

N° 4. 18^E JAARGANG

JULI 1935

RADIO- NIEUWS

ONDER REDACTIE

VAN

J. CORVER

BIBLIOTHEEK

N.V.H.B.

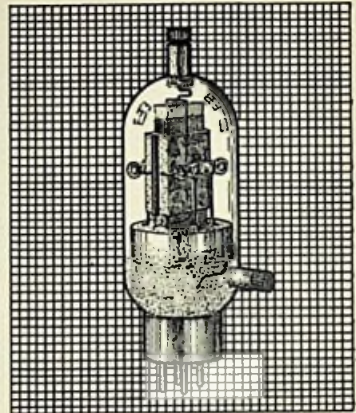
INHOUD:

Bladz.

Eenige beschouwingen over frequentie-transformatie	73
Piëzo-electrische kristallen	84
Een onderzoek naar de werking en de eigenschappen van het plaatstroomapparaat . .	88



PHILIPS AMATEUR ZENDLAMPEN



PHILIPS SCHERMROOSTER
AMATEUR ZENDLAMP QC 05/15

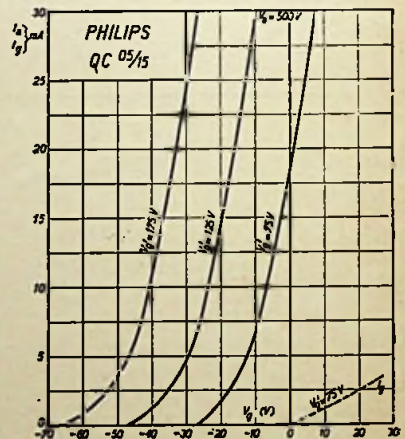
Groote emissie bij minimum
energieverbruik. - Mechanisch
sterk. —

Geschikt voor zeer korte golf-
lengten (tot beneden 5 meter).
— Groot vermogen bij naar

verhouding lage anodespan-
ning. —

Philips Schermrooster zend-
lampen maken een ingrijpende
vereenvoudiging van de
zenderconstructie en van de
-bediening mogelijk. —

Vraagt de nieuwe amateur
zendlampen-catalogus.



PHILIPS RADIO

RADIO-NIEUWS

ONDER REDACTIE VAN J. CORVER

Burnierstraat 38, Den Haag

Uitgave van de N.V. Uitgevers Mij. v/h N. Veenstra, L. v. Meerderv. 30, den Haag

TELEFOON 332112

— GIRO 99225

Abonnementsprijs: f 4.— per jaargang van 6 nummers. — Buitenland f 4.50

Enige beschouwingen over frequentie- transformatie.

In de Proceedings van April 1935 komt een artikel voor van W. A. Harris, een der ingenieurs der Radio Corporation of America waarin hij het probleem der frequentie-transformatie nog eens onder de loupe neemt. Zoo worden besproken de koppelingsverschijnselen tusschen den oscillator en de h.f.-kringen, en er wordt aangetoond dat deze koppeling kan optreden als gevolg van ruimteladings-variatiën in de omvormer-lamp. Het probleem van het ruischen wordt behandeld. Als middel ter verbetering van de werking op hooge frequenties wordt een hoogere middenfrequentie dan tot op heden gebruikelijk, aanbevolen, verder speciale opstellingen om ongewensche koppelingen te ontgaan, hoogere minimum L/C verhoudingen bij de h.f. kringen en het gebruik van voldoende h.f. versterking om ruischen te verminderen.

Inleiding.

Het schema voor den superheterodyne ontvanger is zoo goed bekend, dat het niet noodzakelijk is daar diep op in te gaan. De resultaten van sommige eigenschappen van de super zijn echter belang-

rijk in verband met de werking bij hooge frequenties. De selectiviteit van den geheelen ontvanger hangt hoofdzakelijk af van den bouw van den m.f. versterker, welke eens en vooral afgeregeld wordt. Het gevolg is een constante selectiviteit voor alle banden. De vorm van de kromme kan nauwkeurig ingesteld worden, daar de afregeling onafhankelijk is van de h.f. afstemmingen welke door den luisteraar worden verricht.

Afgestemde h.f. kringen zijn noodzakelijk om een gunstige energie-overdracht vanuit de antenne naar den ontvanger te verkrijgen, en om spiegel-frequenties te onderdrukken. Deze h.f. kringen en de oscillatorkring zijn de eenige onderdeelen, welke door den luisteraar bediend moeten worden, en die verwisseld moeten worden bij overgang op een ander golflengte-bereik.

De frequentie-omvormer is het hart van de super. Spanning van een hulpgenerator wordt gedrukt op één der elektroden der omvormerlamp, die kan bestaan uit een speciaal voor het doel geconstrueerde lamp, of uit een lamp, oorspronkelijk voor

een ander doel bestemd, maar aangepast aan deze functie.

Enkele eischen, welke men aan omvormer-lampen en kringen voor ontvangers met een uitgestrekt frequentie-bereik moet stellen zijn:

1o. De steilheid van de oscillator-lamp of van het oscillerende deel der omvormerlamp moet groot genoeg zijn om voldoende amplitude van het hulpsignaal te verkrijgen bij practisch te bereiken kringkwaliteiten.

2o. Minimale terugwerking tusschen oscillator en h.f. kringen.

3o. Een hooge graad van frequentieconstantheid bij den oscillator.

4o. Selectiviteit voor alle banden even groot als bij den omroepband.

5o. Goede transformatie-werking, gelijkmatig voor alle banden.

6o. Minimum aantal schakelaars.

7o. Weinig lampgeruisch.

Aan sommige eischen is moeilijk te voldoen in de banden voor hooge frequenties. Aan den eenen kant zijn de eigenschappen van de toegepaste lampen hiervan de oorzaak; zekere gewoonten bij de schakeling dragen er echter nog meer toe bij.

Het toepassen van een middenfrequentie van 465 kHz of zelfs lager is de reden van de belangrijkste gebreken bij meerbanden ontvangers. Bij de hoogste frequenties bedraagt 465 kHz slechts enkele procenten van de signaalfrequentie en de h.f. kringen zijn bijna in resonantie met den oscillator-kring. Een uiterst kleine capaciteit tusschen deze twee kringen veroorzaakt reeds een groote spanningsamplitude op het rooster van de menglamp en de transformatie-werking wordt aanzienlijk verminderd. Het wordt zeer moeilijk de diverse kringen goed te trimmen daar zij elkaar gaan meeslepen. En tenslotte is de spiegelonderdrukking slecht.

Door steeds dezelfde afstem-condensatoren te gebruiken voor alle banden (hetgeen wel prettig is omdat daardoor het aantal banden kleiner wordt) krijgt men een ongunstige L/C verhouding voor die gedeelten der hoogste frequentiebanden waarbij de condensatoren bijna geheel in staan.

Als deze L/C verhouding klein is (te groote C) zal het uit de antenne verkregen signaal ook te zwak worden en de verhouding tusschen geruisch en signaal wordt ongunstig. Het ontwerpen van de oscillatorkringen wordt lastig, en de spanningen van den oscillator bij vrijwel geheel ingedraaiden afstemcondensator worden te klein om den stroom in de omvormerlamp voldoende diep te moduleeren. Dit heeft sterk geruisch bij den omvormer ten gevolge.

Wanneer aan de selectiviteits-eischen voldaan is, zal een klein verloop der oscillator-frequentie groote verschillen in output veroorzaken. Het „motor-booten” en microfonisch effect, moeilijkheden, die men zoo vaak aantreft in ontvangers voor meer banden, zijn voor een groot deel aan dit verloop te wijten. Een scherp gepiekte selectiviteitskromme vergroot deze moeilijkheden. Daar voor de hoogste frequenties de koppelingen der oscillatorkringen vast moeten zijn, omdat zij anders in 't geheel niets meer doen, heeft men weinig gelegenheid meer om de frequentie-stabiliteit te verbeteren.

Flink ontkoppelen van alle toegevoerde spanningen helpt het „motor-booten” voorkomen, terwijl de manier waarop de luidspreker is gemonteerd ten opzichte van de lampen en de afstemkringen het microfonisch effect kan verminderen.

Omvormer-Schema's.

De schakelingen bij korte golven zijn meestal gelijk aan die bij de omroep-frequenties. Soms zijn veranderingen noodig om het omschakelen te vereenvou-

digen, terwijl andere veranderingen soms noodig zijn om de werking van den oscillator te verbeteren.

Een voorbeeld daarvan is het gebruik van een aparte oscillatorlamp, gekoppeld met een pentagrid-omvormer.

Schema's met penthoden.

De Amerikaansche triode-penthode (type 6F7) is niet bruikbaar gebleken voor de hoogere frequenties vanwege de kleine steilheid van het triode-gedeelte der lamp. De oorzaak hiervan is het kleine kathode-oppervlak, dat voor de triode beschikbaar is.

Schema's, waarbij alleen de triode-penthode werd toegepast, zooals dat voor den omroep gebruikelijk was voordat de pentagrid-lamp haar intrede deed, zijn voor hoge frequenties onbruikbaar door deze kleine steilheid en door de terugwerking tusschen oscillator en hoogfrequentkring. Een gescheiden oscillator kan men echter met een penthode op verschillende manieren laten samenwerken. De oscillatorspanning kan men inductief op den h.f. kring toevoeren, of in serie met de kathode, of aan scherm- of remrooster. Al deze manieren worden in den omroepband toegepast.

In Amerika is de z.g. „kathode-injectie“ waarschijnlijk de meest populaire methode. De benodigde spanning voor het voluit-moduleeren van den anodestroom wordt bij deze methode volgens den schrijver het gemakkelijkst verkregen. Koppeling tusschen oscillator en h.f. kringen is hoofdzakelijk te wijten aan de rooster-kathode capaciteit van de lamp, maar de variaties die in de ruimtelading optreden in het rythme van de oscillator-frequentie spelen een min of meer beslissende rol bij de goede werking.

Inductieve koppeling tusschen h.f. kring en oscillatorkring is bij hoge frequenties lastig toe te passen daar de h.f. kring belangrijk verstemd is ten opzichte van de

oscillator frequentie. Wel kan men inductieve koppeling toepassen in samenwerking met andere methoden om een gedeeltelijke correctie te verkrijgen voor de ongewenschte koppelingen. Capacitieve koppeling kan in sommige gevallen voor hetzelfde doel gebruikt worden.

De benodigde spanning- en energie om in het schermrooster te moduleeren, zijn zoo groot dat men voor hoge frequenties van deze methode afziet. Koppeling ontstaat door capaciteit tusschen scherm- en stuurrooster en door variatie in de ruimtelading.

Modulatie in het remrooster van een penthode heeft vrijwel geen directe capacitieve koppeling van de kringen ten gevolge; de invloed van de ruimtelading is daarbij klein, maar niet geheel te verwaarloozen daar enkele electronen, van de anode naar het remrooster terugkeerende, nog in het gebied tusschen scherm- en stuurrooster weten door te dringen. De spanning, noodig om den plaatstroom te moduleeren, is hierbij tamelijk hoog, maar de energie vrijwel te verwaarloozen.

De anode-impedantie is betrekkelijk laag bij modulatie in het remrooster. Bij hoge frequenties kan men roostergelijkstroom waarnemen in den stuurroosterkring, al is het stuurrooster verscheidene volts negatief. Dit komt voor als de spanning van het remrooster sterk verandert in den tijd, dien een terugkeerend electron noodig heeft om tusschen rem- en stuurrooster te passeeren. Het is het gevolg van een extra-versnelling, die de terugkeerende electronen onder die omstandigheden ondervinden.

