

High-power pulse-generators

by H. G. Bruijning *)

Lecture delivered for the Nederlands Radiogenootschap on 20th February 1956.

Summary

The paper, as it was read, consisted of three parts:

- a. introduction.
- b. description of a pulse-generator delivering 200 kW pulses of 0,01 μ s.
- c. description of an oscilloscope with a bandwidth of 400 Mc.

Part a. gave a short introduction to the construction of pulse generators, as they are normally used in transmitters for radar. As this subject was dealt with in Tijdschr. Ned. Radiogenoot. **19**, pages 11—24, Jan. 1954, we will not repeat it here.

In the Philips Research Laboratory an experimental radar was built, designed for pulses of 0,01 μ s, at a repetition rate of 2000 pps. The generator had to deliver pulses of 15 kV, 15 A to the magnetron. Part b. dealt with the development of the pulse generator, and part c. with the construction of an oscilloscope, specially built to be used in connection with the experimental radar mentioned above.

1. Development of the pulse generator.

A pulse of the desired type can be generated with a hard tube or a thyatron generator.

A hard tube generator can be expected to work practically without time-jitter, when no driver stage with a thyatron is used. Without a thyatron however, it will be very difficult to generate pulses of 1/100 μ s. The generator will consist of several stages, carefully designed and forming a rather complex device.

A thyatron generator gives us a much higher amplification in the last stage. If it were possible to keep the time-jitter

*) Philips Research Laboratories, N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven, Netherlands.

down to a reasonable level, we could expect to be able to construct a generator of simple design.

During investigation it was found that under normal circumstances the jitter of a hydrogen thyatron, is mostly hum jitter. The most important source of hum jitter is the high voltage power supply and a rigorous reduction of high-voltage hum ripple results in a hum jitter of the order of 10^{-9} sec.

The thyatron trigger pulse in these experiments was on the large side of J.A.N. specs.*), and of carefully humfree design. It was not necessary to use d.c. filament voltage for the thyatron.

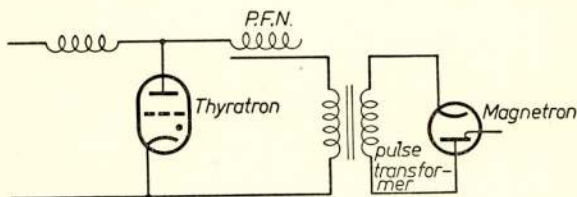


Fig. 1

Conventional circuit for generation of pulses.

Let us now consider (in fig. 1) what a "normal" pulse generator giving the desired pulse form should look like (fig. 1). When we use the hydrogen thyatron 5C22, which is already rather big for the low mean power required, and apply a voltage of 15 kV on the pulse forming network, we will obtain 15 kV on the magnetron with a transformer ratio of 1 : 2**).

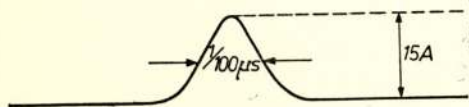


Fig. 2

Assumed form of the current pulse in the magnetron.

Let us now suppose that

1. the current through the magnetron is reasonably triangular with respect to time, as shown in fig. 2.
2. the capacity-charging currents of magnetron and associated wiring are not of importance.

We find under these circumstances that in the thyatron

$$\frac{di}{dt} = 3000 \text{ A}/\mu\text{s}.$$

*) Joint Army-Navy specifications.

***) A pulse firing network, loaded with its characteristic impedance, gives a pulse of half the voltage to which it was charged, then a transformer with a winding ratio 1 : 2 gives us a voltage about as high as the charging voltage was before the firing of the thyatron.

The considered current pulse would give rise to the desired pulse length, as a magnetron always oscillates at about a fixed potential, provided there are no starting difficulties in the magnetron.

Of course all these assumptions are not valid; the current is not triangular, the capacity charging currents are not zero, and so on. Nevertheless it was clear from the value of di/dt that a generator of this type would seriously overload the thyatron; the maximum permissible value for this thyatron is $1500 \text{ A}/\mu\text{s}$.

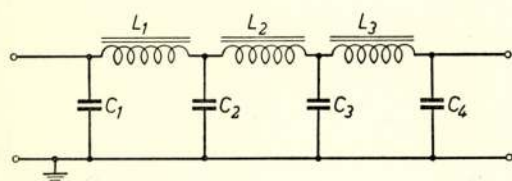


Fig. 3.

Pulse-shortening circuit with saturable reactors.

To overcome this difficulty we tried to insert between thyatron and magnetron a network capable of shortening pulses.

A network of this type as described by Melville, is given in fig. 3.

The condenser C_1 is charged by the pulse from the thyatron. Now L_1 has a high impedance; it is rated such that when C_1 is fully charged, L_1 becomes suddenly saturated and becomes a very low impedance.

At that moment C_1 is discharged in C_2 , and so on; the pulses are successively shorter, of the same voltage and of higher current.

When we choose

- all condensers of the same capacity
- all inductances with identical cores, only differing in number of windings,
- and when each L - C pair gives a reduction in pulse time by a factor δ ($\delta > 1$), then we can combine some quantities of the succeeding L - C pairs in the following table.

	L_1	L_2	L_3
pulse length	1	$1/\delta$	$1/\delta^2$
number of windings	n	n/δ	n/δ^2
peak current	i	$i \cdot \delta$	$i \cdot \delta^2$
max. amp. windings of the inductance	$i \cdot n$	$i \cdot n$	$i \cdot n$

We see that $i.n$ is constant for the L - C pairs — which implies that the succeeding cores are magnetised to the same H . In fig. 4 are shown the pulsemagnetising curves that can be expected in the cores L_1 , L_2 and L_3 .

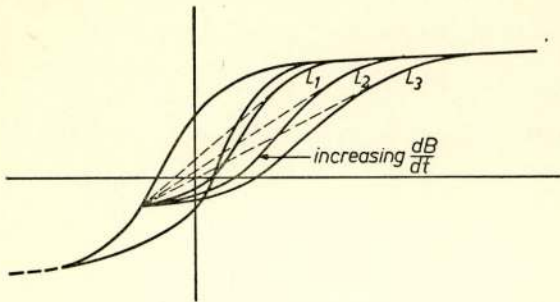


Fig. 4.

Pulse hysteresis-loops in the reactors of fig. 3.

In order to get a reasonable value of δ it is necessary that the quotient $\frac{L_{\text{unsaturated}}}{L_{\text{saturated}}}$ be as high as possible.

It is therefore necessary to use a magnetic material with a permeability that is high under pulsed conditions.

We used ferroxcube of the grades 3C and 4B. When the core material does fulfil the requirements, the succeeding pulses will not be shorter, only smaller.

Unfortunately we did not succeed in producing pulses of $0,01 \mu\text{s}$; the limit appeared to be about $0,05 \mu\text{s}$.

Using a voltage pulse of $0,05 \mu\text{s}$ it would be possible to generate a pulse of $0,01 \mu\text{s}$, — it would then be necessary for the $0,05 \mu\text{s}$ pulse to be only slightly higher than the working voltage of the magnetron. This made a network as discussed not very attractive. It would be possible to regulate the voltage pulse as required by the use of a regulated polarising winding on the cores; but the whole setup would be rather complicated, and would have a tendency to exhibit timejitter in the output pulse, due to small high-voltage variations and starting difficulties of the magnetron.

As the insertion of this network was not successful, we tried to modify the "normal generator" in such a way as to eliminate the overloading of the thyatron.

We have seen that in the magnetron $\frac{di}{dt} = 1500 \text{ A}/\mu\text{s}$. As

this is the maximum permissible value for the 5C22, a voltage step-up transformer cannot be used. The voltage on the magnetron is now not high enough when a conventional PFN is used, but if we replace the PFN by a condenser, the situation becomes different, see fig. 5 and fig. 6.

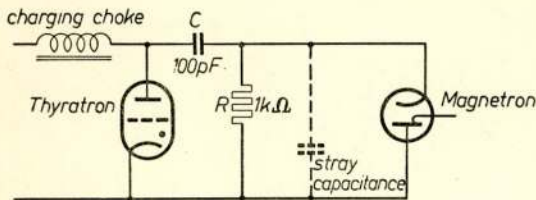


Fig. 5.

Simplified circuit derived from fig. 1.

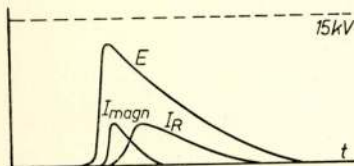


Fig. 6.

Voltage and currents in the circuit of fig. 5.

When the condenser C is large compared to the stray capacitance, the voltage on the magnetron approaches the thyatron voltage; the self inductance of the connection can be used in making it even higher. The difference

between the conventional pulse generator and the new situation lies in the absence of a pulse firing network that is loaded with its characteristic impedance. If the condenser here is called a PFN, it is a PFN of a very low impedance, compared to the conventional situation.

The resistor R is necessary to bring the voltage on the magnetron down to zero, when the current through the magnetron has become negligibly small and to permit the charging current to flow; it must have some inductance, otherwise the $\frac{di}{dt}$ in the thyatron would increase too much owing to the addition of I_R .

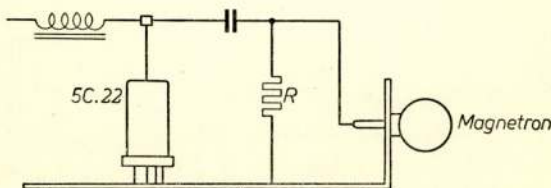


Fig. 7.

Mounting of the circuit elements relative to each other.

The efficiency of the generator is not high; with the very low mean power of the magnetron this does not give rise to difficulties, the high voltage power drain still being only 10 mA at 10 kV. The generator can be mounted as shown in fig.7.

A generator built by this method was in fact found to perform satisfactorily and a high frequency pulse of 0,01 μ s was produced.

As this proved a very simple solution, it was adopted in the experimental radar.

2. Description of a wide-band oscilloscope.

In connection with the construction of the short-pulse radar, we were interested in an oscilloscope that would be able to handle a bandwidth of about 400 Mc.

The conventional cathode ray tube loses many of its desirable properties in this region; the brilliance is low, the leads to the deflection-plates are often too long, and the sensitivity is low.

If we wish to display signals of a few volts or less, an amplifier is necessary; now a wide band amplifier of the kind we need here is extremely difficult to make, especially if a uniform response down to low frequencies is required.

A principle that has been very helpful to us has been described by J. M. L. Janssen (Ph. Technical Review 1950, pages 52 and 73). It is called the "sampling oscilloscope" and can be used only with repeated pulses or other waveforms.

The signal we want to investigate is fed, together with a "sampling pulse", to a mixer tube which is normally cut off.

Only during the sampling pulse are electrons able to reach the anode — and the number of electrons trapped by the anode depends on the instantaneous value of the signal we wish to observe (fig. 8).

