

De Impuls-Gesynchroniseerde Oscillator en zijn toepassingen

door E. H. Hugenholtz

Voordracht gehouden voor het Nederlandsch Radiogenootschap
op 17 Januari 1947.

SUMMARY

In this paper, a description is given of various new systems in which frequencies can be obtained with crystal stability and accuracy, by using the Impulse Governed Oscillator (or Impulse Synchronised Oscillator). After reviewing some modern methods of frequency stabilisation such as the monitor systems and the decade tuning system, the Impulse Governed Oscillator (I.G.O.) is described. This oscillator provides a means of obtaining selective frequency multiplication or division to a high ratio and is very well suited for adaption to the systems mentioned above. The principle of the I.G.O. and some possible practical conceptions are given followed by a discussion of the limits of its practical possibilities. The layout of a transmitter is discussed in greater detail in order to show a practical application of the system. Finally, a brief comparison is made with analogous systems.

De in het navolgende gegeven systemen, zijn onderdeelen van een reeks van ontwikkelingen, die ten doel hadden te komen tot grootere stabiliteit en nauwkeurigheid bij radio zenders en ontvangers.

De ontwikkeling is reeds in bezettingstijd vooral op initiatief van den Hr Boosman, toenmalig onderdirecteur van de N.S.F., in stilte begonnen.

Teneinde een juist beeld te krijgen lijkt het gewenscht verschillende punten hiervan in het kort na te gaan. Bij radiozenders en ontvangers doen zich bij het toenemen van de eischen van verkeersintensiteit en verkeerstempo twee problemen voor n.l. de eisch van groote instelnaauwkeurigheid van de frequentie en de eisch van stabiliteit t.a.v. de ingestelde frequentie, een en ander dikwijls bij een snelle variatiemogelijkheid. Voor installaties die slechts op enkele vaste frequenties behoeven te

werken, is een goede oplossing te vinden door sturing met behulp van kwartskristallen, die dan in het algemeen in een thermostaat worden ondergebracht. Een bezwaar is echter, dat bij wijziging van de werkfrequenties andere kristallen geslepen moeten worden. Voor grotere zenders zijn meerdere versterkertrappen noodig daar een stabiele kristaloscillator slechts weinig vermogen kan afgeven. Ook zal voor frequenties boven de 10 MHz in het algemeen verdubbeling worden toegepast, aangezien kristallen boven 10 MHz voor normaal gebruik in grotere aantallen minder geschikt zijn. Bij een installatie met meerdere werkfrequenties wordt het aantal kristallen spoedig groot, waardoor de installatie kostbaar en omvangrijk wordt.

Voor installaties met variabele werkfrequentie werd in het algemeen steeds uitgegaan van een zelfoscillerende continu oscillator, met omschakelbare kringen en een variabele condensator. Hierbij kan door onderverdeling van het frequentiebereik in vele kleine gebieden een vrij groote stabiliteit worden bereikt, daar o.a. het freq. verloop met de temperatuur goed kan worden gecompenseerd. Dit maakt echter de installatie gecompliceerd, terwijl de meestal gewenschte direct geijkte schalen niet dan met groote complicaties uitvoerbaar zijn.

Andere oplossingen zijn mogelijk door gebruik te maken van twee principes, n.l. het systeem van frequentiesturing door regelsystemen (door Eng. en Am. aangeduid als monitor system), en het principe van de decadenafstemming.

a) Het sturen van een zenderfrequentie met behulp van regelsystemen was reeds sinds vele jaren bekend. Het werd soms gebruikt voor sturing van grotere zenders en wordt in zijn oorspronkelijke vorm zoodanig uitgevoerd, dat de stabiele stuurfrequentie van een kleine stuuroscillator gemengd wordt met het signaal van de te sturen zenderoscillator. De gevormde verschilfrequentie wordt toegevoerd aan een discriminator van het uit de frequentiemodulatie techniek bekende bandfilterprincipe. Deze discriminator levert een regelspanning waarvan grootte en richting afhangen van de ligging van de genoemde verschilfrequentie t.o.v. de eigen afstemming van de discriminator. Deze regelspanning stuurt via een reactantiebuis of motorregeling de zenderfrequentie zoodanig, dat de verschilfrequentie ongeveer overeenkomt met de eigen afstemming van de discriminator. Op deze wijze wordt de zenderfrequentie ten naastenbij vastgelegd op de som of verschilfrequentie van de stuurfrequentie en de afstemfrequentie van de discriminator. Door de discriminator

afstembaar uit te voeren, kan de zenderfrequentie over een klein gebied meegenomen worden. De frequentie zal echter in het algemeen niet exact overeenkomen met de door de discriminator bepaalde waarde, doch hiervan eenigszins afwijken, daar anders geen regelspanning optreedt. Deze stuursystemen hebben in hun elementaire vorm slechts een klein toepassingsgebied. De genoemde bandfilterdiscriminator is een absolute discriminator d.w.z. de absolute waarden van de samenstellende grootheden zijn maatgevend voor de noemfrequentie van de discriminator. Inplaats hiervan is ook de toepassing van vergelijkende discriminatoren mogelijk. Dit zijn discriminatoren, waarin twee frequenties f_1 en f_2 worden vergeleken en die een regelspanning afgeven waarvan de grootte en het teeken afhankelijk is van de onderlinge ligging van deze frequenties, dus bijv. positief als $f_1 > f_2$ en negatief als $f_2 > f_1$.

Een voordeel van vele uitvoeringen van deze discriminator is, dat de instelwaarde bepaald wordt door gelijkheid van f_1 en f_2 en dus onafhankelijk is van grootheden van de discriminator zelf. Met behulp van een dergelijke discriminator kan de zenderfrequentie direct met een stuurfrequentie, die op zich zelf een verschilfrequentie kan zijn, worden vergrendeld.

In de afgelopen jaren werd een aantal zoowel absolute als vergelijkende discriminatoren ontwikkeld. Als absolute discriminator is nog te noemen de absolute Tellerdiscriminator.

Vergelijkende discriminatoren zijn bijv. de *vergelijkende tellerdiscriminator*, de *dubbele zwevingsdiscriminator*, de *triggerdiscriminator*, de *vergelijkende mengbuisdiscriminator* en de *zwevingsdiscriminator*.

Sommige van deze discriminatoren zijn meer geschikt voor reactantieregeling en anderen weer meer voor motorregeling.

Verschillende van de vergelijkende discriminatoren regelen tot synchronisme.

De meest eenvoudige vergelijkende discriminator is wel de zwevingsdiscriminator. Hierbij worden de stuurfrequentie en de frequentie van de gestuurde oscillator gemengd in een mengtrap, die een verschilwisselspanning tot en met de verschilfrequentie nul afgeeft en bij deze frequentiegelijkheid een gelijkspanning afhankelijk van de fase verhouding tusschen de beide te vergelijken frequenties. Deze afgegeven spanningen sturen met behulp van een reactantieschakeling met kleine tijdconstante de frequentie van de gestuurde oscillator. De instelling is nu zoo dat bij gelijke instelling van de te vergelijken frequenties, de beide wissel-

spanningen 90° in fase zijn verschoven. Bij afwijking verschuift deze fasehoek meer naar 0° of naar 180° en geeft hierbij een meer positieve resp. een meer negatieve regelspanning.

Noemen we de stuurfrequentie f_1 en heeft de gestuurde oscillator bij het inschakelen de frequentie f_2 , dan zou op het moment van inschakelen f_2 frequentie gemoduleerd worden met de frequentie $f_1 - f_2$ resp. $f_2 - f_1$. De modulatiefrequentie verandert echter zelf door de verandering van f_2 . Nadert tijdens de variatie f_2 tot f_1 , dan treedt een steeds langzamer variatie van f_2 op tot een stabiel synchronisme optreedt voor $f_2 = f_1$. Bij het passeeren van de frequentiegelijkheid zou door het omkeeren van het teken van $f_1 - f_2$, ook de fase van deze verschilfrequentie 180° verspringen en daardoor de regelspanning tegengesteld variëren. Hierdoor ontstaat de stabiliseerende werking.

We kunnen bij deze discriminator onderscheiden het houdgebied en het vanggebied. Het *houdgebied* is het gebied, waarover de gestuurde oscillator, nadat eenmaal synchronisme is bereikt, verstemd kan worden, zonder dat het synchronisme wordt verbroken. Het wordt bepaald door het regelgebied van de reactantieschakeling eenerzijds en de door de mengtrap geleverde regelspanning anderzijds.

Het *vanggebied* geeft aan, het afstemgebied van de gestuurde oscillator, waarbinnen deze tot synchronisme komt. Dit gebied is kleiner dan of hoogstens gelijk aan het houdgebied. De grootte ervan wordt bepaald door de tijdconstante van het regelsysteem. Indien n.l. de verschilfrequentie ($f_1 - f_2$) een te groote fasedraaiing ondervindt, treedt geen stabiele synchronisatie op. Door het aanbrengen van een laagdoorlatend filter in het regelspanningscircuit, kan het vanggebied op iedere gewenschte waarde worden ingesteld. Hierdoor kunnen dan tevens ongewenschte nevenfrequenties worden onderdrukt.

Als gevolg van fasedraaiingen in het regelcircuit kan een blijvend oscillatieverschijnsel optreden, waarbij de frequentie volgens een frequentie- of fasemodulatie om de synchroniseerende frequentie blijft slingeren. Dit kreun- of quench verschijnsel treedt speciaal spoedig op bij een groote verhouding tusschen houdgebied en vanggebied, aangezien de grens van de genereer-voorwaarde voor eenvoudige gevallen bepaald wordt door de

formule $\frac{\Delta_H}{f_\pi \cdot a_\pi} < 1$, waarin $2 \Delta_H =$ het houdgebied en f_π is de $\frac{\pi}{2}$

verschilfrequentie, waarvoor een faseverschuiving $\frac{\pi}{2}$ optreedt en

$\frac{\alpha_{\pi}}{2}$ de filterdemping voor deze frequentie.

Hiermee dient bij de dimensionering van de filters speciaal rekening te worden gehouden.

Tenslotte valt nog op te merken, dat het mogelijk is, de schakeling te combineren met een motorregeling, die langzame variaties volgt.

De in het voorgaande beschreven systemen waren er alle op gericht, om de frequentie van een gestuurde oscillator te vergrendelen met één stuurfrequentie.

b) *Decaden of meerstappenafstemsystemen.*

Bij de gebruikelijke onderverdeling van het frequentie gebied van een zender of ontvanger in meerdere bereiken, is de schaalnauwkeurigheid in het algemeen verschillend voor de verschillende bereiken. Bovendien is voor directe schaalaflezing een gecompliceerd systeem van schalen en maskers noodzakelijk. Een belangrijke verbetering is te verkrijgen door decaden of meerstappen afstemming.

Hierbij wordt de uiteindelijke zender of ontvangerfrequentie opgebouwd uit een combinatie van twee variabele frequenties. Eén hiervan maakt stappen van bijv. 100 kHz. De tweede frequentie doorloopt dan een gebied van 100 kHz continu of in stappen van bijv. 1 kHz. Deze frequentie loopt bijv. van 200 tot 300 kHz.

Worden deze frequenties samen gemengd en wordt één van de mengproducten uitgefilterd, door een meeloopend filter, dan levert dit bijv. de som van de beide frequenties. Met één instelorgaan worden de stappen van 100 kHz ingesteld bijv. met behulp van een mechanisch palsysteem en met een tweede de fijnstelling binnen deze stappen. Door de schalen van de beide afstemorganen naast elkaar te plaatsen, kan een direct afleesbare schaal verkregen worden door combinatie van de cijfers van de beide schalen. Dit levert dus een soort telwerkschaal. De afleesnauwkeurigheid is hierbij voor alle bereiken gelijk.

De frequentienauwkeurigheid wordt bepaald door de nauwkeurigheid van de beide gecombineerde frequenties. De 200-300 kHz oscillator kan wegens de lage frequenties en het relatief kleine gebied, een groote absolute nauwkeurigheid hebben. De

vraag is nu op welke wijze een oscillator te verkrijgen is, die op willekeurige harmonischen van 100 kHz, met voldoende nauwkeurigheid kan worden ingesteld. Met normale oscillatoren, hoe goed ook uitgevoerd, is niet voldoende nauwkeurigheid te verkrijgen.

Het uitgaan van een 100 kHz kristaloscillator, waarvan harmonischen worden gevormd, die met variable filters worden uitgezeefd, is praktisch te gecompliceerd, vooral indien men bedenkt, dat tot op frequenties van 20 MHz en hoger, dus op de 200^o harmonische moet worden gewerkt.

Een eerste oplossing werd gegeven in de z.g. Gesynchroniseerde Spectrum Generator. De G.S.G. is een generator die

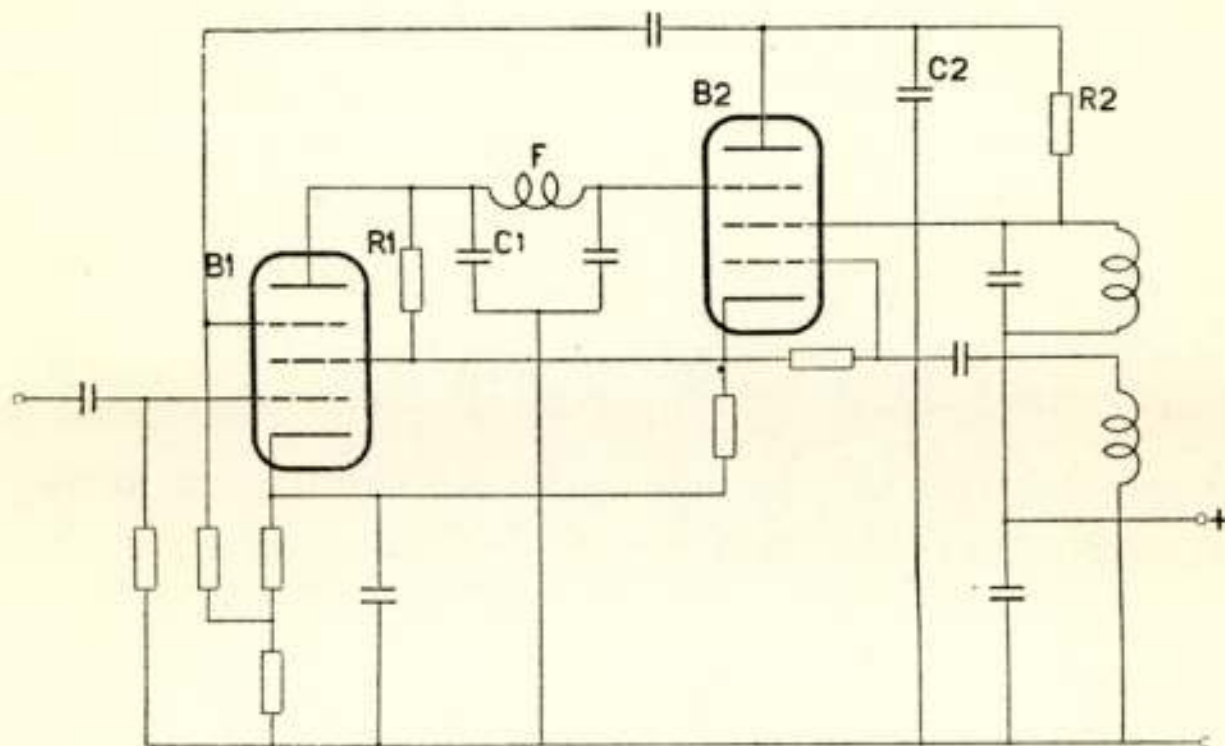


Fig. 1.

periodiek onderbroken wordt met de grondfrequentie van de stuurtrilling. De inschakeling gebeurt nu zoo abrupt, dat de inschakelkromme een zeker percentage van harmonischen tot een hooge rangorde bevat. Volgens hetzelfde principe als bij de superregeneratieve ontvanger, wordt nu de fase van het inslingerverschijnsel vastgelegd door deze harmonischen, zoodat een verschijnsel ontstaat, dat periodiek is met de onderbrekingsfrequentie, en dus uitsluitend harmonischen van deze frequentie bevat. De oscillator levert echter een breed spectrum. Dit is nu voor verschillende doeleinden een bezwaar, daar men meestal één enkele frequentie zonder nevenfrequenties wenscht. Dit is wel te bereiken, door een tweede oscillator met één van de harmonischen van de G.S.G. te synchroniseeren met behulp van de vroeger beschreven zwevingsdiscriminator, wat echter een extra complicatie beteekent.