Pentagrid-omvormers.

Tegenwoordig zijn in Amerika de pentagrid-lampen het meest populair. De voordeelen zijn: groote conversie-steilheid, minimale schakel-benodigdheden, en natuurlijk de uitsparing van een aparte oscillator-lamp.

De inwendige electrostatische afscherming maakt, dat men koppeling door inter-electroden capaciteiten onder de meeste omstandigheden kan verwaarloozen. Toch treedt in belangrijke mate koppeling op bij pentagrid-lampen door de variatie der ruimtelading rondom het stuurrooster in oscillator-frequentie. Hierdoor ontstaan vereffeningsstromen in den stuurroosterkring en dus spanningen van dezelfde frequentie als van den oscillator.

De afhankelijkheid tusschen stuurrooster en oscillator-anode heeft verandering van de oscillatorspanningen ten gevolge wanneer de negatieve spanning van het stuurrooster gewijzigd wordt. Hierbij kan tevens een kleine frequentie-variatie optreden. Bij groote opgedrukte h.f. spanningen kan men zelfs meesleep-effecten waarnemen. Deze zijn te corrigeeren door een aparten oscillator te nemen, maar het effect van de koppeling door de ruimtelading blijft bestaan.

Overigens schijnen de verschillende fabriekanten het niet erover eens te zijn of het wenschelijk is een aparte oscillatorlamp te nemen. Sommigen gebruiken de enkele pentagrid tot 22 MHz toe, blijkbaar met goed gevolg; anderen gebruiken een aparte oscillatorlamp.

Het effect van koppeling tusschen oscillator- en h.f. kringen.

De functie van den oscillator bij de super bestaat uit het leveren van een wisselstroom, welke gemoduleerd wordt door het inkomend signaal. Men kan dit bereiken door een wisselspanning te drukken op iedere willekeurige electrode van de omvormerlamp, die in staat is den plaatstroom te wijzigen. Gelijktijdig opdrukken van oscillator-spanningen op meer plaatsen in de schakeling produceert een wisselstroom die de resultante vormt van ieder van deze spanningen apart.

Wanneer er koppeling bestaat tusschen

oscillator- en h.f.-kring zal een stroom in de frequentie van den oscillator vloeien in den h.f. kring en daardoor zal een spanning ontstaan in dezen kring. De combinatie van deze spanning en de oorspronkelijke oscillatorspanning zal de sterkte van den stroom, die in de lamp ontstaat, wijzigen. Dit zal men kunnen waarnemen door den h.f.-kring kort te sluiten. Al naar gelang de fase-omstandigheden zal door deze kortsluiting de anodewisselstroom versterkt of verzwakt worden.

Ruw gesproken bestaat dezelfde verhouding tusschen anode-wisselstroom en conversie-steilheid, als tusschen anode-gelijkstroom en normale steilheid. Zoodra dus de impedantie van den h.f.-kring veranderd wordt ten gevolge van koppeling in de omvormerlamp, zal de conversie-steilheid ook veranderd worden.

Meet men de conversie-steilheid met een meet-generator, verbonden aan het stuurrooster, dan meet men iets anders dan onder werkelijke omstandigheden, daar de meetgenerator de rooster-impedantie kortsluit.

Een typische reeks van ontvangermetingen illustreert dit. Men wil de totale versterking van een ontvanger meten. Hiertoe wordt een meet-oscillator aan de antennecntacten verbonden en een lampvoltmeter in de plaats van de omvormerlamp geschakeld. Men bepaalt nu de verhouding tusschen input- en outputspanning.

De totale gevoeligheid wordt gemeten door de input-spanning te bepalen, waarbij 50 mW laagfrequent output wordt afgegeven.

Een andere gevoeligheids-meting wordt gedaan met den meetgenerator verbonden aan het rooster van de omvormerlamp. De aflezing van de derde- en de tweede inputspanning zal niet gelijk zijn aan de hoogfrequentversterking (1° meting) daar

de versterking in de omvormerlamp niet hetzelfde is in de twee gevallen. Het ligt voor de hand om dit gebrek aan overeenstemming te wijten aan een mee- of tegenkoppeling in den h.f. versterker, maar selectiviteits-metingen zullen aantonen, dat de invloed hiervan klein is. In een bepaald geval was de hoogfrequent versterking vier maal zoo groot als de verhouding der gevoeligheden. De waarnemer veronderstelde, dat de omvormerlamp de hoogfrequentversterking met deze verhouding omlaag drukte door demping, maar hij nam gelijktijdig waar, dat de onderdrukking van spiegel-frequenties iets beter was dan men kon verwachten uit een vooraf gedane selectiviteitsmeting aan den h.f. versterker ! Deze laatste uitkomst zou juist op dempingsreductie in den h.f. versterker wijzen; de eerste waarnemingen moeten dus tot de conclusie leiden, dat de versterking bij de transformatie vier maal zoo groot is met kortgesloten input dan wanneer een afgestemde kring aan den input wordt verbonden.

De in den roosterkring opgewekte spanning kan echter geen belangrijke waarde aannemen en zodoende de versterking bij de transformatie benadeelen wanneer de h.f. kring een belangrijke verstemming heeft ten opzichte van de oscillator-frequentie.

De spanning ontstaan in den h.f. kring maakt dikwijls een toename van negatieve rooster spanning noodzakelijk om roosterstroom te voorkomen. Dit vernietigt ten deele het voordeel, dat men kan verkrijgen bij een juiste fase-verhouding tusschen de oscillator spanning en de spanning die zich ontwikkelt in den input-kring.

Bij den pentagrid-omvormer heeft de koppeling door ruimtelading een spanning op den ingangskring tengevolge, die niet in fase is met de oscillator spanning wanneer de oscillator-frequentie

hooger is dan de signaalfrequentie. In dit geval is een grootere negatieve rooster spanning geen vereischte daar het signaal-rooster alleen dan positief wordt wanneer de kathode-stroom afgesneden wordt door het oscillerend rooster. De conversie-steilheid en dientengevolge de versterking bij de frequentie-transformatie wordt aanzienlijk verkleind door het koppelverschijnsel bij hoge frequenties.

Wanneer de oscillator-frequentie lager wordt gemaakt dan de signaalfrequentie, zal de spanning over den ingangskring *in* fase zijn met de oscillatorfrequentie. De twee roosters zijn dan op hetzelfde moment positief zoodat een grootere negatieve voorspanning noodig is om roosterstroom te voorkomen. Daar echter de geïnduceerde spanning alleen groot is in het bereik van de hoogste frequenties leidt de vergrootte rooster spanning tot een belangrijke verzwakking bij de lagere frequenties.

In geval van de penthode waarbij de oscillator spanning in de kathodeleiding wordt opgedrukt, zal het werkzame deel dezer spanning, die den plaatstroom moduleert, de spanning zijn over de roosterkathodecapaciteit. Is de oscillatorfrequentie hooger dan die van het signaal, dan vormt de signaalkring een capacatieve impedantie voor de oscillatorfrequentie, en de spanning verdeelt zich tusschen inputkring en rooster-kathode capaciteit. Bij een lagere oscillatorfrequentie zal de spanning tusschen rooster en kathode grooter zijn dan de kathode spanning doordat zich nog een spanning in den inputkring ontwikkelt, maar er zal meer negatieve voorspanning noodig zijn, met hetzelfde resultaat als bij den pentagrid-omvormer.

Koppeling door de ruimtelading.

De beweging van een lading in de buurt van een geleider zal hierin een stroom doen vloeien. In een radiolamp

zal een verandering in het aantal electronen in de buurt van een rooster vergezeld worden door een stroom door het circuit dat aan dat rooster verbonden is, niettegenstaande dat rooster op een potentiaal kan zijn waardoor de electronen verhinderd worden het te bereiken.

De stroom is dus een laadstroom of een verplaatsingsstroom en is evenredig met de potentiaalverandering aan het rooster.

In een omvormerlamp, waarbij de ruimtelading in de nabijheid van het stuur-rooster varieert met de oscillator-frequentie, zal een stroom van deze frequentie vloeien in den stuurrooster-kring. Zoodra deze kring een noemenswaardige impedantie oplevert voor deze frequentie, zal er dus een spanning op de uiteinden van den kring ontstaan. Het resultaat van deze spanning werd in het voorafgaande reeds behandeld.

Als ander argument om het bestaan der ruimtelading-koppeling aan te toonen, diene het volgende: Het is bekend dat de ruimtelading in een lamp invloed heeft op de capaciteiten tusschen de elektroden. Wanneer een gelijkspanning op een condensator wordt gezet, zal een stroom gaan vloeien zoodra de capaciteit veranderd wordt. Dus zal een variatie in ruimtelading tusschen twee elementen met verschillende gelijkspanningspotentialen in een lamp een stroom doen ontstaan tusschen deze elementen en wanneer de ruimtelading varieert met de oscillator-frequentie, zal de stroom ook variëren in de oscillator-frequentie.

Wanneer in een omvormer-lamp het oscilleerende rooster positiever wordt, zal de negatieve ruimtelading in de buurt van het stuurrooster groter worden. Deze toeneming in negatieve ruimtelading stoot de electronen af en wel via den stuurroosterkring.

De capaciteit tusschen oscillatorrooster en stuurrooster heeft het omgekeerde effect; een toename in positieven zin van de spanning op het oscillator-rooster zal een negatieve lading op het stuurrooster induceren en electronen naar het rooster toetrekken via den stuurkring.

Wanneer een kring tusschen stuurrooster en aarde wordt aangebracht, die een capacatieve impedantie vormt voor de oscillator-frequentie, zal de capaciteit tusschen de twee roosters een spanning doen ontstaan, die in fase is met de stuurroosterspanning in dezen kring en de variatie in ruimtelading zal trachten een spanning op te wekken die *niet* in fase is met de oscillatorspanning.

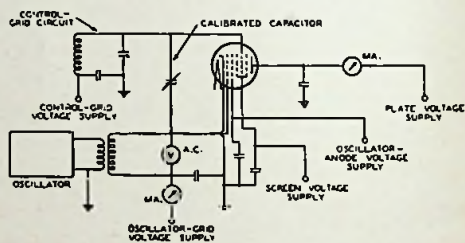


Fig. 1.

Figuur 1 geeft een schakeling aan om de koppeling door de ruimtelading in een omvormerlamp te meten.

In deze schakeling is gebruik gemaakt van het feit dat de gelijkstroom door de lamp varieert wanneer een spanning van de oscillator-frequentie op het stuurrooster wordt gezet. De impedantie van den stuurkring kan gewijzigd worden door de capaciteit te veranderen.

Als de stuurkring wordt verstemd dóór de oscillatorfrequentie heen en hierbij de capaciteit toeneemt van klein tot groot, neemt de plaatstroom eerst toe, gaat dan door een maximum, neemt snel af tot een minimum en keert langzaam terug tot de aanvangswaarde. Maximum en minimum geven een aanwijzing omtrent de aan-

wezigheid van maximale in- of uit-phase zijnde componenten van de oscillator-frequentie op het stuurrooster.

Brengt men nu een capaciteit aan tusschen de beide roosters dan zullen de afwijkingen in plaatstroom verminderen en kunnen ten slotte geheel verdwijnen bij een kritische instelling van deze capaciteit. Een verdere toename van deze capaciteit zal plaatstroomveranderingen in omgekeerden zin ten gevolge hebben -- eerst een minimum en dan een maximum. Dit is een afdoende bewijs voor het feit dat de ruimteladings-koppeling grootter is dan de capacatieve koppeling tusschen oscillator- en stuurrooster.

