

RADIO OCH TELEVISION

NR 7

RT testar: Transistormottagare med UKV-område

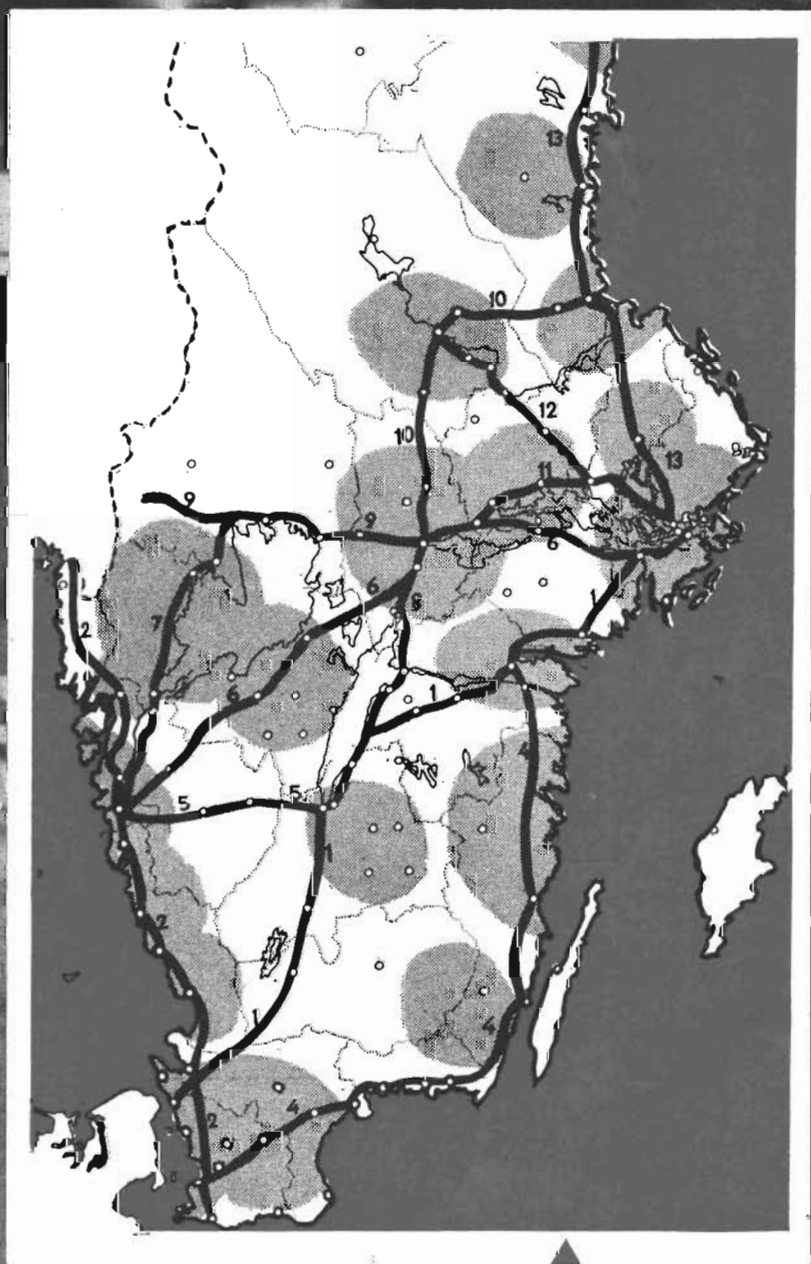
Aktuellt: Ny japansk videobandspelare

TV-teknik: Avböjningskretsar för 23" bildrör
Av ingenjör Sune Rosenberg

Teori: Tunneldioden
Av R W A Scarr

Tekniskt: Mätningar på transistorer
Av civilingenjör R Forshufvud

JULI • 1960 • PRIS 2:10 (inkl. oms.)



FM-NÄTET GER BÄTTRE BILRADIOMOTTAGNING

Se sid. 14

BYGG SJÄLV: MILLIVOLTMETER FÖR TONFREKVENNS

Beskrivning på sid. 32

EN ENASTÅENDE NYHET TILL ERA KUNDER

HELLESENS STEEL POWER V11-36

Det enda "leak-proof"
elementet i stålkapsel
Speciellt konstruerat
för transistormottagare

I HELLESENS laboratorier utvecklades och framställdes först V11-35 POWER, som är speciellt konstruerat för transistorradiation. Och nu har ännu en succé från HELLESENS kommit ut på marknaden!

V11-36 STEEL POWER — framtidens outhärliga, effektiva energikälla för transistormottagare!

V11-36 STEEL POWER har 7 påtagliga fördelar som gör det till det idealiska transistorbatteriet:

Fullständigt inkapslat i stål • Skyddar mot korrosion • Formfast och därför lätt att utbyta i radions batterihållare • Har dubbelt så många brukstimmar som andra existerande stavbatterier • Kan användas under alla klimatiska förhållanden • Synnerligen stor hållbarhet i lagring • Tiltalande och gediget utseende.

Sälj **V11-36 STEEL POWER** —
för större omsättning och tillfredsställda kunder.

HELLESENS V11-36 STEEL POWER —
ett stålstarkt batteri!





NR 7 • 1960 • ÅRG. 32

INNEHÅLL

	Sid.
För 25 år sedan	4
Problemspalten	6
LEDARE:	
Radion och bilen	13
AKTUELLT:	
FM-nätet ger bättre bilradiomottagning	14
Ny TV-testbild behövs!	15
Ny japansk videobandspelare	18
Av G RIBACK	
Avböjningskretsar för 23"-bildrör	20
Av S ROSENBERG	
RT TESTAR:	
Transistormottagare med UKV-område	16
TEORI:	
Tunneldioden — hur den arbetar och vad den kan användas till	22
Av R W A SCARR	
Dimensionering av kopplingar och kretsar med tunneldioder	25
Av P O LEINE	
Q	28
Av »CATHODE RAY»	
Mätningar på transistorer	30
Av R FORSHUFVUD	
Diagram för bestämning av förbrukad effekt i motstånd	31
Av M G HAMMOND	
BYGG SJÄLV:	
En millivoltmeter för tonfrekvens	32
Av J IDESTAM-ALMQUIST	
Till sist	46



Kombinerad Transistorprovare och Universalinstrument

Typ HSG

MAX FUNKE KG

Speciellt avsedd för service på halvledarapparatur. Synnerligen robust konstruktion. Genom att endast en omkopplare finnes, utföres alla mätningar automatiskt i rätt följd. Vridspoleinstrument 100 μ A med spännbandsupp-hängning. Stort lättläst instrument med spegelskala. Skallängd 78 mm. Transistorhållare i specialutförande för korta anslutningstrådar. Dessutom möjlighet till anslutning med krokodilklämmor. Inbyggd strömkälla (3 st 1,5 V celler).

Mätmöjligheter:

Transistorprovning: Provar såväl PNP som NPN transistorer upp till c:a 200 mW kollektorförlust. I_{CE0} 0—1000 μ A. Strömförstärkning Beta avläses direkt 0—100 eller 0—250.

Diodprovning: Provar alla slags dioder upp till 250 mA i framriktningen. Kontrollerar även läckström i spärriktningen, kortslutning eller avbrott.

Spänningsmätning: Likspänning 0—5, 10, 25, 100, 250 V. 10.000 Ω /V.

Motståndsmätning: 10 Ω —1M Ω i två områden.

Batteriprovning: Batteriet provas under normal belastning.

Netto kr **485:—**

ELFA Radio & Television AB

Holländargatan 9 A — Stockholm 3
Box 3075 — Tel. 240280



För 25 år sedan

Ur PR nr 7/35

»Televisionen i England» var rubriken på en aktuell artikel i PR nr 7/35. Det berättades där att sedan hösten 1929 hade Baird utfört experiment från en station i London på 261 m våglängd och med 30 linjer per bild och 12½ bilder per sekund. Enligt en BBC-utredning skulle man emellertid nu bygga en ultrakortvågssändare i London, från vilken BBC dagligen skulle utsända televisionsprogram med användande av ett system med minst 240 linjer per bild och 25 bilder per sekund. 180 000 pund skulle kostnaderna uppgå till under försöksperioden fram till 1936 då BBC:s koncession

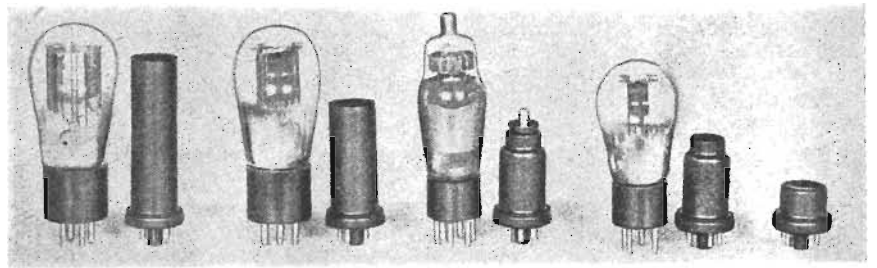
skulle utgå. Baird och Marconi skulle omväxlande få begagna försöksstationen för sina sändningar. Utredningen föreslog att man skulle placera sändaren i Alexandrapalatset, där det skulle byggas en mast i vars topp, 200 m ö.h. antennen skulle placeras. Sändaren skulle bli på 10 kW och det föreslogs att bildsändningen skulle ske på 6,6 m, ljudet skulle gå på 7,2 m.

»Enkel vågmeter med negadynkoppling» var en annan artikel i detta nummer som behandlade en anordning med elektronrör som fungerade med negativ resistans. Kopplingen påminner mycket om de som just nu tillämpas för tunneldioderna, varom det f.ö. finns artiklar på annan plats i detta nummer.

»Nya rör helt av metall» var en annan artikel, där de nya amerikanska metallrören presenterades. Om de nya metallrörens fördelar skriver referenten, signaturen »—TO»:

»De nya metallrören ha en hel del fördelar, rent elektriskt kunna vi notera att anod-galler-kapaciteten kunnat nedbringas ytterligare. Skärmningen mot yttre inflytelser får man så att säga gratis. Vidare är man fri från en rad fenomen som i vanliga rör härröra från den s.k. glasemissionen. Tack vare den robusta inre uppbyggnaden kunna rörens data något förbättras och dessutom lättare innehållas.»

Numera är man som bekant tillbaka till glasrören igen.



Metallrören, stor nyhet i PR nr 7/35.

GRUNDIG



Skydds- transformator RT 3

385:-

Fulltransformator,
lindad på ringkärna

Primärt

110 eller 220 volt,
40–60 Hz

Sekundärt

0–250 volt, konti-
nuerligt reglerbar

Belastning

0–90 volt, max 3 amp
90–250 volt, max 300 VA

Egenförbrukning

Ca 25 W

Mätinstrument

72 x 72 mm, klass 1,5

Mått

196 x 295 x 132 mm

Vikt

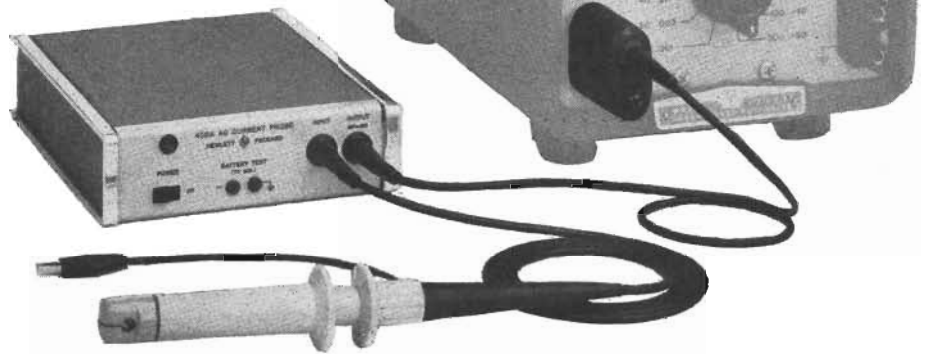
Ca 12 kg

GENERALAGENT • GEORG SYLWANDER AKTIEBOLAG • KUNGSGATAN 5–7 • STOCKHOLM • TEL. 24 14 80

hp 456A

VÄXELSTRÖMSMÄTSOND

**Direkt omvandling av växelström,
20 Hz – 5 MHz, till växelspanning
(1 ampere → 1 volt)
för avläsning på Ert oscilloskop
eller Er voltmeter.**



**Bara att häkta på
ledningen och läsa av:**

- Elektronrörskretsar.** betrakta strömmen på Ert oscilloskop eller mät den med en rörvoltmeter
- Transistorkretsar** mät små signaler dynamiskt utan att bryta ledningar eller belasta kretsen; studera dioder vid överslagspunkten
- Logiska kretsar** mät växelström, som är överlagrad på en likström
- Impedansmätning** mät med ett dubbelstråleoscilloskop ström, spenningsfall och fasvinkel
- Effektmätning.** avläs med dubbelstråleoscilloskop ström och spänning; kalkylera effekten
- Frekvensräkning** använd 456A med en räknare för att med mätsonden komma åt frekvensen
- Och vad sägs om detta?** Fasjämförelser hos bärfrekvenssignaler; bestämning av lämplig storlek hos instrument-säkringar, kabelidentifiering; respons hos magnetkärnor; strömtoppar hos kisellikriktare.

DATA

Känslighet: 1 mV/mA \pm 2 % vid 1 kHz

Frekvensområde: \pm 2 % mellan 100 Hz och 3 MHz
 \pm 5 % mellan 60 Hz och 4 MHz
 \pm 3 dB mellan 20 Hz och 5 MHz

Maximivärden: 1 A_{eff} i 2 A_{topp}

Max. likströmsnivå: Likström upp till 0,5 A har ingen märkbar inverkan

Ingångsimpedans: Mätsonden inför i mätkretsen en belastning av endast 0,03 ohm parallellt med 0,1 μ H

Utgångsbrus: Mindre än 50 μ V_{eff} (100 μ V vid nätanslutning)

Strömförsörjning: 10 kvicksilverbatterier, som normalt ger ca 400 timmars drifttid. Levereras alternativt för nätanslutning utan batterier. Merpris kr. 130.—

Storlek: 144 mm bred, 64 mm hög, 100 mm djup. Vikt ca 1,5 kg.

Pris: Kr. 1250.— fritt förfullat Stockholm.

Sätt helt enkelt mätsonden -hp- 456A omkring den ledare, som Ni vill mäta strömmen i och avläs eller studera växelströmmen direkt på en indikeringsanordning. Den direkta omvandlingen från mA \sim till mV \sim hos -hp- 456A tillåter avläsning upp till 1 ampere (effektivvärde). Instrumentets stora bandbredd möjliggör användning med oscilloskop för att observera komplexa strömkurvformer med stigtider ned till 0,08 μ s. Ingen direkt anslutning till kretsen är erforderlig; ingen belastning och ingen märkbar impedansförändring i den krets, som man mäter i.



Tillverkare:

HEWLETT-PACKARD COMPANY
Palo Alto, Calif.

Ensamrepresentant:

F:a ERIK FERNER
Box 56 – BROMMA – Vx 25 28 70

Problemspalten

Problem nr 4/60

blev ett utomordentligt populärt problem bland våra ärade lösare och bortåt ett hundratal lösningar har strömmat in från alla tänkbara platser i Skandinavien. Påfallande många kommer från Finland.

En bra och koncis lösning presenteras av signaturen *U D*: »Med beteckningar enligt fig. 1 blir strömstyrkan i kretsen

$$i = (u_0 - u) / R = C \cdot (du/dt) \quad (1)$$

och den till kondensatorn tillförda effekten

$$P = u i \quad (2)$$

som med insättande av strömmen enligt första delen av ekv. (1) kan skrivas

$$P = u(u_0 - u) / R \quad (3)$$

Deriveras denna ekvation med avseende på kondensatorspänningen får vi

$$dP/du = (u_0 - 2u) / R \quad (4)$$

och maximal effekt erhålles tydligen för

$$u = u_0 / 2 \quad (5)$$

dvs. när kondensatorspänningen uppnått halva batterispänningen.

Om vi förutsätter att spänningen över kondensatorn är noll vid uppladdningens början ($t=0$) erhålles genom integration av ekv. (1) den välkända formeln:

$$u = u_0(1 - e^{-t/RC}) \quad (6)$$

som ger $u = u_0/2$ för

$$t = RC \ln 2 \quad (7)$$

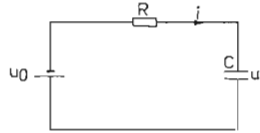


Fig 1

Effekten uppnår sålunda sitt maximala värde $P_{max} = u_0^2/4R$ vid tiden $RC \ln 2$ efter uppladdningens början, varvid kondensatorspänningen uppgår till halva batterispänningen.»

Tio kronor till sign. *U D*!

Från trakten av Nordpolen, närmare bestämt från Tromsø, Nordnorge, har *Finn Jensen* formulerat en liknande lösning, skriven på baksidan av en matsedel från en mycket dyr restaurang i Stockholm. 10: — kr även till hr Jensen som ett ringa bidrag till kostnaden för den på matsedeln påtecknade supén med bl.a. Crêpes à la Reine, laxforell Moutard samt Gâteau du Jour.

Nils Mårtensson i Stocksund avfärdar på fem rader problemet på följande sätt:

»Kondensatorn betraktas som yttre krets, anpassningsvillkoret ger då omedelbart

$$P_{max} = u^2/4R$$

Som vanligt gäller för spänningen u över en kondensator under uppladdning:

$$u = u_0(1 - e^{-t/RC})$$

Anpassning implicerar $u = u_0/2$, dvs.

$$1/2 = e^{-t/RC}$$

varav

$$t = RC \log 2$$

Det är flera som varit inne på den genvägen, exempelvis hr *Tore Ulltin*, Stockholm, och teknolog *Jan Erik Sigdell*, Göteborg.

En lösare påpekar att strömkällans emk bör betecknas med E i stället för u_0 ; detta motiveras med att emk:ens storlek ej är beroende av strömmen som fallet är med en spänning, exempelvis en polspänning. Rätt anmärkt!

Ordentliga utredningar med nog så intressanta utvecklingar med kurvor och diagram i långa banor har utförts av en hel del problemlösare, men problemred. anser inte att man skall uppmuntra att mera våld brukas än nöden kräver, så extrapris



Type Number	BV _{max} volts	BV _{CC} volts	T _j °C	I _c amps	h _{FE} @ I _c amps
2N1208	50	60	100	5.0	22
2N1209	50	60	100	5.0	35
2N1275	80	60	100	5.0	22
2N1284	100	60	100	3.0	35
2N1362	100	75	100	5.0	22
2N1363	100	75	100	3.0	15
2N1364	120	100	100	3.0	22
2N1365	120	100	100	5.0	35
2N297A	80	40	95	5.0	10
2N297A (SIL. G)	80	40	95	3.0	20
2N1011	80	60	95	3.0	50
2N1911 (SIL. G)	80	40	95	3.0	50

Type Number	BV _{max} volts	BV _{CC} volts	T _j °C	I _c amps	h _{FE} @ I _c amps
2N1328	40	50	100	5	30
2N1330	40	45	100	5	30
2N1331	80	60	100	5	40
2N1332	100	75	100	5	50
2N1333	120	90	100	5	50
2N1334	40	30	100	5	50
2N1335	60	45	100	5	50
2N1336	80	60	100	5	50
2N1337	100	75	100	5	50
2N1338	120	90	100	5	50
2N1339	40	50	100	5	75
2N1340	60	45	100	5	75
2N1341	80	60	100	5	75
2N1342	100	75	100	5	75
2N1343	120	90	100	5	75
2N1344	40	30	100	5	110
2N1345	60	45	100	5	110
2N1346	80	60	100	5	110
2N1347	100	75	100	5	110
2N1348	120	90	100	5	110

Type Number	BV _{max} volts	BV _{CC} volts	T _j °C	I _c amps	h _{FE} @ I _c amps
2N1227	40	50	100	10.0	18
2N1228	60	65	100	10.0	18
2N1229	80	60	100	10.0	18
2N1230	100	75	100	10.0	18
2N1231	80	40	95	10.0	30
2N1232 (SIL. G)	80	40	95	10.0	10

Type Number	BV _{max} volts	BV _{CC} volts	T _j °C	I _c amps	h _{FE} @ I _c amps
2N1349	40	50	100	25	20
2N1350	60	45	100	15	20
2N1351	80	60	100	15	20
2N1352	100	75	100	15	20
2N1353	40	30	100	15	45
2N1354	60	45	100	15	45
2N1355	80	60	100	15	45
2N1356	100	75	100	15	45
2N1357	40	50	100	15	75
2N1358	60	45	100	15	75
2N1359	80	60	100	15	75
2N1360	100	75	100	15	75

Type Number	BV _{max} volts	BV _{CC} volts	T _j °C	I _c amps	h _{FE} @ I _c amps
2N1162	30	35	100	25	25
2N1163	50	35	100	25	25
2N1164	80	60	100	25	25
2N1165	80	60	100	25	25
2N1166	100	75	100	25	25
2N1167	100	75	100	25	25

3A

MOTOROLA

erbjuder 72 olika krafttransistorer

5A

Samtliga krafttransistorer med 0,8° C/watt termisk resistans

10A

BEGÄR UPPLYSNINGAR FRÅN

15A

GENERALAGENTEN

M. STENHARDT AB

25A

BJÖRNSSONSGATAN 197

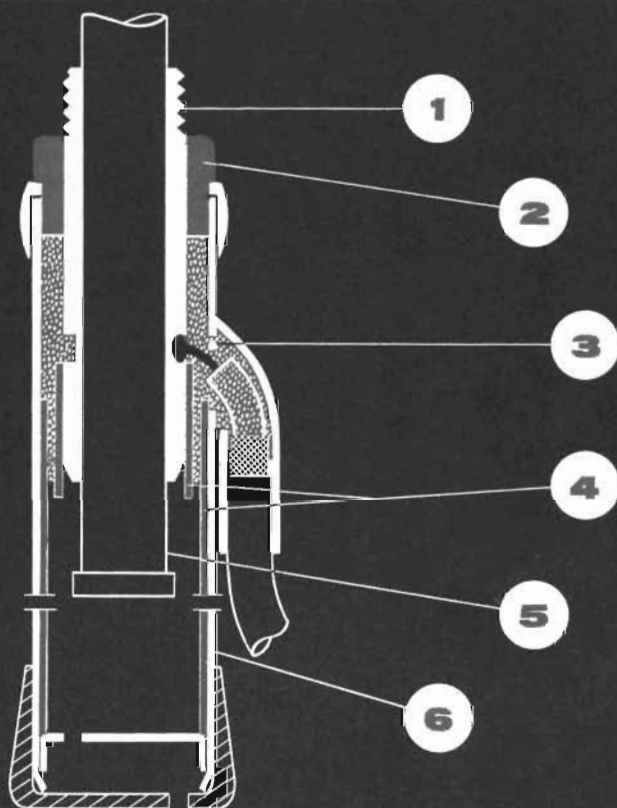
BROMMA • TEL. 87 51 35

Fakta

KAN EN
TORPEDANTENN
VARA 100 %
FUKTSÄKER?

För att bilradion skall kunna arbeta normalt oavsett väderleksförhållande krävs en vattentät antenn. Torpedantenner är speciellt svåra att få helt fuktsäkra.

*om
kvalitet*



- | | |
|-------------------------------|------------------------|
| 1 Friktions- och kontakthylsa | 4 Plasthylsa |
| 2 Isolator | 5 Antenn |
| 3 Gjutharts | 6 Skärm- och fästhylsa |

*Skandinaviens
ledande
antenn tillverkare*



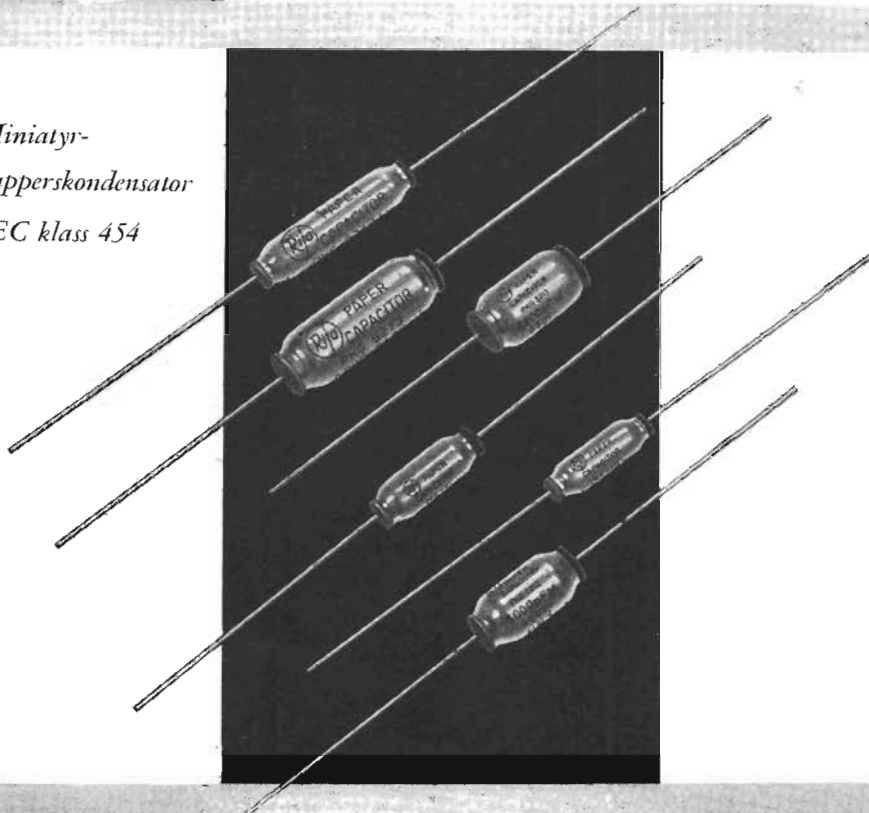
Skissen visar hur Allgon AR4 och AR4-L är konstruerade. Insidan är helt isolerad med plaströr och antennhuvudet är sammangjutet med en elektriskt och mekaniskt högvärdig gjutharts. Detta innebär att den fukt som tränger ned eller kondenseras i antennen icke kan förändra isolationsmotståndet. Även en kort utvändigt isolationssträcka försämrar antennens prestanda vid fuktig väderlek. Beträffande detta se vår annons i RoT nov. 1959.

ANTENNSPECIALISTEN



PRESENTERAR TYP PKG 521

Miniatyr-
papperskondensator
IEC klass 454



PKG 521

är det rätta för Er som behöver en kontaktsäker, skaksäker, temperaturtålig, isolationsstabil och fuktsäker papperskondensator i komprimerat format. PKG 521 har sin kvalitet dokumenterad genom IEC-mässig provning enligt klass 454. Avsedd i första hand för industriell och militär elektronisk utrustning.

Leverans med eller utan yttre isolerhölje av plast.

Begär katalogblad C 38.

LEVERANS FRÅNLAGER

PKG 521 har utomordentligt goda egenskaper:

Stort temperaturområde -55 till +85°C (100°C)	Kapacitansområde 470 pF—0,068 μF
Full kontaktsäkerhet	Kapacitanser Internationella E6-serien samt multiplar av talvärdena 2 och 5
Hög isolationsresistans	Märkspänningar 250, 400 och 630 V=
Oöverträffat fuktskydd	

AKTIEBOLAGET RIFA

Telefon Stockholm (010) 26 26 10 • Bromma 11

ett -företag



► 6

för några sådana lösningar kommer inte ifråga.

Den teknolog som skriver på följande sätt: »— liksom magen, när den är tom, måste även kondensatorn kunna tillföras störst effekt när den är tom, dvs. omedelbart vid uppladdningens början —», bör nog skärpa sig vid sina fortsatta studier.

Så är det dags för ett nytt problem, insänt av Erik Christersson i Bromma, som lyder:

Problem nr 7/60

En transformator skall förses med ett antal separata sekundärlindningar, så valda att man genom yttre hopkoppling av dessa på lämpligt sätt, kan erhålla en polspänning på ett godtyckligt antal volt (heltal) från 1 V till 40 V. Bestäm minsta erforderliga antal lindningar och deras polspänning.

Rätta lösningen på detta problem kommer i nr 10/60 av RT. Särskilt eleganta, roliga eller intressanta lösningar belönas med en tia. Lösningar skall, för att bli bedömda, vara red. tillhanda senast den 15 augusti 1960. Skriv »Månadens problem» på kuvertet. Adress: RADIO och TELEVISION, Box 21060, Stockholm 21. Förslag till nya problem tas gärna emot och honoreras med 35:— kronor.

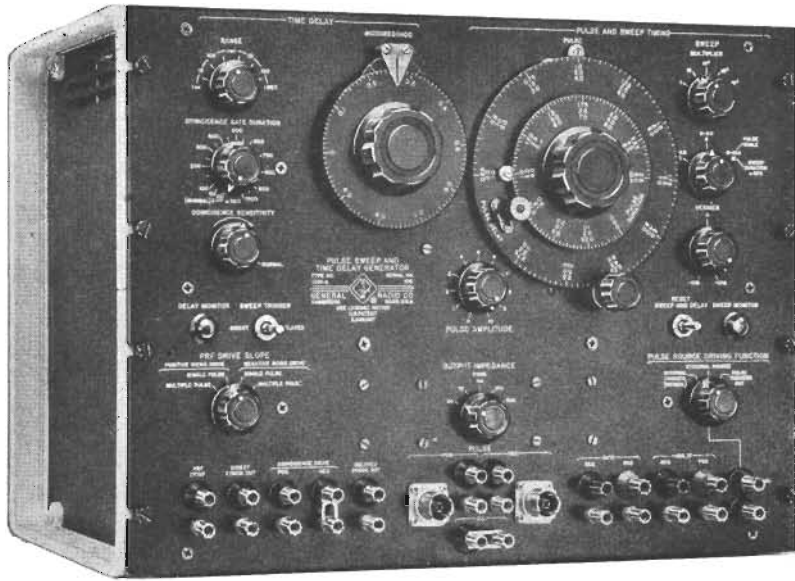
► 15 FM-nätet ger bättre ...

rätt, så att FM-detektorn »mätas». Man kan f.ö. ta minimum tändstörningar som avstämningsindikation.

Om man tog ut mottagarna ur bilen i det fria i öppen terräng kunde god mottagning erhållas på upp till 70 km från »definitiva» FM-sändare med 300 m antennhöjd och ca 45 km från provisoriska FM-sändare med lägre antennhöjd. I de flesta fall erhöles härvid väsentligt störningsfriare mottagning med mindre brus på UKV än vid mottagning på mellanvåg och långvåg med ferritantenn.

► 10

AB GYLLING & CO
Centrum
för allt i TV



FÖR PULS- LABORATORIET



3 instrument i 1

Puls-, svep- och tidsfördröjningsgenerator typ 1391-A med extremt område för pulsbredd, repetitionsfrekvens och tidsfördröjning.

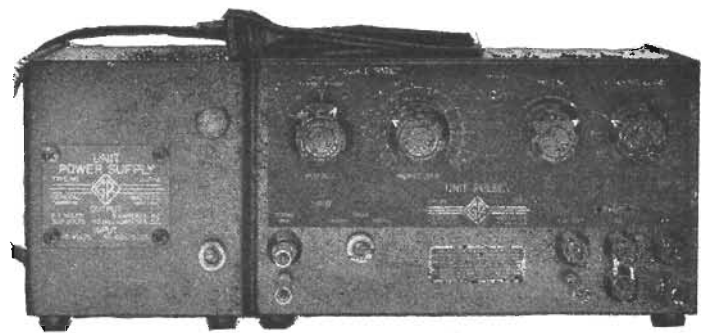
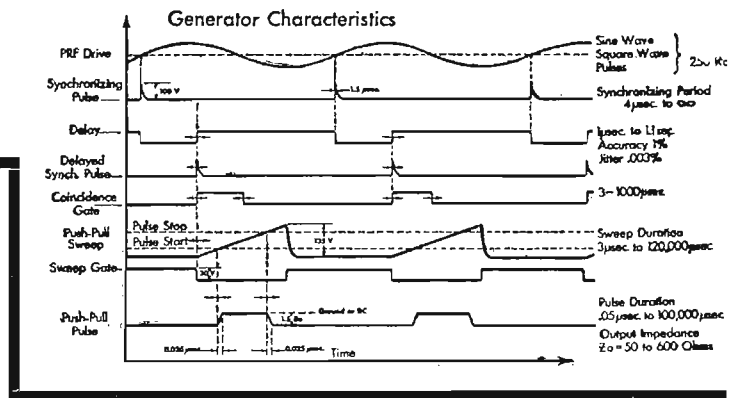
Huvuddata:

- Pulsbredd: 0,05 μ s till 1,1 s med $\pm (1\% + 0,05 \mu$ s) noggrannhet. Stig- och falltid max. $0,025 \pm 0,01 \mu$ s.
- Svep: 3, 6 eller 12 μ s till 30, 60 eller 120 ms i 5 områden med bättre än 1% linjäritet.
- Fördröjning: 1 μ s till 1,1 s med 2% absolut noggrannhet.
- Utgång: 50, 72, 94, 150 och 600 ohm i push-pull med maximal ström 150 mA.

Har Ni behov av ett något mindre avancerat instrument föreslår vi

GR:s "UNIT PULSER" typ 1217-A

Denna lilla pulsgenerator ger pulser från 0,2 till 60.000 μ s repeterat från 0 till 100 kHz med stigtid max 0,05 μ s och kostar mindre än en femtedel av vad den stora 1391-A gör. Vidare lämnar den + 20 V över 200 ohm och - 60 V över 1.500 ohm. Krävs större uteffekt kan denna generator kompletteras med »Unit pulse amplifier» typ 1219-A, varvid upp till 600 mA erhålles i 50 till 570 ohm med förhållandet 0,05 mellan pulsbredd och repetitionsfrekvens. Motsvarande ström för fyrkantvåg är 250 mA.



Begär specialbroschyr av generalagenten:

Telefon
Växel 63 07 90

★ FIRMA *Johan Lagercrantz* ★

Värtavägen 57
Stockholm No

UKV-sändarens räckvidd

Kartan på s. 14 visar ungefärliga räckviddsområdena för de UKV-sändare som f.n. (omkring 1 juli) är i gång i Sverige med räckviddsgränsen dragen vid en fältstyrka av ca 1 mV/m, vilket ungefär motsvarar den fältstyrka vid vilken det är möjligt att i gynnsamma lägen ta emot sändningarna med en FM-mottagare i bil (utan yttre antenn). I denna karta är de större riksvägarna inritade.