Een tweede punt is, dat het gehalte aan hogere harmonischen dat met een bepaald buistype te bereiken is bij een blokjeskromme belangrijk minder is dan bij een korte impuls, aangezien de dissipatie van de buizen veel eerder wordt bereikt. Dit effect wordt echter ruimschoots goed gemaakt door de groote gevoeligheid van de G.S.G. Wel is hierdoor deze schakeling gevoeliger voor stoorfrequenties.

Een betere methode om direct één enkele frequentie te verkrijgen, die gelijk is aan een hogere harmonische van de stuurfrequentie, wordt gevonden in de Impuls Gesynchroniseerde Oscillator (I.G.O.)

Het principe hiervan kan verklaard worden uit de fig. 1.

De schakeling bevat een impulsmengbuis M.

Deze buis is normaal door g_1 dichtgedrukt en wordt door periodieke positieve impulsen korten tijd geopend. Op het tweede

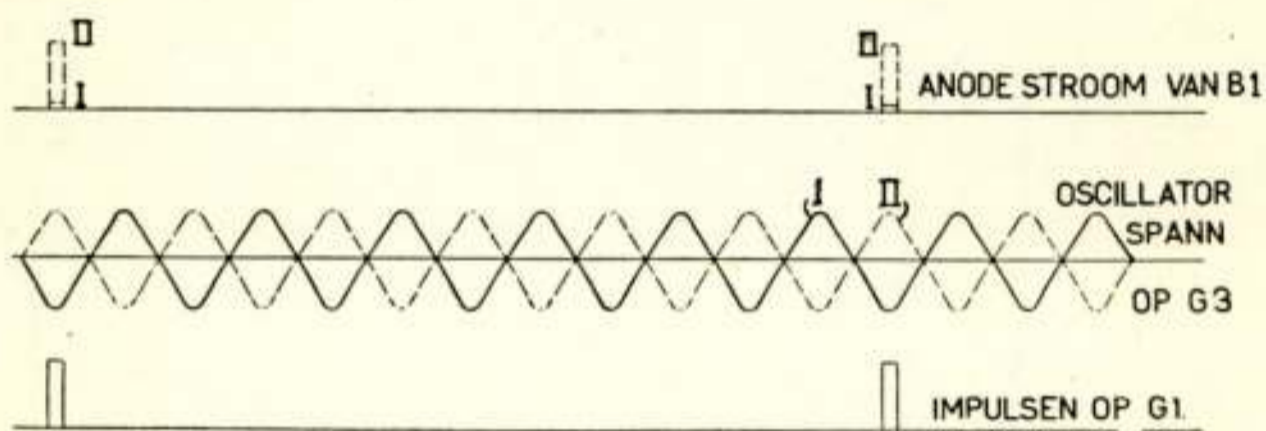


Fig. 2.

stuurrooster wordt de wisselspanning van de gestuurde oscillator gebracht. In anodeketen is een R.C. netwerk geschakeld, terwijl de anodespanning door een laagdoorlatend filter F een reactantieschakeling bestuurt, die de frequentie van de gestuurde oscillator regelt.

De werking blijkt nu uit de grafieken zie fig. 2. Stel de grondfrequentie van de impulsen f_1 en de eigen freq. van de oscillator V_2 is f_2 .

Is nu $f_2 = n f_1$, dan treden de impulsen steeds in dezelfde fase positie van de oscillatorwisselspanning op, d.w.z. is dit de positie I, dan treedt tijdens de impulsen minimale anodestroom op en in positie II maximale anodestroom op. Deze anodestroom impulsen worden nu over het RC netwerk geïntegreerd en leveren een gelijkspanning, die dus afhankelijk is van de fase verhouding tusschen $n f_1$ en f_2 .

De gemiddelde waarde van de regelspanning treedt op, als de impuls juist optreedt bij de nuldoorgang van de oscillator-

sinus. Bij afwijking van deze instelling treedt dus een meer positieve resp. meer negatieve regelspanning op.

Deze gelijkspanning stuurt nu weer via de reactantieschakeling f_2 . Wordt nu de eigen afstemming van V_2 veranderd, dan zal de fase van f_2 t.o.v. nf_1 verschuiven, en de regelspanning varieert f_2 zoodanig dat de aangebrachte variatie wordt gecompenseerd. Er blijft dus synchronisme bestaan.

Is $nf_1 \neq f_2$, dan treedt over het RC netwerk een wisselspanning op met de verschilfrequentie tusschen nf_1 en f_2 .

De schakeling gedraagt zich geheel overeenkomstig de zwiingsdiscriminator en komt op dezelfde wijze tot synchronisme, indien het frequentie verschil tusschen nf_1 en f_2 niet te groot is.

Het laagdoorlatend filter F onderdrukt de impulsgrondfrequentie en de hogere harmonischen. Hierdoor wordt voorkomen,

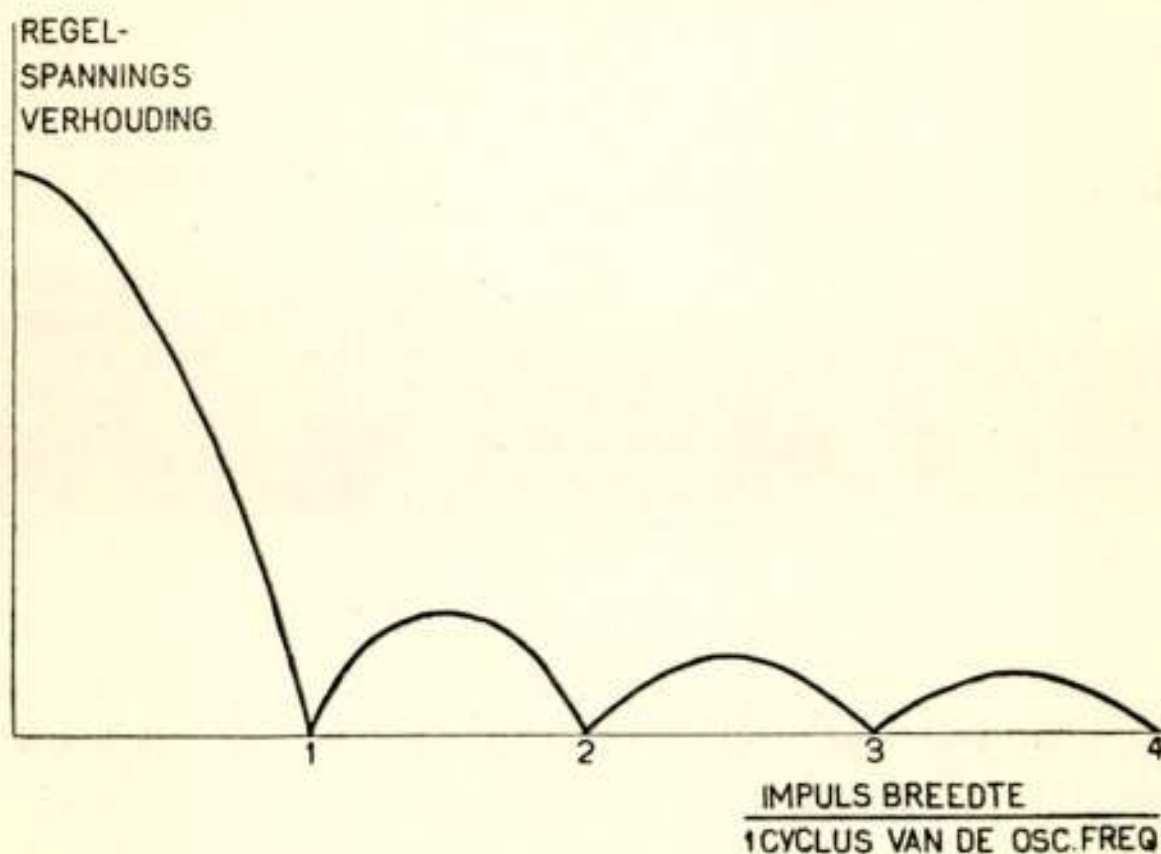


Fig. 3.

dat de gestuurde oscillator met deze frequenties fasegemoduleerd wordt.

Dit zou aanleiding geven tot ongewenschte zijbanden van de gestuurde oscillator, wat nu wordt voorkomen.

Uit het diagram fig. 3 blijkt, dat de hoogste frequentie, waarbij synchronisme optreedt, bepaald wordt door de impulsbreedte.

In dit diagram werd uitgegaan van rechthoekige impulsen. Is de impulsbreedte veel kleiner dan $\frac{1}{2}$ periode van de oscillatorwisselspanning, dan wordt de variatie in regelspanning bepaald door het verschil tusschen maximum en minimum van de sinusvormige modulatie en is dus onafhankelijk van het ranggetal van de harmonischen.

Is impulsbreedte gelijk aan een halve periode, dan wordt de max. regelspanningsvariatie bepaald door het verschil van de integralen van de positieve en negatieve halve sinus.

Dit verschil is $\sqrt{2} \times$ kleiner, dan dat voor de lage frequenties. Wordt de oscillatorfrequentie nog hoger dan neemt de regelspanning verder af en wordt nul als de impulsbreedte gelijk is aan één periode van de oscillatorwisselspanning. Voor nog hogere frequenties treedt weer een regelwerking op met een max. bij de verhouding $3/2$. Verder treden steeds nul waarden op bij geheele verhoudingen en afnemende maxima bij $5/2, 7/2$ enz.

Behalve de hiervoor aangegeven methode van impulsmenging zijn verschillende andere methoden mogelijk als bijv.:

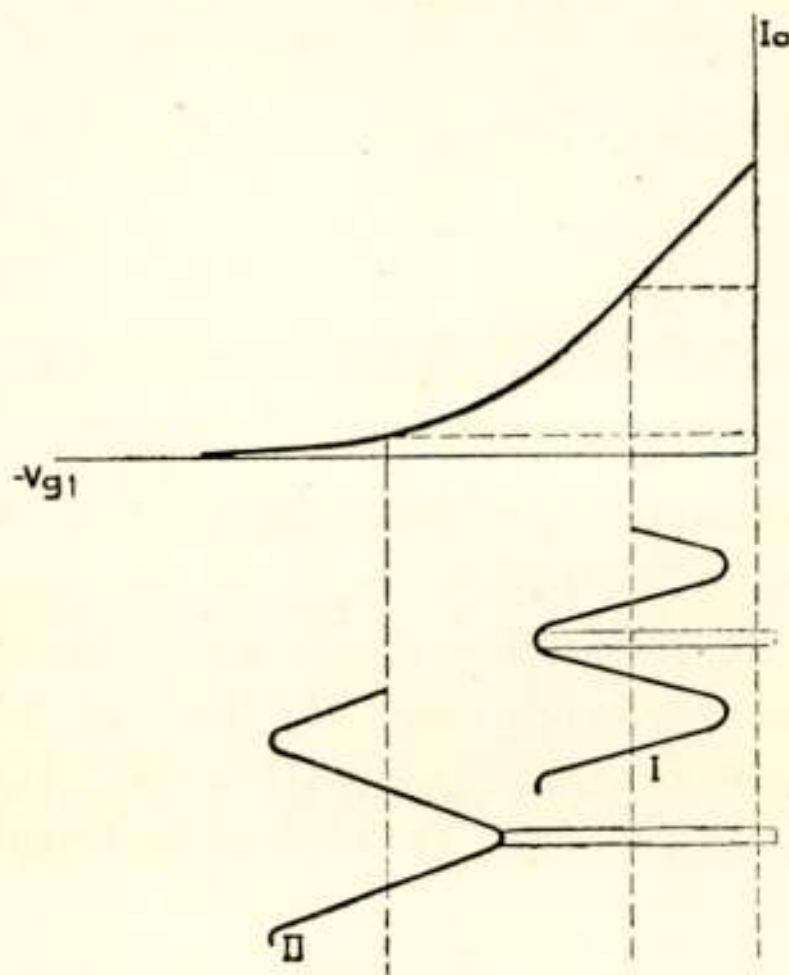


Fig. 4.

- Door diode of roostertopdetectie. (zie fig. 4)
- Door anodedetectie bij een triode of beter bij een penthode.
- Door detectie op het tweede stuurrooster van een mengbuis.

Van belang zijn vooral die mengmethoden, waarbij zoo gering mogelijke kans bestaat, dat componenten van de impuls doordringen in het oscillator signaal.

Er kunnen n.l. op twee wijzen ongewenschte zijbanden bij het oscillatorsignaal ontstaan n.l.

- Door phase modulatie met de impuls grondfreq., of één der lagere harmonischen daarvan. Dit kan, zooals reeds aangegeven in iedere gewenschte mate worden onderdrukt door

het laagdoorlatend filter in het regelcircuit, zij het ook, dat dit gaat ten koste van het vanggebied.

Een tweede mogelijkheid van het optreden van storingen is het direct doordringen van hogere harmonischen van de impulsfrequentie in het oscillatorcircuit. Bij sommige mengschakelingen, als die met diode detectie, treedt dit principieel op en is dus zonder scheidingsbuis geen storingsvrij signaal te verkrijgen.

Bij andere schakelingen als meer roostermenging en anodemenging komt de storing slechts via parasitaire capaciteiten binnen en kan daardoor zeer klein zijn.

Een gunstige factor is hierbij nog de kleine amplitude van de impulsharmonischen t.a.v. het oscillatorsignaal.

