 p/s).

Naturlig återgivning av låga toner möter svårigheter i praktiken. Vid nätanslutna mottagare måste man t. ex. ta hänsyn till nätbrum (50 eller 100 p/s), och lågfrekvent återkoppling måste undvikas. Här fordras lämpliga filter, om man utan störningar skall kunna återge de frekvenser, som ligga inom detta band.

Högtalarens egenskaper.

Man måste emellertid utgå från högtalarens återgivningsegenskaper, emedan återgivningen helt upphör under en viss frekvens, vars värde är beroende av högtalarens princip och kvalitet. Det lönar sig icke att förstärka frekvensbandet nedanför denna frekvens. Som bekant ger den elektromagnetiska högtalaren (fast spole och rörligt järnankare) företräde åt de högre frekvenserna, medan den elektrodynamiska högtalaren (svängspole) återger även det lägre tonregistret ända ned till systemets resonansfrekvens. Fordrar man fullgod återgivning, så är det därför absolut nödvändigt att använda en elektrodynamisk

högtalare och vidtaga lämpliga åtgärder för att förhindra tryckutjämnning vid låga frekvenser (ljudskärm eller baf-fellåda). Man kan ytterligare förbättra återgivningen genom att begagna sig av två högtalare, en elektrodynamisk högtalare för det lägre registret och mellanregistret samt en högtönhögtalare för det högre registret. Den elektrodynamiska högtalarens ferkvenskurva (fig. 12) är emellertid icke rätlinjig, utan utgör så att säga en förbindelse-linje mellan membranens olika resonanspunkter, i vilka högtalarens verkningsgrad till följd av resonansverkan når sitt högsta värde. Kurvan utjämnas dock alltmer, ju större den magnetiska tätheten i luftgapet göres och ju omsorgsfullare högtalarsystemet (svängspole och membran) konstruerats.

Distortionskorrektion.

Mottagarens elektriska frekvenskurva bör på förhand vara så rätlinjig, alltså fri från linjär distortion, som möjligt. Då detta icke är möjligt att uppnå i varje steg, kan man försöka att utjämna det register, som dämpas i ett steg, genom att förstärka det mer i andra steg. Man åstadkommer detta t. ex. genom att utnyttja frekvensberoende förstärkningsegenskaper, delvis också genom att utnyttja resonansföreteelser eller genom att minska förstärkningen av det högre registret t. ex. med hjälp av kapaciteter. Som redan nämnts, äro högtalarens egenskaper i första hand

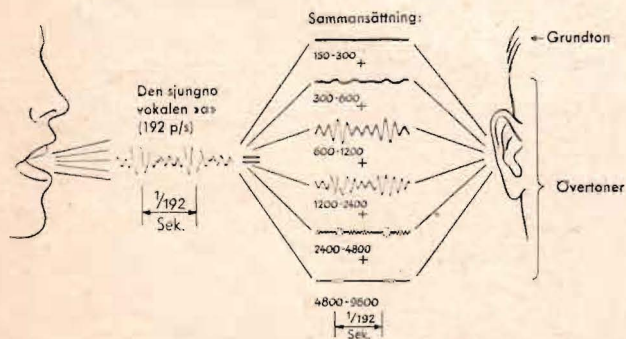


Fig. 10. En ton, som är sammansatt av grund- och övertoner. Till vänster: den sammansatta svängningen (grundton 192 p/s). Till höger: de enstaka tonerna, som skilts åt genom oktavfilter (grundton och övertoner).

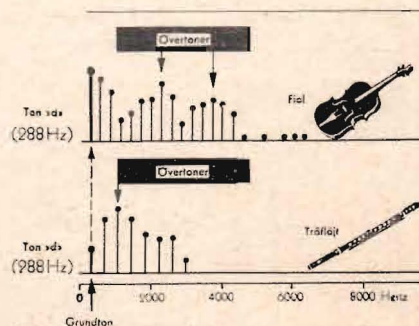
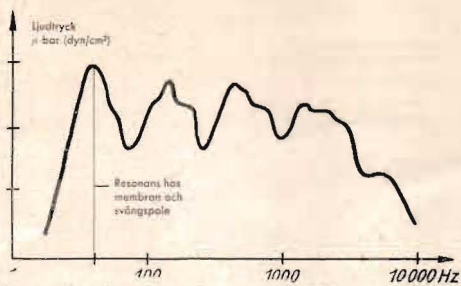