Det bör påpekas att många av de i kartan inritade UKV-sändarna är provisoriska, de kommer att så småningom få betydligt högre effekt, de flesta 60 kW, och större masthöjd, ca 300 m. Det betyder att väsentligt större räckvidder kan påräknas för de stationer som nu går som provisorier. Vilka sändare som f.n. är provisoriska är angivet i tab. 1.

Behövs bilradiolicens?

I den mån apparaten endast tillfälligt utnyttjas för mottagning i bilen föreligger ingen skyldighet att lösa speciell bilradiolicens för mottagaren. Den går då på ordinarie hemmalicensen, som är giltig även för reseradiomottagare.

Vill man ha en mera permanent installation av mottagaren i bilen kan man förse bilen med en yttre bilradioantenn, som vid bilradiomottagning anslutes till transistor-mottagaren. Man får då ha ett kontaktdon, med vars hjälp man ansluter den yttre antennen till mottagaren. Användes mottagaren endast tillfälligt i bilen är man inte heller i detta fall skyldig att lösa särskild bilradiolicens. Men man får kanske vara

beredd på att man kan få bevisa att så verkligen är fallet.

Sammanfattningsvis kan man säga att transistor-mottagare med UKV-band ger god mottagning i bil inom stora delar av landet. I den mån de skall användas högst några mil från närmaste FM-station behövs knappast någon yttre antenn på bilen, man kan då använda den i stället för en fast inmonterad bilradiomottagare. ●

Tabell 1. Data för svenska UKV-sändare i drift den 1/7 1960.

FM-station	Frekvens (MHz)		Effekt kW	Masthöjd (m)	Anm.
	P1	P2			
Arvidsjour	89,4	93,0	15	72	provisorisk
Boden	94,5	99,4	15	72	provisorisk
Bollnäs	91,8	96,0	15	72	provisorisk
Borlänge	89,4	93,0	15	72	provisorisk
Borås	88,5	94,6	3	72	provisorisk
Bäckefors	92,7	96,8	15	72	provisorisk
Emmaboda	89,4	93,0	15	76	provisorisk
Gällivare	90,0	93,6	15	30	provisorisk
Gävle	93,9	98,7	15	72	provisorisk
Göteborg	92,1	96,3	15	76	provisorisk
Halmstad	91,2	95,4	15	72	provisorisk
Hälsingborg	92,8	95,7	3	110	definitiv
Hörby	88,8	92,4	60	300	definitiv
Malmö	93,3	98,7	3	80	definitiv
Norrköping	90,0	93,5	15	72	provisorisk
Nässjö	92,4	99,0	15	72	provisorisk
Skövde	95,1	97,5	15	76	provisorisk
Sollefteå	93,3	98,1	15	72	provisorisk
Stockholm	92,4	96,6	60	193	definitiv
Storuman (Stensele)	87,6	91,2	15	72	provisorisk
Sundsvall	92,7	96,9	15	74	provisorisk
Uddevalla	89,1	93,1	3	100	provisorisk
Uppsala	90,4	94,8	5	111	definitiv
Varberg	87,6	93,6	3	120	provisorisk
Västervik	91,8	96,0	25	180	definitiv
Västerås	95,7	98,4	15	72	provisorisk
Örebro	87,9	91,5	60	320	definitiv
Ostersund	87,9	91,5	60	200	definitiv







Ledande märke för
radio- och TV-rör,
bildrör, transistorer,
germaniumdioder





**SE OCH HÖR
med
VALVO-RÖR**

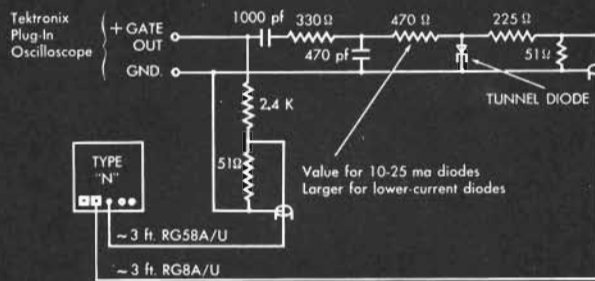
CONSERTON

radio TV

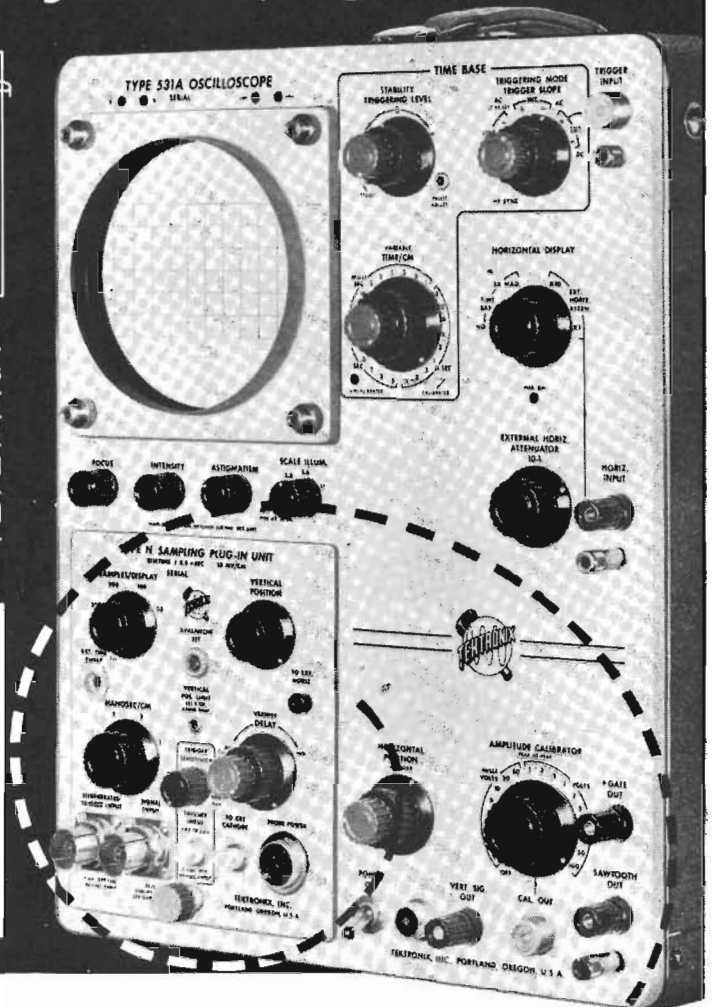
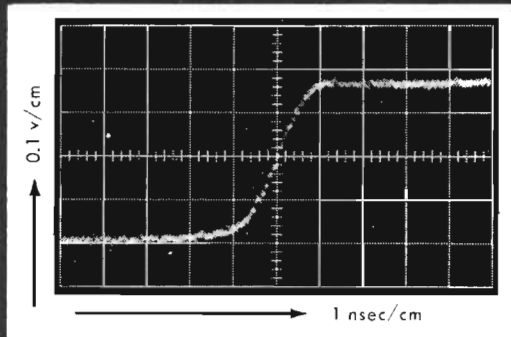


AB STERN & STERN
Avd. Elektronrör
STOCKHOLM. Tel. 010/25 29 80
GÖTEBORG. Tel. 031/17 72 20
MALMÖ. Tel. 040/713 20

Mätning av omkopplingstider för tunneldioder med Tektronix typ N plug-in "samplingenhet"



En bekväm och billig metod för uppmätning av omkopplingstider (nanosekunder) för tunneldioder (Esaki) visas ovan. Ett Tektronix oscilloskop för insatsförstärkare ger både lämplig strömmatning till dioden och en styrpuls för N-enheten. N-enheten anslutes på vanligt sätt och oscilloskopets svepgenerator inställas för självsvängning med en svephastighet av $1 \mu\text{s}/\text{cm}$. »Gate out» ger förutom startpuls till N-enheten även en fördröjd strömmatning med liten ändringshastighet, vilket tillåter dioden att helt bestämma omkopplingstiden.



NYHET "PULS-SAMPLINGENHET" för alla Tektronix plug-in oscilloskop

Den nya N-enheten förvandlar Ert Tektronix plug-in oscilloskop till ett »puls-sampling»-oscilloskop med en stigtid på 0,6 nanosekund. Användningsområden, där signalkällan kan ge en »förtrigger» t. ex. som ovan, fordrar ingen ytterligare apparatur.

För ett komplett flexibelt »puls-sampling system» tillverkar Tektronix även en pulsgenerator med »Trigger Takeoff», en 60 ns fördröjningslinje, en förtrigger-puls-generator och flera andra tillbehör. Kontakta oss för närmare upplysningar och om så önskas för demonstration av N-enheten eller hela systemet.

Tillverkare:

TEKTRONIX, INC.

Portland, Oregon

DATA

- 0,6 ns stigtid (ca 600 MHz)
- 10 mV/cm känslighet (2 mV eller mindre amplitudbrus)
- 1, 2, 5 och 10 ns/cm ekvivalent sveptid (20 till 50 ps tidsbrus)
- 50 ohm ingångsimpedans
- 50, 100, 200 eller 500 »samples» per kurva
- »Sampling»-frekvens 50 Hz till 100 kHz
- ± 120 mV min. linjärt område (max. inspänning 4 V)
- Triggerbehov: +0,5 V, 1 ns längd, 40 ns före signalen. Återställningstid 10 μs . Dividerar ned från 50 MHz.

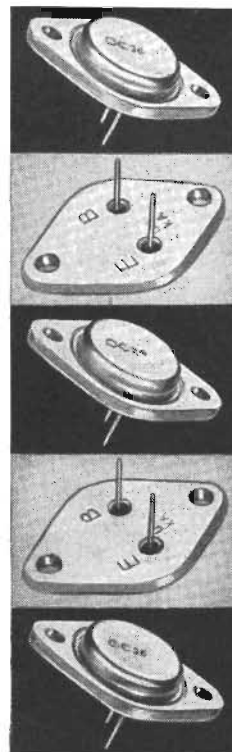
Ensamrepresentant:

ERIK FERNER AB

Box 56 BROMMA Vx 25 28 70

5

nya effekt-transistorer



OC 26

OC 28

OC 29

OC 35

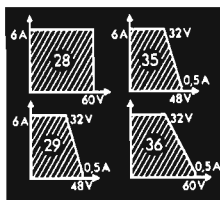
OC 36

för effektförstärkning och switchtillämpningar

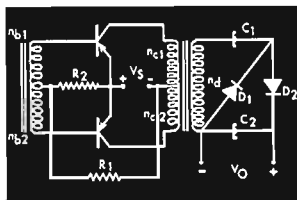
Ett nytt utförande gör att dessa transistorer har en höjd av endast 7 mm – exklusive stift. Den termiska resistansen mellan kristallen och höljets botten är $1,5^{\circ} \text{C/W}$. Den stora bottenytan ger god termisk kontakt med bottenplåten. OC 28 är speciellt utvecklad för likspänningsomvandlare och kan styra en ström av 6 A vid en **samtidig** spänning av 60 V.

Typ	Användningsområde	$-I_C \text{ max}$	$-V_{CE} \text{ max}$	$h_{FE} \text{ vid } -V_{CE} = 1 \text{ V}$	
				1 A	3 A
OC 26	Slutsteg i förstärkare	3,5 A	32 V	20–60	15–50
				1 A	6 A
OC 28	Likspänningsomvandlare	6,0 A	60 V	20–55	15–30
OC 29	Allmänna switchändamål	6,0 A	48 V*	45–130	35–80
OC 35	" "	6,0 A	48 V*	25–75	20–45
OC 36	" "	6,0 A	60 V*	30–110	20–65

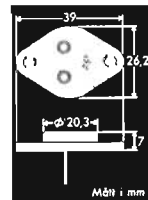
*Se reduceringskurvor



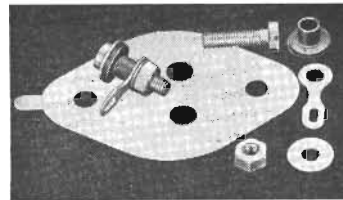
Då transistorn arbetar innanför det streckade området inträffar inga genombrottsfenomen.



Typiskt schema för likspänningsomvandlare med OC 28



Höjden är endast 7 mm exklusive stift



Monteringssetts bestående av glimmerskiva, blybricka och skruvgenomflöringar levereras på begäran.


PHILIPS Postbox 6077 • Stockholm 6
 telefon 010/349500
AVD. ELEKTRONRÖR och KOMPONENTER



Omslagsbilden för detta nummer visar en av de på sid. 16 testade transistor-mottagarna med UKV-område. Den i bilden infällda kartan med de viktigare riksvägarna inritade, visar beräknad räckvidd för en del svenska UKV-sändare. Se artikel på sid. 14.

RADIO och TELEVISION

Förlag och tryck Nordisk Rotogravyr, Stockholm 1960

Ansvarig utg. BENGT SÖDERSTAM
Chefredaktör JOHN SCHRÖDER
Annonschef GUNNAR LINDBERG
Försäljningschef THURE BYLUND

Postadress RADIO och TELEVISION
Box 21060, Stockholm 21

Telefon 28 90 60 (växel)
Telegramadress Rotogravyr, Stockholm
Postgirokonton 19 65 64

Pren.-pris 1/1 år 20: 30, 1/2 år 10: 90
(därav oms —: 80 resp. —: 40)
Utanför Skandinavien: helår 24: 50
Lösnummerpris 2: 10 (inkl. oms.)

Eftertryck av artiklar, helt eller delvis,
förbjudet utan speciellt tillstånd

I kommande nummer:

Transistorn i närbild Om klirrfaktormätningar i anläggningar för ljudåtergivning Exponentialhögtalare för 25 W Byggbeskrivning av en 12 W elektromagnetisk nätspanningsomformare.

Radion och bilen

Utbyggnaden av de svenska FM-näten har ju — sedan väl det ominösa trådradioprojektet i största stillhet begravts — kunnat ske i alltmer accelererad takt. Tack vare samordningen av TV- och FM-näten sker nu en sund utbyggnad av det svenska distributionsnätet för rundradio. Genom att i stor utsträckning provisoriska stationer bygges upp har utbyggnadstakten kunnat hållas mycket hög. Televerket har här visat sin förmåga att bemästra åtskilliga tekniska och organisatoriska problem och har faktiskt lyckats med konststycket att ta igen åtskilligt av de gångna årens försummelser ifråga om rundradionäten.

Redan nu täcks icke obetydliga delar av vårt land av provisoriska FM-sändare och om ytterligare något år eller två är övervägande delen av vårt land fullt FM-täckt med program 1- och program 2-sändare. Samtidigt med detta har apparatbeståndet i Sverige förnyats i sådan grad att större delen av befolkningen numera har möjligheter att tillgodogöra sig FM-sändningarna på UKV.

Samtidigt har det kommit fram transistor-mottagare som även inkluderar ett UKV-band för mottagning av FM-sändarna. Intressant i detta sammanhang är att speciella bilradiomottagare i och med tillkomsten av dessa UKV-transistormottagare förlorat en hel del av sitt existensberättigande. Det visar sig nämligen att en portabel transistor-mottagare med FM-område gör praktiskt taget samma tjänst som en bilradiomottagare — åtminstone när det gäller mottagning av de svenska programmen, vilket framgår av den utredning som RT presenterar på annan plats i detta nummer.

Att speciell ljudradiolicens inte kan utkrävas för dylika, i bil tillfälligt utnyttjade mottagare (för dem gäller den licens man har för hemmaradion) är naturligtvis nå-

gonting som gör dem dubbelt attraktiva för det övervägande antalet bilägare, som vanligtvis endast utnyttjar sin bilradio på semestrar och weekendresor.

Det fullt utbyggda FM-nätet innebär en revolution ifråga om rundradioförsörjningen på denna sektor. Med hänsyn till ökad fritid och bilismens snabba tillväxt torde också bilradiomottagning i denna form bli av dominerande betydelse, åtminstone sommartid. Därmed ställs emellertid ökade krav på att FM-näten anpassas efter de större bilvägarnas sträckning, och en vidare utbyggnad av FM-näten med hänsyn härtill torde därför bli ofrånkomlig.

På sid. 14 i detta nummer visas en karta med nuvarande UKV-sändares täckningsområden och med de större riksvägarna inritade. Man ser på denna karta att bl.a. på riksettan Stockholm-Malmö finns det en hel del vita fläckar, exempelvis i södra delen av Södermanland, i Östergötland och i stora delar av Småland. Man kan med fog kräva att radioförsörjningen med UKV-sändare utefter denna den viktigaste riksvägen i Sverige förbättras. I första hand bör de nu antydda luckorna täckas, exempelvis med ytterligare en eller två FM-sändare i Småland, en i exempelvis Linköping och en i Nyköping.

(Sch)



FM-nätet ger bättre bilradio-mottagning

RT har gjort en del prov med ett antal transistormottagare med UKV-område för mottagning av FM-sändare. Avsikten har varit att undersöka möjligheterna för mottagning i bil under olika förhållanden.

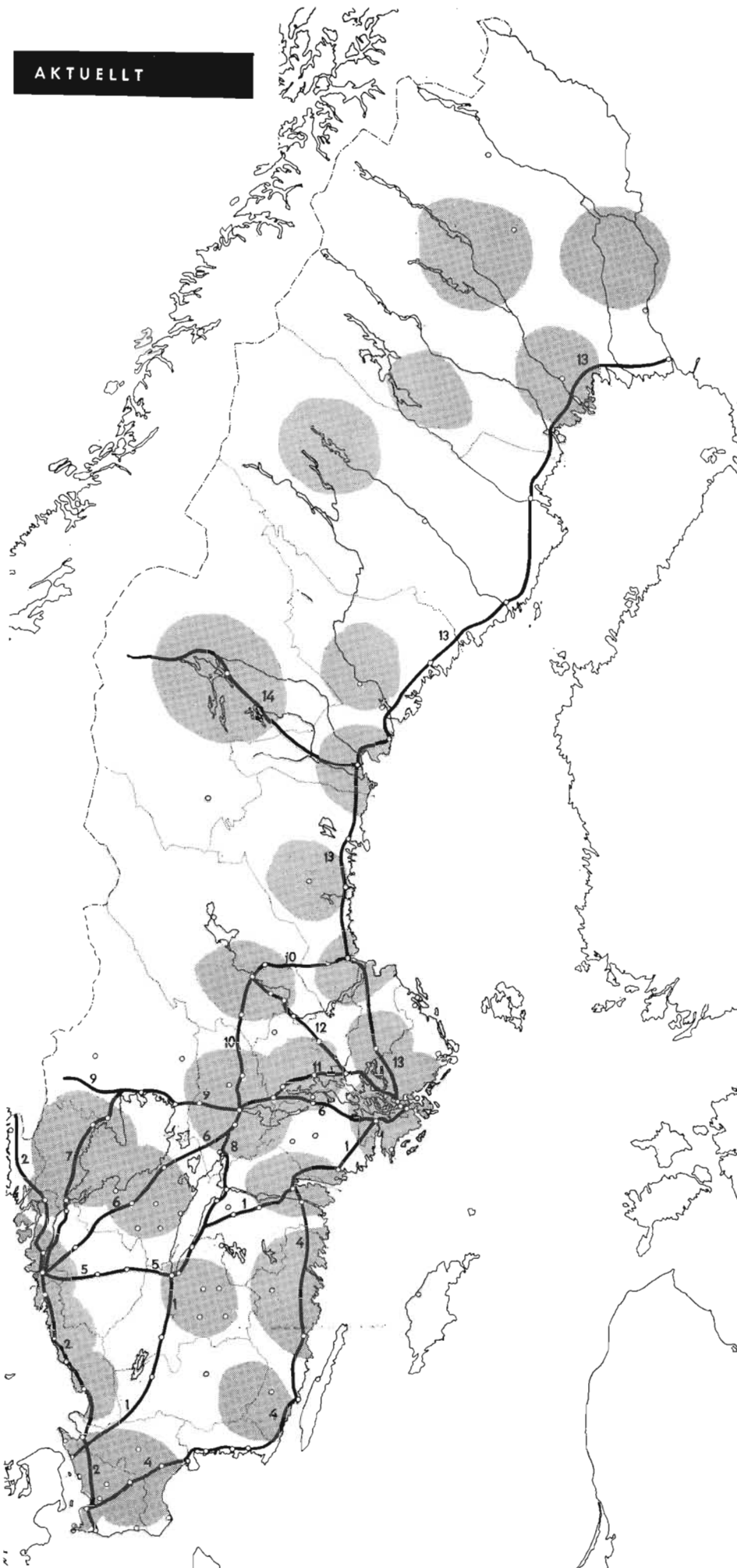
och med att det kommit fram transistorer som går bra på ultrakortvåg har det blivit möjligt att tillverka resemottagare med transistorer, som även inkluderar FM-bandet. En hel del dylika mottagare har också dykt upp på svenska marknaden, både svensktillverkade och importerade. De är ännu rätt dyra men man kan lugnt utgå från att när väl UKV-transistorerna kommer i serieproduktion kommer priserna på dem att gå ner och därmed också priserna på resemottagare med UKV-område.

Många frågar sig nu om man inte mer eller mindre kan ersätta bilradiomottagaren med en lätt transportabel transistor-mottagare med UKV-band som tar både program 1 och 2 och på så sätt slå två flugor i en smäll.

Yttre antenn onödig

RT har gjort en liten undersökning av detta och funnit att i områden med någorlunda hög fältstyrka går en UKV-transistormottagare bra att använda i bilen även utan särskild yttre antenn. Detta är en omständighet som knappast kan överskattas. Bilradioantennerna är inte särskilt populära annat än bland bilverkstäderna. Montering av en antenn på en bil innebär ju att man måste borra hål på flygelplåten — inte särskilt tilltalande! — och dylika antenner korroderar ganska fort och måste ersättas då och då. Ur många synpunkter vore det därför bättre om man kunde komma från yttre antenn. Ferritantenner i transistor-mottagare för mellanvåg har inneburit ett framsteg i detta avseende. Och det visar sig nu också i praktiken att de små spröantennerna som användes i transistormottagare för UKV-mottagning faktiskt är ganska effektiva, även om apparaten befinner sig inne i bilen.

RT har testat fyra mottagare, varvid dels den inbyggda antennen i respektive mottagare utnyttjades, dels en yttre bilantenn av ordinär typ. Även en provisorisk antenn-tråd, uppspänd inne i bilen, provades och vidare gjordes en del prov utanför bilen,



Karta, visande beräknad räckvidd för svenska UKV-sändare (räckviddsgräns vid fältstyrkan = 1 mV/m). I kartan är de viktigare riksvägarna inritade.

motsvarande förhållandena vid rastning i det fria.

Proven gjordes på en del sträckor på riksvägarna 1, 6, 7, 9 och 11. Det visade sig härvid att mottagning med de inbyggda apparatantennerna på UKV gav god mottagning upp till ca 30—45 km från de större FM-sändarna med 300 m masthöjd, exempelvis Nacka och Örebro. I synnerhet den senare sändaren har — tack vare sin placering på Kilsbergen — en förbluffande räckvidd. Tack vare den störningsbegränsning som erhålles i FM-detektorn i UKV-mottagare visar sig impulsstörningar från bilens tändsystem föga besvärande annat än vid mycket låga fältstyrkor. Mottagning inne i bilen gick bitvis bra även på större avstånd, ända upp till 60 km, men här inverkade terrängens beskaffenhet, exempelvis dämpade tät skog kraftigt och i dalgångar kunde mottagningen bli mycket dålig. I tätbebyggda samhällen skiftade ljudstyrkan kraftigt och ofta uppträdde även s.k. snabbfading som kan bli ganska besvärlig.

När man kommer på dessa avstånd börjar också tändstörningar från den egna bilmotorn och från mötande bilar — framförallt är Saab-bilar svåra störningskällor — att bli ganska irriterande. På större avstånd, över 60 km från de större FM-sändarna, kan man inte längre räkna med tillfredsställande mottagning på UKV med utnyttjande av apparatantennen.

Västerås FM-sändare, som har 15 kW erp men relativt otillfredsställande antennanläggning, kommer inte in förrän på avståndet 25—30 km från Västerås och njutbar blir mottagningen först ca 20 km från sändaren. Detta hänger samman med den låga sändningseffekten (15 kW) och framförallt den låga antennhöjden (76 m) för den provisoriska sändaren där.

Kompletterar man antensprödet på UKV-transistormottagaren med en isolerad trådstump som med en pålödd krokodilklämma anslutes till transistormottagarens antenn, kan man i allmänhet påräkna en väsentlig förbättring, detta i synnerhet om man spänner tråden mellan bakrutan (använd sugfot!) och mottagaren, placerad i framsätet.

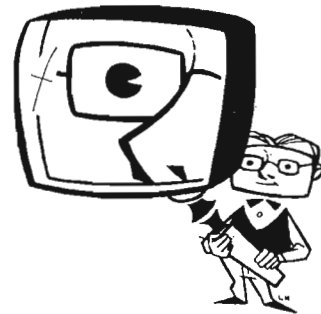
Använder man en yttre bilantenn ökas området för god mottagning ytterligare (det finns lösa yttre bilradioantennor som lätt kan appliceras på en sidoruta i bilen).

Genomgående är dock — det är den allvarligaste nackdelen med transistormottagare i bilen — den tillgängliga uteffekten för liten från transistorapparaterna för att man vid högre fart — uppåt 80—90 km/timmen skall få tillfredsställande ljudnivå som överröstar motorljud m.m. i bilen.

Mottagning på FM-området visade sig i de flesta lägen vara bättre och störningsfriare än mottagning på mellan- och långvåg med ferritantenn. En förutsättning är dock att man ställer in UKV-mottagaren



I brännpunkten:



Ny TV-testbild behövs!

Hur är det egentligen med samarbetet mellan Sveriges Radio, Televerket och den svenska radioindustrin? Om något samarbete överhuvud taget funnes, skulle inte TV-testbilden se ut som den nu gör med fem cirklar, varav fyra i bildhörnen och en i mitten. Dessa cirklar medför varje år en nationalekonomisk förlust på flera miljoner kronor på grund av onödiga TV-servicebesök hos kunder med perfektionistisk livsyn som till varje pris vill se runda cirklar på sin testbild. Visst är målet att cirklarna skall vara runda, men av ekonomiska och tillverkningstekniska skäl måste man i TV-mottagare göra kompromisser och framför allt tillåta vissa toleranser i linjäritet. En cirkeltestbild avslöjar för ett otränat öga olinjäriteter på mindre än 2 %, medan på en vanlig bild avvikelser på 5 % endast i undantagsfall är verkligt störande.

Cirklar i testbilden har endast berättigande på fabrikenas konstruktionslaboratorier och inte i de reguljära testbildssändningarna till hjälp vid installationerna. Till dessa behövs en bild som ger möjlighet att studera spökbilder och ställa in kontrast och med en *linjäritetsmarkering*, som endast en tränad serviceman kan avläsa och begagna. Jag tror mig veta att radiohandlare och deras servicemän helt instämmer i detta.

Televerket har emellertid — utan att fråga efter handelns synpunkter — utformat en ny testbild med cirklar och motiverar detta med att fabrikanterna får se till att det går att göra dem runda. Då frågar man sig, varför ingen på Televerket kan söka upp fabrikanterna och ta reda på hur stor linjäritet man tillverkningsekonomiskt kan garantera eller undersöka hur stor olinjäritet en normal bild kan tåla, och därefter ta ställning till cirklarnas vara eller icke vara?

Ett annat lika allvarligt problem är mittmarkeringen. Många TV-ägare tål inte att stationsbokstaven ligger någon centimeter åt sidan och rättar till det med linjehållningen. Vid första synväxling eller störning faller apparaten ur synk, och är apparaten ny resulterar det alltför ofta i onödigt servicebesök.

Dessutom, och det kan nog många servicemän intyga, är det ibland omöjligt att centrera den svenska testbilden. Speciellt gäller detta för västtyska apparater. Detta måste ha sin orsak i den utsända synk-signalen. Att avvikelse i förhållande till de kontinental sändarna finns, ser man på eurovisionstestbilden. Den svenska testbilden som ju alltid kopplas in före och efter en eurovisionsändning, ligger alltid 3—5 cm förskjutet i sidled. Samma erfarenhet har man i Skåne beträffande den danska och svenska testbildens läge på skärmen vid oförändrad inställning av mottagaren. En kontinental testbild går även alltid att centrera. Det finns således uppenbart en skillnad någonstans i synk-utrustning, vars orsak man ju borde ta reda på. Det kan ju visa sig att den kontinental signalen avviker en aning från CCIR-normen för att underlätta för fabrikanterna vid utformandet av synkkretsarna. I så fall beror det på att man — det gäller framför allt i Tyskland — på studio- och sändarsidan tar hänsyn till hur bilden blir hemma hos TV-konsumenten, och tar hänsyn till TV-fabrikanternas önskemål.

Alltså:

- 1) Cirklar i en TV-testbild är onödiga och kräver större måtnoggrannhet än som kan ekonomiskt försvaras.
- 2) En mittmarkering är onödig om bilden täcker hela rutan. (Vem kan förresten avgöra vad som skall vara i mitten på en rörlig bild?)
- 3) Skillnader i kontinental och svensk synk-utrustning bör elimineras.

Man frågar sig varför vi i Sverige inte har ett radiotekniskt forskningslaboratorium gemensamt för Sveriges Radio, Televerket och radioindustrin, som på uppdrag utför undersökningar som klargör frågor av den typ som antytts här och som har myndighet att genomdriva för alla parter mest ekonomiska lösningar — konsumenten får inte glömmas i det sammanhanget!

James Hellström

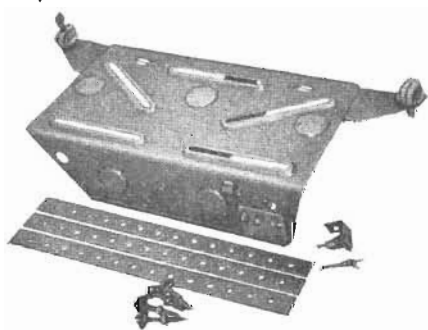
Transistormottagare med UKV-område

”Joker 834”, ”AGA 3040 FM”, ”Transita”, ”Teddy Transistor-Boy 11/59”

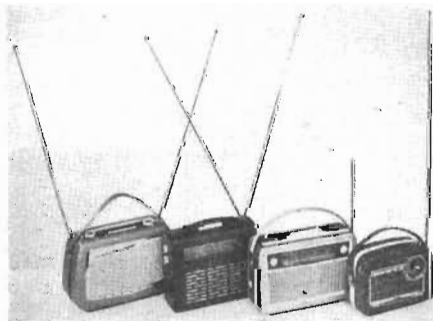
RT har varit i tillfälle att prova några UKV-transistormottagare i samband med en del försök med UKV-mottagning i bil, se sid. 14. Här en kort redogörelse för några sådana mottagares prestanda och ett kortfattat omdöme om dem.



Mottagare »Joker 834» från Graetz importeras av Elektronikbolaget, Stockholm. Den kan kompletteras med speciell hållare för montering under bilens instrumentbräda.



De fyra provade UKV-transistormottagarna. Fr.v. »Teddy Transistor-Boy», AGA:s mottagare »3040 FM», Graetz' »Joker 834» och »Transita» från Centrum Radio (tillverkad av Nordmende).



1. UKV-transistormottagare från Graetz

Typbeteckning »Joker 834». Pris: 460:— kronor. Svensk representant: Elektronikbolaget, Stockholm.

Denna mottagare har 9 transistorer och tre germaniumdioder. Principskemat för mottagaren överensstämmer i stora drag med det som visas för »Transita» (se nedan) i fig. 1. Tryckknappsomkoppling för de olika våglängdsbanden: UKV 87,5—101 MHz; kortvåg: 5,8—16,5 MHz; mellanvåg: 510—1620 MHz; långvåg: 145—360 kHz. Mellanfrekvens för AM: 460 kHz; för FM: 6,75 MHz. Mottagaren har separata kontinuerligt variabla bas- och diskantkontroller och 10 cm högtalare. Ferritantenn ingår för mellanvåg och långvåg och en teleskopantenn (ett spröt) för FM- och kortvågsmottagning. Uttag för yttre högtalare och bilantenn. 9 V batterispänning erfordras, 6 st. 1,5 V celler, strömförbrukningen är 30—50 mA med medelstark volym pådragen. Max. ca 1 W uteffekt erhålles vid 5 % distorsion. En speciell hållare för apparatens montering under instrumentbrädan kan levereras (pris: 45:—). När mottagaren skjutes in mot denna hållare inkopplas automatiskt en yttre bilantenn. Ytterdimensioner: 29×18×10 cm. Vikt: ca 3 kg.



Transistormottagare från AGA, »3040 FM».

2. UKV-transistormottagare från AGA

Typbeteckning »3040 FM». Pris: 395:— kronor.

AGA:s transistormottagare har 9 transistorer och 4 germaniumdioder och schemat

avviker inte alltför mycket från schemat för mottagaren »Transita», som visas i fig. 1. Tryckknappsomkoppling mellan tre olika våglängdsband: UKV 87—100 MHz, mellanvåg 525—1625 kHz och långvåg 150—300 kHz. En ovalhögtalare med måtten 10×15 cm utnyttjas. Inbyggd kraftig ferritantenn ingår för mellanvåg och långvåg och en dubbel utdragbar dipolantenn för FM. Antennerna dras ut från två närläggna punkter som, efter det att de dragits ut, kan vikas åt sidorna. Dipolantennerna är effektivast om båda antenspröten är helt utdragna och vikta ca 45° åt vardera sidan. Anslutning finnes för yttre bilantenn. Grammofonuttag och extra högtalaruttag finnes. Klangfärgskontroll finnes. 9 V batterispänning erfordras, 2 st. ficklampsbatterier à 4,5 V. Strömförbrukning ca 40 mA vid 50 mW uteffekt. Max. ca 0,4 W uteffekt erhålles vid 5 % distorsion. Apparatsens dimensioner är 21×25×10 cm och vikten 2,8 kg. Höljet är av läder, vilket gör den oöm för ovarsam behandling.



Transistormottagare »Transita» från Nordmende importeras av Centrum Radio, Stockholm.

3. UKV-transistormottagare från Nordmende

Typbeteckning »Transita». Importeras av Centrum Radio. Pris: 395:—.