De amplitude van de lagere harmonischen wordt gegeven door de waarde

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T a(t) \cos n \omega_n t dt \approx \frac{2}{T} \int_0^T a(t) dt = 2 a_o \text{ voor } n \omega t \ll \frac{\pi}{2}$$

$$\text{want dan is } \cos n \omega t \approx 1 \text{ en } a_o = \frac{1}{T} \int_0^T a(t) dt.$$

Dit geldt bij aanname van een impuls, die symmetrisch ligt t.o.v. de waarden 0, T , $2T$.

Hieruit blijkt dus, dat de amplitude van de harmonischen $2 \times$ de gemiddelde waarde van de impuls bedraagt, dus de effectieve waarde $\sqrt{2}$ deze gemiddelde waarde.

Nemen we nu bijv. aan een impuls met **20 V** amplitude en een impulsduur van $\frac{1}{400} T$, d.w.z. dat tot en met de **200** harmonische nog behoorlijk gesynchroniseerd kan worden, dan is de gemiddelde waarde $\frac{20}{400} V$ en de effectieve waarde van de lagere harmonischen $\frac{28,2}{400} V = \mathbf{70 \text{ mV}}$.

Bij een oscillator met $20 V$ spanning geeft dit dus op zichzelf een stoorniveau van -50 dB .

Het is dan ook gebleken dat zeker voor niet te hoge frequenties een stoorniveau van minder dan -80 dB zonder veel moeite te bereiken is.

Uit de voorgaande beschouwingen is reeds gebleken dat de synchroniseerende werking van I.G.O. onafhankelijk is van het

ranggetal van de harmonischen, zoolang de impuls voldoende smal is. Natuurlijk worden bij een zeer smalle impuls de gemiddelde regelstroommen zeer klein, waardoor de impedantie van het integreerend systeem zeer hoog moet zijn om voldoende regelspanning te verkrijgen. Dit geeft dus een praktische limitering. Meestal treedt echter al eerder een andere praktische begrenzing op. Synchroniseeren wij bijv. op de 200e harmonische, dan beteekent dit, dat een afwijking van 0,5% van de eigen afstemming van de gestuurde oscillator reeds een afstemming op een naastliggende harmonische geeft. Aan de stabiliteit van de geregelde oscillator worden al weer vrij hoge eischen gesteld.

Om in dit opzicht een betrouwbare schakeling te houden, gaan we liever niet veel hoger dan de 200e harmonische.

In verband met synchroniseeren op foutieve harmonischen is het ook gewenscht het reactantieregelgebied niet veel grooter te maken dan de frequentie-afstand tusschen twee harmonischen, daar anders op bepaalde punten tweeduidige synchronisatie mogelijk is.

Is het regelgebied iets grooter dan genoemde afstand, dan kan bereikt worden dat de oscillatorfrequentie bij het door-draaien door het gebied steeds direct van één harmonische op een volgende overspringt. Door een palinstelling van de afstemming kan dan de juiste harmonische gekozen worden.

Opmerkingen :

In de tot hiertoe gegeven voorbeelden werd steeds uitgegaan van een stabiele impulsfrequentie, waarmee een oscillator met hogere frequenties wordt gestuurd. Door echter de reactantieregeling aan te brengen op de impuls oscillator en voor de sinusvormige oscillator een kristaloscillator toe te passen, is het zonder meer mogelijk, de lage frequentie met de hoge te sturen in dezelfde deilverhouding.

Voorwaarde is hierbij slechts, dat de eigen stabiliteit van de gestuurde impulsoscillator voldoende groot is, om synchronisatie op verkeerde harmonischen te vermijden. Voor lagere frequenties komen hiervoor bijv. oscillatoren met eenigszins regelbare stemvorksturing in aanmerking.

Verder zij nog opgemerkt, dat de mengfrequentie, die hier sinusvormig is aangenomen een willekeurige periodieke functie kan zijn, mits met één continu verlopende flank. Ook is tot nu toe steeds uitgegaan van een regelsysteem met een zwevings-

discriminator. Iedere andere discriminator, die volgens een mengprincipe werkt kan ook uitgevoerd worden met impulsmenging.

Verder zou ik nog willen wijzen op de groote analogie tusschen deze impulsmengsystemen en het stroboscopisch effect bij het licht. De korte lichtflitsen bij de stroboscoop zijn te vergelijken met de impulsen en een belicht wiel met spaken geeft een beeld van de tweede periodieke functie, waarbij ook het langzaam vóór of achteruit loopen met de „zwevingsfrequentie” optreedt.

Practische uitvoeringen.

Voor de praktische uitvoeringen van Impuls-Gesynchroniseerde Oscillatoren zijn van belang:

- A) Impulsoscillatoren.
- B) Impulsmengschakelingen.
- C) Frequentieregelschakeling.

A) Impulsoscillatoren.

Voor niet zeer korte impulsen (synchronisatie frequenties tot 1 à 2 MHz) kunnen gebruikt worden eenvoudige impulschakelingen als transitronschakelingen (schakelingen met koppeling tusschen g_2 en g_3 van een mengbuis) of z.g. blocking oscillatoren. Dit zijn oscillatorschakelingen die zoodanig overoscilleeren dat na één oscillatie het rooster zich zoo sterk negatief oplaadt dat verdere oscillaties stoppen tot de roostercondensator zich weer heeft ontladen.

Deze oscillatoren worden dan direct met een kristal of via een stuurfrequentie op een stabiele frequentie vastgelegd.

Voor hogere synchronisatiefrequenties, dus voor kortere impulsen zijn deze schakelingen met een enkele buis niet meer direct bruikbaar, en is het noodig met behulp van een tweede buisschakeling de impuls tot de gewenschte waarde te verkorten. Dit kan eventueel een tweede buisdeel van een dubbelbuis zijn. Zoo werd bijv. met behulp van één enkele buis ECH 21 een impulsoscillator samengesteld, die bij sturing met een 100 kHz kristal impulsen levert met een tijdsduur van de orde van $1/40$ à $1/50 \mu$ sec., waarmee dus frequenties tot 25 MHz behoorlijk gesynchroniseerd kunnen worden. De impuls amplitude hierbij is 15 à 20 V.

Met zwaardere versterkerbuizen zijn impulsen van kortere tijdsduur te verkrijgen. Tot welke frequentie met niet te inge-

wikkelde middelen kan worden gesynchroniseerd is nog niet systematisch onderzocht. Wel werd in Eindhoven voor oscillograaf-toepassing synchronisatie tot bij 100 MHz bereikt.

B) De impuls mengschakelingen werden reeds beschouwd.

C) *De frequentieregelschakelingen.*

Op dit gebied is een zeer groot aantal schakelingen mogelijk. Het streven is, de regeling met eenvoudige middelen te doen plaats vinden, dus of wel direct in de oscillatorbuis te regelen, of van een combinatiebuis één deel als oscillatorbuis en één deel als reactantiebuis te gebruiken.

Een geschikte schakeling is die waarbij in een mengbuis twee fase verschoven terugkoppelingen worden toegepast resp. via het schermrooster en via de anode. De frequentieregeling vindt dan op het tweede regelrooster plaats.

Door bij deze schakeling tevens impulsmenging op dit rooster toe te passen kunnen impulsmengschakeling, oscillator en regelschakeling in één buis worden gecombineerd. Deze schakeling heeft echter weinig praktische betekenis, daar de impulsharmonischen in de oscillator doordringen.

Eenige praktische resultaten kunnen worden gegeven aan de hand van een demonstratie model van een I.G.O.

In deze schakeling wordt de hiervoor genoemde impulsoscillator met één buis ECH 21 toegepast.

Als impulsmengbuis dient eveneens een buis van het type ECH 21. Van een derde buis van hetzelfde type functioneert het heptodedeel als oscillator met frequentieregeling op het tweede regelrooster, terwijl het triodedeel als aperiodische uitgangsversterker functioneert. Een meter in de anodeleiding van de oscillator geeft de variaties als functie van de regelspanning aan en geeft een indicatie voor de synchronisatie.

De oscillator heeft een frequentiegebied van 13 tot 21 MHz en synchroniseert op iedere 100 kHz zoodanig dat de frequentie bij verstemming direct van een harmonische op een volgende overspringt. De regelspanningsvariatie is 6 à 8 V waarbij de frequentie in de orde van ± 35 kHz verstemd wordt.

Het laagdoorlatend filter is hier als één enkele spoel uitgevoerd. Ondanks deze eenvoudige uitvoering en de afwezigheid van inwendige afscherming werden de volgende getallen voor de niveau's van de nevenfrequenties gemeten:

Stoorniveau op 100 kHz naast signaal in gesynchroniseerde

toestand -60 dB. In niet gesynchroniseerde toestand (geen fase modulatie) -70 dB. Stoorniveau bij groot frequentie verschil met de signaalfrequentie -77 tot -80 dB.

Practische toepassingen:

Alvorens nader in te gaan op verschillende toepassingen van de I.G.O. is het gewenscht eerst nog even nader in te gaan op het decaden afstemsysteem, waarop de meeste van deze toepassingen berusten.

In de beschrijving van dit systeem werd uitgegaan van het mengen van een oscillator met stappen van bijv. 100 kHz, waarvoor dus zonder meer een I.G.O. is te gebruiken, tezamen met een continu oscillator die bijv. een frequentie gebied van 200 – 300 kHz doorloopt. De gewenschte zijband moet dan met een afstembaar filter worden uitgezeefd.

Voor zeer hoge harmonischen bijv. bij 20 MHz is dit uitzeven praktisch niet meer mogelijk, en zou op één of meer tusschenstappen met tusschenfilters moeten worden overgegaan. Dit beteekent echter een belangrijke complicatie.

We hebben echter bij het bespreken van de I.G.O. reeds gezien dat een gesynchroniseerde oscillator zich min of meer gedraagt als een zeer scherp werkend filter. Door nu een oscillator met het gewenschte mengproduct te synchroniseeren kan deze wel vrij van nevenfrequenties worden gehouden.

Een schakeling die praktisch iets eenvoudiger is, doch volgens hetzelfde principe werkt is die, waarbij het signaal van de $n \times 100$ kHz I.G.O. en dat van de uiteindelijk gestuurde oscillator direct worden gemengd. De verschilfrequentie, die op 200 – 300 kHz wordt ingesteld, wordt nu in een vergelijkende discriminator vergeleken met het signaal van de 200 – 300 kHz interpolatie-oscillator. Deze vergelijkende discriminator levert nu een regelspanning die de gestuurde oscillator bijregelt, tot de beide vergeleken frequenties tusschen 200 en 300 kHz synchroon zijn. Wordt nu tusschen de I.G.O. en de gestuurde oscillator een padding aangebracht, zoodanig dat deze frequenties steeds ca. 250 kHz schelen, dan behoeven bij het overgaan op een andere stap van de frequentie, slechts deze beide oscillatoren over een bepaald aantal malen 100 kHz te worden verstemd. Voorwaarde is hierbij echter, dat de regelschakeling op de gestuurde oscillator het gebied van 100 kHz plus eventuele toleranties kan bestrijken.

Blokschema: Zie fig. 5.

Uit het voorgaande blijken reeds direct verschillende toepassingsmogelijkheden voor dit systeem.

Deze zijn o.a.:

- 1) Frequentiestandaards.
- 2) Oscillografen.
- 3) Kanaalmodulatoren voor eenzijbandzenders en voor draaggolftelefonie.
- 4) Ontvangers.
- 5) Zenders.

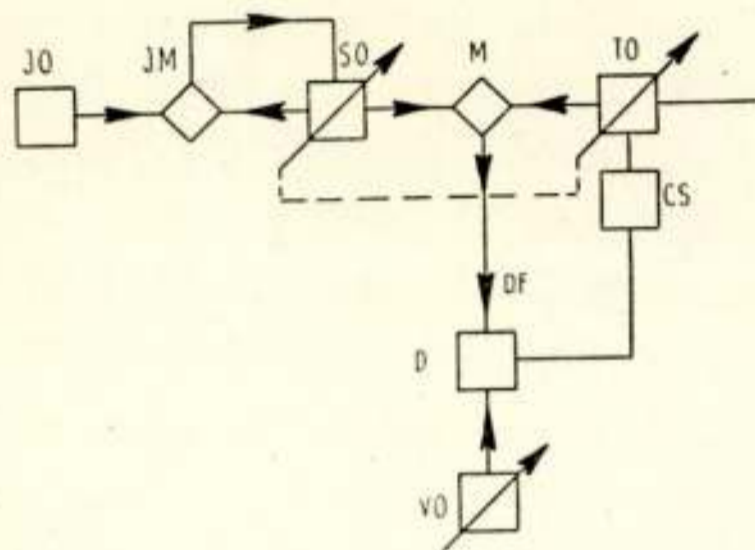


Fig. 5.

- I.O. = Impuls Oscillator
- I.M. = Impuls mengbuis
- S.O. = Gesynchroniseerde Oscillator
- M = Mengtrap
- T.O. = Gestuurde zender oscillator
- D = Vergelijkende Discriminator
- V.O. = Variabele Oscillator
- C.S. = Frequentie Regel schakeling
- D.F. = Verschilfrequentie tusschen S.O. en T.O.

1) *Frequentiestandaards.*

Het in fig. 5 gegeven blokschema leent zich al direct voor het gebruik als frequentiestandaard indien de impulsoscillator door een standaard kristal wordt gestuurd. Hierbij is echter nog de nauwkeurigheid van de 200 – 300 kHz oscillator maatgevend.

Echter kan door de 100 kHz standaard frequentie direct een 1kHz impuls oscillator (bijv. een regelbare stemvorkimpulsoscillator) worden gesynchroniseerd.

Nu kan de 200–300 kHz oscillator als I.G.O. worden uitgevoerd en om de kHz met standaard nauwkeurigheid worden

vergrendeld. Voor interpolatie kan weer een 2-3 kHz oscillator worden toegevoegd. Het is natuurlijk mogelijk, om dit nog voort te zetten en bijv. een 50 Hz of 10 Hz impulsoscillator te synchroniseeren en daarmee deze stappen vast te zetten.

Ook kan hiermee eventueel direct een synchronieklok worden gevoed.

Het groote voordeel van een dergelijke standaard is, dat deze slechts één enkele, volgens een decadenschaal instelbare frequentie levert, in tegenstelling met de gebruikelijke standaards, die meestal een spectrum geven. Hier is vergissing dus uitgesloten.

2) *Oscillografen.*

Door gebruik te maken van het stroboscopische effect, kan een verschijnsel op hooge frequentie naar een lagere frequentie worden getransformeerd en daarna op een oscillograaf worden afgebeeld. In deze zin is in Eindhoven een oscillograaf ontwikkeld.

3) *Kanaalmodulatoren*, voor draaggolftelefonie enz.

Bij het z.g. synchrone systeem van het opwekken van draaggolven voor meerkanalen systemen worden de resp. draaggolven afgeleid van één grondfrequentie. Gebruikelijk is het de hoogere harmonische van een impuls met vaste filters uit te zeven.

Aan deze filters worden echter zeer hooge eischen gesteld wegens de eisch van hooge mate van vrijheid van nevenfrequenties.