Fig. 11. Jämförelse mellan en violins övertoner och en flöjts. Grundton = d (228 p/s).



avgörande för återgivningen av det lägre registret. Det högre registret är beroende av högfrekvensdelens resonanskurvor, vilkas förlopp måste motsvara de fordringar, som man ställer på mottagarens selektivitet. Bredden på det av högfrekvensdelen genomsläppta frekvensbandet blir beroende av om man blott lägger vikt vid fullgod lokal-mottagning eller om man dessutom vill ha säker och osörd distansmottagning. I sistnämnda fall måste man antingen kompromissa eller anordna en handbreddsomkopplare.

Amatörbyggge

Som enhet nr 2 behandlas lågfrekvensförstärkaren, vilken beskrives i två utföranden*
Av ingenjör H. Elvingdahl

Föregående artikel behandlade hur man bygger en likriktare till en apparat, uppdelad i flera delar. Denna artikel skall behandla lågfrekvensförstärkaren, och kommer därav två variationer att beskrivas.

Först en återgång till föregående artikel. Där nämndes inga data över lämpliga nättransformatorer eller likriktar-rör. Anledningen härtill var att två alternativ skulle föreläggas, och det ansågs då lämpligast att lämna valet tills

* Den första artikeln i denna serie, som behandlade nätaggregatet, var införd i nr 12, 1943.

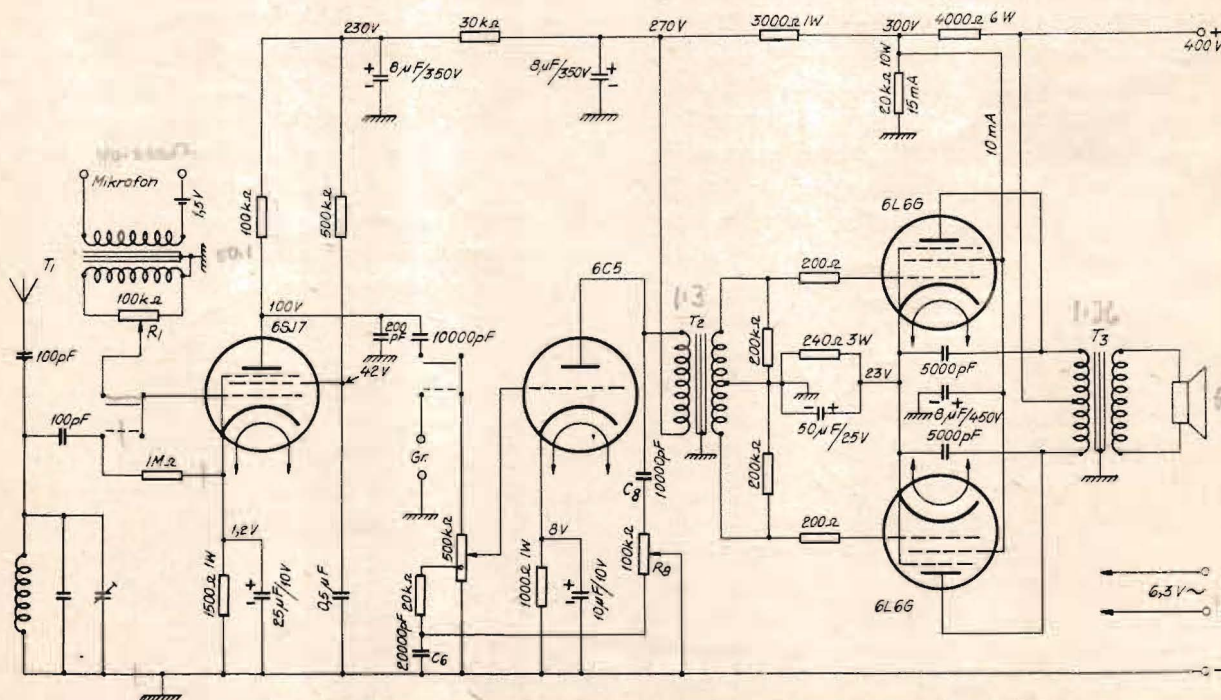


Fig. 1. Kopplingsschema för den större förstärkaren, som ger ca 25 W distortionsfri effekt.