De laadstroom via de directe capaciteit is recht evenredig met de oscillatorspanning. De verplaatsingsstroom die het gevolg is van de ruimteladings-koppeling zal niet zoo snel toenemen, daar de dichtheid der ruimtelading een slechts beperkte waarde kan aannemen. Daarom is het mogelijk, werk-omstandigheden te vinden waarbij de ruimteladings-koppeling vrijwel opgeheven wordt door de capacatieve koppeling.

Metingen in een schakeling van het type van figuur 1 toonen aan, dat aan deze voorwaarde wordt voldaan bij de werkcondities, die bij omroepfrequenties worden aanbevolen. Bij hogere frequenties wordt een vergrooting der capaciteit met 0.5 tot 1 $\mu\mu\text{F}$ noodzakelijk, om de ruimteladingskoppeling op te heffen.

De situatie wordt gecompliceerder, wanneer tevens het rooster gebruikt wordt, dat dienst doet als oscillator-anode.

De spanning op deze electrode is niet in fase met de oscillator-roosterspanning; een capaciteit tusschen anode-rooster en stuurrooster heeft dus een koppeling tengevolge *in* fase met de ruimteladings-koppeling. Neiging tot genereren kan

ook aanwezig zijn daar de spanning, die ontstaat op het stuurrooster, eenigen invloed heeft op den anode-roosterstroom.

Ook andere omvormer-schakelingen vertoonen ruimteladings-koppeling-verschijnselen, maar in de meeste gevallen is de directe capacatieve koppeling hierbij belangrijker. De fase-verhoudingen tusschen de oscillatorspanning en de spanning, geïnduceerd op het stuurrooster, zijn voor verschillende schakelingen aangegeven in de op bladz. 80 afgedrukte tabel.

Er bestaat een belangrijk verschil tusschen het pentagrid-omvormertype en het type, vertegenwoordigd door een penthode met remrooster-modulatie. Bij de pentagrid is de variatie in ruimtelading nabij het stuurrooster in de frequentie van den oscillator noodzakelijk voor het werken van de lamp. De ruimteladings-koppeling is dus inhaerent aanwezig bij dit type omvormer.

Bij het andere type is dit *niet* het geval. Hier kan ruimteladingskoppeling vermeden worden wanneer men de electronen, die door het remrooster teruggestuurd worden, verhindert de ruimte tusschen scherm- en stuurrooster binnen te dringen.

Ruimteladingskoppeling is niet uitsluitend een effect van zeer hoge frequenties; men kan het ook waarnemen op omroepfrequenties wanneer middenfrequent filters van minder dan 100 kHz worden toegepast.

Omvormergeruisch.

Bij omroepfrequenties is de voornaamste oorzaak van ruischen in een ontvanger met hoogfrequentversterking de spanning, welke in den eersten roosterkring ontstaat door thermische beweging. Bij toepassing van den omvormer als eerste lamp is het ruischen of gelijk of iets erger dan het thermisch geruisch. In

TABEL.

1. Oscillatorfrequentie hooger dan signaalfrequentie.

Schakeling	Capacitieve koppeling		Variatie der ruimtelading	
	tusschen:	phase (1)	tusschen:	phase (1)
Penthode met triode. Oscillatorspanning toe- gevoerd aan:				
Kathode	G_1 en kathode	—	G_1 en kathode G_1 en G_2	— —
Schermrooster . . .	G_1 en G_2	+	G_1 en kathode G_1 en G_2	— —
Remrooster.	G_1 en G_3	+ *	G_1 en kathode G_1 en G_2	+ *
Pentagrid	G_1 en G_4 G_2 en G_4	+ * — *	G_3 en G_4 G_5 en G_4	— —

(1) Phase + duidt een geïnduceerde spanning aan, in phase met de oscillatorspanning.
Phase — duidt een geïnduceerde spanning aan, uit phase met de oscillatorspanning.

* Klein of verwaarloosbaar.

2. Oscillatorfrequentie lager dan signaalfrequentie.

Bovenstaande tabel is toepasselijk wanneer alle phaseverhoudingen worden omgekeerd.

beide gevallen zal de totale outputspanning aan ruisch slechts weinig veranderen met de variaties in lampgeruisch en er kan geen groot verschil in ruisch-output zijn bij verschillende soorten lampen. Dit feit werd overal waargenomen waar precisie-metingen gedaan zijn omtrent de verhouding *signaal* tot *ruisch* in ontvangers. De maximale variatie in deze verhouding bij verschillende typen lampen beliep een op twee.

Voor zeer hoge frequentie is de impedantie der afstemketens meestal zoo laag, dat het geruisch hoofdzakelijk veroorzaakt wordt door lampgeruisch. In deze gevallen komen de variaties in de verhouding van *ruisch* tot *signaal* overeen met de variaties in lampgeruisch.

Een lamp, als omvormer gebruikt, produceert ongeveer twee maal zooveel ruisch als dezelfde lamp als versterker geschakeld onder de meest gunstige voorwaar-

den. Wanneer de oscillator-spanning niet hoog genoeg is om den omvormerstrom geheel te moduleeren, wordt het ruischen nog erger.

Bovendien zijn lampen, speciaal als omvormer geconstrueerd, uit zich zelf iets lawaaiger dan andere lampen. De toepassing van een h.f. versterkertrap bij de hoge frequenties is daarom noodzakelijk voor de rustige werking. Als de versterking in zoo'n trap grooter is dan de verhouding in ruischspanning in de beide lampen, kan het omvormergeruisch verwaarloosd worden. Is de versterking minder dan zal het geruisch bij benadering gelijk zijn aan het geruisch van den omvormer, gedeeld door het getal dat de versterking aangeeft. Bij veel omvormergeruisch of een kleine h.f. versterking wordt meer dan één trap versterking noodzakelijk om het ruischen tot een minimum te beperken.

Een schatting van het geruisch in een ontvanger kan men maken, aannemende dat de volgende ruisch-spanningen ontstaan op de roosters der lampen:

penthode, als h.f. versterker $1 \mu\text{V}$;

penthode, als omvormer (vol gemoduleerd) $2 \mu\text{V}$;

pentagrid omvormers (vol gemoduleerd) $4 \mu\text{V}$;

thermische beweging (omroep band) $3 \mu\text{V}$.

Thermische beweging in andere bereiken is omgekeerd evenredig met den vierkantswortel uit de frequentie. In een bereik, beginnende bij 550 kHz wordt dit ongeveer een microvolt.

Het geruisch in een omvormer, die niet voluit gemoduleerd wordt, is omgekeerd evenredig met de versterking die bereikt wordt met onafgestemden inputkring. Wanneer de versterking in een pentagrid een kwart bedraagt van de versterking bij omroepfrequenties, dan is de ruisch-input spanning 16 microvolts. In een lamp met lange staart neemt het ruischen toe als de negatieve roosterspanning toeneemt en is het bij benadering omgekeerd evenredig met den vierkantswortel uit de versterking. Bij een lamp met kleine rooster-ruimte verandert het ruischen niet noemenswaard bij verschillende negatieve roosterspanning.

Om de equivalente waarde aan ruisch-spanning te verkrijgen op het laatste h.f. rooster, deele men omvermer-geruisch door h.f. versterking. Dezelfde methode kan men toepassen om de ruisch in de antenne te bepalen en op het eerste h.f. rooster bij toepassing van twee lampen.

Wanneer alle ruischspanningen teruggebracht zijn tot eenzelfde punt in de schakeling, kan men de totale uitwerking ervan verkrijgen door den wortel uit de som der kwadraten der ruischspanningen te trekken.

Correctie van de L-C-verhouding.

De beste manier om verbetering te brengen in de ongunstige L/C verhoudingen, zooals men die meestal vindt voor de gedeelten van de lage frequenties bij de bereiken voor de hoogste frequenties (dus met C vol in) is het toepassen van aparte condensatoren en om deze met de spoelen tegelijk om te schakelen.

Een andere manier is de toepassing van vaste condensatoren in serie met de afstemcondensatoren. De verliesfactor van deze condensatoren moet dan zeer klein zijn.

Men kan ook een zuiver mechanische methode vinden om kleinere maximum-capaciteiten te verkrijgen. Deze bestaat uit het beperken van de beweging van den afstemcondensator wanneer de schakelaar op het bereik der hoogste frequenties staat. Natuurlijk is de mooiste oplossing een mechanische koppeling waarbij wel de schaal geheel bestreken wordt, terwijl de condensator slechts een gedeelte van den boog wordt verdraaid.

Een extra stand voor den golfbereik-schakelaar en een extra spoelenstel zal wel noodzakelijk zijn om het gewenschte frequentie gebied te bestrijken bij toepassing van een der bovenstaande methodes, maar deze complicatie is gerechtvaardigd door de toename in gevoeligheid, signaal-tot-ruis verhouding en stabiliteit wanneer men zware eischen aan den ontvanger wil stellen. De noodige aandacht, besteed aan bedrading en andere factoren, waardoor minimale capaciteiten ontstaan, draagt er toe bij, de verkleining van het afstemgebied, ontstaan door deze methodes, te beperken.

De middenfrequent versterker.

Geleid door ervaringen in het omroepgebied, kan men komen tot de geschikte keuze van de middenfrequentie bij ontvangers met veel bereiken. Een veel toe-

gepaste middenfrequentie voor omroep-ontvangers is 175 kHz. Hierbij zijn bij voorkeur drie afgestemde kringen noodig teneinde een goede karakteristiek te verkrijgen, hoewel men met slechts twee kringen al redelijke resultaten bereikt. Een lagere m.f. geeft een betere selectiviteit, maar het wordt dan moeilijk de vereischte verhoudingen voor spiegel frequenties te verkrijgen.

Ruimte-ladings- en capacatieve koppel-effecten zijn juist meetbaar bij 175 kHz maar worden steeds schadelijker wanneer men lagere frequenties gaat kiezen.

Bij 1500 kHz, het hoge eind van den omroep-band, is het verschil tusschen oscillator- en signaalfrequentie 11.7 %.

Wil men dit verschil aanhouden bij 20 MHz, dan komt men tot een m.f. van 2300 kHz. Een m.f. juist boven het hoge eind van den omroep, 1600 kHz, geeft echter bevredigende resultaten. Om hierbij tot dezelfde procentueele selectiviteit te geraken als bij den omroep gebruikelijk is, zijn zes tot tien kringen op 1600 kHz noodzakelijk. Bij voorkeur neemt men kringen met groote Q, kritisch met elkaar gekoppeld om een selectiviteitskromme met vlakken top op te leveren. Een dergelijke kromme vermindert de onstabieleit, veroorzaakt door frequentie-schommelingen in den eersten generator.

Het gebruik van m.f. kringen bij 1600 kHz of meer zal practisch de koppelings-effecten tusschen den generator en de h.f. kringen voor de ontvangst op zeer hoge frequenties opheffen.

Gebruikt men toch lagere middenfrequenties, dan kan een belangrijke verbetering in de stabiliteit verkregen worden wanneer men de kringen ontwerpt voor een m.f. karakteristiek met vlakken top. Zoowel onderlinge verstemming als combinaties van te vast- en te los gekoppelde kringen kunnen dan toegepast worden met vrijwel gelijkblijvende resultaten. Het

feit, dat de m.f. kromme met vlakken top een eerste vereischte is voor een hooge weergave-kwaliteit zal hopelijk leiden tot een meer uitgebreide toepassing ervan.

