

Tijdschrift voor

# RADIOTECHNIEK

onder redactie van *Reno en Reno*

waarin opgenomen **RADIO EXPRES**

ir. J. M. Olthuis / Televisie . . . . .	1
Tegen brandvlekken op het televisiescherm . . . . .	4
A. Zuidhof / Enige varianten van de Brug van Wien . . . . .	
Weerstanden met negatieve temperatuurcoëfficiënt . . . . .	13
J. Hagenaar / Automatische frequentieregeling . . . . .	16
De scheiding tussen geluid en beeld bij televisie-ontvangst . . . . .	23
M. v. Geelkerken / Suprasonoor . . . . .	26
Zo was het 25 jaar geleden . . . . .	2

**N.V. Uitg.-Mij. Æ. E. Kluwer - Deventer - Djakarta**

**1** **VIERDE JAARGANG - JANUARI 1950**

In beperkte oplaag zal bij de N.V. Uitgevers Mij. J. E. Kluwer, Deventer, verschijnen:

# Handboek der Radiotechniek

In zeven delen.

Omvang circa 3000 bladzijden

Samengesteld door RENS & RENS, directeuren der Middelbare Technische School voor Radiotechniek te Hilversum. Redacteuren van het Tijdschrift voor Radiotechniek.

Met medewerking van

ir. Th. J. WEIJERS, ingenieur der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven, voorzitter van de examene commissie voor de examens radiotechnicus en radiomonteur uitgaande van het Nederlands Radiogenootschap;

ir. J. M. VAN HOFWEEGEN, ingenieur der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven;

en ir. S. V. KAPLAN, ingenieur der N.V. Philips' Telecommunicatie-industrie v.h. N.S.F. te Hilversum

en als auteurs meer dan 60 bekende ingenieurs, wis- en natuurkundigen en technici uit vooraanstaande bedrijven, overheidsinstellingen enz., in binnen- en buitenland.

Al deze technici sloegen de handen ineen, om dit werk het licht te doen zien. Aan de voorbereiding en samenstelling is meer dan vijf jaren gewerkt. De nieuwste vindingen op radiotechnisch gebied zijn in deze uitgave verwerkt. Ieder onderwerp is door een specialist geschreven.

Het uitvoerige prospectus (32 bladzijden) dat een complete inhoudsopgave der zeven delen en vele foto's en figuren bevat, wordt U op aanvraag gaarne gratis door ons toegezonden.

De delen zijn gebonden in een donkerblauwe, geheel linnen band, voorzien van goudstempel.

## BESTELBIJLET

Aan Boekhandel „ERATO" N.V. — Utrechtsestraat 18 a — Amsterdam

Telefoon 43 635—34 329 - Bankier: Amsterdamse Bank N.V. - Postgiro 460 585

Ondergetekende verzoekt de hieronder aangegeven delen direct na verschijnen te leveren:

- \_\_\_\_\_ [ex. deel 1 — a. Wis- en Natuurkunde; b. Elektrotechnische grondslagen, prijs f 18,-.  
\_\_\_\_\_ ex. deel 2 — Radiotechnische grondslagen, prijs f 36,-.  
\_\_\_\_\_ [ex. deel 3 — Ontvangers en versterkers, prijs f 36,-.  
\_\_\_\_\_ ex. deel 4 — a. Zenders; b. Antennes, prijs f 27,-.  
\_\_\_\_\_ ex. deel 5 — a. Zenders en ontvangers voor bijzondere toepassingen; b. Omroepproblemen; c. Radiodistributie, prijs f 27,-.  
\_\_\_\_\_ [ex. deel 6 — a. Televisie; b. Radar, prijs f 24,-.  
\_\_\_\_\_ ex. deel 7 — a. Meetapparaten; b. metingen, prijs f 28,-.  
\_\_\_\_\_ compleet stel van de zeven delen tegen de gereduceerde prijs van f 175,-.

incens bij intekening.

De betaling zal geschieden, bij aflevering van ieder deel.

in termijnen van f \_\_\_\_\_ per maand (ten minste f 10,-).

Naam:

Adres:

Woonplaats:

\_\_\_\_\_

# Tijdschrift voor Radiotechniek

REDACTIE: RENS EN RENS, SNELLIUSLAAN 8, HILVERSUM.  
ABONNEMENTSPRIJS: f 9.— PER JAAR. UITGEEFSTER: N.V. UITG.  
MIJ. E. E. KLUWER, DEVENTER, POSTBUS 23, TEL. 2442, GIRO 2472.

*Medewerkers*: Dr. Ing. R. Aschen, Parijs, Ir. C. E. G. Baily, Londen, Prof. Dr. Z. Drohocki, Parijs, Drs. A. Hauer, De Bilt, Dr. P. Feenstra Kuiper, Hilversum, Ir. S. V. Kaplan, Hilversum, Ir. J. L. Leistra, Eindhoven, Ir. J. M. Olthuis, Hilversum, Drs. A. P. du Pré, Baarn, Ir. J. Rodrigues de Miranda, Eindhoven, J. Roorda, Voorburg, Ir. Th. J. Weijers, Eindhoven en vele anderen.

*Journalistiek medewerker*: J. Corvër, Hilversum.

---

*Ir. J. M. Olthuis*

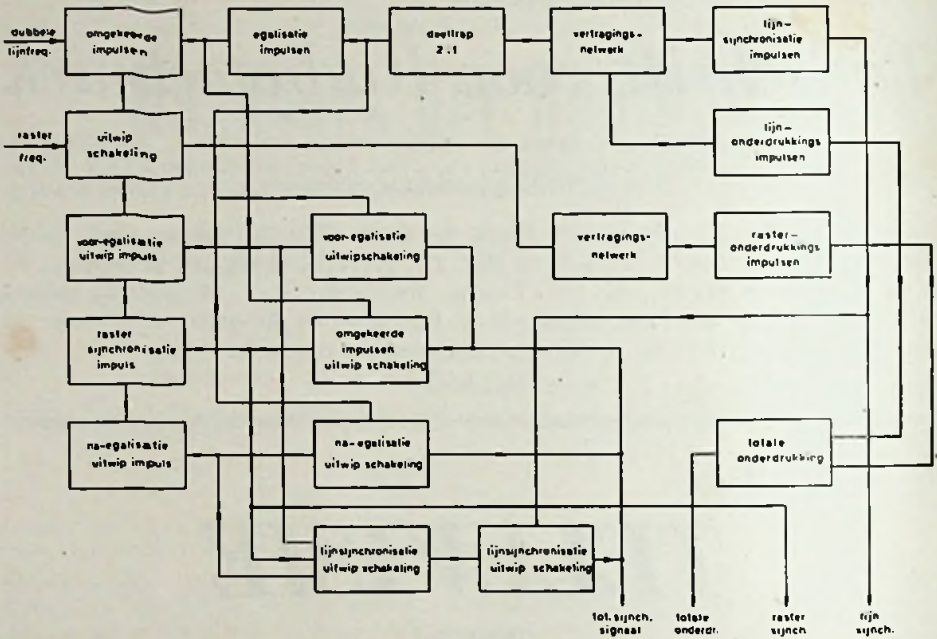
## TELEVISIE

(Vervolg.)

We zullen nu enkele mogelijkheden bespreken voor het opbouwen van de generator, waarbij we echter niet in details zullen treden, omdat dit te ver zou voeren voor een artikel als dit.

We moeten eerst de verschillende impulsen opwekken en deze daarna pas combineren, ofschoon er ook wel generatoren ontwikkeld zijn, die enkele impulsen tezamen opwekken. Deze schema's bieden wel het voordeel van maar een zeer beperkte ruimte in te nemen omdat er minder buizen voor nodig zijn, maar hun werkwijze is zeer gecompliceerd en dus lastig te volgen. Om een goede synchronisatie te bereiken is het absoluut noodzakelijk, dat het optreden van de voorflanken van de verschillende impulsen gesynchroniseerd wordt door dezelfde stuurimpulsen. Een mogelijk blokschema is in de nevenstaande figuur aangegeven.

We beginnen met een impulsgenerator van een van de besproken schema's, die de omgekeerde impulsen uit de rastersynchronisatie-impuls opwekt. Dit is noodzakelijk omdat daarvan de achterflanken moeten samenvallen met de voorflanken van lijnsynchronisatie-impulsen en het onmogelijk is een impuls vroeger te laten vallen dan zijn sturende impuls. De genoemde generator wordt gesynchroniseerd door de impulsoscillator uit de frequentiedeelschakeling en daardoor is de frequentie van alle impulsen, die door de synchronisatie-impulsgenerator worden opgewekt aan de netfrequentie vergrendeld. De achterflanken van de „omgekeerde” impulsen synchroniseren een tweede oscillator op het dubbele van de lijnfrequentie en deze zorgt voor het opwekken van de voor- en na-egaliserings-impulsen. We moeten hier even opmerken, dat de beide tot nu toe vermelde oscillatoren steeds blijven werken en we dus nog een bijzondere schakeling moeten gebruiken om te zorgen, dat slechts wanneer deze impulsen vereist zijn, ze kunnen doordringen tot het totale synchronisatiesignaal. Een andere mogelijkheid is natuurlijk, dat de beide oscillatoren alleen werken als de impulsen, die ze afgeven, gebruikt worden, maar dan moeten we toch een oscillator hebben om de voorflanken, die gelijk moeten vallen met de



Blokschema van generator voor synchronisatiesignalen en onderdrukkingsimpulsen.

achterflanken van de omgekeerde impulsen, te synchroniseren, zodat we er eigenlijk niet veel mee opschieten. De generator voor de egalisatie-impulsen stuurt een frequentiedeeltrap met het deeltaal 2, waarvoor we een teldeler kunnen gebruiken.

Achter deze schakeling hebben we nu impulsen met de lijnfrequentie gekregen, de voorfronten hiervan vallen samen met de achterfronten van de omgekeerde impulsen. Deze impulsen sturen we nu door een kunstkabel, een vierpool, opgebouwd uit zelfinducties en capaciteiten, die zo berekend zijn dat een impuls een zekere tijd later aan de uitgangsklemmen aankomt dan hij er aan het begin opkomt. Met de impulsen aan het uiteinde van de kabel wordt nu de generator voor de lijnsynchronisatie-impulsen gestuurd, terwijl tussen in- en uitgang van de kunstkabel de impulsen worden afgenomen, die de generator voor de lijnonderdrukkingsimpulsen synchroniseren.

Om te zorgen, dat de vooregalisatie-impulsen ingeschakeld worden bij het begin van een lijnimpuls, aan het eind van een raster even lijnen en een halve lijntijd later bij een raster oneven lijnen ontstaan, maakt men gebruik van een zg. uitwipschakeling, die telkens op het juiste moment uit de impulsen, die de generator voor de omgekeerde impulsen afgeeft, er een doorlaat, maar alle andere onderdrukt. Men bereikt dit door een buis met enige roosters zodanig in te stellen, dat er op twee roosters tegelijkertijd een verhoging van de potentiaal moet optreden om te bereiken dat de buis stroom doorlaat. De verhogingen worden veroorzaakt voor het ene rooster door de omgekeerde impulsen en voor het andere rooster door een impuls van de rasterfrequentie, die afkomstig is van de frequentiedeeltrap. Alleen als deze laatste impuls optreedt, zal een omgekeerde impuls worden doorgelaten, terwijl alle andere worden onderdrukt. Omdat slechts één impuls mag worden

doorgelaten, is het nodig dat de rasterimpuls, die voor het uitkiezen wordt gebruikt, slechts zo lang duurt, dat dit mogelijk is. Is de impuls echter langer, dan moet men kunstgrepen toepassen om het „uitwippen” van slechts één impuls te bereiken.

Met de achterflank van deze laatste impuls wordt nu een impulsgenerator gesynchroniseerd, met een frequentie gelijk aan de rasterfrequentie en een impulsduur van precies drie lijntijden. Dit laatste wordt bereikt door op een speciale manier de egalisatie-impulsen toe te voeren, waardoor het einde van de afgegeven impuls samen valt met de achterflank van een egalisatie-impuls.

De afgegeven impuls synchroniseert met zijn achterflank een tweede oscillator van dezelfde opbouw, die weer een impuls geeft met de rasterfrequentie, en drie lijntijden lang. De achterzijde van deze impuls synchroniseert opnieuw een oscillator als de twee voorgaande.

De impuls van de eerste van de drie besproken oscillatoren wordt toegevoerd aan een buis, die ingesteld is als die van de uitwipschakeling, terwijl op een ander rooster van dezelfde buis de egalisatie-impulsen worden toegevoerd. Hierdoor komen in het anodecircuit van deze buis alleen egalisatie-impulsen voor als beide impulsen tegelijk aanwezig zijn. De buis levert op die wijze de vooregalisatie-impulsen. Op dezelfde manier worden met behulp van de impulsen van de derde oscillator de na-egalisatie-impulsen uitgewipt. De tweede oscillator levert de rastersynchronisatie-impuls, waarin de omgekeerde impulsen aangebracht worden in een buis, die op dezelfde manier werkt als de twee die hiervoor vermeld werden. Door parallel schakelen van de anoden van de drie buizen verkrijgt men het gehele synchronisatiesignaal aan het eind van elk raster.

Verder worden in een buis de drie impulsen van drie lijntijden lang gecombineerd tot een impuls met een lengte van 9 lijntijden, die een buis dichtdrukt tijdens de synchronisatiesignalen aan het eind van elk raster. Deze buis geeft de lijnsynchronisatie-impulsen door. Zijn anode wordt parallel geschakeld met die van de buizen, waarvan we reeds bespraken dat ze een gemeenschappelijk anodecircuit hadden. In dit circuit vinden we zodoende het totale synchronisatiesignaal.