riktarrör föreslås. *Alternativ 1:* En nättransformator med en sekundär spänning av 2×400 volt och 150 milliampere samt glödspänningen 6,3 volt och 4 ampere. Likriktarrör: amerikanska typerna 83, 5Z3 eller 5X4, europeiska typerna EZ4 eller AZ4. *Alternativ 2:* En nättransformator med en sekundär spänning av 2×350 volt och 120 milliampere samt glödspänningen 6,3 volt och 2,5 ampere.

I detta nummer kommer enligt ovanstående att beskrivas två stycken lågfrekvensförstärkare till separata högfrekvensdelar, som komma att beskrivas senare. Till chassi till förstärkarna, av vilka den största visas i bild, har förf. använt sig av 2 mm järnplåt. Chassiernas dimensioner äro 180×180 mm, men andra mått och annat material kunna naturligtvis användas. Måtten komma ju att bli beroende på detaljernas storlek.

Den större förstärkaren.

Alternativ 1 är en »allroundförstärkare» och är avsedd att användas såsom grammofon- eller mikrofonförstärkare eller för avlyssning av lokalstationen, om lokalkrets inkopplas. Förstärkaren lämnar vid uppgivna spänningar ca 25 watt, vilket mer än väl torde räcka till de flesta ändamål. Såsom första rör användes pentoden 6SJ7 till mikrofonförstärkning och för lokalkrets. Mikrofonen behöver detta extra rör för att få tillräcklig förstärkning. Medelst en omkastare kan till detta rör inkopplas antingen mikrofonen över en transformator eller en lokalkrets. Nästa rör, som är trioden 6C5, är med en transformator kopplat till slutrören. Till 6C5 kan medelst en omkastare alternativt inkopplas föregående rör eller grammofon. Skall en högfrekvensdel inkopplas, går man alltså in på grammofonuttaget. Transformatorn efter 6C5 har omsättningen 1:3. Dess sekundärsida matar slutrören 6L6. Dessa två

slutrör följas av en utgångstransformator med 6 600 ohms impedans från anod till anod. Utgångstransformatorns omsättning erhålles ur formeln $n = \sqrt{\frac{R_b}{R_c}}$ där R_b utgöres av belastningsmotståndet, vilket är talspolens impedans i ohm. Känner man talspolens likströmsmotstånd eller mäter upp det, erhåller man impedansen (tillräckligt noggrant) genom att multiplicera det erhållna värdet med 1,5. R_c i formeln utgöres av i rörtabellen uppgivna anodbelastningen. Har man push-pull-kopplade steg (som i detta fall) räknas belastningen från anod till anod. För 6L6 skall alltså impedansen vara 6 600 ohm. Har man då en högtalare med t. ex. 5 ohms impedans, erhålles omsättningen $n = \sqrt{\frac{5}{6600}} = 1:36$, vilket är en normal omsättning för en sådan transformator.

En kolkornsmikrofon är här anpassad över en transformator T_1 till potentiometern R_1 , som i detta fall är på 100 k Ω . Om man vill beräkna anpassningen för en sådan mikrofon, kan man använda formeln $n = \sqrt{\frac{R_1}{R_m}}$ där R_m är mikrofonens inre motstånd. Motståndet hos en kolkornsmikrofon håller sig omkring 40–200 ohm. För t. ex. en mikrofon med 40 ohms motstånd erhåller man vid en potentiometer på 100 k Ω formeln $n = \sqrt{\frac{100000}{40}} = 50:1$

upptransformering. Till mikrofontransformatorns primärsida måste vi även ha ett batteri på 1,5 volt. Strömmen genom mikrofonen blir ca 100 milliampere.