Parallel-push-pull schakelingen.

Sommige uitgebalanceerde omvormersystemen verminderen de koppeling tusschen oscillator en h.f. kring. Voorbeelden ervan vindt men in de figuren 2 tot 5.

In fig. 2 worden twee penthoden als

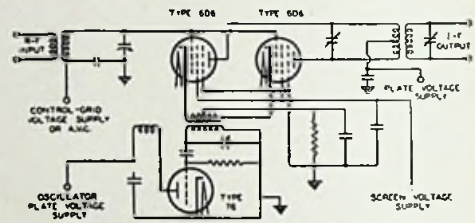


Fig. 2.

omvormer gebruikt en een triode als oscillator. De twee penthoden ontvangen het signaal parallel en de spanning van den oscillator in push-pull. De m.f. output komt uit een push-pull kring. Dit is noodig, daar een fase-omkeering in de oscillatorspanning op een van de omvormers een omkeering der fase van de m.f. output van die lamp tengevolge heeft. Een op het rooster van een der lampen geïnduceerde oscillator-spanning wordt tegengewerkt door de andere lamp. Bij goede, symmetrische afregeling zal daarom de koppeling tusschen generator en h.f.kring verwaarloosbaar klein worden.

Fig. 3 toont de toepassing van het

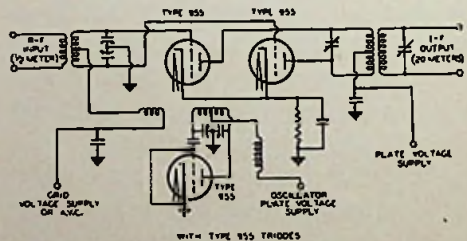


Fig. 3.

parallel-push pull systeem bij zeer hoge frequenties. In dit geval staan de inputs in push pull daar meestal symmetrische antenne-systemen gebruikt worden.

De oscillatorspanning wordt aan twee eikellampjes (type 955) parallel toegevoerd en de output is in push pull ter wille van de fase-omkeering van de input van een van de lampen.

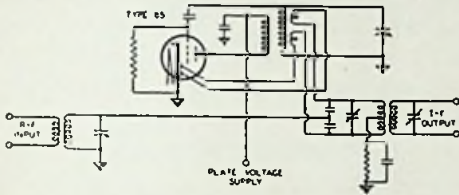


Fig. 4.

Fig. 4 geeft een schakeling aan, in principe gelijk, waarbij een lamptype 85 wordt gebruikt. Het triode deel wordt als oscillator gebruikt en de diodes doen dienst als omvormers. Een praktisch volkomen omvormerwerking kan men op deze manier bereiken.

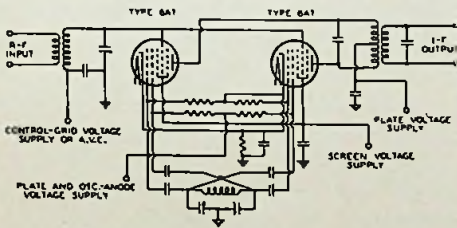


Fig. 5.

In fig. 5 zijn twee pentagrid omvormers gebruikt, zelf exciteerend. De inputs staan parallel, de oscillators en output in push-pull. Dit systeem oscilleert nog bij veertig MHz ($7\frac{1}{2}$ meter) terwijl de gebruikelijke schakelingen met één lamp bij vijf-en-twintig MHz (12 meter) ophouden. De omschakelingen der golfbereiken zijn niet ingewikkelder dan bij gewone schema's. De extra afstem-condensator, die men hierbij nodig heeft, is een nadeel. Er zijn echter tegenwoordig ontvangers op

de markt, die een tweedeelige afstem-capaciteit gebruiken voor de hoge frequentie-banden. Als deze twee deelen gelijk zijn, kan de bovenstaande schakeling gebruikt worden.

Aftakkingen op de oscillator-spoel kunnen wenschelijk zijn voor de beste werking. Ook kan een terugkoppelspoel gewonden worden tusschen de windingen van de roosterspoel.

Capaciteit tusschen de windingen is niet ernstig daar in deze schakeling naast elkaar liggende windingen op dezelfde h.f. potentiaal kunnen staan. Deze, en andere oscillator schakelingen worden in fig. 6 aangegeven. Het gebruik van twee omvormerlampen geeft een theoretische vermindering van 30 % in de verhouding ruisch-tot-signaal.

Met de inputs parallel en de output-kringen in push-pull zal een op de input-roosters aankomend signaal op de midden-frequentgolf nagenoeg geheel niet in den m.f. versterker doordringen. Met oscillator spanningen in push-pull en de oscillator frequentie gebracht op twee maal de middenfrequentie is een output op de middenfrequentie te verkrijgen.

Deze schakeling is daarom te gebruiken voor ontvangst op een band, gelijk aan de middenfrequentie. Natuurlijk moet voor een zuivere uitbalancing gezorgd worden om een pieptoon te vermijden in de m.f., maar signalen, 10 kHz links en rechts van de m.f. kunnen ontvangen worden zonder de ernstige genereerlingen of extra demping die men ondervindt als men het met een enkele lamp probeert te doen.

Conclusie.

Aan de eischen welke in den aanhef van dit artikel werden gesteld voor het verkrijgen van een goede werking, kan door toepassing van de behandelde principes praktisch voldaan worden.

De beperking van de capaciteitsberei-

ken der afstemcondensators bij de allerhoogste frequenties bevordert het verkrijgen van voldoende oscillatorspanningen van frequentie-stabiliteit, en het geeft een gelijkmatige versterking over het geheele

verkrijgt, maar het grooter aantal benoedigde kringen om dezelfde selectiviteit te bereiken, is een nadeel.

Het ruischen kan practisch beperkt worden tot dat, afkomstig van de eerste

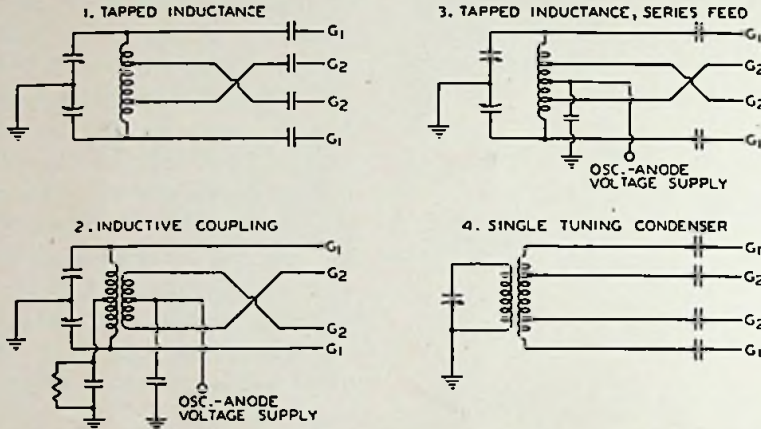


Fig. 6. Parallel balans-schakelingen voor menglampen in verschillende uitvoeringen.

gebied. En ten slotte een minimale ruischtot-sigitaal verhouding. Terugwerking tusschen oscillator en h.f. deel kan vermeden worden, hetzij door een hooge middenfrequentie te kiezen of door de beschreven parallel-push-pull schema's toe te passen. De toepassing van een hooge middenfrequentie is de beste oplossing van de twee daar men alleen op deze manier betere spiegel-onderdrukking

h.f. lamp, door voldoende h.f. versterking toe te passen. Het gebruik van spoelen met redelijken diameter is noodig om maximale signaal-input op de eerste lamp te krijgen; deze spoelen zijn ook nuttig om goede h.f. versterking te krijgen en voldoende oscillatorspanning. De kosten van deze verbeteringen behoeven geen beletsel te zijn voor de toepassing ervan in prima ontvangers.

Piëzo-electrische kristallen.

Toermalyn-groep.

Volgt thans een korte samenvatting van eenige gegevens en de literatuur over dit mineraal voor zoover thans bekend en eenige analyse-resultaten wat betreft het Fe, Cr en Mg gehalte van verschillende bekende vindplaatsen. Voor verdere bijzonderheden en mathematische berekeningen en verhandelingen zie literatuur.

Kristallografisch: trigonaal pyramidaal; meest voorkomende vormen fig. 1—20.

Optisch: 1 assig negatief.

Kristall, chemisch: behoorende tot de basische silicaten. Grootendeels afgeleid gedacht van $H_2 Si O_3$ door de H atomen van deze weinig bekende zuren slechts gedeeltelijk door metaalatomen en door

basische groepen als AlO' en AlOH'' te vervangen.

Verder zijn het in chemisch opzicht zeer uiteenlopende mineralen met overgangen tot reeksen verbonden. Zonder kwantitatieve analyse niet van elkaar te onderscheiden.

Toermalijn is dus een verzamelnaam.

Afgeleid gedacht van het zeer samengestelde en nog niet volledig begrepen toermalijnzuur $\text{H}_{20}\text{B}_2\text{Si}_4\text{O}_{21} = 4\text{SiO}_2, 1\text{B}_2\text{O}_3, 10\text{H}_2\text{O}$ waarin minstens 2 H atomen onvervangen blijven en minstens 9 vervangen door 3 L en de overige door K, Na, Li, Mg, Fe en bovendien allemaal bevattende Ca, Mn, Fe^3 , Cr^3 , fluor en titaan.

Physisch: Kristallen gewoonlijk prismatisch, vertikaal uitgerekt en vertikaal gestreept, zelden tweelingvormend. Moeilijk splijtbaar volgens 1120 en $10\bar{1}1$.

Hardheid 7—7.5. Soort. Gew. 2.9—3.2.

Brekingsindices zijn varieerend $N_o = 1.6401$ en $N_e = 1.6202$, dus $N_o - N_e = 0.0199$.

Als insluitsels dikwijls zircon en rutil. Kleur zeer uiteenlopend.

Diëlectrische constante.

In de richting \parallel aan de hoofdas: volgens J. Curie 6.05 en loodrecht op die as 7.10; volgens R. Fellingner 6.5382 en 7.12844; volgens W. Schmidt 5.65 en 6.75.

Volgens nadere onderzoekingen van Lissauer bleef deze constante voor temperaturen van kamertemp. tot die van vloeibare lucht onveranderd.

De absolute waarde van het magnetiseeringsgetal \parallel en loodrecht op die as is onderzocht door W. Voigt en S. Kinoshuto. Tourmalijn is paramagnetisch. (Ook hier staat niet vermeld de chem. analyse van tourmalijn, blijkbaar dus een Fe vrije geweest?).

Literatuur:

J. Curie, *Ann. chim. phys.* No. 17 pag.

385 en No. 18, pag. 203 (1889); *Z. Kryst.* No. 19, pag. 517 (1891).

R. Fellingner, *Inaug. Diss. (München 1899)*; *Z. Kryst.* No. 35, pag. 186 (1902).

W. Schmidt, *Ann. phys.* No. 9 pag. 919 (1902).

W. Lissauer, *Inaug. Diss. (München 1907)*; *Z. Kryst.* No. 47, pag. 77 (1910).

W. Voigt u. C. Kinoshuto, *Nachr. K. Ak. Göttingen 1907*, pag. 123; *Z. Kryst.* No. 47, pag. 81 (1910).

Pyro-electrisch, reeds lang bekend. De naam beduidt reeds „Assentrekker". Aan beide einden van de hoofdas treden verschillende ladingen op.