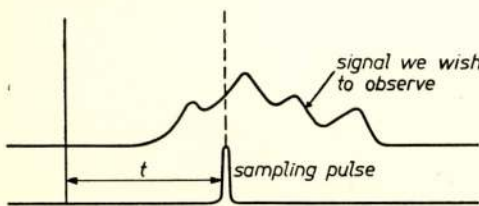


Fig. 8.

Fundamental mixing process.

If we take samples of the succeeding pulses with a slowly increasing time t , and plot on a low frequency cathode ray

tube the results of sampling against t , we shall see on the low-frequency scope a curve that has the form of the requisite waveform.

This kind of oscilloscope has advantages which are of particular value in our case.

Firstly, the only part of the circuit that carries high frequency is the mixer and it is possible to make that small and simple, so that the high frequency response is simple and can be easily understood.

Secondly, the amplification takes place in a low frequency amplifier, which can easily be made practically distortionless.

To ensure a low distortion at frequencies around 1 c/s, a d.c. amplifier is chosen. This gives us two advantages: in the first place the response remains correct down to very low time base frequencies, and in the second place it is possible to calibrate the oscilloscope with a low frequency waveform, even with a d.c. voltage.

The fact that only the mixer is subject to high frequencies, and that owing to the nature of the sampling process the amplification is accomplished without phase-error, e.g. overshoot can never be a result of the processes in the oscilloscope. This adds largely to the reliability of the response, and is of special value for the study of curves where a phase shift is of primary importance, e.g. a B.H curve or a E-I curve of a magnetron.

The mixer circuit, as used by Janssen, is shown in fig. 9.

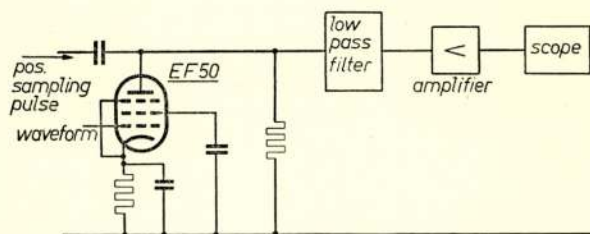


Fig. 9.

Mixer circuit of the Janssen scope.

The anode of the mixer is normally negative; it is positive only during the sampling pulse.

The "Janssen" scope was constructed for the monitoring of continuous waveforms, with data as shown in the following table.

timebase frequency	50 c/s
band width	50 Mc/s
repetition frequency of sampling pulse	10^5 c/s
length of sampling pulse	$2 \cdot 10^{-8}$ sec.

J. G. Mc Queen describes in *Electr. Engineering* 24 (1952) p. 436 (The monitoring of high speed waveforms) an oscilloscope of the sampling type that is better suited for the circumstances encountered in our problem, where the pulses have a repetition frequency of a few kc/s.

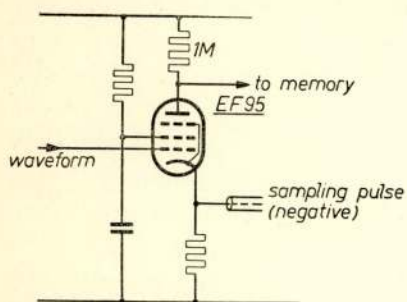


Fig. 10.

Mixer circuit of the Mc Queen scope.

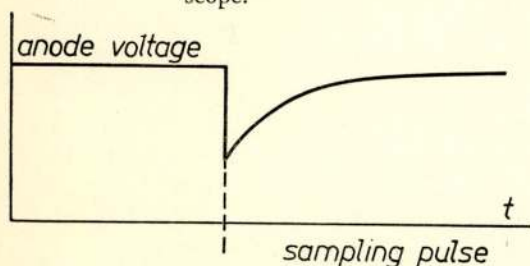


Fig. 11.

Anode voltage in the Mc Queen mixer.

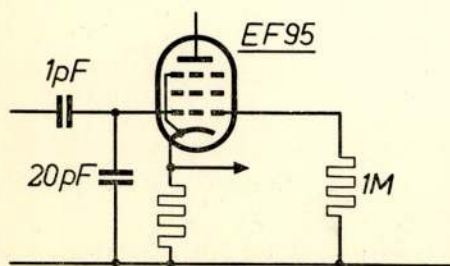


Fig. 12.

Input elements of Mc Queen.

A memory is used that can store the result of a sampling operation during $100 \mu\text{s}$.

We see the mixing circuit of Mc Queen in fig. 10. The length of the sampling pulse is about 10^{-9} sec., the bandwidth 300 Mc/s (3 dB down).

The anode voltage as a function of time is shown in fig. 11; the anode signal is limited by the capacitance in the anode, which is rather high in the circuit used.

The input circuit is shown in fig. 12; there is a RC time of $20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 \rightarrow 20 \mu\text{s}$, which limits the low frequency response. This will be effective in suppressing low frequency noise, such as hum, but it also eliminates the possibility of calibrating the oscilloscope with a low frequency signal.

The input circuit is shown in fig. 12; there is a RC time of $20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 \rightarrow 20 \mu\text{s}$, which limits the low frequency response. This will be effective in suppressing low frequency noise, such as hum, but it also eliminates the possibility of calibrating the oscilloscope with a low frequency signal.

The input circuit is shown in fig. 12; there is a RC time of $20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 \rightarrow 20 \mu\text{s}$, which limits the low frequency response. This will be effective in suppressing low frequency noise, such as hum, but it also eliminates the possibility of calibrating the oscilloscope with a low frequency signal.

2.1. *The circuits chosen.*

A block diagram is given in fig. 13.

A description of the circuitry can best be started with the mixer stage, given in fig. 14.

Fig. 15 shows how some voltages vary with time. A few

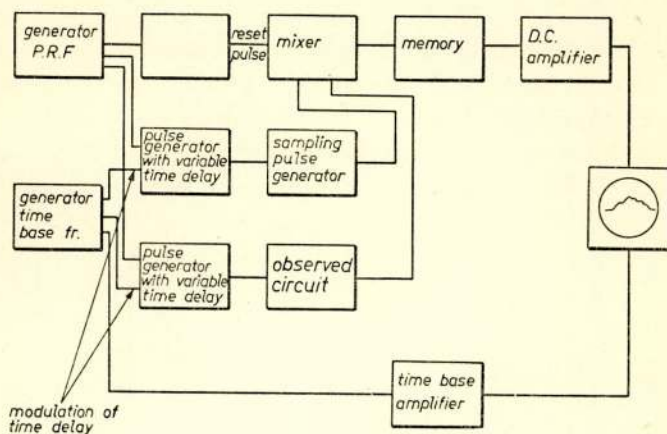


Fig. 13.

Block diagram of the used circuit.

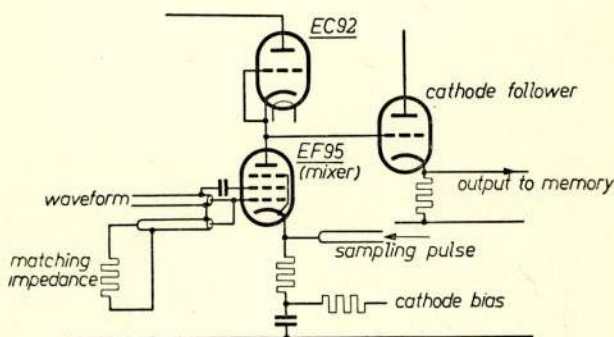


Fig. 14.

Mixer as we used it.

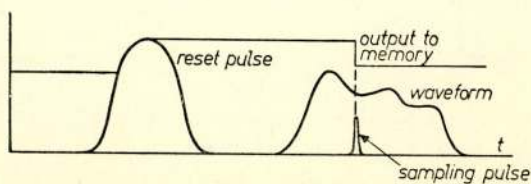


Fig. 15.

The mixing process in our mixer.

microseconds before the sampling pulse, the mixer anode is brought to a fixed level by a "preset" pulse on the EC92 anode, which tube acts as a diode.

During the sampling pulse, the capacitor formed by the EF95 anode, the EC92 cathode and the cathodefollower grid is slightly discharged, and the amount of discharging is a measure of the value of the waveform during sampling. If the insulation of the mixer anode and other electrodes connected were perfect, their voltage would remain constant until the next presetpulse (fig. 16a).

This voltage is in the neighbourhood of 100 V, the capacitance about 10 pF; when we allow in 0,001 sec. a variation

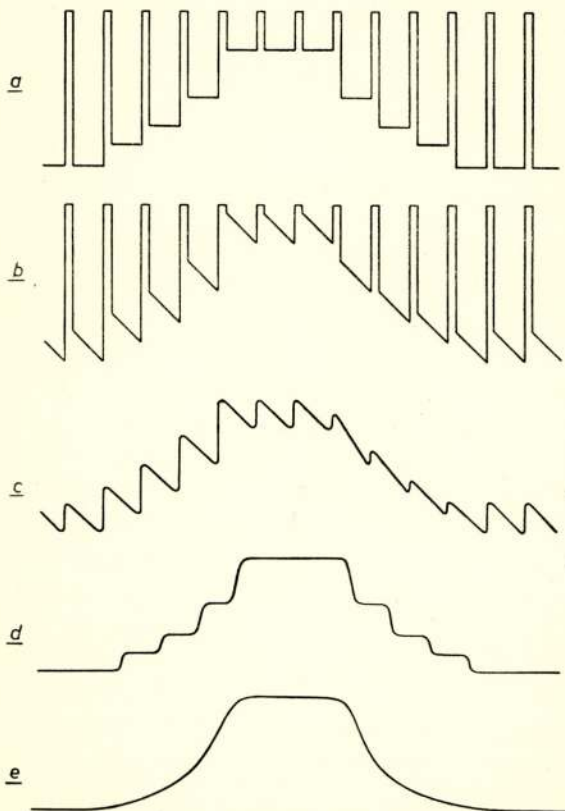


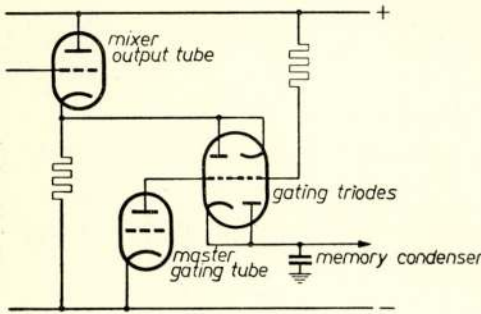
Fig. 16.

- a. idealised form of mixer output.
- b. mixer output as it is really.
- c. picture on the scope that corresponds to b.
- d. signal output of the memory.
- e. signal at normal repetition frequency.

of 0,1 V (rather high), we need an anode insulation of $10^{11}\Omega$. We did not obtain such a high value, and in consequence the anode voltage will look like fig.16b, and the picture on the scope like fig. 16c.

To overcome this difficulty, the signal from the cathode follower is fed through a gating tube to a capacitor with a sufficiently large RC-time.

This part of the circuit, called the "memory" is given in fig. 17.



Fig' 17.
Schematic diagram of the "memory".

The gating triodes are normally held cut off by the "master gating tube", but at the moments (denoted in fig. 16b by dashed lines) just between the succeeding sampling pulses, the m.g.t. is cut off and a connection is

made between cathode follower and "memory condenser".

