

TWINTIGSTE JAARGANG

RADIO EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

IN DIT NUMMER: Gewone ontvangcondensatoren voor den zwevings-toongenerator. — Sneller werken met den afregelzender. — Nog eens RC-oscillatoren. — En nog altijd kristalontvangers. — Wenken voor het zelf bouwen van een kathodestraal-oscilloscoop: de versterker. — Stralende supers en microfonische draaicondensatoren.

NO. 6

20 MAART 1942

PRIJS

31 CENT

Verzamel Uw nummers van
RADIO-EXPRES
IN DEZEN LINNEN PRACHTBAND



Deze handige band, de **Easybind**, munt uit door eenvoud. Door een enkele handbeweging (zie de alb. in de cirkel) kunt U zelf de nummers van Radio-Expres inbinden. U voorkomt daardoor het zoekraken of slordig op een stapel liggen v. h. tijdschrift. De **Easybind** stelt U in staat het volle profijt te trekken van Uw abonnement. De **Easybind** voor Radio-Expres kost f 2.75 franco thuis.

Stortingen kunnen geschieden op postrek. 385246 ten name van Radio-Expres met vermelding van idoel



RADIO-EXPRES

een

BOEK IN WORDING

**Complete
jaargangen
Radio-Expres**

1940 f 5.—

1941 f 5.25

De jaargang 1939 is geheel uitverkocht



Levering uitsluitend na inzending van het bedrag aan de administratie van Radio-Expres, Stadhoudersweg 153a Rotterdam, Giro 385246

Binnenkort verschijnt de luxe band 1941



Stortingen ad f **1.61** kunnen geschieden ten name van Radio-Expres op giro-rekening No. 385246 te Rotterdam



Luxe banden van jaargangen vóór 1941 uitverkocht.

RADIO-EXPRES

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

REDACTIE: J. CORVER EN Ir. J. L. LEISTRA e.i.

Redactie en Administratie: Stadhoudersweg 153, Rotterdam. Telefoon 46656. Postrekening 385246.
VERTEGENWOORDIGING VOOR BELGIË: BOEKHANDEL „DE TECHNIEK” — AMERIKALEI 195 TE ANTWERPEN

Dit blad verschijnt op den 1en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 5.25 per jaar, of f 2.63 per halfjaar, voor het binnenland en f 6.30 per jaar voor het buitenland.

Het auteursrecht voor den volledige inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht v. 23 Sept. 1912, Stbl. No. 308

De zwevingstoongenerator

Gewone ontvanger - draaicondensatoren ervoor bruikbaar gemaakt

De zwevingstoongenerator berust op het beginsel der „menging” van de trillingen van twee hoogfrequent-oscillatoren, die weinig van elkaar verschillen in frequentie, zoodat het uit de verschilfrequentie bestaande „mengproduct” in het laagfrequente, hoorbare gebied valt.

Wanneer men één oscillator heeft, die 200 kHz opwekt, behoeft de andere slechts van 200 tot 180 kHz regelbaar te wezen om met de eerste een verschilfrequentie te leveren, die van 0 tot 20.000 hertz loopt. Men verkrijgt dus een groot regelberek zonder spoelverwisseling en zonder dat men voor de allerlaagste frequenties reusachtige zelfinducties noodig heeft, die steeds moeilijker te maken zijn. Hierin liggen de groote voordeelen van het systeem.

Over de praktische uitvoering en verschillende gezichtspunten, die daarbij te pas komen, vindt men uitvoerige artikelen in R.-E. 1937 no. 28 (met acculampen) en in R.-E. 1938 no. 23 (met wisselstroomlampen).

Nu heeft zich bij die uitvoering altijd een moeilijkheid voorgedaan, wat betreft de keuze van den draaicondensator, waarmede men de frequentie van den eenen oscillator gaat variëren. Wanneer f_0 de frequentie is, waarop men den vasten oscillator instelt met een vasten condensator C_0 , terwijl men den draaicondensator, die in den anderen oscillator aan C_0 wordt toegevoegd, C_1 noemt (zie fig. 1), laat zich afleiden, dat voor de verschilfrequentie f ongeveer geldt:

$$f = \frac{1}{2} f_0 \cdot \frac{C_1}{C_0}$$

De lage frequentie, die men gaat opwekken, is dus ongeveer evenredig met de capaciteit van C_1 . Nemen wij nu aan, dat C_1 een condensator zal zijn met een maximum van 500 $\mu\mu\text{F}$ en dat het frequentiebereik moet loopen tot 20000 hertz, dan volgt daaruit, dat een frequentie van 10 hertz zal worden verkregen, wanneer C_1 op een waarde van

$$10 \times \frac{500}{20000} \mu\mu\text{F} = 1/4 \mu\mu\text{F}$$

is ingesteld¹⁾. Wenscht men dus, dat aan het begin der schaal frequenties van 10, 20, 30 hertz enz. afleesbaar zijn, dan moet de condensator voor $1/4 \mu\mu\text{F}$ al een behoorlijk afleesbare beweging maken, dus bijv. van minstens 1 graad. Over de eerste 100 hertz dient de capaciteit lineair te blijven toenemen; daarna zal het verloop ongeveer exponentieel moeten zijn. Dat vereischt een platenvorm, dien men bij gewone ontvangcondensatoren niet aantreft en die ook heel moeilijk nauwkeurig is te maken.

Amateurs hebben doorgaans gepoogd, zich te helpen door de platen van gewone draaicondensatoren nabij de as sterk af te vijlen. Instrumentenfabrieken hebben voor zwevingsgeneratoren speciale condensatoren gemaakt, die kostbaar werden, omdat zij natuurlijk niet in groote massa noodig zijn.

¹⁾ Met de aanname, dat $f_0 = 200$ kHz en $C_{1 \text{ max.}} = 500 \mu\mu\text{F}$, zijn voor een totaal bereik van 20000 Hz de voor C_0 en L_0 te kiezen waarden geheel bepaald, aangezien dan ongeveer $(C_1 + C_0) : C_0 = 200^2 : (200 - 20)^2$, dus C_0 ongeveer 2000 $\mu\mu\text{F}$ moet zijn en L_0 ongeveer 300 μH .

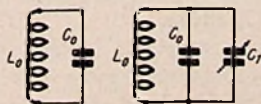


Fig. 1.

Uit den aard der zaak is het een belang voor instrumentenfabrikanten om in meetapparatuur wel massa-onderdeelen te kunnen gebruiken. De tegenwoordige massafabricage van ontvangcondensatoren levert een product, dat in de voornaamste kwaliteitsopzichten moeilijk is te evenaren. En daarbij is het nooit het wezenlijk belang van een fabrikant om eenig instrument onnodig duur te maken.

In een mededeeling uit het Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik van Siemens & Halske, van de hand van M. Bidlingmaier, wordt nu een nieuwe zwevingszoemer beschreven, die in dit laboratorium is ontworpen en waarin een schakeling wordt toegepast, die het inderdaad mogelijk maakt, met normale draaicondensatoren uit den handel een frequentieverloop te verkrijgen, dat zelfs beter voldoet dan hetgeen tot dusver ook met speciale condensatoren was te bereiken.

Wat men daarvoor noodig heeft, is een schakeling, waarbij de werkzame capaciteit bij groote condensatorstanden sneller toeneemt en bij kleine standen minder snel dan van den condensator zelf.

Eén methode om het capaciteitsverloop van een gegeven draaicondensator te wijzigen, is het in serie schakelen daarmede van een vasten condensator. Daarmede wordt echter juist het omgekeerde verkregen van hetgeen verlangd wordt, want op de capaciteitsverandering bij kleine standen heeft dit practisch geen invloed, terwijl de totale waarde bij groote standen juist wordt verkleind.

Anders wordt dit, wanneer men met den draaicondensator een spoel in serie schakelt. Laat ons, om de gedachten te bepalen, eens aannemen, dat men een spoel L_1 neemt, waarvan bij de frequentie van den hoogfrequentoscillator de $\omega_0 L_1$ gelijk is

aan de helft van de $\frac{1}{\omega_0 C_1}$ van den condensator op

maximum; dan heeft de serieschakeling de waarde eener capaciteit K , die een maximum bereikt, waarbij

$$\frac{1}{\omega \cdot K} = \frac{1}{\omega \cdot C_1} - \omega \cdot L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1},$$

hetgeen erop neerkomt, dat $K = 2 C_1$ wordt. Voor

kleine standen van C_1 is $\frac{1}{\omega_0 C_1}$ zoo groot, dat het

afrekken van $\omega_0 L_1$ nagenoeg geen invloed heeft op de uitkomst, dus de capaciteit gelijk blijft aan hetgeen die bij den kleinen stand van den draaicondensator was.

(In deze beschouwing is de geringe verandering der frequentie van den hoogfrequent-oscillator bij het varieeren van C_1 van minimum tot maximum verwaarloosd. Wanneer deze frequentie bijv. van

200 tot 180 kHz verandert, doet die verwaarloozing tot de uitkomst slechts weinig af).