Potentiometern R_3 , som är på 100 k Ω , tjänstgör såsom klangfärgs kontroll tillsammans med volymkontrollen. På den senare finnes nämligen ett uttag, varifrån kopplats

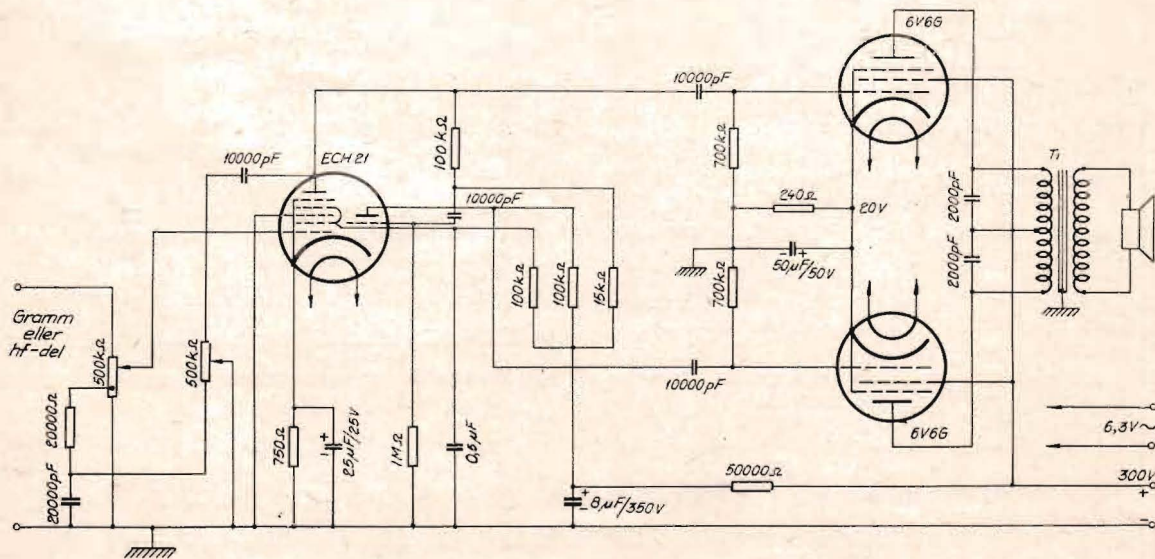


Fig. 2. Kopplingsschema för den mindre förstärkaren, som ger ca 10 W.

ett motstånd på 20 000 ohm i serie med en kondensator på 20 000 pF, vilken krets höjer basen vid låg volym. Skall man avlyssna tal eller eljest önskar ljus klangfärg, så kortsluter man kondensatorn C_6 genom att föra klangfärgskontrollen till bottenläge. Därvid blir kondensatorn C_8 kopplad över ett stort motstånd till jord, varvid mycket ljus ton erhålles. Vid toppläge hos klangfärgskontrollen erhåller man bashöjning över volymkontrollen och diskantavskärning genom att kondensatorn C_8 blir kopplad till jord.

Lokalkretsen utgöres i förf:s apparat av en spole för mellanvåg, avstämd för Stockholm medelst en fast kondensator plus en trimmer för finjustering. Har man exempelvis en spole för mellanvåg eller långvåg (beroende på lokalstationen i respektive bostadsort), avstämmer man den för lokalstationen med en vridkondensator. Sedan kan denna inställning uppmätas eller uppskattas, varefter en fast kondensator insättes. Man kan ju även beräkna både krets och kondensator, om lämpliga detaljer ej finnas tillgängliga. Därvid har man god nytta av de nomogram, som tidigare publicerats i denna tidning.

Den mindre förstärkaren.

Alternativ 2 är en motståndskopplad lågfrekvensförstärkare, avsedd såsom slutdel i en radio eller såsom gram-

mofonförstärkare. Vill man, så kan den utbyggas till samma ändamål som den föregående. Såsom första rör användes triodheptoden ECH 21, vilkens heptoddel är kopplad såsom pentod med tredje gallret jordat. Från pentoddelen, som matar ena slutrörets styrgaller, uttages över kondensatorn C_{11} en delspänning, som går till trioddelen galler, fasvändes och förstärkes i trioden, varefter den inmatas på andra slutrörets styrgaller. På första röret är även lagt samma system av klangfärgskontroll som i den förra förstärkaren. Slutrören, vilka äro två 6V6G, lämna en effekt av 10 watt. Efter dessa följer en utgångstransformator med en impedans av 10 000 ohm från anod till anod.