De uitgewipte, omgekeerde impuls wordt ook nog voor een ander doel gebruikt in het gegeven schema. Met een geschikte vertraging wordt deze toegevoerd aan een oscillator, die de rasteronderdrukkingsimpulsen opwekt, gesynchroniseerd op de vertraagde voorflanken van deze omgekeerde impulsen. Door samenvoeging in een buis met de lijnonderdrukkingsimpulsen wordt het totale onderdrukkingsignaal verkregen.

De besproken generator levert dus: lijnsynchronisatie-impulsen, rastersynchronisatie-impulsen, het totale synchronisatiesignaal voor de ontvanger en het totale onderdrukkingsignaal.

Het besproken schema is slechts een van de vele mogelijkheden. Bij een zo gecompliceerd signaal als dat van de totale synchronisatie, is het wel duidelijk dat de generator hiervoor een dankbaar onderwerp is om uitvinderstalenten te proberen en er bestaan dan ook legio schakelingen. Eigenlijk maken alle grote fabrieken op televisiegebied hun eigen uitvoering van dit deel van de apparatuur. Alle hebben hun eigen voor- en nadelen. Door het invoeren van kleine verbeteringen groeit dit soort apparaten snel en sommige hebben dan ook een respectabele omvang. Vaak is het een kwestie van smaak of men een gecompliceerde schakeling met veel buizen en dus meer storingskansen verkiest boven een eenvoudiger, die wellicht minder secuur, maar nog zeer goed werkt en waarvan door de eenvoud de kans op uitvallen kleiner is. Uitvallen van dit deel van een televisiestudio-apparatuur is funest als men geen reserve heeft, want het is met recht het hart van de installatie. Zonder dit is geen uitzending mogelijk.

Meestal treft men ter contrôle van de breedte van de verschillende impulsen en van de goede werking van de buizen een speciale oscilloscoop aan, waarmee nagegaan kan worden of alles naar wens werkt. Du Mont heeft zelfs een schakeling, waarbij op het scherm van een electronenstraalbuis met één oogopslag gezien kan worden of alle instellingen van de frequentiedeling goed staan, een bewijs, hoeveel belang men terecht hecht aan de werking van deze apparatuur.

(Wordt vervolgd.)

TEGEN

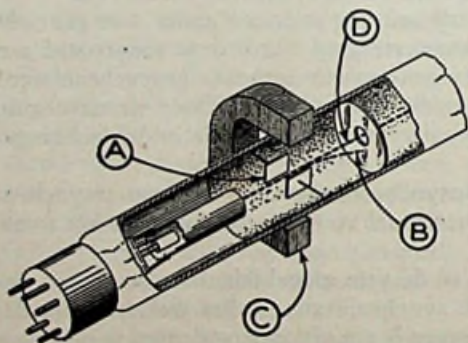
## *brandvlekken op het televisiescherm*

De Amerikaanse Sylvania-fabrieken hebben haar nieuwe kathodestraalbuizen uitgerust met een inrichting om het spoedige ontstaan van zg. brandvlekken in het midden van het buisscherm te voorkomen.

Blijkbaar wordt aangenomen, dat die brandvlekken niet in hoofdzaak ontstaan door de botsing van de eigenlijke electronenstraal op het scherm, maar door de beschieting met de altijd ook aanwezige, zoveel zwaardere ionen, die in de nooit volmaakt luchtledige ruimte ontstaan.

In de buis wordt hiertoe, zoals de figuur laat zien, een extra-stel afbuigplaatjes aangebracht, waaraan een spanning wordt gelegd, die de ionen afbuigt naar een plaatje in de buis, waar zij geen kwaad doen. Ook de electronen zouden hierdoor worden afgebogen, wanneer niet door het veld van een permanente magneet de afbuiginvloed op de electronen precies werd opgeheven. Op de zware ionen heeft dit magnetische veld geringe invloed.

C.



- A = Electrostatisch veld;
- B = Ionen worden buiten de as der buis weggebogen;
- C = Voor electronen neutraliseert het magnetische veld de afbuiging;
- D = De electronen volgen een rechte weg.

# Brug van Wien

A. ZUIDHOF

In dit artikel wordt een aantal brugschakelingen besproken, die gevonden werden bij een poging om de invloed van de parasitaire capaciteiten te bepalen in een brug van Wien, zoals deze toegepast wordt in een R-C-generator. Eerst wordt even in het kort de wisselstroombrug in het algemeen behandeld, vervolgens de brug van Wien, zoals deze bekend is, om daarna de nieuwe schakelingen af te leiden. Aan het eind wordt dan nog een R-C-generator besproken, waarin van de parasitaire capaciteit een nuttig gebruik wordt gemaakt.

In fig. 1 is het schema getekend van een wisselstroombrug in zijn meest algemene gedaante en in fig. 2 het erbij behorende vectordiagram. Eenvoudigheidshalve zijn alle impedanties inductief genomen, dus

$$Z_1 = R_1 + jX_1, Z_2 = R_2 + jX_2, Z_3 = R_3 + jX_3 \text{ en } Z_4 = R_4 + jX_4.$$

Het vectordiagram is getekend voor de evenwichtstoestand. Voor geen geluid in de telefoon (fig. 1) moet de spanning tussen B en D op elk ogenblik van de

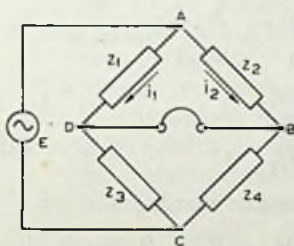


Fig. 1.

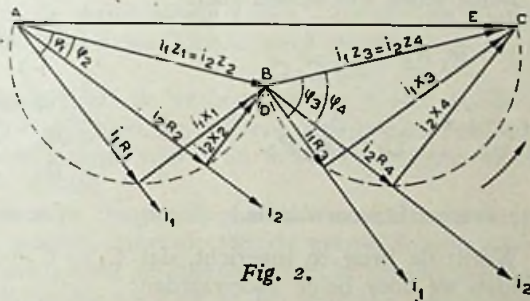


Fig. 2.

wisselstroomperiode nul zijn, d.w.z. de spanning over AD moet gelijk zijn aan de spanning over AB, terwijl ook de fase gelijk moet zijn.

Dit houdt in, dat de vector AB samenvalt met de vector AD en dus:

$$i_1 Z_1 = i_2 Z_2.$$

Eveneens vallen DC en BC samen en dus ook:

$$i_1 Z_3 = i_2 Z_4.$$

Hieruit volgt :

$$\frac{i_1 Z_1}{i_1 Z_3} = \frac{i_2 Z_2}{i_2 Z_4}$$

en dit kunnen we omwerken tot de volgende vergelijking:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \dots \dots \dots (1)$$

Uit het vectordiagram valt ook nog af te leiden dat  $\varphi_1 - \varphi_2$  gelijk moet zijn aan  $\varphi_3 - \varphi_4$  bij evenwicht, want het verschil is beide keren de hoek tussen  $i_1$  en  $i_2$ . Gaat er een stroom lopen door de telefoon, dan gaat dit niet meer op, want dan zullen de stromen in  $Z_3$  en  $Z_4$  niet meer gelijk zijn aan  $i_1$  en  $i_2$ .

Werken we beide leden van (1) uit, dan krijgen we een vergelijking van de gedaante:

$$a + jb = c + jd.$$

Twee vectoren kunnen alleen dan volkomen aan elkaar gelijk zijn, wanneer de reële delen zowel als de imaginaire aan elkaar gelijk zijn. Dus kunnen we zeggen:

$$a = c \text{ en } b = d,$$

$$a - c = 0 \text{ en } b - d = 0.$$

of:

Dit zijn de beide evenwichtsvoorwaarden voor de wisselstroombrug, waardoor de frequentie en/of de waarden van de componenten in de brugtakken vastgelegd worden.

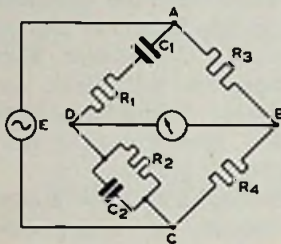


Fig. 3.

De evenwichtsvoorwaarden voor de brug van Wien (fig. 3) kunnen we nu afleiden. Volgens het voorgaande (verg. 1) is:

$$Z_{AB} \cdot Z_{CD} = Z_{AD} \cdot Z_{BC}.$$

Ingevuld:

$$R_3 \cdot \frac{R_2 j \omega C_2}{R_2 + 1/j \omega C_2} = R_4 (R_1 + 1/j \omega C_1).$$

Uitgewerkt geeft dit:

$$R_1 R_2 R_4 - \frac{R_4}{\omega^2 C_1 C_2} = \frac{R_1 R_4}{j \omega C_2} + \frac{R_2 R_4}{j \omega C_1} - \frac{R_2 R_3}{j \omega C_2}.$$

Beide leden nul stellen geeft:

$$R_1 R_2 = \frac{I}{\omega^2 C_1 C_2}$$

of:  $\omega^2 = \frac{I}{C_1 C_2 R_1 R_2} \dots \dots \dots (2)$

(1e evenwichtsvoorwaarde.)

$$\left| \frac{R_1 R_4}{C_2} + \frac{R_2 R_4}{C_1} - \frac{R_2 R_3}{C_2} = 0. \right.$$

Na uitwerking:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \dots \dots \dots (3)$$

(2e evenwichtsvoorwaarde.)

Wordt de brug zo ingericht, dat  $C_1 = C_2 = C$  en  $R_1 = R_2 = R$  wordt, dan vinden we voor beide voorwaarden:

$$\omega^2 = \frac{I}{R^2 C^2} \text{ of: } f = \frac{I}{2\pi R C} \text{ (2a) en: } \frac{R_3}{R_4} = 2. \dots \dots \dots (3a)$$

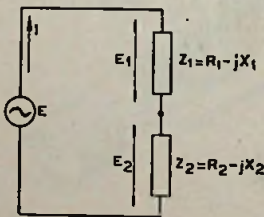


Fig. 4.

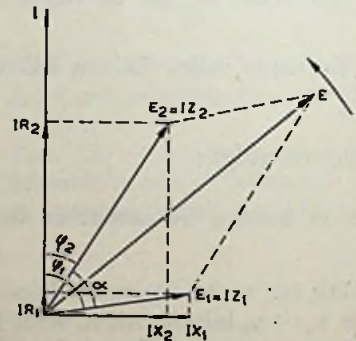


Fig. 5.

Deze methode van afleiding van de evenwichtsvoorwaarden voor de gewone brug van Wien is niet zo ingewikkeld, maar zo gauw we de serieschakeling van  $R_1$  en  $C_1$  uit gaan breiden met bv. een capaciteit over de weerstand  $R_1$ , wordt het minder eenvoudig. Er zijn echter andere methoden om de varianten van de



brug van Wien af te leiden. Wanneer we nl. in fig. 3 de takken AB en BC bekijken, dan blijken deze te bestaan uit conductieve weerstanden. De deelspanningen  $E_{AB}$  en  $E_{BC}$  zullen dus in fase zijn met de aangelegde spanning  $E$ . Om evenwicht te krijgen zal dit ook moeten gelden voor de spanningen  $E_{AD}$  en  $E_{DC}$ . We gaan nu eerst fig. 4 bekijken, waar twee in serie geschakelde impedanties zijn aangegeven (voor het gemak zijn ze beide capaciteef genomen) en het er bij behorende vectordiagram (fig. 5).

Wanneer we in fig. 5  $E_1$  en  $E_2$  samen willen laten vallen met  $E$ , hetgeen bij de brug van Wien voorwaarde is voor het evenwicht, zoals we gezien hebben, moet de hoek  $\alpha$  nul worden, waaruit volgt, dat  $\varphi_1$  en  $\varphi_2$  gelijk moeten zijn.

Dan krijgen  $E_1$  en  $E_2$  dezelfde fase en daar de aangelegde spanning  $E$  samengesteld wordt uit  $E_1$  en  $E_2$ , zijn alle drie spanningen in fase.

Wanneer  $\varphi_1$  en  $\varphi_2$  gelijk zijn, kunnen we ook zeggen:

$$\begin{aligned} & \text{tg } \varphi_1 = \text{tg } \varphi_2, \\ \text{of: } & \frac{-X_1}{R_1} = \frac{-X_2}{R_2} \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

We hadden ook de sinus of de cosinus kunnen nemen, maar de tangens geeft de eenvoudigste oplossing.

Vullen we de waarden in van de serieschakeling  $R_1 C_1$  en van de parallelschakeling  $R_2 C_2$  uit fig. 3, dan vinden we hieruit weer vergelijking (2), nl.  $\omega^2 = 1/C_1 C_2 R_1 R_2$ .

De tweede evenwichtsvoorwaarde geeft de verhouding aan tussen  $R_3$  en  $R_4$  (verg. 3) en dus ook tussen  $Z_{AD}$  en  $Z_{DC}$  in fig. 3. Door deze beide impedanties op elkaar te delen en de gevonden waarde voor  $\omega$  in te vullen, kunnen we dus de tweede evenwichtsvoorwaarde vinden.

De afleiding van de formule voor de frequentie gaat vlot in practisch alle gevallen, die verderop behandeld worden, maar de tweede evenwichtsvoorwaarde vergt heel wat cijferwerk. Daarom is voor de hierna volgende brugschakelingen gebruik gemaakt van een bewerking, die we even in het kort aan zullen geven.