Men heeft hier dus een middel om met een kleinen condensator, waarvan de capaciteitsverandering per graad in de beginstanden klein is, toch een aanzienlijke eindwaarde te bereiken, zonder dat men aan den condensator iets verandert.

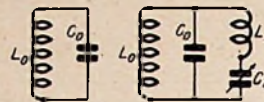


Fig. 2.

Door toepassing van dit middel alléén reeds (fig. 2) zou men een eind in de goede richting kunnen komen, maar de zoeven berekende verandering van slechts $\frac{1}{4} \mu\mu\text{F}$ per graad zou er toch nog moeilijk mee te verkrijgen zijn en bovendien zou men juist niet de normale ontvangtoestel-condensatoren van $500 \mu\mu\text{F}$ kunnen gebruiken, maar kleinere moeten nemen.

De list, die in het laboratorium van Siemens en Halske is uitgebroed, houdt dan ook nog iets meer in. Men kan n.l. in de beide oscillatorkringen van den zwevingstoongenerator variabele condensatoren aanbrenge. Wanneer die volkomen gelijk zouden zijn en samen op één as zouden worden bewogen, dan zou geheel geen verschilfrequentie optreden; is het capaciteitsverloop van den eenen condensator evenwel iets verschillend, dan wordt dit verschil de oorzaak van de toonfrequentie, die men wil opwekken.

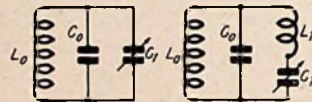


Fig. 3.

Heeft men nu, zoals fig. 3 aangeeft, in den eenen kring den condensator C_1 en in den anderen C_1 met de zoeven in rekening gebrachte L_1 in serie, dan zou, volgens hetgeen wij omtrent de waarden aannemen, in den eindstand in den tweeden kring de toegevoegde capaciteit $2C_1$ zijn, terwijl die in den eersten kring tot C_1 beperkt bleef. Men zou dus ongeveer hetzelfde totale bereik van verschilfrequenties krijgen als met C_1 in slechts één kring; maar in het begin van het bereik, voor de zeer lage frequenties, zou het capaciteitsverschil in de twee kringen tot uiterst kleine waarden beperkt blijven, omdat bij zeer kleine condensatorstanden het verloop der capaciteit van C_1 met L_1 in serie uiterst weinig afwijkt van dat voor C_1 alléén.

De Siemens-constructeurs hebben gevonden, dat een nóg betere frequentiecurve wordt verkregen, wanneer men nog één stap verder gaat en volgens

fig. 4 in den eenen kring L_1 in serie met C_1 schakelt en in den anderen kring een vaste capaciteit C_2 in serie met C_1 .

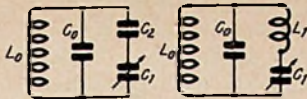


Fig. 4.

Wil men hetzelfde frequentie-bereik behouden, dat met C_1 in één kring alléén werd verkregen, dan kan men bijv. C_2 gelijk maken aan $C_{1 \text{ max.}}$, waardoor in den eindstand in den eenen kring $\frac{1}{2} C_{1 \text{ max.}}$ wordt toegevoegd. Dan moet nu in den anderen kring in den eindstand $1\frac{1}{2} C_{1 \text{ max.}}$ aanwezig zijn, dus ongeveer:

$$\frac{1}{\omega_0 C_{1 \text{ max.}}} - \omega_0 L_1 = \frac{1}{1,5 \omega_0 C_{1 \text{ max.}}}$$

$$\text{dus } \omega_0 L_1 = \frac{1}{3} \frac{1}{\omega_0 C_{1 \text{ max.}}}$$

Welke verhoudingen precies zijn gekozen in den nieuwen zwevingstoongenerator, die door S. en H. volgens dit beginsel is uitgevoerd, wordt in het artikel niet vermeld. Voor $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_0 L_0}}$ is daar gekozen

200 kHz en voor de condensatoren C_1 zijn twee normale, op één as met elkaar gekoppelde ontvangercondensatoren van 500 $\mu\mu\text{F}$ max. toegepast.

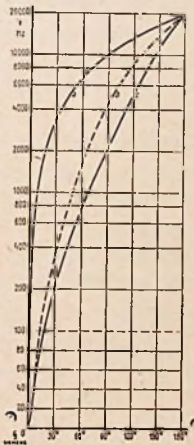


Fig. 5. Frequentiecurve van den zwevingstoongenerator:
 a. met gewonen draaicapacitor als variabel element.
 b. met draaicapacitor van speciaal platenvorm.
 c. met 2 normale ontvangercondensatoren volgens de nieuwe methode.

Figuur 5, die wij aan het genoemde artikel ontleenen, geeft een vergelijking van de nieuwe frequentiecurve c met de curve a, die met één condensator C_1 in één der kringen zou zijn vrrkregen en met curve b, zooals die tot dusver met een speciaal voor het doel vervaardigden draaicapacitor ontstond. C.

Sneller werken met den afregelzender

In het artikel in R.-E. No. 3 over een verbetering voor alle afregelosscillatoren, werd gewezen op de moeilijkheid om den oscillator in elk golfbereik telkens van de hoogste op de laagste frequentie in te stellen. Deze moeilijkheid kan inderdaad met de in genoemd artikel aanbevolen constructie voorkomen worden.

Door mij wordt echter reeds jaren iets dergelijks toegepast met hetzelfde resultaat; echter zonder eenig hulpmiddel of verandering aan den afregeloscillator.

Het geheele systeem berust n.l. op de aanwezigheid van harmonischen bij elken meetzender. Hierdoor wordt tevens een groote nauwkeurigheid bereikt in het afregelen.

Ik ga voor het afregelen van de schaalverdeeling b.v. voor de lange golf als volgt te werk: De oscillator wordt ingesteld op 80 kHz. De tweede en derde harmonische van deze frequentie liggen respectievelijk op 160 en 240 kHz. Dit zijn de frequenties van de zenders Huizen en Kalundborg, terwijl ook nog een ijkpunt aanwezig is op 320 kHz.

De rest is dus vrij eenvoudig.

Voor de middengolf stem ik den afregeloscillator af op 592 kHz. zijnde de frequentie van Weener; de tweede harmonische ligt op 1185 kHz. De zender Nice werkt op een frequentie van 1184 kHz. Op dezen zender kan dus de schaal onder in het bereik in orde worden gemaakt. (Het kleine verschil van 1 kHz. maakt m.i. niets uit).

Wil men grootere nauwkeurigheid en méér ijkpunten, dan kan de afregeloscillator worden ingesteld op b.v. 300 kHz. De ijkpunten vallen dan op 600, 900, 1200 en 1500 kHz. Deze punten liggen dan dus vrijwel over de geheele schaal verdeeld.

Voor het kortegolfbereik kan ook het zelfde systeem worden toegepast, b.v.: Afstemming afregeloscillator op 6 MHz. (50 m.). Men heeft dan dus ijkpunten op $16\frac{2}{3}$, 25 en 50 m.

Voor al wanneer men vlug moet werken, geeft deze methode een groote tijdsbesparing, aangezien voor een ontvanger met drie golfbereiken slechts drie maal de afstemming van den afregeloscillator: behoeft te worden gewijzigd (plus één maal voor de middenfrequentie), terwijl de door mij geschetste voorbeelden voor de meeste gevallen een voldoende nauwkeurigheid waarborgen.

Zéér snel en nauwkeurig werken zou mogelijk zijn, wanneer deze vier frequenties met drukknoppen of met een schakelaar instelbaar zouden zijn.

Ik meen trouwens, dat dergelijke meetzenders vóór den oorlog in den handel verkrijgbaar waren.

Leeuwarden, Februari 1942.

J. LANTING.

Nog eens: RC-OSCILLATOREN

Naar aanleiding van verschillende artikelen over RC-oscillatoren zond Ir. C. Stillebroer ons een beschrijving van een dergelijken oscillator, die voorkomt in het tijdschrift Archiv für Technisches Messen van Maart 1941.

Het aldaar aangegeven schema komt in hoofdzaak neer op figuur 1. Het eigenlijke generatorgedeelte daarvan, dat zijn de bovenste twee lampen, is praktisch gelijk aan figuur 4 van het artikel, dat in R.-E. No. 21 van het vorige jaar verscheen. In dit generatordeel op zichzelf zijn geen middelen tot amplitudebegrenzing aanwezig, doch daarvoor zorgt de derde lamp.