The voltage on the "memory condenser" will have the form of fig. 16d, and at higher pulse repetition frequency the curve of fig. 16e will be obtained. This low frequency waveform is amplified and fed to the vertical deflection coils of the scope.

The three pulse generators of fig.13 have a variable time delay, to permit proper relative adjustment of the preset pulse, the sampling pulse and the pulse of the circuit under investigation.

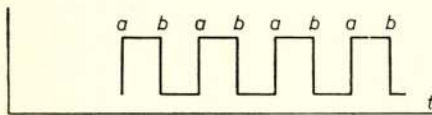


Fig. 17a.

Output of the pulse repetition frequency generator (unloaded).

The time delays of sampling pulse and "waveform triggering pulse" are modulated in antiphase, synchronous with the time base.

The amount of time delay modulation determines the effective length of the time base, or the duration

of the part of the waveform that is scanned by the sampling pulse.

The generator of the pulse repetition frequency has an output as shown in fig. 17a. Shortly after the moments marked *a* pulses are generated; after *b* the memory gating tube establishes connection between sampling cathode follower and memory condenser.

2.2. The sampling-pulse generator.

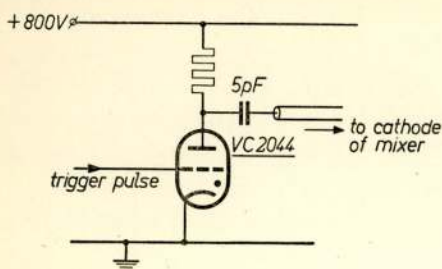


Fig. 18.
Sampling pulse generator.

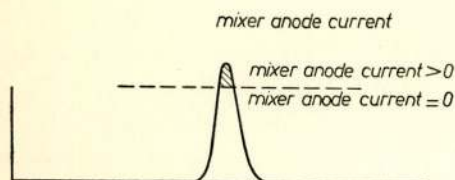


Fig. 19.
Sampling pulse.

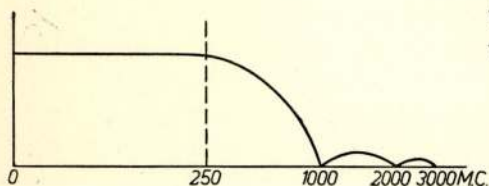


Fig. 20.

Response of the mixer, when the upper portion of the sampling pulse has a duration of 10^{-9} sec.

Janssen and Mc Queen used vacuum tubes to generate the sampling pulse. It seems much simpler to use a thyatron. We tried it that way and used the circuit of fig. 18.

When the thyatron fires, the anode voltage drops suddenly from 800 V to nearly zero. This signal is differentiated by the combination of 5 pF and the impedance of the cable. The result is a pulse as shown in fig. 19.

The amplitude of this pulse and the mixer cathode bias are chosen so as to make anode current possible only during the top of the sampling pulse which reduces the time during which the mixer actually works.

The sampling time can be reduced to somewhat more than 10^{-9} sec.

This corresponds to a frequency response as given in fig. 20.

2.3. Calibration of the time base.

Calibration of the time base can very comfortably be accomplished with a known length of coaxial cable.

We use the circuit of fig. 21. A pulse of $1/100 \mu\text{s}$ is transmitted through the scope, and reflected e.g. 10 m after the mixer. The reflected pulse will then arrive at the mixer $1/10 \mu\text{s}$ after the first pulse, when we use a polythene cable with solid

dielectric. Of course other lengths of cable can be used to produce other time differences between first and reflected pulse.

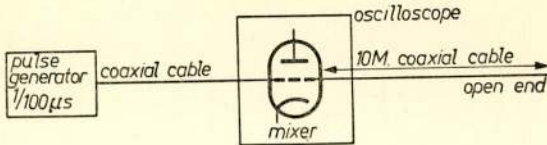


Fig. 21.

Calibration of the time scale.

2.4. Calibration of the amplification.

The mixer tube is not a linear device, since the number of electrons that reaches the anode is not a linear function of the signal.

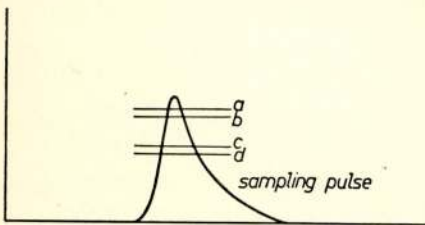


Fig. 22.

Non-linearity of the mixing process.

For example in fig. 22 the difference in anode charge is not the same between the situations *a* and *b* as it is between *c* and *d*. The lines *a* and *b*, or *c* and *d*, these situations represent the same variations of h.f. waveform at different cathode biasing voltages.

If our waveform is not too large however, we can consider the oscilloscope to be a linear device.

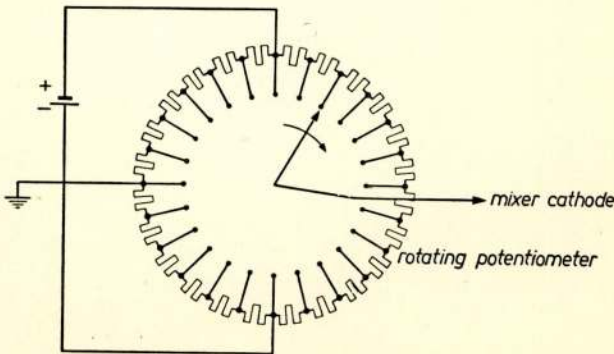


Fig. 23.

Rotating potentiometer for amplitude calibration.

Nevertheless, it will be convenient to have a suitable pattern of calibration voltages at hand.

We used the circuit of fig. 23 for producing on the screen the pattern shown in fig. 24.

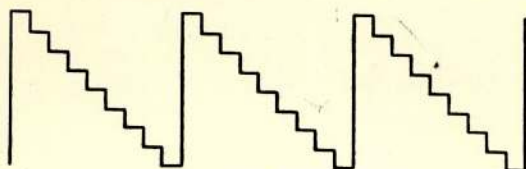


Fig. 24.

Signal output of the potentiometer of fig. 23.

Versterkers met direct gekoppelde luidsprekers.

door J. Rodrigues de Miranda *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap en de Geluidstichting op 16 mei 1956.

Summary

A loudspeaker with a voice coil impedance, suitable for mass-production has been developed. For the voice coil a 40μ wire is used. For a.f. power supply for this loudspeaker a single ended push-pull amplifier can be used which, in combination with a pre-amplifier in especially developed circuits leads to a simple and cheap amplifier without output transformer having the following properties:

- a. Very good frequency- and power frequency characteristic, adoptable for particular requirements for radiosets, but essentially flat between 20 and 100.000 cs/sec.
- b. Very low non-linear distortion ($< 0,5\%$ at 6W).
- c. Very low internal impedance (25 Ohm).
- d. Sensitivity 20 mV for 50 mW output power.

1. Algemeen overzicht.

Een streven naar aanmerkelijke verbetering in de karakteristieke eigenschappen van l.f. versterkers, zowel in radioapparaten als afzonderlijk, is alom waar te nemen. De prikkel hiertoe is de verbetering in kwaliteit van de bronnen: F.M.-ontvangst, langspeelplaten, bandrecorders. Nu worden de aan weergave-apparatuur gestelde eisen vaak onzinnig hoog opgevoerd. Zo kan men in Amerikaanse reclames aanbiedingen zien van versterkers met $0,1\%$ intermodulatie. Men zal zich daarbij af kunnen vragen: met welke bronnen denkt men deze versterkers te bedienen? Immers zowel van grammfoonplaten als magnetische banden ligt de maximale kwaliteitsgrens bij enkele procenten intermodulatie. Daarom lijkt de uitspraak reëel dat, wanneer de ontwerper van weergave-apparatuur zich tot taak stelt te bereiken dat zijn apparatuur *niet* de zwakste schakel in de

*) N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

transmissieketen vormt, hij al een heel eind op de goede weg is. Nu is het maken van een goede versterker niet zó moeilijk, als men vrij gelaten wordt wat de kostprijs betreft. Maar de opgave wordt pas interessant, als men iets goeds wil maken dat tegelijkertijd goedkoop is. Over dit onderwerp, dat speciaal belangrijk is i.v.m. de weergavekwaliteit van radioapparaten, wordt hieronder verder uitgeweid. Daarbij realisere men zich dat de kwaliteit maar óók de kostprijs van een l.f. versterker in hoge mate wordt bepaald door de uitgangstransformator. Het ligt derhalve voor de hand in de eerste plaats op dit onderdeel een aanval te lanceren. Twee wegen zijn hierbij bestudeerd:

1. Het splitsen van het over te dragen frequentiespectrum in twee gebieden.
2. Het overbodig maken van de luidsprekertransformator.

De eerste weg heeft geleid tot de tweekanaalsversterker bekend geworden onder de naam bi-ampli.

Hierbij wordt het frequentiespectrum na de voorversterker in twee delen gesplitst, die via afzonderlijke eindtrappen, uitgangstransformatoren en luidsprekers worden weergegeven.

Drie voordelen worden hierbij verkregen:

- a. De hoog-laagintermodulatie *) wordt alleen door de voortrap bepaald, die zeer goed kan zijn in dit opzicht.
- b. De lage tonen uitgangstransformator kan met hoge zelfinductie worden uitgevoerd omdat men zich over spreidingszelfinductie en capaciteit niet behoeft te bekommeren; de hoge tonen-uitgangstransformator kan met kleine spreidingszelfinductie en capaciteit worden uitgevoerd omdat de primaire zelfinductie betrekkelijk laag kan zijn.
- c. Deze methode biedt een elegante gelegenheid om afzonderlijke hoge- en lagetonenluidsprekers toe te passen.

2. Het principe van een transformatorloze eindtrap.

De tweede weg leidt tot de schakeling met hoge impedantie (z.g. hoogohmige luidsprekers). Daarbij wordt een balanseind-

*) De term hoog-laagintermodulatie slaat hierbij op een methode waarbij men aan een l.f. overdraagsysteem tegelijkertijd een trilling van een betrekkelijk lage frequentie en van een betrekkelijk hoge frequentie toevoert (in amplitudeverhouding 4:1) en waarbij men dan de modulatie diepte meet waarmee het hoge signaal door het lage is gemoduleerd.

trap toegepast in een speciale schakeling, welke in principe wordt weergegeven door de figuren 1 en 2. Een dergelijk systeem is in de literatuur bekend als de single-ended push-pull uitgangstrap. In radioapparaten wordt de schakeling volgens fig. 2 toegepast, hoewel fig. 1 ook zeer interessante mogelijk-

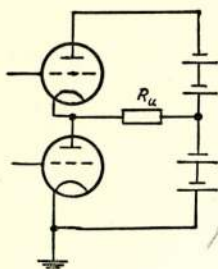


Fig. 1

Single-ended push-pull schakeling met twee voedingsbronnen. Worden beide roosters in tegenfase gestuurd — is de momentele waarde van de stuurspanning aan het rooster van de bovenste buis b.v. positief, die van de onderste buis negatief, — dan zal de anodestroom door de bovenste buis toenemen en die door de onderste buis afnemen. De stromen die diensgevolge door R_u lopen zijn gelijk gericht en worden dus gesommeerd.