Door deze filters door I.G.O.'s te vervangen kan in dit opzicht een vereenvoudiging worden verkregen.

Hier is dan slechts één enkele stabiele kring noodig als oscillatorkring en een laagdoorlatend filter dat voor alle I.G.O.'s gelijk is en niet zeer scherp behoeft te zijn. Ook het wijzigen van de frequentie kan eenvoudig plaats vinden door het verstemmen van de I.G.O. kring.

4) *Ontvangers.*

Om ontvangers uit te voeren met een decadensysteem volgens het I.G.O. principe, zou het boven gegeven blokschema gebruikt kunnen worden als oscillatorschakeling van een superheterodyne ontvanger. Dit is echter tamelijk gecompliceerd.

Een aantrekkelijker oplossing is mogelijk, door de ontvanger

uit te voeren als dubbele super heterodyne ontvanger, dus met twee frequentie transformaties in cascade.

De eerste oscillator kan dan als I.G.O. worden uitgevoerd, die tezamen met de voorkringen stappen van 100 kHz maakt. De eerste M.F. moet dan een doorlaat-bandbreedte hebben van 100 kHz, evenals de ingangskringen. De tweede oscillator kan nu een frequentiegebied van 100 kHz. doorlopen, waarmee de interpolatie wordt verkregen. De tweede M.F. versterker heeft dan de gewenschte bandbreedte. Deze opzet leent zich ook uitstekend voor afstandbediening. Met behulp van een afstandbediening wordt dan de gewenschte 100 kHz stand van I.G.O. en voorkringen ingesteld, terwijl de tweede oscillator in het bedieningskastje kan worden ondergebracht en dus direct wordt bediend.

Voor deze toepassing in ontvangers is slechts de vraag, in hoeverre de harmonischen van de impulsfrequentie door afscherming voldoende kunnen worden onderdrukt, om geen storingen in de ontvanger te geven. Dit probleem is nog niet geheel onderzocht.

5) Zenders.

Op dit punt kan iets uitvoeriger worden ingegaan aan de hand van experimenten die samenhangen met de ontwikkeling van een 100 W vliegtuigzender, die zich in een vrij ver gevorderd stadium bevindt.

Deze zender is ontworpen voor een frequentie gebied van 2,6-18,5 MHz, met afstandsbediening en voor een afgifte van ca. 100 W uitgangsenergie. Voor het stuurgedeelte zijn gebruikt de z.g. *A*-techniek buizen ECH 41, EF 42 en EL 41. In een vroegere opzet waren *B*-techniek buizen geprojecteerd n.l. de typen ECH 21 en EBL 21. Aan deze uitvoering is het hier gegeven verklarende blokschema fig. 6 ontleend. De *A*-techniek buizen zijn belangrijk kleiner dan de *B*-techniek uitvoering, doch doordat roosters van triode- en hexode deel van de mengbuis bij de *A*-techniek uitvoering zijn doorverbonden is het niet mogelijk, de buisdeelen verschillende functies te geven, zoodat meer buizen noodig zijn. De afmetingen van het geheel blijven hierdoor ongeveer gelijk.

De impulsoscillator wordt in het blokschema gevormd door één buis ECH 21 tezamen met een dempdiode EA 50. Een tweede buis ECH 21 doet dienst als impulsmengbuis ter-

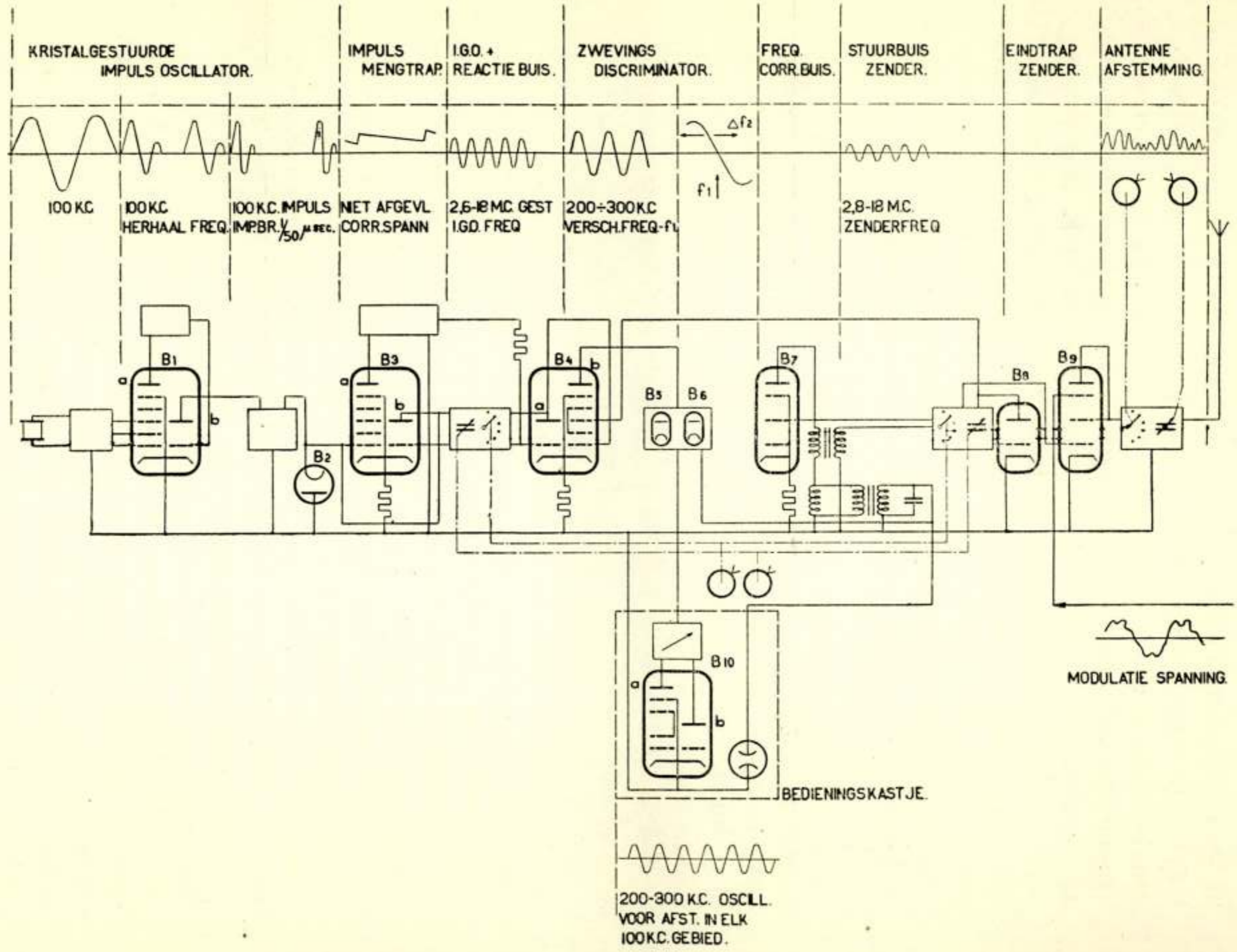


Fig. 6.

wijl het triodedeel als I.G.O. oscillator dienst doet. Van een derde buis werkt de triode als reactantiebuis van de I.G.O., terwijl de heptode het mengen met de zenderfrequentie verzorgt.

De zenderoscillator is uitgevoerd als een triode oscillator. I.G.O. en zenderoscillator zijn uitgerust met 6 omschakelbare frequenties bereiken, terwijl zij met behulp van een tweevoudige draaicondensator gelijk oplopend worden afgestemd bij een constant frequentie verschil van de gemiddelde afstemming van ca. 250 kHz. De verschilfrequentie wordt in een speciale zwevingsdiscriminator, die een duo diode bevat, vergeleken met het signaal van een continu oscillator, die in het bedieningskastje is ondergebracht, en die een gebied van 195—330 kHz doorloopt. Dit laatste in verband met de ligging van de vereichte vliegtuigbanden.

De zwevingsdiscriminator levert de regelspanning aan een regelbuis EBL 21, die de frequentie van de gestuurde oscillator op twee wijzen regelt n.l. over een klein frequentiegebied met kleine tijdconstante als reactantiebuis en over een groot frequentie gebied door meerdere of mindere verzadiging van een poederijzerkern. Deze laatste regeling is veel trager wegens de groote zelfinductie van de regelspoel.

Deze splitsing van regelingen is toegepast omdat een reactantieregeling slechts bij toepassing van zeer groote regelbuizen, het hier vereichte gebied van 135 kHz (met een tolerantie ca. 200 kHz) voor alle frequenties zou kunnen bestrijken.

Een motorregeling daarentegen is wegens de vereichte vertraging te gecompliceerd.

Eenige regeling met kleine tijdconstante is echter voor de zwevingsdiscriminator noodzakelijk.

Het tot hier beschreven gedeelte omvat het stuurgedeelte van de zender. Dit wordt nog gevolgd door een normale 100 W eindtrap. De afstemmingen vinden alle plaats met behulp van een systeem van 12 standen palknoppen met motoraandrijving. Deze 12 standen zijn in eerste instantie bedoeld overeen te komen met de normale vliegtuigbanden, doch kunnen door eenvoudige wijziging van de instelling op iedere gewenschte band worden ingesteld. Zou een 156 standen palknop beschikbaar zijn, dan kon de zender zonder meer als decaden zender werken, dan behoefde de continu oscillator slechts een gebied van 100 kHz te doorlopen.

De afmetingen met het chassis van deze zender zijn 370 mm breed, 280 mm diep en 195 mm hoog. De helft van dit chassis

wordt ingenomen door het stuurgedeelte en de helft door de eindtrap. Vóór dit chassis komt dan nog het palmechanisme, terwijl een afzonderlijke bedieningskast en een afzonderlijke modulator en voedingskast bij het geheel behooren. De uitvoering blijkt uit fig. 7 en 8.

Tenslotte is het van belang eenige beschouwingen te wijden aan de toepassingsmogelijkheden van de I.G.O. op hoge frequenties. Ten aanzien van dit probleem werden nog geen ervaringen opgedaan, behalve, dat in Eindhoven bij proeven voor oscillografen, synchronisatie tot in de buurt van 100 MHz werd bereikt.

Het is echter mogelijk de I.G.O. te vergelijken met eenige systemen, die eveneens hogere harmonischen kunnen leveren, en wel kunnen vergeleken worden:

- 1^o) Het uitfilteren en versterken van harmonischen van een spectrum, dat door een periodieke impuls wordt gevormd.
- 2^o) De I.G.O.
- 3^o) De Gesynchroniseerde Spectrum Generator.

De beide eerste systemen kunnen voor eenzelfde impuls direct vergeleken worden bijv. onder aanname van een rechthoekige impuls. Voor de I.G.O. wordt aangenomen diode menging met een ideale diode.

- 1^o) Voor een impuls vermogen W_i is het beschikbare over de tijd gemiddelde vermogen per harmonische $W' = \frac{W_i}{n}$.

De eff. waarde van de spanning per harmonische is hierbij $\frac{V_i}{n\sqrt{2}}$. Hierbij is de impulsbreedte zoodanig aangenomen dat

deze overeenkomt met een halve periode van de n° harmonische.

- 2^o) Onder gelijke omstandigheden blijkt, dat voor de I.G.O. het beschikbare regelvermogen gelijk is aan het impulsvermogen gemiddeld over een periode. De regelspanning is n.l. bij voldoende hoge impedantie gelijk aan de impulsspanning, terwijl de regelstroom gelijk is aan de impulsstroom, gemiddeld over één periode van de impulsfrequentie.

Hierbij is het gunstig, dat de volle spanning als regelspanning beschikbaar is, daar de meeste regelschakelingen zeer hoogohmig zijn. Bij het systeem onder 1^o komt inplaats van de gestuurde oscillator een versterkerbuis. Voor lagere frequenties is hiermee mogelijk meer uitgangsenergie te bereiken dan met de I.G.O., die met het oog op de verstemming slechts zwak mag worden aangekoppeld. Bij hogere frequenties

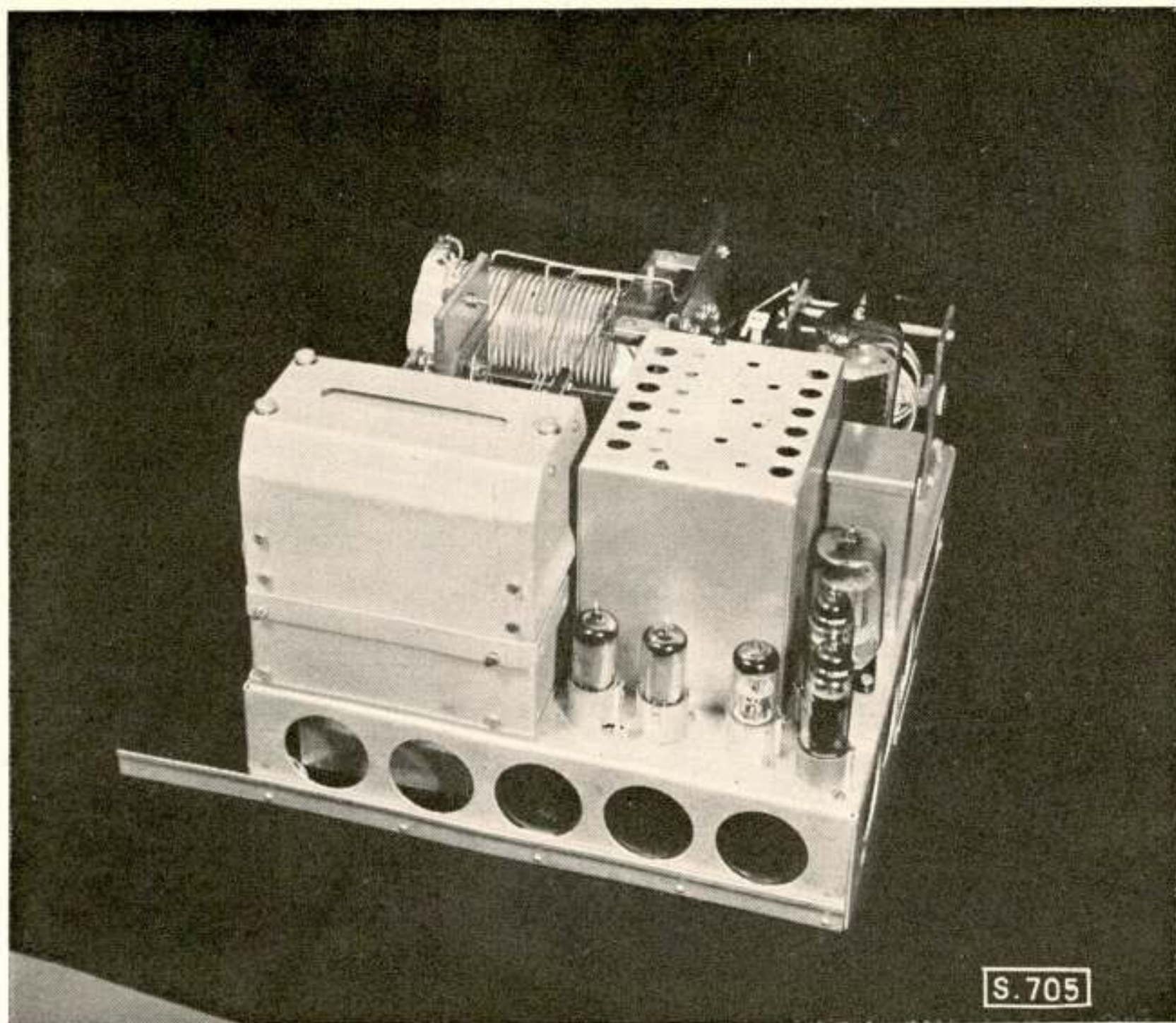


Fig. 7.