De in fig. 4 in serie geschakelde impedanties  $Z_1$  en  $Z_2$  kunnen we als volgt voorstellen:

$$Z_1 = \frac{a + jb}{c + jd} \quad \text{en} \quad Z_2 = \frac{e + jf}{g + jh}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} \text{ wordt dus: } \frac{a + jb}{c + jd} \cdot \frac{g + jh}{e + jf}$$

$$\text{of: } \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{(ag - bh) + j(ah + bg)}{(ce - df) + j(cf + de)} \dots \dots \dots (5)$$

Voor ons geval moet de verhouding  $Z_1/Z_2$  reëel worden, want de beide andere takken van de brug zijn conductief (fig. 3). Bij de uitwerking moeten we daarom het imaginaire deel nul stellen. Wordt de bovenstaande vergelijking voor  $Z_1/Z_2$  geheel uitgewerkt en gesplitst in een reëel en in een imaginair deel, dan vinden we door het imaginaire deel nul te stellen:

$$\frac{ag - bh}{ce - df} = \frac{ah + bg}{cf + de}$$

En met behulp hiervan uit het reële deel:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{ag - bh}{ce - df} = \frac{ah + bg}{cf + de}$$

Vergelijken we deze uitkomsten met de hiervoor gegeven uitdrukking voor de verhouding  $Z_1/Z_2$  (5), dan zien we, dat de uiteindelijke reële waarde van deze verhouding direct neergeschreven kan worden, nl. als volgt:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{\text{reël deel teller}}{\text{reël deel noemer}} = \frac{\text{imaginair deel teller}}{\text{imaginair deel noemer}}$$

De verhouding van de imaginaire delen geeft meestal zonder meer  $Z_1/Z_2$ , daar  $\omega$  hierin gewoonlijk wegvalt. Uit de gehele vergelijking kan dan  $\omega$  gevonden worden.

Zoals men ziet kunnen op deze manier ingewikkeld lijkende netwerken gemakkelijk onderzocht worden.

Wie het wil controleren moet maar eens de formules voor de faseresonantie van een parallelkring met C, L en R volgens deze methode bepalen. Men krijgt daarbij weliswaar geen twee impedantieverhoudingen zoals hier. Het is echter voldoende Z op te schrijven en teller en noemer volgens bovenstaand recept te behandelen. In een paar regels kan men dan de formules voor Z en f afleiden.

In de tabel op blz. 10 en 11 zijn, behalve de originele brug van Wien, acht varianten opgenomen, die volgens de laatst behandelde methode afgeleid zijn.

Er zijn nog meer mogelijkheden te bedenken dan die, opgenomen in de tabel. Bv. men zou in plaats van een condensator in geval C, een serieschakeling van een weerstand en een condensator over  $R_1$  en  $C_1$  aan kunnen brengen. De afleiding is dan echter niet zo eenvoudig meer, daar men dan vaak een derdegraads vergelijking krijgt.

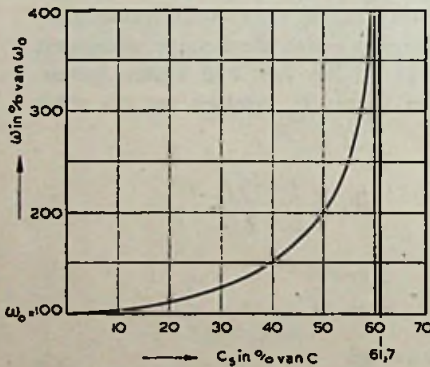


Fig. 6.

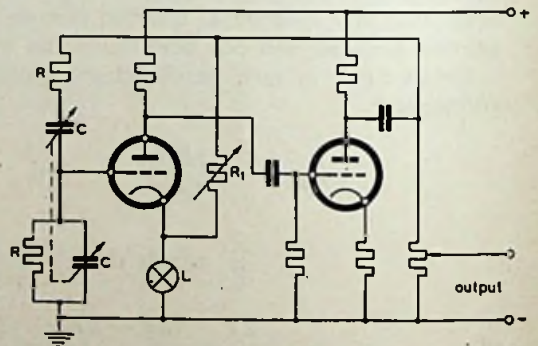


Fig. 7.

We bekijken thans eerst eens geval B uit de tabel en gaan na welke invloed de aangebrachte capaciteit  $C_s$  op de frequentie en op de verhouding van de impedanties heeft.

Als we stellen  $C_1 = C_2 = C$  en  $R_1 = R_2 = R$ , gaan de formules er als volgt uit zien:

$$\omega^2 = \frac{1}{R^2(C^2 - C C_s - C_s^2)} \dots \dots \dots (6) \quad \text{en} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{2C + C_s}{C} \dots \dots \dots (7)$$

Hieruit blijkt, dat door toevoeging van  $C_s$  de frequentie hoger gaat worden. In de normale brug is nl.  $\omega$  gelijk aan  $1/R C$  (verg. 2a) en hier is de vervangcapaciteit  $C_v = \sqrt{C^2 - C C_s - C_s^2}$ , kleiner dan  $C$ .

We kunnen bepalen hoe groot  $C_s$  mag worden ten opzichte van  $C$ , door  $C^2 - C C_s - C_s^2 = 0$  te stellen. Dan blijkt, dat  $C_s$  maximaal gelijk aan  $\pm 0,617 C$  kan worden. De noemer wordt dan 0 en de frequentie oneindig hoog. Practisch is dit natuurlijk niet te verwezenlijken. Uit vergelijking (7) blijkt, dat  $C_s$  ook invloed heeft op de verhouding  $Z_1/Z_2$ . Deze verhouding blijkt niet meer 2 te zijn (verg. 3a) maar zoals uit (7) volgt:  $2 + C_s/C$ .

In fig. 6 is de invloed van  $C_s$  op de frequentie in een grafiek uitgezet.  $C_s$  is daarbij genomen in procenten van  $C$  en  $\omega$  in procenten van de cirkelfrequentie  $\omega_0$  bij  $C_s = 0$ .

Om na te gaan welke invloed  $C_s$  heeft in een R-C-generator geven we in fig. 7 een schets van een dergelijke oscillator.

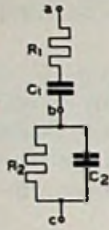
We zullen aan de hand van deze schets slechts in het kort de werking van deze generator bespreken, daar reeds in verschillende boeken en tijdschriften uitvoerige beschrijvingen gegeven zijn<sup>1)</sup>.

De oscillator bestaat uit een versterker, waarvan de uitgangsspanning naar de ingang teruggevoerd wordt. In de versterker vindt  $360^\circ$  fase draaiing plaats, zodat door het Wiense netwerk positieve terugkoppeling plaats vindt en door de weerstand  $R_1$  en de lamp L tegenkoppeling. De weerstand  $R_1$  wordt zo ingesteld, dat de positieve terugkoppeling juist overheerst. Alléén die frequentie, die geen faseverschuiving in het netwerk ondergaat, komt in de juiste fase op het rooster van de eerste buis en in die frequentie zal de schakeling gaan oscilleren.

Men kan de schakeling ook zo opvatten, dat de uitgangsspanning toegevoerd wordt aan de ene diagonaal van de brug, terwijl de ingang van de versterker op de andere diagonaal is aangesloten. Brengen we met de weerstand  $R_1$  de brug in evenwicht, dan zal geen oscilleren optreden, daar de toegevoerde spanning aan het rooster van de eerste buis nul wordt. De brug moet dus uit zijn evenwicht gebracht worden en wel zodanig, dat de tussen rooster en kathode toegevoerde spanning juist voldoende is om het genereren te onderhouden. De totale versterking, die geleverd moet worden is drievoudig. Zoals we hiervoor gezien hebben (verg. 3a), verhouden de impedanties van de serieschakeling en de parallelschakeling van R en C zich als 2 : 1. Van de aangelegde spanning komt dus  $2/3$  over de serieschakeling te staan en  $1/3$  over de parallelschakeling en dus tussen het rooster van de eerste buis en aarde. Hieruit blijkt, dat de ingangsspanning drie keer versterkt moet worden. Een drievoudige versterking is gemakkelijk te verwezenlijken, zodat een behoorlijke reserve overblijft voor de tegenkoppeling.

L is een gewone gloeilamp en dient voor de amplitudestabilisatie. Zoals bekend hebben metaaldraadlampen de eigenschap, dat de weerstand in warme toestand veel groter is dan in koude toestand. Wordt nu in de schakeling van fig. 7 de uitgangsspanning groter, dan stijgt de stroom door  $R_1$  en L. De spanningsverhoging over  $R_1$  is recht evenredig met de toename van de stroom, maar de spanning over L zal meer dan recht evenredig met de toename van de stroom stijgen, doordat de weerstand van L groter wordt. Hierdoor neemt de tegenkoppeling toe en wordt het stijgen van de uitgangsspanning tegengegaan.

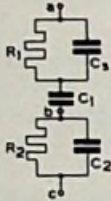
<sup>1)</sup> R.-C.-Oscillatoren Radio-Expres 1941, pag. 195, 205, 233 en 241;  
Radio Engineers' Handbook, Terman, pag. 504.  
J. Roorda, R.-C.-generatoren, Electron, Aug. 1947, pag. 270, Nov. 1947, pag. 383.



$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 R_2}$$

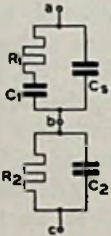
A



$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 - C_1 C_3 R_1^2 - C_3^2 R_1^2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_3 R_1}{C_1 R_2}$$

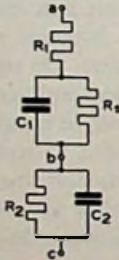
B



$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_s}{C_1^2 R_1 (C_2 R_2 - C_s R_1)}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{R_2 (C_1 + C_s)}$$

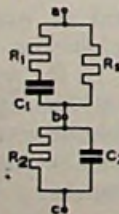
C



$$\omega^2 = \frac{C_1 R_s^2 - C_2 R_1 R_2 - C_2 R_2 R_s}{C_1^2 C_2 R_1 R_2 R_s^2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 R_s + C_2 R_1 R_2 + C_2 R_2 R_s}{C_1 R_2 R_s}$$

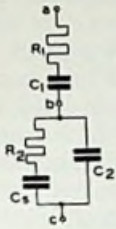
D



$$\omega^2 = \frac{C_1 R_s - C_2 R_2}{C_1^2 C_2 R_1 R_2 (R_1 + R_s)}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_s (C_1 R_1 + C_2 R_2)}{C_1 R_2 (R_1 + R_s)}$$

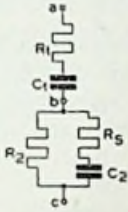
E



$$\omega^2 = \frac{C_s^2 R_2 - C_1 C_s R_1 - C_1 C_2 R_1}{C_1 C_2 C_s^2 R_1 R_2^2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 C_2 R_1 + C_1 C_s R_1 + C_2 C_s R_2}{C_1 C_s R_2}$$

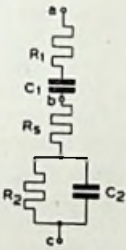
F



$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 - C_2^2 R_2 R_s - C_2^2 R_s^2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_s}{C_1 R_2}$$

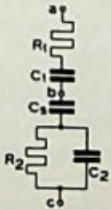
G



$$\omega^2 = \frac{C_s R_2 - C_1 R_1}{C_1 C_2 R_1 R_2^2 (C_2 + C_s)}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_s (C_1 R_1 + C_2 R_2)}{C_1 R_2 (C_2 + C_s)}$$

H



$$\omega^2 = \frac{R_2 + R_s}{C_2 R_2^2 (C_1 R_1 - C_2 R_s)}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 (R_2 + R_s)}$$

I

Voor alle gevallen geldt:

$Z_1$  = impedantie tussen a en b.

$Z_2$  = impedantie tussen b en c.

We keren nu terug tot geval B uit de tabel. Uit fig. 6 blijkt, dat wanneer we  $C_1$  en  $C_2$  groot genoeg nemen,  $C_s$  weinig invloed zal hebben, indien deze alleen bestaat uit de parasitaire capaciteit over  $R_1$ . We zien echter in de practijk een R-C-generator vaak uitgevoerd met een twee- of viervoudige variabele condensator. Is deze condensator geheel uitgedraaid, dan zal de capaciteit maar klein zijn, en wanneer dan  $C_s$  ongelukkigerwijze wat groot uitvalt, dan zal de frequentie hoger worden dan zou volgen uit formule 2a. Bij een oscillator met verschillende bereiken, bv. 20—200 Hz, 200—2000 Hz en 2000—20 000 Hz, vallen dan de bereiken niet meer precies samen op de schaal als de strooicapaciteit  $C_s$  voor alle bereiken niet dezelfde is. Gelijkheid van de schaal zou men kunnen krijgen door met een trimmer de strooicapaciteit voor alle bereiken op dezelfde waarde te brengen.

De verhouding  $Z_1/Z_2$  zal echter ook niet meer constant zijn, waarvan ook weer de meeste hinder ondervonden wordt bij geheel of bijna geheel uitgedraaide rotor van de condensator, zoals blijkt uit (7). Dit laatste bezwaar kan echter ook opgeheven worden. Voor geval B in de tabel vonden we voor de verhouding van de impedanties:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_s R_1}{C_1 R_2}$$

We stellen nu:  $C_1 = C + C_s$ ,  $C_2 = C$  en  $R_1 = R_2 = R_s$ .