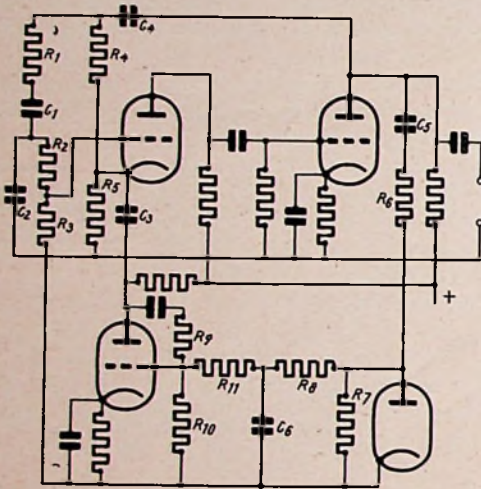


Fig. 1.

De tegenkoppeling, die het versterkingsoverschot „wegwerkt” vindt plaats over R_1 en R_5 , doch met R_5 staat via C_3 nog de inwendige weerstand van de derde lamp parallel.

Deze inwendige weerstand is variabel en wordt beïnvloed door de sterkte van het afgegeven signaal, in dien zin, dat aangroeien van deze sterkte wordt tegengewerkt.

Om parallel aan de betrekkelijk lage waarde van R_5 , den kathode weerstand van de eerste lamp, die altijd in de buurt van een paar duizend ohm zal zijn, een merkbare regeling uit te oefenen, is het noodzakelijk, dat de inwendige weerstand van de regellamp wel heel laag is, en dat wordt nu bereikt door een „tegenkoppeling”, als men het zoo noemen wil, op die regellamp zelf. De theorie daarvan is als volgt. Wanneer plaat- en roosterspanning van een triode gelijktijdig veranderen, de eerstgenoemde met een bedrag ΔV_s en de andere met ΔV_r , dan zal door de gelijktijdige werking van deze spanningsver-

anderingen een plaatstroomverandering ontstaan, welke voldoet aan de vergelijking:

$$\Delta I_a = S \cdot \Delta V_r + \Delta V_s / R_i$$

Laat nu ΔV_r een zeker breukdeel zijn van ΔV_s , zoodat $\Delta V_r = p \cdot \Delta V_s$, waarbij p een getal is kleiner dan 1, dan wordt

$$\begin{aligned} \Delta I_a &= S \cdot p \cdot \Delta V_s + \Delta V_s / R_i \\ &= \Delta V_s \cdot (Sp + 1/R_i) \end{aligned}$$

De schijnbare inwendige weerstand, R_i' die de lamp onder die omstandigheden vertoont, is gelijk aan het quotient van ΔV_s en ΔI_a , en dat is dus

$$\begin{aligned} R_i' &= \frac{\Delta V_s}{\Delta I_a} = \frac{1}{S \cdot p + 1/R_i} \\ &= \frac{R_i}{SpR_i + 1} \\ &= \frac{R_i}{pg + 1} \end{aligned}$$

Zou ΔV_s alléén zijn opgetreden dan zou de (normale) R_i een factor $pg + 1$ maal zoo groot zijn geweest als de (schijnbare) R_i met ΔV_r en ΔV_s gelijktijdig.

Als $p = 1$ gemaakt wordt, dus $\Delta V_r = \Delta V_s$, dan wordt die factor $g + 1$, en omdat g in den regel wel groot is t.o.v. 1, wordt dat globaal een factor g . De R_i' wordt dus in het meest vereenvoudigde geval gelijk aan R_i/g , dat is hetzelfde als $1/S$. Dit kan een lage waarde worden, bijvoorbeeld 1000 Ω voor $S = 1 \text{ mA/V}$.

Door regeling van de steilheid S kan R_i' worden geregeld en wel van een zekere minimum waarde bij de maximale waarde van S tot oneindig groot als $S = 0$ gemaakt wordt.

Hier is dus een voorbeeld van een weerstand, die geregeld kan worden door middel van een variabele negatieve roosterspanning.

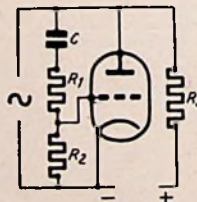


Fig. 2.

In figuur 2 is de regellamp nog eens afzonderlijk geteekend. De hierboven genoemde factor p is gelijk aan $R_2 / (R_1 + R_2)$ en die zou gelijk aan 1 gemaakt kunnen worden door $R_1 = 0$ te maken, dus weg te laten. Als men dat kan doen, en C_1 is van voldoende grootte ten opzichte van R_2 , dan zal de

geteekende wisselspanning door de lamp een wisselstroom ten gevolge hebben die $g + 1$ maal zoo groot is als met constante roosterspanning.

Het weglaten van R_1 kan praktische bezwaren hebben, omdat de lamp dan op een zeer korte golf-lengte (bepaald door de lengte van de toevoerdraden naar C_1) kan gaan genereeren. Om dit te voorkomen, is het beter een weerstand R_1 wel aan te brengen en dus te werken met een factor p , die iets kleiner is dan 1. De laagste waarde van R_1 blijft dan wat hooger.

Uit het bovenstaande moge duidelijk zijn, dat met een waarde van R_1 liggende tusschen oneindig en een paar duizend ohm, parallel aan R_5 een regeling binnen tamelijk wijde grenzen van de tegenkoppeling in den (genereerenden) tweetraps versterker mogelijk is. Het zich instellen van de trillingen op een bepaalde stabiele waarde gaat nu als volgt in zijn werk.

Aan het rooster van de regellamp nemen we aanvankelijk aan, dat geen regelspanning wordt toegevoerd, zoodat dus R_1 een lage waarde heeft. C_3 is een groote condensator, en dus staan R_5 en R_1 parallel. De tegenkoppeling is dan bepaald door de verhouding van R_1 tot den vervangingsweerstand van R_5 en R_1 samen en R_1 zij nu zoo klein en dus de tegenkoppeling zoo sterk, dat de versterking kleiner is dan die, welke vereischt is om het genereeren te doen beginnen. Er gebeurt dan niets.

Vergrooing van R_1 maakt de tegenkoppeling zwakker, de versterking dus grooter, en zoodra een bepaalde waarde van R_1 wordt overschreden, begint een door R_1 , C_1 en C_2 , R_2 , R_3 bepaalde trilling te ontstaan. Was de versterking constant, dan zou die trilling in sterkte blijven aangroeien en wel in ieder geval tot een waarde, waarbij aanzienlijke vervorming in den versterker zou optreden.

Dit nu wordt belet door de regellamp. Zoodra er wisselspanning verschijnt op de plaat van de tweede lamp, wordt een deel daarvan gelijkgericht door de diode, en krijgt de regellamp via het afvlakfilter R_3 , C_6 negatieve roosterspanning. Ten gevolge hiervan daalt S en stijgt R_1 en wordt de vervangingsweerstand van R_5 en R_1 grooter. Dit beteekent een sterkere tegenkoppeling en kleinere versterking. Was er dus bij het inzetten van de trillingen een versterkingsoverschot, dan zorgt de regellamp ervoor, dat dit overschot verdwijnt en dat de grootte van de wisselspanning, die afgegeven wordt, beperkt wordt tot een waarde, waarbij nog geen groote vervorming daarvan optreedt. Op welke grootte de spanning zich zal instellen, hangt o.a. af van de waarde van R_4 en verder van de verhouding van R_6 tot R_7 . Deze laatste immers bepaalt de grootte van de regelspanning in verhouding tot de afgegeven spanning. De weerstand R_{11} vóór het rooster

is hier noodig omdat het rooster ongeveer dezelfde wisselspanning heeft als de plaat van de regellamp. Weglating van R_{11} zou het rooster via C_6 aan aarde doen liggen, wat niet de bedoeling is.

Vergelijkt men nu deze methode van amplitude-begrenzing met die, welke in de vroeger beschreven schakeling werd toegepast, nl. met een kooldraadlamp en een metaaldraadlamp, dan heeft de laatstgenoemde methode het voordeel van den grooteren eenvoud, maar de regellamp heeft het voordeel, dat het regelbereik en de regelsnelheid grooter zijn. Met de regellamp zal men dus gemakkelijker een nagenoeg constante output krijgen, dan met de gloeilampen.

Als bij instelling op een bepaalde frequentie de condensatoren C_1 en C_2 gelijk zijn (figuur 1) en de trilling heeft zich op een bepaalde sterkte ingesteld, dan zal die sterkte niet veranderen wanneer C_1 en C_2 beide in dezelfde verhouding worden verkleind of vergroot. Hetzelfde geldt voor de weerstanden. Als $R_1 = R_2 + R_3$ dan kan de frequentie worden veranderd door die weerstanden te wijzigen, en als dat zoo gebeurt, dat R_1 gelijk blijft aan $R_2 + R_3$, dan verandert er aan de genereerwaarden niets, en dan blijft ook de afgegeven spanning constant. Dit onderling gelijk blijven van condensatoren of weerstanden is practisch slechts met moeite te bereiken en zoodra er van afgeweken wordt, moet ook de afgegeven spanning veranderen. In dat opzicht is de regellamp nu gunstig, omdat slechts kleine verschillen in afgegeven spanning al voldoende zijn om de regeling effectief te maken. In de oorspronkelijke beschrijving in het genoemde tijdschrift zijn voor alle lampen penthoden aangegeven maar het is de vraag of tegenover de complicatie van aparte schermroosterspanningen wel enig werkelijk voordeel staat. Met twee trioden (AC_2 of dergelijke) heeft men toch al een groot versterkingsoverschot, en bij trioden kunnen kleinere koppelweerstand worden gebruikt, hetgeen een voordeel is.