Så till sist något om anslutningen av förstärkarna till likriktaren. Till båda förstärkarna användes en flätad 4-trådig ledare, vilkens fria ände är inmonterad i en amerikansk rörsockel från ett trasigt rör. Motsvarande rörehållare finnes monterad på likriktaren. Trådarna böra flätas för att undvika brum från glödströmsledningen. Uttag för högtalare, mikrofon, grammofon och antenn äro placerade på förstärkarnas baksida.

Innan förstärkarna tas i bruk, böra spänningarna kontrollmätas med en voltmeter. Detta gäller särskilt högsta spänningen (på slutrörens anoder). Rörens livslängd är beroende av att denna spänning ej är högre än som anges i kopplingsschemana.

POPULÄR RADIO

Sveriges enda radiotekniska facktidskrift
Radiofackmännens och amatörernas speciella organ

- Är saklig, vederhäftig och opartisk
- Utkommer regelbundet den 20 varje månad
- Innehåller tekniska beskrivningar över kommersiella apparater
- Beskriver på ett lättfattligt sätt nya uppfinningar och principer
- Innehåller artiklar av intresse för såväl teoretikern som den praktiske radiomannen
- Avhandlar i form av populära konstruktionsbeskrivningar den praktiska tillämpningen av nya konstruktionsprinciper
- Ger amatören utförliga beskrivningar över intressanta experiment och apparater inom radions och närbesläktade områden
- Avhandlar alla viktigare nyheter på radioområdet
- Tillförsäkrar amatörbyggaren bästa möjliga resultat.
- Uppskattas av fackmannen på grund av sin vederhäftighet och opartiskhet