Dit geeft: 
$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{(C + C_s)R + CR + C_s R}{(C + C_s)R} = 2.$$

Door het aanbrengen van een extra-trimmer over  $C_1$ , die we dezelfde capaciteit geven als  $C_s$ , kunnen we dus weer een constante verhouding van de impedanties herstellen. De formule voor de frequentie wordt nu als volgt:

$$f = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C^2 - C_s^2}} \dots \dots \dots (8)$$

Zo zijn er verschillende oplossingen mogelijk, ook voor drievoudige en viervoudige variabele condensatoren. Gebruikt men in plaats van variabele condensatoren 2 variabele weerstanden op één as, dan kunnen natuurlijk dezelfde maatregelen toegepast worden. Ook voor geval C en F uit de tabel kan van dezelfde kunstgreep gebruik gemaakt worden.

Voor geval C krijgt men een aardige oplossing door te nemen:  $C_1 = C$ ,  $C_2 = C + 2 C_s$  en  $R_1 = R_2 = R$ .  $Z_1/Z_2$  wordt dan weer gelijk aan 2, terwijl  $f = \frac{1}{2} \pi R C$  wordt. Laat men de capaciteit  $2 C_s$ , parallel aan  $C_2$ , bestaan uit de strooi- en ingangcapaciteit van de buis (fig. 7), dan kan met één trimmer over  $R_1$   $C_1$  volstaan worden om de brug af te regelen. Voor de gevallen, waarin een extra-weerstand in de brug is opgenomen, bv. G, kan men zoals voor de hand ligt, dezelfde maatregelen toepassen door het aanbrengen van compenserende weerstanden, maar dit heeft voor zover ik kan zien geen practisch nut.

(Wordt vervolgd.)

## Weerstand met negatieve temperatuurcoëfficiënt

Thermistor is de thans geldende Amerikaanse benaming voor een soort van onderdelen, die eigenlijk al een oude bekende is.

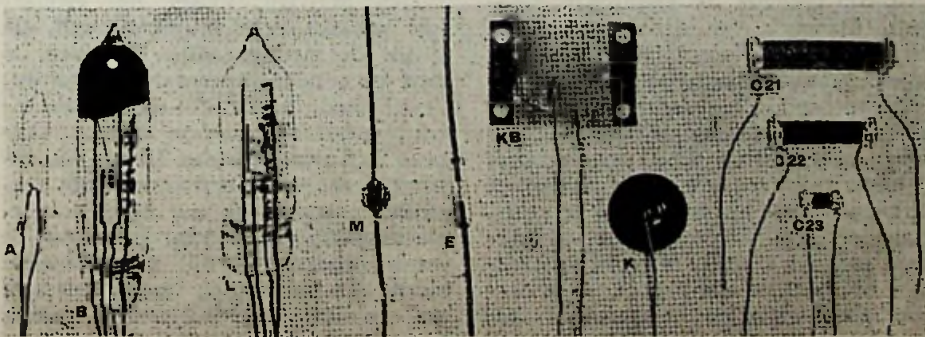
Omstreeks 1934, toen de gelijk-wisselstroomtoestellen met serievoeding voor de gloeidraden het aanbrengen van een verlichtingslampje in die toestellen tot een acuut probleem hadden gemaakt, omdat dit bij het inschakelen steeds dreigde door te branden, bracht Osram een oplossing. Deze bestond in het aanbrengen in de serieketen van een Urdox-weerstand; dat was een klein staafje van uraandioxyde. Dit is een materiaal, dat in tegenstelling met normale geleiders, die bij verwarming toenemen in weerstand, juist een veel geringere weerstand aannemen. Een dun Urdox-staafje, van nog geen cm lengte, dat bij kamertemperatuur een weerstand van bv. 4500 ohm vertoonde, kon bij verwarming door een stroomdoorgang van 180 mA in enkele seconden een waarde aannemen van slechts 50 ohm om na verbreking van de stroom weer tot 4500 terug te keren.

Zulk een klein staafje kon dus de inschakelstroomstoot van een toestel geheel opvangen. De stroom bleef gedurende het op temperatuur komen der gloeidraden van de radiobuizen beneden de waarde van 180 mA en steeg pas tot die waarde toen de gloeidraden, met hun positieve temperatuurcoëfficiënt, hun volledige gloeitemperatuurweerstand bereikten. Het Urdox-staafje, dat bij de stroomdoorgang van 180 mA nog 50 ohm vertegenwoordigde, veroorzaakte dan slechts nog een

spanningsval van  $50 \times 0,18 = 9$  volt en had  $9^2 : 50 = 1,6$  watt te dissiperen, waarbij het een temperatuur van niet veel meer dan  $30^\circ\text{C}$  aannam, terwijl de gloeidraden stegen tot 1000 graden of meer. Als regel was het Urdox-staafje opgenomen in een met waterstof gevuld ballonnetje om de warmtedissipatie door de snelle waterstofmoleculen te verhogen.

Om het verloop van de inschakeling goed te verstaan, moet men bedenken, dat normale gloeidraden in koude toestand een  $10 \times$  geringere weerstand kunnen hebben dan wanneer zij op volle temperatuur zijn gekomen. Voor een toestel, bestemd voor aansluiting op 220 volt, waarvoor bij 180 mA gloeistroom de totale gloeidraadweerstand in warme toestand ruim 1200 ohm mag zijn, kan dit dus in koude toestand 120 ohm wezen. Een Urdox-staafje van ruim 4000 ohm zal

dan bij inschakeling  $\frac{4000}{4120} \times 220$  volt van de totale spanning opnemen, dus ruim 220 volt, zodat in het begin  $200^2 : 4000 = 10$  watt in de Urdox in warmte wordt omgezet; dit is aanzienlijk meer dan de 1,6 watt, die wij voor de eindtoestand vonden. Daarin ligt de oorzaak, waardoor de temperatuur na de inschakeling kan toenemen en de stroom kan aangroeien tot de eindwaarde, waarbij evenwicht ontstaat tussen het opgenomen vermogen en de warmte-afgifte aan de omgeving bij de dan bereikte temperatuur. Een in de aanvang aan de Urdox bestaande overspanning is nodig om tot de verlangde eindtoestand te kunnen geraken.



Is die eindtoestand, zoals in ons voorbeeld is aangenomen, 50 ohm bij een stroomdoorgang van 180 mA, zodat de spanningsval dan 9 volt bedraagt, dan moet men erop rekenen, dat in een schakeling, waarin een andere eindtoestand, met een geringere stroomdoorgang van bv. 100 mA moet worden verkregen, de weerstand van de Urdox zoveel groter blijft, dat daaraan een grotere spanningsval blijft optreden; in dit laatste voorbeeld zal het 110 ohm kunnen worden en 11 volt. Ook de temperatuur van de omgeving speelt hierbij nog een rol, evenals de koeling of eventuele warmte-isolatie van de Urdox.

Zelfs voor deze eenvoudige soort van toepassing vereist de samenstelling van het circuit daarom zorg en overleg en heeft men feitelijk nauwkeurige karakteristieken nodig, die aangeven hoe de weerstand van verschillende waarden van stroomdoorgang of van de aangenomen temperatuur afhangt.

Nu is min of meer plotseling de belangstelling voor dergelijke weerstanden met negatieve temperatuurcoëfficiënt weer opgeleefd en wel voor een veel groter aantal wijzen van toepassing. Belangrijk is daarbij, dat de tijd, welke tussen de inschakeling en het bereiken van de eindtoestand verloopt, afhankelijk is van de overspanning, waaraan de weerstand in het begin van het proces is blootgesteld, zodat de tijd van enkele seconden tot ettelijke minuten kan worden verlaagd.

De moderne thermistor (thermally sensitive resistor) wijkt in samenstelling af van de vroegere Urdox. Het feit van het bestaan van stoffen met negatieve temperatuurcoëfficiënt werd reeds in 1834 door Faraday ontdekt aan zwavelzilver en de oxyden van nikkel, mangaan en kobalt vertonen de eigenschap eveneens. Mengsels van deze oxyden met verschillende toevoegsels vormen nu het meest gebruikte materiaal. Zij worden onderworpen aan een warmtebehandeling, waardoor de gelijkmatige verdeling der toevoegsels over de gehele massa wordt bevorderd om een gelijkmatig product te verkrijgen. Er worden kleine staafjes, plaatjes of schijfjes van gemaakt, al naarmate men een kleinere of grotere natuurlijke warmtedissipatie beoogt, soms eenvoudig van metalen contacten of aan-

sluitdraden voorzien, soms ook gemonteerd in een glasballon.

Naast de thermistors, die evenals de Urdox-staafjes bestemd zijn voor *directe* verwarming door de stroomdoorgang zelf, kent men nu ook het *indirect* verhitte type, waarbij in een glasballon, behalve het thermistorelement met zijn aansluitdraden, een dicht langs de thermistor lopende gloeidraad is aangebracht. Door het zenden van een hulpstroom door de gloeidraad kan men het thermistorelement dan op een willekeurige temperatuur brengen en er een op afstand regelbare, variabele weerstand van maken voor stroomsterkten, die te zwak zouden zijn om anders de thermistor merkbaar te verwarmen.

De toepassingsmogelijkheden zijn mede door deze laatstgenoemde constructie enorm uitgebreid. Behalve voor het opvangen van inschakelstroomstoten, zoals vroeger al door de Urdox geschiedde, is speciaal het gebruik van indirect verhitte thermistors voorgesteld voor het constant houden der versterking van versterkers, voor een bepaalde vorm van oscillator (voor lage frequenties weliswaar); voor temperatuurmetingen in de plaats van bolometers; en in aansluiting bij laatstgenoemde toepassing voor het meten van het electricisch vermogen, ontwikkeld door oscillatoren in het gebied der centimetergolven, waarbij de geringe afmetingen, die het monteren in een buisvormige golfgeleider mogelijk maken, goed te pas komen.

Temperatuurmetingen berusten hierbij op de meting der weerstandverandering, die een thermistor ondergaat. Daartoe wordt de thermistor dan in een brugschakeling opgenomen; de moeilijkheid zit in de vermindering van fouten, die zouden ontstaan, indien het element door variaties in de brugstroom zelf, die tijdens de meting zouden optreden, al meer of minder verwarmd zou worden. Verschillende ingenieuze brugschakelingen zijn bedacht om deze fouten te ontgaan. Eén der methoden is, dat een indirect verwarmde thermistor wordt toegepast, waarvoor bij een bepaalde verwarmingsstroom de brug in evenwicht wordt gebracht, terwijl dit evenwicht tijdens het blootstellen van het element aan een uitwendige warmtebron telkens



wordt hersteld door de verwarmingsstroom te wijzigen. De grootte der verandering van de verwarmingsstroom is dan een ijkbare maat voor de temperatuurverandering onder invloed van de uitwendige bron. Men beweert nauwkeurigheden van 0,001 °Celsius te kunnen bereiken.

Een betrekkelijk eenvoudig voorbeeld van toepassing van een thermistor is het compenseren van de weerstandsveranderingen van een gewone koperdraadleiding bij verschillende temperaturen. De positieve veranderingen in de weerstand van een koperleiding blijven in het algemeen veel kleiner dan de negatieve veranderingen van een in de leiding opgenomen thermistor. De grafiek van fig. 2 demonstreert evenwel hoe men met behulp van een shuntweerstand, parallel aan de thermistor, niettemin een redelijke compensatie kan bereiken.

In de figuur is het weerstandsverloop van de koperleiding aangegeven met  $R_{Cu}$ . In serie daarmee is opgenomen de parallelschakeling van een thermistor  $T_h$  met shunt  $R_{sh}$ . Het weerstandsverloop dezer parallelschakeling is aangegeven door de kromme „compensator”. De totale weerstand van de leiding bij verschillende temperaturen wordt dus  $R_{Ca} +$  compen-

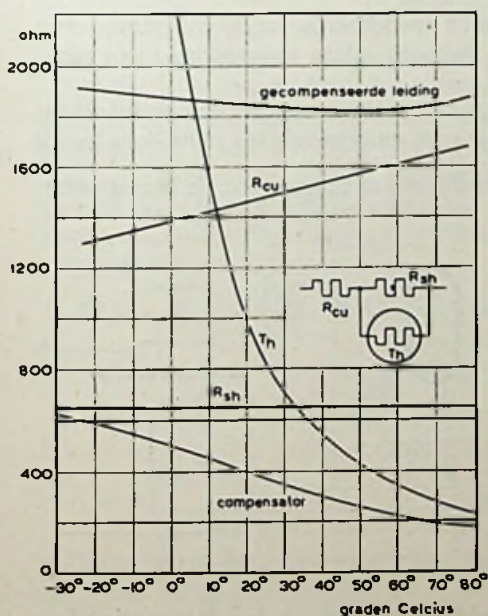


Fig. 2.

sator; de bovenste kromme toont het verloop hiervan. Volkomen recht is dat verloop niet, maar over een beperkt temperatuurgebied kan het door nog iets gunstiger keuze van de shunt toch wel zeer goed worden.

Bij de meeste toepassingen van thermistors gebruikt men ze in serie met een andere weerstand, die tenslotte, als de weerstand van de thermistor sterk is gedaald, de stroom, die misschien kan optreden, begrenst. Is zulk een begrenzingsweerstand afwezig en dus de thermistor zonder meer aangesloten op een spanningsbron, dan kan alleen voor betrekkelijk lage spanningen nog een evenwichtstoestand optreden doordat de warmtedissipatie toeneemt met het stijgen der temperatuur en op een gegeven moment de stroomsterkte en de weerstand van de thermistor waarden aannemen, waarbij het warmteverlies nog maar juist kan worden aangevuld. Is de aangelegde spanning wat hoger, zodat eenmaal een temperatuurverschil van ongeveer 30° ten opzichte van de omgeving wordt verkregen, dan zal bij afwezigheid van een begrenzingsweerstand geen evenwicht meer gevonden worden, maar de stijging van temperatuur en de daling der weerstandswaarde zullen voortgang blijven hebben, dus de stroom zal blijven toenemen

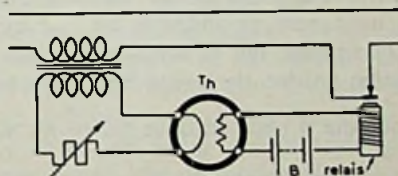


Fig. 3.

totdat het thermistorelement wordt vernield. Ook zonder dat men het zover laat komen, kan van deze eigenaardigheid der karakteristiek worden gebruik gemaakt in relaischakelingen.