»Transita» har också 9 transistorer och 3 germaniumdioder. Principskemat visas i fig. 1. Tryckknappsomkoppling mellan våglängdsområdena. UKV: 86,7—100,5 MHz; mellanvåg: 515—1620 kHz; långvåg 145—260 kHz. Mellanfrekvensen är 10,7 MHz för FM- och 455 för AM-mottagning. Tryckknappsmanövrerad klangfärgskontroll. Stationsinställningen sker på

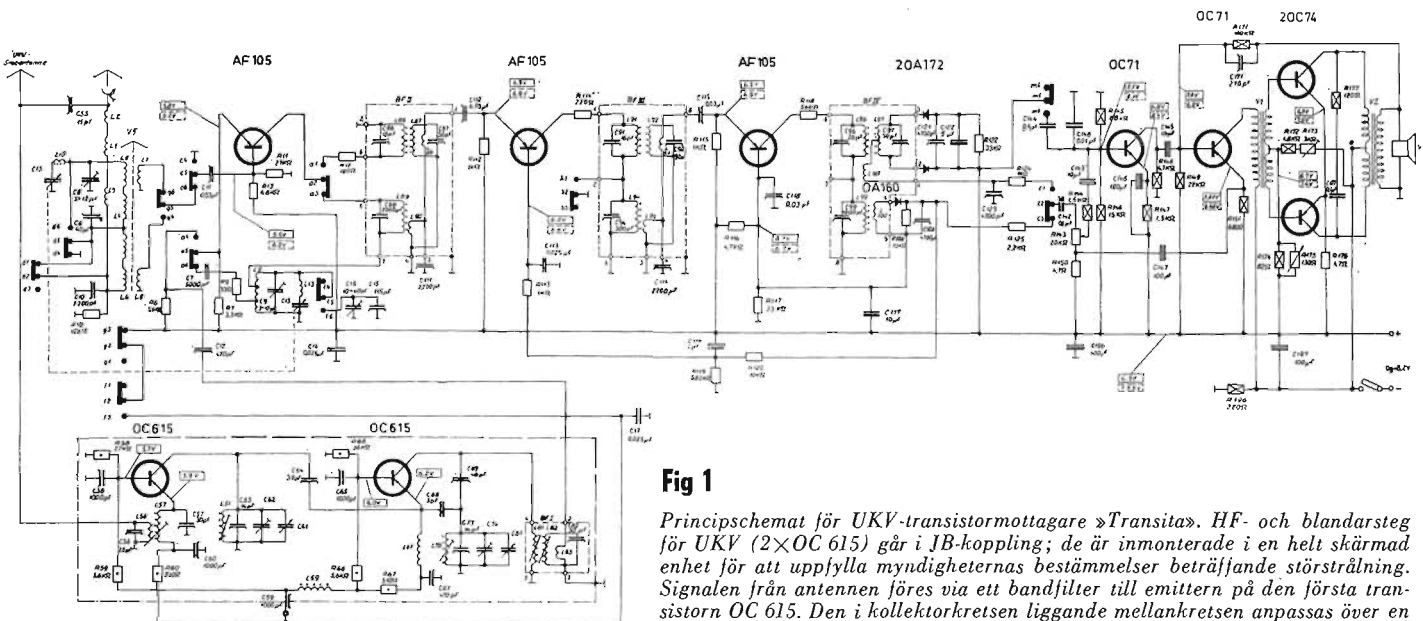


Fig 1

Principischemat för UKV-transistormottagare »Transita«. HF- och blandarsteg för UKV ($2 \times OC 615$) går i JB-koppling; de är inmonterade i en helt skärmd enhet för att uppfylla myndigheternas bestämmelser beträffande störstrålning. Signalen från antennen föres via ett bandfilter till emittern på den första transistorn OC 615. Den i kollektorkretsen liggande mellankretsen anpassas över en kopplingskondensator av 3,9 pF till det självvägande blandarsteget. Då oscillatoren arbetar i JB-koppling behövs inga fasvändande återkopplingslänkar, endast en viss fasvridning i oscillatortransistorn måste kompenseras, vilket sker genom en tillsatsspole L 67 i emittertillledningen till oscillatortransistorn.

En kondensator C67 på 470 pF i emitterkretsen till oscillatortransistorn är anpassad så att den åstadkommer en viss grad av positiv MF-återkoppling.

Efter UKV-enheten anslutes en trestegs MF-förstärkare för 10,7 MHz med tre transistorer AF 105 i JB-koppling. Vid AM-mottagning omkopplas den första UKV-MF-transistorn AF 105 till självvägande additiv blandare. En 170 mm lång ferritantenn uppbär spolar för mellan- och långvåg.

I MF-förstärkaren arbetar transistorerna i JB-koppling, varigenom en relativt enkel koppling uppnåts. Dessutom kan man avstå från neutralisering. FM- och AM-kretsarna är, liksom i rör-AM-FM-mottagare kopplade i serie. För demodulation och alstrande av automatisk förstärkningsreglering för den första AM-MF-transistorn används en diod OA 160.

Volymkontrollens (R143) fotpunkt är kopplad till pluspotential via R150 för att undvika skrap, om kopplingskondensatorn C143 till basen av första LF-transistorn OC 71 skulle ha läckström. En kondensator C144 inkopplas för klangfärgs kontroll (diskantsänkning). Negativ motkoppling ernås från andra LF-transistorns emitter till volymkontrollens fotpunktsmotstånd R150. Detta reducerar väsentligt LF-förstärkarens eget brus. En andra motkoppling är anordnad från utgångstransformatorns sekundärsida till basen av andra LF-transistorn.

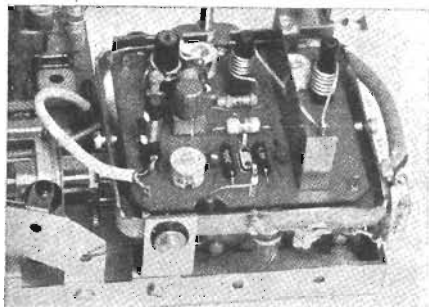


Fig 3

UKV-blandarenheten med transistorn OC 171 i Grundigs »Teddy Transistor-Boy 11/59«.

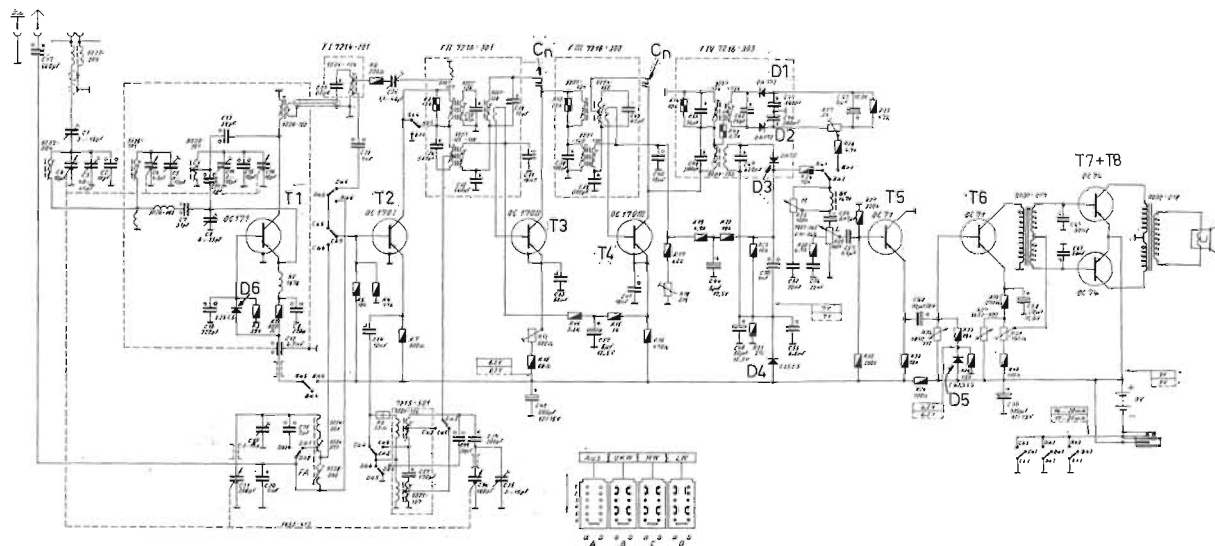


Fig 2

Principischemat för Grundigs UKV-transistormottagare »Teddy Transistor-Boy 11/59«. Man har i denna mottagare avstått från ett särskilt HF-steg och använder i UKV-enheten, se fig. 3, en transistor OC 171 som självvägande blandare (T1). Teoretiskt ger ett HF-steg på UKV ungefär 1,8 ggr bättre effektiv känslighet. Grundig-konstruktörerna har avstått från HF-steg med den motiveringen att man med ett sådant alltid riskerar överstyrning av mottagaren i närheten av kraftiga UKV-sändare. För att förhindra oönskad kraftig utstrålning av oscillatorfrekvensen — som ju inte spärras av ett före blandaren inkopplat HF-steg — vid UKV-mottagning, ingår en avstämbar spärrkrets för grundtonen hos oscillatoren. Denna avstämmer med en gangsektion (C4) i avstämningkondensatorn. Alla tre MF-stegen är bestyckade med OC 170, som samtliga går i emitterjordad koppling.

I apparaten ingår flera dioder för stabilisering för att mottagaren skall fungera även vid nedgångna batterier. En diod D4 utnyttjas för att stabilisera basförspanningen på MF-transistorerna. D5 stabiliserar kollektorströmmen hos drivertransistorn T6, D6 stabiliserar kollektorströmmen i UKV-transistorn T1.

AFR-systemet är intressant. Sista MF-transistorn T4 arbetar samtidigt som likströmsförstärkare för AFR-spänningen från dioden D3.

I LF-delen är att notera att första transistorn OC 71 arbetar i kollektorjordad koppling. Härigenom erhålles hög ingångsresistans för LF-delen med mindre belastning på sista MF-kretsen. Max. uteffekt från transistorerna $2 \times OC 74$ uppges vara 0,4—0,5 W.

rund skala med planetväxel med utväxling 1:4 till avstämningkondensatorn. Enkel inbyggd teleskopantenn för FM-mottagning. Ferritantenn för lång- och mellanvåg. Vid 9 V erhålles en uteffekt av ca 1 W vid 5 % distorsion. Högtalaren 10 cm i diam. Anslutningsdon finns för anslutning till bilradioantenn och yttre högtalare. Strömförsörjningen sker från två seriekopplade ficklampsbatterier på 4,5 V. Strömförbrukningen är ca 60 mA vid 50 mW uteffekt. Ytterdimensioner: 22,5×17×8 cm. Vikt: 1,9 kg.



Transistormottagare »Teddy Transistor-Boy 11/59» från Grundig.

4. UKV-transistormottagare från Grundig

Typbeteckning »Teddy Transistor-Boy 11/59». Pris: 480:— kronor.

Denna mottagare har 8 transistorer och 3 germaniumdioder. Principskemat visas i fig. 2. I UKV-enheten användes endast en transistor OC 171 som självvägande blandare. Man har alltså avstått från ett HF-steg på UKV, vilket ger något lägre effektiv känslighet. Tryckknappskoppling mellan de olika våglängdsområdena: UKV 87,5—100 MHz; mellanvåg: 510—1620 kHz; långvåg 145—350 kHz.

Mellanfrekvensen vid FM är 6,7 MHz, vid AM 460 kHz. Ferritantenn för lång- och mellanvåg. Två utdragbara teleskopspjöt är anbringade på apparatens gavlar.

Tack vare det mindre antalet transistorer är strömförbrukningen relativt låg och av storleksordningen 20 mA vid 9 V. Max. utgångseffekt från utgångssteget är ca 0,4—0,5 W vid 9 V batterispänning med 6 st. 1,5 V-celler. Ytterdimensioner: 31×21×13 cm. Vikt: 4 kg inkl. batterier. Högtalaren är en ovalhögtalare 10×15 cm. Uttag för yttre antenn. Klangfärgs-kontroll finnes.

Omdöme

Vid jämförelse av UKV-mottagningen med de olika mottagarna kunde konstateras att de hade tämligen likartade data, vilket är förklarligt med hänsyn till att nästan identiska schemor tillämpats för tre av mottagarna. »Transita» föreföll att ha något bättre effektiv känslighet än övriga, men det kan ha berott på bättre trimmade kretsar.

»Joker 834»

har rätt svåråtkomliga rattar för volym och avstämning. Poängen med den är att den går lätt att utnyttja som bilradio om den kompletteras med den specialhållare som finns tillgänglig.

AGA-mottagaren

ser inte särskilt snygg ut men läderfodralet är säkert praktiskt. Inställningen är en smula omständligare genom att det finns två rattar, som dessutom är små och svåråtkomliga. AGA-mottagaren har en påtaglig fördel: man kan lätt koppla om mellan program 1 och 2 om man har en mellanvågssändare inom räckhåll. Man har då AM-delen inställd på P1-sändaren och UKV-delen på P2-sändaren och man växlar då mellan programmen genom att trycka på UKV- resp. MV-knappen.

»Transita»

är en utomordentligt behändig konstruktion, och apparaten ger förbluffande god ljudkvalitet trots de små dimensionerna. Handhavandet är behagligt och bekvämt genom den runda skalan med utväxling, som gör stationsinställningen snabb och bekväm. De behändiga yttermått och låga vikten gör den till en utmärkt semesterapparat.

»Teddy Transistor-Boy»

visade sig ha lägsta effektiva känsligheten, vilket hänger samman med att inget HF-steg ingår. Dock är känsligheten fullt tillfredsställande för ordinarie bruk, då man ju mycket sällan har anledning att utnyttja maximala känsligheten hos en FM-mottagare.

Mottagaren har en mycket påkostad men kanske något ömtålig utformning. Den låga strömförbrukningen är naturligtvis attraktiv med hänsyn till batterikostnaden.

Genomgående för alla testade UKV-mottagare är att teleskopantennerna är ömtåliga och inte tål minsta knäckning, de går lätt av. Vid proven var det flera av dessa antenner som trots normal försiktighet blev skadade. En bättre antennkonstruktion är i högsta grad önskvärd!

Ingen av UKV-mottagarna ger tillräcklig högtalareffekt för att överrösta vindbrus och motorbuller vid högre färdhastigheter. Härför fordras 3 à 4 W. Denna nackdel har AGA sökt eliminera med bilhögtalartillsats (pris 95:—) som inkluderar ett extra transistorslutsteg, anslutet till bilens bilbatteri. Säkert en bra lösning.

Slutligen bör kanske nämnas att det, sedan RT-testen gjordes i januari i år, kommit fram ytterligare en del transistor-mottagare med UKV, bl.a. har Philips kommit ut med en sådan mottagare, likaså finns numera en japansk UKV-transistor-mottagare »Sony» med 12 transistorer (!) på marknaden.

GÖSTA RIBACK:

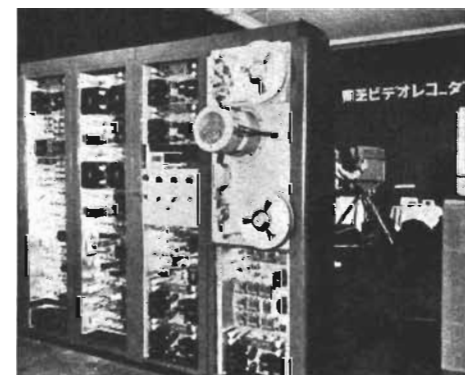
Ny japans!

Vid en konferens anordnad 2—7 maj i år av Society of Motion Picture and Television Engineers i Los Angeles introducerade dr Norikazu Sawazaki en japansk videobandspelare, system »Toshiba». I ett av mötets föredrag beskrev dr Sawazaki bandspelaren och visade medelst inspelade filmer prov på dess kvalitet. Bandspelaren och demonstrationen väckte sådan uppmärksamhet att nästa föredragshållare som var från Ampex sade sig ha en känsla av att »åka med i bakvattnet» när han skulle demonstrera den nya Ampex videobandspelaren. Så är dock alls ej fallet, både RCA och Ampex kommer med flera väsentliga nyheter på sina senaste videobandspelare, men mycket troligt är att de fått allvarlig konkurrens inom videobandområdet.

Den japanska videobandspelaren arbetar efter en något annorlunda princip än den konventionella typen enligt Ampex och RCA-systemet,¹ som framgår av fig. 1. I fig. 1a visas principen för det konventionella systemet för videobandspelare. Med



Detta är en experimentmodell för den japanska nya videobandspelaren. Mellan bandrullarna ser man här det cylindriska hölje, i vilket det roterande magnethuvudet arbetar. T.h. förstärkarstativ m.m.



Annan variant av den japanska bandspelaren med bandmekanismen anbringad vertikalt.

videobandspelare

hjälp av fyra magnethuvuden på en roterande skiva (ca 15 000 varv/min.) spelas bildsignalerna in på bandet, utefter spår som ligger i det närmaste vinkelrätt mot bandets längdriktning. Ett bildfält upptar 20 spår. I fig. 1b återges den japanska inspelningsprincipen. På den roterande skivan (3500 varv/min.) finns endast ett huvud, och det spelar in utefter spår som bildar ca 4° vinkel mot bandets längdriktning. Med denna lutning och med samma bandhastighet (15 "/s) som användes i tidigare videobandspelarsystem inspelas exakt ett helt bildfält per spår.

Hur denna inspelning åstadkommes framgår av fig. 2, som visar principen för den nya videobandspelaren. Bandet matas

runt en fast men snedställd cylinder, inuti vilken skivan med sitt videohuvud roterar. För att minska friktionsslitage på bandet blåses luft ut genom små hål i cylinderytan, varigenom bandet glider på ett tunt luftlager, som bildas mellan cylindern och bandet. Huvudet växlar över från ett spår till nästa under en tidsperiod av mellan 100 och 300 μ s. Övergången sker under tiden för de vertikala synkpulserna, som vid uppspelning under avbrottet alstras i den s.k. processförstärkaren. I övrigt arbetar maskinen med FM-modulering liksom fallet är i tidigare typer av videobandspelare.

Att apparaturen i det japanska systemet blir relativt enkel framgår i någon mån av

blockschemat i fig. 3. Bland andra fördelar med detta system kan t.ex. nämnas att alla vertikala kanteffekter som lätt erhålles vid det konventionella systemet, principiellt ej finns här på grund av att någon omkoppling mellan olika huvuden ej sker.

Dessutom kan man här, samtidigt med inspelning, åstadkomma uppspelning av programmet för kontrolltittning. Detta erhålles genom att man monterar ett avspelningshuvud på den roterande skivan, diametralt beläget i förhållande till inspelningshuvudet. Som en ytterligare fördel kan nämnas att banden kan uppspelas med godtycklig hastighet, vilket underlättar redigeringsmöjligheterna.

De av *Toshiba* angivna prestanda för bandspelaren är ännu så länge ej fullt så goda som de för *Ampex*- och *RCA*-bandspelarna vad beträffar frekvensgång och signalbrusförhållande, men kommer säkert att förbättras under den närmaste tiden.

¹ *Ampex videobandspelare*. RADIO och TELEVISION 1959, nr 11, s. 41.

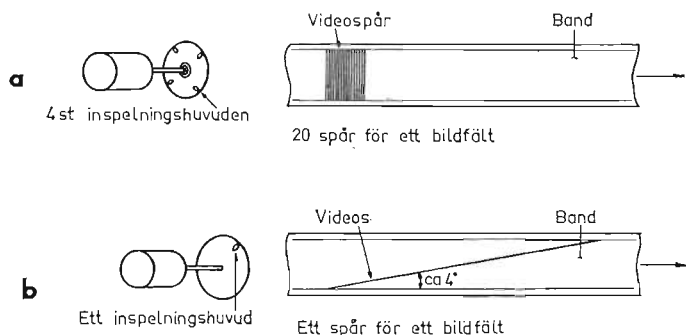


Fig 1

a) Principen för det hittills tillämpade systemet för videobandspelare: fyra roterande videohuvuden på en trumma roterar vinkelrätt mot bandets frammatningsriktning. b) Principen för den japanska bandspelaren: ett roterande videohuvud roterar i liten vinkel mot bandets drivriktning.

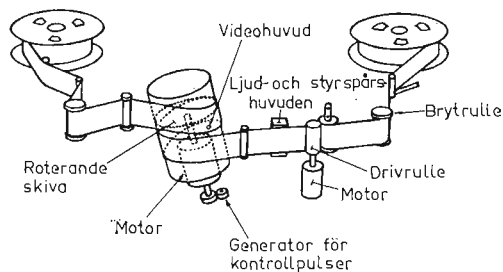


Fig 2

Principen för den japanska videobandspelaren. En roterande skiva med videohuvudet roterar på insidan av bandet, som frammatas i en slinga på utsidan av en trumma så att spåren inspelas i liten vinkel mot bandets frammatningsriktning. För att hålla drivmotorns varvtal konstant utnyttjas en särskild anordning på motoraxeln, som ger kontrollpulser.

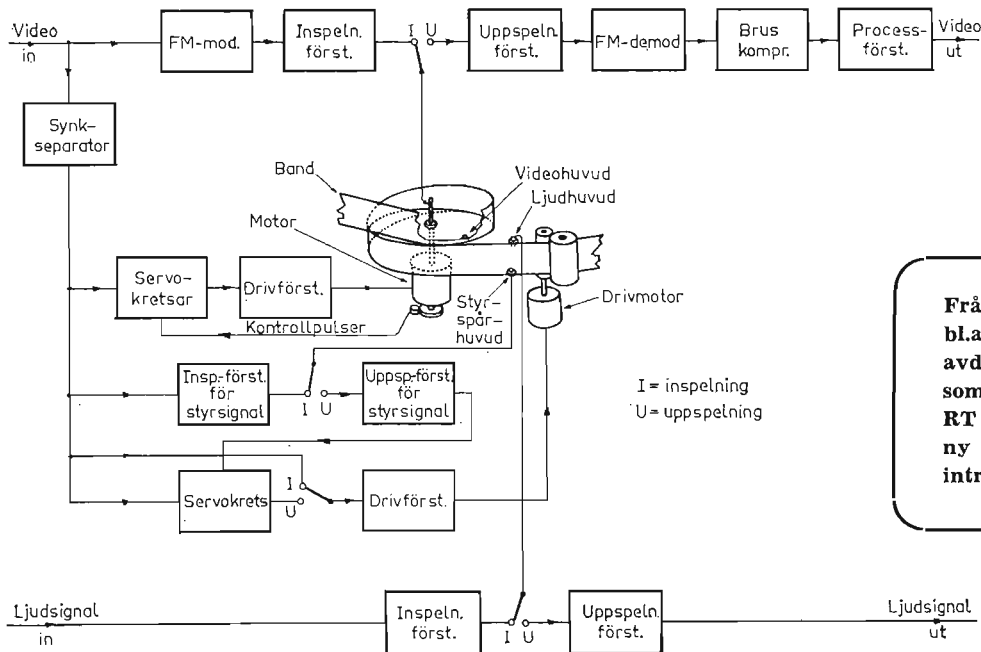


Fig 3 Blockschema för den nya japanska bandspelaren.

Från civilingenjör Gösta Riback, som bl.a. är servicechef inom televisionsavdelningen vid Sveriges Radio, men som nu vistas i USA för studier, har RT fått vidstående rapport om en ny japansk videobandspelare med intressant konstruktiv utformning.

Avböjningskretsar för 23"-bildrör

Av ingenjör SUNE ROSENBERG

Radioindustrin arbetar f.n. intensivt med konstruktion av avböjningsspolar och utgångstransformatorer för de nya 23"-bildrören. Några grundläggande konstruktionsändringar blir det inte tal om, däremot omdimensioneringar av vissa komponenter i avböjningskretsarna. Exempelvis måste avböjningsspolarerna dimensioneras om så att god linearitet utan störd bildskärpa erhålles. Linjeutgångstransformatorn får andra lindningsdata med hänsyn till det lägre effektbehovet. Ett väsentligt moment i konstruktionsarbetet gäller fastläggandet av toleranserna i varje tillverkningsmoment, vilket måste göras med största omsorg för att 23" bildrörets möjligheter skall bli till fullo utnyttjade. I föreliggande artikel ges en del allmänna anvisningar för hur avböjningskretsarna för 23" bildrör bör dimensioneras.

Det var i samband med att man arbetade på att förse bildrör med en direkt pålaminerad skyddsskiva som man i USA lyckades konstruera en glaskolv med »vasare hörn» som kunde uthärda det våldsamma lufttrycket.¹ Det är dessa nya bildrör med samma bildhöjd och -bredd som 21"-rören men med större diagonal, som

¹ Se TETZNER, K: *Nytt 23" bildrör har pålaminerat skyddsglas*. RADIO och TELEVISION 1959, nr 11, s. 45.

går under benämningen 23"-rör. Det har redan framkommit på svenska marknaden ett flertal utförandeformer av 23" bildrören; man kan dela upp dem i två huvudtyper, dels s.k. »monopanelrör», dvs. bildrör utan pålimmat skyddsglas, och dels »twinpanelrör», med pålimmat skyddsglas — de senare fordrar inget separat skyddsglas på mottagaren.

Går det att utan vidare sätta in ett 23" bildrör i en äldre TV-apparat om denna har avböjningskretsar för 21" bildrör med 110° avböjning? Ja, det går att få en acceptabel bild, men man får inte en optimal konstruktion. För att få fullgott resultat krävs viss omdimensionering av linjeavböjningskretsarna inklusive linjeutgångstransformatorn.

Data

Låt oss först se närmare på data för de nya rören.

I tab. 1 är sammanställda data för några kommande typer av 23"-rör. AW 59-90 är ett europeiskt bildrör utan pålimmat skyddsglas. 23AMP4 och 23KP4 är några typiska amerikanska 23" bildrör, likaledes utan pålimmat skyddsglas. 23HP4 är ett amerikanskt 23" bildrör med pålaminerat skyddsglas.

I tabellen där för jämförelse ett 21" bildrör AW53-88 är medtaget, är endast de data som skiljer 23"-rören från 21"-rören sammanställda.

Det mest påfallande är skillnaden i skärmdimensionerna. Observera att bredd

och höjd på alla rören är praktiskt taget densamma som för 21"-röret. Endast diagonalmättet är större i 23"-rören, ca 5 cm. 23"-rören har också betydligt större välvningsradie, de har blivit planare än tidigare bildrör.

Kolvens djup, dvs. avståndet front—referenslinje för avböjningsenhetens framkant är ungefär detsamma för alla rör. AW 59-90 har något djupare kolv, vilket ger mindre avböjningsvinklar. 23HP4 inräknar i kolvdjupet även den påklitrade skyddsskivan. Halslängden har genomgående förkortats, vilket hänger samman med strävan att minska TV-mottagarens djup. Rören AW 59-90, 23AMP4 och 23HP4 har fullt utvecklade elektrodsystem. 23KP4 har ett förkortat elektrodsystem av detta slag och dessutom ett förkortat avstånd mellan referenslinjen för avböjningsenheten och systemets yttersta anoddel.

Inget av de i tab. 1 upptagna bildrören har s.k. »short-short-neck». I dyliga bildrör är halsen ytterligare krympt genom att en av anoddelarna borttagits. Sådana elektrodsystem räcker för små strålströmmar, men rör av storleken 21—23" kräver så pass stor strålström i ljusa bildpartier att skärpan går förlorad. Dessutom fordrar de en trimpotentiometer för fokuseringsspänningen, som är ganska kritisk.

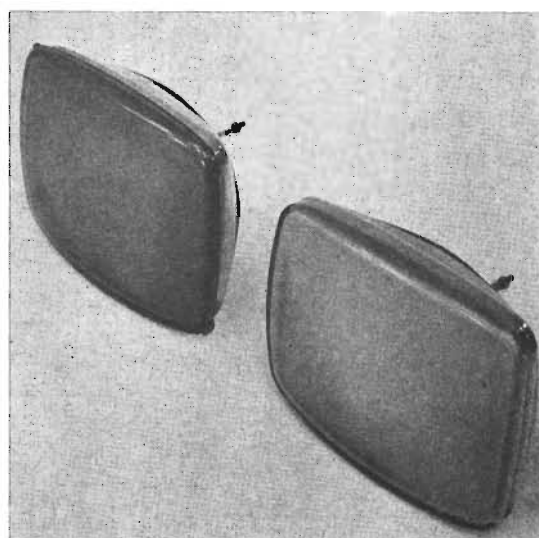
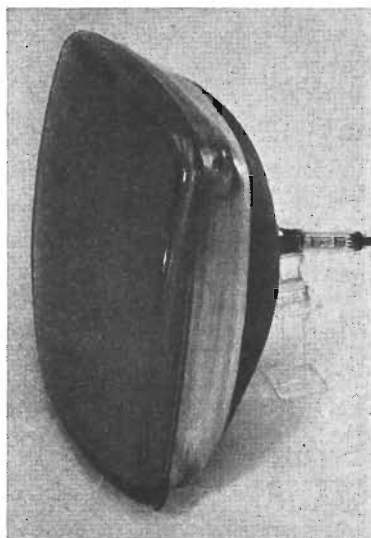
Avböjningsvinklarna i 23"-rören, i varje fall de viktiga vinklarna i horisontal- och vertikalled, har — som framgår av tab. 1 — genomgående minskats. Glöddata är de

De nya 23" bildrören har planare bildskärm än tidigare bildrör vilket framgår av detta foto av bildröret 23HP4, taget från sidan.

T.v. ett 23" bildrör typ 23HP4 med pålimmat skyddsglas från General Electric i USA, t.h. ett 23" bildrör typ AW 59-90 från Telefunken.



Ingenjör Sune Rosenberg är sedan 1957 chef för röravdelningen vid Svenska AB Trådlös Telegraf i Stockholm.



samma som för äldre bildrör. Observera dock att det amerikanska 23AMP4 fått 0,3 A och en lång uppvärmningstid. Övriga elektriska data stämmer i stort sett med de som gäller för AW 53-88.

Avböjningsspolar för 23"-bildrör

Avböjningsspolar, avsedda för 110° bildrör, går i allmänhet att använda för 23" bildrör. För bildröret 23KP4 och för bildrör av typen »short-short-neck» bör man emellertid se till att spolarna är korta nog. I nämnda rörtyper är, som redan nämnts, elektrodsystemet flyttat närmare referenslinjen för avböjningsspolorna. Det gör att avböjningsfältet från en lång (eller djup) spole kommer att täcka yttersta anoddelens i elektrodsystemet, vilket kan deformera avböjningsfältet. Dessutom påverkar avböjningsfältet då fokuseringen.

Man märker snart nog att kudd-distorsionen hos bilden blir större hos 23"-bildrören. Om de två antikuddmagneterna ej räcker till, fordras starkare sådana. Vissa typer av avböjningsspolar kan kräva antikuddjustering även upptill och nertill i bilden.

Linjeutgångstransformatorn

Det är i avböjningskretsarna för linjerastret som de största svårigheterna uppstår. Fig. 2 visar ett schema av konventionell typ för ett linjeslutsteg. Linjetransformatorn arbetar här med delar av sinussvängningar, dels linjeperioden, som utgör en mycket liten del av en långsam sinusvåg, dels återgångsperioden som är en halv snabb sinusvåg. I dessa svängningar deltar hela linjeavböjningskretsen, alltså även linearitetstrimmern och avböjningsspolorna. En ändring på en detalj i linjeavböjningskretsen kan därför få oväntade följder på andra delar i svepförloppet.

Den första iakttagelsen man gör vid insättning av ett 23" bildrör i en apparat med avböjningskretsar, dimensionerade för 21" bildrör, är att bilden blir för stor. Vertikalavböjningen orsakar inga problem; den kan lätt justeras ner. Linearitetsregleringen i vertikalled kan i de flesta fall också justeras till gott resultat.

I horisontalled kan man reglera ner bildbredden med potentiometern R2. Då ändras arbetspunkten på PL 36 så att mindre energi pumpas in i transformatorn. Om ej ändring av R2 räcker till, måste hela motståndskedjan justeras. Svårigheter kan då uppstå genom att högspänningen sjunker, kanske rent av under 14 kV.

Om man emellertid vill ha ordentlig kontrast i bilden och tillfredsställande livslängd på bildröret, måste man arbeta med tillräcklig högspänning. I schemat i fig. 2 kan man vinna 1—1,5 kV genom att högspänningsspolens anslutning i linjeutgångstransformatorn flyttas till anoden på PL 36. Den höjda högspänningen bidrar till att minska bilden så att reglagen för bildhöjd och -bredd kanske kan dras tillbaka.

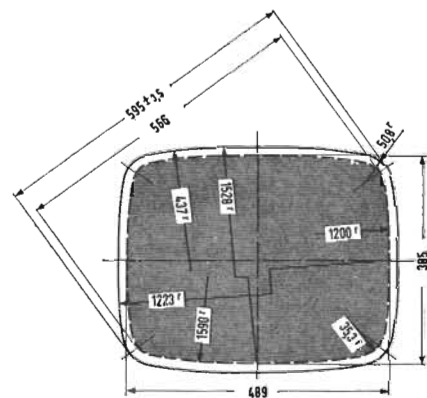
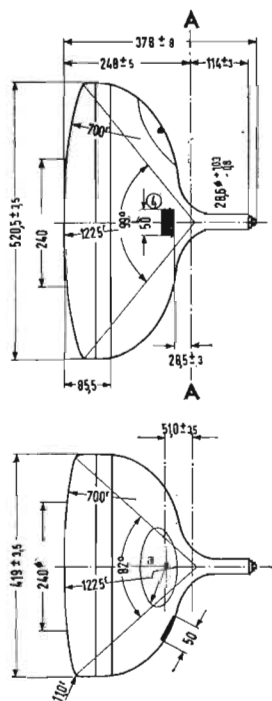
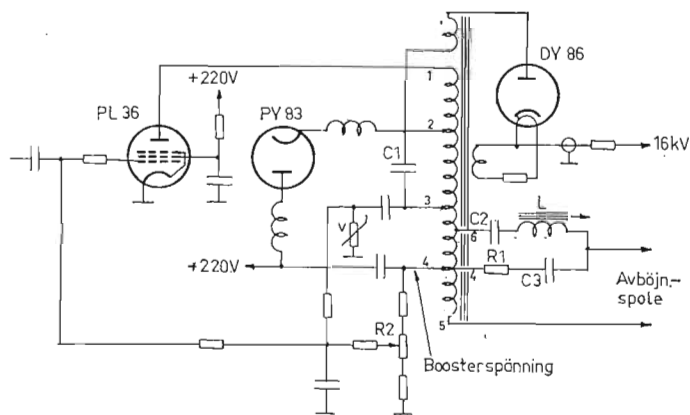


Fig 1

Preliminära måttuppgifter för Telefunken 23" bildrör AW 59-90. A—A=referenslinje för avböjningsspolorna.