In het bijzonder bestudeerd door:

G. Rose, *Abh. Berliner Ak.* 1836, 216; *Pogg. Ann.* No. 39, 285.

A. Gaugain, *Ann. Chim. phys.* No. 57, pag. 5 (1859).

E. Riecke, *Wied. Ann.* No. 28, pag. 43 (1886).

H. Schedtler, *N. JB. Min. etc. Beil-Bd* 4, pag. 527 (1886).

(Zie voor moderne litteratuur onder Piëzo-electrisch).

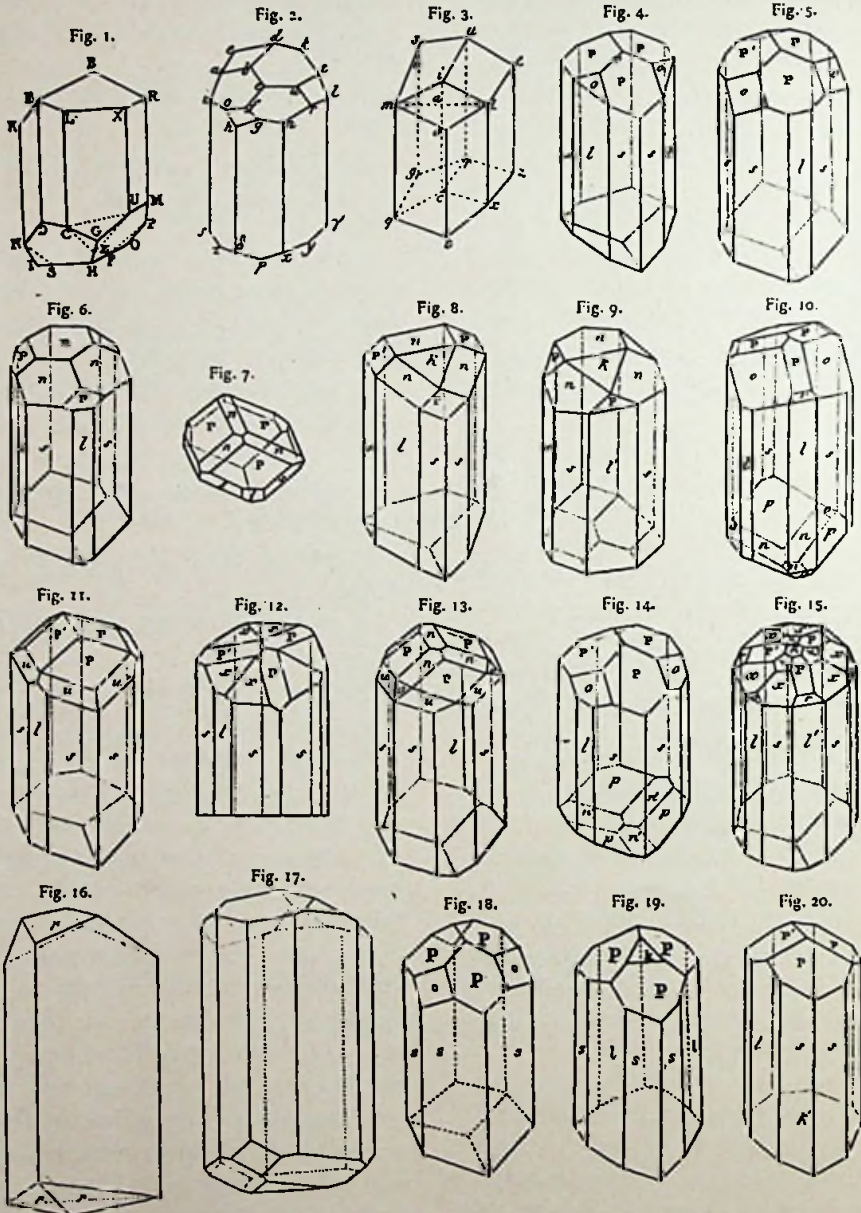
Over *electric* en *morphologisch* gedrag door V. Worobieff, *Z. Krist.* No. 33, pag. 419 (1900), bevattend een onderzoek van nagenoeg kleurloze en zeer ijzerarme toermalijnen van Dekalb, St. Lawrence Co., New York; van de Lincoln Co., N. Carolina, zwart en ondoorzichtig; van Gouverneur; uit Brazilië, San João Baptista, provincie Minas; edeltoermalijnen van Paris (Maine) U.S.A.; Pierremont (Frankrijk) zwart en ondoorzichtig; van San Diego (Cal.) hel geelgroen en volkomen doorzichtig; van 't eiland Elba; van Hartmansdorf bij Penig (Saksen); van Andreasberg; en tenslotte van *de meest bekende en beroemde* vindplaats Mursinka (Oeral), de zeldzame prachtigste mineralen vindplaats, bekend om zijn edelgesteentegroeven, welke groeven

nagenoeg niet meer werken hoewel er nog veel voorraad is.

Rose toermalijnen nabij het dorp Sara-

blauwgroene toermalijn uit den berg Mokruscha.

Piëzo-electrisch onderzoek spec. voor



pulka. De kleur nadert die van robijn. Ook bij Lipawaja 20 km N.O. van Mursinka komen vele rose toermalijnen voor en wel een *zeer rijk* voorkomen. Zeer zelden de

krit. temp. door W. Lissauer, *Inaug. Diss.* (München 1907) en *Z. Kryst. No. 47, 76* (1910).

Over piëzo-electrische constanten E.

Riecke u. W. Voigt, *Nachr. K. Ak. Göttingen* 1891, 247.

$$d_{15} = -9.7 \times 10^{-8}$$

$$d_{22} = 0.55 \times 10^{-8}$$

$$d_{31} = 0.71 \times 10^{-8}$$

$$d_{33} = -4.70 \times 10^{-8}$$

Verder zie E. Riecke. *Ueber eine mit den elektrischen Eigenschaften des Turmalins zusammenhängende Fläche*, *Nach. Ges. d. Wiss. Göttingen* 1891, Nr. 7, pag. 223—231.

W. Voigt, *Ann. d. Phys. No. 66*, pag. 1040 (1898), vond voqr het piëzo-electrisch effect in de richting van de hoofdas de waarde 0,0567. Zie ook A. L. W. E. van der Veen, *Z. Kryst. No. 51*, pag. 559 (1913), speciaal voor Braziliaansche Toermalijn.

W. C. Röntgen, *Annalen der Physik*, 4. Folge. Bd. 45, 1914, pag. 737—800.

W. Ackerman, *Annalen der Physik*, Band 46, 1915, pag. 197—220.

W. Voigt, *Annalen der Physik*, Band 46, 1915, pag. 221—230.

K. F. Lindman, *Annalen der Physik*, Band 62, 1920, pag. 107—112.

Analyse resultaten van Toermalijn van bekende vindplaatsen.

Toermalijn met een groot Mg gehalte (16 % MgO) en klein Fe gehalte (0.9 % FeO en 0.1 % Fe₂O₃) is afkomstig uit Gouverneur (N. Y.), Hamburg (N. Jersey), Dekalb (kleurloos), lichtbruin Ceylon, Macomb, Dobrowa (Karinthië), Colfax (Nevada), Pierrepont, bruine van Mc Affee (N. Jersey).

Met een Fe gehalte van 4 % FeO en 1 % Fe₂O₃ uit Zillertal, Texas, Eibensstock, Monroe (Conn.) bruinzwart, Ceylon donkerbruin, Posten Sonjo (Oost Afrika), Goodhab (Groenland), Havredal (Noorwegen), Snarum (idem), Bushkill Creek (Pennsylvania).

Met 7 % FeO en ± 7 % Fe₂O₃ uit Tamatave (Madagaskar) zwart, Haddam

(Conn.), Ramfossen zwart, Elba zwart, Unity (N. Hampshire) zwart.

Met 6—9 % FeO en ± 2 % Fe₂O₃ uit Pierrepont zwart, Waldheim.

Met 10 % FeO uit Czuba Goryczkova (Tatrageb) en Kopa Kondracka (idem).

Met weinig Mg (3 %—4 % MgO en veel Fe meer dan 10 % FeO en 0—3 % Fe₂O₃) uit Krummau zwart, Langenbielau zwart, Tamaya (Coquimbo) zwart, Mt. Bischoff (Tasmania) helder grauwblauw, Asinara (Sardegna), Struay Inn (Ross-hire, Schotland) zwart, Dekalb zwart, Bovey Tracy (Devonshire), Krumbach (Stiermarken) zwart, Stony Point (N. Carolina), Piedra blanca (Mexico) zwart, Brazilië zwart, Paris (Maine) zwart, S. Piero (Elba) groen tot groenzwart, Mursinka (Oeral) zwart, Pitz Cotschin (Onder Engadin) bekende min. vindplaats, Alabaschka (Siberië) bruin, Sarapulsk bij Mursinka, Saar (Bohemen) zwart, Auburn (Maine), Ramona (Cal.), Lost Valley (idem) zwart.

Met een FeO gehalte van boven de 17 % en ± 4 % Fe₂O₃ uit Andreasberg, Trevisco (Cornwall).

Arm aan Mg en FeO (max. 1 % FeO) en max. 1½ % Fe₂O₃ uit Neder Cal. bij S. Diego roserood, Urulga (Mursinka), Auburn kleurloos tot bleekgroen, Chesterfield (Maine).

Max. 2 % FeO en max 2 % Fe₂O₃ uit Schaitansk (Oeral), Brazilië, Paris (Maine) rood met groene kern, Campolongo (Zwitserland), Elba heldergroen, Brazilië groen.

Max. 3 % FeO en max. 0.5 % Fe₂O₃ uit Barrado Perahy (Brazilië) groen, bleekgroen, olijfgroen; Auburn (Maine) heldergroen, donkergroen.

Geen FeO en max. 1 % Fe₂O₃ uit Antsongombato (Madagaskar) donkerrood (zeer mooi), helder rood, dito uit Maroando (Madagaskar); Tsilaisina rose,

Antaboko (Madagaskar) groen met roode kern.

Geen Fe_2O_3 en max. 1 % FeO uit Schüttenhofen (Moravië), Rumford (Maine), Elba bleekrood, Mesa grande (Cal.) rose, bleekgroen.

Alkali toermalijn nagenoeg Fe en Mg vrij, uit Schüttenhofen (Moravië), Brazilië kleurloos tot roodachtig, Elba ook roodachtig.

Alkali toermalijn met 5 % Mangaan, geen FeO en weinig Fe_2O_3 uit Tsilaisina

honiggeel, bruin en zwart (4 % Fe_2O_3 en 6 % MnO).

Chroom toermalijn: uit Etchison (Montgomery Co., Maryland met spoor MnO , 0.8 % FeO , 0.05 % Ni , 4.32 % Cr_2O_3); uit SySSERT (Oeral) donkergroen (spoor MnO , 3 % FeO , 11 % Cr_2O_3); uit Little Carclaze zwart (geen MnO , geen Ni , 11 % FeO , 11 % Cr_2O_3).

Voor volledige analyses zie literatuur.

C. J. Gwt.

Een onderzoek naar de werking en de eigenschappen van het plaatstroomapparaat.

Door ir. P. J. WEMELSFELDER.

C. Het afvlakkend deel (vervolg).

§ 13. Ontlading van twee condensatoren.

Voor het schema van fig. 11 worden de stroom- en spanningskrommen als volgt gevonden.