Toepassing van de lamp EE1.

De reden waarom men eigenlijk twee lampen toepast, is niet anders, dan dat alleen met twee lampen de teruggekoppelde spanning de juiste faze heeft.

De secundaire-emissielamp EE1 biedt echter de mogelijkheid, hetzelfde met één lamp te doen.

De werkingwijze van deze lamp is in het kort deze, dat een electronenstroom een secundaire-emissiekathode treft, na een stuurrooster en een schermrooster te zijn gepasseerd. Voor elk electron dat op de secundaire kathode aankomt, wordt een grooter aantal weer afgestaan en dat grootere aantal wordt door de op een hoogere positieve spanning gehouden plaat aangetrokken.

Er vindt dus een electronenstroom plaats naar de plaat toe, doch van de secundaire kathode af, hoewel deze laatste toch ook een positieve spanning ten opzichte van de eerste (normale) kathode heeft. De anodestroom en de stroom van de secundaire kathode zijn ongeveer gelijk, en spanningsveranderingen aan het stuurrooster veroorzaken ongeveer gelijke veranderingen in de beide genoemde stromen.

Worden weerstanden opgenomen in den plaatkring en in serie met de secundaire kathode, dan zullen daarover wisselspanningen ontstaan, die in tegengafte zijn.

In figuur 3 wordt de secundaire kathode op de

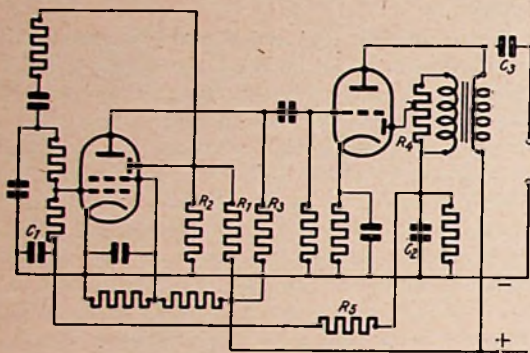


Fig. 3.

vereischte spanning gehouden door den spanningsdeeler $R_1 R_2$. Een op het stuurrooster werkende wisselspanning veroorzaakt een versterkte spanning over R_1 , maar in tegenstelling tot de spanning over R_3 , in een zoodanige fase, dat daarmee direct teruggekoppeld kan worden.

De versterkte wisselspanning wordt van R_3 afgenomen en toegevoerd aan een eindversterker.

Een deel van de afgegeven spanning wordt gelijkgericht met de diode en daaruit wordt regelspanning toegevoerd, ontkoppeld met $R_5 C_1$, aan het oscillatorrooster.

Deze wijze van amplitudebegrenzing is hier eigenlijk niet zoo fraai, omdat de EE1 geen lamp is met regelkarakteristiek. Zoodra het noodig is, de versterking merkbaar te verkleinen, ontstaat ook vervorming. Hoewel het grootere aantal lampen van figuur 1 natuurlijk een bezwaar kan zijn, zouden wij wat de bereikte resultaten betreft, toch de voorkeur daaraan geven boven de schakeling met de EE1. Een andere vraag is, of deze bijzondere lamp op het oogenblik verkrijgbaar is, terwijl voor het andere schema slechts heel normale lampen benodigd zijn. Wij zouden er nog even op willen wijzen, dat hoogfrequentlampen als E462, E446 en dergelijke, met doorverbonden plaat en schermrooster zeer goede trioden opleveren, die ongeveer overeenkomen met E428 enz. L.S.

Nog altijd kristalontvangers SERIE- EN PARALLEL-AFSTEMMING

Een lezer, die zich een jong, beginnend amateur noemt, kwam onlangs tot ons met eenige vragen over toestelletjes, die voor ontvangst met koptelefoon worden uigerust met kristaldetector.

Hij had in den handel een dergelijk apparaat gekocht, eigenlijk niets dan een doosje met een draai-condensator en eenige stekerbussen, waarin men een spoel, den detector, antenne en aarde, en ten slotte de telefoon moest aansluiten. Hij ontving er in den laatsten tijd slechts één zender met zekerheid op en dat scheen Bremen op de vroegere golflengte van Kattowitz te zijn. De Nederlandsche 415 m zender werd er geheel door overstemd en bij zeer kleinen condensatorstand was ook de 301 m zender nog wel tamelijk hoorbaar, maar steeds met Bremen er doorheen, daar die laatste zender over de geheele condensatorschaal verstaanbaar bleef.

Door het doosje open te maken, was hij tot de conclusie gekomen, dat de schakeling blijkbaar was zooals fig. 1 aangeeft. Dat is dus een serieschakeling van condensator en spoel tusschen antenne en aarde,

met detector en telefoon afgetakt op de spoel.

Uit onze artikelen „Van voren af aan" in jaargang 1940 had hij gezien, dat wij een afstemming hadden aangegeven met condensator parallel aan de spoel en de vraag was nu, of daaraan bepaald de voorkeur moest worden gegeven, ook wanneer men alles zoo eenvoudig mogelijk houdt, zonder inductieve antennekoppeling.

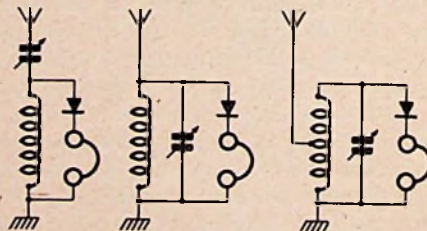


Fig. 1.

Fig. 2.

Fig. 3.

Inderdaad zijn wij van oordeel, dat bij gebruik van dezelfde onderdeelen fig. 2 veelal de voorkeur

verdient boven fig. 1. De voorkeur berust op de overweging, dat men tegenwoordig in de meeste plaatsen niet in staat is, groote antennes met aanzienlijke capaciteit te spannen en dat met een kleine antenne het afstembereik met de parallelschakeling van fig. 2 grooter wordt. Dat afstembereik wordt beheerscht door de verhouding tusschen de maximale en de minimale capaciteit, waardoor de afstemming wordt bepaald.

In fig. 1 heeft men te doen met de waarde der serieschakeling van de antennecapaciteit met die van den condensator. Noemen wij de antennecapaciteit C_a , de max. capaciteit van den condensator $C_{max.}$ en de nulcapaciteit C_o , dan varieert afstemcapaciteit van

$$\frac{C_{max.} \cdot C_a}{C_{max.} + C_a} \text{ tot } \frac{C_o \cdot C_a}{C_o + C_a}$$

De verhouding is:

$$\frac{C}{C_o} \cdot \frac{C_o + C_a}{C_{max.} + C_a}$$

In fig 2 kan men rekenen, dat de antennecapaciteit parallel komt te staan aan de afstemcapaciteit. De variatie is van

$$C_{max.} + C_a \text{ tot } C_o + C_a$$

De verhouding is:

$$\frac{C_{max.} + C_a}{C_o + C_a}$$

Nemen wij aan: $C_{max.} = 500 \mu\mu F$, $C_o = 50 \mu\mu F$, $C_a = 100 \mu\mu F$, dan vinden we voor fig. 1 een verhouding 2,5 en voor fig. 2 een verhouding 4,6.

Het afstembereik wordt bepaald door den wortel uit de capaciteitsverhoudingen en daarvoor vindt men dus resp. 1,58 en 2,15.

Dit is nu wel iets te gunstig berekend voor fig. 2, omdat de parallelschakeling van detector en telefoon de nulcapaciteit verhoogt. Maar dit neemt niet weg, dat de verhoudingen voor fig. 1 steeds ongunstiger worden, naarmate men met kleinere antenne experimenteert. Bovendien neemt de geluidsterkte hier af voor kleinere condensatorstanden (als de condensatorcapaciteit werkelijk nul kon worden, zou de antenne zelfs geheel afgeschakeld zijn), terwijl dit in fig. 2 niet het geval is.

Overigens is op grond van de overwegingen ten aanzien van het afstembereik ook zeer duidelijk het voordeel, dat nog met verbinding der antenne aan een aftakking op de spoel kan worden verkregen. Door verbinding aan $\frac{1}{2}$ der spoel komt slechts $\frac{1}{4}$ van C_a in rekening. Voor fig. 3 wordt met de zoeven aangenomen waarden de capaciteitsverhouding dan 7 en het afstembereik 2,64.