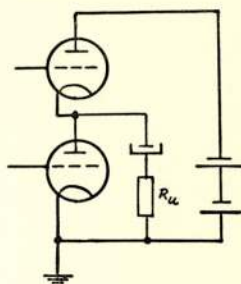


Fig. 2

Single-ended push-pull schakeling met één voedingsbron. De condensator C blokkeert de gelijkstroom en moet voldoende capaciteit bezitten om ook voor de lage frequenties voldoende stroom te kunnen leveren. Overigens is de werking van deze schakeling gelijk aan die volgens fig. 1.

heden biedt. In beide gevallen staan de buizen in serie wat betreft de gelijkstroomvoeding, maar parallel wat de vermogenafgifte betreft — dus juist andersom vergeleken bij de klassieke balansschakelingen. Bij voorkeur worden buizen gekozen van een type dat reeds bij betrekkelijk lage anodespanning voldoende stroom levert. Daar R_u voor beide buizen als belastingsweerstand fungeert, moet deze de helft van de waarde hebben van de aanpassingsweerstand van één buis. Deze kan daardoor, bij geschikte keuze van buistype en instelling, betrekkelijk laag, van de orde van 800 Ohm zijn. Een bijzonderheid is, dat, wanneer een bepaalde waarde van belastingsweerstand is gekozen, daaruit bij een bepaald uitgangsvermogen de buisinstelling volgt.

Voorbeeld: het verlangde uitgangsvermogen is 4W.

Dan moet dus, als de belastingsweerstand een waarde heeft van

800 Ohm, op deze weerstand een spanning staan van 57V en er moet een stroom doorheen vloeien van 70 mA.

De totale spanningszwaai die de buizen moeten geven, bedraagt dus $2 \times 57 \times \sqrt{2} = 160V$. De anodespanning moet dus ten minste deze spanning, vermeerderd met de negatieve roosterspanning en de kniespanning, bedragen. Iedere buis moet voorts 35 mA (eff.) wisselstroom kunnen afgeven, dus op circa 50 mA ruststroom zijn ingesteld en daarbij een topwaarde van 100 mA kunnen leveren in A-instelling.

Een eigenschap van geheel andere aard is dat door de belastingsweerstand geen gelijkstroom vloeit. Overigens werkt de schakeling principieel als een „normale” balansschakeling, inclusief de sterke vermindering van distorsie (even harmonischen).

3. Een „hoogohmige” luidspreker is praktisch te verwezenlijken.

Belangrijk voor de toepassingsmogelijkheden van deze schakeling is dat luidsprekerspoeltjes met 800 Ω impedantie kunnen worden gewikkeld, die qua dimensies gelijk zijn aan de normale 5- en 7 Ohm-spoeltjes. Hierdoor wordt het mogelijk de luidsprekers zelf, zonder tussenschakeling van een transformator, als belasting te gebruiken. Naast het economische voordeel van het wegvallen van de uitgangstransformator worden nog de volgende technische voordelen bereikt.

1. Het maximale uitgangsvermogen is vrijwel onafhankelijk van de frequentie (fig. 3).
2. Een grote mate van tegenkoppeling is zonder moeilijkheden mogelijk. Daartegenover staat dat de schakeling, evenals een „normale” push-pull schakeling, in principe ingewikkeld wordt door de extra eindbuis en de noodzakelijkheid om de beide eindbuizen in tegenfase te sturen. Aan de extra eindbuis is niet te ontkomen; aan een fase-omkeerbuis desnoods wel (fig. 4).

Betreffende de vraag of trioden dan wel pentoden zullen worden toegepast, diene het volgende:

In verband met de eisen aangaande spannings- en stroomuitsturing zouden trioden moeten worden gebruikt met een zeer lage versterkingsfactor, hetgeen extra voorversterking nodig zou maken. Het gebruik van pentoden verdient daarom de voorkeur behalve bij goedkope schakelingen met betrekkelijk klein uitgangsvermogen, waarbij de beschikbare anodespanning

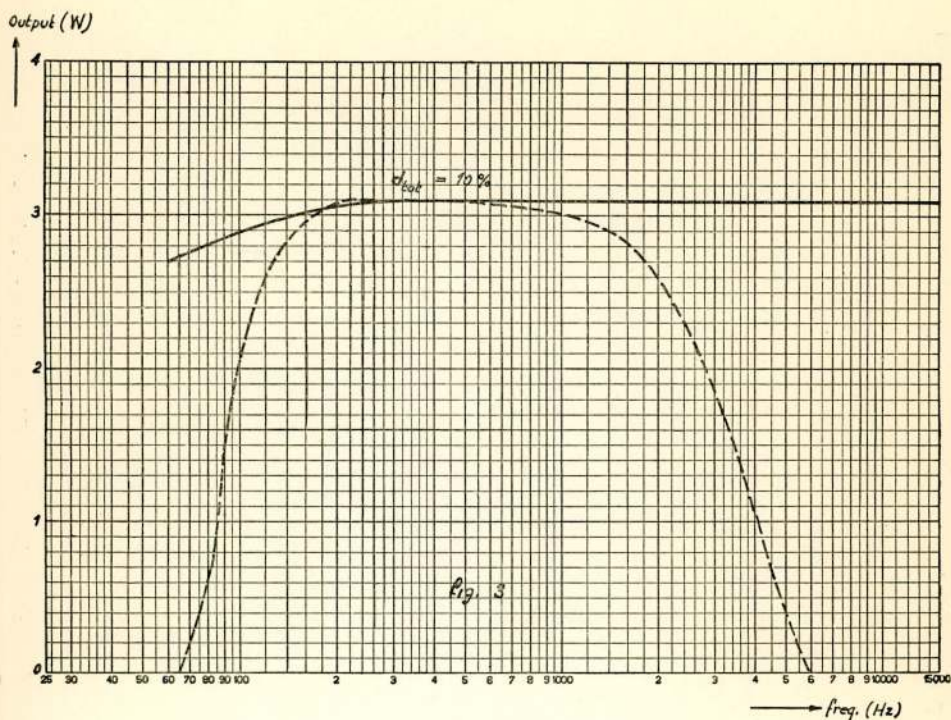


Fig. 3.

Maximaal uitgangsvermogen als functie van de frequentie voor een constant gehouden distorsie van 10%

- transformatorloze schakeling.
 - - - - - klassieke schakeling met in radiotoestellen gebruikelijke uitgangstransformator.

slechts voor een deel wordt uitgestuurd. In dat geval kan men zonder verlies aan uitgangsvermogen de bovenste buis als triode schakelen (fig. 5).

4. Voeding van de schermroosters.

Bijzondere aandacht verdient de gelijkstroomvoeding der schermroosters. Voor de werking van een pentode is het essentieel dat het schermrooster voor wisselspanning met de katode is verbonden maar voor gelijkspanning natuurlijk positief is t.o.v. die katode. De katode van de bovenste buis voert de volle uitgangsspanning, zodat wanneer het schermrooster met de voor wisselspanning gearde positieve klem van de anodespanningsbron zou worden verbonden en via een condensator

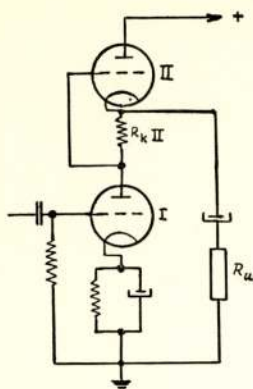


Fig. 4.

Single-ended push-pull schakeling waarbij geen fase-draaiër nodig is. De stuurrooster wisselspanning van de buis (II) wordt ontleend aan de anode stroom van buis I (spanningsval over $R_{k II}$).

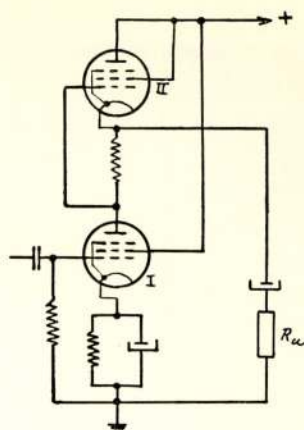


Fig. 5.

Single-ended push-pull schakeling met pentoden zonder fase-draaiër waarbij buis II als triode is geschakeld.

aan de katode zou worden gelegd, de uitgangsspanning via de genoemde condensator zou worden kortgesloten. Derhalve moet, indien althans niet tot gebruik van een afzonderlijk voedingsapparaat voor het schermrooster wordt overgegaan, het schermrooster via een impedantie — om economische redenen veelal een weerstand — aan de positieve klem worden verbonden. In deze weerstand gaat een gedeelte van de uitgangsenergie verloren, terwijl de schermroosterspanning erdoor wordt verlaagd. Er dient dus een zo gunstig mogelijk compromis voor de waarde van deze weerstand te worden gezocht (in de praktijk vindt men een waarde van 5000 à 6000 Ohm). Een andere mogelijkheid is het gebruik van een smoorspoel, waardoor echter de kwaliteiten van deze ijzerloze eindtrap zouden worden aangetast.

Het schermrooster van de onderste buis zal in het algemeen ook via een weerstand aan $+B$ worden verbonden, welke weerstand bij symmetrische rustinstelling aanmerkelijk groter moet zijn dan bovengenoemde weerstand. Bij uitsturing neemt de schermroosterstroom toe, de spanning en daarmee het maximaal af te geven vermogen dus af: daarom kan het voordeel bieden van een niet-symmetrische rustinstelling uit te gaan.

5. Schakeling van een complete versterker volgens dit principe

Een eerste compleet schema van een l.f.-versterker volgens dit principe (geschikt voor gebruik in radio-ontvangers), met fazedraaier, is figuur 6. De buizenbezetting is: ECC83 + 2 ×

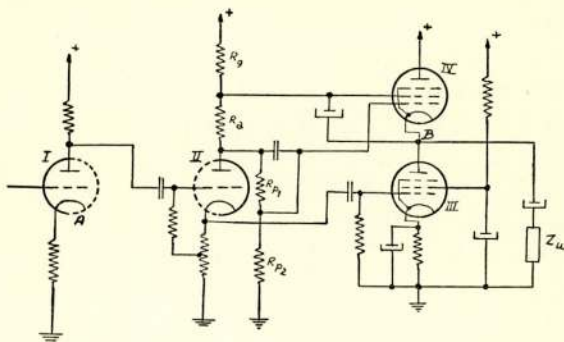


Fig. 6.

Compleet schema van een l.f.-versterker met single-ended push-pull eindtrap en fase-draaier.