C_1 wordt ontladen door $i_1 = \frac{E_1 - E_2}{R_1}$

C_2 wordt ontladen door

$$i_2 - i_1 = \frac{E_2}{R_2} - \frac{E_1 - E_2}{R_1}$$

Voor de constructie moeten de verhoudingen van C_1 en C_2 en van R_1 en R_2 worden vastgelegd. Daarvoor is aangenomen

$$C_1 = \frac{4}{3} C_2, R_1 = 2 R_2 \text{ en } R_2 = 5 R_0.$$

De aanvangsspanning van C_1 zij $6 E_0$ en van C_2 $2 E_0$. De grootte van i_2 is steeds evenredig met E_2 en kan dus uitgezet worden op b.v. $1/5$ van de ordinaten van de E_2 kromme. Bij dezelfde lengte

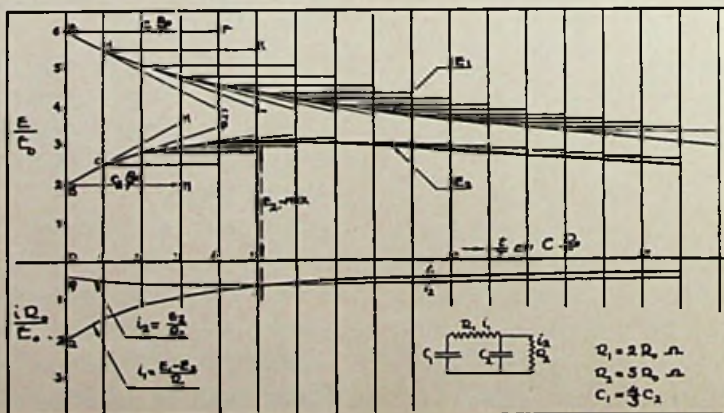


Fig. 11. Ontlading van 2 condensatoren.

van de eenheid is dan de schaal voor i :

$$\frac{i_2}{I} = \frac{E_2}{5 E_0} = \frac{E_2}{R_2} \cdot \frac{R_2}{5 E_0} \text{ dus}$$

$$I = \frac{5 E_0}{R_2} = \frac{E_0}{R_2}$$

De ordinaten van de i_2 -kromme hebben dan de grootte $\frac{i_2 R_0}{E_0}$.

De i_1 kromme wordt vanzelfsprekend ook uitgezet als $\frac{i_1 R_0}{E_0}$. De grootte van i_1 volgt nu uit

$$\frac{i_1 R_0}{E_0} = \frac{E_1 - E_2}{R_1} \cdot \frac{R_0}{E_0} = \frac{1}{2} \frac{E_1 - E_2}{E_0}$$

derhalve de halve afstand tusschen E_1 en E_2 kromme.

Volgens § 12 is voor C_1 uit te zetten de

lengte $\frac{C_1 E_0}{I T}$ voor $I = \frac{E_0}{R_0}$ derhalve $\frac{C_1 R_0}{T}$

en voor C_2 daarvan $\frac{3}{4}$.

Als lengte voor C_1 is 4 genomen en voor C_2 3. Zijn C_1 en R_0 bekend dan is hiermede T vastgelegd.

De constructie verloopt thans aldus:

Ten tijde $t = 0$ is $E_1 = AD$, $E_2 = BD$, $i_1 = DR$, $i_2 = DQ$.

Vanuit A wordt $\frac{C_1 R_0}{T} = AF$ uitgezet,

dan $FQ = DR$. Het snijpunt H van de lijn AG met de eerste tijdsintervallijn is het volgende punt van de E_1 kromme.

Vanuit B wordt $BN = \frac{C_2 R_0}{T}$ uitgezet.

Vervolgens $NM = QR$ naar boven. O is dan het volgende punt van de E_2 -kromme. De bij H en O behoorende i_1 en i_2

zijn nu ook te teekenen, waarna een volgend interval kan worden bepaald.

Zoolang $i_1 > i_2$ wordt C_2 opgeladen. Is $i_1 = i_2$ dan heeft E_2 een maximum bereikt. Dit is blijkbaar het geval na

$$\frac{t}{T} = 5,1.$$

Nu is $\frac{C_1 R_0}{T} = 4$ of $T = \frac{C_1 R_0}{4}$

dus $E_2 = \max$ bij $t = 5,1 \cdot \frac{C_1 R_0}{4} = 1,28$

$$C_1 R_0 = 0,64 C_1 R_1.$$

Het blijkt aldus mogelijk tot een semi-exacte formule te komen, zij het dan ook beperkt door de vooraf vastgelegde betrekkingen tusschen C_1 , C_2 en R_1 , R_2 en E_{10} en E_{20} .

Een poging om voor dit toch nog elementaire schema tot een analytische oplossing te komen blijkt nog allerminst eenvoudig. Inzonderheid de substitutie van algemeene beginvoorwaarden leidt tot weinig aantrekkelijke formules, terwijl dan verschillende grootheden nog niet expliciet kunnen worden uitgedrukt. Op deze wijze is dan ook niet tot een meer algemeene oplossing te komen dan de gegeven grafische constructie geeft.

§ 14. Ontlading van een condensator over een smoorspoel.

In beginsel is hier denzelfde constructie weer van toepassing, doch de schalen bepaling wordt iets gecompliceerder.

De vergelijkingen voor het schema (fig. 12) luiden

$$L \frac{di}{dt} = e \text{ en } \frac{de}{dt} = \frac{i}{C}$$

waarvan de oplossing is

$$e = E_0 \sin \frac{t}{\sqrt{LC}}$$

De te construeeren e-kromme zal derhalve een sinussoïde moeten zijn, die de gelegenheid biedt de nauwkeurigheid van de teekening na te gaan. Wij voeren daartoe in de in § 12 genoemde betere benadering.

Zij de constructie van de e en i-krommen genaderd tot de punten A en B.

Volgens $-\frac{de}{dt} = \frac{i}{C}$ is nu AE evenwijdig

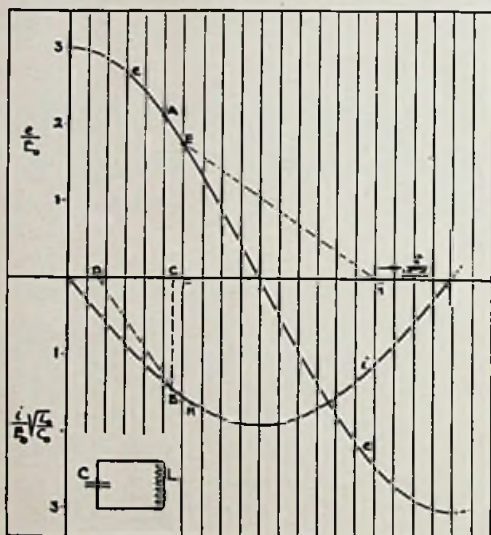


Fig. 12. L-C kring.

te teekenen aan BD, indien CD de lengte van C voorstelt. Vervolgens moet BH evenwijdig aan EG worden geteekend, als FG de lengte van L is, om te voldoen aan

$$\frac{dt}{dt} = \frac{e}{L}$$

Met deze eenvoudige handeling waarvoor geen enkele hulplijn behoeft te worden geteekend, is een tijdsinterval verder geconstrueerd.

Nemen wij de lengte van de eenheid langs elk der assen gelijk, dan is de afstand der tijdsintervallijnen $\frac{1}{4}$ van die eenheid.

De lengte van C is één eenheid, van L 2,5 eenheid, geheel willekeurig gekozen. De schalen worden als volgt gevonden: als de eenheden van spanning, stroom, enz. zijn E_0, I_0, C_0, L_0, T_0 ; dan geldt voor de constructie:

$$\frac{di}{I_0} \cdot \frac{T_0}{dt} = \frac{e}{E_0} \cdot \frac{L_0}{L}$$

$$\text{en } \frac{de}{E_0} \cdot \frac{T_0}{dt} = \frac{i}{I_0} \cdot \frac{C_0}{C}$$

Met de in den aanvang gegeven vergelijkingen levert dit als betrekkingen tusschen de reductiegrootheden:

$$\frac{I_0}{T_0} = \frac{V_0}{L_0} \quad (3) \quad \text{en} \quad \frac{V_0}{T_0} = \frac{I_0}{C_0} \quad (4)$$

waaruit b.v. I_0 en T_0 in de andere grootheden kunnen worden vastgelegd.

$$I_0 = E_0 \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (5) \quad T_0 = \sqrt{L_0 C_0} \quad (6)$$

Langs de spanningsas is dus uitgezet

$$\frac{e}{E_0}, \text{ langs de stroomas } \frac{i_0}{E_0} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \text{ en}$$

$$\text{langs de tijdas } \frac{t}{\sqrt{L_0 C_0}}, \frac{L}{L_0} \quad \text{en} \quad \frac{C}{C_0}.$$

Voor een halve periode wordt gevonden

$$\frac{t}{T_0} = 4,97 \quad \text{ofwel} \quad t = 4,97 \sqrt{L_0 C_0}$$

Nu is $\frac{C}{C_0} = 1$ en $\frac{L}{L_0} = 2,5$ waaruit volgt

$$t = 4,97 \sqrt{\frac{L}{L_0} \cdot \frac{C}{C_0} \cdot L_0 \cdot C_0} =$$

$$= 4,97 \sqrt{\frac{L \cdot C}{2,5}} = 3,14 \sqrt{LC} = \pi \sqrt{LC}$$

volkomen gelijk aan de mathematische halve trillingstijd.

Een tweede controle wordt gevonden door e na $\frac{1}{2}$ periode op te meten. Deze blijkt $3,04 E_0$ te zijn, ofwel 1 % te groot.

Voor i_{max} wordt gevonden

$$\frac{i}{E_0} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 1,91 \text{ of } i = 1,006 e_0 \sqrt{\frac{C}{L}}$$

welke waarde 6 ‰ afwijkt van de juiste.

De nauwkeurigheid van teekenen is dus alleszins voldoende, terwijl op deze wijze sneller een sinusoïde kan worden geteekend dan met behulp van een sinustafel !

§ 15. Een afvlakkinrichting als trillingskring.

Voor het schema van fig. 13 kunnen thans de besproken constructies worden gecombineerd.

derhalve $\frac{C_1}{C_0} = 2$ genomen. Voor een gemakkelijke constructie wordt I_0 zooda-

nig gekozen dat $\frac{i_u}{I_0}$ steeds gelijk is aan $\frac{B_2}{E_0}$,

zoodat de i_u -kromme het spiegelbeeld wordt van de B_2 -kromme. Zoodals zal blijken wordt hiermede tevens R vastgelegd op een bepaalde waarde.

De constructie verloopt thans als volgt:

- a. voortzetting van de i_1 -kromme volgens fig. 12, met $B_1 - B_2$ en L.
- b. daling (stijging) van B_1 door i_1 volgens fig. 10 rechts met C_1 .
- c. stijging (daling) van B_2 door $i_1 - i_u$ met C_2 .