Men moet goed in het oog houden, dat bij een afstembereik, waarbij de langste te ontvangen golf

slechts ongeveer $1\frac{1}{2}$ maal langer wordt dan de kortste, het zelfs al een gelukkig toeval is als men een passende spoel vindt, waarmede 301 en 415 m allebei goed binnen het bereik vallen! Het kan met de schakeling van fig. 1 voorkomen, dat dit niet gelukt. Waar men bij volwassen ontvangtoestellen gewend is aan veel grotere bereiken, verwacht men doorgaans heelemaal niet, dat dit punt moeite zou kunnen opleveren voor zoo dicht bij elkaar liggende golflengten.

En nu nog iets over de selectiviteit van dergelijke toestelletjes, waarover de klacht vooral liep.

Wonderen mag men van die selectiviteit zeker niet verwachten, maar het feit, dat in het midden van ons land tegenwoordig de 415 meter overstemd wordt door Bremen (395,8 m) is een gevolg van een werkelijk zeer aanzienlijke vergrooting der veldsterkte van den laatsten zender en een gelijktijdige vermindering der veldsterkte van de 415 m. Dat is dus te wijten aan een wezenlijke verandering der zenderverhoudingen ten ongunste van de 415 m en de ontvangschakeling heeft daaraan geen schuld. Zelfs met het in 1940 beschreven 2-krings kristalontvangertje krijgt men de 415 m niet meer „vrij”. Ook met oudere lampontvangers dikwijls niet.

De 301 m is alleen met de schakeling van fig. 3 zoo te ontvangen, dat Bremen niet te erg meer stoort, al blijft die zender wel zwak er doorheen hoorbaar. Voor geheel vrij maken, zijn 2 kringen noodig.

In elk geval is fig. 3 niet alleen practischer, maar ook selectiever dan fig. 1 en fig. 2.

Ook het leggen van de keten met detector en telefoon aan een aftakking op de spoel zou de selectiviteit nog weer wat verhoogen. Aan het verbinden met dezelfde aftakking als de antenne is echter een bezwaar verbonden. Dan kan het n.l., evenals met fig. 2, voorkomen, dat een geheel buiten de afstemming liggende kortegolfzender in de buurt, vrijwel onafhankelijk van den stand van den draaicondensator, doorkomt. Dit gebeurt wanneer de gebezigde antenne toevallig op zichzelf in resonantie is met de golflengte van den k.g. zender. Zoo werd te Hilversum bijv. vroeger op sommige antennes één der k.g. zenders te Huizen op kristal ontvangen. Dat gaat dan buiten den afgestemden kring om, die daarbij enkel als smoorspoel fungeert.

Wil men antenne en detector beiden ter vermindering der demping aan een aftakking leggen, dan moet men, om het goed te doen, twee inductief met elkaar gekoppelde, afgestemde kringen maken.

Men ziet, dat de tegenwoordig meestal alleen nog als een speeltuigje beschouwde ontvanger met kristaldetector ten slotte nog vol betrekkelijk eenvoudige, maar niettemin interessante radiotechnische problemen zit.

EEN KATHODESTRAAL-OSCILLOSCOOP

WENKEN VOOR HET ZELF BOUWEN ERVAN

III

De versterker.

Wij hebben berekend, dat voor de DG9-3 een beeld van 6 cm hoogte kan worden verkregen met signaal-topspanningen van ongeveer 150 volt. Voor een beeld van een trillingsverschijnsel beteekent dit, dat men tot 75 volt amplitude moet kunnen komen ter weerszijden van de nullijn, dus tot een effectieve spanning van ruim 50 volt. Slechts in enkele bijzondere gevallen zal men over te onderzoeken signalen beschikken, die een dergelijke spanning bereiken zonder versterking.

Aan den versterker wordt dus al een tamelijke eisch gesteld, wat de uitgangsspanning betreft. Stellen wij ons verder voor, dat de oscilloscoop zowel voor hoog- als voor laagfrequente verschijnselen zal moeten dienen, dan moet verder vanaf bijv. 10 à 25 hertz tot in het gebied der radiofrequenties een zooveel mogelijk gelijkmatige versterking verlangd worden.

Transformatorversterking is voor een zoo groot frequentiebereik buitengesloten, zoodat slechts weerstandversterking in aanmerking komt. Daarbij eischt de oscilloscoop slechts een gering uitgangsvermogen, dus in hoofdzaak slechts spanningsversterking. De hoofdzakelijke moeilijkheid, die hier in den weg ligt aan het verkrijgen van gelijkmatigheid voor alle frequenties, spruit voort uit de capaciteiten, welke parallel liggen aan de weerstand-koppel-elementen. Men moet daarom ernaar streven, de parasitaire capaciteiten klein te houden en de weerstanden niet al te groot, ofschoon dit voor de versterking ongunstig is; kleine weerstanden bieden echter het voordeel, dat de parallel-capaciteiten minder invloed hebben.

In den versterker, waarvan fig. 7 het schema toont, zijn twee penthoden CL4 als versterkerbuizen geko-

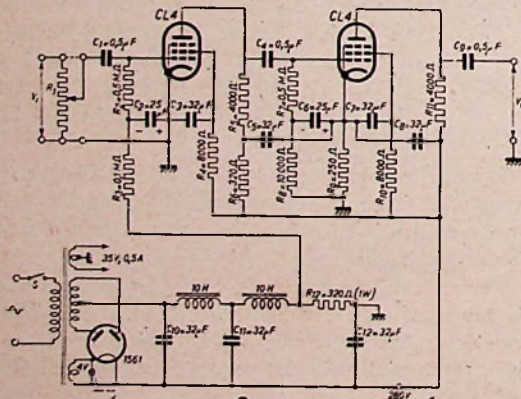


Fig. 7.

zen. Ofschoon zij iets minder steil zijn dan de AL4, bieden zij het voordeel van geringe ingangscapaciteit doordat zij met roostertopaansluiting zijn uitgevoerd, terwijl deze uitvoering bovendien de neiging tot zelf-genereren kleiner maakt.

Met de waarden der onderdeelen volgens het schema zal bij een voedingsspanning van 280 volt ongeveer 250 volt op de schermroosters komen, de anodestroom per lamp 35 mA bedragen en de neg. rsp. 10 volt, terwijl de werksteilheid 7 mA per volt bedraagt. Met anodeweerstanden van 4000 ohm komt men tot een 28-voudige versterking per trap, dat is 784-voudig voor den geheelen versterker en de maximale topwaarde voor de uitgangsspanning wordt 100 volt. Hiervoor is een ingangsspanning van 0,09 volt effectief voldoende.

In de Philips laboratoria werd een dergelijke versterker met de noodige voorzorgen gebouwd en via een afgeschermd concentrische antennekabel van 14 mm diameter en 75 cm lengte verbonden; voor de anodecapaciteit der 1ste lamp werd 48 μF gemeten en voor de 2de lamp 60 μF. Daarmede was van 10 Hz tot 50 kHz de afwijking van lineariteit verwaarloosbaar gering; bij 100 kHz was zij 2,5 %, bij 250 kHz ongeveer 13 %.

Bij den bouw is vooral op capaciteitsarme verbindingen en goede afscherming te letten. Een goede bouw wordt verkregen met opstelling volgens fig. 8 op een chassis van 50 x 12 cm, ter hoogte van 5 cm. De beide koppelweerstand van 4000 ohm kan men het best loodrecht ten opzichte van het chassis monteren, om hun capaciteit tegenover de omgeving klein te houden. Deze weerstanden verbruiken elk 5 watt en moeten ruim gedimensioneerd worden.

Elk der versterkertrappen moet afzonderlijk *aan een geïsoleerd punt* (niet aan chassis) geaard worden. De twee aardingspunten worden dan doorverbonden en aan één punt met chassis verbonden. Fig. 8 laat ook dat schematisch zien.

Ten einde de lineariteit van den versterker tot zoo lage frequentie als 10 Hz te handhaven, moeten de koppelings- en ontkoppelingscapaciteiten groot zijn,

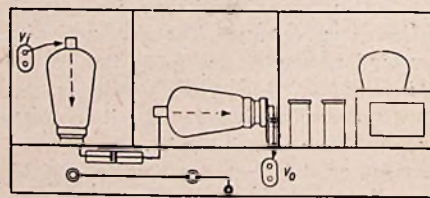


Fig. 8.

zoals in het schema aangegeven. C_1 en C_4 moeten bovendien een zeer goede isolatie bezitten. Voor de ont koppeling zijn electrolytische condensatoren bruikbaar.

Aangezien de versterker ook 50 Hz en de harmonischen daarvan goed en onvervormd moet weergeven, dient de filtering der anodespanning aan hoge eischen te voldoen. Het stroomverbruik is tamelijk groot, n.l. 80 mA. Een dubbel filter met groote condensatoren en betrekkelijk kleine smoorspoelen van 10 henry voldoet daarvoor.