I is een voorversterkbuis

II is de fase-draaier

III en IV zijn de eindbuizen

Z_u is de belastingsimpedantie

Het schermrooster van buis IV en de anode van buis II worden tezamen gevoed door de weerstand R_g . Het verbindingspunt $R_g - R_a$ voert daarvoor de volle uitgangswisselspanning zodat over de anodebelastingsweerstand R_a slechts de stuurroosterspanning van buis IV behoeft te worden ontwikkeld. De spanningsdeler $R_{f1} - R_{f2}$ zorgt voor de juiste negatieve voorspanning voor het stuurrooster van buis IV. Voor buizen I en II tezamen kan een ECC83 worden gebruikt.

EL86. In het merendeel van de huidige radio-ontvangers wordt als l.f.-voorversterkbuis de EABC80 toegepast. De versterking die deze buis in combinatie met de eindtrap geeft is onvoldoende om een aanzienlijke tegenkoppeling toe te passen. Anderzijds biedt deze buis het voordeel dat zowel de voor AM als de voor FM detectie benodigde dioden zijn „ingebouwd”. Wordt derhalve de voor L.F.-versterking veel meer mogelijkheden biedende ECC83 gebruikt, dan moeten dus nog voor ratio-detectie geschikte dioden worden toegevoegd. Voor am-

plitudemodulatiedetectie kan de diode van een middenfrequente buis EBF89 worden gebruikt.

6. Tegenkoppeling.

Als tweede principieel voordeel van de transformatorloze schakeling noemden wij de mogelijkheid tot grote tegenkoppeling. Bij klassieke schakelingen wordt — en het is belangrijk hierop nog eens te wijzen — kwaliteit en prijs van een laagfrequentieversterker voor een belangrijk deel bepaald door de uitgangstransformator. De mogelijkheden van een transformatorloze eindtrap worden dus pas ten volle uitgebuit, wanneer een ruime tegenkoppeling wordt toegepast (hetgeen in fig. 6 kan geschieden tussen de punten *A* en *B*). Gezien echter de vereiste gevoeligheid en de voor radio toestellen vaak vereiste versterking van de lage frequenties is er met slechts één trap voorversterking in het algemeen geen mogelijkheid aanwezig voor sterke tegenkoppeling, aangezien dan de versterking onvoldoende zou worden. Een extra voorversterkbuis heeft, naast de extra kosten, als nadeel dat de faze verkeerd is voor tegenkoppeling in de katodeleiding van deze extra buis. Bouwt men de schakeling op zonder fazedraaijer (volgens fig. 4), dus met 2 ECC-systemen in cascade, dan vervalt de noodzaak van de extra buis, maar ook dan kan het eerste triodesysteem niet in de tegenkoppeling worden betrokken.

7. Een speciale schakeling.

Een elegante oplossing biedt een andere modificatie. Hierin wordt ook gebruik gemaakt van de dubbeltriode ECC83 waarvan het eerste systeem voorversterker, het tweede systeem fazedraaijer is. Tegenkoppeling vindt plaats op de katode van het eerste systeem, doch door een meekoppeling tussen de katode van de fazedraaijer en de katode van het voorversterksysteem wordt de gevoeligheid weer opgevoerd tot de gewenste waarde. Hoewel meekoppeling in het algemeen verwerpelijk is omdat daardoor behalve de versterking tevens zowel de lineaire als de niet-lineaire vervorming vergroot wordt, biedt de combinatie van mee- en tegenkoppeling grote voordelen, die resulteren o.a. in een zeer laag distorsiecijfer en een redelijk blijvende gevoeligheid. Een voorbeeld van de uitwerking van deze gedachte geeft fig. 7. In het schema zijn twee klankregelingen

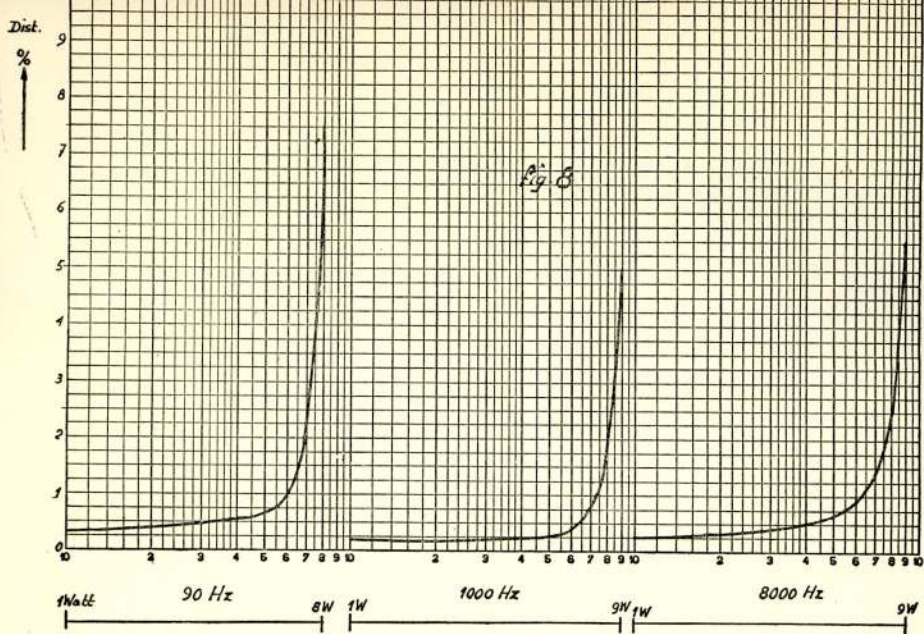


Fig. 8.

Distorsie karakteristieken van een l.f. versterker met single-ended push-pull eindtrap volgens schema van fig. 7. Signaal toegevoerd aan het rooster van de eerste buis.

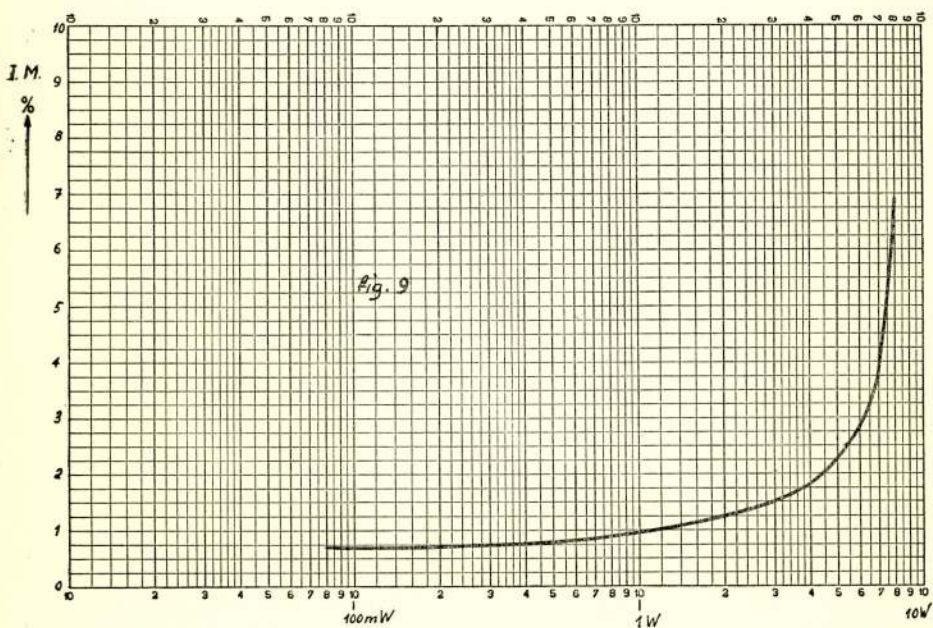


Fig. 9.

Intermodulatie karakteristiek van een l.f. versterker volgens schema van fig. 7. Meetfrequenties 60 en 10.000 Hz, spanningsverhouding aan de ingang 1:4, toegevoerd aan het rooster van de eerste buis.

met constante impedanties worden toegepast en wel om twee redenen. Door de hoge mate van tegenkoppeling is de inwendige weerstand (niet te verwarren met de gunstigste aanpassingsweerstand, die b.v. 800 Ohm

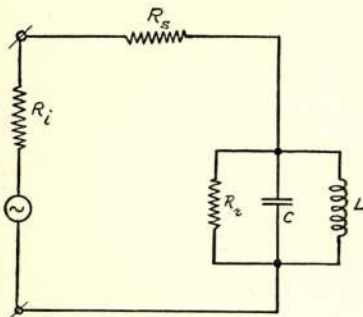


Fig. 10.

Vereenvoudigd elektrisch vervangingschema voor een electrody-namische luidspreker voor frequen-ties in de buurt van de resonantie frequentie ω_0

E is de door de versterker gele-verde EMK

R_i is de inwendige weerstand van de versterker

R_s is de Ohmse weerstand van de luidsprekerspoel

R_r is de equivalente stralingsweerstand

L is de als zelfinductie getrans-formeerde mechanische „slap-heid”

C is de als capaciteit getransfor-meerde mechanische massa.

blijft ongeacht de door middel van tegenkoppeling verkregen vermindering van de inwendige weerstand van de versterker) zeer laag (20—30 Ohm in het midden- en hoge gebied), zodat toenemende impedantie een vermindering van de door de luid-spreker opgenomen energie zou betekenen. Voorts zou door het oplopen van de impedanties bij hoge frequenties de juiste aan-passing te loor gaan, waardoor de door de versterker maximaal af te geven energie afneemt. Een andere factor die een belang-rijke rol speelt bij het verkrij-gen van een goede weergave-kwaliteit is de luidsprekerdem-ping. Een te kleine demping ver-oorzaakt a) een uitslingering in de eigen frequentie bij steile spanningsfronten en b) een op-slingering wanneer de luidspre-ker met frequenties in de buurt van zijn resonantiefrequentie wordt gevoed.

Uit het elektrische vervan-gingschema (fig. 10) van het luidsprekermechanisme volgt dat voor de kwaliteitsfactor Q van de gehele schakeling, die de mate van de demping bepaalt, geldt:

$$Q, = \omega_0 C \frac{R_r (R_i + R_s)}{R_r + R_i + R_s} \quad (\text{waarin } R_i = \text{inwendige weerstand van}$$

de versterker, R_r de stralingsweerstand, R_s de spoelweerstand en ω_0 de resonantiefrequentie van het luidsprekersysteem). Voor kritische demping dient $Q = \frac{1}{2}$ te zijn. Hieruit volgt, dat wan-veer R_s vrij groot is, kritische demping alleen met een nega-

tieve R_i te bereiken is, tenminste indien men $Q = \frac{1}{2}$ langs zuiver elektrische weg wil bereiken. Bovendien doen zich nog extra problemen voor doordat R_i sterk van de luidsprekerkast afhankelijk is. Het is daarom, van het standpunt van de versterkerconstructeur beschouwd, gemakkelijker wanneer de luidsprekerconstructeur erin slaagt langs akoestische weg een zo goed mogelijke demping te verkrijgen. Een voorbeeld daarvan is de Philips luidspreker (type nr. 9710). In dat geval wordt van de versterker gevraagd dat hij een constante spanning levert aan de luidsprekerklemmen, d.w.z. dat de inwendige weerstand laag is. Aan deze eis wordt door de besproken versterker ruim schoots voldaan, zelfs is in die stand van de toonregelaar waarbij de lage frequenties worden opgehaald de inwendige weerstand negatief in het frequentiegebied rondom de luidsprekerresonantie (fig. 11). Dit draagt ertoe bij dat juist bij resonantie de demping extra wordt vergroot.