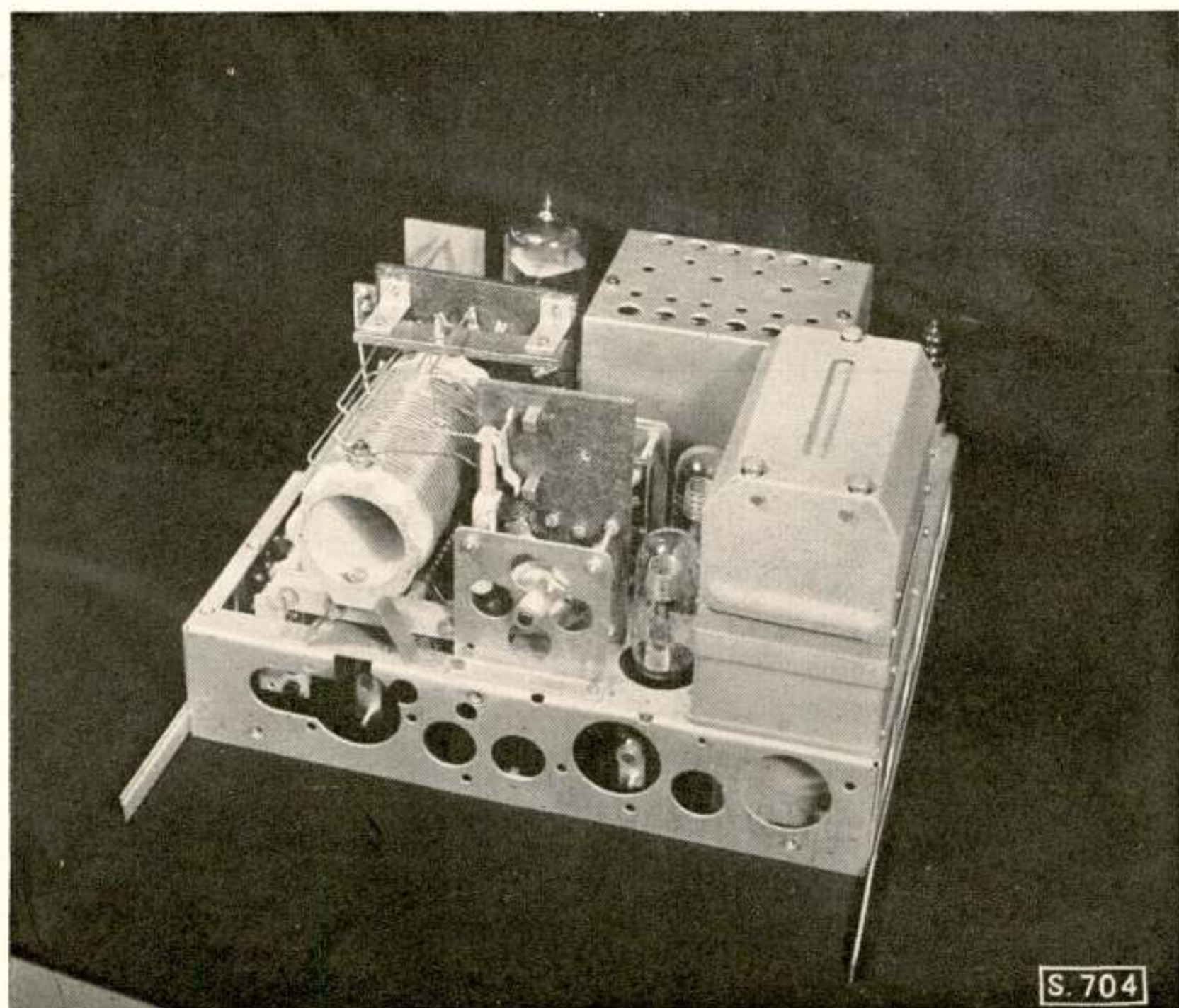
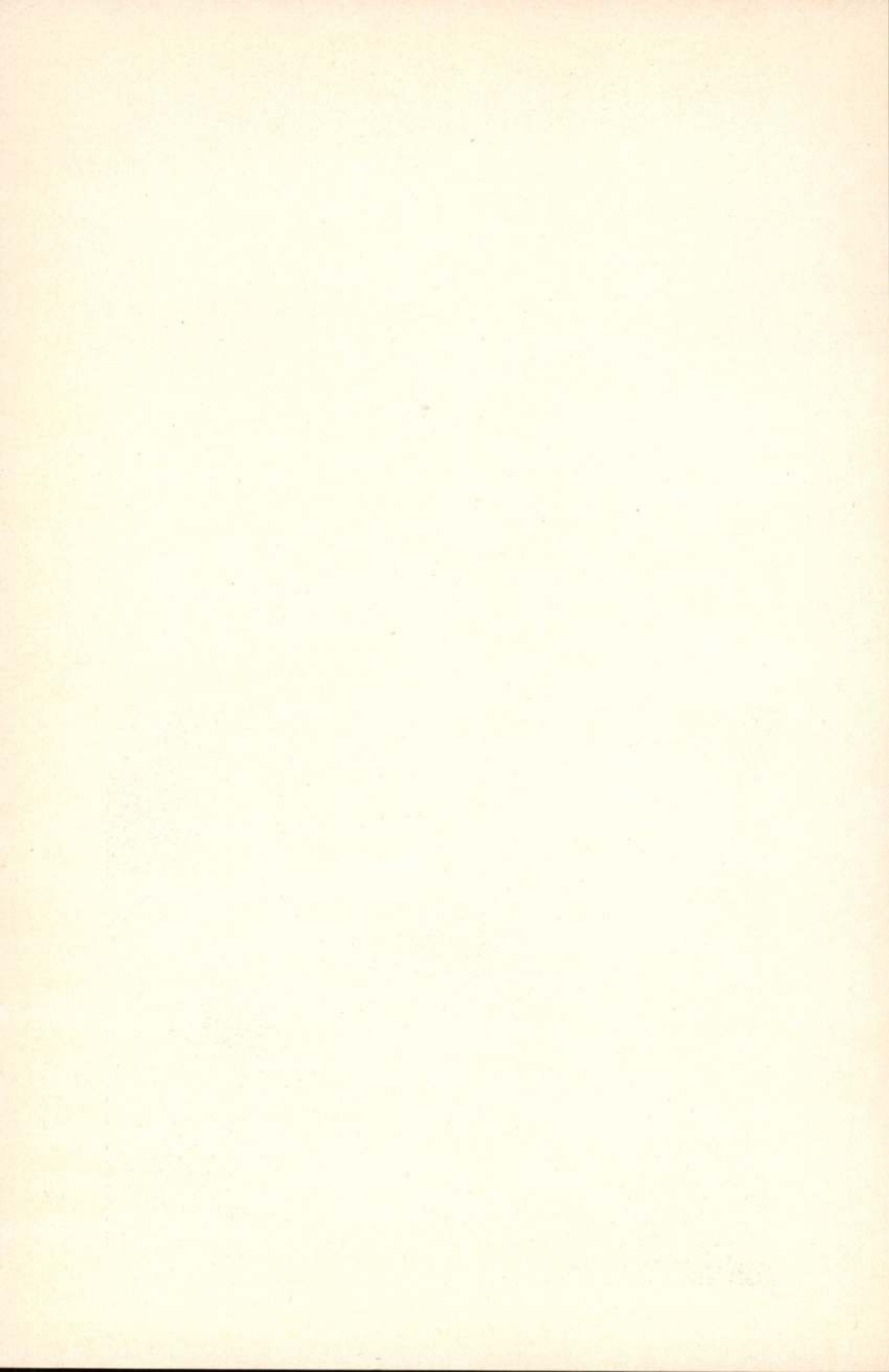


Fig. 8.



neemt de versterkingsmogelijkheid echter snel af, door de capaciteiten, terwijl daarentegen de regelschakelingen alleen geschikt moeten zijn voor de lage verschildfrequentie, die door het vanggebied wordt bepaald. Bij hogere frequenties is de I.G.O. dus sterk in het voordeel. Hierbij is nog niet beschouwd het bezwaar van de voor 1^o vereischte gecompliceerde filters.

3^o) De Gesynchroniseerde Spectrum Generator.

Deze berust, zooals reeds aangegeven, hierop, dat bij het periodiek inschakelen van een generator, het inslingerverschijnsel wordt vastgelegd door de harmonischen van de onderbrekingsfrequentie. Hierdoor wordt het verschijnsel periodiek met deze onderbrekingsfrequentie, en bevat dan dus uitsluitend harmonischen van deze frequentie. Voorwaarde is hierbij dat die harmonischen van de onderbrekingsfrequentie, die ongeveer overeenkomen met de oscillatorkringfrequentie, sterker zijn dan de ruischstorings- en eventueele stoorfrequenties. De sterkte van deze harmonischen wordt bepaald door de frontsteilheid van het inschakelverschijnsel. Het is dus van belang dit nader te beschouwen.

Bij een vergelijking van een impulsgenerator met een multivibrator, wordt de werking van de multivibratorbuis, die ca. 50% van de tijd in bedrijf is, beperkt door de dissipatie. Dit beperkt de maximale stroom, waarmee de frontsteilheid evenredig is.

Bij de kortstondige impuls zijn grootere stroomsterkten toelaatbaar en kan dikwijls tot de verzadigingsstroom van de buis worden gegaan. Zelfs is bij proeven in Engeland gebleken, dat men bij kortstondige impulsen tot ver over de verzadigingsstroom kan gaan, vermoedelijk wegens een cumulatief effect van de kathode.

Bij een impulsoscillator wordt de impulsbuis dikwijls gestuurd door een voorimpuls die $5 \text{ à } 10 \times$ breder is dan de gewenschte impuls. Is de impulsduur $\Delta t = \frac{T}{2n}$, dan is die van

de voorimpuls bijv. $\Delta t' = \frac{10 T}{2n}$. De flanksteilheid van de im-

puls kan dan $\frac{n}{5} \times$ grooter zijn dan die bij een multivibrator

met dezelfde buizen, indien deze in beide gevallen tot aan de grens van de dissipatie zijn belast. De sprongtijd is dan

$\frac{n}{10} \times$ de impulsbreedte, onder aannname van een driehoekige impuls. Voor een geval $n = 200$, dus waarbij de I.G.O. nog de 200^e harmonische synchroniseert, wordt de sprongtijd van de multivibrator $20 \times$ de impulsbreedte, d.w.z. dat de sprongtijd overeenkomt met 10 perioden van de 200^e harmonische. De amplitude van deze harmonische is nu van de orde $a_n = \frac{1}{8 n^2} p V_{max.}$, waarin n het ranggetal en p de verhouding van één periode van de herhalingsfrequentie tot de sprongtijd. We vinden hier dus $a_n = \frac{V_{max.}}{16,4 \cdot 10^4}$ of voor

$$V_{max.} = 20 V. \quad a_n = 800 \mu V.$$

In dit geval is dus het maximaal toelaatbare stoorniveau van de orde van $500 \mu V$. Van geval tot geval moet dus beoordeeld worden of de G.S.G. bruikbaar is zonder kans op storingen.

In de hier gegeven beschouwing kon slechts een globaal overzicht worden gegeven van de toepassingsmogelijkheden van Impuls- Gesynchroniseerde Oscillatoren. De bedoeling was hierbij, de mogelijkheden en problemen, welke dit stuursysteem biedt, te illustreeren. Op verschillende details als de impulsvorming, de als „kreunen” aangeduide onstabieleitsverschijnselen, de frequentieregelsystemen enz., kon hierdoor niet nader worden ingegaan.

Discussie

Ir H. J. Lindenhovius; Hoe groot is het vangbereik voor de verschillende discrete frequenties?

Ir E. H. Hugenholtz: Het vanggebied van de stuurtrap van de zender moet zoodanig zijn dat voor iedere instelling van de continu-instelbare oscillator, met een zekere tolerantie voor afwijkingen van de gelijkloop, synchronisatie optreedt. Dit gebied is voor de hoogste frequenties op ca. 280 kHz gekozen en voor de lagere frequenties op ca. 180 kHz. Over dit gebied moet de schakeling dus direct vangen.

L.: Beteekent dit dat de tijdconstante van het regelcircuit overeenkomstig deze zeer hoge frequentie moet zijn, dus van de orde van $\frac{1}{200,000}$ sec?

H.: Neen, de tijdconstante behoeft slechts zoodanig te zijn, dat de schakeling over het snelle reactantie regelgebied van bijv. 30 kHz direct kan vangen. Voor de verdere bijregeling zorgt dan de trage ijzerkernregeling.

N.B. Als nadere toelichting moge dienen, dat dit resultaat wordt bereikt, door een teruggekoppeld systeem van zeer lage frequentie, dat in het regelsysteem is geschakeld. Zoolang geen synchronisatie optreedt, oscilleert dit systeem, waarbij de stuurfrequentie periodiek het volle regelgebied zou doorlopen. Zoodra echter synchronisme optreedt, werkt de synchronisatie als tegenkoppeling voor de L.F. oscillatie, waardoor deze stopt en de schakeling synchroon blijft; zoodra het synchronisme verbroken wordt, treedt de L.F. oscillatie direct weer op. Hierdoor kan deze L.F. wisselspanning zeer goed gebruikt worden voor alarmeering van een event. storing in de synchronisatie.

Met dit systeem is het dus mogelijk om met een regelsysteem met kleine tijdconstante toch een groot vanggebied te bereiken.

Ir W. P. Jorritsma: In hoeverre zijn bij de ontwikkeling moeilijkheden ondervonden t.o.v. het doordringen van impulsen; 1e bij werkende eindtrap in de antenne, 2e in de seinpauze in de ontvanger?

H.: Aangezien de zender nog niet in de uiteindelijke vorm is samengesteld, zijn nog geen metingen verricht t.o.v. de parasitaire uitstraling. Deze hangt n.l. sterk van de opbouw af. De opbouw van de impulsoscillator in een afzonderlijke gesloten eenheid met voeding door filters is zoo gekozen om straling tot een minimum te beperken.

Wat betreft de storing van de ontvanger in de seinpauzes; deze kan zoo noodig opgeheven worden door de I.G.O. oscillator mee te sleutelen, of eventueel ook een deel van de impulsoscillator. In dat geval blijven alleen de kristaloscillator en de stabiele continu oscillator doorwerken.