Fig 2

Principschema för linjeutgångssteg i mottagare med stabiliserad bildbredd med hjälp av spänningsberoende motstånd. Bildbredden kan regleras med potentiometern R2 och variabel induktansen L.



Tab. 1.

Data för kommande typer av 23" bildrör, jämförda med data för 21"-bildröret AW 53-88.

Data	Rörtyp				
	AW 53-88	AW 59-90	23AMP4	23KP4	23HP4
Bildskärmens nyttiga mått:					
bredd och höjd	mm 484×383	489×385	489×387	489×387	490×387
diagonal	mm 515	566	562	562	567
Skärmvällning:					
utvändig radie, ¹ centralt	mm 724	1225	1270	1270	1270
utvändig radie, perifert	mm 724	700	910	910	900
Kolddjup mellan frontytan och referenslinjen för avböjningsenheten	mm 235	248	235	235	255
Halslängd mellan referenslinjen för avböjningsenheten och rörsockeländan	mm 138	130	130	103	128
Avböjningsvinklar					
horisontellt	° 105	99	102	102	99
vertikalt	° 87	82	84	84	82
diagonalt	° 110	110	114	114	110
Glöddata:					
spänning/ström	V/A 6,3/0,3	6,3/0,3	6,3/0,3	6,3/0,6	6,3/0,6
uppvärmningstid	sek. ~23	~23	18	11	11

¹ Se fig. 1.

R W A SCARR:

Tunneldioden —

hur den arbetar och vad den kan användas till

Tunneldioden som av många anses vara den mest betydelsefulla nyheten på halvledarområdet sedan tillkomsten av skikttransistorn, öppnar nya möjligheter för halvledarnas användning vid höga och mycket höga frekvenser. Här ger R W A Scarr, som tagit verksam del vid utvecklandet av tillverkningsmetoden för tunneldioder, en orientering om verkningssättet och användningsområdena.¹

Tunneldioden baseras på den s.k. »tunnelleffekten», som först rapporterades av L Esaki 1958.² Karakteristiskt för denna typ av diod är att den har ett markerat område av negativ resistans, område II i fig. 1. Detta område inträffar när dioden är förspänd i en riktning som man, när det gäller vanliga dioder, kallar »framriktningen». Förspänd i motsatt riktning uppvisar tunneldioden mycket hög konduktans, jämfört med vad fallet är med konventionella dioder, för vilka en typisk I-V-kurva är inritad med streckad linje i fig. 1.

Tunneldiodens verkningssätt avviker fundamentalt från transistorerna i det att dess egenskaper endast är beroende av majoritetsbärare. I transistorer baseras verkningssättet huvudsakligen på införandet av minoritetsbärare i basområdet och den has-

¹ Artikeln har tidigare publicerats i *British Communications and Electronics*.

² ESAKI, L: *New Phenomenon in Narrow Ge p-n Junctions*. Phys. Review 109 (1958) s. 603.



R W A Scarr är sedan 1957 anställd vid Standard Telephones & Cables Ltd. i England, där han förestår deras »Transistor Application Department».

tighet, med vilken transistorn arbetar, är därför beroende av den hastighet med vilken minoritetsbärarna genom diffusion förs över ett fältfritt område. I tunneldioden är verkningssättet beroende av en överföring med mycket hög medelhastighet av majoritetsbärare över ett ytterst tunt skikt. För alla praktiska ändamål är löptiden i en tunneldiod därför försumbar, däremot kan skikt kapacitansen spela stor roll.

Verkningssättet

Om en vanlig pn-övergång förspännes i spärriktningen kan den endast motstå en begränsad spänning och kommer att brytas ner om spänningen överstiger ett visst värde. Det finns två möjliga mekanismer som kan ge upphov till genombrott, antingen en lavin-effekt eller en zener-effekt.

Lavin-effekten, som är analog med den lavinartade tillväxten av joniseringen som kan inträffa i en gasblandning, uppträder endast i halvledare med relativt låg dopningsnivå och är inte av intresse i detta sammanhang. Zener-effekten uppträder när dopningen, dvs. antalet störatomer i n- och p-regionen är hög. Under sådana förhållanden kan energinivån för elektronerna i övre delen av valensbandet på p-sidan av en pn-övergång överlappa energinivån för elektronerna i lägenergisidan av ledningsbandet på n-sidan av pn-övergången.

Effekten kan bättre förstås genom en analogi. Antag att två rör i fig. 2a, p och n, innehåller vatten, som kokas så att vattenytan blir orolig. Vi kan dra en linje, A—B,

genom vattnet, en del av denna linje ligger över och en del under vattenytan på båda sidor av den vägg som skiljer rören åt. Det finns vatten på p-sidan av barriären som har tillräcklig energi för att fylla tomma områden på n-sidan och vice versa. Om man kunde föreställa sig att man hade ett membran mellan de två rören, så beskaffat att det kunde genomträngas av vattenmolekyler utan energiförlust, skulle det vara möjligt att föra över vatten mellan de två rören.

Om medelnivån hos vattnet på båda sidor om barriären är densamma, kommer det att uppträda en viss utväxling av vatten mellan rören, men något »nettoflöde» från en behållare till den andra kan det inte bli tal om.

Detta motsvarar situationen i en mycket kraftigt dopad halvledare, när ingen förspänning är pålagd. Vattnet i p-röret motsvarar elektronerna som sitter fast i kristallgittret i valensbandet på p-sidan av pn-övergången, och vattnet i n-röret motsvarar elektronerna som sitter fast i kristallgittret i ledningsbandet på n-sidan av pn-övergången. Membranet mellan de båda rören motsvarar en potentialbarriär, som kan genomträngas tack vare att den är mycket tunn, tjockleken av denna barriär är mindre än 10^{-6} cm i en tunneldiod. Passagen av elektroner genom barriären kallas kvantummekanisk tunnelleffekt.

I fig. 2b är medelnivån för vattnet i p-röret högre än medelnivån för vattnet i n-röret, och nu uppstår det ett flöde av vatten från p till n. Man kan nu anbringa ett bräddavlopp på n-röret, som suger upp vattnet om det stiger över en viss nivå och föra över det till p-röret så att medelnivån i n-röret hålles konstant. Vattnet drivs fram med hjälp av en yttre pump. Detta motsvarar en tunneldiod som är förspänd i spärriktningen, dvs. negativ potential är påförd p-regionen; pumpen motsvarar ett yttre batteri. Flödet av vatten motsvarar en kraftig elektronström genom tunneldioden, detta motsvarar region IV i tunneldiodens I-V-kurva i fig. 1.

Fig. 2c svarar mot en förspänning på tunneldioden i framriktningen, nu uppträder en viss elektronström från n- till p-området; detta motsvarar region I i fig. 1.

Fig. 2d motsvarar det fall då man lagt på en kraftigare förspänning i framriktningen. Rören n och p i analogi har då upphört att vara i kontakt, det kan då inte uppstå någon vattenöverföring mellan rören och ingen ström kan flyta genom en yttre krets.

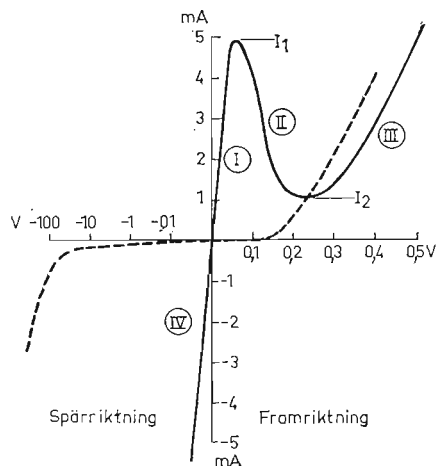


Fig 1

Heldragen kurva: statistiskt I-V-diagram för en typisk tunneldiod. Streckad kurva: I-V-diagram för ordinär halvledardiod.

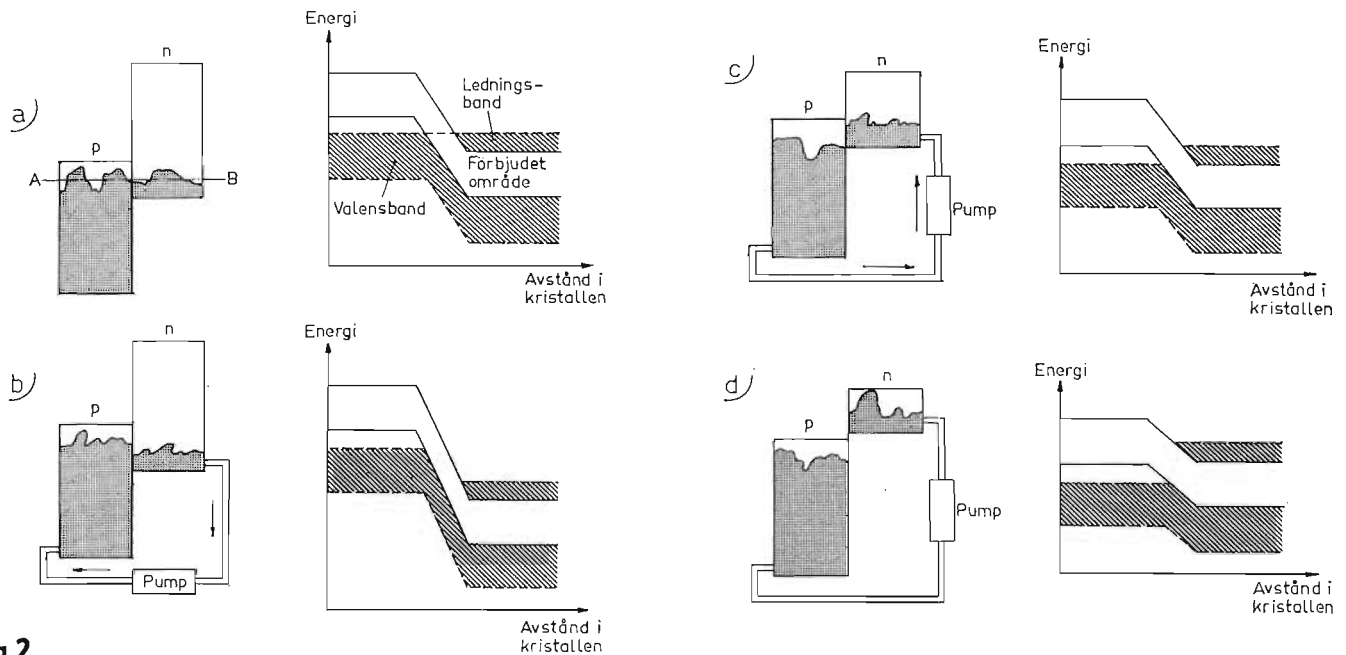


Fig 2

Mekanisk analogi, visande hur energinivån i toppen av övre delen av valensbandet på p-sidan av en pn-övergång kan överlappa energinivån för elektronerna på lågenergisidan av ledningsbandet på n-sidan av samma övergång.

I halvledaren uppträder det på motsvarande sätt vid viss förspänning i framriktningen ingen överlappning av energi mellan valens- och ledningsbandet och ingen ström flyter då, annat än den som uppstår genom förekomsten av minoritetsbärare som fallet är i konventionella halvledardioder.

Övergången från tillståndet i fig. 2c till det i fig. 2d är mycket betydelsefull; genom att höja potentiella energin i ena röret i förhållande till det andra minskar flödet, detta motsvarar negativa regionen i diodens framkaraktistika, där en ökning i yttre potentialen ger upphov till en minskad ström (region II i fig. 1).

Vid högre framspänning blir tunneldioden alltmer ledande tack vare minoritetsbärare, som passerar pn-övergången, region III i fig. 1.

Tillverkning

En viktig orsak till att man ägnar så stort intresse åt tunneldioder är att de kan tillverkas på mycket enkelt sätt. Man hoppas därför att tunneldioderna, om de kommer i storproduktion, skall bli mycket billiga.

Dioden tillverkas med tillämpande av en legeringsteknik, liknande den som utnyttjas vid tillverkning av skikttransistorer. Enda skillnaden är att det germanium-, kisel- eller intermetalliska material som användes som grundläggande halvledarmaterial, har mycket kraftig störledning, ett typiskt värde är $5 \cdot 10^{19}$ störatomer per cm^3 i en germaniumtunneldiod mot exempelvis 10^{15} störatomer per cm^3 i basområdet för en pnp-germaniumtransistor. Dopningsnivån inverkar starkt på negativa resistansen R och skiktkapacitansen C_s . Produkten av dessa storheter RC_s kan betraktas som en kvalitetssiffra för dioden och bör för en god tunneldiod vara så låg som

möjligt. En ändring i dopningsnivån i förhållande 2:1 kan ändra RC -produkten i förhållande 100:1.

Det förefaller som om tunneldioden skulle vara okänslig för fukt och annan form av påverkan och det är därför tänkbart att det inte behövs någon mera invecklad inkapsling som exempelvis fordras för transistorer.

Karakteristikor

Den I-V-kurva som visas i fig. 1 kan betraktas som tämligen typisk för de tunneldioder som f.n. tillverkas på olika håll. Spänningen, vid vilken strömminimum I_2 och maximum I_1 inträffar, växlar inte särskilt mycket från en tunneldiod till en annan. Tendensen är att specificera tunneldioder med utgångspunkt från I_1 eller i vissa fall — förhållandet mellan I_1 och I_2 . Genom att öka skiktarean hos dioden är det möjligt att göra I_1 godtyckligt stort och enheter som har I_1 större än 1 A har faktiskt tillverkats, men I-V-kurvans brantitet i negativa resistansområdet blir då så låg, en bråkdel av en ohm, att det är mycket svårt att anpassa en sådan diod till praktiska kopplingar. Dioder som har en negativ resistans av storleksordningen 1 kohm—10 ohm förefaller att vara de som kommer att bli mest användbara.

Kapacitansen hos en diod som har en I-V-kurva som visas i fig. 1, kan nedbringas till ca 2 pF. Det är emellertid praktiska svårigheter förknippade med att åstadkomma en så låg kapacitans, och det är därför sannolikt att tunneldioder av standardtyp i framtiden kommer att hålla kapacitansvärden långt över det nyssnämnda optimalvärdet. Endast för specialtyper av tunneldioder avsedda att utnyttjas vid mikrovågsfrekvenser torde man gå ner med kapacitansvärdet i närheten av det optimala.

Karakteristikorna är inte påfallande

temperaturberoende, en tunneldiod av germaniumtyp har I-V-kurva som ändras endast tämligen obetydligt inom området -200°C upp till $+100^\circ\text{C}$. Dioden arbetar bra ända ned till $+4,2^\circ\text{K}$ och kan säkert förmås att arbeta upp till $+200^\circ\text{C}$ eller högre. Tunneldioder av kiseltyp eller av vissa intermetalliska halvledarmaterial kan tänkas arbeta vid ännu högre temperaturer.

Ekvivalenta schemat för en diod som är förspänd så att arbetspunkten faller i negativa resistansområdet visas i fig. 3. I schemat ingår en serieresistans r på grund av halvledarmaterialet och en negativ resistans, $-R$, vars storlek är beroende av brantheten hos I-V-kurvan i arbetspunkten. Negativa resistansen ligger parallellt med skiktkapacitansen C .

Användningsområden

Innan man mera i detalj går in på användningsområdena för tunneldioden kan det vara lämpligt att sammanställa fördelar och nackdelar med denna typ av aktivt element.

Fördelar:

- 1) Tunneldioden arbetar upp till mycket höga frekvenser, flera tusen MHz.
- 2) Den har låg effektförbrukning.
- 3) Den har små dimensioner.

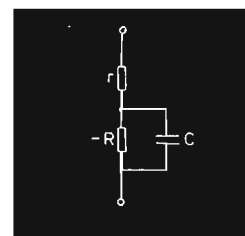


Fig 3

Ekvivalent småsignalschema för en tunneldiod när den har förspänning så att arbetspunkten faller i negativa resistansregionen.

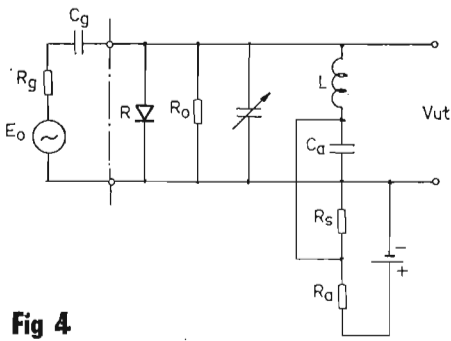


Fig 4

Schema för avstämbar förstärkare med tunneldiod som aktivt element. Kondensatorn C_a är avkopplingskondensator för motståndet R_s i den spänningsdelare $R_a + R_s$ som ger korrekt förspänning till tunneldioden.

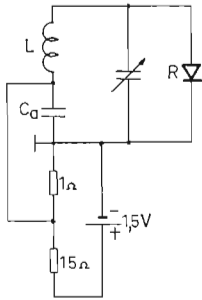


Fig 5

Oscillatorkoppling för tunneldiod. C_a är avkopplingskondensator för den spänningsdelare med motstånden 1 resp. 15 ohm som ger lämplig förspänning för tunneldioden.

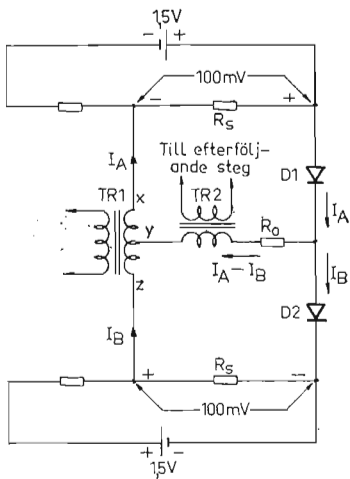


Fig 6

Binär koppling med tunneldioder.

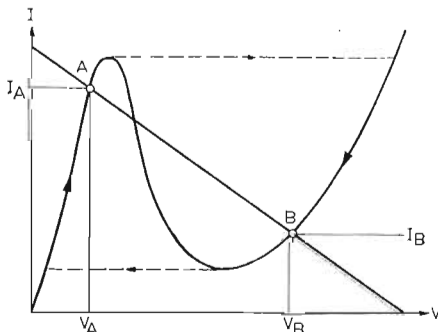


Fig 7

I-V-kurva för en tunneldiod med arbetspunkterna A resp. B markerade. Dessa arbetspunkter kan lämpligen utnyttjas om tunneldiod skall användas som switch. Se texten.

- 4) Den är okänslig för temperaturväxlingar.
- 5) Den är okänslig för förorening.
- 6) Den är okänslig för röntgenstrålning.
- 7) Den kan arbeta vid mycket höga och mycket låga temperaturer.
- 8) Den uppvisar lågt brus.
- 9) Den är enkel att tillverka.

Nackdelar:

- 1) Den är en tvåpolig anordning, vilket betyder att det inte föreligger någon isolering mellan in- och utgång i en tunneldiodförstärkare, och det finns inte något tredje uttag för styrning.
- 2) Den ger låg utteffekt.
- 3) Den ger låg utgångsspänning.

För konstruktören innebär tunneldioden utan tvekan en hel del nytt, och han måste tänka om i många avseenden. Innan konstruktörerna penetrerat problemen är det svårt att uttala sig om tunneldiodens användningsområden och vilka kopplingar som kommer att bli typiska »tunneldiodkopplingar».

Komplikationer i samband med konstruktionsarbetet är dels att tunneldioden är stabil endast i kortslutet tillstånd och har tre möjliga spänningsvärden för ett givet ström värde. De negativa resistans-element man hittills haft att arbeta med har varit stabila i tomgång och har haft tre ström värden för ett givet spänningsvärde. Dessutom är det så att den impedans- och spänningsnivå, vid vilken en tunneldiod arbetar, är mycket låg, vilket gör det svårt att kombinera den med andra aktiva element, som vanligtvis arbetar vid mycket högre impedans och spänningsnivåer.

Tunneldiodens förspänning

Enär tunneldioden, som redan nämnts, endast är stabil i kortslutet tillstånd, fordras det låg resistans hos strömkällan för att man skall få stabil likspänningsarbetspunkt. Det är emellertid omöjligt att undvika en viss induktans i tilledningarna mellan dioden och strömkällans resistans. Är strömkällans resistans alltför låg blir Q-värdet för den avstämda kretsen bestående av denna ströminduktans och diodens skikt-kapacitans tillräckligt hög för att högfrekvenssvängningar omkring arbetspunkten skall uppstå.

Det kan visas att villkoren för stabilitet är

$$|R| > R_s > L/C \cdot |R| \quad (1)$$

Här betyder $|R|$ amplitudvärdet av diodens negativa resistans, R_s är strömkällans resistans, L är induktansen i kretsen och C är diodens skikt-kapacitans.

Maximal oscillatorfrekvens

Den maximala frekvens vid vilken tunneldioden svänger kan beräknas ur

$$f_{max} = \sqrt{(|R| - R_s - r) / (R_s + r) / 2\pi |R| \cdot C} \quad (2)$$

I praktiken kan R_s göras mycket låg-ohmig i förhållande till $|R|$ och r , i vilket fall ekv. (2) övergår i

$$f_{max} = \sqrt{(|R|/r) - 1} / 2\pi |R| \cdot C \quad (3)$$

När dioden arbetar vid en frekvens mycket lägre än f_{max} är maximal produkt av förstärkning F och bandbredd Δf

$$F \Delta f = 1/2\pi |R| \cdot C \quad (4)$$

Tunneldioden i förstärkare

Förstärkningen, F , för små signaler från en strömkälla som har resistansen R_s som anslutes till en tunneldiod som har negativa resistansen $-R$ i den valda arbetspunkten erhålles ur följande ekv. (jfr fig. 4):

$$F = V_{ut}/E_0 = R \cdot R_0 / [R \cdot (R_s + R_0) - R_s R_0] \quad (5)$$

Här är E_0 = strömkällans emk, V_{ut} = utgångsspänningen och R_0 = belastningsresistansen kombinerad med förlusterna i den avstämda kretsen.

Om $R < R_0$ är $V_{ut} > E_0$ och dioden förstärker, men om $R \leq R_s R_0 / (R_s + R_0)$ kommer anordningen att självsvänga. Förstärkningen i kretsen är tydligen kritiskt beroende av R_s , R_0 och R .

Fig. 4 visar schema för en avstämd förstärkare med tunneldiod. Det bör påpekas att det är omöjligt att kaskadkoppla kretsar som arbetar med samma frekvens, enär det inte är någon isolering mellan ingångs- och utgångskretsarna.

Tunneldioden i oscillatorer

Ekv. (1) ger villkoret för självsvängning, nämligen att $R_s < L/C \cdot |R|$. Fig. 5 visar en enkel typ av oscillatorkoppling.

Om förspänningen är modulerad ger oscillatorn upphov till en frekvensmodulerad utgångsspänning på grund av att diodskiktets kapacitans varierar med förspänningen. Att uppnå amplitudmodulering är något mera komplicerat, man kan ha en variabel resistansanordning ansluten över sekundären på en avstämd transformator. Primären på denna transformator inkopplas i stället för induktansen L i fig. 5.

Oscillatorvägformen beror på den avstämda kretsens Q-värde och L/C -förhållandet. Med högt värde på L/C kan kantvåg erhållas.

Tunneldioden som switch

Tunneldioden kan utnyttjas som switch genom att den förspännes till endera av de två stabila arbetspunkter som indikeras med A och B i fig. 7. När arbetspunkten förskjutes från A till B och tillbaka till A igen följer ström och spänning den väg som anges med pilar.

Mätt i spänning är det möjligt att förlägga punkten A närmare negativa resistansområdet än punkten B. Därför kommer dioden att triggas från A till B på positiva spänningspulser men från B till A på negativa pulser av samma amplitud.

Dimensionering av kopplingar och kretsar med tunneldioder

Av civilingenjör P O LEINE¹

I föreliggande artikel genomgås hur man beräknar kopplingar och kretsar med tunneldioder. Beräkningsgången illustreras med en del genomräknade konkreta beräknings-exempel.

Vid dimensionering av kretsar med tunneldioder måste man utgå från det ekvivalenta schemat för tunneldioden, fig. 1. I denna fig. betecknar r spridningsresistansen i halvledarmaterialet och kontaktningen, $-g$ negativa konduktansen, skapad av tunneleffekten och C kapacitansen över utarmningsområdet.

Både $-g$ och C är beroende av vald arbetspunkt. Här antages dock att signalnivån är så liten att båda kan betraktas som konstanter. Den negativa konduktansen $-g$ kan uppmätas med god noggrannhet vid låga frekvenser. C och r måste däremot bestämmas medelst högfrekvensmätningar.

Utförda mätningar gav följande data för ett provexemplar av en tunneldiod:

$$\begin{cases} |-g| = 3 \cdot 10^{-2} \text{ ohm}^{-1} \\ r = 3,4 \text{ ohm} \\ C = 31 \text{ pF} \end{cases}$$

Tunneldiodens karakteristik kan tas upp med en uppkoppling enligt fig. 2. För att självsvängning inte skall uppträda måste ledningarna mellan dioden och de bägge motstånden på 5 respektive 10 ohm vara korta.

¹ Anställd vid *Transistorgruppen* vid Kungl. Tekniska Högskolan i Stockholm, Institutionen för radioteknik.

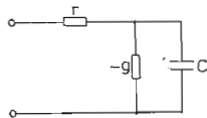


Fig 1

Ekvivalenta schemat för en tunneldiod.

Tunneldioden i oscillatorkopplingar

Tunneldioden lämpar sig särskilt väl för användning i oscillatorer. Då tunneldioden har dynatron-karakteristik, måste man välja oscillatorkoppling så att den arbetar på en parallellresonans.

Vid låga frekvenser är det synnerligen lätt att beräkna elementen i kretsen; man behöver blott se till att den negativa konduktans som tunneldioden uppvisar är större än den positiva konduktans som svängningskretsen har vid resonans.

Exempel:

Vi önskar bygga en oscillator för 1 MHz, vid vilken frekvens tunneldiodens reaktanser är försumbara. Svängningskretsens belastade Q-värde antages vara = 50, tunneldiodens konduktans g antages = $3 \cdot 10^{-2}$ Siemens. Med en avstämningsekondensator C_1 , fig. 3, blir svängningskretsens konduktans:

$$g_1 = \omega C_1 / Q$$

Då g_1 maximalt får uppgå till värdet av tunneldiodens negativa konduktans $-g$, erhålles

$$C \leq gQ / \omega = 1,5 / 2\pi \cdot 10^6 = 0,24 \mu\text{F}$$

Det angivna värdet är ett gränsvärde, och för att tillåta variationer i belastat Q-värde och i den negativa konduktansen hos tunneldioden — försakad t.ex. av att arbetspunkten driver — bör man välja ett avsevärt lägre C-värde (exempelvis en tiopotens lägre).

För att undvika relaxations-svängningar är det nödvändigt att mata tunneldioden

från en lågimpediv spänningskälla, dvs. motståndet R_2 i fig. 3 skall ha låg resistans (1–5 ohm).

Vid högre frekvenser medför elementen C och r i ekvivalentschemat i fig. 1 att dimensioneringen blir något besvärligare. Tunneldiodens ekvivalenta schema måste först överföras till en konduktans g' och en kapacitans C' , se fig. 4. Den yttre kretsens parallellkonduktans g_1 får, om oscilatorn skall svänga, ej vara större än g' .

Exempel:

För en koppling enligt fig. 3 och för $f = 100$ MHz, $r = 3,4$ ohm och $C = 31$ pF erhålles enligt ekv. i fig. 4:

$$g' = [-g(1-rg) + \omega^2 r C^2] / [(1-rg)^2 + (\omega^2 r^2 C^2)] = -2,9 \cdot 10^{-2} \text{ ohm}^{-1}$$

och

$$C' = C / [(1-rg)^2 + (\omega^2 r^2 C^2)] = 31 \text{ pF}$$

Efter det att g' och C' lösts, kan dimensioneringen fortsättas på samma sätt som ovan, dock skall observeras att C' kommer att inverka på avstämningen.

I det angivna fallet vid 100 MHz har den negativa konduktansen obetydligt påverkats. För stigande frekvens kommer dock g' att i allt hastigare takt närma sig noll. Den frekvens där g' är noll utgör den högsta frekvensen för tunneldioden som oscillator. I andra fall, t.ex. som blandare, kan den användas vid högre frekvenser.

Endast låga effekter kan uttagas från tunneldioder, då spännings- och strömmamplituder är låga. Totalverkningsgraden

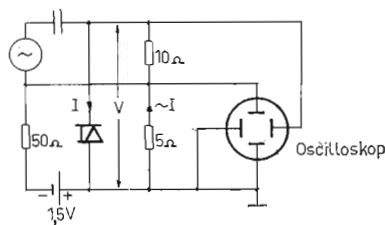


Fig 2

Koppling för upptagningar av en tunneldiods karakteristika med oscilloskop. Över horisontella plattparet erhålles en avböjning som representerar spänningen över tunneldioden, över vertikala plattparet erhålles en avböjning som representerar strömmen genom den.

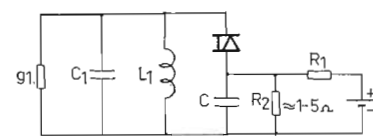


Fig 3

Oscillatorkoppling för tunneldiod. Villkoret för självsvängning är att negativa konduktansen som tunneldioden uppvisar skall vara större än svängningskretsens positiva konduktans vid resonans. C = avkopplingskondensator för R_2 .

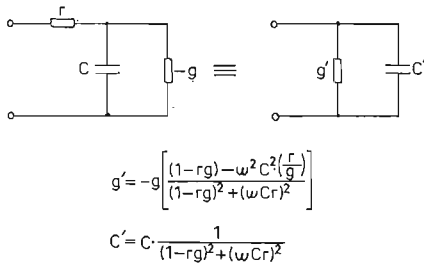


Fig 4

Modifierat ekvivalent schema (t.h.) för tunneldiod jämte formler för omräkning.

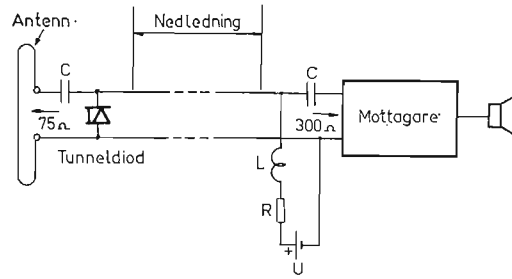


Fig 5

Schema för tunneldiod, inkopplad i antennkretsen för en mottagare för att åstadkomma viss förstärkning av signalspänningen för e nedledningen. Strömmatning vid nedledningen, C = kondensator som spärrar likströmmen men släpper igenom signalspänningen, L = induktiv spärr för signalspänningen.

är förhållandevis låg. Det huvudsakliga användningsområdet för tunneldioder i detta sammanhang torde därför bli som lokal- och styroscillatorer eller som självsvängande blandare.

Max. oscillatorfrekvens

Ur ekvivalenta schemat i fig. 1 erhålles impedansen Z_{in} för tunneldioden

$$Z_{in} = \frac{(-rg + 1 + j\omega rC) (-g - j\omega C)}{g^2 + \omega^2 C^2} \quad (1)$$

Frekvensgränsen för aktivitet ω_{max} erhålles ur (1) genom att man sätter reella delen av $Z=0$

$$rg^2 - g + \omega^2 rC^2 = 0 \quad (2)$$

Härur fås

$$\omega_{max}^2 = \frac{(-rg^2 + g)}{rC^2} = \left[\frac{g^2}{C^2} \right] \cdot \left[\frac{(1-rg)}{rg} \right] \quad (3)$$

Antennförstärkare med tunneldiod

Då tunneldioden endast har två elektroder kan den ej skilja på in- och utgång. Detta medför att stora förstärkningsvärden av stabilitetsskäl ej kan uppnås, såvida ej avancerade krets-element som cirkulatorer tillgripes. I många tillämpningsfall kan man dock nöja sig med en måttlig förstärkning. Man kan sålunda till exempel efter en antenn önska en förhållandevis låg förstärkning för att förbättra signalbrusförhållandet.

Som alla energikällor kan antennen representeras med en strömgenerator I_g och en admittans $Y_g = G_g + jB_g$. Den maximala effekt som kan uttagas från antennen är

$$P_{max} = |I_g|^2 / 4G_g$$

Genom att parallellkoppla antennen med en tunneldiod kan G_g reduceras, och då är större effekt tillgänglig. Rent matematiskt skulle G_g kunna reduceras till noll, och således skulle obegränsad effekt kunna inmatas till mottagaren. I praktiken är detta omöjligt, då den minsta variation i antenn-admittansen skulle kunna förorsaka självsvängning.

Ett mera realistiskt värde är att antennens konduktans reduceras till 25 % av ursprungsvärdet, för vilket fall 6 dB (fyra ggr) större effekt kan inmatas i mottaga-

ren. Bestämmer mottagaren signalbrusförhållandet kan man därvid förbättra signalbrusförhållandet med upp till 6 dB.

Exempel:

Antag att vi har en antenn, fig. 5, med karakteristiska impedansen 75 ohm. Inkopplas parallellt över denna en tunneldiod, i vilken förspänningen valts så låg att den negativa konduktansen är -10^{-2} ohm $^{-1}$, blir antennens och tunneldiodens gemensamma resistans = 300 ohm. Anslutes en mottagare med 300 ohms karakteristisk impedans, kommer den att erhålla 4 ggr så stor effekt som en 75 ohms mottagare skulle erhålla från antennen utan tunneldiod.

Genom att variera förspänningen på tunneldioden kan förstärkningen ändras. I likhet med en återkopplad mottagare kan självsvängning inträda om förstärkningen drives upp för högt.

Vid höga frekvenser kan en avsevärd förbättring av signalbrusförhållandet uppnås med en tunneldiod kopplad till antennen. Om tunneldioden kopplas direkt till antennen och ström matas över nedledningen, skulle värdefull förstärkning erhållas före nedledningen, vilket är gynnsamt med hänsyn till signalens dämpning i nedledningen och de störningar som uppfångas av nedledningen. För t.ex. långdistansmottagning av television torde tunneldioder kunna medföra avsevärda förbättringar. Dock må observeras att antennens bandbredd ej får reduceras till alltför lågt värde genom tunneldioden, som medför att effektiva Q-värdet ökas för antennen.