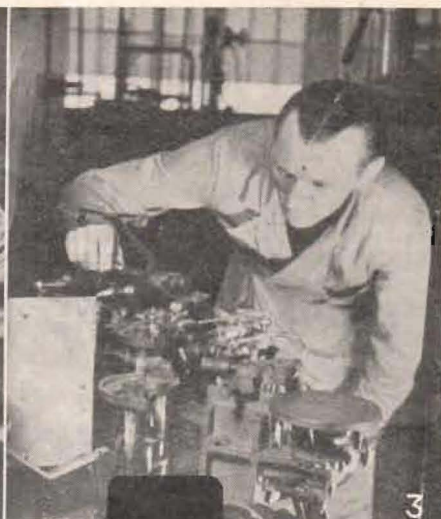
Organ för Stockholms Radioklubb



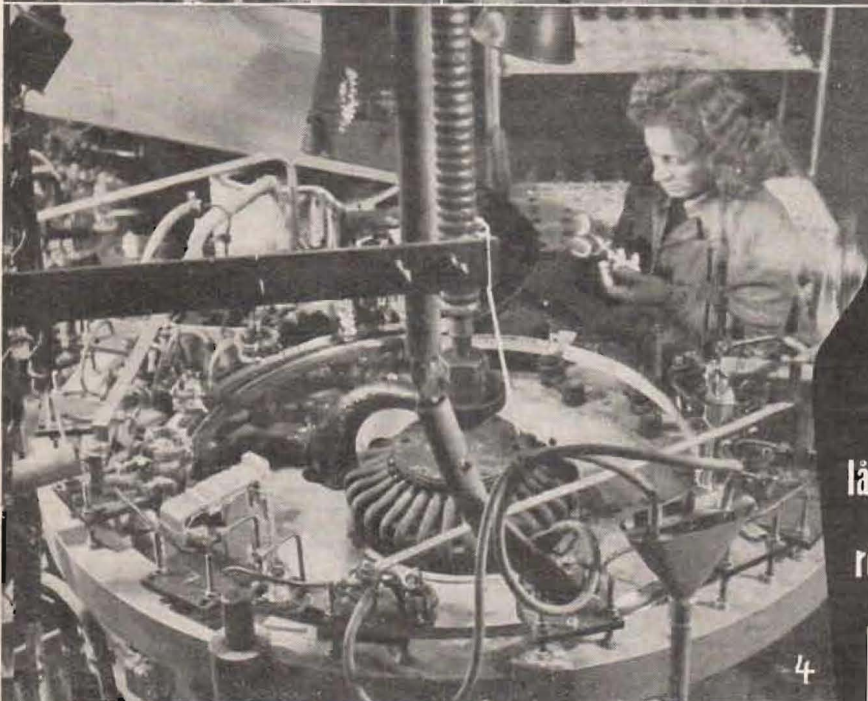
1



2



3



4

PHILIPS

långlivade *"Miniwatt"*

rör tillverkas nu även vid

NEFA i Norrköping

① Innan delarna till elektrodsystemet i ett sändarrör sammansätts, måste de undergå en noggrann avgasningsprocess.

② Med maskinell utrustning och handarbete i förening tillverkas de inuti radiatorörens befintliga glasfötter, på vilka elektrodsystemet sedan monteras.

③ I sinnrika maskiner sammansmältes under successiv uppvärmning glas-kolven och glasfaten med det därpå monterade elektrodsystemet.

④ Medelst mekaniska pumpar och upphettning genom högfrekvent ström evakueras rören på den komplicerade "pumpningskarusellen".



enstaka exemplar kvar, varför den intresserade hänvisas till biblioteken.

- 1931: nr 10.
1932: nr 1, 2.
1933: nr 8, 9, 11.
1934: nr 4, 8, 9.
1935: nr 4, 6, 9, 10.
1936: nr 3, 4, 7, 9, 10, 12.
1937: nr 6, 11, 12.
1938: nr 1. Skivor, inspelningsteknik, Meyer-bild, speltid.
nr 5. Kontrollbord (förstärkare, mixer och korrektionsfilter).
nr 12. Distortionsindikator.
1939: nr 6. Inspelning och återgivning.
1940 (nr 1, 2, 4 och 5 orienterande artikelserie):
nr 1. Orienterande artikel.
nr 2. Motor och graveranordning.
nr 4. Skivmaterial; uppträdande framför mikrofonen.
nr 5. Mikrofonplacering m. m.
nr 9. Kristallgraverdosa.
1941: nr 9. Frekvenskurvan vid inspelning.
1942: nr 3. Förnyelse av skivor; slipning av gravernålar.
nr 7—8, 9, 10, 11. Rumsakustik och mikrofonplacering.
1943: nr 5. Frekvenskurvan vid inspelning och återgivning.
nr 7. Solfjädersmönster på skivan.

Rättelser

I artikeln »RC-oscillatorer» i januarinumret betecknar Q ej kretsens förlustfaktor utan dess godhetstal $\omega L/r$.

I artikeln »Provning av nätapparater» i februarinumret har av misstag ett fel blivit begånget, i det att i näst sista stycket står angivet, att grafiska symboler kunna ersätta svensk text. Fordran beträffande märkning av apparatuttagen enligt bestämmelserna är »svensk text eller symboliska bilder». Med »symboliska bilder» avses *icke* de gängse grafiska symboler, som förekomma i kopplingsschemor. För att beteckna ett jorduttag kan t. ex. begagnas en symbolisk bild, framställande en vattenledningskran, varvid ingen text erfordras, men om däremot det vanliga jordtecknet i kopplingsscheman användes, måste detta kompletteras med antingen symbolisk bild eller svensk text. De grafiska symbolerna kunna exempelvis komplettera den svenska texten, då sådan finnes angiven.

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.

»Tekniker 44.» Har byggt förstärkaren i nr 12, 1938, med 2 st. 6V6G som slutrör. Vid kontrollmätning av anodspänningen före isättningen av rören är denna 450 V till jord. Rören ifråga får ju ej ges mer än 300 V på anod och skärmgaller. Har följt beskrivningen i detalj. Vågar ej sätta i rören, då spänningen är så hög. Vad är att göra?