De neg. rsp. voor de eerste versterkerbuis wordt afgenomen van den weerstand R_{12} , die deel uitmaakt van het afvlakfilter; die roosterspanning kan nu nog eens extra goed ont koppeld en afgevlakt worden met R_3 en C_2 . Toch bleek het gewenscht, de neg. rsp. der tweede buis niet aan denzelfden weerstand te ontleenen, aangezien hierdoor een terugkoppeling tusschen de twee trappen zou kunnen blijven bestaan. Voor de tweede buis is dus neg. resp. van een kathodeweerstand toegepast. De ont koppeling van dezen kathodeweerstand met R_5 en C_6 lijkt op de indertijd in R.-E. 1939 no. 2 bestreden schakeling, men lette evenwel op het aanbrengen van C_5 , waardoor de situatie verandert.

Over den ingangspotentiometer R_1 tot dezen versterker valt op te merken, dat een lage weerstand hier gunstig is voor de lineariteit van den versterker, aangezien bij lagen weerstand de spanningsval voor de hogere frequenties ten gevolge van de ingangscapaciteit der eerste lamp van verwaarloosbaar geringe betekenis wordt. In vele gevallen zal een ingangspotentiometer van bijv. 10000 ohm kunnen worden toegepast. Wil men echter hoogfrequente spanningen aan trillingskringen versterkt aan de oscilloscoop toevoeren, dan zou een ingangsweerstand van den versterker van zoo geringe waarde een veel te groote demping voor den kring veroorzaken. Dan kan men vaak niet met minder dan 1 megohm toe en moet men de gevolgen van dezen voor de lineariteit te hoogen weerstand wel in koop nemen.

Een compromis, dat voor alle gevallen redelijk goed is, is hier bezwaarlijk te sluiten en de raad, die in een publicatie uit de Philips'-laboratoria wordt gegeven, is daarom, den potentiometer uitwisselbaar te maken en er waarden van 10.000, 50.000, 100.000, 500.000 en 1.000.000 ohm voor gereed te houden, gemonteerd in afschermkastjes, die op de ingangsklemmen van den versterker kunnen worden aangesloten. Men zorgt, dat de afscherming steeds in verbinding komt te staan met de kathodeleiding.

In de metalen schermdoos van den versterker dient men luchtopeningen te maken om al te heet worden van de lampen te voorkomen. Eventueel make men de kast van geperforeerd plaatijzer.

Ten aanzien van het inbouwen van den versterker

in de kast van de oscilloscoop gelden dezelfde opmerkingen als ten aanzien van den inbouw van de voeding voor de kathodebuis en van de tijdbasis.

Tijdbasis zonder lampen.

Een zeer eenvoudige tijdbasis, die toch nog voor velerlei doeleinden bruikbaar is, kan ontleend worden aan de wisselspanning van het lichtnet. In het algemeen ontstaan met een wisselspanning als tijdbasis z.g. Lissajous-figuren (zie R.-E. 1938 no. 25). Wanneer men echter bedenkt, dat gedurende een aanzienlijk deel eener wisselspanningsperiode de spanningsverandering bijna lineair verloopt, dan ligt het voor de hand, dat hiervan is partij te trekken.

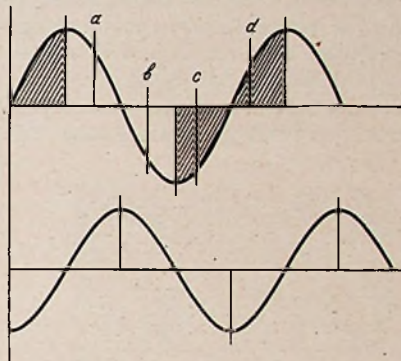


Fig. 9.

Beschouwen wij in figuur 9 de afbeelding eener sinusvormige spanningsverandering, dan ziet men hoe tusschen a en b, evenals tusschen c en d de afwijkingen van rechtlijnigheid heel gering zijn.

Wanneer men nu aan de afbuigplaten voor de tijdbasis zoo groote wisselspanningen aanlegt, dat de lichtvlek in de beide toppen van de wisselspanning links en rechts tot buiten het beeldvlak van het scherm der kathodebuis wordt afgebogen, zal de beweging der lichtvlek over dat deel der baan, dat op het scherm zichtbaar wordt (dus tusschen a en b of tusschen c en d ligt) nagenoeg eenparig zijn. Alleen zal de lichtvlek daarbij niet plotseling met groote snelheid terugvliegen, maar tusschen a en b in de eene richting bewegen en tusschen c en d in de andere richting over het scherm schieten. Het gevolg wordt, dat men van een verschijnsel, dat men wil waarnemen, twee beelden door elkaar heen krijgt, een „heengaand” en een „teruggaand” beeld. Dat kan verwarrend werken.

Om dit te verbeteren, moet één der twee beelden onderdrukt worden, hetgeen men kan verkrijgen door gedurende het optreden van één der twee telkens een zoodanige negatieve spanning te geven aan het wij dus een wisselspanning van bijv. 220 volt effectief hebben aan de met P_4 verbonden transformatorwikkeling.

Voor P_4 kan dan zeer goed een potentiometer van 50000 ohm dienen; daarin wordt dan 1 watt gedissipeerd en met een type van 2 à 5 watt komen we dus ruim toe.

Nu komen we tot de verduisteringswikkeling met C en P_3 .

Denken we ons voor P_3 weer eens 50000 ohm, dan moet voor het benaderen eener faseverschuiving van 90° de condensator C liefst voor de 50 hertz van het lichtnet een $10 \times$ grooteren wisselstroom weerstand bezitten. Dit geeft ons voor C een waarde van 6000 μF , terwijl de spanning van den transformator ongeveer $10 \times$ grooter dient te zijn, dan hetgeen wij aan P_3 noodig hebben.

Bij het bepalen der verduisteringsspanning hebben wij er rekening mee te houden, dat eenerzijds het „rooster” der kathodebuis nooit positief mag worden, maar ook niet meer dan 100 volt negatief tegenover kathode. Nadere gegevens verschaft ons de in fig. 10 weergegeven anodestroom-karakteristiek van de DG9-3.

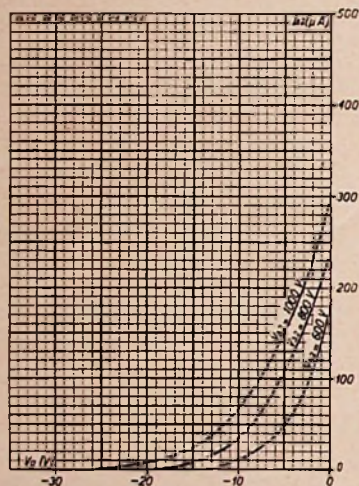


Fig. 10. Anodestroomkarakteristieken van de kathodestraalbuis DG 9-3. Spanning aan anode 1 steeds de helft van die aan anode 2.

Uit fig. 10 zien we, dat met 1000 volt op de 2de anode een anodestroom van $0,15 \mu\text{A}$ — die al met aanmerkelijke lichtsterkte correspondeert — wordt bereikt bij 4 volt negatieve roosterspanning. Aangezien de lichtsterkten ongeveer evenredig zijn met den anodestroom, leert de kromme ons verder, dat wanneer wij het rooster eens instellen op een gelijkspanning van — 14 volt en er dan een wisselspanning bij voegen met een amplitude van 10 volt, de lichtsterkte van vrijwel maximaal zal wisselen tot nagenoeg nul.

Wanneer wij dus een transformatorwikkeling hebben voor 80 à 100 volt effectief, ontstaat met een C van 6000 μF aan een P_3 van 50000 ohm een zeer voldoende regelbereik voor ons doel.

Bij het instellen der spanningen voor gebruik van deze tijdbasis blijft het zaak om op te passen, dat men niet in momenteel positieve roosterspanningen vervalt. Men beveiligd zich daartegen door de rooster „rooster” der kathodebuis, dat de lichtsterkte sterk wordt verminderd, of tot nul gereduceerd.

Dit kan bereikt worden met een wisselspanning van gelijke frequentie als die, welke de tijdbasis vormt, maar 90° in fase daarmee verschoven. De kromme van zulk een fase-verschoven spanning is in figuur 9 onder weergegeven en men ziet hoe ab samenvalt met de positieve phase der onderste spanning, terwijl cd samenvalt met de negatieve phase. Men kan aldus bereiken, dat bijv. gedurende de gearceerde gedeelten van de bovenste kromme de lichtvlek is verduisterd of sterk in licht verminderd.

Voor de verwezenlijking dezer methode is een nettransformator noodig met twee secundaire wikkelingen, welke schakeling aan de kathodebuis is aangegeven in fig. 10 (vergelijk daarbij fig. 4).

De tijdbasis-spanning wordt afgenomen van de wikkeling, waarover de potentiometer P_4 is aangebracht. De fase-verschoven spanning wordt verkregen door met de andere wikkeling een condensator C te verbinden in serie met potentiometer P_3 . Een verschuiving van precies 90° levert deze schakeling niet, maar men komt er zoo dicht mogelijk bij door den wisselstroomweerstand van C verscheidene malen grooter te kiezen dan den weerstand van P_3 .