9. Resumerend: Door het gebruik van draad 40μ voor de

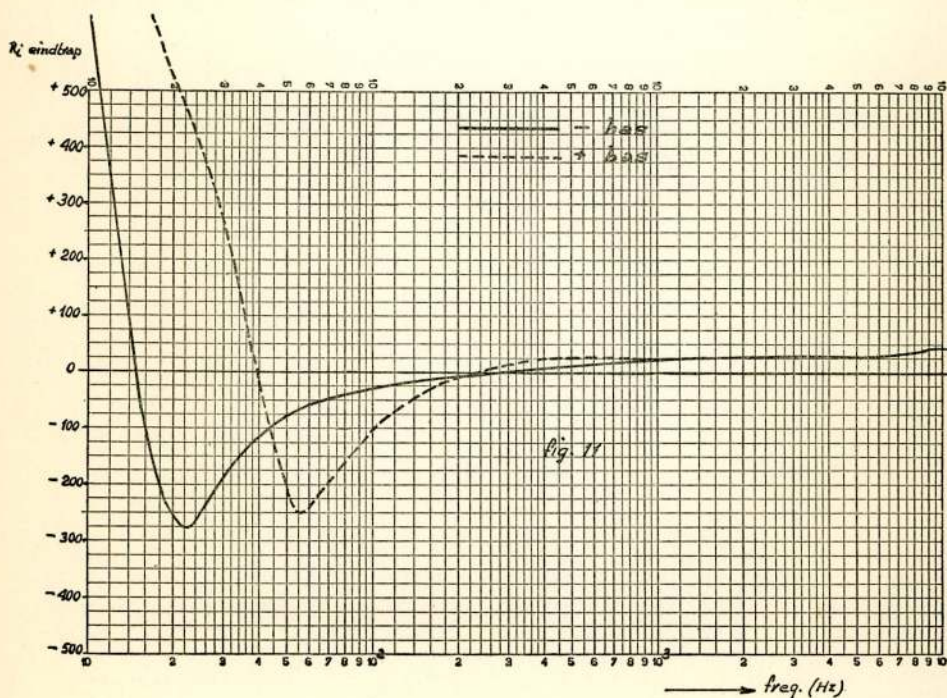


Fig. 11.

Inwendige weerstand R_i van een versterker volgens fig. 7 bij twee standen van de lage tonen regelaar.

luidsprekerspoel is het mogelijk een electrodynamische luidspreker te fabriceren met een impedantie van 800 Ohm. Voor de voeding kan een single-ended push-pull eindtrap gebruikt worden die, gecombineerd met een voorversterker in speciale schakelingen leidt tot een eenvoudige en goedkope versterker zonder uitgangstransformator met de volgende eigenschappen:

- a. Zeer goede frequentie- en frequentie-vermogenkarakteristiek (aan te passen aan de eisen van de weergavekarakteristieken die worden gesteld aan radiotoestellen; essentieel vlak tussen 20 en 100.000 Hz).
 - b. zeer lage niet-lineaire distorsie ($< 0,5\%$ bij 6W) over dit frequentiegebied.
 - c. Zeer lage inwendige weerstand (25 Ohm).
 - d. Gevoeligheid 20 mV voor 50 mW uitgangsvermogen.
-

On the resolving power in the process of magnetic recording

by S. Duinker *)

Summary

For a magnetic head consisting of two semi-infinite pole pieces of infinite permeability separated by an air-gap, universal field curves, representing the actual field expressed in terms of the homogeneous field in the gap as a function of the distance along the head into the longitudinal direction of the tape measured in gap-lengths, are derived for various distances from the head. From these field curves lines of equal field-strength are derived for the resultant field as well as its longitudinal and transversal components.

The recording process taking place in a thin magnetic layer situated at a certain distance in front of the head is analyzed if the head is magnetized by pulses superimposed upon a d.c. level, both with and without an additional a.c. biasing field. For both cases expressions are derived for the resolving power, defined as the limiting wavelength corresponding to the repetition frequency of extremely short pulses at which just once in a period the remanent magnetization inherent in the d.c. level is recorded on the tape travelling at a fixed speed.

The resolution is shown to depend upon the ratio of pulse height to d.c. level, the shape of the field curve and the depth into the tape in the d.c. method, while in the a.c. method, the relative strength of the a.c. biasing field and the critical field-strength of the tape are of importance also. It is demonstrated for the d.c. method that resolutions of the order of the gap-length are obtainable while in the a.c. method a much smaller wavelength can be recorded.

The theory is confronted with the results of other authors. Some other factors involving the power of resolution in the recording process are briefly dealt with. The wavelength-dependent properties of the recording medium are not taken into consideration.

1. Introduction.

Although a high degree of perfection has been attained in the technical realization of magnetic recordings, the insight into the fundamentals of the processes involved is still far

*) Philips Research Laboratories, N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Netherlands.

from complete. In the literature devoted to this subject a number of fundamental aspects have been analyzed on the basis of more or less strong simplifications. In considering these problems a series of consecutive processes can be distinguished, viz. erasing, recording and reproduction, the last of which has been subjected to the fullest investigation.

For instance, Westmijze ¹⁾ analyzed the problem of the resolving power in the process of the reproduction of an information once recorded. It was demonstrated by this author that the limiting frequency $\bar{\nu}$ to be reproduced, corresponding to the first zero in the response, can be calculated to be approximately given by $\bar{\nu} = v/l$, where v is the speed of the tape relative to the head and l the actual gap-length. As to the resolving power in the process of recording, however, no satisfactory theory seems to be available. It is the purpose of this paper to investigate whether it is possible to define for the recording part of the process a similar limiting frequency.

The problem of the fundamental factors limiting the process of magnetic recording has become more actual in view of the tendency in various fields of application to increase the frequency ranges to be recorded, as, for instance, in magnetic tape or drum memories for electronic computers and in the magnetic recording of television and radar signals as an alternative to photographic means.

In the magnetic recording of audio signals the method of superimposing an a.c. bias the frequency of which lies well above the highest signal frequency to be recorded has proven to be considerably superior, as regards linearity of response and signal-to-noise ratio, to the original process where a d.c. level was used. It will be clear, however, that in increasing the signal frequencies to be recorded to within the megacycle range, the application of an a.c. bias will become more difficult to achieve. For this reason the d.c. bias method is often chosen in these cases notwithstanding its inferior qualities.

In the following the various aspects of the problem of resolution in the process of magnetic recording according to the d.c. and a.c. method will be treated separately. The connection between the relevant parameters will be indicated on the basis of dimensionless quantities. In this analysis it will also be ne-

¹⁾ W. K. Westmijze, Philips Res. Rep. 8, 161—183, 1953.

Tijdschr. Ned. Radiogenoot. 21, 1—15, 1956.

cessary to introduce some simplifying assumptions which are believed, however, to give a reasonable approximation of the processes actually taking place.

It should be pointed out that the analysis presented is confined to the recording process exclusively. Demagnetization effects in the recording medium, during the recording process or afterwards, are not considered.

2. Field distribution around the air gap.

As will appear from the following sections the field configuration around a magnetic head, especially in the neighbourhood of the air gap, determines to a high degree the resolving power in the recording process. It is therefore necessary to have this field configuration accurately determined. Unfortunately, the exact calculation of the field around a head of a shape as is actually used in practice, is hard to carry out. In

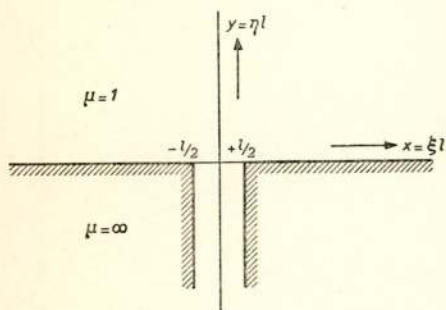


Fig. 1.

Shape of the head considered.

investigating the resolving power, however, wavelengths of the same order of magnitude as the gap-length are considered exclusively. Consequently for the following considerations only the field in the direct neighbourhood of the gap is of importance and it will be legitimate to idealize the shape of the head to the form represented in fig. 1.

To be independent of the choice of the gap length l it is useful to introduce instead of the coordinates x and y the dimensionless quantities $\xi = x/l$ and $\eta = y/l$. The head then comprises two semi-infinitely extended pole pieces bounded by the planes $\xi = \pm 0.5$ and $\eta = 0$. The permeability of the head material is assumed to be infinite so that the pole surfaces are equipotentials. The permeability in the gap and outside the head is taken to be unity, thus the influence of the permeability of the tape material, if present, upon the field distribution, is neglected.

The field distribution around similar types of heads has al-

ready been described by Westmijze¹⁾ and Greiner²⁾, who utilized the Schwartz-Christoffel-transformation for solving the potential problem. Although it is impossible in this way to obtain the potential distribution, and thus the field-strength, in explicit form, expressions may be derived for the field-strength along the boundaries. To obtain more detailed data the potential distribution for the type of head under discussion was determined, using a resistance network analogue. Then the field-strength H around the head can be calculated by means of the Southwell-relaxation method³⁾.

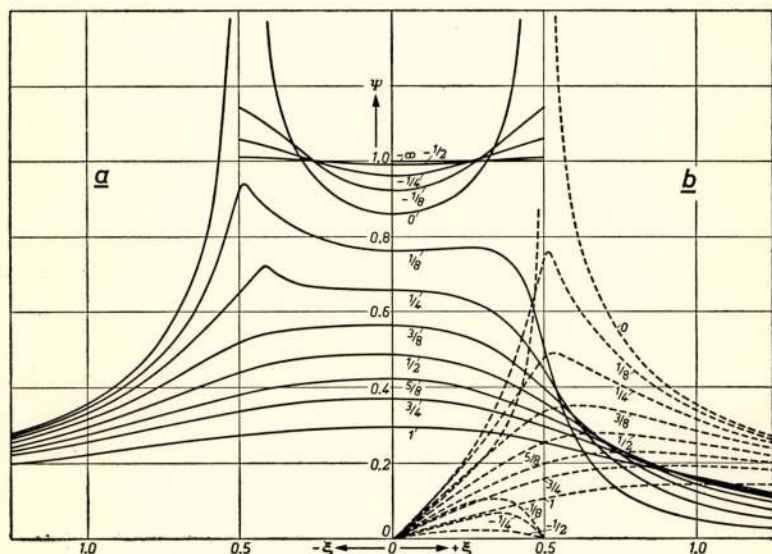


Fig. 2.

Relative field curves for various distances from the head.

a. Resultant field;

b. Longitudinal (solid) and transversal (dotted) field components.