Tunneldioden som frekvensomvandlare

Genom att välja olika arbetsbetingelser, kan ett flertal olika driftsfall uppträda, då tunneldioden utnyttjas som frekvensomvandlare. För att illustrera de problem som uppträder, skall det specialfall väljas att arbetspunkten lägges mitt på strömtoppen, fig. 7. Med hänsyn till temperaturstabiliteten är detta förmånligt, då motsvarande spänningvärde är förhållandevis temperaturstabil.

Ström-spännings-karakteristiken kan omkring toppvärdet approximeras med en kvadratisk ekvation

$$I - I_{topp} = -k(U - U_{topp})^2 \quad (6)$$

där k = konstant.

Om enligt fig. 6 tunneldioden påtryckes frekvenserna ω_1 , ω_2 och $\omega_1 - \omega_2$ med respektive amplituderna e_1 , e_2 och e_{12} , där $\omega_1 > \omega_2$ och $|e_{12}| \gg |e_1| + |e_2|$, erhålles tunneldiodströmmen till

$$I - I_{topp} = [e_{12} \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) + e_1 \cos(\omega_1 + \varphi_1) + e_2 \cos(\omega_2 + \varphi_2) - U_{topp}]^2 \quad (7)$$

där φ_1 och φ_2 är faslägen räknade från en godtycklig tidsreferens.

Med avseende på signalöverföringen är vi i ekv. (7) endast intresserade av strömkomponenterna i_1 och i_2 med vinkelfrekvenserna ω_1 och ω_2 . Dessa erhålles till:

$$i_1 = -k e_{12} e_2 \cos(\omega_1 t + \varphi_2) \\ i_2 = -k e_{12} e_1 \cos(\omega_2 t + \varphi_1) \quad (8)$$

Ur ekv. (7) erhålles även en serie andra strömkomponenter som måste tillåtas cirkulera. Den strömkrets, i vilken tunneldioden ingår, fig. 6, bjuder inget motstånd för dessa frekvenskomponenter, varför övergången från (7) till (8) är tillåten. Då endast e_1 , e_2 och e_{12} är närvarande, utvecklas ej heller någon effekt vid dessa övriga frekvenser.

I ekv. (8) är det möjligt att övergå till komplex symbolisk notation av strömmar och spänningar i resp. kretsar, varvid erhålles.

$$\begin{cases} I_1 = S \cdot U_2 \\ I_2 = S \cdot U_1 \end{cases} \quad (9a)$$

där $S = -k e_{12}$ eller i matrisform

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S \\ S & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Om lokaloscillatorfrekvensen valts till $\omega_1 + \omega_2$, ändras (9) till

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S \\ S & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1^* \\ U_2^* \end{pmatrix} \quad (10)$$

där konjugattecknen inkommer på grund av frekvensinversionen (sidbanden byter

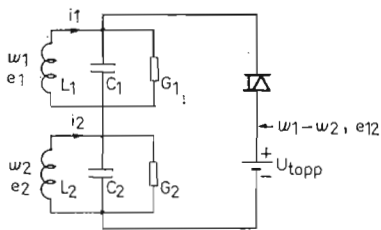


Fig 6

Koppling med tunneldioden som frekvensomvandlare.

plats). Emedan frekvensinversa nät är realiserbara, är (9) och (10) jämbördiga, och alla påståenden angående den ena gäller även för den andra; blott frekvensinversionen beaktas vid uppbyggnaden av anslutna kretsar. Den fortsatta behandlingen skall härför begränsas till att undersöka vad ekv. (9) innebär.

Admittansmatrisen (9) har så när som på ett minustecken gyratorform. Den utför en negativ impedansomvandling. Anslutes nämligen en admittans Y_2 vid frekvensen ω_2 , kommer inadmittansen Y_{in1} vid frekvensen ω_1 , att bli

$$Y_{in1} = -S^2/Y_2 \quad (11)$$

Detta betyder att steget är betingat stabilt, vilket är mycket sorgligt i de flesta tillämpningsfall.

Överföringsförstärkning vid frekvensomvandlare

Om vi vid frekvensen ω_1 har en signalkälla I_g med inre admittansen G_1 , erhålles vid frekvensen ω_2 , i analogi med ekv. (11), en utgångsadmittans

$$G_{ut} = -S^2/G_1$$

och en kortslutningsström, given av (9a) till:

$$I_{utk} = SI_g/G_1$$

Då sekundärsidan (ω_2) belastas med G_2 erhålles en utgångsspänning

$$U_2 = SI_g/G_1 [G_2 - (S^2/G_1)]$$

och en uteffekt

$$P_2 = S^2 |I_g|^2 G_2 / G_1^2 [G_2 - (S^2/G_1)]^2 \quad (12)$$

Divideras detta uttryck med den från signalkällan tillgängliga effekten

$$P_{tillg} = |I_g|^2 / 4G_1$$

erhålles överföringsförstärkningen (transducer gain) till:

$$G = P_2 / P_{tillg} = 4 / |\sqrt{-x} + \sqrt{-x^{-1}}|^2 \quad (13)$$

där

$$x = G_1 \cdot G_2 / S^2$$

Överföringsförstärkningen G som funktion av $G_1 G_2 / S^2$ visas i diagram i fig. 8.

Ur ekv. (13) erhålles stabilitetsvillkoret lätt ($x < 1$):

$$G_2 \cdot G_1 > S^2 \quad (14)$$

Om kretsarna snedstämms något i förhållande till ω_1 och ω_2 , kan stabilitetsvillkoret lättas något men med en uppoffring i förstärkning.

Om tunneldioden har en shuntkonduktans g , respektive en serieresistans $r \ll S^{-1}$, kan detta på enkelt sätt medtagas i matrisen (9). Den övergår då till

$$\begin{pmatrix} Y \\ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g - S^2 r & S \\ S & g - S^2 r \end{pmatrix} \quad (15)$$

Inverkan av dessa störellement medtagas lättast i den föregående analysen genom att substituera

$$G_1 = G'_1 + g - S^2 r \text{ etc.}$$

Inga nya väsentliga egenskaper framkommer dock.

I det föregående har antagits att arbetspunkten placerats exakt på toppen (U_{topp} , I_{topp}), fig. 7. En något avvikande arbetspunkt ger också en matris av samma form som (15) anger.

Väljes en arbetspunkt kring (U_{min} , I_{min}), fig. 7, gäller hela analysen ovan; S byter dock tecken, men detta är oväsentligt. Arbetspunkten (U_{min} , I_{min}) är dock ointressant, emedan tunneldioden är förhållandevis långsam i detta område.

Om tunneldioden får arbeta som frekvensomvandlare med arbetspunkten förlagd nära endera vertex, kommer steget — som redan nämnts — att bli betingat stabilt. Förstärkning större än ett kan uttagas men med uppoffrad stabilitet. Eftersom vanliga diodblandare har avsevärd dämpning, kan man vid tunneldioder nöja sig med en förhållandevis måttlig förstärkning (mindre eller lika med ett). Vid förstärkningen=1 är stabilitetsfaktorn ungefär 5,9, dvs. inadmittansen kan öka 5,9 ggr, innan steget självsvänger.

För brusmätningar och -beräkningar gäller speciella regler, emedan bruset i efterföljande steg kommer att reflekteras och förstärkas vid blandarstegets utgång. Ehuru begreppet »vägd brustemperatur» ej existerar i egentlig mening för ett frekvensomvandlande element, kan en ekvivalent storhet i detta fall definieras. Vid en sådan analys visar det sig, att den efterföljande förstärkarens ekvivalenta brustemperatur kommer in med *hela* sitt belopp, dvs. ej dividerad med stegförstärkningen, vilket är det normala. Den vinst vi gör, är således att brustemperaturen för MF-förstärkaren är lägre än brustemperaturen för motsvarande förstärkare utförd som HF-förstärkare. Förutom MF-förstärkarens brus introducerar tunneldioden ytterligare brus. Någon analys av detta har dock ännu ej gjorts.

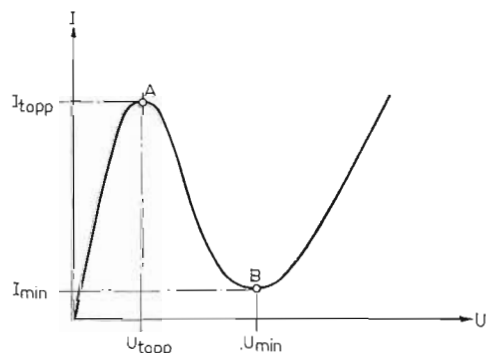


Fig 7

Karakteristik för tunneldiod med alternativa arbetspunkter för tunneldioden använd som frekvensomvandlare.

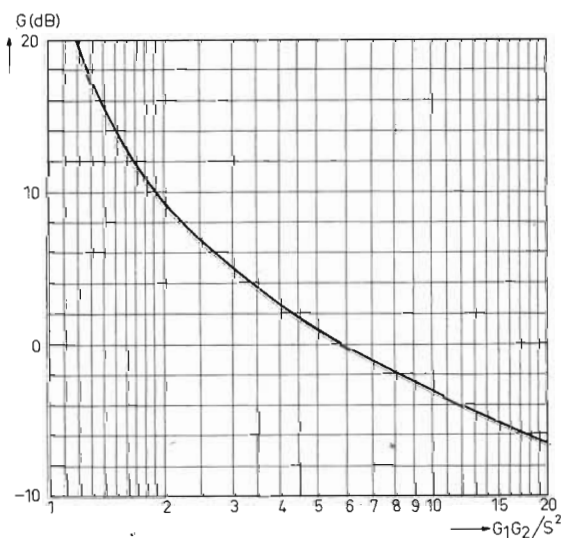


Fig 8

Överföringsförstärkningen G som funktion av $G_1 G_2 / S^2$ för koppling enligt fig. 6. Arbetspunkt för tunneldioden = A i fig. 7.

» CATHODE RAY « :



(Forts. från nummer 5/60)

Men hur är det med mätmetoderna? Den vanligaste Q-meterkopplingen visas i fig. 6. En HF-generator med variabel frekvens kopplas att sända en mätbar ström I genom en känd liten resistans, r . Den HF-spänning som utvecklas över denna resistans är sålunda $I \cdot r$ och den svarar mot signalkällan v i fig. 3 (i nr 5/60). Utspänningen V mätes med en rörvoltmeter över C , sedan C eller frekvensen hos oscillatoren har inställts så att man har resonans. Resonansen indikeras av maximum spänning V .

Vi måste nu dra den slutsatsen att den storhet som svarar mot de praktiska förhållandena är Q , medan den storhet som faktiskt mätes med den vanligaste mätmetoden är Q' . Därför borde det uppmätta Q -värdet ($=Q'$) multipliceras med $(C + C_0)/C$ för att ge det verkliga Q -värdet ($=Q$). Men, som vi redan sett är det knappast värt att vidta denna korrektion när C är mycket större än C_0 . Däremot resulterar det i ett avsevärt fel i bestämningen av Q om man underlåter att göra beräkningen då C är i det närmaste lika med C_0 .

Q-metrarnas för- och nackdelar

En Q-meter av nyss antytt slag är mycket behändig att använda, men den har ett fel som kan vara nog så allvarligt vid högre frekvenser. Detta fel hänför sig till r , som gör att instrumentet kommer att visa för lågt Q-värde genom att r ökar resistansen i kretsen. Även om r låge direkt i serie med R så att man kunde dra ifrån r -värdet direkt, skulle man i alla fall vara tvungen att räkna fram R . Detta är ett allvarligt fel med ett instrument, som helst bör indikera Q-värdet direkt utan några räkningar (möjligen med undantag för att man måste kalkylera med någon skalfaktor). Men i verkligheten ligger r i serie med R' så att man — för att vara alldeles korrekt — också skulle behöva räkna fram den faktor som anger sambandet mellan R och R' . I rättvisans namn måste jag dock erkänna att r vanligen är tillräckligt litet för att man skall kunna försumma det, dock inte i kretsar med mycket höga Q-värden och vid mycket höga frekvenser.

När man mäter på mycket goda spolar kan man också bli tvungen att korrigera för de förluster som rörvoltmeterens ingångsresistans och avstämningkapacitansens förluster inför. Man gör alltså klokt i att inte bli alltför imponerad av påståendet att Q-metern är direktvisande och har

en skala graderad i Q. Q-metrarnas stora fördel är att den snabbt och enkelt ger en siffra som kan användas för jämförelse med motsvarande siffra för andra spolar. Även om siffran man får fram avviker ganska avsevärt från det sanna Q-värdet är det inte hela världen, om det endast gäller jämförande mätningar. Instrumentet kan också användas för flera andra slag av mätningar om man är beredd att göra en del enkla beräkningar.

I detta sammanhang finns det en hel del att säga om en annan mätmetod, nämligen den som går ut på att frekvensen hos oscillatoren avläses vid resonans och vid en spänning över kretsen som är lika med $1/\sqrt{2}$ ($=0,707$) av spänningen vid resonans. Detta inträffar vid två frekvenser, en över och en under resonansfrekvensen. Om då f_r är resonansfrekvensen och f_1 respektive f_2 är den högre respektive den lägre frekvensen (fig. 1) gäller att

$$Q \approx f_r / (f_1 - f_2)$$

Vid denna mätmetod är oscillatoren löst kopplad till spolen och man behöver ingen HF-amperemeter, ej heller någon extra resistans r . Resultatet av mätningen ger det verkliga Q-värdet och metoden kan användas vid de tillfällen då Q-metern kommer till korta. Dessutom är metoden — naturligtvis — mycket billigare.

Tecknet \approx (dvs. »ungefär lika med») har använts för att tillfredsställa perfektionisterna. I verkligheten är felet, om man använder denna formel, helt försumbart om inte Q-värdet är extremt lågt — mindre än 4 eller så. I detta fall misslyckades f.ö. mätningen av den enkla anledningen att frekvenserna då ligger så långt från varandra att det inte är troligt att Q-värdet är lika vid alla tre frekvenserna.

Skälet till att den senast beskrivna metoden ger det sanna Q-värdet är att inspänningen kopplas induktivt till spolen som skall mätas och sålunda kommer att ligga i serie med den avstämda kretsen som helhet. I fig. 6 däremot är inspänningen i serie med endast den ena av de två kapacitiva grenarna, så att C_0 kommer att bilda en slags avkopplingskondensator för signalen.

Är Q detsamma som spänningsstegringsfaktorn?

Det finns en annan teoretiskt sett intressant egenskap hos kretsen i fig. 6, som dock har praktisk betydelse endast när Q

är exceptionellt lågt. Vi har ännu inte gett någon vattentät definition av spänningsstegringsfaktorn m . Det tycks som om den vanligaste definitionen för m skulle vara $= V/v$ i fig. 4 då kretsen är i resonans indikerad av maximum hos V . Om Ni frågar om detta inte är identiskt med det vi tidigare kallat Q' kan jag bara svara: »inte riktigt». Som jag förklarade i en tidigare artikel¹ är den frekvens vid vilken vi får maximal spänning över kretsen inte exakt densamma som den frekvens vid vilken man har serieresonans. Det beror på om maximet åstadkommes genom att man varierar frekvensen eller genom att man varierar avstämningkapacitansen. Både Q och Q' baseras, som vi såg i samband med fig. 1, på serieresonansens teori. Men Q-metrar, som vanligen utgår från kopplingen enligt fig. 4, är anordnade så, att resonansen bedömes av maximalt värde på V . De mäter alltså egentligen spänningsstegringsfaktorn m .

Man kan räkna ut sambandet mellan m och Q' . Beräkningen är ganska invecklad, men slutresultatet kan anföras. Antages att resonans åstadkommes genom att oscillatorens frekvens varierar erhålles

$$Q' = \sqrt{[m^2 - 1 + m\sqrt{(m^2 - 1)}] / 2}$$

Om exempelvis $m=2$ blir $Q'=1,8$, dvs. en avvikelse på 10 %. Men om $m=10$ blir $Q'=9,96$ med endast 0,4 % avvikelse.

Om resonans åstadkommes genom att C varierar (kapacitansavstämning) gäller

$$Q' = \sqrt{(m^2 - 1)}$$

Avvikelserna är något större i detta fall, men fortfarande ytterst obetydliga och följaktligen försumbara för de flesta avstämningkretsar.

Vid den alternativa metoden enligt fig. 7 fastställer man resonansen av maximum hos V . Det resulterande felet är i detta fall ändå mindre än det som angetts i det föregående. Beräkningarna blir komplicerade och slutformeln alltför skrymmande (och utan större praktiskt värde) för att återges här.

Q-värde och selektivitet

Det faktum att Q-värdet är ett mått på en avstämningkrets' effektivitet i vad avser signalstyrka är alldeles tydligt om man betraktar den i Q-metermätningarnas ljus.

¹ Se »CATHODE RAY»: Om resonanskurvor. RADIO och TELEVISION 1960, nr 2, s. 54.

Metoden att variera oscillatorfrekvensen å andra sidan betonar sammanhanget mellan Q-värde och selektivitet. Vad man gör är ju faktiskt att man mäter resonansskärpan. Detta är emellertid inte exakt samma sak som selektivitet, uttryckt i detta begrepps mest användbara form. Vad man i allmänhet vill veta i fråga om selektiviteten är bandbredden, mätt i antal perioder per sekund, oavsett vilken resonansfrekvens man har. Man vill exempelvis avstämna på en sändare med frekvensen 200 kHz med en enkel avstämningsskrets med bandbredden 12 kHz. Erforderligt Q-värde skulle alltså vara $200/12=16\frac{2}{3}$. För att man vid frekvensen 1200 kHz fortfarande skulle ha samma bandbredd, 12 kHz, skulle kretsen ha ett Q-värde av $1200/12=100$.

För att få konstant selektivitet skulle tydligen Q-värdet vara proportionellt mot frekvensen. Den kvantitet som anger vad man skulle kunna kalla ett »konstant-bandbreddstal» är inte $Q=\omega L/R$ utan L/R , dvs. tidskonstanten. Det är emellertid riktigt att säga att selektiviteten vid en godtycklig frekvens är proportionell mot Q-värdet.

Nu är rätta ögonblicket inne att påpeka en annan fördel med att använda Q-värdet som kvalitetstal i stället för HF-resistansen R . Vi har redan sett att Q-värdet är ett riktigare mått på en spoles effektivitet, därför att Q-värdet tar hänsyn till spolens induktans och därför är ett mått på godheten i stället för på förlusterna. Vidare har vi visat att Q-värdet talar direkt om den utspänning man kan påräkna vid resonans då man tillför en känd »seriespänning». Vad jag vill ha fram här är att R till skillnad från vanlig likströmsresistans är långt ifrån konstant. Det mesta av de förluster som innefattas i R har en tendens att tillta då frekvensen stiger. Över ett begränsat frekvensområde, t.ex. det som täckes av en vanlig avstämningsskrets, är vanligen R grovt taget proportionellt mot frekvensen. Och eftersom $Q=2\pi fL/R$ över samma frekvensområde, blir Q ungefärligen konstant. Men bara ungefärligen, och i varje fall mera konstant än R !

Hittills har vi betraktat Q som en egenskap som kan tillskrivas spolen enbart, under det att resten av kretsen antas förlustfri. I så fall kommer ju detta Q-värde att karakterisera hela kretsen. Men man ser ofta uppgifter om Q-värdet för en kondensator eller annan komponent med kapacitiva eller induktiva egenskaper. För dem gäller samma principer, Q-värdet är kvoten mellan reaktansen och serieresistansen, alltså för kapacitiv reaktans $Q=1/\omega CR$.

När det gäller en avstämningsskrets är det ofta nyttigt att känna till dess ekvivalenta parallellresistans vid resonansfrekvensen, dvs. dess dynamiska resistans. Betecknar vi denna med R_d och kallar reaktansen (oavsett om den är kapacitiv eller induktiv) för X , så är R_d/X detsamma som X/R , och detta är efter vad vi vet $=Q$. Vet vi därför att reaktansen i en avstämningsskrets är t.ex. 1000 ohm och dess Q-värde

är 100, så verkar den som en resistans på 100 000 ohm, därför att $R_d=Q\cdot X$. Och naturligtvis är HF-resistansen för denna krets 10 ohm, enär $R=X/Q$.

Hur är det vid UKV?

Nuförtiden koncentreras ju intresset på frekvenser över 30 MHz. Vid dessa frekvenser håller inte längre arbetshypotesen om koncentrerade kretselement, som direkt kan utpekas som L eller C . När det är på det viset blir begreppet Q-värde — om man bara kan tillämpa det rätt — mera användbart än någonsin. Detta beror på att det blir svårt att mäta L eller C var för sig och/eller tolka vad mätresultaten betyder. För den skull har man definierat om begreppet Q-värde och har på så sätt ytterligare förfinat detta redan nu så användbara teoretiska verktyg. Den mera generella definitionen lyder:

$Q=2\pi \cdot$ upplagrad energi i kretsen: förbrukad energi i kretsen

där energin i kretsen räknas över en halvperiod.

Enkla kretsar med koncentrerade element, sådana som i fig. 1, är specialfall i vilka Q-värdet enligt definitionen ovan förklaras till $\omega L/R$ eller något annat tillämpligt uttryck. Att acceptera den nya definitionen betyder alltså inte att man måste skrota alla kunskaper som man förvärvat om Q , definierat på det »gamla» sättet. Det finns emellertid ett par skendefinitioner, sådana som att Q är det inverterade värdet av förlustfaktorn, som med det snaraste borde avskrivas ur förrådet av kunskaper, hur nära sanningen de än må komma i många fall.

Man kan fråga sig hur man skall kunna mäta den per halvperiod upptagna respektive förbrukade energin. Hårtill är att säga att den mest lämpliga metoden att definiera ett begrepp inte alltid är det bästa sättet att mäta den definierade storheten. Vid mätning av Q får man tillgripa indirekta metoder. Det är ibland möjligt att mäta dekrementet, dvs. den hastighet med vilken svängningarna »dör bort». Den mest generellt användbara mätmetoden är emellertid den i fig. 7 angivna frekvensstämningsskottmetoden, som t.o.m. är fullt användbar för hålrumresonatorer på centimeter våg. Frekvens är den storhet man kan mäta med största noggrannheten över hela det aktuella radiofrekvensspektrat. Och till detta behöver man ytterligare endast en indikator som kan ange när strömmen eller spänningen fallit till 70,7 % av sitt maximalvärde, dvs. grovt taget 3 dB.

Sammanfattning

1) Den nya generella definitionen av Q lyder: Q =den per halvperiod upplagrade energin i en krets, dividerad med den förbrukade energin i kretsen.

2) Tillämpat på kretsar med koncentrerade element är detta förhållande lika med kvoten mellan reaktansen (rent induktiv eller rent kapacitiv) och

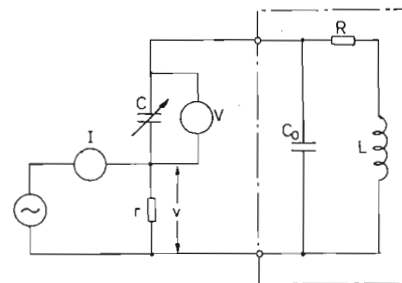


Fig 6

Principiell koppling för den vanligaste typen av Q-meter.

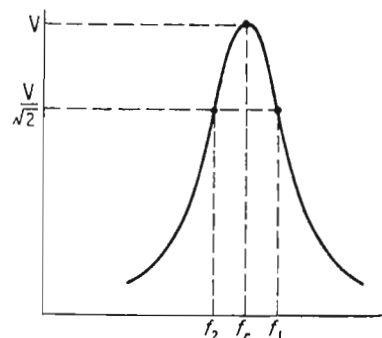


Fig 7

Principen för en alternativ metod att mäta Q-värden, frekvensstämningsskottmetoden.

serieresistansen (i dess vidaste betydelse, så att alla förluster medräknas).

3) Detta X/R -förhållande är också lika med kvoten V/v , dvs. förhållandet mellan spänningen över reaktansen av endera slaget i en serieresonansskrets och den »seriespänning» som tillföres kretsen. Detta förhållande benämnes också spänningsstegringsfaktorn m . Men när resonansen — som brukligt är — bestäms som maximal spänning mätt parallellt över endera reaktansen, uppstår en avvikelse mellan begreppen m och Q . Avvikelsen är försumbar om inte Q-värdet faller inom området för de mindre ensiffriga talen.

4) Om man mäter Q eller m för den typ av krets som visas i fig. 3 (vilket är förhållandet i den vanliga typen av Q-metrar, se fig. 6) blir resultatet det skenbara Q-värdet (Q')

$$Q'=QC/(C+C_0)$$

Eftersom detta är nästan den enda praktiskt användbara metoden att direkt mäta m är i praktiken m samma sak som Q' om man försummar den ovan omtalade avvikelser.

5) Man kan emellertid mäta Q med andra metoder som t.ex. frekvensstämningsskottmetoden i fig. 7, som ger det verkliga Q-värdet direkt. Detta Q-värde överensstämmer också med det sätt på vilket man för det mesta använder avstämda kretsar. Se fig. 5.

Mätningar på transistorer

Mätningar på transistorer kan uppdelas i tre typer:

- 1) *Leveranskontroll.* Mätning i den av fabrikanter angivna arbetspunkten.
- 2) *Kontroll teori-praktik vid transistor-kretsar.* Mätning i den arbetspunkt där transistorn arbetar.
- 3) *Kontroll av om en transistor är hel eller trasig.* Arbetspunkten inte kritisk. Den kan väljas någonstans i området $I_K=1-5$ mA, $V_{KE}=1-2$ V.

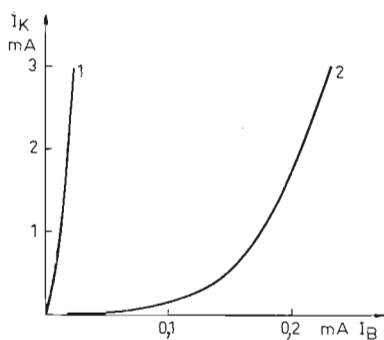


Fig 1

I_K - I_B -kurvor (1 och 2) för två exemplar av diffusionselegerad transistor.

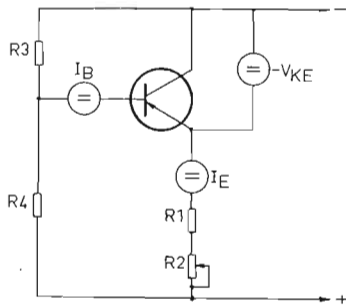


Fig 2

Lämplig koppling för uppmätning av I_B för specificerade värden på I_E eller V_{KE} .

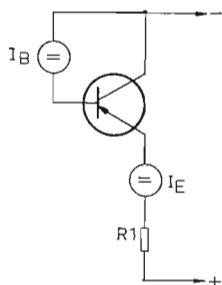


Fig 3

Annat lämplig koppling för uppmätning av I_B vid specificerat värde på I_E .

Mätinstrument för transistorer som förekommer i handeln arbetar oftast efter den principen att man matar in en viss basström och mäter den uppstående kollektorströmmen. Två anmärkningar kan göras mot denna mätmetod.

- 1) Arbetspunkten är ej definierad. Inte nog med att den skiljer sig från den av fabrikanter angivna; den blir även olika från exemplar till exemplar beroende på hur stor strömförstärkningsfaktorn är.
- 2) Vid vissa transistorer (framför allt diffusionslegerade typer och kiseltransistorer) är kollektorströmmen en starkt olinjär funktion av basströmmen. En enkel kvotmätning säger därför mycket litet om småsignalvärdet (differentialvärdet) h_{fe} .

Mätmetodens olämplighet vid diffusionslegerade transistorer illustreras av fig. 1. Transistorexemplar 1 har ett högre h_{fe} -värde än exemplar 2 vid $I_K=1$ mA, men båda ligger innanför toleransgränsen ($h_{fe}>20$). En mätning med $I_B=100$ μ A ger ett knappt märkbart utslag för transistorn 2, men transistorn 1 får så hög kollektorström att den förstörs, om inte kollektorströmmen begränsas!

I fig. 2 visas en lämplig koppling för uppmätning av I_B för vissa specificerade värden på I_E och V_{KE} . Man ställer här in V_{KE} med hjälp av den variabla spänningskällan och I_E med hjälp av R2. Därpå avläses I_B . När man sätter in en ny transistor för mätning, skall man endast i undantagsfall behöva göra justeringar.

I fig. 3 visas en annan koppling vid vilken man mäter I_B vid specificerat värde på I_E . Man ställer här in I_E med hjälp av variabel spänningskälla. I denna koppling är transistorn bottenad, dvs. $V_{KB}=0$, så när som på det obetydliga spänningsfallet över det instrument som mäter I_B .

Tab. 1 visar de värden man skall erhålla på I_B för en del Philips-transistorer vid inställning på några olika I_E -värden som erhålles vid mätuppkoppling enligt fig. 2 och 3.

Inom parentes angivna värden är provisoriska. För en del transistorer finnes ett minimivärde utsatt på strömmen I_B . Det bör observeras att detta värde svarar mot en övre toleransgräns på strömförstärkningsfaktorn h_{FE} . I vissa tillämpningar kan strömförstärkningsfaktorn få vara hur hög som helst, varför man inte alltid behöver fästa avseende vid denna kolumn.

Mätspänning 0-10 V uttages från lämpligt lågspänningsaggregat. Detta kan i vissa fall ersättas med en 12 V ackumulator i serie med lämpligt variabelt motstånd. I något fall krävs cirka 15 V.

Som mätinstrument kan man använda vanliga universalinstrument. Man får dock givetvis ta hänsyn till instrumentens mätnoggrannhet. Spänningsfallet över det instrument som mäter I_B i en koppling enligt fig. 3 bör inte vara för stort, helst under 0,4 V.

Tab. 1. Sambandet mellan I_E (V_{KE}) och I_B för några Philips-transistorer.

Typ	Mät-krets enl. fig.	Inställda värden		Avlästa värden		R1 ohm	R2 W	R3 ohm	R4 ohm	
		I_E (mA)	$-V_{KE}$ (V)	I_B (mA)						
				max.	min.					
OC 72	2	10	5,4	0,22	0,07	270	¼	250	1200	1000
OC 72	3	80	—	2,6	0,8	120	1	—	—	—
OC 72	3	125	—	4,9	—	82	2	—	—	—
OC 72	3	250	—	15,7	—	39	3	—	—	—
OC 76	2	10	5,4	0,22	0,02	270	¼	250	1200	1000
OC 76	3	80	—	2,6	0,34	120	1	—	—	—
OC 76	3	125	—	4,9	0,7	82	2	—	—	—
OC 76	3	250	—	15,7	2,0	39	3	—	—	—
OC 77	2	10	5,4	0,22	—	270	¼	250	1200	1000
OC 77	3	80	—	2,6	—	120	1	—	—	—
OC 77	3	125	—	4,9	—	82	2	—	—	—
OC 77	3	250	—	15,7	—	39	3	—	—	—
OC 74	2	5	6,0	(0,12)	—	560	¼	500	1500	1000
OC 74	2	50	6,0	(0,85)	(0,33)	47	½	100	150	100
OC 74	3	300	—	(7,7)	(3,0)	33	3	—	—	—
OC 80	2	50	6,0	(0,55)	(0,2)	47	½	100	150	100
OC 80	3	600	—	(15)	—	15	10	—	—	—
OC 30	2	100	7,0	4,3	0,9	10	¼	25	100	39
OC 30	3	800	—	50	11	10	10	—	—	—
OC 30	3	1500	—	115	—	10	25	—	—	—

Diagram för bestämning av förbrukad effekt i motstånd

nedanstående diagram anges sambandet mellan pålagd spänning, ström och förbrukad effekt i motstånd. Diagrammet kan användas för att snabbt bestämma vilken typ av stavmotstånd man skall använda i en viss strömkrets när man känner antingen strömmen genom motståndet eller spänningen över det. I kurvan är inritade värden för 1/4 W, 1/2 W, 1 W och 2 W motstånd, dvs. de vanliga effektvärdena för ordinära stavmotstånd. Diagrammet gäller för motstånd mellan 100 ohm och 10 kohm, för strömmar mellan 0 och 100 mA och för spänningar mellan 0 och 100 V.

Man kan öka diagrammets giltighetsområde genom att multiplicera antingen spänningsvärdena eller strömvärdena med 10. Därvid får man samtidigt också multiplicera resistansvärdena och effektvärdena med 10. Effektivärden blir då 2,5, 5, 10 och 20 W och resistansvärdena sträcker sig då från 1 kohm till 100 kohm.

Exempel 1:

Man har i ett 100 ohms-motstånd en ström av 45 mA; vilken effektförbrukning uppstår i motståndet? För 45 mA erhåller man ur diagrammet för 100 ohm en effekt som ligger rätt långt under kurvan för 1/4 W, det betyder att man alltså utan betänkanke kan ta ett 1/4 W motstånd.

Exempel 2:

Om man i stället har ett motstånd på 470 ohm med samma ström som i exempel 1 blir effekten praktiskt taget 1 W, dvs. man får då ta till ett 1 W-motstånd eller ev. — för säkerhets skull — ett 2 W-motstånd.

Exempel 3:

I en spänningsdelare uppträder en spänning av 50 V över ett motstånd på 3,3 kohm. Vilken typ av motstånd bör väljas? Ur diagrammet får man fram att strömmen är 15 mA, vidare finner man att man ligger någonstans mellan 1/2 W och 1 W; man bör i detta fall ta till ett 1 W motstånd.