J.: Zou een ontvanger met een impuls-gesynchroniseerde locale oscil-dezelfde reden vrij zijn te houden van interferentie fluitjes?

H.: Het ligt zeker in de bedoeling I.G.O. sturing van ontvangers te onderzoeken. Teneinde geen risico's te nemen werd echter voorloopig een bandenontvanger met afzonderlijke kristallen uitgevoerd.

Bij de tot nu toe uitgevoerde metingen is wel gebleken, dat de straling van de impulsharmonischen zeer gering kan zijn. In hoeverre echter aan de voor een ontvanger te stellen eisch van bijv. minder dan $1 \mu V$ op redelijke wijze kan worden voldaan, is nog niet te voorspellen.

Ir B. van Dijl: Welke deilverhoudingen zijn met impuls. gestuurde oscillatoren mogelijk?

H.: De bij frequentiedeeling bereikbare deilverhoudingen worden feitelijk op gelijke wijze beperkt als bij de vermenigvuldiging. In de eerste plaats moet n.l. gezorgd worden, dat de eigen stabiliteit van de gestuurde oscillator, in dit geval de impulsoscillator, voldoende is, om nooit op een verkeerde harmonische te synchroniseeren.

Hiertoe moet deze oscillator door een trillingssysteem van goede kwaliteit bijv. een stemvork, worden gestuurd, waarbij de frequentie echter eenigszins moet worden geregeld.

Onstabilititeiten kunnen wel optreden indien de impulsoscillator door een geregelde oscillator met gelijke frequentie wordt gestuurd, waarbij een fase slinging tusschen deze beide oscillatoren mogelijk is. Iedere fase-variantie wordt nu $n x$ vergroot, en daardoor kan dit spoedig aanleiding geven tot blijvende trillingen. Is echter de fasetolerantie bij de synchronisatie voldoende klein, dan blijft het systeem stabiel, zooals reeds practisch gebleken is, ook bij groote deilverhoudingen.

Grensgevoeligheid

door J. L. van Soest en J. L. Bordewijk

Voordracht gehouden voor het Nederlandsch Radiogenootschap
op 28 Maart 1947.

SUMMARY

In this paper the problem of the limit of sensitivity is discussed in a general and elementary manner. The limit of sensitivity is a mixture of sensitivity and exactitude of a measuring apparatus, the exactitude being restricted by the inevitable disturbances caused by temperature motion and influenced by the impossibility of an unlimited-continuous scale reading, which however can always be expressed in a whole number of smallest possible scale values. The problem is extended to the case in which the exactitude of the measuring apparatus itself is taken into consideration and in that case a definition of measuring quality is given.

1. *Gevoeligheid*.

Bij een meetprocédé wordt de te meten grootheid, meetgegeven x genoemd, via een reeks van transformaties in andere grootheden, die wij meetbeelden noemen, omgezet in een laatste meetbeeld, dat voor directe zintuigelijke waarneming geschikt is. Veelal heeft dit een lengtedimensie, welke met een lengteschaal kan worden vergeleken, b.v. bij de uitslag van een wijzer langs een schaalverdeeling. Nu is het in het algemeen zóó dat men dit laatste meetbeeld in een dimensieloos getal n kan uitdrukken, dat het aantal schaaldeelen aangeeft. Men is gewoon de *gevoeligheid* van het procédé uit te drukken door:

$$g = \frac{dn}{dx} \quad (1)$$

Als het meetprocédé zóó is, dat n en x met elkander evenredig zijn, geldt:

$$g = \frac{n}{x} \quad (1a)$$

Wij houden ons voorloopig aan deze veronderstelling.

2. Schaalnauwkeurigheid.

Er is geen bezwaar tegen de schaaldeelen zóó fijn te maken dat elk schaaldeel overeenkomt met de *kleinst afleesbare schaalwaarde*, maar dan moet men de afspraak maken, dat het laatste meetbeeld niet een continu doorlopend getal n is, maar een getal N , dat alleen de rij van *gebeele* getallen doorloopt. Hierdoor

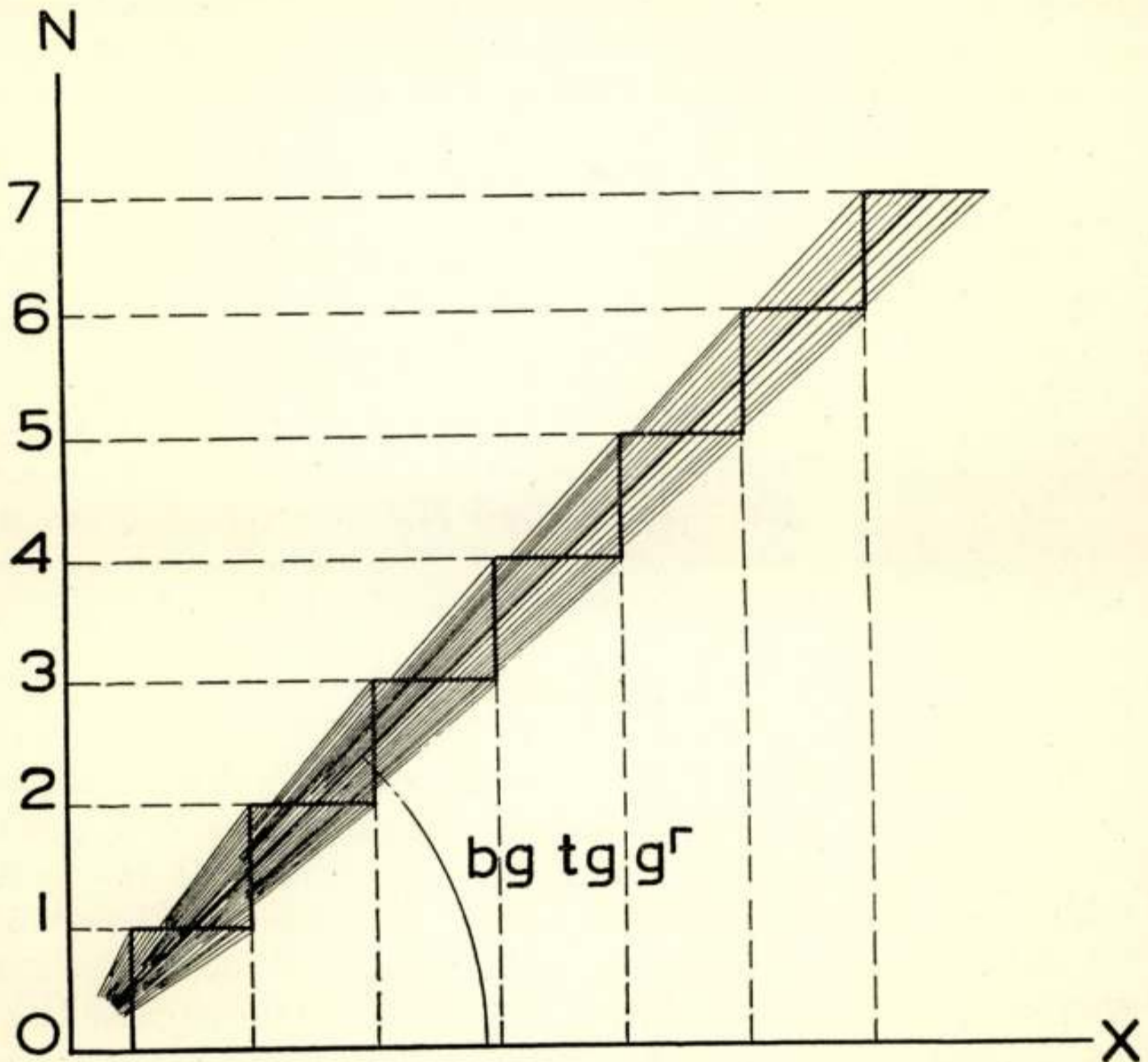


Fig. 1.

wordt het verband van N en x door een trapvormige Entierfunctie aangeduid: $N = E(gx)^1$, of:

$$g^r = \frac{N}{x} \quad (2)$$

Hierbij is g^r een om g schommelende waarde (fig. 1); in g^r worden *gevoeligheid* en *schaalnauwkeurigheid* gemengd. De kwali-

¹⁾ Feitelijk $N = E\{g(x + 1/2)\}$, doch deze halfwaarde speelt verder geen rol.

teit van een meetprocédé heeft met beide eigenschappen te maken. Het zal nu straks blijken dat, om tot een continue overgang te geraken van gevoeligheid naar grensgevoeligheid, het nuttig is te definiëren een begrip: „meetkwaliteit”, waarin evenals bij *grensgevoeligheid* nauwkeurigheid en gevoeligheid worden gemengd.

3. Natuurlijke storing.

Wij nemen voorloopig aan dat het meetprocédé technisch ideaal is bedacht en gebouwd met een gevoeligheid g en dat het van een eveneens ideale versterker v voorzien is; dan is de gevoeligheid van het samenstel $G = g \cdot v$. Van nature is

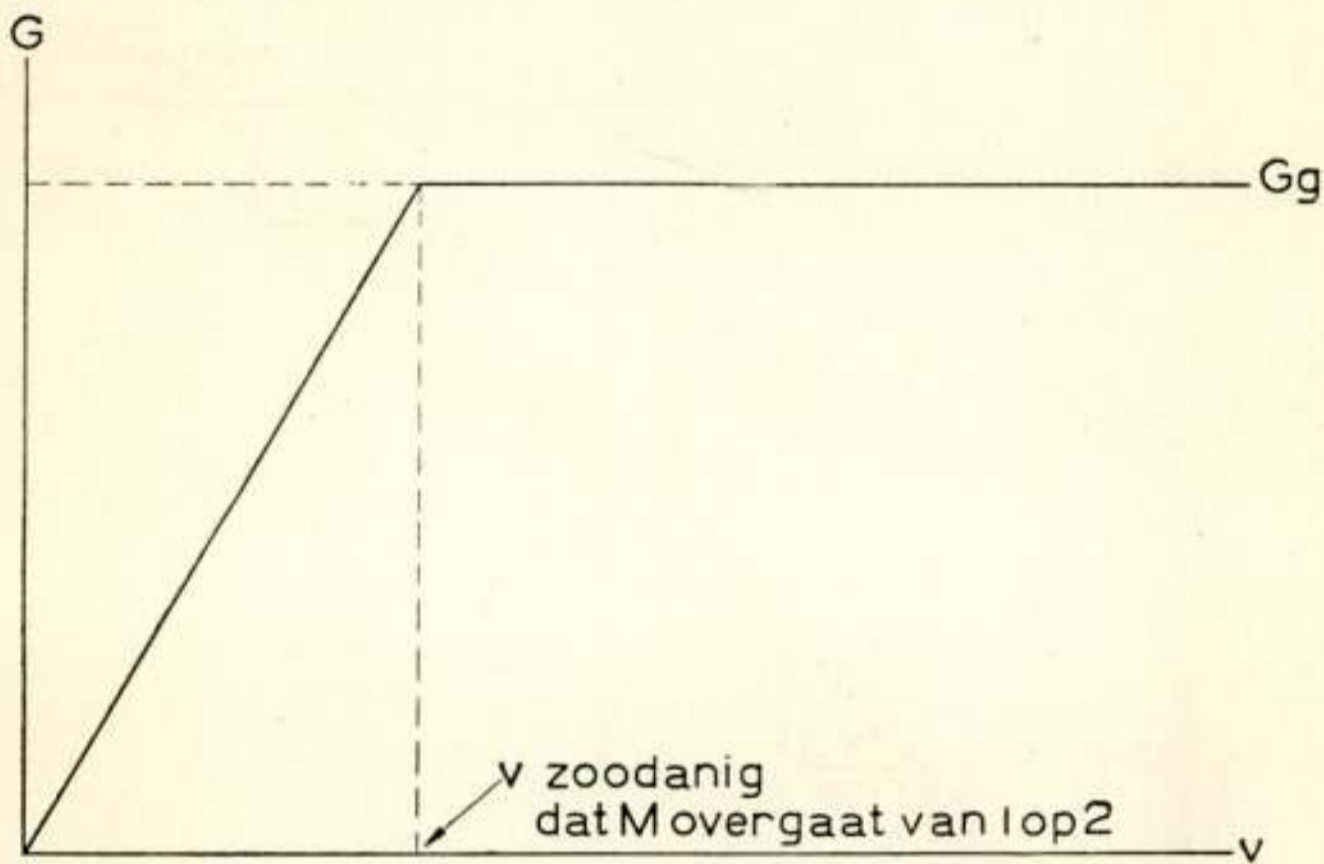


Fig. 2.

echter een niet te vermijden storing met middelbare waarde x_{st} naast het meetgegeven x aanwezig, veroorzaakt door de effecten der warmtebeweging. Deze storing zal zich in het laatste meetbeeld N kenbaar maken, wanneer $G \cdot x_{st}$ vergelijkbaar wordt met de kleinst afleesbare schaalwaarde (identiek 1). Bij verhooging van de versterking gaat deze storing invloed uitoefenen op de afleesnauwkeurigheid; in plaats van:

$$G^r = \frac{N}{x} \quad (3)$$

ontstaat:

$$G^r = \frac{N}{M x} \quad (4)$$

Hierin is M de factor, die de afleesbaarheid der schaal vermin-

dert; men kan zeggen dat het is alsof M , inplaats van 1, de kleinst afleesbare schaalwaarde wordt bij aanwezigheid van deze storing. Het is duidelijk dat N , en bij voldoende hooge versterking v ook M , met terzijdestelling van het Entieverloop, met v evenredig zijn, zoodat bij groote waarden van v , G^r in een limietwaarde G_g overgaat; na weglating van de schommelingen van de Entierfuncties is een en ander in fig. 2 geschetst.