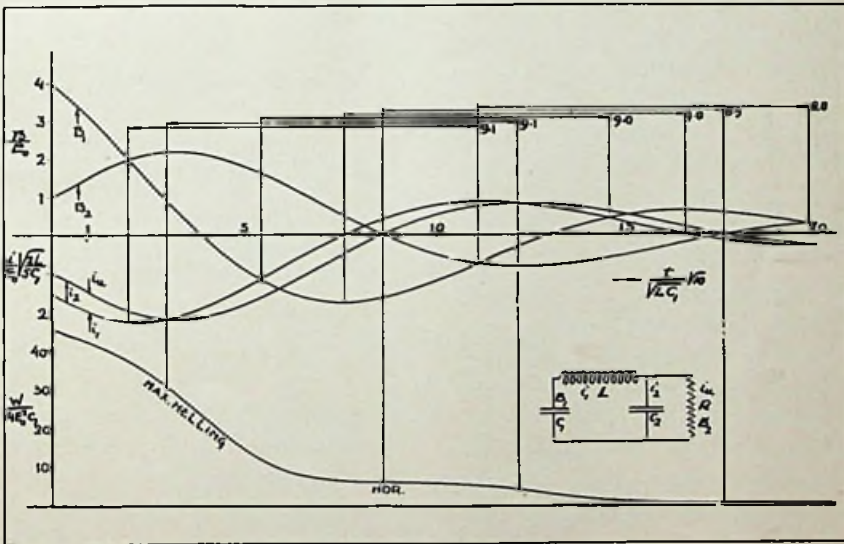


Fig. 13. Afvlakking als trillingskring.

Als beginvoorwaarden is aangenomen: $B_1 = 4 E_0$, $B_2 = E_0$ en $i_1 = 1,5 I_0$. Verder is het weer noodig de verhouding van C_1 en C_2 aan te nemen, b.v. $C_1 = 2 C_2$. Voorts is $\frac{L}{L_0} = 5$ en $\frac{C_2}{C_0} = 1$

d. i_u als spiegelbeeld van B_2 uitzetten. Hiermede zijn de volgende 4 punten gevonden.

Waar de i_u en i_1 krommen elkander snijden is $i_2 = 0$. Daar vertoont dus B_2 , en daarmede ook i_u , een maximum of

minimum. Waar B_1 de kromme B_2 snijdt is $L \frac{di_1}{dt} = 0$, dus i_1 maximum of minimum, waarbij B_1 een buigpunt vertoont.

Waar $i_1 = 0$ heeft B_1 een maximum of minimum.

Na het teekenen moeten nu de schalen worden bepaald. Allereerst is $i_u = \frac{B_2}{R}$,

$$\text{en } \frac{i_u}{I_o} = \frac{B_2}{E_o} \text{ zoodat } R = \frac{E_o}{I_o}.$$

Met de betrekkingen (5) en (6) uit § 14 wordt verder gevonden

$$I_o = E_o \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \text{ en } R = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$$

Na invoering van $\frac{L}{L_o} = 5, \frac{C_1}{C_o} = 2, \frac{C_2}{C_o} = 1$

$$\text{wordt } I_o = E_o \sqrt{\frac{5 C_1}{2 L}}, R = \sqrt{\frac{2 L}{5 C_1}}$$

$$\text{en } T_o = \sqrt{\frac{L C_1}{10}}$$

Van de 4 grootheden C_1, C_2, L en R mogen er dus 2 willekeurig worden gekozen en van de drie beginvoorwaarden één. Een grootere algemeenheid is blijkbaar niet te bereiken.

De onderaan in fig. 13 weergegeven lijn stelt voor de daling van het arbeidsvermogen W van de totale keten. De

ordinaten stellen voor $\frac{W}{4 E_o^2 C_1}$. De krom-

me geeft een aardig beeld van de wijze waarop bij uitschakeling van een p.a. het opgehoopte arbeidsvermogen wordt afgegeven. Het blijkt dat dit na

$$\frac{t}{\sqrt{L C_1}} \sqrt{10} = 15 \text{ of } t \approx 4,7 \sqrt{L C_1} \text{ sec}$$

reeds bijna volledig is geschiedt.

Voor $L = 50$ Henry en $C_1 = 4 \cdot 10^{-6}$ Farad wordt t voor dit geval $\frac{1}{15}$ sec.

Hierbij behoort $R = 2340 \Omega$.

De klemspanning B_2 blijkt ook negatief te zijn geworden. Uiteraard wordt dan bij lampen belasting geen stroom geleverd, zoodat bij een p.a. met daarachter geplaatst toestel het verschijnsel niet geheel volgens deze figuur kan verlopen, tenzij een vrij groote shunt aanwezig is.

Als vrij trillend systeem heeft dit schema blijkens i_1 en i_u geen neiging om afvlakkend te werken. Om het vrije uittrillen in een p.a. onmogelijk te maken zal de eigen trillingstijd van het afvlakkend deel grooter moeten zijn dan de netperiode.

In de teekening is $\frac{1}{2} T$ bepaald uit een zestal punten die voor $\frac{1}{2} T \cdot \sqrt{\frac{L C_1}{10}}$

geven 9,1 tot 8,8 zoodat $T \approx 5,66 \sqrt{L C_1}$ sec. De trillingstijd van L en $C_1 + C_2$ in

$$\text{serie is } T = 2 \pi \sqrt{L} \cdot \frac{1}{3} C_1 = 3,63 \sqrt{L C_1}$$

dus belangrijk korter. Doch door de kleine waarde van R is C_2 bijna kortgesloten: voor dat geval geldt $T = 2 \pi \sqrt{L C_1}$.

Voor $L = 50$ H, $C_1 = 8 \mu\text{F}$, $C_2 = 4 \mu\text{F}$ vindt men als werkelijke trillingstijd 0,113 sec, waarbij R is vastgelegd op 1580Ω .

Uit de 6 bijgeschreven waarden voor

$$\frac{1}{2} T \text{ blijkt ook weer de nauwkeurigheid}$$

die met eenvoudige middelen al is te bereiken (de oorspronkelijke figuur is hier tweemaal verkleind weergegeven).

D. Het stroomleverend deel bij variabele tegenspanning.

§ 16. *Het opladen van de eerste condensator.*

De stroomlevering bij eindige condensator verloopt geheel anders dan bij de in § 1 besproken gelijkrichting met oneindig groote condensator.

In fig. 14 is geconstrueerd de ladingskromme van C, waarbij de afgifte van stroom aan R_u buiten beschouwing blijft

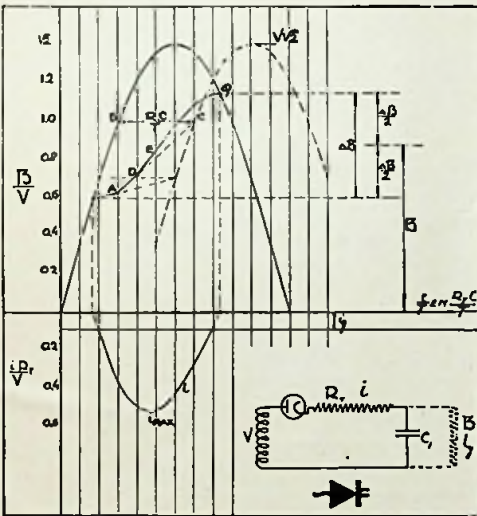


Fig. 14. Condensatoringang.

en daarmee ook de invloed van L en C_2 . Voor de oplading van C_1 geldt

$$V\sqrt{2} \sin \omega t - B = \Delta E = i R_r$$

$$i = \frac{R_r}{\Delta E}, B = B_0 + \frac{1}{C_1} \int i dt$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\Delta E}{R_r C_1}$$

De helling van de raaklijn aan de kromme, die het verloop van de condensatorspanning B aangeeft, is dan gelijk $\frac{\Delta E}{R_r C_1}$. Hieruit volgt de constructie voor die kromme.

Zij deze genaderd tot punt A, dan is het werkzame spanningsverschil ΔE gelijk AB. Vanuit B wordt naar rechts $R_r C_1$ uitgezet op de voor de sinusvormige spanningskromme aangenomen tijdschaal ($\frac{1}{2}$ periode = 0,01 sec.): lijn BC. Het snijpunt D van de lijn AC met het volgende interval is nu weer het volgende punt van de B-kromme. De lengte van AB ligt in de figuur steeds gereed. Indien nu $R_r C_1$ constant wordt aangenomen, dan vormen alle punten C ook weer een sinus lijn, naar rechts verschoven over de afstand $R_r C_1$. Wordt deze kromme vooraf geteekend, dan verloopt de constructie verder zonder hulplijnen.

De B-kromme begint en eindigt horizontaal. De maximum stroomsterkte valt even vóór de top van de V-kromme. De oogenblikkelijke i is naar beneden uitge-

zet als $\frac{i R_r}{V}$, zoodat de ordinaten steeds

gelijk zijn aan de lengte van ΔE . (§ 13).

Het geval dat R_r een varieerende waarde heeft en men rekening moet houden met een drempelwaarde van de gelijkrichter, is onder L aan een voorbeeld toege-licht.

De spanningstoename van C_1 noemen wij ΔB , de gemiddelde spanning B. Het per periode door de condensator opgenomen aantal coulombs bedraagt $\Delta B \cdot C_1$, d.i. per sec. $\Delta B \cdot C_1 \cdot 50$ bij enkele gelijkrichters, die als regelmatige gelijkstroom ook weer worden afgegeven, zoodat deze bedraagt

$$i_r = 50 \Delta B C_1 \text{ ampère.} \quad (7)$$

Ook tijdens de oplading van C_1 zal er stroom aan de uitwendige kring worden afgegeven. Daarentegen wordt daardoor het spanningsverlies in R_r iets grooter, waardoor ΔB kleiner blijft. Het resultaat is dan ook dat i_r vrij nauwkeurig door deze formule wordt bepaald, zoolang C een niet al te kleine waarde aanneemt.

Intussen is ΔB een grootheid die wij niet kennen. Doch volgens fig. 14 is ΔB geheel bepaald, als de beginspanning en $R_T C_1$ bekend zijn. Daarbij is dan ook B bepaald. Derhalve is omgekeerd bij elke waarde van B en $R_T C_1$ de grootte van ΔB bepaald en daarmee die van i_r .

Dit verband tusschen deze grootheden

Bij elk van die lijnen behoort een zeker eindpunt, waardoor ΔB wordt verkregen behoorende bij zekere beginspanning en zekere $R_T C_1$. De grootte van B is nu

$$B_0 + \frac{1}{2} \Delta B.$$

Langs de horizontale as in fig. 15 is

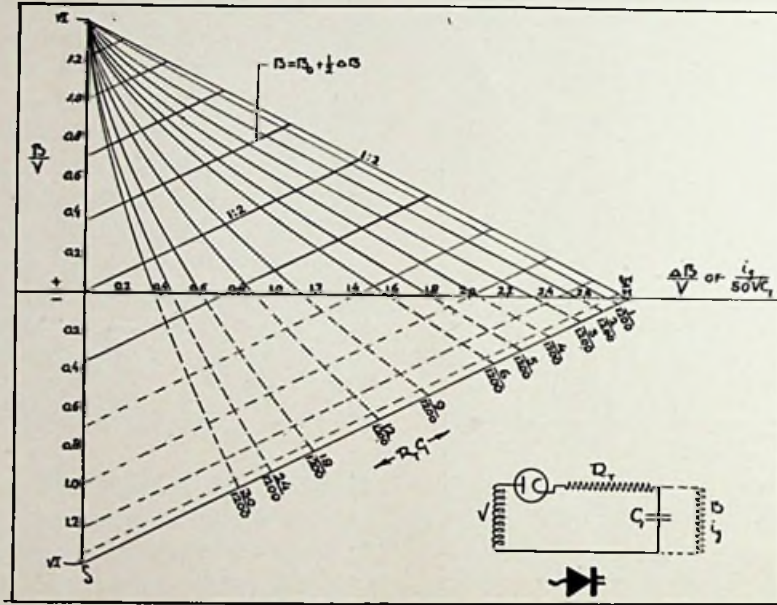


Fig. 15. ΔB -diagram.

is als volgt gevonden. Als beginpunt van de ladingskrommen zijn achtereenvolgens genomen de ordinaten van de sinuskrumme bij een voerstralhoek opklimmend met 15° van -90° tot $+90^\circ$. In fig. 15 zijn de hoogten dezer beginordinaten aangegeven door de einden der lijnen onder helling $1:2$ in de vertikale as.