Zo laat fig. 3 een schakeling van een indirect verhitte thermistor zien, waarbij een batterij  $B$  via een relais een wisselstroomcircuit verbreekt, indien de hoofdstroom zo sterk wordt, dat een gloeistroomtransformator de thermistor zo ver verhit, dat de spanning der batterij  $B$  de thermistor over het kritische punt heen

(Vervolg op blz. 28.)

# Automatische frequentieregeling

door J. Hagenaar.

(Vervolg.)

## AFR bij de ongemoduleerde oscillator.

In het voorgaande hebben wij het probleem van de frequentieregeling aan een oscillator reeds in het algemeen besproken. Wij zullen er nu meer gedetailleerd op ingaan en eens nagaan, hoe men in de praktijk AFR kan verwezenlijken.

Bij de zender kunnen wij de discriminator direct met de oscillator koppelen, waarbij dus de benodigde kringen, in de discriminatorschakeling opgenomen, afgestemd worden op of nabij de oscillatorfrequentie.

Hierbij zal dan de oscillator als het ware op zijn eigen centerfrequentie gestabiliseerd worden, waarbij deze centerfrequentie  $f_c$  vastgelegd is door die frequentie, waarvoor de discriminator net in balans is en geen regelspanning opwekt.

Bij de ontvanger, waarbij wij steeds een superheterodyne op het oog hebben, doen wij dit meestal niet. Daar wordt de discriminator achter de middenfrequente versterker geschakeld en zal dus op of nabij de middenfrequentie afgestemd worden. Wij hebben reeds opgemerkt, dat het niet noodzakelijk is, de discriminator op de eigen frequentie van de oscillator te gebruiken, men kan hem ook gebruiken op een veelvoud of een subveelvoud hiervan, of op een verschil- of somfrequentie, verkregen door de oscillatorfrequentie te mengen met één of andere vergelijkingsfrequentie. Dit laatste doen wij nu bij de ontvanger, waarbij de draaggolf dan de vergelijkingsfrequentie oplevert. Immers de middenfrequentie is gegeven door:

$$f_{mf} = f_d \pm f_o \dots \dots \dots (47)$$

waarin:

$f_d$  = draaggolfrequentie.

$f_o$  = oscillatorfrequentie.

Daar in vergelijking (47)  $f_d$  de van buiten toegevoerde vergelijkingsfrequentie is, zal dus  $f_{mf}$  een lineair verband met  $f_o$  hebben; iedere verandering in  $f_o$  roept een even grote verandering in  $f_{mf}$  op.

Dit simpele feit is belangrijker, dan men zo op het eerste gezicht zou denken. Regelen wij bv. de lagere frequentie tot op 1 % nauwkeurig bij en is deze lagere frequentie  $f_l$  bepaald door  $f_l = \frac{I}{n} f_o$ , dan wil dat dus zeggen, dat de oscillatorfre-

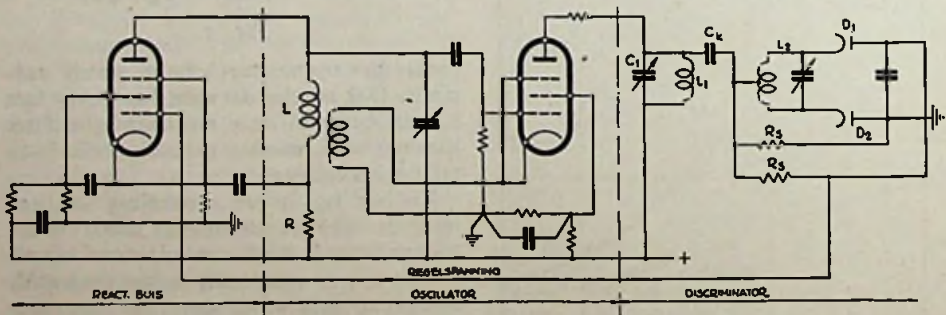


Fig. 12a.

quentie  $f_o$  tot op  $\frac{I}{n}$  % nauwkeurig geregeld zal worden, als wij frequentiedeling toepassen. Wij komen hierop terug.

In fig. 12a is nu een praktisch voorbeeld gegeven van AFR, rechtstreeks op de oscillator. In deze schakeling werkt de reactantiebuis als een zelfinductie en is de effectieve zelfinductie in de oscillatorkring bij benadering (zie voorgaande) gegeven door:

$$L_e = L (1 + S R) \dots \dots \dots (48)$$

waarin:

- $S$  = de steilheid van de impedantiebuisc.
- $R$  = benodigde weerstand in de afstemkring,  $\pm 150 \Omega$ .

De hier gegeven schakeling regelt volgens metingen de onstabiliteit terug van ongeveer 16 op 1, waarbij de regeling plaats vindt over minder dan één kiloperiode.

In fig. 12b is de discriminator nog eens apart gegeven, waarbij de optredende wisselspanningen aangegeven zijn. Hierbij zijn:

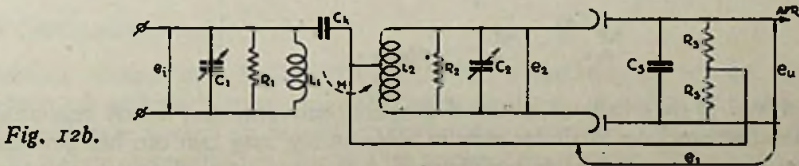
- $e_i$  = de ingangswisselspanning.
- $e_1$  = de wisselspanning tussen midden  $L_2$  en aarde.
- $e_2$  = de wisselspanning over de kring  $L_2 - C_2$ .
- $e_u$  = de uitgangsspanning van de beide dioden.

De hier afgebeelde schakeling is de meest gebruikelijke en wordt wel de fase-sprongdiscriminator genoemd. De capaciteiten  $C_k$  en  $C_s$  zijn zo groot te kiezen, dat zij een h.f.-kortsluiting vormen voor de diodenrichtstromen en dus alleen de amplitude van de aan de dioden aangelegde h.f.-spanningen maatgevend zijn. Daar de dioden ieder voor zich over de helft van de kring  $L_2 - C_2$  staan, zal de spanning  $e_2$  voor de helft over de ene diode en voor de helft over de andere diode staan. Zijn  $A_1$  en  $A_2$  de spanningen aan de dioden  $D_1$  en  $D_2$ , dan zijn:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \bar{e}_1 + \frac{e_2}{2} \\ A_2 &= \bar{e}_1 - \frac{e_2}{2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (49)$$

In fig. 12c is het vectordiagram getekend voor de spanningen  $e_1$ ,  $e_2/2$ ,  $A_1$  en  $A_2$ . In de evenwichtstoestand staan  $e_1$  en  $e_2$  loodrecht op elkaar. Bij afwijking hiervan zal er een hoek  $\beta$  optreden, die positief of negatief is, afhankelijk van de richting van de afwijking. Dan zal  $A_1$  groter of kleiner dan  $A_2$  zijn. De regelspanning  $e_u$  is het verschil van de door de dioden geleverde spanningen over de weerstanden  $R_s$ . Deze spanningen ontstaan door de gelijkrichting van de beide spanningen  $A_1$  en  $A_2$ . Wij mogen schrijven, aannemende, dat de dioden als piekvoltmeters werken:

$$e_u = k \sqrt{2} (A_1 - A_2) \dots \dots \dots (50)$$



Daar volgens de cosinusregel (fig. 12c) en bedenkende, dat  $\cos(90^\circ + \beta) = -\sin \beta$  en  $\cos(90^\circ - \beta) = \sin \beta$ :

$$A_1^2 = e_1^2 + \frac{e_2'^2}{4} + e_1 e_2' \sin \beta$$

$$A_2^2 = e_1^2 + \frac{e_2'^2}{4} - e_1 e_2' \sin \beta$$

en verder

$$\frac{e_2'}{2} = \frac{e_2}{2 \cos \beta'}$$

vindt men, door  $e_2' = e_2$  te stellen, voor  $e_u$ :

$$e_u \approx 2 k \operatorname{tg} \beta \sqrt{e_1 e_2'} \dots \dots \dots (50a)$$

Deze waarde voor  $e_u$  geldt alleen voor kleine waarden van de hoek  $\beta$ . In eerste instantie zal dus  $e_u$  bepaald worden door  $\beta$ ; als  $\beta$  van teken wisselt, zal  $e_u$  dit ook doen. Daar de schakeling op zo klein mogelijke hoek  $\beta$  regelt, liefst op  $\beta = 0$ , en  $k$  vastgelegd is door de buisconstanten, zal men  $e_1$  en  $e_2$  groot moeten kiezen, om direct een grote regelspanning  $e_u$  ter beschikking te hebben.

Voor de regelspanning  $e_u$  gelden de volgende voorwaarden:

- a.  $e_u = 0$ , voor  $\beta = 0$ ;
- b.  $e_u$  wisselt van teken:

1e. als  $\beta$  van teken verwisselt;

2e. als  $\beta > \frac{\pi}{2}$  of  $\beta < -\frac{\pi}{2}$  wordt.

In het tweede geval zal de frequentie verspringen. Hieruit volgt, dat bij de directe vergelijking van de frequenties een juiste compensatie alleen zal plaats vinden over een faseverandering van  $\pi$  radialen. Zou men de oscillatorfrequentie gaan vergelijken met de  $n$ de harmonische, dus met een vergelijkingsfrequentie, die  $n f_0$  is, dan zal het effect van de frequentieregeling met het ranggetal vermenigvuldigd worden en in het algemeen zal dan de faseverandering van de oscillator in het regelbereik  $\pi/n$  radialen zijn. Dit is van belang bij zenders, waar frequentievermenigvuldiging wordt toegepast.

De bandbreedte  $\Delta$  van de regelcurve (fig. 12c) bepaalt de fout in de afstemming, die toelaatbaar zal zijn. Over de breedte  $2 \Delta$  zal de oscillator gesynchroniseerd

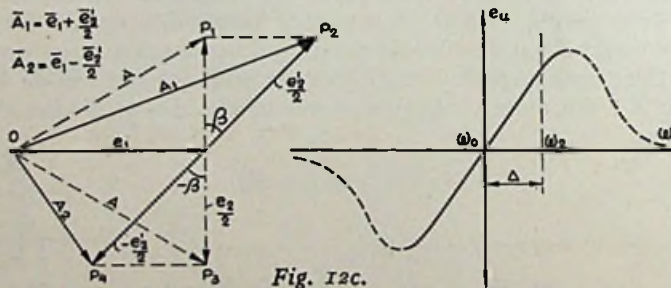


Fig. 12c.

worden. Is de oscillator eenmaal gesynchroniseerd, dan zal de reactantiebuis bepalen, hoeveel de oscillator mis in afstemming mag zijn om het gewenste signaal vast te houden. De totale bandbreedte  $2 \Delta$  mag niet veel groter zijn dan de eigen bandbreedte van de ontvanger, gerekend tussen de beide resonantietoppen van de m.f.-bandfilters. Maakt men  $2 \Delta$  veel groter, dan heeft men het voordeel van gemakkelijke afstemming, omdat de ontvanger dan een behoorlijk stuk naast zijn afstemming mag staan. (Dit is een voordeel voor de leek!) Een nadeel is dan, dat zwakke signalen, 10 à 20 kiloperioden van een sterk signaal verwijderd in afstem-

ming, niet meer afgestemd kunnen worden. Een te smalle bandbreedte maakt het afstemmen moeilijk en geeft het gevaar, dat de oscillator door verlopen uit de ingestelde afstemming wegloopt naar een naastbij gelegen signaal. Voor gewone omroepdoeleinden zal een compromis van  $\pm 6$  kiloperioden het beste zijn.

Tengevolge van de gelijkrichtende werking van de dioden en hun uitwendige RC-circuit treedt er een vrij sterke demping op over de afstemketen. Hierdoor worden de selectiviteit en de versterking ongunstig beïnvloed. Om hierin bij de ontvanger verbetering aan te brengen, past men doorgaans een schakeling toe, zoals in fig. 13 is aangegeven. Men past dan een aparte kring voor de detectie en de A.V.C. toe. De voordelen van deze methode zijn:

1. Twee kringen bepalen nu de selectiviteit (A en B).
2. Men heeft in de terugleiding voor de dioden nu geen l.f.-smoorspoel nodig, doordat  $C_1 = 100$  pF voldoende h.f.-ontkoppeling geeft.
3. Men heeft de condensator  $C_2$  nu niet nodig.

Wij merken hier nog op, dat de kwaliteitsfactor van de reactantiebuis gegeven is door:

$$Q_r = \omega_0 CR,$$

als de buis als capaciteit moet fungeren en

$$Q_r = \frac{\omega_0 L}{R},$$

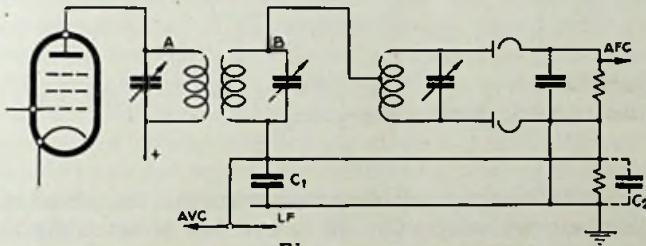


Fig. 13.

als hij als zelfinductie werkt. Op hogere frequenties kan men rekenen met waarden van  $Q_r = 2 \div 10$ , dus niet al te hoog. Hieruit volgt, dat de hier besproken AFR-methode met een reactantiebuis op de zeer hoge frequenties niet zal voldoen. Men heeft daarom andere methoden voor dit frequentiegebied ontwikkeld, waar we nog op terugkomen.