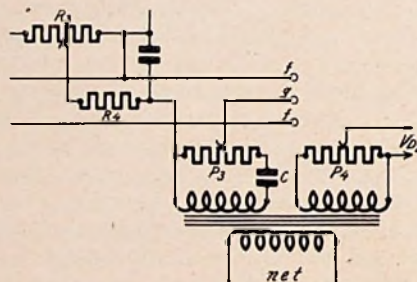


Fig. 10. De wisselspanning van het lichtnet als tijdbasis. (Vergelijk fig. 3 en fig. 4).

Wij moeten nu alleen nog nagaan, welke spanningen de twee wikkelingen voor een DG9-3 zullen moeten geven en welke waarden wij voor de potentiometers en den condensator C zullen kiezen.

Stel, dat wij voor goede lineariteit het te gebruiken stuk ab van de als tijdbasis dienende wisselspanning willen beperken tot 60 graden = $1/6$ periode. Dan is de tijdbasis-spanning, die te onzer beschikking komt, gelijk aan $2 \sin. 30^\circ \times$ de amplitude der van P_4 af te nemen wisselspanning. Dat is gelijk aan bedoelde amplitude. Wij willen, dat de lichtvlek zich door dit deel der totale wisselspanning laat verplaatsen over het geheele scherm, dus nu over 9 cm. Daartoe zal volgens hetgeen wij vroeger berekenden,

$1\frac{1}{2} \times 200$ volt = 300 volt nodig zijn. De amplitude der wisselspanning aan P_4 moet dus minstens 300 volt zijn en om eenig regelbereik te houden, moeten tergelijkspanning, die met R_3 wordt geregeld, eerst zeer hoog te houden en die daarna slechts zoo ver te verminderen, dat een bruikbare lichtsterkte wordt verkregen. Wanneer de lichtsterkte op geen enkele plaats in het beeld abnormaal groot wordt, werkt men nog in het veilige gebied.

Een absoluut gelijkmatige lichtsterkte van het geheele beeld en een absolute verduistering van den geheelen terugweg van de lichtvlek wordt niet verkregen, maar niettemin is deze tijdbasis, die geen enkele lamp kost, nog voor tal van doeleinden bruikbaar. Er worden stilstaande beelden mee verkregen van alle frequenties, die veelvoudigen zijn van 50.

Bij de uitvoering van een transformator voor dit doel moet evenals bij den voedingstransformator voor de buis op zeer goede isolatie worden gelet. P_4 komt aan één kant aan anode, dus aan „aarde” of ongeveer op aardpotentiaal te liggen, terwijl P_3 op kathodepotentiaal staat, die 1000 volt negatief is tegenover aarde! De primaire en de wikkeling voor P_4 hebben dus een veilige isolatie voor 1000 volt nodig tegenover de wikkeling, waarmee P_3 verbonden wordt. C.

Stralende supers

Een stroom van brieven hebben wij ontvangen naar aanleiding van het artikeltje in een vorig nummer over het geval te Vroomshoop, waar drie burenen vanuit hun woonkamers met elkaar bleken te kunnen converseeren via hun op korte golf afgestemde radiotoestellen.

Allen, die ons hierover schreven, zijn eenstemmig in hun verklaring van het verschijnsel: het ontstaat door frequentie-modulatie van den super-oscillator, tengevolge van microfonische eigenschappen van den afstemcondensator. Zeer velen zijn bekend met deze toestelkwaal en waarnemingen als die te Vroomshoop blijken geen zeldzaamheid te zijn.

Dit is een niet zeer fraaie getuigenis omtrent het in moderne toestellen verwerkte onderdeelen-materiaal en wij zouden gearzeld hebben, de oorzaak daarin te zoeken, maar ruimte voor twijfel schijnt nauwelijks te bestaan.

Aan de ontvangen correspondentie omtrent deze zaak hopen wij in een volgend nummer nadere bijzonderheden te ontleenen. C.

Vragenrubriek

Tilburg.

W. L. V., Tilburg. — Een schema van de Hickok kathode en straaloscillograaf type RFO-1 bezitten wij niet. Mogelijk kan één onzer lezers hieraan helpen?

Amsterdam.

A. M. E. Th. E., Amsterdam. — 1. Voor een transformator-kern van normaal goed ijzer kan men gerust rekenen op de mogelijkheid om er een vermogen van $0,6 \times$ opp. kerndoor-sneede (werkzaam oppervlak) \times opp. raamopening uit te halen. Oppervlakken in cm^2 , uitkomst in watts.

2. Wanneer men de kern van een smoerspoel met luchtspleet wil veranderen om er een transformator op te wikkelen, is verknippen der blikken noodig zoodat de spleet verdwijnt. Uw plan om blikjes om te keeren, zoodat om en om niet-beplakte zijden op elkaar komen, laat de spleet bestaan en doet de wervelstrømmen toenemen. Dat geeft geen verbetering, maar maakt de zaak slechter.

3. Wanneer u trioden als B405 in B- of AB-balans wilt gebruiken, moet u, om belangrijk resultaat te bereiken, sturing in roosterstroom in uw plan opnemen. Een output van 3 watt is met B-versterking wel te bereiken. U moet bedenken, dat het maximaal rendement niet genomen moet worden van de in rustinstelling opgenomen energie, maar van de in momenten van grootste sturing opgenomen energie. Daardoor kan zelfs meer afgegeven worden dan in rust wordt opgenomen.

4. Dat men bij een octode op zeer korte golf de oscillator-frequentie liefst lager moet nemen dan de ontvangfrequentie, hangt samen met electronische koppeling tusschen de in denzelfden electronenstroom opgenomen roosters. Bij een triodehexode is het signaalrooster (1ste rooster) niet zoodanig met den oscillator gekoppeld en dus uit dien hoofde een dergelijke voorkeur niet aanwezig.

Swalmen.

W. B., Swalmen. — Er kan spanning komen te staan op een niet-geaard chassis, wanneer het net over 2 condensator-tjes met hun middenverbinding aan chassis is gelegd. Geschiedt de uitschakeling met een enkelpoligen schakelaar, dan kan zelfs na uitschakeling van het toestel de spanning toch nog op chassis aanwezig zijn en bij aarding een zwakke stroom door de aardleiding blijven vloeien. Daarom moeten dergelijke condensator-tjes steeds klein gehouden worden (5000 μF . bijv.).

Dat het toestel zonder aarde zwakker ontvangt dan met aarde, kan een gevolg zijn van het feit, dat de met aarde getrimde antennekring ontstemd raakt zonder aarde. Vooral bij oudere niet-supers doet zich dit voor.

Nijmegen.

G. Z., Nijmegen. — Een complete bouwtekening van den R.E. grammfoonversterker uit R.E. 1941 no. 9 hebben wij niet en die heeft ook weinig zin, wanneer die niet speciaal is gemaakt voor de onderdeelen, die u heeft of kunt krijgen. Elk radiotechnicus ter plaatse zal u zulk een tekening kunnen maken, als u de onderdeelen bij elkaar heeft.

Rotterdam.

H. J. v. R., Rotterdam. — Dank voor uw bericht, dat wij hebben doorgegeven.

K. v. d. B., Rotterdam. — 1. Wanneer de draaggolf van een telegrafiezender dicht bij die van een telefoniezender ligt, zullen de trillingen, die tezamen op den detector van den ontvanger komen, een interferentie-toon vormen in de verschil-frequentie. De telegrafiesignalen worden dan hoorbaar in een fluittoon. Als die fluitjes dus werkelijk Morsesignalen zijn, is daartegen niet veel te doen. 2. Bij den service-luidspreker van Amroh berust alles op het gebruik van een zeer specialen uitgangstransformator met een aantal aanpassingen. Aan het schema heeft u eigenlijk niets, wanneer u dien transformator niet heeft. U kunt dus het best bij Amroh den transformator bestellen. Het schema krijgt u er dan wel bij. De transformator kan met luidsprekerspoel, impedanties van 2,5 of 8 ohm pri-

maire impedanties geven van 15000, 10000, 7000 en 4500 ohm, waarvan de laatste drie ook een middenaftakking hebben. Er wordt een „stroomlooze” uitgang voor een outputmeter en voor een telefoon bijgemaakt en een smoorspoel met weerstanden om bekrachtigingsspoelen na te bootsen.

Utrecht.

L. d. B., Utrecht. — Als phase-omkeerschakeling bevelen wij u aan de schakeling van de RCA uit R.E. 1939 no. 8 bladz. 118 fig. 5 met E428 en E499 (in den tekst is door een drukfout éénmaal 449 blijven staan). Of anders de nieuwe schakeling met ECH21 uit R.E. no. 22, die evenwel in verbinding met 2 x AL5 moeilijkheid geeft voor de gloeidraadvoeding (4 voor AL5; 6,3 voor ECH21).