Bij elk dezer beginspanningen zijn een 12-tal ladingskrommen geteekend bij

$$\text{lengten van } R_T C_1 \text{ gelijk aan } \frac{1}{24}, \frac{2}{24}, \frac{3}{24}$$

$$\text{periode, dus } R_T C_1 = \frac{1}{1200}, \frac{2}{1200}, \frac{3}{1200} \text{ sec. enz.}$$

$$\text{uitgezet } \frac{\Delta B}{V}.$$

Van alle krommen met dezelfde waarde voor $R_T C_1$ worden de waarden van ΔB en B in de figuur uitgezet en verbonden door een lijn, waarvoor dus geldt $R_T C_1 = \text{constant}$. Hetzelfde wordt gedaan met de lijnen voor de andere waarden van $R_T C_1$. De bij eenzelfde beginspanning B_0 behoorende punten komen te liggen op de lijnen onder helling $1:2$.

Naarmate $R_T C_1$ grooter wordt komt de daarbij behoorende lijn meer links te liggen. Voor $R_T C_1 = \infty$, dus b.v. $C_1 = \infty$ geldt de vertikale as. Voor $R_T C_1 = 0$

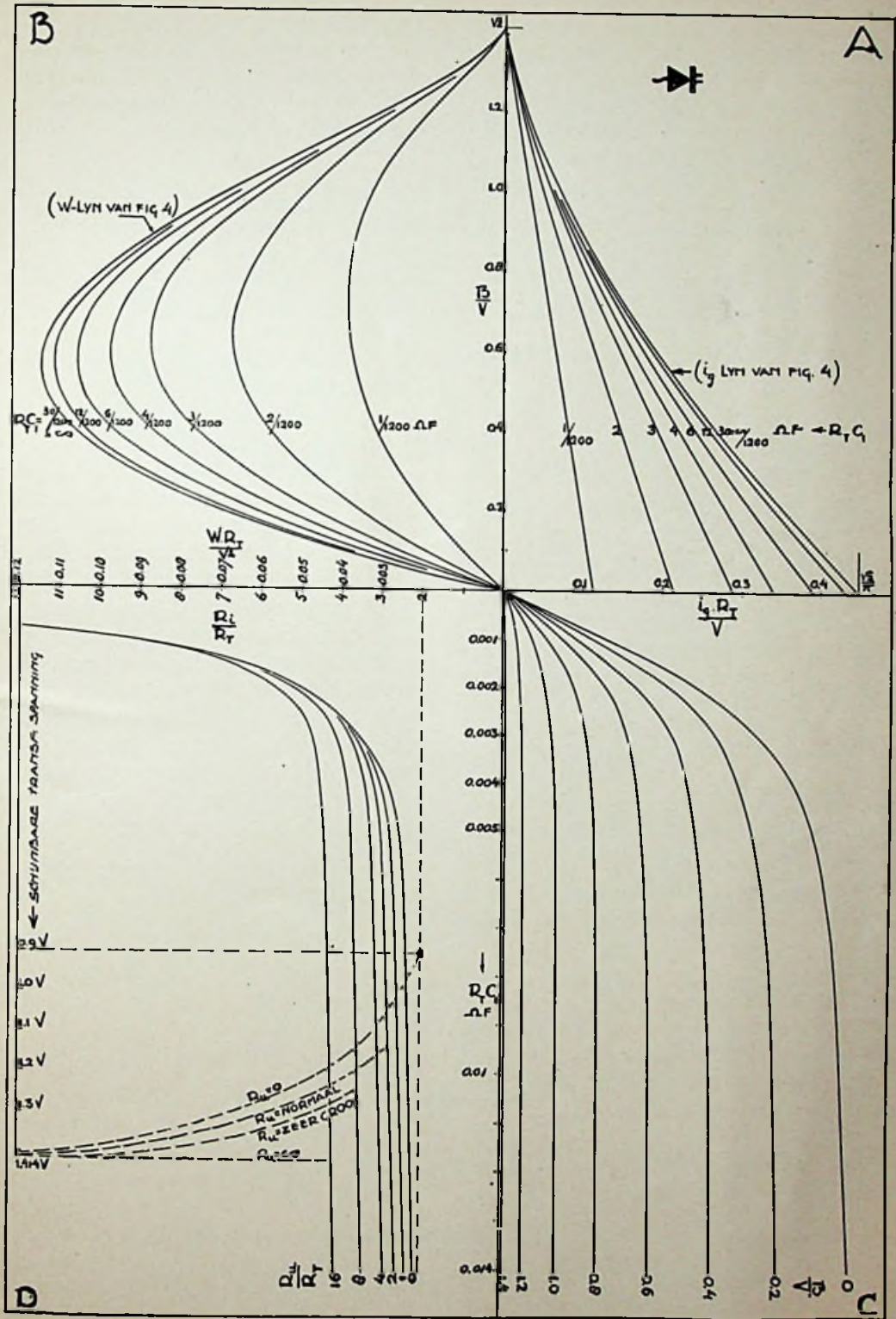


Fig. 16. Werkkarakteristieken bij condensatoringang.

geldt de lijn rechts boven onder helling 1 : 2 daar voor $R_T = 0$ of $C_1 = 0$ de denkbeeldige condensator steeds van het beginpunt B_0 tot $V\sqrt{2}$ wordt opgeladen. De gemiddelde spanning B ligt derhalve steeds midden tusschen B_0 en $V\sqrt{2}$. Voor $B_0 = -V\sqrt{2}$ wordt $B = 0$, d.i.: het meest rechtsche punt op de horizontale as, waarbij $\Delta B = 2 V\sqrt{2}$.

De bij ΔB behoorende stroomsterkte $i_x = 50 \Delta B C_1$ dus $\frac{\Delta B}{V}$ is ook gelijk aan

$\frac{i_x}{50 V C_1}$ zoodat ook deze waarde direct op de horizontale as wordt afgelezen.

§ 17. *Plaatstroomapparaat karakteristieken.*

Uit fig. 15 is nog niet gemakkelijk direct af te lezen hoe een bepaald p. a. zich gedraagt, of welke afmetingen dit voor een zeker doel moet verkrijgen.

Fig. 15 worde daartoe eerst omgewerkt tot fig. 16 A

Langs de verticale as is ook weer $\frac{B}{V}$ afgezet en voor de uit de top komende lijnen geldt weer $R_T C_1$ is constant.

Uit $i_x = n \cdot \Delta B \cdot C_1$ volgt

$$\frac{i_x \cdot R_T}{V} = \frac{n \cdot \Delta B R_T C_1}{V}$$

Indien nu in fig. 15 voor een reeks punten liggende op zekere $R_T C_1$ lijn de bij-

behoorende waarden van $\frac{\Delta B}{V}$ en $R_T C_1$

met elkaar en daarna nog met 50 worden vermenigvuldigd, wordt de waarde voor de horizontale as in fig. 16A gevonden. Deze reeks punten komt weer te liggen op dezelfde lijn $R_T C_1 = \text{constant}$.

De $R_T C_1$ -lijnen vertoonen nu van links naar rechts afnemende waarden. De verticale as geldt tevens voor $R_T C_1 = 0$. Dan is $i_x = 0$, d.w.z. zonder eerste condensator géén stroom.

Hier komt het sterkst tot uiting, dat de regelmatige stroom die de smoorspoel in normale gevallen aan de 1e condensator onttrekt toch bij zeer kleine waarden van C_1 de toestand begint te wijzigen. Want als C_1 ontbreekt, kan C_2 nu als eerste condensator beschouwd worden met een groote voorgeschakelde smoorspoel. In hoofdstuk G wordt dit geval nader onderzocht, doch reeds hier zij er op gewezen dat daardoor i_x niet tot nul afneemt, althans bij dubbele gelijkrichting. Bij enkele gelijkrichting blijft het diagram ook dan nog vrijwel onveranderd.

(Wordt vervolgd.)

EEN VOOR ELKEN VAKMAN ONMIS-
BARE PRACTISCHE HANDLEIDING

DE BESTRIJDING VAN RADIO-STORINGEN

MET 56 AFBEELDINGEN EN TAL
VAN PRACTISCHE VOORBEELDEN

In handig zakformaat - Prijs f 1.50

INHOUD:

- | | |
|---|--|
| 1. Inleiding. | 7. De juiste keuze der hulpmiddelen. |
| 2. Oorzaak en voortplanting van radio-
storingen. | 8. Het vaststellen der benooidge
condensator-waarden. |
| 3. De voornaamste storingsbronnen. | 9. Practische schakelingen. |
| 4. Het opsporen der storingsbronnen. | 10. Het installeeren der anti-storings-
hulpmiddelen. |
| 5. Hulpmiddelen ter bestrijding van
radio-storingen. | 11. Eenige montage-voorbeelden. |
| 6. Principeele schakelingen. | 12. De bestrijding van tramstoringen. |

UIT DE PERSBEOORDEELINGEN:

RADIO-EXPRES:

. Daarom is dit boekje van nut in handen van iederen radio-instalateur, zoowel als in die van elken instalateur van electriche apparaten en van den amateur en luisteraar, omdat deze met meer klem voor zijn belangen kan opkomen, wanneer hij kan wijzen op de veelal eenvoudige hulpmiddelen, die voor opheffing van hinderlijke storingen ter beschikking staan

RADIO:

. en wij hopen, dat het uitmuntende en helder geschreven boekje door zeer velen zal worden gelezen en nuttig zal worden gebruikt
. Wij mogen den schrijver dankbaar zijn voor de moeite, die hij zich heeft genomen en die zeker ten volle met succes is bekroond. Het boekje van Veenstra behoort vanaf heden bij iederen radiohandelaar aanwezig te zijn en door hem gelezen en bestudeerd te worden.

HET VADERLAND:

. ; het is goed, dat ieder de middelen om toestellen storingvrij te maken bij de hand heeft. Dit handige boekje wijst daartoe den weg.

**N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ v.h. N. VEENSTRA
LAAN VAN MEERDERVOORT 30 — DEN HAAG**

GECO LAMPEN

De lampen, die ook **INDERDAAD** datgene presteeren, wat men, op grond van de karakteristieken, ervan mag verwachten!

De Heer CORVER schreef in Radio-Express:

... „Wat dat betreft, zou er veel voor te zeggen zijn als algemeen de methode werd toegepast van den fabrikant der **GECO-lampen**, die niet de uiterste waarden opgeeft maar gemeten waarden bij een veel lagere anodespanning dan de maximale en bij nul roosterspanning. Maxima zou men alleen oscillographisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

Opgaven als die der **GECO-lampen** daarentegen kan men zelf nameten; en dan blijken ze ook te kloppen!”

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



**N. V. Algemeene Radio
Import Maatschappij**

Surinamestraat 15

DEN HAAG.

LUXE BANDEN

RADIO NIEUWS 1934

voor hen, die hun losse ex. willen laten inbinden

**Prijs f 1.40 afgehaald
f 1.55 franco per post**

**LEVERING UITSLUITEND NÀ INZENDING VAN HET
BEDRAG AAN HET BUREAU VAN**

**RADIO-NIEUWS
LAAN VAN MEERDERVOORT 30
DEN HAAG**