Exempel 4:

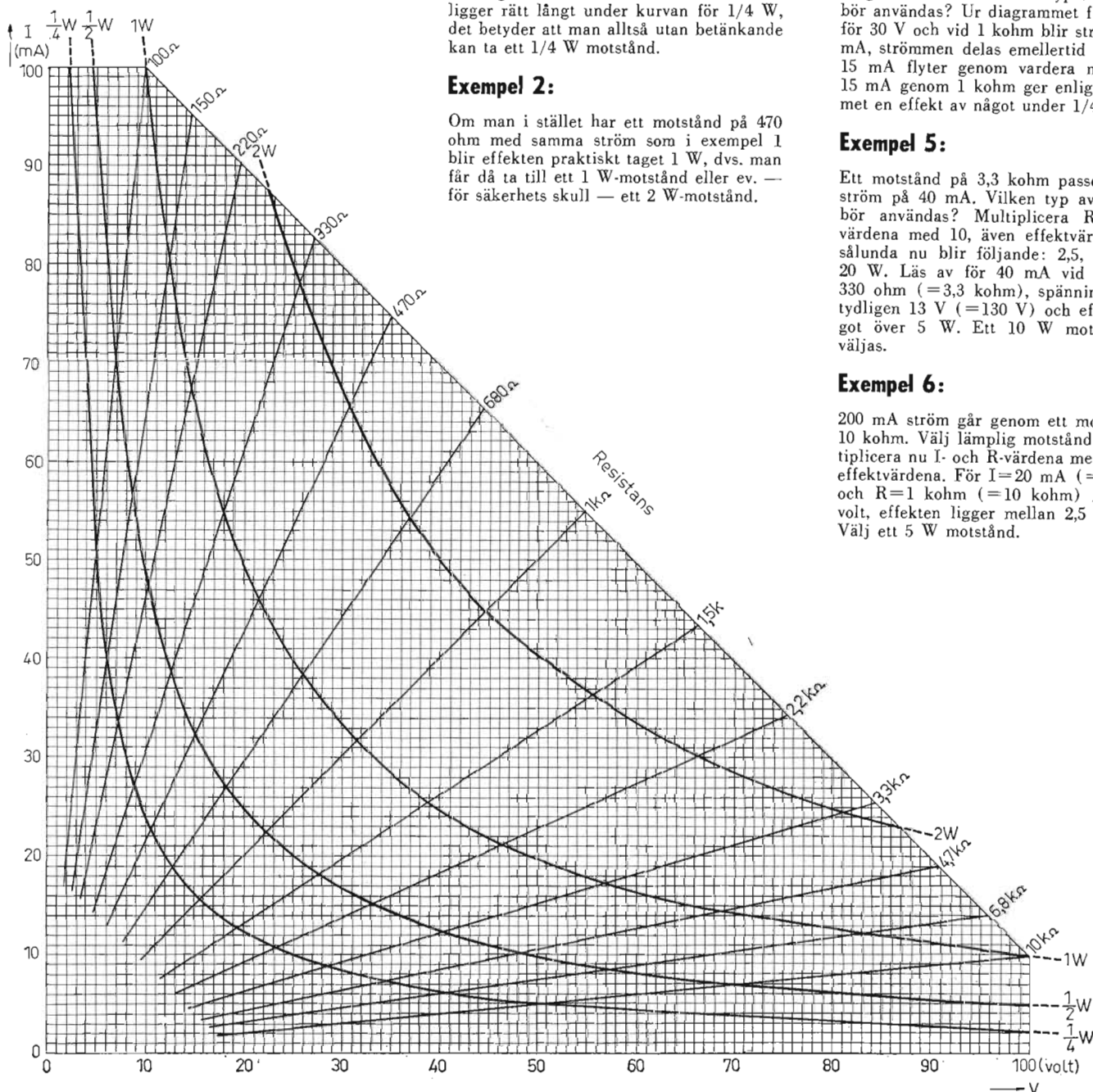
Två motstånd på 1 kohm skall parallellkopplas för att tillsammans ge ett spänningsfall av 30 V. Vilken typ av motstånd bör användas? Ur diagrammet framgår att för 30 V och vid 1 kohm blir strömmen 30 mA, strömmen delas emellertid upp så att 15 mA flyter genom vardera motståndet. 15 mA genom 1 kohm ger enligt diagrammet en effekt av något under 1/4 W.

Exempel 5:

Ett motstånd på 3,3 kohm passeras av en ström på 40 mA. Vilken typ av motstånd bör användas? Multiplicera R- och V-värdena med 10, även effektvärdena, som sålunda nu blir följande: 2,5, 5, 10 och 20 W. Läs av för 40 mA vid linjen för 330 ohm (=3,3 kohm), spänningen V är tydligen 13 V (=130 V) och effekten något över 5 W. Ett 10 W motstånd bör väljas.

Exempel 6:

200 mA ström går genom ett motstånd på 10 kohm. Välj lämplig motståndstyp. Multiplicera nu I- och R-värdena med 10, även effektvärdena. För $I=20\text{ mA}$ (=200 mA) och $R=1\text{ kohm}$ (=10 kohm) fås $V=20\text{ volt}$, effekten ligger mellan 2,5 och 5 W. Välj ett 5 W motstånd.



En millivoltmeter för tonfrekvens

mäter ner till 2 mV inom frekvensområdet 10 Hz—100 kHz

En vanlig rörvoltmeter har sina begränsningar. För mätning av låga signalspänningar, t.ex. i olika punkter av en lågfrekvensförstärkare, är den praktiskt taget oduglig. Då behövs ett instrument med avsevärt högre känslighet och bättre frekvensgång. Här följer en beskrivning på ett sådant instrument som trots sin enkelhet har utmärkta data.

Vid sidan av tongeneratoren är det väl knappast något instrument som hi-fi-entusiaster, hobbyister och tekniker som sysslar med lågfrekvensförstärkare, bandspelare, nålmikrofoner osv., har mera användning för än en millivoltmeter.

Med en millivoltmeter kan man göra mätningar på tonfrekventa signaler i praktiskt taget vilken punkt som helst i en ljudåtergivningskedja. Användningsområdena är åtskilliga. Man kan t.ex. mäta förstärkningen i enskilda rörsteg, man kan ta upp frekvenskurvor för nålmikrofoner och förstärkare, impedanskurvor för högtalare, mäta tonkontrollernas regleringsområden och filterkaraktistika m.m.

Brumspänningar spåras och mäts lätt med instrumentet vilket gör det lätt att konstatera om glättnings- och avkopplingsfilterna har beräknad verkan. Och man

kan naturligtvis använda instrumentet som signalföljare.

En millivoltmeter är egentligen en rörvoltmeter för växelström, men konstruktionsprincipen skiljer sig från den som tillämpas för vanliga bryggkopplade rörvoltmetrar. Den väsentligaste skillnaden ligger i att i millivoltmetern spänningsförstärks signalen innan den likriktas och påföres visarinstrumentet.

I regel är millivoltmetrar avsedda för mätningar på tonfrekvens, men det finns även sådana för mätningar på radiofrekvens. Ett fåtal instrument på marknaden är mycket bredbandiga och kan användas både för tonfrekvens och radiofrekvens. Den millivoltmeter som skall beskrivas här är emellertid enbart avsedd för tonfrekvensmätningar.

Block- och principschemat

Millivoltmetern består i princip av en impedansomvandlare, en spänningsdelare, en förstärkare, en likriktare och ett mikroampereinstrument, se blockschemat i fig. 1, samt dessutom en nätdel.

Två rör, två dioder och en nätlikriktarbrygga ingår i völtmetern. Se principschemat i fig. 2. Det första röret är en dubbeltriöd ECC85 med triödhalvorna parallellkopplade. Steget är anodjordat och fungerar som impedansomvandlare. Det

har hög ingångsimpedans och låg utgångsimpedans.

Det andra röret är en dubbeltriöd ECC83 med triödhalvorna kopplade i kaskad. Det utgör völtmeterns spänningsförstärkare. Ingångsspänningen tas från en spänningsdelare, lagd över impedansomvandlaren katodmotstånd.

Förstärkaren matar — via en likriktarbrygga — ett 100 μ A instrument. Bryggan och instrumentet ingår i en motkopplingslinga.

Millivoltmetern har försetts med en utgångskontakt, för att man med hjälp av oscilloskop skall kunna studera vågformen på den förstärkta signalen, samtidigt som man utför mätningen. (Observera dock att vågformen är distorderad vid litet utslag på instrumentet.)

Impedansomvandlaren

Ingången på en millivoltmeter bör vara högresistiv, för att inte instrumentet skall belasta den krets i vilken mätningen görs. Lika viktigt är emellertid att ingången är lågkapacitiv, så att man inte kapacitivt belastar kretsen med förluster i det högre frekvensregistret som följd.

I millivoltmeterns impedansomvandlare V1 är spänningsförstärkningen ca 0,975 ggr. Ingångsresistansen är ca 20 Mohm. Galler-anod-kapacitansen är 1,5+1,5 pF. Galler-katod-kapacitansen är mycket låg och kan försummas på grund av den kraftiga motkopplingen i steget. Med omsorgsfull ledningsdragnings och komponentplacering kan strökapacitanserna hållas nere vid ca 2 pF. Den totala ingångskapacitansen skulle då hålla sig kring 5 pF.

ECC 85 är ett i sig självt brant rör. Genom att sektionerna parallellkopplats har brantheten fördubblats, och inre resistansen är då så låg som ca 5 kohm. Eftersom förstärkningsfaktorn för röret är 57 blir utgångsimpedansen 5000:(57+1) ohm, dvs. ca 86 ohm.

Mätkabels kapacitans

Millivoltmätningar på högimpediva kretsar måste med absolut nödvändighet göras via en skärmad kabel — såvitt man inte arbetar i ett från brum helt avstört rum. Man får då komma ihåg att även om man använder en kort, kapacitansfattig mätkabel, får man räkna med att man får några tiotal pF, som adderar sig till ingångskapacitansen. Vill man verkligen dra nytta av instrumentets höga ingångsimpedans

Millivoltmeterns data

Mätområden

(vid 20 dB motkoppling):

- läge 1) 0—10 mV och —40 dB
- 2) 0—30 mV och —30 dB
- 3) 0—100 mV och —20 dB
- 4) 0—300 mV och —10 dB
- 5) 0—1 V och \pm 0 dB
- 6) 0—3 V och +10 dB
- 7) 0—10 V och +20 dB

med spänningsdelande mätkropp dessutom:

- 0—30 V och +30 dB
- 0—100 V och +40 dB
- 0—300 V och +50 dB

Ingångsresistans: ca 20 Mohm

Ingångskapacitans: ca 5 pF

Verksam mätkabelkapacitans: ca 1 pF

Frekvensområde vid 20 dB motkoppling:

- \pm 0,1 dB: 13 Hz—30 kHz
- \pm 1 dB: 6 Hz—80 kHz

Frekvensområde vid 30 dB motkoppling:

- \pm 0,1 dB: 13 Hz—100 kHz
- \pm 1 dB: 6 Hz—>200 kHz

Linearitet (exkl. instrumentet):

- \pm 0,5% inom övre 80% av skalan

Nätspänningsberoende:

- Felet <1% vid 10% för låg nätspänning
- Felet <0,5% vid 15% för hög nätspänning

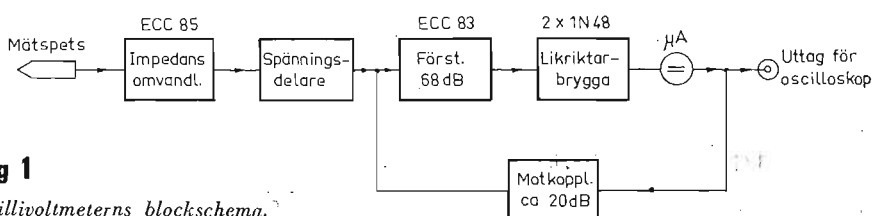
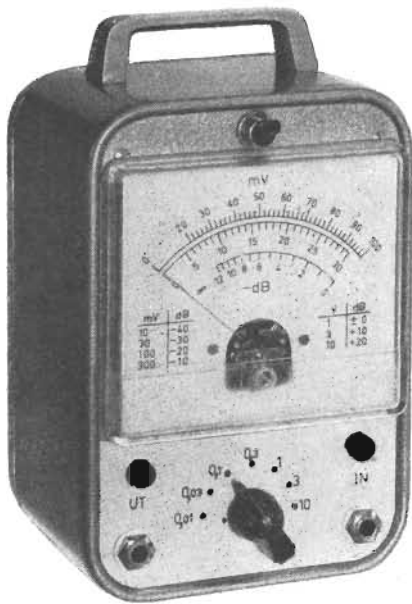


Fig 1

Millivoltmeterns blockschema.



Den järdiga mV-metern.

och låga inkapacitans, kan man tillgripa en kapacitanssänkande anslutning av mät-kabeln enligt följande.¹

Om man mellan innerledaren och skärmen i koxialkabeln lägger ytterligare en skärm och ger denna skärm en endast obetydligt lägre potential än innerledaren, kommer den skenbara kapacitansen mellan innerledaren och den inre skärmen att minska. Om den inre skärmen t.ex. anslutes till katoden på impedansomvandlaren i millivoltmetern medan innerledaren är kopplad till gallret, kommer endast $0,025 = 2,5\%$ av ingångsspänningen att ligga

¹ Se *Kapacitansminskande koppling*. POPULÄR RADIO, 1950, nr 10, s. 339.

mellan dessa ledare. Skenbart kommer då också kabelkapacitansen att reduceras till ca 2,5 % av sitt reella värde. Kapacitansen kommer m.a.o. att lägga sig direkt över rörets elektroder och kan betraktas som en del av gallerkatod-kapacitansen.

Instrumentets ingångskapacitans är som tidigare nämnts ca 5 pF. Om vi tillåter en skenbar kabelkapacitans på 1 pF (vilken alltså höjer den totala ingångskapacitansen till 6 pF) kan vi tolerera en reell kabelkapacitans på 40 pF. Det går lätt i praktiken att hålla kabelkapacitansen vid eller under detta värde.

Kapacitansen mellan skärmarna i mät-kabeln kommer att öka i samma grad som kapacitansen mellan innerledare och inre skärm minskar, dvs. med ca 40 ggr. Om vi antar att den reella kapacitansen mellan skärmarna är 200 pF, blir den skenbara således 8000 pF. Denna lägger sig över impedansomvandlaren utgång, vilken som nämnts håller ca 86 ohm, och kapacitansen kommer därför ej, sitt höga värde till trots, att menligt påverka instrumentets frekvensgång. Reaktansen för 8000 pF är 100 ohm först vid frekvenser omkring 200 kHz.

Spänningsdelaren

Det är fördelaktigt att göra stegen i spänningsdelaren lika med $\sqrt{10}$. Då blir det jämnt 10 dB mellan mätområdena och dB-avläsningen blir därför enkel.

Med de i principschemat angivna motståndsvärdena fås mätområden som med god approximation förhåller sig som $\sqrt{10}$. Hela spänningsdelaren har motståndet 110 kohm till jord. Nästa område har 35 kohm. Förhållandet är 3,143, dvs. ca $2/3\%$

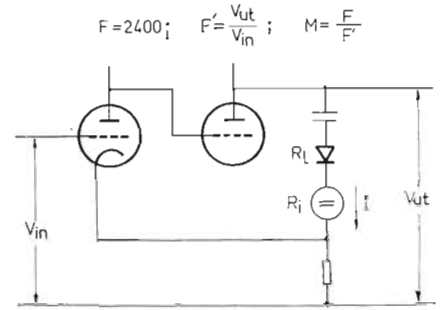


Fig 3

Diodybryggan, symboliserad av R_i i fig., har lagts in i mätförstärkarens motkopplingsringa. Diodybryggans kurvformade karakteristik kommer på det sättet att lineariseras och strömmen I genom instrumentet R_i blir proportionell mot V_{in} . Vid mycket små strömmar ökar motståndet R_i dock så kraftigt att motkopplingen blir obetydlig. Därför inträder olinjäritet vid mycket små skalutslag. (Jfr fig. 9.)

mindre än det teoretiskt riktiga värdet 3,162. I nästa steg är förhållandet 35 kohm till 11 kohm, dvs. 3,182 eller ca $2/3\%$ för högt, osv.

(Vill man vara riktigt nogga, kan man eliminera detta tämligen oväsentliga fel genom att shunta vartannat motstånd i spänningsdelaren, nämligen R_7 med 1,8 Mohm, R_9 med 220 kohm och R_{11} med 22 kohm.)

Värdena på motstånden R_6 — R_{12} är standard i $\pm 5\%$ -tolerans-serien och finns även med $\pm 1\%$ tolerans i högstabil utförande. Det lönar sig avgjort att använda sådana högstabila precisionsmotstånd i spänningsdelaren.

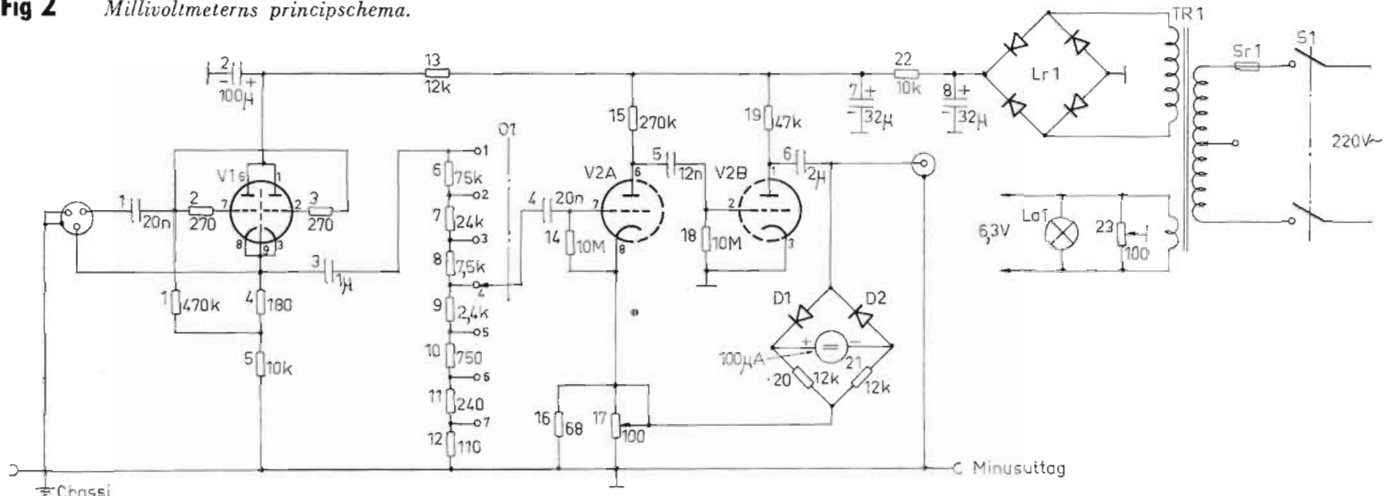
Stycklista

- R1=470 kohm, $\frac{1}{2}$ W
- R2=R3=270 ohm, $\frac{1}{2}$ W
- R4=180 ohm, $\frac{1}{2}$ W
- R5=R22=10 kohm, 1 W
- R6—R12=7 st. högstabila precisionsmotstånd $\pm 1\%$, $\frac{1}{2}$ W (Universalimport, Stockholm)
- R13=12 kohm, 1 W

- R14=R18=10 Mohm, $\frac{1}{2}$ W
- R15=270 kohm, $\frac{1}{2}$ W
- R16=68 ohm, $\frac{1}{2}$ W
- R17=R23=100 ohm, pot.
- R19=47 kohm, $\frac{1}{2}$ W
- R20=R21=12 kohm, $\frac{1}{2}$ W
- C1=C4=20 nF, 400 V
- C2=100 μ F, 250 V el.lyt.
- C3=1 μ F, 150 V metalliserat ppr
- C5=12 nF, 400 V
- C6=2 μ F, 250 V metalliserat ppr

- C7+C8=32+32 μ F, 350 V el.lyt.
- V1=ECC85
- V2=ECC83
- D1=D2=2 st. 1N48, 2 st. 1N34 eller 1 st. 1N35
- Lr1=flatlikriktare B250C75
- La1=signallampa 6,3 V
- TR=nättransformator (ELFA M15)
- 1 st. 100 μ A instrument
- 1 st. apparatlåda 190x130x100 mm med handtag (Hefa, Stockholm)

Fig 2 Millivoltmeterns principschema.



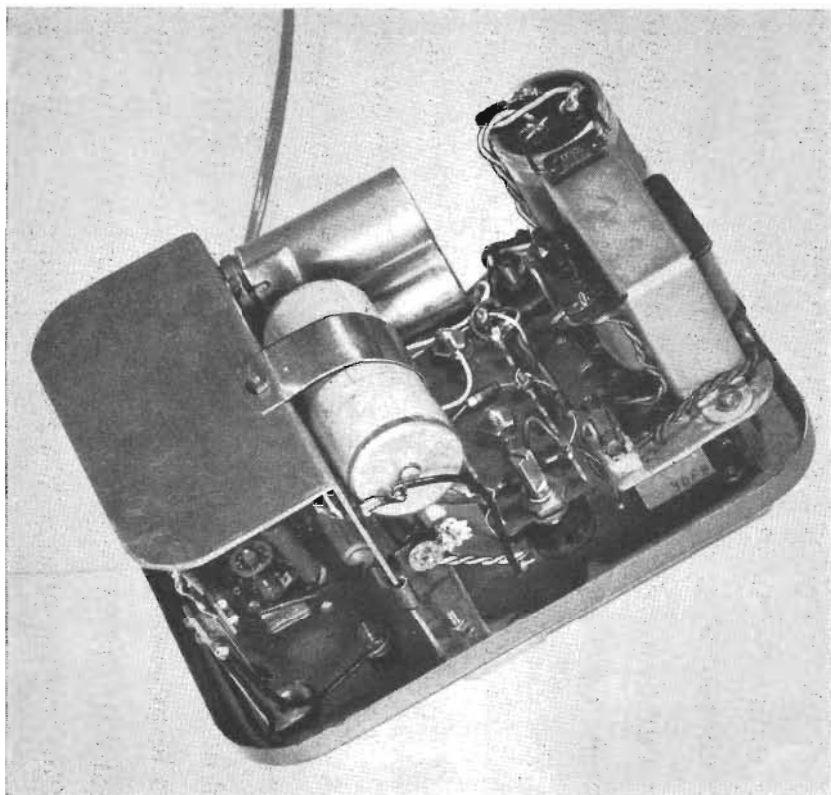


Fig 4

Bilden visar instrumentets uppbyggnad. Lagg märke till att nätdelen är monterad överst på ett separat chassi med nättransformatorn placerad så långt bort från instrumentets ingång som möjligt. Den stora elektrolytkondensatorn närmast på bilden är C2.

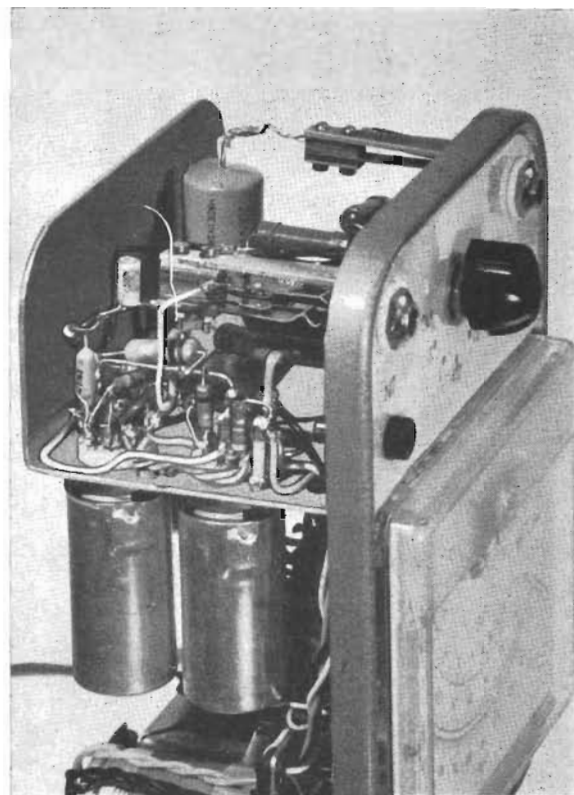


Fig 5

Flertalet komponenter är lödda direkt på rörhållarstiften, omkopplaren och kontakttonen. Den trepoliga jacken som används som ingångskontakt i modellinstrumentet bör ersättas med t.ex. en trepolig bandspelarkontakt. Det rör som syns t.h. på bilden är mätförstärkaren V2 och det t.v. är ingångsröret V1.

Förstärkaren och motkopplingen

Båda triodhalvorna V2A och V2B saknar katodmotstånd, se principschemat i fig. 2. Gallerförspanningen erhålles av gallerströmmen genom de högresistiva gallerläckorna R14 och R18. Förstärkningen blir något högre och distorsionen något lägre med denna koppling, än om optimala katodmotstånd användes.

I första trioden är förstärkningen ca 60 ggr och i den andra ca 40 ggr utan motkoppling. Den totala råförstärkningen är således ca 2400.

Förstärkaren är motkopplad genom slingan från V2B:s anod till V2A:s katod. I denna slinga ingår likriktarbryggan och mikroampereinstrumentet.

Det kan kanske synas egendomligt att likriktarbryggan, symboliserad av R_1 i fig. 3, lagts in i motkopplingslingan. Motkopplingen M och förstärkningen F' kommer ju då att variera med V_{in} , ty motståndet i en kristalldiod varierar ju som bekant med den ström som flyter genom den. Detta har dock ringa betydelse, eftersom instrumentet inte mäter hela V_{ut} utan endast den del som ligger över instrumentets inre motstånd R_i . Så länge förstärkaren är kraftigt motkopplad kommer IR_i att vara praktiskt taget proportionell mot V_{in} , vilket m.a.o. betyder att instrumentutslaget är linjärt trots olinjäriteten hos dioderna. Vid

mycket låga strömmar är dock motståndet i dioderna så högt att motkopplingen kommer att understiga ett kritiskt värde, och olinjäritet uppträder därför vid mycket små skalutslag.

Likriktarbryggan är sammansatt av två dioder och två motstånd på 12 kohm. Dessa motstånd ligger i serie med dioderna och shuntar instrumentet, två omständigheter som bägge bidrar till att linearisera bryggans resistans.

Uppbyggnad

Millivoltmetern är känslig för brum i alla former. De åtgärder som man bör vidta för att i görlligaste mån undvika brum är följande:

- 1) Placera nättransformatorn så långt bort från instrumentets ingång som det överhuvudtaget är möjligt.
- 2) Använd aluminiumchassi för att minska den magnetiska kopplingen mellan transformatorn och brumkänsliga kretsar.
- 3) Bygg nätdelen på separat chassi.
- 4) Tvinna nätspänningsförande ledningar.
- 5) Tvinna glödströmsledningarna särskilt hårt och dra dem så korta som möjligt. Borra ett hål alldeles intill rörhållarna och dra ned glödströmsled-

ningarna från chassiets övre sida genom hålet.

- 6) Lagg en potentiometer på omkring 100 ohm över glödspänningen och anslut det variabla uttaget till jord, så att brumspänningen kan balanseras ut effektivt.
- 7) Använd helst keramiska rörhållare för att få lågt läckage mellan rörhållarstiften.
- 8) Använd yttre rörskärmar.
- 9) Använd separat minusledning och led alla jordningar till den. Anslut den till chassiet endast i en punkt. Jfr principschemat.

Modellinstrumentet är inbyggt i en apparatlåda med måtten $190 \times 128 \times 100$ mm. Nätdelschassiet består av en bit plan aluminiumplåt, som fästs med två skruvar och mellanliggande distansrör (på ca 25 mm) vid apparatlådans framstycke. På ena sidan av chassiplåten har nättransformatorn, filterkondensatorn C7+C8 och säkringshållare monterats, och på andra sidan av plåten sitter flatlikriktaren Lr1 och brumpotentiometern R23. Se fig. 4. Strömbrytare har monterats på framstycket ovanför tavelinstrumentet.

Likriktarbryggans komponenter, R17 och potentiometern R16 är monterade på en liten kopplingsplatta av pertinax, som fästs på instrumentets anslutningsskruvar.

Motstånden R6—R12 i spänningsdelaren är lödda direkt på omkopplaren och flertalet av övriga komponenter direkt på rörhållarstiften. Se fig. 5.

Ingångskontakten i modellinstrumentet är en trepolig telefonjack. En trepolig bandspelarkontakt med skärmad hane är dock att föredra, inte minst ur kostnadsynpunkt. Även som utgångskontakt har en telefonjack använts, men här duger en enkel mikrofonkontakt lika bra och är billigare.

Mätkabeln

Det kan vara svårt att uppbibriga en lämplig mätkabel med dubbla koncentriska skärmar. Man kan emellertid lätt åstadkomma en sådan av dels en bit luftisolerad lågkapacitiv koaxialkabel med 8—10 mm yttre diameter, och dels en bit lågkapacitiv koaxialkabel med endast ca 3,5 mm yttre diameter. Man drar helt enkelt den klenare kabeln genom den rörformade grövre, sedan man avlägsnat den tunna innerledaren i den senare. Plastisoleringen kring den klenare koaxialkabeln måste också eventuellt avlägsnas. Lämpliga kablar är AS96M som yttre, och EMT 1700 som inre ledare.

För att minska friktionen när man skall dra den tunnare kabeln genom den grövre kan man gnida in innerkabelns skärm med ett stycke tvål.

I dubbelkabelns ena ände löds innerledaren och skärmarna till respektive stift på en skärmad trepolig kontakthane. I andra änden isoleras innerskärmen väl. Innerledare och yttre skärm anslutes till en vanlig mikrofonkontakt, se fig. 6.

Lämplig kabellängd är 60 cm, som med de angivna typerna av koaxialkablar ger en reell kapacitans mellan innerledare och inre skärm på ca 35 pF (inklusive kontaktdonskapacitansen). Mellan skärmarna blir den reella kapacitansen ca 150 pF.

Mätkroppar

När man gör punktmätningar i t.ex. en förstärkare vill man gärna ha en stadig »testpinne» som ligger väl i handen. En sådan bör utföras med viss omsorg, så att den får låg kapacitans. Mätkabelns inre skärm ligger ju här inte längre skyddande mellan den mätpäningsförande innerledaren och den yttre, jordanslutna skärmen. Därför bör den ha en väl tilltagen diameter. Det är kanske befogat att kalla den »mät-kropp», även om den i princip inte är något annat än ett stycke luftisolerad koaxialledare. Fig. 7 visar hur en sådan mät-kropp lämpligen kan konstrueras.

Det högsta mätområdet på millivoltmetern är 0—10 V. Högre spänningar kan man väl i regel låta den vanliga (bryggkopplade) rörvoltmetern ta hand om, om man har en sådan. Men vill man utnyttja millivoltmeterns låga ingångskapacitans och goda frekvensgång på högre spänningar än 10 V, kan man tillverka en mät-kropp med en inbyggd spänningsdelare, som ger önskad dämpning, se fig. 8. Med

Fig 6

Den dubbelskärmda mätkabeln avslutas lämpligen med en vanlig mikrofonkontakt enligt fig. Man kan då göra anslutningar till olika apparaters utgångar, antingen direkt eller via adapters. Man kan då också lätt byta mellan olika mätkroppar. (Jfr fig. 7 och 8.)

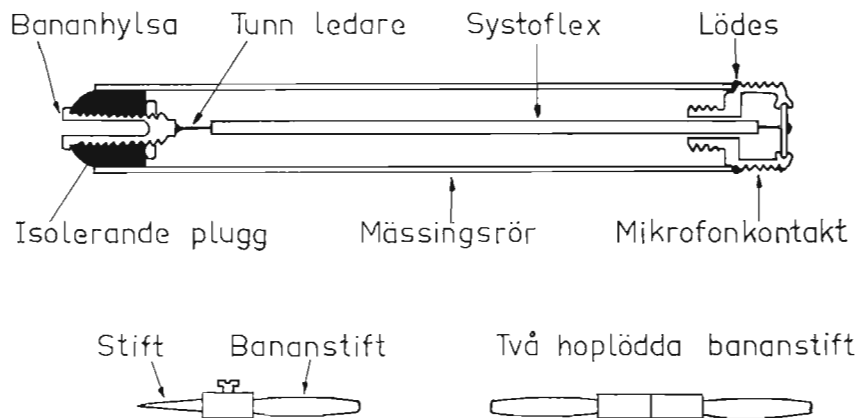


Fig 7

En kapacitansfattig, skärmad »testpinne» med utbytbara spetsar kan göras på detta sätt. Systoflexrörets uppgift är att styra upp den tunna ledaren så att den hålls ungefär i mitten av mässingsröret.

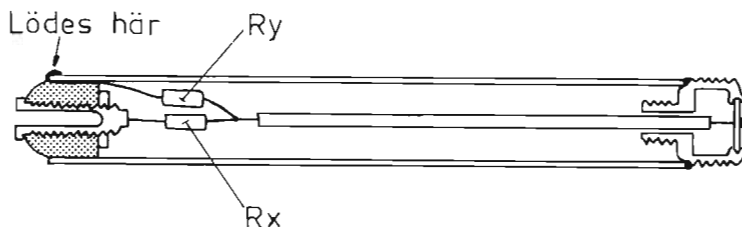


Fig 8

En mätkropp med inbyggd spänningsdelare som ger 20 eller 30 dB dämpning utökar mätområdena till 100 V resp. 300 V. Se texten!

exempelvis 10 Mohm i seriegrenen Rx och 1,2 Mohm i shuntgrenen Ry får man en dämpning på ca 20 dB och alltså ett högsta mätområde på 0—100 V. Med Rx=10 Mohm och Ry=330 kohm får man ca 30 dB dämpning och ett högsta mätområde 0—300 V.

Skalorna

Instrumentet förses med två millivoltskalor, lämpligen graderade 0—100 och 0—30, samt en dB-skala. Se fig. 9. Säkraste resultatet vid utritandet av dessa skalor erhåller man givetvis om man kan ta ett precisionsinstrument till hjälp. Man kopplar då detta parallellt med millivoltmetern och prickar sedan av skalorna punkt för punkt.

Den olinjäritet som trots motkopplingen i millivoltmeterns förstärkare uppstår vid låga mätpänningar, ger sig, som tidigare nämnts, tillkänna i form av en hopträngning av skalans nedre femtedel. I stället

för att nu rita om hela den ursprungliga skalan på mikroampereinstrumentet, kan man flytta upp nollpunkten 3 % av skal-längden och avlägsna alla övriga skalstreck upp till 20 μ A. Därefter flyttas visaren med instrumentets mekaniska justeringskrav till den nya nollpunkten. Man har nu fått en 3 % kortare skala, som är olinjär (och ograderad) i sina första 17/97, men är linjär och graderad i de övriga 80/97. Omsorgsfulla mätningar på prototypen till millivoltmetern har visat att den skalindelning som man på detta sätt erhållit, motsvarar förhållandet mellan ingångsspänningen på millivoltmetern och strömmen genom mikroampereinstrumentet inom så snäva gränser som $\pm 1/2$ %. (Däremot kompenseras den inte instrumentets egen olinjäritet!)