De factor M moet nu nader gediscussieerd worden; uit wat hiervoor gezegd is, volgt: $N = E(g.v.x)^1$; voor x_{st} geldt evenzoo $N_{st} = E(g.v.x_{st})$; als $N_{st} \geq 1$ wordt, telt de erdoor onstane onnauwkeurigheid in de meting op bij de schaalonnauwkeurigheid

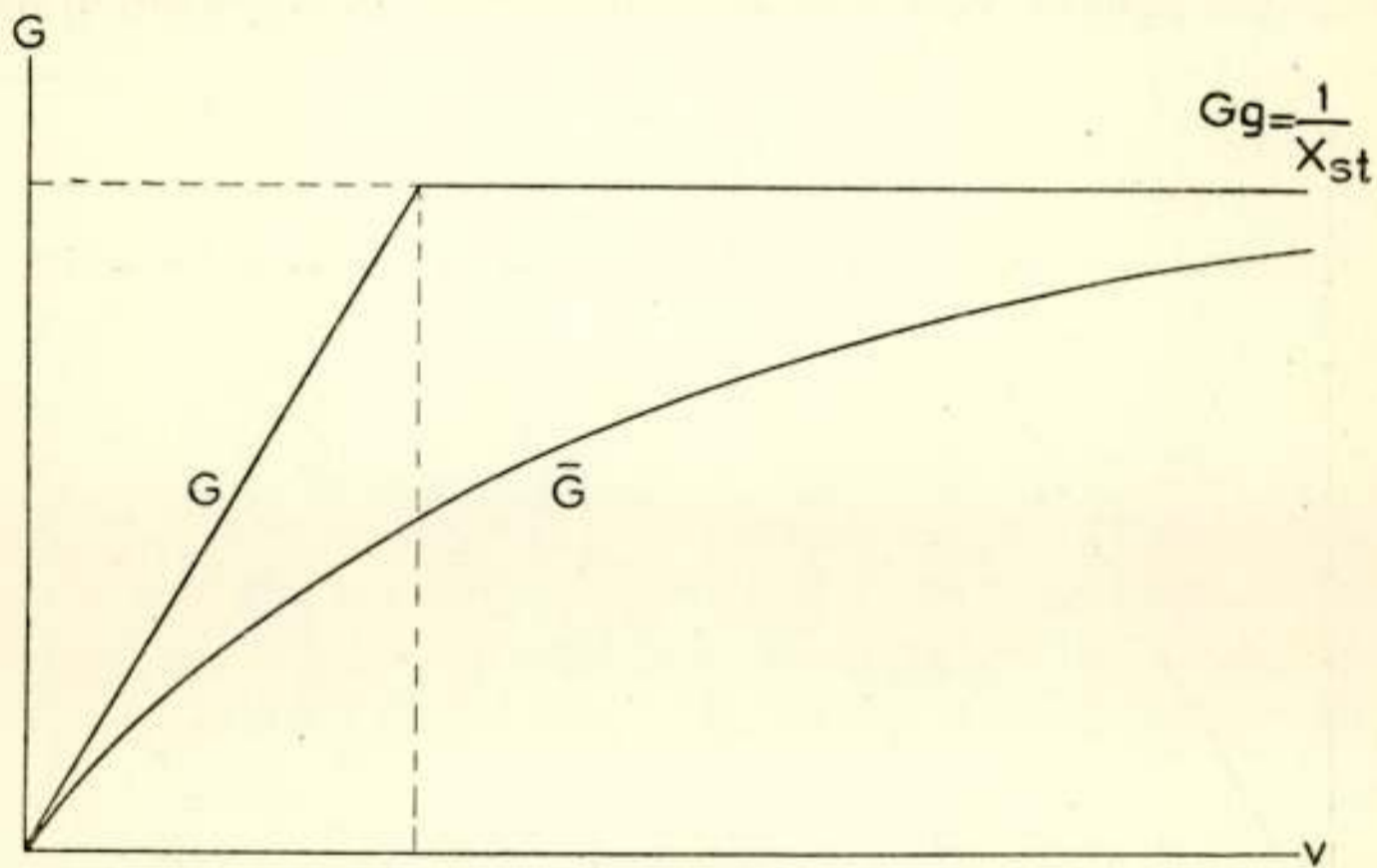


Fig. 3.

heid, die volgens het bovenstaande tot 1 is genormeerd. En dan wordt:

$$G^r = \frac{N}{(N_{st} + 1)x} \quad (5)$$

Klaarblijkelijk is M in onze beginopzet door $(N_{st} + 1)$ te vervangen; als $N_{st} = 0$ gaat (5) in (3) over.

4. Grensgevoeligheid.

De Entierfuncties zijn onoverzichtelijk; wij gaan tot de continue functies over door N door $g.v.x$ en N_{st} door $g.v.x_{st}$ te vervangen; dan ontstaat (fig. 3):

¹⁾ De Entierfunctie is weer zoo verondersteld dat zij schommelt om de functie $N = g.v.x$.

$$\bar{G} = \frac{g \cdot v \cdot x}{g \cdot v \cdot x_{st} + 1} \cdot \frac{1}{x} = \frac{1}{x_{st} + \frac{1}{g \cdot v}} \quad (6)$$

Bij v relatief klein ($g \cdot v \cdot x_{st} \ll 1$) gaat deze vorm over in $G = g \cdot v$; bij v groot ($g \cdot v \cdot x_{st} \gg 1$) gaat deze vorm over in de van v onafhankelijke limietwaarde $G_g = \frac{1}{x_{st}}$. Deze grootheid G_g is met

grensgevoeligheid te identificeren; in de aanname, die wij maakten, dat de gevoeligheid de verhouding is van aantal kleinste schaaldeelen gedeeld door meetgegeven, blijkt de *grensgevoeligheid van een meetprocedé de inverse waarde van ∂e , door warmteeffect op het meetgegeven invloed uitoefenende, storing*.

Wij hebben dus:

$$\bar{G} = \frac{1}{G_g^{-1} + G^{-1}} \quad (7)$$

waarbij:

$$G_g = \frac{1}{x_{st}} \quad (8)$$

Door vergrooting van het aantal meetwaarnemingen A , respectievelijk door vergrooting van den totalen waarnemingstijd t , of met ermede in beginsel identieke middelen (frequentiebandversmalling, e.d.) kan men de meetserie als geheel verbeteren evenredig met \sqrt{A} of \sqrt{t} , omdat de grensgevoeligheid (mèt x_{st}) hierdoor beïnvloed wordt. Bovendien is x_{st} b.v. nog evenredig met \sqrt{T} , waarin T de absolute temperatuur is. Zoo onherroepelijk is de limiet van de grensgevoeligheid dus niet, als men wel zou kunnen meenen.

5. Meetkwaliteit.

Tot nu toe veronderstelden wij een meetprocedé, dat zelf ideaal was; welke rol spelen nu onnauwkeurigheden ervan in onze beschouwingen?

Zoo spoedig het procedé zelf storingen en onnauwkeurigheden vertoont (wrijvingen, spelingen, uitwendige invloeden, e.d.) telt zich in de factor M (§ 3) bij $(N_{st} + 1)$ nog een bedrag n_a op, dat de apparatuuronnauwkeurigheden aangeeft.

Daarbij moet het volgende worden opgemerkt: n_a behoeft niet constant te zijn en kan b.v. afhankelijk van v zijn; verder behoeft n_a geen geheel getal te zijn, mits $M = E(n_{st} + n_a + 1)$ dit maar is.

Overeenkomstig de formules (5) tot en met (8) ontstaat nu:

$$G^{\Gamma} = \frac{N}{E(n_{st} + n_a + 1)x} \quad (5')$$

$$\bar{G} = \frac{1}{x_{st} + \frac{1 + n_a}{g \cdot v}} \quad (6')$$

$$\bar{G} = \frac{1}{G_s^{-1} + (G')^{-1}} \quad (7')$$

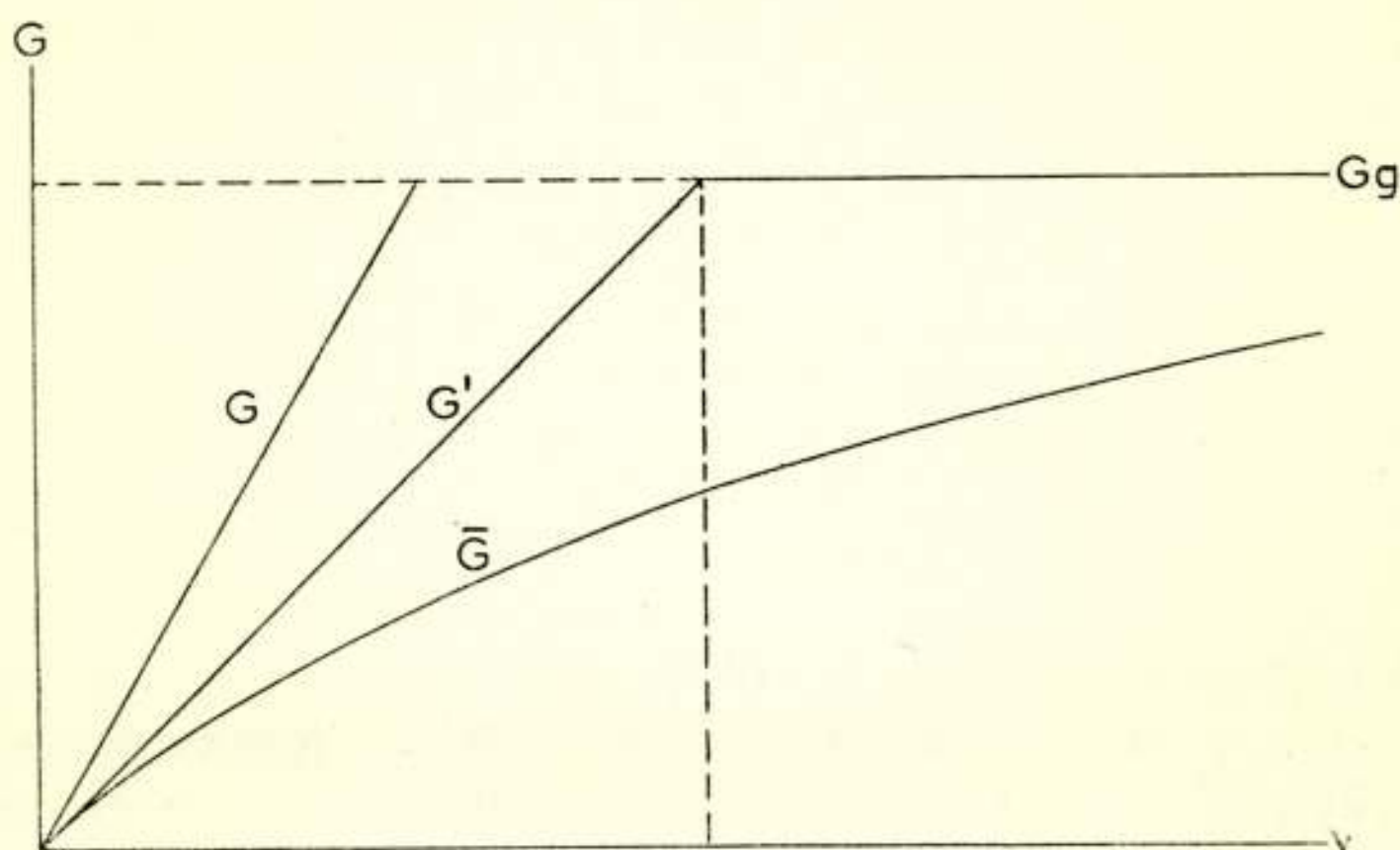


Fig. 4.

als $G' = \frac{g \cdot v}{1 + n_a}$, bij $n_a = 0$ overgaande in $G = g \cdot v$ en $G_s = \frac{1}{x_{st}}$ als vroeger.

In fig. 4 is een en ander afgebeeld; in G' worden gevoeligheid en nauwkeurigheid geheel gemengd en in strikten zin zouden wij deze grootheid $G' = \frac{g \cdot v}{1 + n_a}$ de *meetkwaliteit* van de apparatuur kunnen noemen. Wij verkiezen echter de grootheid \bar{G} als *meetkwaliteit van het geheele procédé* te bestempelen, waarbij dus ook de grensgevoeligheid wordt medegerekend.

6. Algemeen functioneel verband tusschen meetgegeven en laatste meetbeeld.

Wij grijpen nu terug op het algemeene geval (1):

$$G = \frac{dn}{dx}$$

waarin x het meetgegeven, n het laatste meetbeeld in schaaldeelen en G de gevoeligheid is.

In het licht gezien van de Entierfuncties, die hiervoor ter sprake kwamen is het begrijpelijk dat wij ons af moeten vragen of het wel juist is G door een differentiaal-quotient uit te drukken en niet door een verschillenquotient: $G = \frac{\Delta n}{\Delta x}$.

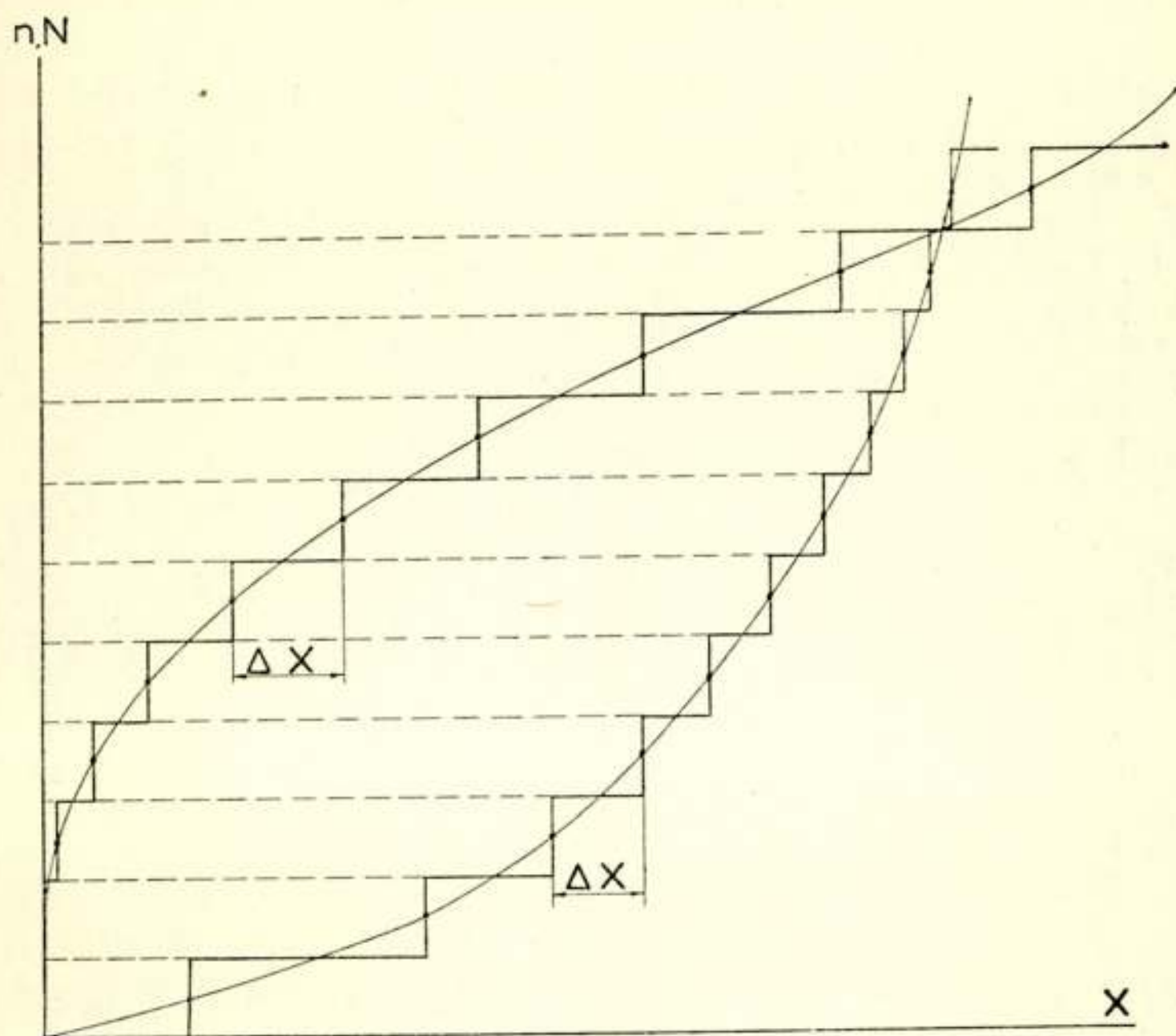


Fig. 5.