Svar: Vid likriktare med högvakuumsrör (i detta fall typ 80) är den avgivna likspänningen i hög grad beroende av hur mycket ström som tas ut. Ni har mätt spänningen utan belastning av likriktaren, vilket förklarar det höga spänningsvärdet. Om rören isätts (obs. bryt först strömmen!), sjunker spänningen till ca 350 V. Vidare går ca 20 V bort till gallerförspanning och ungefär lika mycket som spänningsfall över primärindningen i utgångstransformatoren, varför den återstående spänningen mellan anod- och katod ej nämnvärt kommer att överstiga 300 V.

»Vanlig pick-up.» Har en pick-up (nålmikrofon) för montering på vanlig resgrammofon. Har hört att det skall gå att använda en sådan som graverdosa, men har vid prov ej lyckats få något nämnvärt resultat. Finns det ej någon handbok om detta i marknaden?

Svar: Vissa typer lämpa sig som graverdosa, andra ej. Den typ som visas till höger i figuren på sid. 189 i »Radiolexikon», del 4,

brukar gå bra. Gummipackningarna måste vid användning som graverdosa vara så hårda, dvs. ankaret så styvt i sidled, att det ej genom trycket från skivan pressas fast mot ena polskon. Detta kan inträffa, om gravernålen sitter en aning snett (och det är svårt att få den att sitta alldeles rätt). Vid en pick-up bör ju ankaret vara lätttröligt i sidled, men detta gäller ej för en graverdosa. För övrigt bör konstruktionen vara någorlunda kraftig och den permanenta magneten stark, för att resultatet skall bli gott vid gravering. — Någon handbok om skivinspelning finns ej på svenska, men en mångfald artiklar ha publicerats i Populär Radio (se förteckning på annan plats i detta nummer).

»Reseradio.» Jag har en så gott som ny reseradio, som är fabriksgjord. Tal återges rent och bra, men musik och i synnerhet orkestermusik blir förvrängd och verkar något ekrällig. Varpå kan detta bero, och finns det något sätt att avhjälpa felet?

Svar: En reseapparat kan ej väntas återge orkestermusik på sådant sätt, att man får någon egentlig behållning av densamma. Detta beror på att den till högtalaren avgivna effekten är liten samt att högtalarens dimensioner äro små. Basregistret kommer därför ej fram i reproduktionen. Slutröret överbelastas lätt, då man försöker få upp ljudstyrkan, varvid förvrängning av ljudet inträder. Vid återgivning av soloinstrument bortfalla de kraftiga bastonerna, som eljest lätt överbelastar slutsteget (även om de ej höras i högtalaren), och dessutom nöjer man sig gärna med en lägre ljudstyrka, vilket allt gör att återgivningen blir mera njutbar.

Genom att medelst filter i förstärkaren (eller helt enkelt genom reducering av gallerkondensatorerna, som i »Den moderna batteritreaten» i Populär Radio nr 3 och 4, 1939) dämpa basregistret kan man åstadkomma en viss förbättring, så att musiken blir relativt njutbar. Denna utväg torde i allmänhet ej begagnas, när det gäller fabriksgjorda apparater.

BYTEN OCH FÖRSÄLJNINGAR

Under denna rubrik införa 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.

Populär Radio, årgångar före 1942, önskas köpa. Svar till I. Ericson, Vasavägen 19 A, Linköping.

Populär Radio, årgång 1941, inb. eller lös. ex. köpes. Svar till P. E. Heribertson, Klyvarvägen 7, Gröndal. Tel. 45 21 61.

Amerikanska rörtyper slutsäljas.

Amerikanska rörtyper av olika förstklassiga amerikanska och europeiska fabrikat utsäljas så länge lagret räcker med 25 % rabatt. För närvarande finnas så gott som samtliga typer på lager. På Sylvania lockin och metall-rör lämnas dock ingen rabatt. Vid beställning angiv ev. ersättningsrör. Orderna expedieras i den ordning de inkomma dock äger order med förskottslikvid företräde.