0—30 millivoltskalan följer 0—100 millivoltskalan, men har $\sqrt{10}$ gånger lägre numeriskt värde i varje enskild punkt. Skalan avslutas lämpligen vid jämnt 30

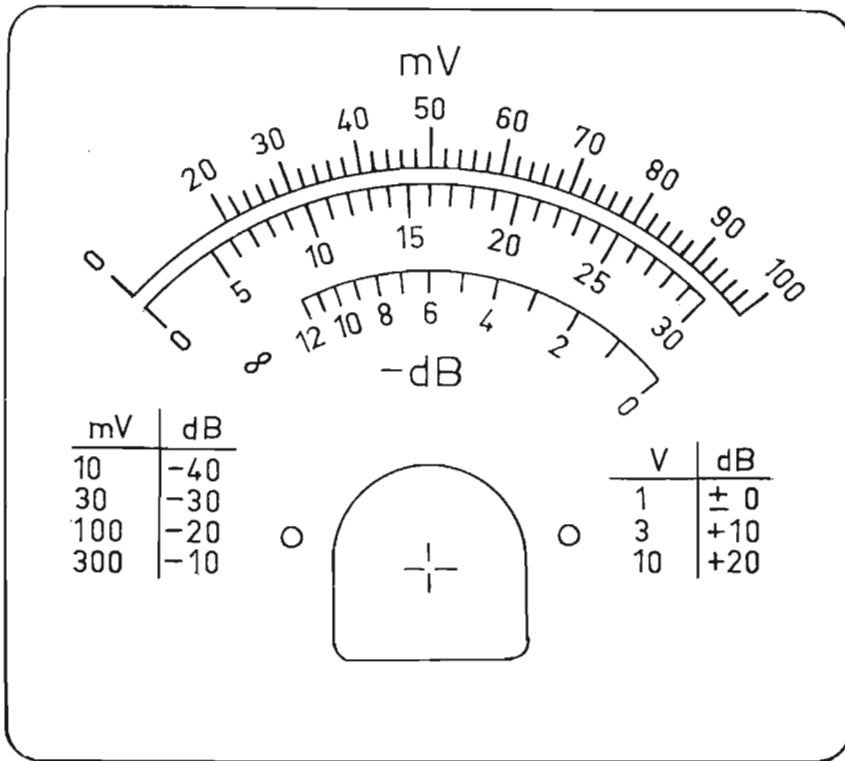


Fig 9

Millivoltmeters instrumenttavla i full skala. Den kan klippas ut och klistras över mikroampere-instrumentets skala. Man bör därvid noga se till att visarnålens vridningsaxel kommer att sammanfalla med krysset i fig. Tavlan är ritad för ett japanskt KEW-instrument, men torde ev. även kunna användas för andra typer.

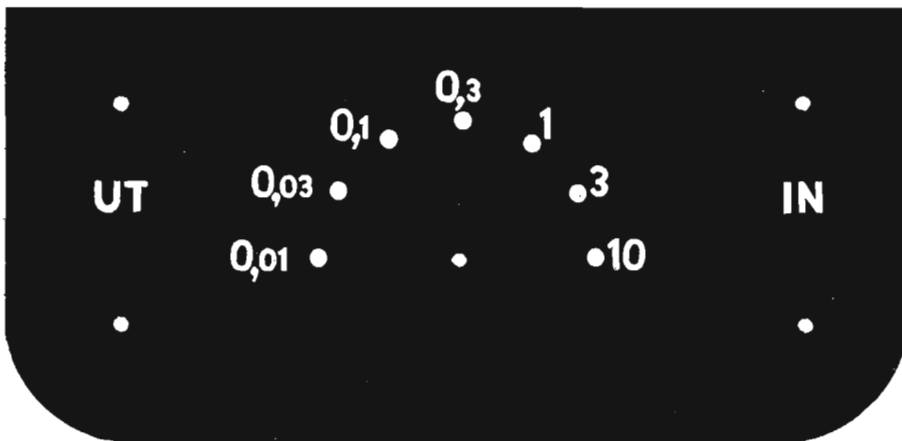


Fig 10

Skylt med lägesmarkeringar för omkopplare och motsvarande mätområden. Klistras på apparatlådans front och täcks lämpligen med plexiglas.

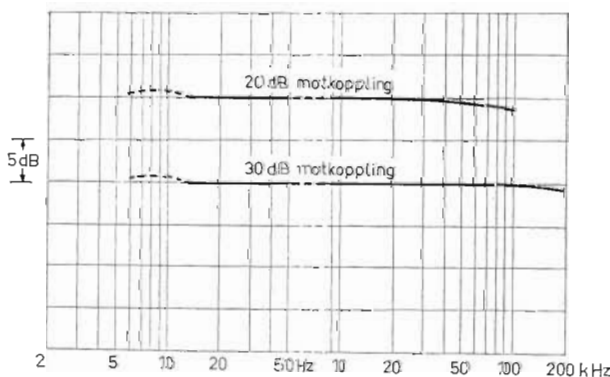


Fig 11

Uppmätt frekvenskurva för millivoltmetern, dels med 20 dB, dels med 30 dB motkoppling. Mätningarna gjordes i bägge fallen med omkopplaren O1 i läge 2, dvs. med det mätområde inkopplat som ger minsta bandbredden.

mV, och den blir då aningen kortare än den andra skalan. Noga räknat slutar den vid 94,9 på denna skala.

Vad gäller dB-skalan spelar det i princip ingen roll var man lägger referenspunkten 0, eftersom det ju vid dB-mätningar alltid är fråga om relativa tal. Det kan emellertid ur siffermässig synpunkt vara fördelaktigt att lägga 0 dB vid 1 V. Detta värde förläggs i 100 mV-skalans högra ändpunkt, och graderingen görs fallande från höger till vänster.

Man går lämpligen inte längre ned än till -12 dB i graderingen, för att man inte skall frestas att göra avläsningar för långt ned på skalan. Man får ju noggrannare resultat om man i stället övergår till närmast lägre mätområde.

I fig. 9 återges instrumenttavlan med de tre skalorna i full storlek. Om man använder ett instrument av samma typ som i modellapparaten, kan man helt enkelt klippa ut tavlan i fig. och klistra upp den på instrumenttavlan. Även om man använder ett instrument av något avvikande typ, torde skalorna kunna användas, om man bara är noga med att i fig. markerade nålcentrum kommer att sammanfalla med visarens vridningsaxel.

Kalibreringen

Instrumentet kalibreras med potentiometern R16. Innan man utför kalibreringen bör man emellertid balansera ut glödströmsbrummet med potentiometern R23. Därvid kortslutes först instrumentingången och omkopplaren O1 vrids till det känsligaste läget, dvs. läge 1. (Jfr princip-schemat i fig. 2.) Man får då ett mer eller mindre kraftigt utslag, vilket orsakas av brum, som till största delen härrör från glödtråden i V1. Detta brum går att balansera ut helt och hållet med R23, och ev. resterande brum härrör från andra storkällor.

Har man vidtagit alla de försiktighetsåtgärder, som nämnts under rubriken »Uppbyggnad», bör restbrummet (och -bruset) inte uppgå till mer än några promille av fullt utslag, dvs. vara ekvivalent med några tiotal μ V på ingången.

Vid kalibreringen bör man använda det noggrannaste mätinstrument man kan komma åt, koppla det parallellt med millivoltmetern och justera in R16 så att instrumenten ger lika utslag. Man bör därvid använda en relativt hög spänning och välja ett sådant område att bägge instrumenten gör utslag på sin översta tredjedel av skalan. Om referensinstrumentet är graderat i effektivvärde för sinusvåg, vilket är det vanligaste, blir millivoltmeters gradering självfallet i samma enheter.

Man kan t.ex. använda den 50-periodiga nätströmmen vid kalibreringen, men man kan absolut inte lita på att väggkontakten håller sina 220 V eller en glödströmslindning sina 6,3 V. Har man däremot tillgång till en noga känd referensspänning, kan man med fördel kalibrera instrumentet med den.



NYTT KALLKATODRÖR

för direkt sifferläsning från 0 till 9

Philips nya kallkatodrör Z510M har 10 bakom varandra liggande katoder – utformade som siffror från 0 till 9 – samt en gemensam anod. Då en viss anod-katodsträcka tänds lyser respektive siffra med neonrött glimljus. Omkopplingen kan göras mekaniskt eller elektroniskt. Sifferhöjden är 15 mm och fotot ovan visar siffrornas utseende.

Detta sifferindikatorrör är det första i sitt slag ur en kommande serie. Det bör ha en vidsträckt användning inom t.ex. industriell elektronik, kontors- och affärsautomation etc. – praktiskt taget överallt där man föredrar en snabb direkt sifferavläsning i stället för konventionell visare eller tiopunktsutlösning. Användningsexempel är bl.a. voltmetrar, elektroniska klockor, kassaregister, vågar, kontorsmaskiner, hissar etc.

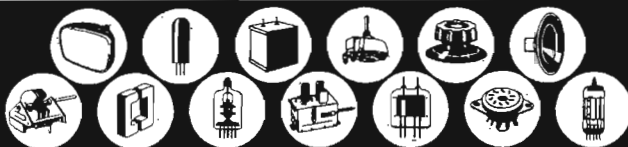
TEKNISKA DATA

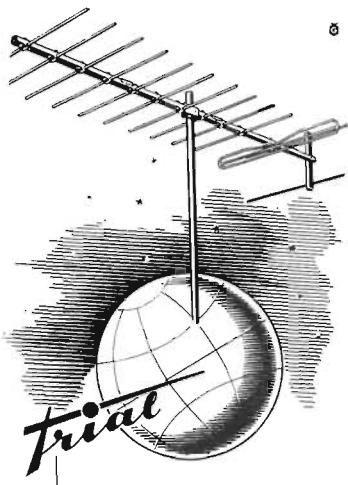
Anodspänning	170 V
Brinnsänning	130 V
Katodström	2 mA
Skyddsomstånd	20 kOhm

REKVIRERA

Prov på detta nya rör kan levereras omgående från lager. Riktpreis 50:– kr.

PHILIPS Stockholm 6 Postbox 6077
Telefon 010 / 34 95 00
AVD. ELEKTRONRÖR och KOMPONENTER





... överallt

TRIAL-antennor

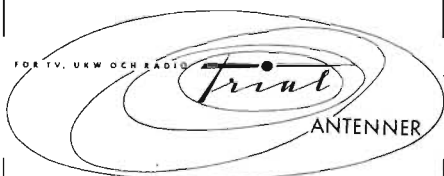
för
**TV
UKW
RADIO**

TRIAL-antennerna är

snabbmonterade
välpassade
ger maximal spänning
korrosionsbeständiga
kontaktsäkra
stabila

OKROSSBARA

är alla isolationsdelarna
på TRIAL-antennerna



KONTOR NU I STOCKHOLM

De välkända västtyska
TRIAL-antennerna

säljes nu genom eget försäljningsbolag i Sverige direkt till fackhandeln.

Däriigenom tillförsäkras Ni

snabbaste leveranser
lägsta priser

och största sortering av såväl
antennor som tillbehör

Begär katalog från

TRIAL-antennor AB

Rågsvedsväg. 68 Malmönerlaget:
Bandhagen Helmfeltsgat. 12
Tel. Sthlm 79 41 00 Tel. (040) 157 04

► 21 Avböjningskretsar för ...

Om linjeutgångstransformatorn redan skulle vara kopplad på nyss antytt sätt kan kondensatorn C1 möjligen minskas. Därmed förkortas återgångstiden och högspänningspulserna ökar. Var emellertid försiktig! C1 avstämmer booster-kretsen och dess egenfrekvens står i ett visst förhållande till högspänningslindningens egenfrekvens. Dessa två resonansfrekvenser skall förhålla sig till varandra som 1:2,8 och i båda kretsarna måste spänningen passera 0-värdet i det ögonblick PY83 åter tänds och svepet börjar. Annars får man lätt en överlagring av 5-6 sinusperioder på svepet som ger upphov till ett vertikalt gardinmönster över hela skärmen. Man får genom experiment avgöra vilket värde på C1 som ger bästa resultat.

Se upp med PL36!

Att märka är att om man nedreglerar linjeamplituden höjes anodspänningen på PL 36. I normala driftsfallet vid 21" bildrör är medelströmmen 110 mA och puls-anodspänningen ca 50 V, vilket motsvarar en anodförlust av ca 5,5 W. Efter nedregleringen av linjeutgångsströmmen i det fall att 23" bildrör användes är medelströmmen 100 mA och puls-anodspänningen ca 70 V, vilket motsvarar ca 7 W anodförlust.

Detta är ej för mycket. Men så tillkommer ev. marginal för nätspänningsvariation 10%. Om 220 V höjes med 20 V, regleras kretsen automatiskt så att spänningsfallet i linjeutgångstransformatorn över uttagen 2 och 1 (se fig. 2) bibehålles. De 20 volt kommer som en ökning på PL 36:s anod. Medelströmmen blir nu 100 mA, anodpulsspänningen ca 90 V och anodförlusten 9 W. Detta är fortfarande i sin ordning.

Nu kan det emellertid inträffa att man av någon anledning, stark allmänbelysning i rummet t.ex., drar på en hög strålström. Det ger anledning till ytterligare belastning på PL 36. Om strålen ökar från 100

► 40

● Transistorradiomateriel m. m. ●

MF-trafosats, bestående av 3 MF-trafos. asc.-spole, lindad ferritantenn, kopplingsschema Kr. 14: 50
PVC-2 Polyvaricon, kapsl. 2-gångskond. Kr. 6: 50
Trafos: Input CR 60=ST 11, Driver CR 70=ST 21, CR 71=ST 23, CR-80=ST 31, samt ST-32 å Kr. 6: —
Transistorbatt. 9 V motsv. Tudor 9 T 4 Kr. 2: 60
Högtalare 1 1/2" Ø Kr. 7: —
Högtalare 4" Ø Kr. 8: —
Kristoll-earphone med plugg o. jack Kr. 3: 80
D:o dynamisk 8 ohm Kr. 4: 75
D:o dynamisk 1200 ohm Kr. 4: 75
Min.-elektrolytkond., ett flertal värden å Kr. 1: 20
Transistor OC 602 Kr. 5: 40
Transistor OC 76 Kr. 9: —
Transistor OC 80 Kr. 11: 50
KEW VU-meter, 40x40 mm Kr. 19: 50
KEW VU-meter, liggande skala 82x23 mm Kr. 32: —
KEW VU-meter, 2 system för stereo, 73x42 mm Kr. 47: —
Färdigbyggd stereoförstärkare 2x3 w, för närlastning 220 V 50 Hz, helt komplett Kr. 88: —
6-transistorradio i komplett byggsats med alla erforderliga delar samt batteri Kr. 98: —

UNIVERSAL AUTO-RADIO
Ståltrådsv. 25 Bromma 13 Tel. 25 13 45

SENSATION!

- Billigare än någonsin!
- Bättre än någonsin!

På grund av vår enorma försäljning ha vi erhållit fördelaktigare inköpsvillkor och därigenom kunnat pressa våra redan förut mirakulöst låga priser ännu längre på vissa instrument.

Därtill lämna vi under juli månad ytterligare 5 % rabatt å nedanstående instrument.

TR-6M



105x160x60 mm
Vikt 700 g

Netto Kr 79.—

Tolerans: ±1,5 %
Spänningsfall: 50 mV/V.
DC: 20000 Ω/V.
AC: 10000 Ω/V.
10, 50, 250, 500, 1000 Volt.
DC: 50 mV, 50 μA, 2,5, 25, 250 mA.
Ohm: 0,5 Ω—5 MΩ.
R×1, ×10, ×100, ×1000.
dB: —20 till +5, +5 till +22.
Batteri och testsladdar medföljer.
Obs.! Spegelskala.

TR-4H



105x135x40 mm
Vikt 500 g

Netto Kr 63.—

Tolerans: ±2,5 %
Spänningsfall: 50 mV.
DC: 20000 Ω/V.
AC: 10000 Ω/V.
10, 50, 250, 500, 1000 Volt.
DC: 50 mV, 50 μA, 1, 2,5, 25, 500 mA.
Ohm: 10 Ω—5 MΩ.
R×10, ×100, ×1000.
dB: —20 till +22, +22 till +36.
Batteri och testsladdar medföljer.

Lädderväskor: TR-6M Kr 9.—

TR-4H Kr 8.—

Högspänningsprob för 25 KV



Passande till alla våra universalinstrument med känslighet 20000 Ω/V. Kronor 19.50



145x97x54 mm
Vikt 600 g

K-20

4000 Ω/V ±2,5 %
DC: 5, 50, 250, 500, 1000 V.
250 μA, 2,5, 25, 250 mA.
AC: 10, 50, 250, 500, 1000 V.
dB: —20 till +36.
Ohm: 1 Ω—10 MΩ, R×1, ×10, ×100, ×1000, ×10000.
C: 100 pF—0,03 μF, 0,01—0,3 μF.
L: 10—1000 H. Kr 59.—



132x91x40 mm
Vikt 400 g

SP-5

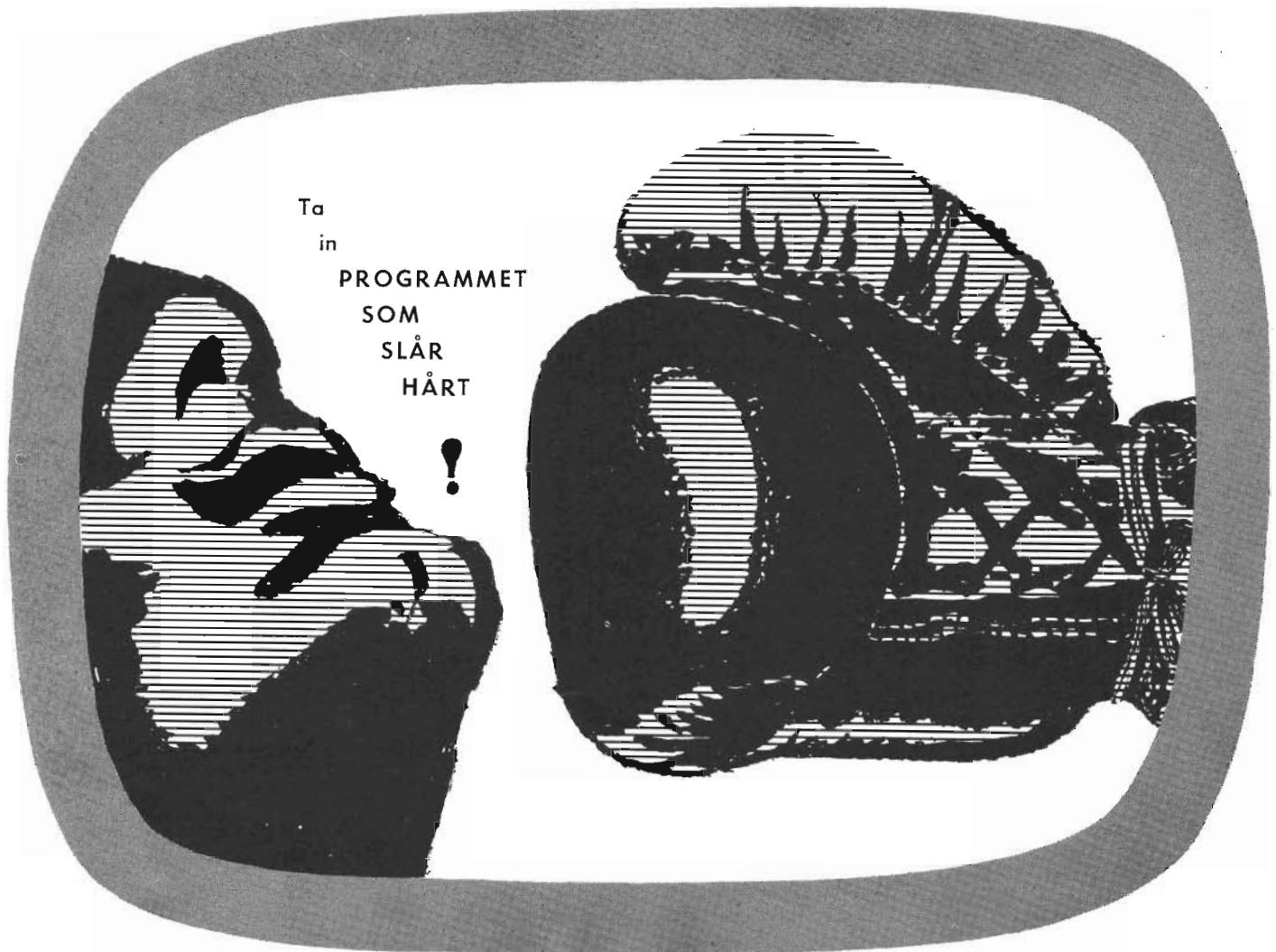
AC och DC: 2000 Ω/V.
10, 50, 250, 500, 1000 V.
DC: 500 μA, 25, 500 mA.
Ohm: 1—10000 Ω, 0,1 K—1 M, 6,1 M—100 MΩ.
Cap.: 100—30000 pF, 0,01—1 μF.
Ind.: 10—1000 H. Kr 48.—

Alla instrument levereras från lager, portofritt och med full returrätt inom 8 dagar. Full garanti för fabriktionsfel. Fullständig reservdelslager och förstklassig service.

Vår stora specialbroschyr över oscillografer, svepgeneratorer, fältstyrkemätare m. m. sändes mot 1 kr i frimärken.

SYDIMPORT

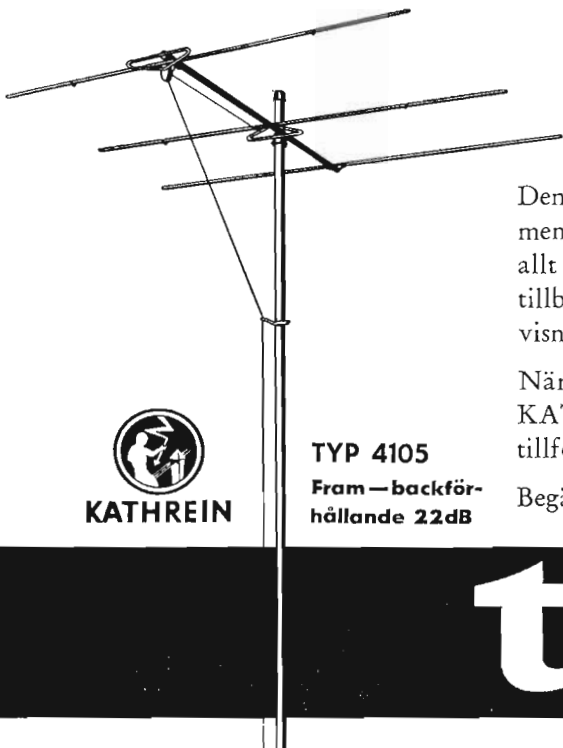
Vansövägen 1 — Telefon 47 61 84
ÅLVISJÖ 2 — SWEDEN
Postgiro 453 453



Ta
in
PROGRAMMET
SOM
SLÅR
HÅRT



KATHREIN



TYP 4105

**Fram — backför-
hållande 22dB**

Kan Ni verkligen vara utan KATHREIN-katalogen! (— som Ni får GRATIS...)

Den är en guldgruva för Er som söker det kompletta antenn-sortimentet — vare sig Ni säljer eller avser att själva montera. Där finns allt av antenntyper för alla mottagningsförhållanden, där finns alla tillbehör överskådligt och sakligt presenterade, där finns klara anvisningar om montering och funktion.

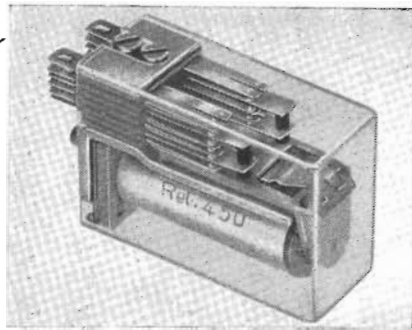
När Ni har studerat katalogen — ja, då tar Ni säkert också in KATHREIN-programmet. Ni vet ju att Ni får teknisk service och tillförlitlig rådgivning på köpet.

Begär KATHREIN-katalogen idag!

tele

APPARATER

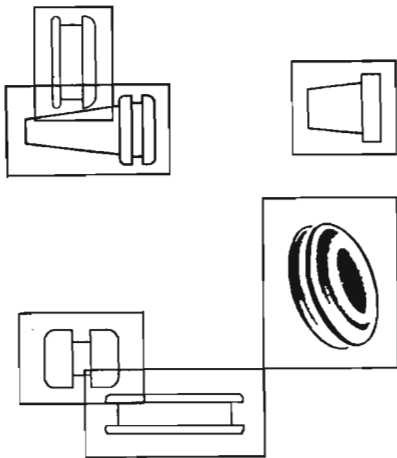
STYRMANSGATAN 15, STOCKHOLM Ö, TEL. 60 10 90 61 10 76



RELÄER Växelströmsreläer
Likströmsreläer
Mikrobrytare • Miniaturreläer
Ingenjörfirman ELEKTRO-RELÄ
Fyrsprungsgatan 107, Stockholm-Vällingby
Telefoner: 38 58 59, 38 39 88



Hellermann



Genomföringar, maskeringsknappar, proppar, kabelavlastningar m. m., tillverkade av oljebeständigt material, PVC och neoprene.

GENERALAGENT

TELEINVEST AB

Rosenlundsgatan 8, GÖTEBORG C
Tel. 11 61 01, 13 51 54, 13 13 34

► 38

μ A till 400 μ A kan det räknas om till strömökning i PL 36 från 100 till 130 mA. Man får då en medelström av ca 130 mA, pulsspänningen blir ca 90 V och anodför-lusten på PL 36 blir ca 12 W. Då är man på gränsen till vad PL 36 tål.

Men allt det där inträffar väl inte på en gång!? Kanske inte, men säg att normal effektförlust från början inte är 5,5 W utan 8—9 W. Då är redan en ev. nätpän-ningshöjning med 20 V farlig. I varje fall bör den saken kontrolleras, innan man kör igång med 23" bildrör!

Tangensfel, S-korrektion

Eftersom 23"-bildrören har större välv-ningsradie än 21"-bildrören, 1225 mm i stället för 725 mm, blir tangensfelet större. Tangensfelet innebär ju t.ex. för en plan skärm att ljuspunktens förflyttning på skärmen räknat i cm per grad avböjning är=tangenten för avböjningsvinkeln. Ljus-punktens förflyttning per grad avböjning växer tydligen ju längre från skärmcent-rum strålen träffar bildröret, 23"-bildrören fordrar större korrektion än de mera välv-da 21"-rören.

I schemat i fig. 2 har C2 till uppgift att i avböjningsströmmen införa en s.k. S-kor-rektion. Detta sker tillsammans med linea-ritetstrimmern L. C2 inför en sinusvåg i sågtandströmmen, så att strömändringen blir långsammare i början och i slutet av svepet. L är olinjär och arbetar endast i ena halvan av svepet. I spolkretsen har man i början negativ ström som vänder riktning mitt på skärmen och blir positiv. L förmår därför räta upp sågtandström-mens ursprungliga exponentiella fall.

Ett normalvärde för C2 är 0,22 μ F. Den bör nu ändras till 0,18 μ F. Därmed måste dock L trimmas om. Den trimmer som finns i 110°-apparaten räcker i allmän-het till.

En detalj att beakta vid justering av C2 och L är den lilla vertikala gardin som uppträder till vänster i bilden. Den härrör från partialsvängningar i L. Eftersom L är

► 42

Telegraferingsskrivapparater HUGIN.

- För växelström. Omkopplingsbar. Teck-nen skrivs på pappersremsa. Som nya.
- Radionsöndarsändare kompl. med modula-tor, barograf, batteri m.m. 18.—
 - Sändare BC-458-A, Command, 5,3—7 Mc/s 40.—
 - Sändare-mottagare 1,5 watt bärbar, 30—32,5 Mc/s. Verkligt fina exemplar. Lätta att trimma om till 10-meters amatör-bandet. 12 rör, 7 rörs mottag., 5 rörs sändare. Batt. 2x1,5 volt och 120 volt 112.—
 - Sändare-mottagare, s.k. identifierings-radar för c:a 150 Mc/s, 13 rör och omfor-mare för 24 volt 47.50
 - Sändare-mottagare, c:a 60 Mc/s, 10 watt. Sändare 4 st 6L6. Koaxialkrets i osc. Mottagare: 7-rörs super. För telefoni och tonmodulerad telegrafi. Avstä-mningsinstrument. I mycket kraftig alu-miniumkåpa. Verkligt tillfälligt 68.50
 - Sanyo, 3-rörs super i läderväska, mel-lanväg. Oerhört billigt 39.50
 - Hörtelefon, LME höghögig. Kvalitets-telefon 12.—
 - Kraftaggregat, med roterande omfor-mare för sändare samt vibratoromfor-mare för mottagare, aggr. är fullstän-digt avstört med filter och skärmar. In 12 V. Ut 300 V, 200 mA och 200 V, 80 mA Likrikta. Omkopplingsbar. Växel-ström 110—250 V. Ut 180 V, 120 mA, 450 V, 120 mA, samt 6,3 och 12 V. Vikt c:a 30 kg 45.—
 - Telegrafnycklar:
 - LME dubbeltingad modell, med filter. »Proffs»-modell 37.50
 - SATT, kapslad med läsning 12.—
 - Tysk modell, i bakelitkåpa 9.50
 - Vridspoleinstrument:
 - 500 μ A, diam. 80 mm. Skalan är icke graderad i μ A 10.—
 - LME VRF 1204, LME VRF 2301, LME VTF 2002 8.—
 - Högtalare. Imp. 8 ohm vid 400 p/s. Sinus. 2,5" 9.25, 5" 8.50, 8" 10.75, 10" 23.50
 - Kristallhörtelefon 5.—
 - ELEKTRONRÖR I OBRUTNA KARTONGER**
 - 6AX5, 6AV6, 6B8, 6J6, 7C7, EB34, EBF2, EF2, EF5, EF6, EF14, EL6, EL11, CV1507, EQ80, DF22, NF2, LS90/50, RV2 P800, RV12 P2001, RV12 P4000, VU39, 1F56, 1D7G, RE134, GR151/A, RES164, 12SA7, 1D5 1.—
 - Katodstrålerör: 3FP7A 7.—, DS7/A 5.—
 - Sändartriöder UK:
 - 703A, Doorknob 5.—
 - CV 92 5.—
 - Koaxialkabel RG—8U pr meter 0.75
 - 20 meter 12.—
 - Kopplingsstråd, EKUX plastisolerad, oli-ka färger, 1x0,5 mm, i rullar om 100 m 4.—
 - Telefonapparater:
 - Amer. Bell. Bordsapp, m. ringklocka 14.—
 - Svenska väggapparater. Ej justerade 12.—
 - Svenska bordsapparater. Ej justerade 12.—
 - Diktafon. Inspelning på plastplatta. Något defekt 50.—
 - Mottagare. 4-rörs trafikmottagare med beatoscillator och återkopplad MF. Frekvensområde 4 band, 250 meter—48 meter. Erforderliga drivspänningar 4 volt glödsp., 120 volt anodsp. Går att driva med ficklampbatterier. Kompl. med kopplingschema 34.50
 - Åskskydd. Amerikanska. Kapslade. För radio och TV 4.—
 - UK-Mottagare. 7-rörs super. Frekvens 35 MP/s—50 MP/s. Lämpliga för vägför-valtningar, taxi, polis, brandkår m.fl. 68.—
 - Katodstråleoscillograf. 5 tum. Fabrikat Marconi med sveppgenerator. Helt nya 550.—
 - Talgarnityr. Hörtelefoner med gummi-kuddar 200 ohm samt strupmikrofon. Som nya. Lämpliga för våra sändare och mottagare. Militär modell. Priset mycket lågt endast 6.—
 - Obs.! Till ovanstående priser tillkommer oms + frakt.

AB IMEX, Avd. 15, Borås

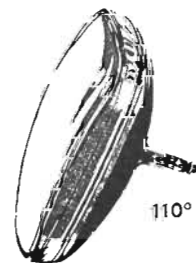
se och hör
med

VALVO-RÖR



BILDRÖR

- AW 36-80 14"
- AW 43-80 17"
- AW 43-88 17"
- AW 53-80 21"
- AW 53-88 21"
- AW 61-88 24"
- MW 36-44 14"
- MW 43-69 17"
- MW 53-20 21"
- MW 53-80 21"
- MW 61-80 24"



CONSERTON radio TV
AB Stern & Stern

STOCKHOLM GÖTEBORG MALMÖ
Tel. 010/25 29 80 Tel. 031/17 72 20 Tel. 040/713 20

LOGISKA KRAV

1. Högsta effekt, minsta format.
2. Endast ett batteri erfordras.
3. Färre anslutningar.
4. God kontakt.
5. Maximal apparateffekt.
6. Specialbatterier för transistorer.
7. Bevisad pålitlighet.
8. Bekväma att använda.
9. Längre bränntid, lägre kostnad.
10. Finns att få över hela världen.



Tio viktiga skäl för Er att

bygga transistormottagare

för bestyckning med

'POWER PACK' specialbatterier för

transistorer som säljas över hela världen.



För tekniska upplysningar skriv till:
BEREC International Ltd (Technical Service), Hercules Place, Holloway, London, N.7., England



TRYCKTA LEDNINGSPLOTTOR

FRÅN RUWEL-WERKE, GELDERN

Alla förekommande ytbehandlings-
Pläterade hål kan erhållas

Basmaterial: SUPER-PERTINAX, Epoxy-
glasfiberlaminat, flexibla material

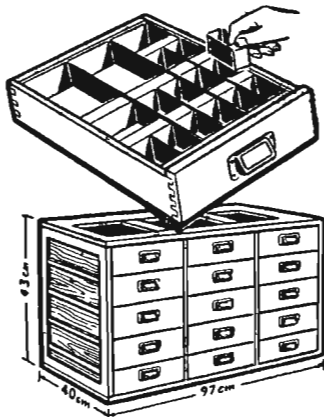
ALLHABO

ALLMÄNNA HANDELSAKTIEBOLAGET

Brunkebergstorg 15 - Stockholm C - Tel. 23 2150

LÅDFACK typ LF

för smådelar

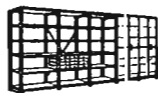


Flera typer att välja på

Begär katalog från

"Specialisten i hyllor, lådor o. skåp"

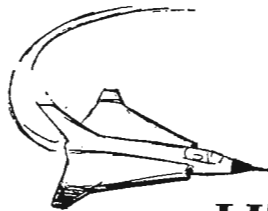
AB Svensk



Lagerstandard

SKÅNEGATAN 40, STOCKHOLM SÖ
TEL 40 00 50, 42 20 90

MALMÖ: (040) 9123 00 GÖTEBORG: (031) 12 11 58
SUNDSVALL: 060/518 40



Här krävs
osviktiga
lödningar i
varje detalj!