Als men, bij het kiezen van kleinste schaalwaarden, van de continue getallenrij n overgaat naar de geheele-getallenrij N , waarbij ΔN identiek 1 is, verkrijgt men:

$$G^{\text{r}} = \frac{1}{\Delta x} \quad (9)$$

Hierbij is Δx de verandering in het meetgegeven, die bij de kleinst afleesbare schaalwaarde behoort. In fig. 5 zijn bijvoorbeeld voor twee willekeurige functies $n = f(x)$ de waarden Δx uitgezet.

7. Voorbeeld.

Een voorbeeld moge een en ander toelichten (fig. 6).

Wij vergelijken de meetprocédé's I en II, waarbij gegeven is :

$$\text{I) } n = p \cdot x.$$

$$\text{II) } n = q \{ (x - a)^3 + a^3 \}$$

Laat bovendien $p = q \cdot a^2$, dan is bij $x = a$ voor beide gevallen $n = p a = q a^3$; de gevoeligheid van het systeem I is daar p , dat van II is $\left(\frac{dn}{dx}\right)_{x=a} = 0$.

Is langs de n -ordinaat ook N afgezet op afstanden $\Delta N = 1$,

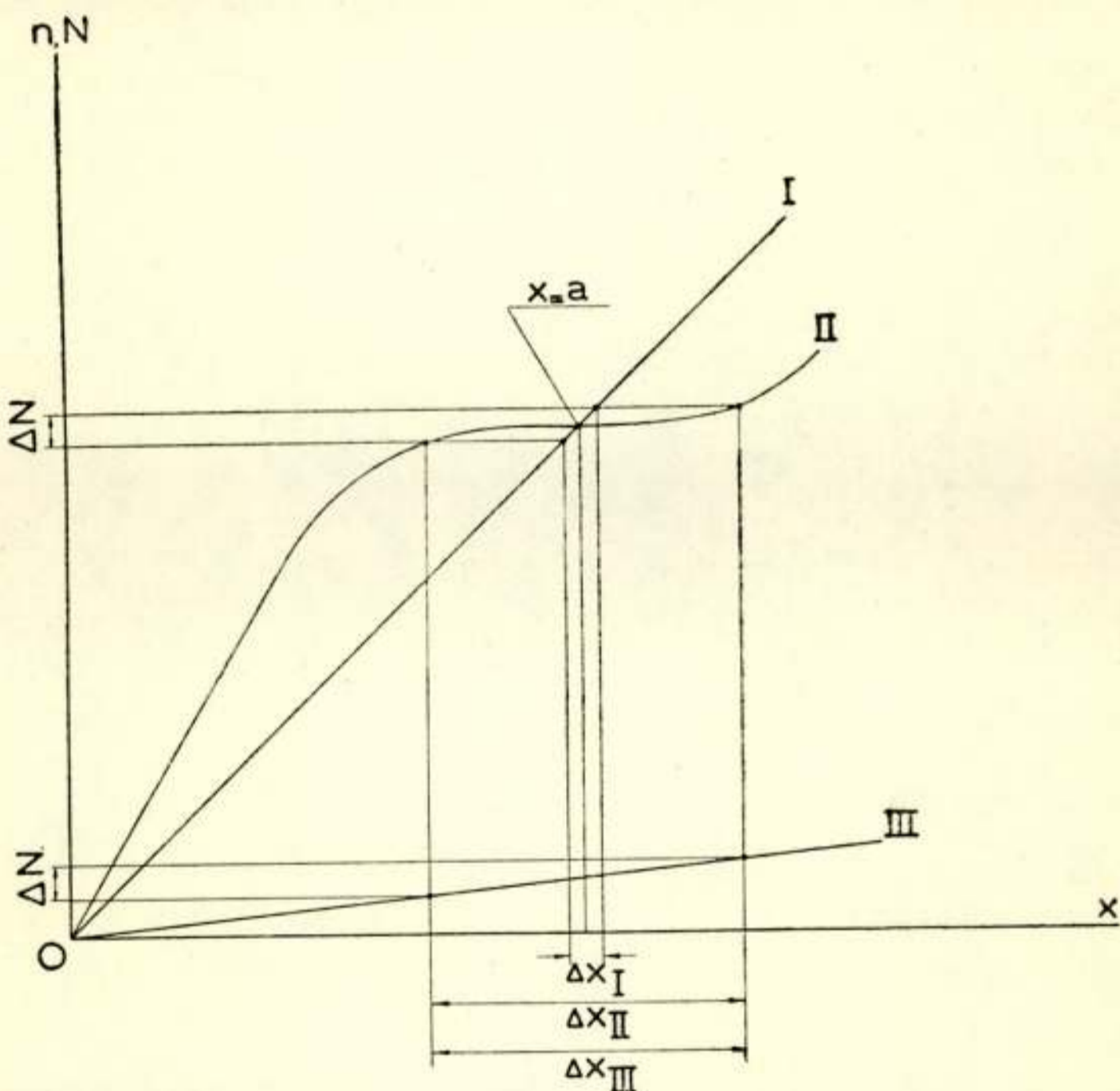


Fig. 6.

zoo correspondeert hiermee nabij $x = a$ op de abscis Δx_I voor systeem I en Δx_{II} voor II. De waarden $G^r = \frac{1}{\Delta x}$ voor beide

procédé's zijn ongelijk, maar opvallend is dat G^r_{II} , in tegenstelling tot G_{II} , niet 0 is; dit wil zeggen, dat al is de gevoeligheid in $x = a$ gelijk aan 0 een meting met procédé II daar niet geheel zinloos is, ja zelfs evenveel waarde heeft als een meting met een lineair meetprocédé III, dat een evengroote Δx , ter plaatste $x = a$, dus een evengroote G^r bezit; terwijl

van II de gevoeligheid in $x = a$ zelf gelijk 0 is, is voor III de gevoeligheid een eindige waarde, bepaald door de helling van III; overigens kan men zeggen dat voor het gebied, dat zich in de buurt van $x = a$ over Δx_{II} uitstrekt, de gevoeligheid van II eigenlijk gemiddeld niet 0 is, hetgeen wij boven reeds tot uitdrukking brachten door G te poneeren als een verschillenquotient $G = \frac{\Delta n}{\Delta x}$.

8. Meetkwaliteit en grensgevoeligheid, algemeen.

Op soortgelijke wijze als voorheen in het bijzonder geval van een meetprocédé, waarin meetgegeven en laatste meetbeeld evenredig waren, komen wij nu tot:

$$\bar{G} = \frac{\frac{1}{\Delta x}}{n_{st} + n_a + 1} \quad (10)$$

waarin n_{st} de storing van het warmte-effect is en n_a de onnauwkeurigheden van het procédé zelf zijn; verder;

$$\bar{G} = \frac{1}{G_g^{-1} + G'^{-1}} \quad (11)$$

want, wanneer $n_{st} \ll 1$, gaat de vorm in $G' = \frac{1}{\Delta x (n_a + 1)}$ over en wanneer $n_{st} \gg 1$, gaat de vorm over in:

$$G_g = \frac{1}{n_{st} \cdot \Delta x} \quad (12)$$

Als het meetprocédé door $n = f(x)$ wordt bepaald, waarbij $N = E\{f(x)\}$, is met benadering $1 = \Delta N$ gelijkgenomen aan $\Delta n \approx f'(x) \cdot \Delta x$, dus $\Delta x \approx \frac{1}{f'(x)}$.

Bovendien is $N_{st} \approx n_{st} = f(x_{st})$, zoodat benaderd geldt:

$$G_g = \frac{f'(x)}{f(x_{st})} \quad (13)$$

Alleen die versterking v , die buiten de functie f en dus ook buiten f' geplaatst kan worden, beïnvloedt de waarde van G_g niet.

In formules (10) en (13) zijn resp. de algemeene definities van *meetkwaliteit* en *grensgevoeligheid* gegeven.

Mededeeling uit het Fysisch Laboratorium Min. v. Oorlog en het Natuurkundig Laboratorium P.T.T.

Discussie

Ir H. J. Lindenhovius: Het verbaast mij dat in Uw formules twee storingen n.l. één afkomstig van het te meten object en een andere afkomstig van de meetapparatuur in het eindresultaat zonder meer worden opgeteld, terwijl men zou verwachten een resultaat evenredig met de wortel uit de som der kwadraten.

Ir v. Soest: Inderdaad is Uw opmerking juist, mits N_a (de storingen der meetapparatuur) evenals N_{st} (temperatuureffecten) aan een verdeling volgens Gauss voldoen. Dit behoeft echter niet en zeker is de schaalstoring ($\equiv 1$) aan een geheel andere statistische verdeling gebonden. De vorm $(1 + N_a + N_{st})$ zal dan ook wel een ingewikkelder gedaante hebben, die nog nader bestudeerd moet worden, maar die na weglating van N_a voor $N_{st} \gg 1$ zeker 1 moet worden en voor $N_{st} \gg 1$ in N_{st} zal overgaan.

Ir J. K. Schouten: Uit Uw voordracht meen ik te mogen opmaken dat aan de grensgevoeligheid b.v. door uitbreiding van het aantal waarnemingen, geen grens gesteld kan worden. Is dit juist?

v. S.: Theoretisch ja! Maar men moet bedenken dat een zeer groot aantal waarnemingen gepaard gaat met een zeer groote waarnemingstijd, waarin de apparatuur en de mogelijk er op inwerkende uitwendige invloeden des te moeilijker constant gehouden kunnen worden, zoodat praktisch onvermijdelijk storingen worden geïntroduceerd en men toch tot een begrenzing geraakt.

Ir F. A. de Groot: Is tenslotte niet de schaalverdeling N beslissend voor de uiteindelijke gevoeligheid ook bij het meten over langere tijd?

Het overgaan van de trapjeskromme op continue functies introduceert hier een onnauwkeurigheid. Is dit niet te vermijden met andere wiskundige hulpmiddelen b.v. van de quantenmechanica?

v. S.: Aan de schaalverdeling N is uiterste technische volmaaktheid toegedacht en dus is gepoogd de trapjes zoo klein mogelijk te maken. Inderdaad introduceert men een onnauwkeurigheid bij de overgang op continue functies, die in technische gevallen, zooals boven gezegd, veelal niet storend is.

Uw tweede vraag zou te overwegen zijn.

Ir L. Blok: De mathematische uitdrukking $G_g = \frac{f'(x)}{f(x_{st})}$ is blijkbaar moeilijk te aanvaarden omdat $f'(x)$ uit de continue functie $G = \frac{dn}{dx}$ genomen is terwijl $f'(x)$ van de trapjeskromme 0 of ∞ is.

v. S.: Neen, dit is niet zóó bedoeld; de uitdrukking $\frac{f'(x)}{f(x_{st})}$ is een benadering, terwijl f een continue functie is.

Deze benadering is meest voldoende: bijzondere gevallen zijn, bij behoorlijke technische meetapparatuur nauwelijks te verwachten.

Ontvangen boeken en Tijdschriften.

- Bulletin Mensuel*, U.R.S.I., Maart 1947.
Proceedings of the Cambridge Philosophical Society, Vol. 43. part. 2. (April 1947).
Journal of the Franklin Institute, Maart 1947, April 1947.
Electrical Communication, Vol. 23, Nr. 2. December 1946.
Wireless Engineer, April 1947, Mei 1947.
Radio Revue, April 1947, Mei 1947.
De Ingenieur, Jaargang 59, Nrs. 15-19-20.
Radio Expres, Jaargang 24. Nr. 9.

Boekbespreking

W. G. Cady, *Piezoelectricity*, New York, Mc Graw-Hill Comp. Inc. 1946; XXIII + 806 pp. geïllustreerd; \$ 9.00; 16 x 23 cm.

Dit boek, dat blijkens den ondertitel is: "An introduction to the Theory and Applications of Electromechanical Phenomena in Crystals" verscheen als een deel in de "International Series in Pure and Applied Physics".

Zooals in de inleiding opgemerkt wordt, vormt het een poging om te voorzien in de noodzakelijkheid van een samenvattend werk over de fysische eigenschappen van piezo-electrische kristallen en van hun praktische toepassingen.

Wanneer iemand als Prof. W. G. Cady een dergelijke poging onderneemt is succes vooruit verzekerd. Naar hij mededeelt heeft hij bovendien medewerking gehad van een groot aantal vooraanstaande onderzoekers op dit gebied. Het resultaat is dan ook een boek, dat wel een zeer volledig en uitstekend overzicht geeft van het onderwerp in kwestie.

De schrijver deelt mede, dat het werk bedoeld is, zoowel voor diegenen die ontwikkelingswerk op dit gebied verrichten, als voor studenten en amateurs. Wij weten niet precies welke technische en mathematische ondergrond de gemiddelde Amerikaansche amateur bezit, maar naar onze meening zal veel in dit boek beslist boven het bevattingsvermogen van den gemiddelden Nederlandschen amateur gaan.

Piezo-electriciteit is zoodanig met allerlei takken van de physica verbonden, dat het noodzakelijk bleek een aantal onderwerpen op algemeen kristal-fysisch gebied tevens te bespreken. Het boek bevat dan ook o.a. hoofdstukken over elastische en diëlectrische eigenschappen van kristallen, over pyro-electrische en over optische effecten.

Behalve van kwarts worden tevens uitvoerig de eigenschappen besproken van Rochellezout en andere seignette electriche kristallen, in verband met de belangrijke problemen, en in verband met de toepassing van deze laatste kristallen thans en in de toekomst.

Met opzet zijn details van elektrische schema's weggelaten, evenzoo wordt omtrent de techniek van de vervaardiging slechts weinig vermeld.

Uiteraard is veel van wat dit boek bevat ook reeds elders gepubliceerd, er zijn echter ook een belangrijk aantal nog nergens gepubliceerde gegevens opgenomen.

Aan het eind van het werk is een zeer uitgebreide literatuur-lijst opgenomen bevattende 57 boeken en 602 tijdschrift-artikelen. Bovendien worden ook in den tekst herhaaldelijk bronnen aangehaald, terwijl veelal aan het eind van een hoofdstuk nog een lijst opgenomen is van speciale litteratuur, die op het in dat hoofdstuk behandelde onderwerp betrekking heeft.

Behalve 168 figuren bevat het boek 3 portretten n.l. van P. Curie, J. Curie en W. Voigt.

Ieder boek bevat fouten en onnauwkeurigheden en in deze maakt het beschreven werk geen uitzondering. Ook valt op te merken, dat elk hoofdstuk begint met een literaire aanhaling, waarbij de schrijver niet altijd even gelukkig is. Deze feiten doen echter aan de totale waarde van het werk naar onze meening geen enkele afbreuk.

J. J. V.