The results are represented in fig. 2a for the relative resultant field $\psi = H/H_0$, where H_0 represents the homogeneous field in the gap if $\eta \rightarrow -\infty$. The distance to the head is the parameter. These curves are, of course, symmetrical with respect

¹⁾ J. Greiner, *Nachrichtentechnik* 5, 295—298;351—354, 1955;
6. 63—70, 1956.

³⁾ R. V. Southwell, "Relaxation Methods in Theoretical Physics", Clarendon Press Oxford 1946, Chaps II and III.

to the η -axis. Fig. 2b represents the relative value of the longitudinal (solid curve) and transversal (dotted curve) field components, respectively, also with η as the parameter. It is seen from this figure that the transversal field attains a maximum value somewhere in the region $\xi = 0.5$, i.e. of the gap-edge, with the result that in this region the longitudinal field falls off more rapidly than the resultant field.

In the a.c. method of recording, the recording actually takes place if the amplitude of the bias has decreased to a certain critical value, which will be discussed later. To obtain an insight into the manner the recording is written into the layer,

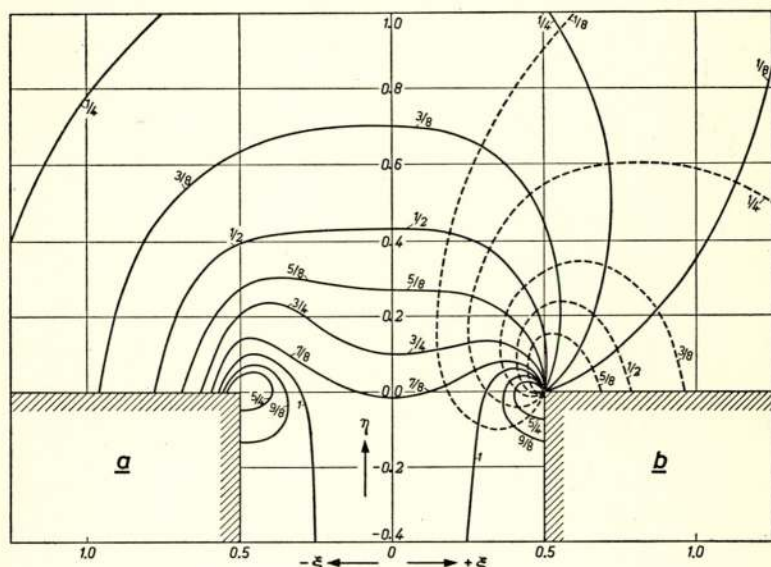


Fig. 3.

Lines of equal relative field-strengths

a. Resultant field;

b. Longitudinal (solid) and transversal (dotted) field components.

in fig. 3 curves of equal field-strength are drawn which are derived from fig. 2. Fig. 3a represents lines of equal relative resultant field, while fig. 3b shows lines of equal relative longitudinal (full line) and transversal (dotted line) field, respectively.

It is seen from fig. 3a that for $\psi \leq 0.5$ the recording is written according to arcs of an approximately circular shape. The penetration depth is determined by the points with a horizontal tangent which are situated for $\psi \leq 0.5$ at the plane of

symmetry of the head. For relative field-strengths $\psi > 0.5$ the penetration depth rapidly decreases and is no longer determined by points at the η -axis. For $\psi > 1$ the lines are encircling the singularity at the gap-edge. In fig. 3b the lines of equal field-strength emerge from the gap-edge, both for the longitudinal and the transversal components.

3. The resolving power in the d.c. biasing method.

3.1. The magnetization process in the d.c. biasing method.

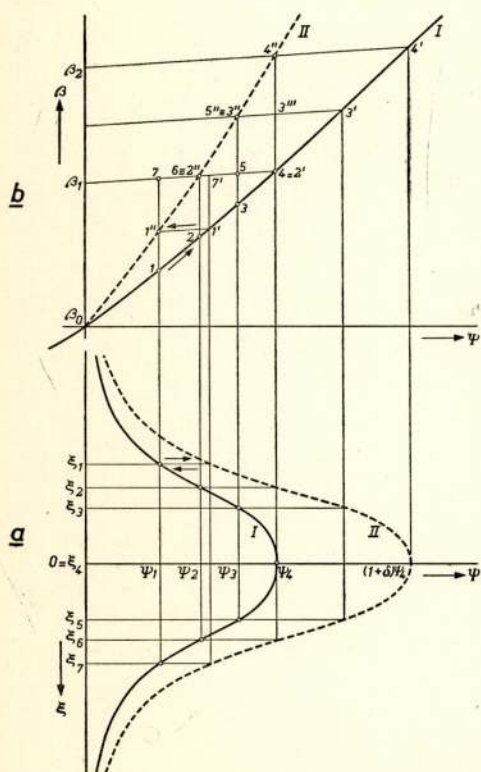


Fig. 4.

- Universal field curve at some distance from the head for the d.c. field (I) and for the duration of the pulse (II).
- Magnetization characteristic of the tape showing irreversible and reversible branches.

The recording process taking place in a thin magnetic layer lying at a distance η in front of the head will be analyzed if the head is magnetized by pulses superimposed upon a d.c. level. It will be assumed that the recording process has been preceded by an erasing process by which all magnetic elements have been brought into the same magnetization state, viz. the demagnetized state or one of the remanence states.

As long as the pulse field is absent, the magnetic elements at a depth η in the tape are subjected to a d.c. field as given by the relevant universal curve in fig. 2a. This curve is redrawn as the full line I in fig. 4a. In order to see how the recording process

actually takes place, consider a specific tape element at a depth η and travelling with a relative speed v/l past the head.

The magnetization state of the element which arrives at ξ_1 at the instant t has travelled in its magnetizing characteristic, shown by curve I in fig. 4b, from the erasing state $(\beta_0, 0)$ along the irreversible branch to the point marked 1. In moving further in the same direction at $\xi_4 \equiv 0$, i.e. the plane of symmetry of the gap, the element experiences the maximum field ψ_4 corresponding to point 4. From now on the element is subjected to a decreasing field and the magnetization state will decrease according to the reversible branch through the points 5, 6, 7 etc. At sufficient distance from the gap the remanence value β_1 is ultimately reached and this will be the case for all tape elements at the depth η , as long as the d.c. field is kept constant.

If, at the instant $t = 0$, a pulse is superimposed upon the d.c. signal of a height amounting to δ times the d.c. level, the field experienced by all elements in the vicinity of the gap suddenly changes for the duration τ of the pulse. The new field curve for the interval τ is represented by the dotted curve II in fig. 4a and is obtained from curve I by multiplication by the factor $1 + \delta$. The influence of the application of the pulse upon the magnetization state of the magnetic elements will now be investigated. It will be assumed that the duration τ of the pulse is so small that the position of the elements has not been noticeably changed during that time. Moreover, the fact that apart from the absolute value of ψ also its direction will change as a result of the pulse, will be ignored. For simplicity, the reversible branches are imagined to be idealized by straight lines, free from hysteresis.

The magnetization state of the element being in the position ξ_1 at the time $t = 0$ will suddenly be changed along the magnetizing characteristic to the point 1'. At the moment $t = \tau$ it does not return to point 1, but it arrives at 1'', owing to the irreversible character of the process of magnetization. Similarly, the elements being at $t = 0$ in ξ_2 , ξ_3 and ξ_4 , respectively, give rise to excursions 2-2'-2'', 3-3'-3'' and 4-4'-4'', respectively, in their magnetization characteristics. In the example given ξ_2 has been chosen such that the point 2' coincides with 4 representing the maximum field value ψ_4 to be attained by any element at the plane of symmetry of the gap in the absence of the pulse. This implies that 2'' is to be found at the reversible

branch which ultimately yields the remanence value β_1 . Consequently, for the elements in the interval $\xi_2 - \xi_4$ field values greater than ξ_4 are attained during the pulse and therefore 3" and 4" will be situated at branches leading to remanence values greater than β_1 . The points 1",, 4" are found on the dotted curve II which divides the reversible branches into the ratio $1/(1 + \delta)$.

For elements beyond ξ_4 a somewhat different situation arises at the instant $t = 0$, as their corresponding magnetizations are already found at the reversible branch through β_1 . The element in ξ_5 gives rise to an excursion $5' - 4 - 3' - 5''$, the latter coinciding with 3". The element in ξ_6 , lying symmetrical to ξ_2 with respect to ξ_4 , does not leave the reversible branch: $6 - 2 - 6$ and neither does the element in ξ_7 .

From the foregoing it is clear that the remanence state to be ultimately attained by elements preceding ξ_2 or succeeding ξ_6 at $t = 0$ will not be influenced by the introduction of the pulse. For instance, the element in ξ_1 will give rise to the excursion $1'' - 1' - 2' - 2'' \rightarrow \beta_1$. It also follows that if the pulse is repeated after an interval of time during which some tape element has travelled the distance $\xi_2 - \xi_6$, in the ultimate remanence pattern on the tape the value β_1 corresponding to the d.c. field is recorded just once in a period. This is illustrated in fig. 5b where the time-scale of the signal $\psi(t)$ is connected with the position coordinate $\bar{\xi}$ of the remanence pattern on the tape by the relation $\xi - \bar{\xi} = vt/l$, if the tape speed is expressed in the number of gap-lengths per second. This situation will be defined as the limit of resolv-

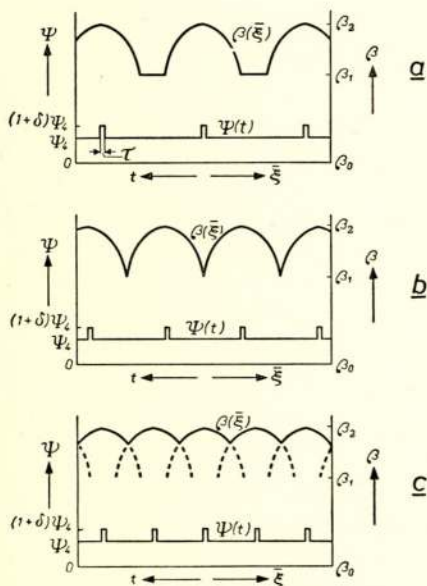


Fig. 5.

The magnetizing field ψ of the head as a function of the time and the corresponding remanence pattern in the tape β as a function of the position: a. at low pulse-repetition frequency; b. at the limit of the resolving power; c. at a pulse-repetition frequency exceeding the resolving power.

be ultimately attained by elements preceding ξ_2 or succeeding ξ_6 at $t = 0$ will not be influenced by the introduction of the pulse. For instance, the element in ξ_1 will give rise to the excursion $1'' - 1' - 2' - 2'' \rightarrow \beta_1$. It also follows that if the pulse is repeated after an interval of time during which some tape element has travelled the distance $\xi_2 - \xi_6$, in the ultimate remanence pattern on the tape the value β_1 corresponding to the d.c. field is recorded just once in a period. This is illustrated in fig. 5b where the time-scale of the signal $\psi(t)$ is connected with the position coordinate $\bar{\xi}$ of the remanence pattern on the tape by the relation $\xi - \bar{\xi} = vt/l$, if the tape speed is expressed in the number of gap-lengths per second. This situation will be defined as the limit of resolv-

ing power. At higher pulse repetition frequencies the ultimate remanence pattern of two consecutive pulses partly overlap and the value of the original d.c. field has become irrelevant (fig. 5c). Conversely, at lower pulse repetition rates the remanence value β_1 will be found in the pattern for some part of the period as pictured in fig. 5a.