Alvorens nu over te gaan tot de bespreking van AFR bij frequentgemoduleerde zenders, zullen wij de synchronisatie van zenders bij het zg. Gleichwellen-systeem bespreken.

#### *AFR bij Gleichwellen-zenders.*

Zoals bekend, verstaat men onder dit systeem een samenstel van zenders, die ieder voor zich een gedeelte van een gebied moeten bedienen, waarbij alle zenders op dezelfde golflengte werken en hetzelfde programma uitzenden. Een dwingende eis hierbij is, dat de stoorgebieden, dat zijn de stroken, waar de zenders ongeveer gelijke veldsterkte produceren, zo smal mogelijk zijn. Zou men de zenders onderling niet koppelen, dan zouden deze gebieden te groot worden en zouden veldsterkteverhoudingen van 1 op 3 à 3,5 zelfs ontoelaatbare stoorverhoudingen in de ontvangst opleveren. Men rust meestal de zenders uit met kristal- of stemvork-oscillatoren en maakt de frequenties van de draaggolven onderling zo gelijk mogelijk

door het toepassen van gelijke precisiekristallen, gesneden volgens zeer bepaalde sneden en met zeer geringe temperatuurscofactoren. Men plaatst deze kristallen in thermostaten, die de temperatuur van de kristallen binnen een breukdeel van een graad nauwkeurig houden.

De voorwaarden voor het „Gleichwellen“-systeem zijn als volgt samen te vatten:

- Grote gelijkloopnauwkeurigheid van de zenders onderling.
- Geringe stoormodulatie van de zenders, zowel in amplitude, als in fase.
- Een hoge bedrijfszekerheid en goede gelijkloop van de zenders bij kabelstoringen.

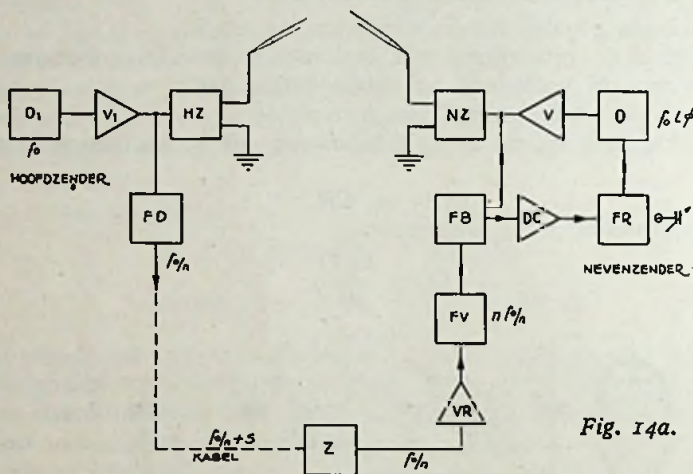


Fig. 14a.

Het is bekend, dat bij grote gelijkloopnauwkeurigheid het gebied van ongestoorde ontvangst zeer vergroot wordt. Om dit te bereiken is het nodig en noodzakelijk de nevenzenders vanuit de hoofdzender zo te besturen, dat praktisch geen afwijking van de frequenties van de nevenzenders t.o.v. die van de hoofdzender optreedt. Zijn de frequenties onderling absoluut in de pas, dan treden er staande golven, waarvan de maxima en de minima zich niet verplaatsen, tussen de zenders op. In de praktijk zal dit niet zo zijn, er treden kleine frequentie-afwijkingen op, waardoor deze maxima en minima van plaats veranderen. De hierdoor optredende zwevingstijd mag niet te klein worden in het stoorgebied, bij voorkeur liefst niet kleiner, dan ongeveer één uur. Dat is geen geringe eis! De goede ontvangst van Gleichwellen-zenders hangt niet alleen af van een goede gelijkloop, een nog dwingender eis is een zeer geringe stoormodulatie, zowel naar de amplitude, als vooral naar de fase.

De stooramplitudemodulatie is gering te houden door de zenders gelijkmatig even diep en in dezelfde richting te moduleren. Wij gaan hier niet op in.

De storende fasemodulatie wordt alleen hoorbaar, als er een omzetting van fasemodulatie in amplitudemodulatie optreedt. Dit kan bij de ontvanger inderdaad gebeuren, omdat er samenwerking van enige zenders is. De veldvectoren van de zenders kunnen nl. in het ontvanggebied iedere willekeurige stand ten opzichte van elkaar innemen. De praktijk heeft nu uitgewezen, dat de storingen door fasemodulatie aanzienlijk groter zijn dan die tengevolge van amplitudemodulatie. Het zal daarom noodzakelijk zijn reeds bij de zenders maatregelen te nemen om fasemodulatie te voorkomen.

In het algemeen worden zowel de hoofdzender als de nevenzenders als door kwarts bestuurd zenders uitgevoerd. De kristallen worden zodanig uit het kwarts gesneden, dat ze een zo gering mogelijke temperatuurcoëfficiënt hebben, zoals reeds is opgemerkt. Maar dit is toch nog geen garantie, dat er, over een zekere tijd gerekend, faseveranderingen zullen optreden. Men verbindt daarom de zenders via het telefoonkabelnet met elkaar, stuurt bv. vanaf de hoofdzender een synchronisatiespanning via de kabels naar de nevenzenders, ofwel men synchroniseert alle zenders, dus ook de hoofdzender via de kabels op een aparte synchronisatie-oscillator. Er zijn nog wel andere methoden, bv. het door de lucht op elkaar synchroniseren, waarbij men bv. een toon, die buiten de modulatieband valt, op de zender moduleert en dan de te synchroniseren zender op een of beide aldus ontstane banden, of op de gedetecteerde toon zelf synchroniseert. In principe gaat een en ander nagenoeg gelijklopend.

De kwartsoscillatoren in de zenders worden nu op de fase geregeld en niet op de frequentie. Dit is noodzakelijk, daar de constantheid van de zenders op zichzelf niet toereikend is om ze bv. bij kabelbreuk in gelijkloop ten opzichte van elkaar te houden. Valt de stroom weg, dan moet de gelijkloop gewaarborgd blijven.

De ongelijkvormigheidsgraad  $\Delta f/f_0$  moet klein zijn;  $\Delta f/f_0 = 10^{-7}$  bij  $f_0 = 10^6$  perioden geeft bv. tussen twee zenders een zwevingstijd van 10 seconden. Bij een veldsterkteverhouding van 1 op 2 van de zenders onderling, geeft dit practisch geen storing. In fig. 14a is nu een schema in blokvorm gegeven van een systeem, waarbij de hoofdzender de stuurtoon levert. Daar het frequentiedoorlaatgebied van de gewone telefoonkabel tot de afsnijdfrequentie 2700 perioden loopt, kiest men als stuurtoon bv. 2000 perioden. Deze stuurtoon verkrijgt men bij de hoofdzender door frequentiedeling toe te passen vanaf de zender h.f.-versterker.

Daar er op de lijn altijd storingen aanwezig zijn, zal bij aankomst bij de nevenzender de stuurtoon  $f_0/n$  verontreinigd zijn en daarom passeert hij eerst een selectief filter Z, gaat dan naar een regelende versterker VR, die ten doel heeft, de stuurtoon op de juiste sterkte te brengen en ook te houden. VR heeft dus tot taak de stuurtoonamplitude constant te houden. Hierna wordt de stuurtoonfrequentie in de frequentievermenigvuldiger weer op de gewenste waarde  $f_0$  gebracht en komt dan aan de klemmen van de fasemeetbrug, de discriminator FB. Aan de andere klemmen wordt een spanning vanaf de nevenzender toegevoerd, gelijk in amplitude doch met een fasehoek van  $\frac{\pi}{2}$  radialen met de stuurtoon. Een en ander is aangegeven in fig. 14b. Staan de spanningen  $a$  en  $b$  loodrecht op elkaar, dan is

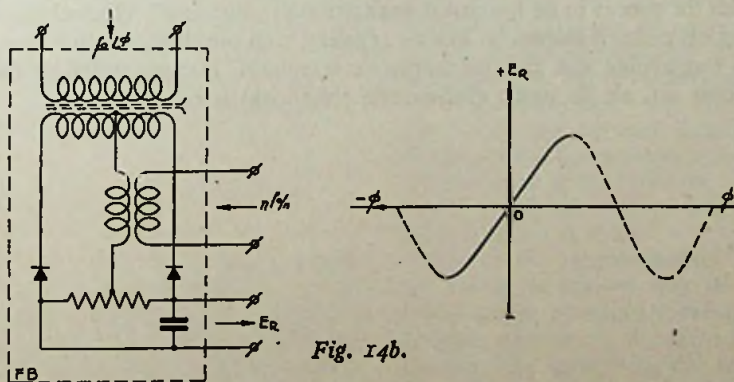


Fig. 14b.

er geen regelspanning  $E_r$  ( $e_r = 0$  in fig. 14c). Men voert de spanning  $E_e$  nu aan een gelijkstroomversterker DC toe; de versterkte spanning bedient een regelaar FR, die een motortje of een draaispoelmeter kan zijn, welke een capaciteit parallel of in serie met het kristal verstelt. De capaciteit kan natuurlijk ook parallel aan of in serie met de afstemcondensator geschakeld zijn. De regelaar (corrector) kan natuurlijk ook een reactantiebuis zijn, doch bij de kristaloscillator kan deze door zijn dempende invloed moeilijkheden geven, doordat het kristal te zwaar belast kan worden.

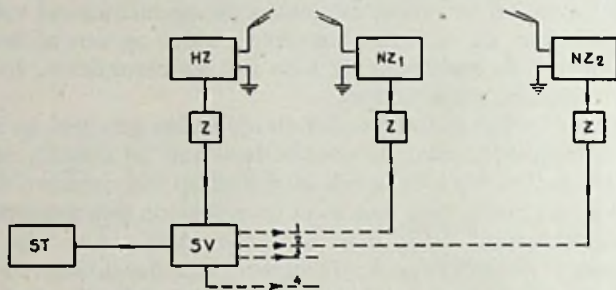


Fig. 15.

In fig. 15 is een voorbeeld van een systeem van zenders gegeven, waarbij alle zenders gesynchroniseerd worden vanaf een aparte besturingsbron ST, welke een stemvorkoscillator, kristaloscillator of magnetostrictieve oscillator kan zijn. SV is een stuurtoonverdelers, welke als opgave heeft de stuurtoon over de verschillende kabels naar de zenders te verdelen. Nu zijn alle zenders, dus ook de hoofdzender, uitgevoerd als de nevenzender, afgebeeld in fig. 14a.

De correctie wordt zodanig uitgevoerd, dat deze zich automatisch uitschakelt, als gelijkloop is verkregen. De oscillator van de zender wordt dan dus aan zijn lot overgelaten. Pas als er weer een zekere afwijking optreedt, schakelt de correctie in en regelt weer bij. Dit wordt gedaan om te voorkomen, dat de regeling om een zekere instelwaarde gaat slingeren, daar bij mechanische verstelling van het afstemorgaan (bv. een condensatortje) de mechanische regelaar (motortje of draaispoelmeter) een zekere traagheid bezit en daardoor door de juiste stand heenschiet. Hierdoor treedt een fase-afwijking in de tegenovergestelde richting op, de regelspanning  $E_r$  verandert van teken en nu gaat de regelaar in de omgekeerde richting regelen.

Men duidt dit proces in de literatuur vaak aan met „hunting”. Hoewel dus de regelinrichting op zichzelf stabiel is, kan de regeling zich om de eindstand heen en weer bewegen tengevolge van zijn mechanische traagheid. Daarom schakelt men veelal de corrector uit, als de juiste eindwaarde (fasehoek) is bereikt.



# De scheiding tussen geluid en beeld bij televisie-ontvangst

De normale radio-ontvanger is een apparaat, dat door zijn afstemming slechts geschikt is om één golflengte te ontvangen. Wij weten wel, dat de ontvangst zich nooit zuiver daartoe beperkt, maar hetgeen mede van andere golflengten doorkomt, voelen wij aan als een selectiviteitspost, al weten wij tevens, dat voor goede telefonie-ontvangst in elk geval toch ook weer een zekere bandbreedte moet worden bestreken.

Bij een televisie-ontvanger is het enigszins anders. Niet alleen moet daar de bandbreedte ter weerszijden van de nominale golflengte, waarop het beeldsignaal wordt uitgezonden, extra groot zijn, maar bovendien wordt om praktische redenen verlangd, dat de ingangskring of kringen ook de afwijkende golflengte, waarop het bijbehorende geluidssignaal wordt uitgezonden, met voldoende sterkte doorlaten om dit dan verder in de ontvanger van het beeldsignaal te kunnen afscheiden.