LITESOLD

har förtroendet
och klarar även Edra
lödproblem.

»ETTAN» 10 W
(Marknadens minsta
nätanslutna lödverk-
tyg.)

och »TVÅN» 20 W
specialverktyg för in-
str., transistorer m.fl.
miniatyrkomponen-
ter.

»TREAN» 25 W och
»FYRAN» 30 W är
speciellt lämpliga för
TV-radioservice.

»FEMMAN» 35 W och
»SEXAN» 55 W klarar
de mera värmekrä-
vande lödningarna.
Värmeskydd, ställ och
olika typer av löd-
spetsar finnes.

Använd Långlivsspets

Begär prislista Återförsäljare antagas

Generalagent:

SIGNALMEKANO

Butik och lager:

Västmannagatan 74. Tel. 33 26 06, 23 20 06.
Stockholm Va.

► 40

olinjär blir svängningen oren och kan få höga vassa toppar. I de flesta TV-mottagare finns redan dämpningskretsar för att ta bort dessa svängningar, i vissa fall ett enkelt dämpmotstånd, parallellt med L. Detta behöver väl knappast ändras. Ibland finns en RC-länk, t.ex. såsom anges i schemat i fig. 2. Med god dimensionering av R1 och C3 kan man reducera partialsvängningarna så långt att de ej alls syns. Värdet på R1 och C3 kan svårigen anges exakt. Riktvärdena är 1,2 kohm och 120 pF. Omsorgsfull provning med samtidig variation av både R1 och C3 kan emellertid ge goda resultat.

I andra TV-mottagare tillämpas andra kopplingar för kompensering och där krävs motsvarande justering av komponenter för att eliminera den vertikala gardinen.

Uppvärmningstiden

Den stora skillnaden i uppvärmningstid mellan europeiska och amerikanska rör har i en del fall ställt till bekymmer om det i glödkedjan saknats NTC-motstånd och förkopplingsmotstånd. Har man NTC-motstånd i glödkretsen uppstår dock inga problem. Man bör kontrollera denna sak, bildröret är ju en litet för dyr sak för att förstöras med ett enkelt glödtrådsbrott!

► 24 Tunneldioden ...

Fig. 6 visar en bistabil koppling. Här är resistansen R_s vald så att den är mycket lågohmigare än $|R|$ och den spänning som alstras över R_s är ungefär 100 mV, vilket är det korrekta värdet på förspänningen för dioden i mitten av det negativa resistansområdet. Om man för ett ögonblick försummar transformatorernas inverkan är det önskvärdt att förspänna tunneldioden så att D1 arbetar i punkt A (se fig. 7) och D2 i punkten B. Det kan visas att R_0 , dvs. resistansen i mittgrenen bör vara (se fig. 6):

$$R_0 = [(V_B - V_A) / 2(I_A - I_B)] - R_s / 2$$

R_0 är dragen som en belastningslinje i diagrammet i fig. 7.

► 44

Antennen av kvali-Te
pålittig för svensk TV

TOREMA ANTENNER

se bättre - hör bättre

ENGSTRÖMS MEK. VERKSTAD K-B

LINDESBERG

Telefon 15 55, växel

NYTT

snabbt, pålitligt instrument för transistortestning

Philips nya transistorprovare PP 3000

är ett instrument lika användbart i serviceverkstaden som på laboratoriet och i provrummet. Det är ytterst lätthanterligt, rationellt uppbyggt och ömt i praktisk drift. Läs här nedan om fördelar och möjligheter.

- För snabb och rationell provning av såväl effekt- som lågeffektstransistorer av både pnp- och npn-typ.
- Mäter kollektorströmmen vid noll ingångsström och strömförstärkningen vid kortsluten utgång samt visar eventuellt överslag mellan kollektor och emitter.
- Apparaten är nätansluten.
- Instrumentet är överbelastningsskyddat.
- Försedd med en mycket pålitlig transistorhållare.
- Utförd i plastkåpa med bärhandtag, som samtidigt är stödbygel.



Mätområden	Lågeffekt	Effekt
Överslagsprov	< 200 mW	> 200 mV
Fullt utslag	0.5 mA	2.5 mA
ICEO		
Mätområde	0-0.5 mA	0-2.5 mA
Mätspänning	2 V	2 V
α FE		
Mätområde	0-200	0-200
Konstant basström	25 μ A	1 mA
Kollektorström	0-5 mA	0-200 mA
Nätanslutning	110, 125, 145, 200, 220 eller 245 V, 50-60 Hz, 3W	
Dimensioner	125 x 185 x 95 mm	
Vikt	2.4 kg	
Pris	490 kr	

PHILIPS

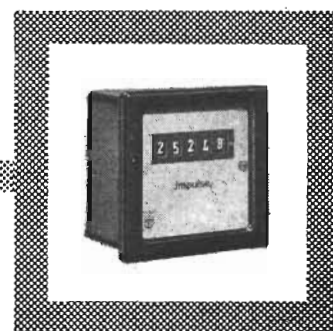
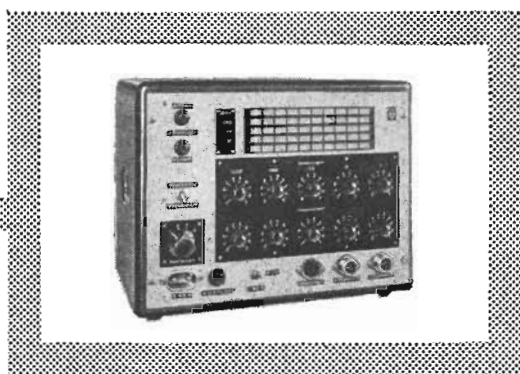
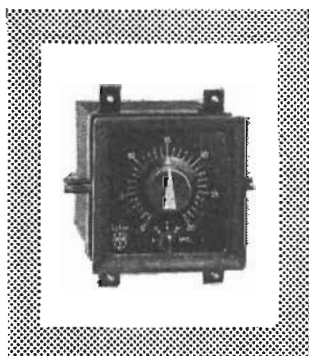
Mätinstrumentavdelningen

Postbox 6077 • Stockholm 6
Telefon 010/34 95 00

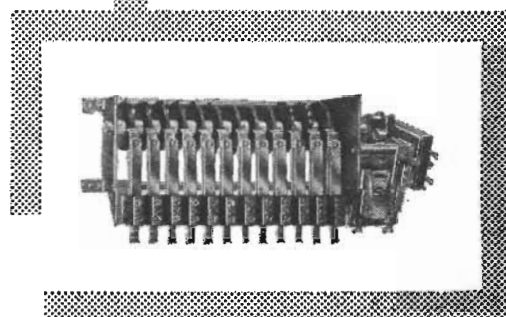
Elektromagnetiska
dekadräknare
Elektroniska
räkneverk
Tidreläer
Kopplingsautomater

Kamskive-
reläer
Impulsgivare
Impuls-
räknare
Tidräknare
Reläer
m.m.

RELÄER och KOMPONENTER



Svenska Reläfabriken AB representerar det välkända västtyska företaget Bau Elektro-Feinmechanischer-Apparate (BEFA), som på sitt tillverkningsprogram bl.a. upptar komponenter och apparater för automation. Specialtillverkning utföres på beställning.



TELEDATA ABN AB

Försäljningskontor: S:t Eriksgatan 115, Stockholm — Tel. 24 01 50

Tillverkare: Svenska Reläfabriken ABN AB

FÖR TRANSISTORBYGGET:

A-85 Sats innehållande 3 st MF-transformatorer och oscillatorspole i subminiaturutförande samt ferritantenn med dubbel lindning. Schema på fickmottagare medföljer 28.—

IFT-650 Sats med 3 st MF-transformatorer och oscillatorspole. Kopplingsanvisning ingår 24.—

Ferritantenn med två lindningar 4.—

Ferritstav diam. 8 mm, längd 100 mm 2.—

Ferritstav diam. 10 mm, längd 140 mm 3.25

Ferritstav diam. 8 mm, längd 203 mm 4.65

PVC-2 Kapslad 2-gang, miniatur vridkondensator 11—111 pF och 11—235 pF med trimkond. Höljet 28×28×15 mm 12.—

PVC-1 Kapslad miniatur vridkondensator 9—290 pF. Höljet 28×28×13 mm 10.—

FVC-102 Miniatur vridkondensator 13—365 pF med rätt graderad 5,3—16 4.95

RT-2 Frekvensgraderad ratt. Diam. 45 mm. Av transparent plast med guldsiffror på silverbotten 2.25

TV-200 Subminiaturpotentiometer monterad direkt på en vit ratt med 23 mm diam. 1-polig strömrör. 2,5 eller 5 kohm 7.60

Utgångstransformator för 2 st transistorer OC74 i push-pull till högtalare 12.—

Drivtransformator för 1 st OC71 till 2 st OC74 i push-pull 12.—

Miniaturtransformatorer med dimensionerna 15×16×20 mm. (CT=med mittuttag.)

ST-21 Drivtr. 10.000/2.000 ohm CT 12.—

ST-22 Drivtr. 8.000/2.000 ohm CT 12.—

ST-23 Drivtr. 2.000/2.000 ohm CT 12.—

ST-31 Utg-tr. 500 CT/3,2 ohm 12.—

ST-32 Utg-tr. 1.200 CT/8 ohm 12.—

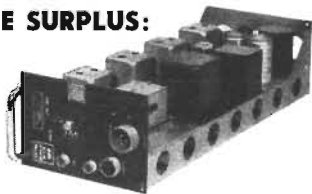
Lämpliga transistorer, dioder, elektrolytkondensatorer, motstånd och batterier lagerföras i rikhaltigt urval.

OBS! KOMPONENTSAT OBS!

innehållande 1 st av vardera: IFT-650, PVC-2, Ferritantenn, ST-22, ST-31, PD-25, TV-200 eller TV-250 (valfritt värde), enligt specifikationer i texten ovan. Pris per sats endast 62.—

KAV-3 TV-kanalväljare för 11 kanaler, med rör PCC88 och PCF80. MF 39 MHz och anpassning 240—300 ohm. **OBS!** Kan även användas som konverter för 50—225 MHz. Dimensioner: L=100, B=80 och H inkl. rör 135 mm 89.—

DIVERSE SURPLUS:



ARQ-8 Mottagare 25—105 Mc. Rörbestyckning: 1 st 9001, 3 st 6SG7, 1 st 6SQ7, 1 st 6AG7 och 1 st 5Y3GT. Fabriksnya 88.—

BC-611 Handie-Talkie-chassi med sändare-mottagare för 80-metersbandet. Komplet med rör och kristaller. Schema samt måttskiss till lämpligt hölje medföljer 195.—

Vibratoromformare 12 V liksp. till 220 V/50 per. **OBS!** 150 W för endast 85.—

DGT-20 Lokaltelefon med linjeväljare kapslad för utomhusbruk, för garage e.d. Med handmikrofon 22.—

Motståndssats med 50 st olika värden 2.75

Kondensatorsats m. 25 st olika värden 2.50

LTI-1L Lufttrimmer 2—30 pF Philipsmodell för isolerat montage. **OBS!** Priset 0.35

ART-13 100-watt sändare för 0,2—1,5 och 2,0—18,1 Mc med 813 som slutrör 670.—

RÖR REALISERAS:

4X150A VHF-effektförstärkarrör 95.—

LB13/40 5" och LB 1 2" oscillografrör 14.—

6F6, 6F6G, 6F7, 6K7, 6L7, 6SC7, 12A6, 12C8,

12SA7, 12SG7, 12SH7, 12SJ7, 12SK7, 14E7,

14J7, 14N7, 14R7, 28D7, U930-4 1.75/st

5U4NU, 5W4, 5Z4, 6AG5, 6B4G, 6B8, 6L6GA,

6N7, 6SK7, 6SN7GT, 12SN7GT, OB2, 5686

6F8G, 6L6, 6L6G, 1629, 5670, 5691 3.50/st.

Rekvirera vår surplusförteckning

RADIO AB FERROFON

Torkel Knutssonsgatan 29, Stockholm Sö.
Tel. 43 86 84

► 42

En positiv puls som uppträder över klämmorna X—Y hos transformatorn TR1 kommer att koppla om D1 från arbetspunkten A mot arbetspunkten B. Induktansen i serie med R påskyndar omkopplingsaktionen och förorsakar D2 att överföras från arbetspunkt B till A. En negativ ingångspuls kan inte orsaka att D2 triggas av orsaker som nyss antytts.

Tab. 1. Data för tunneldioder från Standard Telephones & Cables Ltd. Gäller vid 25° C.

Typ	JK9C	JK10C	JK11C	JK19C	JK20C	JK21C
Strömmaximum, nom.	1,0	5,0	15,0	1,0	5,0	15,0
Strömförhållande, typ	4	4	4	7	7	7
Negativ konduktans (—g)	0,009	0,05	0,15	0,009	0,05	0,15
Serieresistans (r _s)	0,25	0,2	0,18	0,25	0,2	0,18
Kopacitans (C)	230	1000	1300	230	1000	1300
Övre gränstrefvens (f _r)	130	80	110	130	80	110

Induktansen i bryggarmen i mitten utgörs av läckinduktansen hos transformatorn TR2, sekundärlindningen för TR2 är kopplad för att trigga nästa steg. Den andra positiva ingångspulsen förorsakar D2 att koppla om från arbetspunkt A tillbaka till arbetspunkt B. Ökar man R₀ ökas känsligheten till dess att kopplingen uppträder som en multivibrator.

Teoretiskt sett är det möjligt att få fram kopplingar av ringräknartyp med tunneldioder, men hittills har man inte fått se några exempel på dylika kopplingar.

► 46

IMPORTER — REPRESENTATIVE

WITH SALES
ORGANIZATION REQUIRED

Write to RETEX S. A.,

HOSPITALET (BARCELONA), SPAIN.

MANUFACTURERS OF ELECTRONIC RADIOS,
INTERCOMS, HI-FI AND KITS.

ALLEN-BRADLEY MOTSTÅND



OBS!

Motståndens
visas i

NATURLIG STORLEK

Alla gångbara värden av effekterna 1/4 W, 1/2 W, 1 W och 2 W i lager för omgående leverans.

Generalagent:

THURE F. FORSBERG AB

Hägervägen 70, Enskede 4
Tel. 49 63 87 - 49 63 89

ANNONSÖRS REGISTER JULI 1960

	Sld.
Allmänna Handels AB	42
Antennspecialisten, Åkersberga	7
Berec Int. Ltd., England	41
Elfa Radio & Television AB, Sthlm	3, 48
Elektrolä, ing.f.a, Vällingby	40
Engströms Mek. Verkstad, Lindesberg	42
Ferner, Erik, AB, Bromma	5, 11
Ferofon AB, Sthlm	44
Forsberg, Thure F., AB, Enskede	44
Gylling & Co AB, Sthlm	8
Imex AB, Borås	40
Intronic AB, Bromma	38
Lagercrantz, Joh., f.a, Sthlm	9
Mattsson, Nils, & Co AB, Sthlm	2
Philips Svenska A, Sthlm	12, 37, 43, 45
Rifa AB, Bromma	8
Sonoprodukter AB, Sthlm	4
Svensk Lagerstandard, AB, Sthlm	42
Stenhardt, M., AB, Bromma	6
Stern & Stern AB, Sthlm	10, 40
Sydimport, f.a, Älvsjö	38
Teleapparater, f.a, Sthlm	39
Teledata AB, Sthlm	43
Signalmekano, f.a, Sthlm	42
Teleinvest AB, Göteborg	40
Trial-antenn AB, Sthlm	38
Zander & Ingeström AB, Sthlm	47

BYTEN och FÖRSÄLJNINGAR

Till salu: 2 st. skärmburor 2×2×2 meter fabrikt Belling & Lee dubbelt skärmade med s.k. streckmetallnät. Dämpning ca. 110 dB inom frekv.omr. 100 kc/s-100 Mc/s. Försedda m. filter för ingående nätsp. Den ena ngt skadad men kan lätt repareras. Svar till tel. Sthlm 82 04 60.

Säljes: 1 st. exponentialhorn enl. RT 7/59 20.—+frakt, 2 st. lika teakl. med 3 st. 5" dubb.k. högt. i varje 7 o 15 Ω 300—18000 ps end. 75.— st. K-E., Sanda, Töcksfors.

Det är röret som gör'et



Hör **hela** orkestern med **PHILIPS Miniwattrör**

Landets ledande
grossister säljer
PHILIPS MINIWATTRÖR



PHILIPS

Postbox 6077 • Stockholm 6
Telefon 010/34 95 00

AVD. ELEKTRONRÖR och KOMPONENTER

Användningsområde på mikrovåg

Det finns en god teoretisk anledning att anta att tunneldioden kommer att svänga vid frekvenser så höga som 10 kMHz. Uppgifter från USA¹ anger anordningar som producerar övertoner upp till 1000 MHz och högre.

För mikrovågsanvändning får man tänka sig en speciell mekanisk konstruktion hos tunneldioden som gör den inbyggbar i vågledare eller i transmissionslinjer av strip-typ.

Sammanfattning

Tunneldioden bör finna många användningsområden på mikrovågsområdet. I vilken utsträckning den kan ersätta transistorer eller andra aktiva element vid lägre frekvenser beror helt på hur pass billigt den kan produceras och huruvida tunneldiodens speciella kretstekniska problem vid dessa frekvenser kan lösas på ett mera ekonomiskt sätt än vad som hittills är känt.

¹ SOMMERS, H S: *Tunnel Diodes as High Frequency Devices*. Proc. IRE 1959, juli, s. 1201.

RUTZ, R F: *A 3000 Mc/s Lumped-Parameter Oscillator using an Esaki Negative Resistance Diode*. IBM Journal of Research, 1959, okt.

► 36 En millivoltmeter för ...

Frekvenskurvan

Den övre gränshänsynen för instrumentet bestäms i första hand av V2A:s ingångskapacitans, som ligger över den i spänningsdelaren inkopplade resistansen. Den övre gränshänsynen blir därför något olika för de olika mätområdena. Lägst är den för område 2. Där ligger 35 kohm parallellt med ca 75 kohm till jord. Högst är den för område 1, där spänningsdelaren är shuntad av V1:s utgångsimpedans på ca 86 ohm.

Modellinstrumentet visade sig ha rak frekvenskurva inom $\pm 0,1$ dB ($=\pm 1\%$) från 13 Hz till 30 kHz. Vid 100 kHz hade kurvan fallit drygt 1 dB. Under 13 Hz föreföll frekvensgången vara ojämn, men den höll sig inom ± 1 dB ned till 6 Hz. Vid så låga frekvenser är emellertid nåldärret mycket kraftigt, och avläsningen blir därför osäker. 10 Hz kan sägas vara den undre gränsen för instrumentets användbarhet.

Ökning av frekvensområdet

En förbättring av frekvenskurvan kan — på bekostnad av instrumentets känslighet — åstadkommas genom att man helt enkelt ökar motkopplingen. Med 10 dB högre motkoppling kan man få frekvenskurvan rak inom $\pm 0,1$ dB ända upp till 100 kHz för alla mätområdena. Då har känsligheten sjunkit 10 dB, vilket innebär att det lägsta mätområdet blir 30 mV i stället för 10 mV.

Det högsta mätområdet blir 0—30 V. 30 V är dock litet för mycket för att V1 skall arbeta under idealiska förhållanden med försumbar distorsion. Mätnoggrannheten på detta område blir därför något sämre än för de övriga.

I frekvenskurvas nedre del vinner man ingenting på den ökade motkopplingen. Se fig. 11.

Potentiometern R17:s regleringsområde räcker ej till för att man skall kunna öka motkopplingen 10 dB enbart genom att vrida på den. Man får lov att koppla in ett motstånd på 68 ohm mellan potentiometerns nedre ände och jord.

Noggrannheten

Hur pass noggrant man kan få ett instrument som byggs efter den här lämnade beskrivningen, beror i hög grad på hur omsorgsfull man är vid kalibreringen och hur noga man ritar skalorna.

Om man använder instrumenttavlan i fig. 9 och har enprocentiga motstånd i spänningsdelaren, torde man kunna räkna med ett fel på högst $\pm 2,5\%$ av fullt skalutslag *exklusive* tavelinstrumentets och referensens toleranser.

Millivoltmetern är (med hänsyn till att stabiliserad anodspänning ej använts) förbluffande litet beroende av måttliga variationer i nätspänningen. Vid 10% för låg nätspänning blir felet mindre än 1% och vid 10% för hög spänning blir det mindre än 0,5%.

Sammanfattningsvis kan sägas att millivoltmetern ifråga om prestanda mycket väl utihärdar en jämförelse med många av de ofta väsentligt dyrare instrument som finns i marknaden — färdigbyggda eller i byggsats — även om den självfallet inte skall betraktas som (eller jämföras med) ett laboratorieinstrument, utan i första hand ses som ett värdefullt hjälpmedel med många användningsområden på service- och hobbyverkstaden.

Litteratur om millivoltmetrar

FRANTZ, F H Sr: *Build an Audio VTVM*. Radio-Electronics 1958, juli, s. 57.

HEDGE, L B: *Build this Amplifier-Rectifier VTVM for Audio Testing*. Radio-Electronics 1957, okt., s. 59.

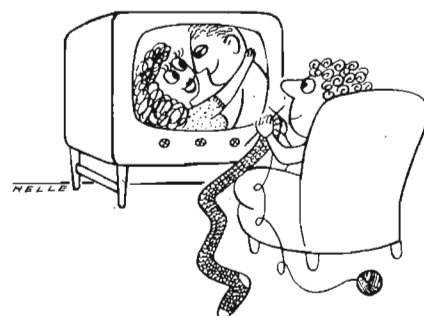
Modern Valve Voltmeters. Electronic Technology 1960, mars, s. 99.

SHARP, L E: *Wide-Band A. C. Millivoltmeter*. Electronics World 1960 (f.d. Radio & TV News), jan. s. 58.

TURNER, R P: *More Jobs for the AC VTVM*. Radio & Television News 1957, mars, s. 69.

YORK, H L: *Build your own Valve Voltmeter*. Hi-Fi News 1958, nov., s. 392.

Till sist ...



Nordisk Rotogravyr

Postbox 21060

Stockholm 21

Telefon 28 90 60

Prenumeration

1) Ring 28 90 60 och begär *prenumeration*.

2) Skriv till RADIO och TELEVISION, Nordisk Rotogravyr, Stockholm 21, och anmäl prenumeration för hel- eller halvår. Ange från vilket nummer Ni vill att prenumerationen skall börja. (Prenumerationskostnaden uttages mot postförskott, varvid första numret medsändes.)

3) Sänd in prenumurationsbeloppet på postgiro 19 65 64. Ange på talongen vilken prenumeration som önskas, hel- eller halvår och ange från vilket nummer Ni vill att prenumerationen skall börja.

4) Postprenumerera på närmaste postanstalt.

5) Prenumerationspriset är för 1/1-år 20: 30 (därav 80 öre oms.) för 1/2-år 10: 90 (därav 40 öre oms.) (utan för Skandinavien: helår 24: 50).

Adressändring

Vid adressändring meddela även gamla adressen. Vid postprenumeration meddela den ändrade adressen till vederbörande postanstalt.

Äldre nummer

Ring 28 90 60 och begär *prenumeration*. Skicka ej inbetalning i förskott med frimärken e.d. förrän Ni övertygat Er om att numret verkligen finns. Äldre nummer är i stor utsträckning slutsålda och endast enstaka exemplar finns att få.

Inbinderingspärmar

för årg. före 1956 3: 40
för årg. fr.o.m. 1956 3: 75
Samlingspärm (1 årgång) 10: 15
Inb. årgång 1952 och 1954 15: —

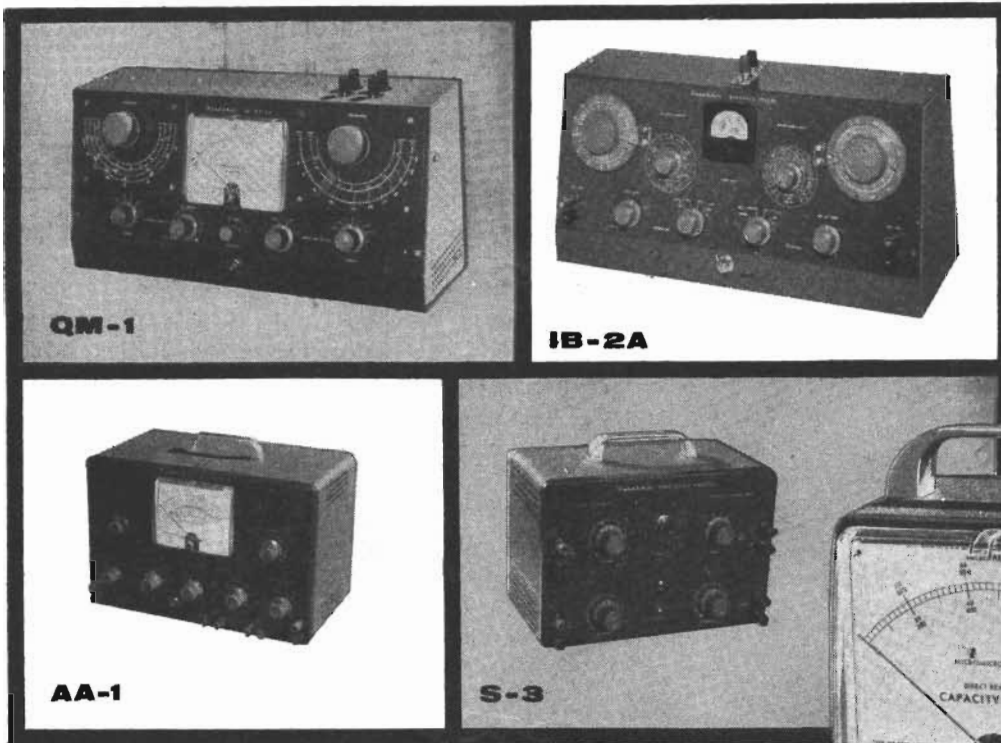
Principschemor

Principschemor i RT är uppritade enligt följande riktlinjer:

Komponentnumren som korresponderar med motsvarande nummer i ev. stycklista, är placerade till vänster ovanför resp. komponenter. I de fall komponentvärden anges i principschemor återfinnes värdena till höger under resp. symboler.

Beträffande komponentnumren i schemorna gäller att för motstånd och kondensatorer föregås ej numret av R resp. C.

Beträffande komponentvärdena i schemorna gäller att för motstånd utelämnas ohm-tecknet, och för kondensatorer utelämnas F. Således är 100=100 ohm, 100 k=100 kohm, 2 M=2 Mohm, 30 p=30 pF, 30 n=30 nF (1 n=1000 p), 3μ=3 μF osv.



CM-1

FÖR LABORATORIET

Q-meter QM-1 till ett pris, som är överkomligt också för det mindre laboratoriet och serviceverkstaden. QM-1 mäter induktanser från 1 uH till 10 mH. "Q"-skalan är graderad 0-250 med faktorerna 1 och 2. Kapacitansområdet är 40 pF - 450 pF \pm 3 pF. Inbyggd oscillator ger testfrekvenser mellan 150 kHz och 18 MHz. Stabiliserat nätaggregat. Färdig-lindade HF-spolar. Kalibreringspalle med följel. Kr. 425:.-.

Impedansbrygga IB-2A omfattande Wheatstone-, kapacitets-, Maxwell- samt Hay-brygga. Mäter resistans 0,1 ohm till 10 Mohm, kapacitans 100 pF - 100 uF, induktans 0,1 mH - 100 H, förlustfaktor (D) från 0,001 - 1, Q-värde 0,1 - 1000. Använda dekadmotstånd har 1% tolerans. Inbyggd oscillator för 1.000 p/s. Rörelsekontroll har stort 100-0-100 uA-instrument. Ett verkligt laboratorieinstrument. Kr. 555:.-.

Hi-Fi analysator AA-1 idealisk för fullständig undersökning av förstärkare. Innehåller växelströmsrörelsemeter, tonfrekvenswattmeter och Intermodulationsanalysator. Kaskod-kopplat ingångssteg ger hög känslighet och noggrannhet vid låg brusnivå. Wattmetern möjliggör utteckelmätning aningen med inre eller yttre belastning. Instrumentet löpar sig utmärkt även som VU-meter. Områdena är 0,01 - 300 V (10 st); 0,15 mW - 150 W (7 st); 1 - 100 % IM (5 st). Kr. 475:.-.

Elektronkopplare S-3 för frekvensområdet 0-100 kHz \pm 1dB som möjliggör samtidigt studium av två signaler på oscilloskop. Omkopplingshastighet 150, 500, 1.500 eller 5.000 p/s. Ger ca 5 ggr förstärkning. Synutgång för kontroll av svepet. 7 rör. Lämplig för samtidig jämförelse av ingång och utgång vid förstärkare. Arbetar vid signaler ned till 0,1 V. Kr. 215:.-.

Kapacitansmeter CM-1 visar kapaciteten direkt på ett stort tydligt 50 uA-instrument, som är kalibrerat i pF och uF. Linjär skala. Mätområden 0 - 100/1.000 pF och 0 - 0,01/0,1 uF. Okänslig för handkapacitans. Recidkapacitans < 1 pF. Praktisk vid mätning av trimrar, elektrodkapacitanser, strökapacitanser och kontroll av variabla kondensatorer. Enkel att trimma med hjälp av medföljande precisionskapacitanser. Inbyggd stabiliserat nätaggregat. Kr. 275:.-.

Byggsatserna levereras omgående portofritt per postförskott. Utförlig katalog skickas på begäran.

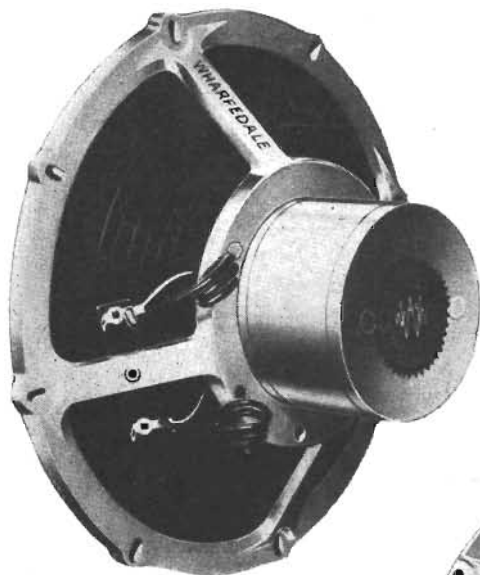
GENERALAGENT:

AKTIEBOLAGET ZANDER & INGESTRÖM · STOCKHOLM

BOX 16078 · STOCKHOLM 16 · TEL. 54 08 90 · POSTGIRO 36 99



Wharfedale

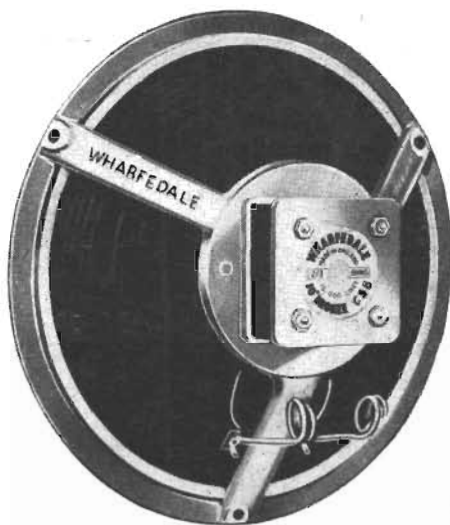


SUPER 8/FS/AL

Super 3
Super 8 FS/AL
8" BRONZE FS/AL
W 10 FSB
W 12 FS
Super 12 FS/AL
W 15 FS

Sedan många år har Wharfedale varit namnet som symboliserar engelsk kvalitet inom högtalartekniken. Orsaken till detta är dels, att högtalarna uppenbarligen har en hög kvalitet, dels att de har lanserats i offentliga demonstrationer under ledning av G. A. Briggs, high fidelity-teknikens »grand old man».

Avsedd för mellanregistret och diskanten. Frekvensområde c:a 40—14.000 Hz. Max. eff. 4 W (Topp 8 W). Ni kan också ha den i mindre lådor som bredbandshögtalare — idealisk som stereokomplement.



Universalhögtalaren för basreflexlådor i mellanstorleken, speciellt lämplig för lådor med s.k. akustiskt filter. Frekvensområde 30—10.000 Hz. Max. eff. 6 W (Topp 12 W).

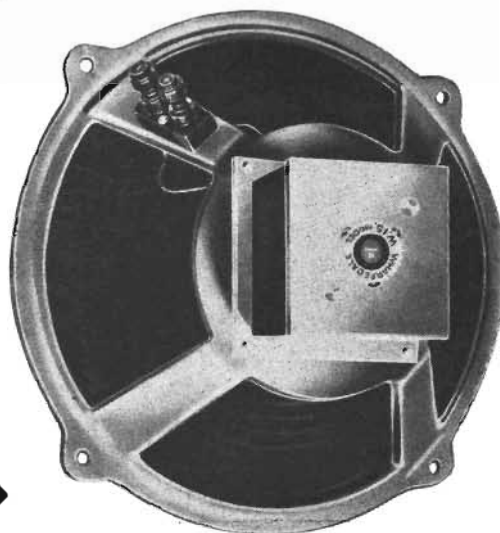
10" BRONZE FSB

För närvarande lagerföres av Wharfedales högtalare ovanstående typer.

Slutprovningen sker inte med tongenerator och oscillograf, utan av en tränad avlyssnare som mera lägger vikt vid hur det verkligen »låter», än hur det ser ut att låta.

Varje Wharfedale högtalare är separat provad innan den packas för export: Detta betyder att Ni alltid kan vara säkra på att få en fullgod produkt till Er anläggning.

En utmärkt bashögtalare. Frekvensområde c:a 25—20.000 Hz. Max. eff. 15 W (Topp 30 W).



W 15/FS

Begär specialbroschyr — Närmare upplysningar genom generalagenten

ELFA *Radio & Television AB*

Holländargatan 9A • Box 3075 • Stockholm 3 • Tel. 240280