Het lijkt ons niet buitengesloten, dat uw schakeling met 3 uitgangstransformatoren voor A-versterking succes zou kunnen hebben, wanneer goed op de aansluitrichtingen der wikkelingen wordt gelet. De proef ermede zou genomen moeten worden en dan interesseeren wij ons voor een berichtje over het resultaat.

E. S. W., Utrecht. — Om met de in R.E. 1940 no. 22 beschreven inductieve raamkoppeling het scherpe richteffect te verkrijgen, moet niet alleen de draaicondensator symmetrisch in het midden van het raam zijn opgenomen, maar ook het koppelspoeltje L, zooals fig. 6 op bladz. 291 aangeeft. Bij een raam met een (even) aantal windingen is dat mogelijk, wanneer van één zijde van den condensator het halve aantal windingen uitgaat, daar de koppelspoel wordt aangebracht en het volgende halve aantal raamwindingen weer tusschen koppelspoel en andere zijde van den condensator.

Franeker.

P. K., Franeker. — De aansluitingen voor Ritro-spoelen zijn als volgt:

Iste spoel: 1 = vaste platen draaicond., 3 = losse platen en aarde, 4 = rooster hfr. lamp (aftakking op de spoel), 2 = kortlangschakelaar, 5 = antenne.

2de spoel: 1 = vaste platen draaicond. en roostercond. detector, 3 = losse platen en aarde, 2 = kortlangschakelaar, 6 = terugk. cond. (andere zijde aan plaat detector), 4 = plaat hfr. lamp, 5 = + hoogspanning.

Zwolle.

F. S., Zwolle. — Uw opmerking, dat in het bouwplan in R.-E. No. 17, bladz. 201, een verbinding ontbreekt, is juist. De van R₃ komende leiding moet ook nog met de rechterzijde van C₄ verbonden worden. De waarden voor de onderdeelen kunnen zijn:

R ₁ 750 Ω	C ₂ 10000 μμF	C ₆ 50 à 100 μμF
R ₂ 0,5 à 1 MΩ	C ₃ 0,1 μF	C ₇ 1 μF
R ₃ 10,000 Ω	C ₄ 5000 μμF	C ₈ 100 μμF
R ₄ 150,000 Ω	C ₅ 150 μμF var.	C ₉ 1000 μμF
C ₁ 50 μμF		

Aangezien R₄ een schermrooster-serieweerstand is en geen deel van een potentiometer vormt (zooals in R.-E. No. 16), moet die hier de opgegeven groote waarde hebben.

Werkt een dergelijke ingangsschakeling niet, dan is de oorzaak doorgaans in niet-genereren der triode te zoeken. Dat kan ontstaan door verkeerde wikkelrichting van L₃ (terugkoppelspoel) ten opzichte van L₂. Voor het apparaat van R.-E. No. 17 zouden L₂ en L₃ één doorlopende wikkeling mogen zijn met een aftakking en wanneer ze gemaakt zijn volgens teekening, moeten de windingen dus ook in gelijken zin doorloopen. Andere oorzaken kunnen zijn: te gering aantal windingen voor L₃ (of niet dicht genoeg bij L₂), te geringe steilheid van de lamp, onvoldoende isolatie van C₄, C₅ of C₆.

Apeldoorn.

A. H. A. T., Apeldoorn. — 1. Natuurlijk zou men de spoelen voor een super, zooals bijv. die volgens het AK schema, wel zelf kunnen maken. De moeilijkheid der vervaardiging voor een super zit echter daarin, dat men bij transformatoren voor een bepaalde middenfrequentie spoelen moet maken, die voor oscillator- en signaalkring verschillend zijn en zeer bepaalde waarden moeten bezitten om werkelijk goeden gelijkloop te verkrijgen. Dat vereischt metingen, die slechts weinigen goed kunnen uitvoeren.

2. Het soldeeren met kortsluitstroom eischt een zeer grooten transformator, wanneer men naden tusschen koperplaten wil soldeeren. Met kleinere transformatoren zijn het vooral montagewerkzaamheden met draden, waarvoor de methode bruikbaar is. De methode vervangt niet voor alle werkzaamheden de gewone bout, maar met eenige ervaring is zij voor bepaalde soorten van werk toch zeer handig.

Groningen.

J. de J., Groningen. — Wij gelooven niet, dat u door een meer verliesvrije montage der verbindingen van de middenfrequenttransformatoren van uw MK-super de selectiviteit merkbaar zult kunnen verhoogen.

Hoofdredacteur: J. Corver, Hilversum.

Vraag en Aanbod

In ruil aangeboden een nieuwe Philips photo-cel type 3512 tegen een goede geijkte meetbrug voor lage en hooge weerstanden, event. met bijbetaling. J. W. A. van Schie, Bisschop Callierstr. 2 Haarlem.

gevraagd: Am. lampen type 1 V, 6X5, 6C5 metaal, 2 × 6J7 of 6SJ7 metaal. J. M. Rademakers, v. d. Takstraat 4, Rotterdam (C.).

Ruilen of koopen: complete onderdeelen draagbare super, nieuwe schakelaar Varley meetzender schakelaar (3 op 16) en transf. C en R-meter Philips 241 BB (voor A serie) transf. 127 V—6000 V. tegen: EF6, stel M.F. transformatoren, radio-tijdschriften, L. Sicking, St. Rochusstraat 48 Eindhoven.

Aangeboden eenige Amroh Novocon schakelaars type WS81 4 standen 5 moedercontacten in ruil tegen een duo condensator of tegen lampen 6D6 — 6A7 — 6E5 — 1F4, alles nieuw, betaling na overleg. C. Hogendijk, Opeinde (Friesl.).

gevraagd: een nieuwe of gebruikte radiolamp merk Brimar (Eng.) type 15D1. W. Gerrese, Zuiderparklaan 144, Den Haag.

gevraagd: Toongenerator ± 100 — ± 10000 Hz., aansluiting lichtnet, en electro-dynamische koptelefoon. Tevens gev.: Kundige amateurs voor belangloze medewerking aan electro-acoustische apparaten en hoorapparaten. J. H. Bollekamp, Inrichting voor Doofstommenonderwijs, Rotterdam.

GEVRAAGD

**1 A 7 Am. $1\frac{1}{2}$ volts
menglamp of acquivalent**

H. B. G. IRMER
BEATRIXSTRAAT 2 - NIJMEGEN

TE KOOP AANGEBODEN, alles gebruikt, doch goed:

- | | |
|--|--------|
| 1 Philips MC/1 50 met voet | f 20.- |
| 2 Philips cond. 4 M.F. 1000 volt bedr.sp. | f 25.- |
| 1 Philips M.amp.meter 0-100 m.amp. draaisp. | f 20.- |
| 1 Transforma smoorspoel 150 mA. 50 H. | f 15.- |
| 1 Waldorp smoorspoel 100 mA. 50 H. | f 6.- |
| 1 L.B. cond. 4 M.F. 800 volt bedr.sp. 2500 =
proefsp. | f 7.50 |
| 1 Kuprox cel 6 volt lamp | f 5.- |
| 2 Electrolyt cond. 2500 M.F. 10 volt werksp. | f 5.- |
| 2 C142, 1 F215, 1 D143, samen | f 5.- |
| 1 AC2 nieuw Philips | f 4.- |
- L. W. SWART, RADIO-CENTRALE, GROOTEGAST.

TE KOOP:

NIEUWE LAMPEN:

RENS 1384 (= E463). CL4, CL2, CF1, CB1, CY2,
C1, ACME 4 (= MP/Pen), 57, AC/HP, AC/VP,
AC/VH, AC/DTT (dubbele diode triode), E428.

GEBRUIKTE LAMPEN:

RES 664 d, Cossor MP/Pen, Geco LS 6 A, RE 209,
RE 504, C405, B406, A425, A435.

NIEUWE ONDERDEELLEN:

Saba 2-voudige condensator, Western Electric type
555 luidspreker unit, 3-krings Megatron chassis met
nieuwe Philips zijcontactlampen, Scott-Taggart
spiegel voor omroep en 2 K.G. Banden.

GEBRUIKTE ONDERDEELLEN:

4 stuks papiercondensatoren L. Baugatz, 8 μ F,
3000 volt D.C.

Wie biedt er?

Brieven onder No. 103 aan het bureau van dit blad.

*Aan het Bureau van Radio-Expres
Stadhoudersweg 153a,
Rotterdam.*

Ondergeteekende :

wenscht zich ingaande te abonneren op
het Tijdschrift voor Radiotechniek „Radio-Expres”.

Het abonnementsgeld, ten bedrage van $\frac{F. 5.25}{F. 2.63}$ voor $\frac{12 \text{ maanden}}{6 \text{ maanden}}$ wordt heden overge-
maakt aan de administratie van Radio-Expres door storting of overschrijving op post-
rekening Nr. 385246, ten name van Radio-Expres.

Ondertekening :