Hier wordt van de nood der niet oneindig scherpe selectiviteit een deugd gemaakt om met één antennekring twee golflengten tegelijk met hun zijbanden op te vangen. Een technisch ideale oplossing is voor deze ontvangst van twee golflengten tegelijk echter niet te geven. Aan de ene kant is het ongewenst, ze al te ver van elkaar te leggen; dat maakt, als men het probleem bekijkt uit het oogpunt van het aantal zenders, dat in een bepaalde frequentieband ongestoord naast elkaar kan werken, de totale, door elke

van elkaar scheiden. Van de verhoudingen, zoals die werkelijk kunnen voorkomen, geeft fig. 1 een idee. De beeldzender op 46 MHz met  $3\frac{1}{2}$  MHz brede zijbanden, gaat vergezeld van een geluidzender op 42 MHz.

Voor al van de goedkopere toesteltypen met directe versterking (zonder frequentietransformatie), is bij de afscheiding tussen beeld en geluid het voorkomen van storingen in het beeld door de geluidsmodulatie een speciaal probleem. De breedte der zijbanden bij de beeldmodulatie maakt toch voor het videogedeelte brede, sterk gedempte kringen nodig, waarin licht nog iets van de geluidsmodulatie blijft doordringen. Het gevolg is dan, dat donkere banden van boven naar beneden over het beeld trekken. Natuurlijk kan ook de beeldmodulatie het geluid storen, maar door de minder gedempte kringen in het geluidsgedeelte van de ontvangers is dat gevaar geringer.

In het November-nummer van *Toute la Radio* bespreekt W. Mazel enige door hem verrichte metingen, die verband houden met de verschillende methoden om uit de door de antenne gezamenlijk opgevangen twee draaggolven, die met de geluidsmodulatie af te scheiden van die met de videomodulatie.

Men kan door twee in serie in de antenne geschakelde koppelwikkelingen de ene koppelen met een op de videodraaggolf afgestemde kring en de andere met één, die op de geluidsdraaggolf is afgestemd; men kan ook eerst versterken en trachten door koppeling met de plaatkring der eerste buis, of met behulp van een kring in de schermroosterleiding het geluidsgedeelte af te zonderen. Men heeft daarbij steeds met een werking van gekoppelde kringen te doen.

Nu is de radiotechnicus gewoonlijk het meest vertrouwd met de koppeling tussen gelijk afgestemde kringen en met hetgeen daarbij in de secundaire kring gebeurt. De krommen, die bij verschillende graden van koppeling de responsie

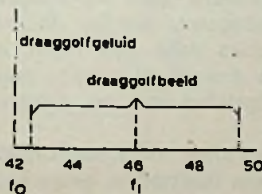


Fig. 1.

gcombineerde beeld- en geluidsuitzending in beslag genomen band te groot. Aan de andere kant mag de geluidsgolf echter de beeldgolf auch nicht zu viel naderen, want dan kan man sie später in dem Gerät, das sie zusammen bringt, nicht genügend wieder

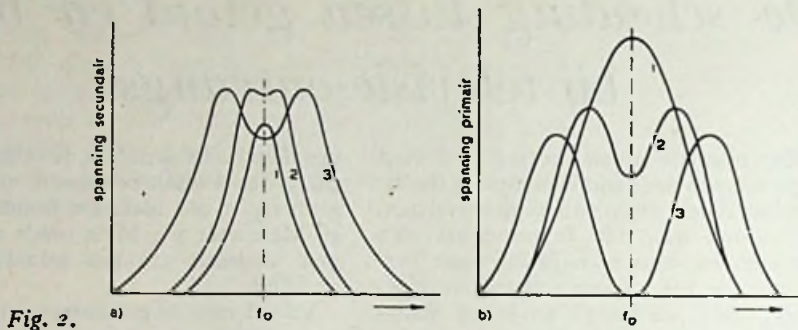


Fig. 2.

van de secundaire aangeven, zoals getekend in fig. 2a, zijn welbekend. Minder bekend is reeds hetgeen daarbij in de primaire gebeurt; fig. 2b laat voor dezelfde koppelingsgraden, die in fig. 2a zijn aangenomen, de responsiekrommen van de primaire zien. In de primaire (zie kromme 2) ontstaat een dubbelgepiekte kromme reeds vóórdit die in de secundaire goed merkbaar wordt.

In ons geval is de primaire van bijzonder belang omdat de video-afstemkring als zodanig zal zijn te beschouwen.

In fig. 3 is aangeduid wat bij verschillend afgestemde, gekoppelde kringen in het algemeen zal gebeuren. In fig. 3a is links de afzonderlijke afstemkromme van de kring voor de geluidsdraaggolf getekend en rechts die van de meer gedempte video-kring. Bij koppeling tussen die ongelijke kringen wordt de responsie van de primaire als aangegeven in fig. 3b. De secundaire zuigt voor de frequentie  $f_0$  een inzinking in de responsiekromme, maar de koppeling moet al zeer vast wezen, indien men de responsie voor  $f_0$  tot nul wil doen naderen; bovendien verdwijnt de piek voor de responsie op  $f_1$ ; deze piek verplaatst zich naar  $f_2$ , dichter naar de kant van de afstemming der secundaire. Dit is onaangenaam, omdat men veelal in het videogedeelte een meertrapsversterker zal toepassen, welks totale responsie breed wordt gehouden door onderlinge verstemming der opeenvolgende afgestemde kringen in de verschillende trappen. Vervorming der responsie van de eerste trap door de koppeling met een geluidskring kan nu de gehele, zorgvuldig uitgezochte resultaten met de onderling verstemde kringen in de war sturen. De

secundaire heeft als zeeffring voor de geluidsdraaggolf het meeste effect, wanneer dit een zo selectief mogelijke kring is, wat echter minder gunstig lijkt voor de geluidskwaliteit; bovendien wordt ook de secundaire responsiekromme des te sterker vervormd, naarmate de koppeling ter verbetering der zeeffwerking sterker wordt gemaakt.

Algehele voorkoming van deze euvelen schijnt onbereikbaar te zijn. Volgens de metingen van de genoemde Franse auteur is er evenwel toch een schakeling — die in de praktijk ook wordt toegepast door de Britse firma Pye — waarmee aanzienlijk geringere moeilijkheden optreden dan met gewone koppelingen. Deze in fig. 4 weergegeven schakeling ontstaat, wanneer men de op de geluidsgolf afgestemde kring opneemt in de kathodeleiding van de eerste, met de antenne gekoppelde versterkerbuis (de in de figuur getekende 42 MHz-kring).

Deze fig. 4 stelt de meetschakeling voor, waarmee Mazel de responsiekrommen bepaalde. Het spanningsverloop aan de 46 MHz-kring werd niet opgenomen met een buisvoltmeter, die bij de toegepaste frequenties door zijn capaciteit tegenover aarde dreigde te storen, maar met een kristalgeleijkrichter en galvanometer.

Door de inwendige electroden-capaciteiten van de buis blijft altijd enige koppeling tussen de 42 MHz- en 46 MHz-kringen bestaan met enige vervorming der responsiekrommen, zoals hierboven geschetst, maar in veel geringere mate. In hoofdzaak is het effect van de 42 MHz-kring in de kathodeleiding dat ener *tegenkoppeling*, en volgens Mazel verkrijgt men

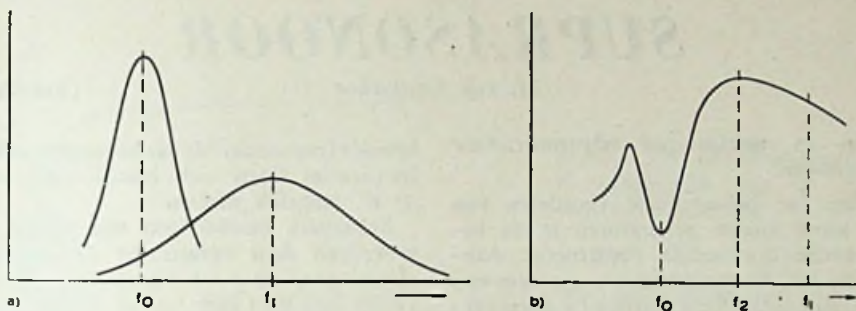


Fig. 3.

een zeer afdoende onderdrukking van de geluidsdraggolf in de videokringen met behoud van goede, kromme vormen.

In fig. 5 is weergegeven hoe volgens zijn metingen, als a de oorspronkelijke responsiekromme van de 46 MHz-kring voorstelt, voordat de 42 MHz-kring is ingeschakeld, het verloop zich wijzigt, wanneer men het verplaatsbare contact op die kring naar boven verschuift. Het spoeltje in deze kring bestond uit 10 gespatieerde windingen koperdraad van  $1\frac{1}{2}$  mm, met een spoeldiameter van 10 cm. Met inschakeling van  $1\frac{1}{2}$  winding ontstond kromme b, met  $3\frac{1}{2}$  windingen kromme c.

Opvallend is, dat met sterkere tegenkoppeling de kromme van 46 MHz in vorm verbetert en bovendien hoger wordt. De auteur schrijft dit toe aan het feit, dat de op 42 MHz afgestemde kring voor hogere frequenties een capacatieve impedantie vormt, die ontdempend werkt. Men weet toch bij ervaring, dat de inductieve impedantie, die door een enigszins lange kathodeleiding wordt gevormd, voor hoge frequenties in toenemende mate een dempend effect heeft. Het omgekeerde treedt op wanneer men van de kathodeleiding een capacatieve impedantie maakt.

J. C.

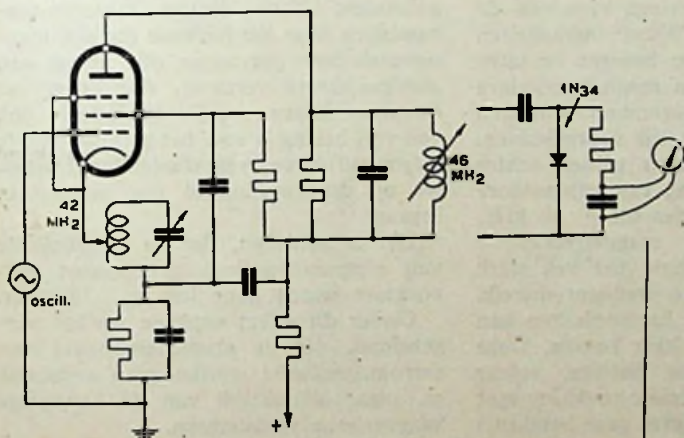
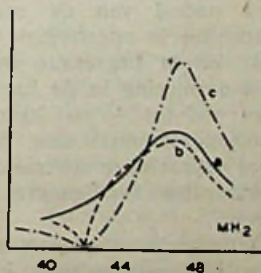


Fig. 4.

Fig. 5.



# SUPRASONOOR

M. van Geelkerken

(Vervolg.)

*Voor- en nadelen van magnetostrictieve generatoren.*

Een der belangrijkste voordelen van dit soort sonore generatoren is de betrekkelijk eenvoudige constructie. Aangezien het magnetostrictieve systeem een lage impedantie bezit zijn ook bij de opwekking van grotere energiën de bedrijfsspanningen niet groot, waardoor bijzondere maatregelen met het oog op de isolatie onnodig zijn. Waarden tussen 20 en 100 V zijn gebruikelijk. Dit in tegenstelling met de later te bespreken piëzoelectrische suprasonore generatoren, waarbij werkspanningen van enige tientallen kV voorkomen.

Relatieve amplituden van  $10^{-4}$  zijn zonder kans op beschadiging van het magnetostrictieve systeem toelaatbaar. Bij een relatieve amplitude van  $5 \cdot 10^{-4}$  trad in een bepaald geval scheuren van een magnetostrictieve staaf op. Bij opwekking van bv. 24 kHz met een nikkelstaaf van 10 cm lengte komen we hierdoor op een maximaal-toelaatbare trillingsamplitude van  $10^{-3}$  cm. In de praktijk zijn met magnetostrictieve systemen de opwekking van 8 W/cm<sup>2</sup>-intensiteiten mogelijk gebleken. Het bouwen en laten functioneren van een magnetostrictieve installatie met een opgenomen vermogen van 2 kW is in de praktijk voorgekomen.

Bovenstaande gegevens gelden echter alle voor de opwekking van suprasonore energiën met frequenties tot  $\pm 30$  kHz. Een nadeel van de magnetostrictieve methoden is ongetwijfeld het vrij sterk naar boven begrensde frequentiebereik. Met aanstoting in de harmonischen kan men wel tot  $\pm 100$  kHz komen. Deze harmonischenmethoden hebben echter voor suprasonore energie-opwekking met aanvaardbare rendementen geen betekenis meer.

Voor onderwatercommunicatie zijn frequenties tussen 20 en 40 kHz zeer effectief gebleken. De bij onderwatercommunicatie gewenste bundeling is behalve van de voortplantingsnelheid van het medium (meestal zeewater) en de stralerafmetingen nog afhankelijk van de ge-

bezigde frequentie. Met de bovengenoemde frequenties laten zich bundelingen van  $\pm 8^\circ$  mogelijk maken.

Scherpere bundelingen zijn alleen te verkrijgen door verkleining der stralerafmetingen, maar ter vermindering van cavitatie kan men hier niet al te ver mee gaan. De cavitatiegrens voor zeewater ligt nl. ongeveer bij 0,3 W/cm<sup>2</sup>.

*Verlaging der eigen frequentie met een gegeven afmeting der magnetostrictieve staven is niet bijzonder moeilijk.* Een dunne nikkelbuis gevuld met lood bv. levert een belangrijk lagere eigenfrequentie op dan een in afmetingen gelijke buis geheel uit nikkel bestaande. Dit resultaat vindt zijn oorzaak in de lage voortplantingsnelheid van lood.