K. E. Kjellström Box 75 Bjärges.

OMLINDNING

av Transformatorer och Magnetspoler

ELEKTROTEKNISKA VERKSTADEN

Åkarp

Telefon 226

TRANSFORMATORER



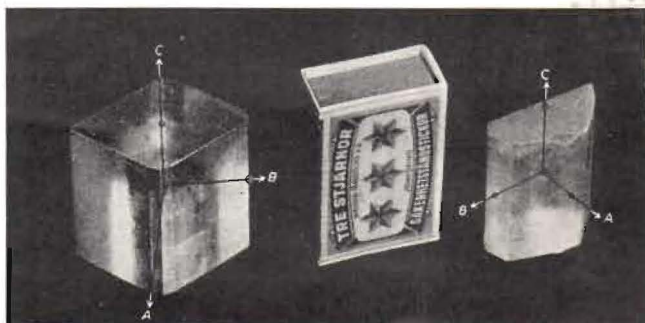
Standard och special-
typer för alla ändamål

*
TRANSFORMATORER
och DROSSLAR för
RADIO

*

A.-B. ERIK SUNDBERG

Transformatorfabrik — Tureberg
Telefon Stockholm 35 16 81, 35 16 72



NYHET

Råkristaller



Nyhet inom kristallfabrikationen
i Sverige!

PEARL

MIKROFONLABORATORIUM

har efter långvariga och metodiska experiment lyckats fram-
ställa en kristall med nya och överlägsna egenskaper. Dessa
äro högkapacitiva och lämna en betydligt högre utgångs-
spänning och såsom mikrofon en utomordentlig återgivning
över hela registret.

Vår kristalltillverkning är ej enbart specialiserad för mikro-
fonkristaller utan omfattar även framställning av kristaller
till gravedor och pick-ups ävenså till läkarevetenskapen
samt till vibrationsmätningar för cement- och betongpelare
m. m. Vid behov av kristaller för speciella ändamål, låt oss
lösa Edra problem.

PEARL

MIKROFONLABORATORIUM

FLYSTA

TEL. 36 26 27

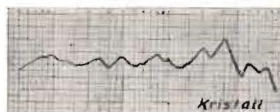
ORKESTERMIKROFON

av ny modell

Denna nya modell som nu introduceras i marknaden är av
allra högsta kvalitet som kan ställas på en orkestermikrofon.



Kristal
Dynamisk
Elegant
Stilfull



30—9.000 c/s



30—8.000 c/s

PEARL

MIKROFONLABORATORIUM

FLYSTA

Tel. 36 26 27

THE MICROPHONE CORP. AB

KUNGSGATAN 30 — STOCKHOLM

Kristallmikrofon TMC 776

Impedance: 5 megohm. Output — 52 DB (1 volt bar). Respons rätlinjig kurva från 30—9.600 per/sek. Kapacitet 1500 pF.



Kristallmikrofon TMC 777

Tekniska data lika föregående med undantag för känsligheten, som är — 48 DB.



Kristall Gitarmikrofon TMC 751

Output: 400 m/volt vid 0,001 inch motion. Impedance: 2 megohm. Kapacitet: 1200 pF. 30—7.000 p/s.

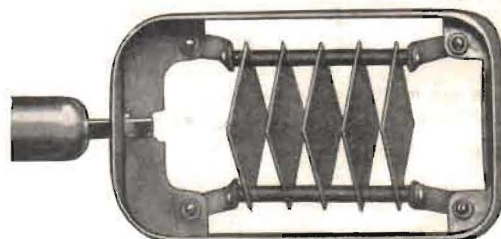
Kristall Vibrationsmikrofon TMC 735

Output: 300 m/volt vid 0,001 inch motion. Kapacitet: 1200 pF. 30—10.000 p/s.



Kristall Graverdosa TMC 775

för skivinspelning. Närmare data lämnas på begäran.



Soundcell TMC 780

Output — 56 DB. Impedance: 0,25 megohm. Kapacitet: 20.000 pF. Respons rätlinjig från 30—17.000 per/sek. 20 st. kristaller parallellt och seriekopplade.

Rekvirera specialbroschyr mot 20 öre i porto.

Ensamförsäljning

UNIVERSAL IMPORT AB

Tomtebogatan 2 - STOCKHOLM - Tel.: 33 38 18, 30 10 84