Andere nadelen van magnetostrictieve generatoren zijn de makkelijke frequentie- en rendementsbeïnvloeding door wisselende temperaturen en het aanwezig zijn van een zekere bandbreedte. Bij energie-opwekking heeft het bandbreedteverschijnsel voor bepaalde toepassingen o.a. het nadeel van energie-uitstraling in de zijbanden. Voor diverse research-toepassingen is er het bezwaar dat een magnetostrictieve ontvanger een gemis aan afstemscherpte vertoont. Aangezien het *magnetostrictieve bandbreedte-effect* ook van veel belang is voor het gebruik van de *magnetostrictieve frequentiestandaard* willen we op dit verschijnsel wat uitvoeriger ingaan.

Het is gebleken, dat de bandbreedte van magnetostrictieve generatoren veroorzaakt wordt door het zg.  *$\Delta E$ -effect*.

Onder dit effect verstaan we het verschijnsel, dat de elasticiteitsmodul van ferromagnetische stoffen geen constante is, maar afhankelijk van de aanwezige magnetische veldsterkten.

In fig. 5 is het  *$\Delta E$ -effect* aangegeven voor zacht nikkel door de curve A. De curve B geeft dezelfde eigenschap aan voor hard nikkel. Op de horizontale as vinden we de veldsterkten uitgedrukt in gauss.

De verticale as is een maat voor het  *$\Delta E$ -effect*.

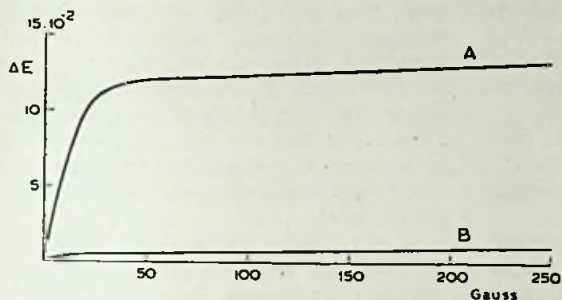


Fig. 5. De elasticiteitsmodul  $E$  is afhankelijk van de magnetische veldsterkte. Curve A geeft  $\Delta E = \frac{E - E_{\min}}{E_{\min}}$  voor zacht nikkel aan. Curve B is van toepassing op hard nikkel.

Onder  $\Delta E$  verstaan we:

$$\Delta E = \frac{E - E_{\min}}{E_{\min}}$$

Hierbij is  $E$  de elasticiteitsmodul bij een willekeurige magnetische veldsterkte en  $E_{\min}$  de elasticiteitsmodul bij de kleinste mogelijke veldsterkte.

Uit de reeds eerder gegeven formule voor de staaffrequentie:

$$f_k = \frac{k}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

blijkt de factor  $E$  onder het wortelteken zich te gaan wijzigen, door het  $\Delta E$ -effect.

Op de horizontale as is de verstemming uitgezet, uitgedrukt in de relatieve capaci-

teitsvariatie  $\frac{C - C_r}{C_r}$ , waarbij  $C_r$  de capaci-

citeit van de afstemkring voor het resonantiegeval aangeeft.

Uit de curven blijkt voor zacht nikkel een waarde van het log. decrement  $\delta$  van  $1,85 \cdot 10^{-2}$ . Hard nikkel levert een veel gunstiger waarde op nl.  $4,2 \cdot 10^{-3}$ .

Verreweg het gunstigste resultaat levert echter het reeds eerder genoemde materiaal Cekas op. De in fig. 6 gegeven resonantiecurve voor Cekas betekent zelfs een log. decrement van  $5,3 \cdot 10^{-4}$ .

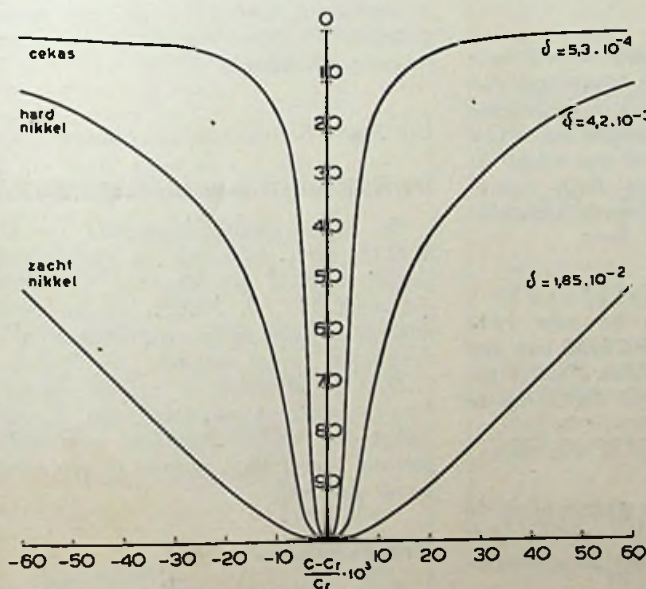


Fig. 6. Magnetostrictieve resonantiecurven van zacht nikkel, hard nikkel en Cekas. Op de horizontale as is de verstemming uitgedrukt in de relatieve capaciteitsvariatie aangegeven. Uit de resonantiecurve voor Cekas volgen  $Q$ -cijfers van 1890.

Het resultaat van laatstgenoemde variaties blijkt uit fig. 6, waar de resonantiecurven van magnetostrictieve staaftrillers zijn aangegeven.

Uit:

$$Q = \frac{1}{\delta}$$

volgen voor zacht nikkel, hard nikkel en Cekas resp. Q-cijfers van 54, 238 en 1890.

Het blijkt, dat hier voor Cekas Q-waarden ontstaan, vele malen groter dan die verkregen met L-C-kringen.

Uit het bovenstaande blijkt, dat zuiver nikkel voor een magnetostrictieve frequentiestandaard lang niet het gunstigste materiaal is.

Voor een zo goed mogelijke frequentieconstantheid is verder een lage temperatuurcoëfficiënt van het magnetostric-

tieve materiaal ook van veel belang. Bepaalde legeringen bezitten zowel een klein  $\Delta E$ -effect als een lage temperatuurcoëfficiënt. Vermeldenswaard is nog, dat in dit opzicht goede resultaten verkregen zijn met een kern en een mantel bestaande uit 2 verschillende materialen met elkaar tegenwerkende temperatuurcoëfficiënten.

In een volgend artikel willen we de opwekking van suprasoonoor d.m.v. piezo-electrische systemen behandelen.

## Zo was het 25 jaar geleden

Uit Radio-Expres van 1 Januari 1925:

### Een historisch overzicht.

*Het hoofdbestuur der Ned. Ver. voor Radiotelegrafie geeft een historisch overzicht van de ontwikkeling van de radio en van het amateurisme in Nederland. Een foto toont de leden van dit bestuur in 1918, in vergadering.*

Uit Radio-Expres van 8 Januari 1925:

### PC 1.

*De heer J. C. Nonnekens te Hillegersberg is door de persoonlijke bemoeiingen van prof. ir. C. L. van der Bilt in de gelegenheid gesteld, onder de roepletters PC 1 proefnemingen te doen met een onder de Technische Hoogeschool te Delft ressorteerende k.g.-zender teneinde bepaalde onderzoeken te kunnen doen.*

### Afscheid van PCMM.

*Met het scheiden van het jaar 1924 heeft het Omroepstation PCMM van den heer Middelraad te IJmuiden afscheid genomen van zijn hoorders. De geregelde*

*(Vervolg van pag. 15.)*

brengt. Met een variabele weerstand in de gloeistroomleiding laat het stelsel zich eenvoudig op verschillende stroomwaarden instellen.

Men ziet, dat thermistors vele mogelijkheden bieden. De denkbare toepassingen zijn nog geen zins uitgeput.

J. CORVER.

Zaterdagavonduitzendingen behooren daarmee tot het verleden.

### Bezoek aan Waalhaven.

*Zaterdag 3 Januari hebben een 70-tal amateurs het Vliegveld en het Radiostation Waalhaven bezichtigd. Bij de rondleiding door de heeren Guillonard en Strijkers werd getoond hoe in de HNABU de radio-installatie eerst naderhand in het vliegtuig is ingebouwd, terwijl bij de juist gereed gekomen F 7 geheel met het inbouwen was rekening gehouden.*

Uit Radio-Expres van 22 Januari 1925:

### De Philips—H.D.O.

*Dr. B. Suermondt, bestuurslid van den H.D.O. geeft antwoord op verschillende vragen omtrent een ontstane verhouding tussen H.D.O. en Philips. In het eerste nummer van den nieuw verschenen „Radio-Luistergids” staat vermeld: „De Philips—H.D.O.—Radiodienst brengt de Mengelberg-concerten in uw huis.” Dr. S. verdedigt den H.D.O. tegen het verwijt dat hiermee voor Philips reclame in den aether wordt gemaakt.*

### Programmapublicatie.

*Lezers van R.E. protesteeren ertegen, dat sedert het verschijnen van de „Radio-Luistergids” de H.D.O.-programma's worden onthouden aan R.-E., dat tot dusver de publicatie der programma's verzorgde.*

UIT VOORRAAD LEVERBAAR

## TUSSEN ZENDER EN ONTVANGER

Een populaire verhandeling over het gedrag van de radiogolven, door P. OOMEN.

Prijs ing. f 3,95; geb. f 4,95

Korte inhoudsopgave:

- A. Theoretische beschouwingen:
  - I. Inleiding.
  - II. Electro-magnetische golven.
  - III. Geïoniseerde luchtlagen.
  - IV. Abnormale ionisatietoestanden.
- B. Het gebruik van radiogolven in de praktijk:
  - I. De keuze van de gunstigste golflengte.
  - II. Variaties in de radio-ontvangst.
  - III. Ultra-korte golven.
  - IV. Gerichte uitzending en ontvangst.
  - V. Atmosferische toestanden en de radio-ontvangst.

N.V. UITGEVERS-MIJ. Æ. E. KLUWER - DEVENTER - BATAVIA  
Deventer: Postbus 23 — Telefoon 2442 — Giro 2472

Ook verkrijgbaar in de boekhandel.

- Alle radioreparaties
- Instrumentmakerij
- Klein draaiwerk

**Ingenieursbureau Bouman**  
Amsterdam-Z 1

P.C. Hoofdstr. 70, Tel. 92 748, Postb. 5042

**Nan Helder**  
De Luidsprekerspecialist

ROTTERDAM, Schlegweg 225, Tel. 40 619

Speciaal REPARATIE-ENRICHTING  
voor alle merken LUIDSPREKERS

Phillips luidsprekers desgewenst binnen  
24 u. gereed. Prijzen volgens Philipstarief

De Organisatiecommissie  
Gezondheidstechn. T.N.O.

vraagt voor een van haar afdelingen:

*een jong*  
**Radiotechnicus,**

voor het verrichten van montage- en  
ontwikkelingswerk aan physiologische  
hulpapparatuur.

Diploma N.R.G. strekt tot aanbeveling.

Brieven met opgaf van opleiding,  
werkkring, burgerlijke staat, leeftijd  
enz. te richten aan:

Ir. D. H. Bekkering, Fysisch Labora-  
torium R.V.O. - T.N.O., Vlake van  
Waalsdorp, 's-Gravenhage.

O. S. PUCKLE

## **TIJDBASIS - SCHAKELINGEN**

*Ontwerp en Ontwikkeling met toelichting over Electronenstraalbuizen*

Uit het Engels vertaald door Ir. S. V. KAPLAN — Prijs gebonden f12,—

Dit boek is gebaseerd op een lezing over hetzelfde onderwerp, die de schrijver in Februari 1942 voor „The Institution of Electrical Engineers” heeft gehouden. De bedoeling van het boek is alle belangrijke electronenrichtingen te bespreken, die voor het tot stand komen van een tijdbasis bij televisie-ontvangers, kathodestraal-oscillografen, indicateurs voor machines en dergelijke noodzakelijk zijn, met andere woorden alle apparaten, die nauwkeurige tijd- en interval-indicatie eisen. De schrijver heeft getracht een inleiding in deze materie te geven en niet een opsomming van uitvindingen. Daarbij wordt de historische volgorde niet uit het oog verloren. Om de werking van tijdbasischakelingen te begrijpen, in de practijk toe te passen of nieuwe methodes te ontwikkelen, is het noodzakelijk een studie van de uitwerking van tijdconstanten en andere buis- en circuitparameters te maken. Deze onderwerpen worden in dit boek behandeld en er wordt ook een kort overzicht van de electronenstraalbuis in verband met de tijdbasischakelingen toegevoegd.

©©©

**N.V. UITGEVERS-MAATSCHAPPIJ Æ. E. KLUWER**  
**DEVENTER - DJAKARTA**

Deventer: postbus 23, tel. 2442, postgiro 2472 — Ook verkrijgbaar in de boekhandel

## **Leerboek der Radiotechniek (Deel 1)**

(Algemene grondslagen)

door H. RENS

5e druk

Speciaal ten dienste van hen, die zich voorbereiden voor de examens voor radiomonteur, radiotechnicus en radiotelegrafist.

Prijs f 12.50

De inhoud van dit prachtige en met zorg samengestelde werk is verdeeld in:

Magnetisme

Electriciteit

Eenheden

De Wet van Ohm

Diverse schakelingen

De Wetten van Kirchoff

Accumulatoren

Capaciteit

Electromagnetisme

Wisselstroom

Wisselspanningen aangesloten op reactanties en impedanties

Arbeidsvermogen van een wisselstroom

Dynamo's en motoren

Transformator

Meetinstrumenten en metingen

Microfoon, telefoon en luidspreker

**N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ Æ. E. KLUWER - DEVENTER**

Djakarta — Bandoeng — Semarang — Soerabaia

Deventer: Telefoon 2442 — Postbus 23 — Postgiro 2472

Ook verkrijgbaar in de boekhandel.