3.2. *Evaluation of the resolving power in the d.c. biasing method.*

The resolving power as defined in the foregoing subsection will now be evaluated in terms of the various relevant parameters.

For the situation represented in fig. 4a the limit of the resolution was found to be reached if a magnetic tape element travels the distance $\Delta\xi = \xi_0 - \xi_2$ in the interval of time between two consecutive pulses. At a relative tape speed of v/l and a limiting pulse repetition frequency $\bar{\nu}$ the relation is therefore

$$\Delta\xi = v/\bar{\nu} = \bar{\lambda}/l, \quad (1)$$

where $\bar{\lambda}/l$ represents the relative wavelength in the tape.

From fig. 4a it can immediately be concluded that $\bar{\nu}$ depends upon the relative pulse height δ ; increasing δ yields a greater value of $\Delta\xi$. Further, it is clear that $\bar{\nu}$ depends upon the shape of the field curve $\psi(\xi)$, which, in turn, is a function of the depth η of the layer.

If eq. (1) is written in the form

$$\bar{\nu} = \frac{v}{l} \cdot \frac{1}{\Delta\xi} \quad (2)$$

the factor $1/\Delta\xi$ accounts for the correction to be introduced into the formula which determines the first zero in the reproduction process. This makes it easy to compare the resolving power in the recording process with that in the reproduction process.

In fig. 6a the value of $1/\Delta\xi$ is plotted against δ for various values of η as derived from the universal field curves represented in fig. 2a. It follows that for $\delta \geq 0.1$, the value of $1/\Delta\xi$ is always smaller than unity and, consequently, the resolving power of the reproduction head will be greater than that theoretically obtainable in the recording process. For $0 < \delta < 0.1$ values of $1/\Delta\xi$ greater than one are obtained but it should be kept in

mind, however, that δ can not be chosen arbitrarily small if in the reproduction process a certain minimum signal-to-noise ratio is to be obtained.

From the curves reproduced it follows that the resolving power decreases with increasing distance η from the head,

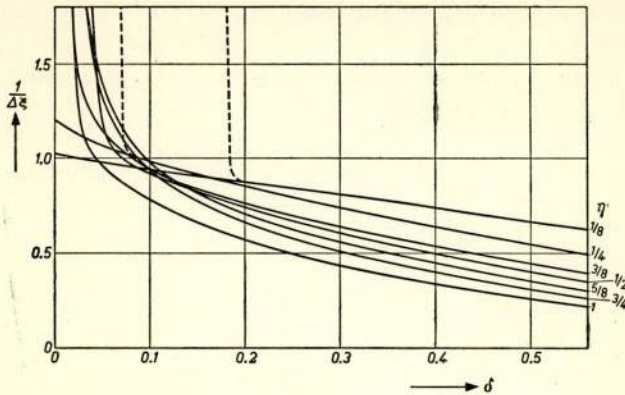


Fig. 6a.

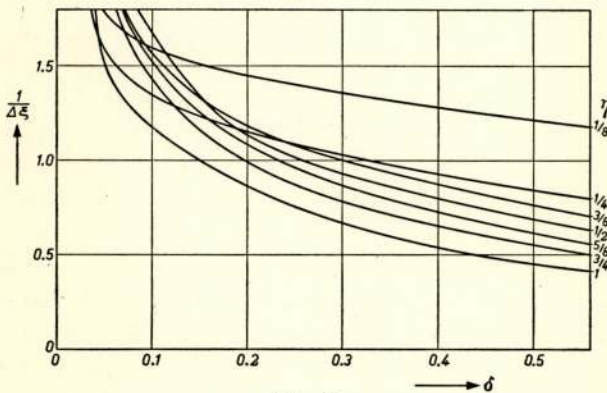


Fig. 6b.

Plot of the quantity $1/\Delta\xi$ from Eq. 2 as a function of the relative pulse height δ for various distances from the head:

- for non-oriented tape;
- for tape oriented completely in the longitudinal direction.

owing to the field curves becoming smoother for greater values of η . The curves for $\eta = 1/8$ and $1/4$ both show a steep branch (dotted) which results from the double-hump shape of the corresponding field curves. Consequently, for these outer layers of the tape a very high resolution can be achieved. This, how-

ever, is hardly of practical interest as the deeper layers, with their poorer resolution, will produce excessive noise.

If a completely oriented tape were used, with a longitudinal direction of preference, the curves given in fig. 2b, representing the distribution of the longitudinal field component, give rise to the curves of fig. 6b. As a result of the steeper shape of the field curves higher values of $1/\Delta\xi$ are obtained. Roughly estimated a factor two in resolving power can be gained as compared to the use of non-oriented tape.

4. The resolving power in the a.c. biasing method.

4.1. *The magnetization process in the a.c. biasing method.*

As in the foregoing section the recording process taking place at a depth η into the magnetic layer will be investigated for signals consisting of pulses superimposed on a d.c. level, if, at the same time, an a.c. field of constant strength is present. To simplify the analysis some assumptions will be introduced, viz.:

- a. the frequency of the biasing field is very high as compared to the repetition frequency of the pulses,
- b. the pulse width is so small that during the pulse the tape has not noticeably been moved, but, on the other hand, sufficiently large to embrace a number of periods of the biasing field,
- c. the magnetization loop of the tape material in the region of interest can be approximated by straight lines and so can the reversible minor loops, which, in addition, will be assumed to be representable by mutually parallel lines,
- d. the magnetic properties of the tape material do not depend upon the frequency.

Since the process of recording is determined by the course of the extreme field value as it is experienced by some specific magnetic element in travelling along the airgap, the analysis can be based upon the envelopes of the field variations. In fig. 7a the solid lines I represent the envelopes of the variations of the relative field ψ in front of the head at a distance η , expressed in terms of the homogeneous field inside the gap, as a function of the distance along the head if a d.c. and the a.c. biasing field, both of constant strengths, are simultaneously present. Since it will appear that only the descending parts of

the envelopes are of importance in these considerations, the parts on the other side of the plane of symmetry of the gap have been omitted.

The positive and negative envelopes are obtained by multiplying the universal field curve of fig. 2a, for the distance η considered, by $1 + \gamma$ and $1 - \gamma$ respectively, where γ represents the ratio of the strength of the d.c. field to the amplitude of the biasing field, this ratio being constant everywhere. It is evident that the envelopes are not symmetrical with respect to the axis $\psi = 0$.

The maximum field variation experienced by a moving magnetic element occurs at the moment it reaches the plane of symmetry of the gap, $\xi = 0$. At this instant a hysteresis loop of the shape of a parallelogram will be traversed in the magnetizing characteristic represented in fig. 7b.

The element is in the erasing condition. By proceeding in the direction towards ξ_1 this loop will shrink in one direction until, at $\xi = \xi_1$, it degenerates into the straight reversible branch I - I, since here the total field variation equals twice the critical field-strength ψ_{cr} of the tape material. At this point the recording process starts. By moving the element further in the same direction, its magnetization state will oscillate on this reversible branch (I) until the remanence value β_1 which represents the d.c. field, is finally reached.

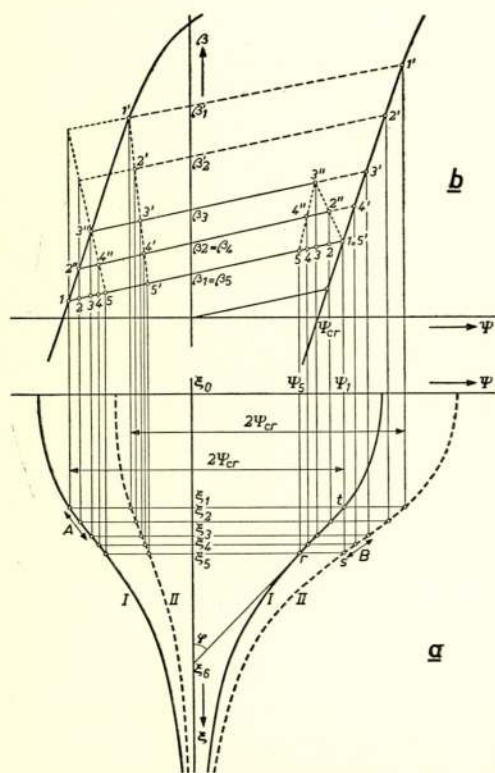


Fig. 7.

- Envelopes of the field variations at some distance from the head for the d.c. field superimposed at the a.c. biasing field (I) and for the duration of the pulse (II).
- Hysteresis loop of the tape material with reversible inner loops.

By proceeding in the direction towards ξ_1 this loop will shrink in one direction until, at $\xi = \xi_1$, it degenerates into the straight reversible branch I - I, since here the total field variation equals twice the critical field-strength ψ_{cr} of the tape material. At this point the recording process starts. By moving the element further in the same direction, its magnetization state will oscillate on this reversible branch (I) until the remanence value β_1 which represents the d.c. field, is finally reached.

The situation just pictured arises if, apart from the amplitude of the biasing field, also the d.c. field on which it is superimposed is kept at a constant strength. Then the remanence value, which a magnetic element will ultimately attain, is anticipated at the moment the element reaches $\xi = \xi_1$. If, however, after this situation having existed for some time, at the instant $t = 0$ the d.c. field is suddenly enlarged by a factor δ/γ for a short duration τ , the magnetization state of a sequence of elements which already had passed the point ξ_1 will be drastically modified. For the duration τ of the pulse the extreme values of the total field variations are determined by the dotted envelopes II in fig. 7a, which are obtained by multiplying the universal field curve by $1 + \delta$ and $1 - \delta$, respectively.

The element which was arriving at ξ_1 at the moment $t = 0$, and, consequently, just varied along the reversible branch $1 - 1$ is suddenly forced along the steep irreversible branch of the hysteresis loop to vary along a new reversible branch $1' - 1'$ determined by the positive envelope II. At the moment $t = \tau$ it returns to the original branch $1 - 1$, and thus the pulse has been of no consequence for the remanence value to be eventually attained.

The element being in ξ_2 at $t = 0$ and varying between the points $2 - 2$ at the branch $1 - 1$ will fluctuate on a new branch between the points $2' - 2'$ for $0 < t < \tau$. Unlike the element just considered, however, it will not return into its original situation of the branch $1 - 1$ but will arrive at a new branch at a higher level, determined by the value of the negative envelope I for $\xi = \xi_2$, on which it varies between the limits $2'' - 2''$.

In the example given, the element being in ξ_3 at $t = 0$ is just in the condition that the reversible branch $3' - 3'$, which is traversed during the pulse, coincides with the branch $3'' - 3''$ on which it fluctuates immediately after the pulse, since the values of the positive envelope II and the negative envelope I for $\xi = \xi_3$ correspond to the same reversible branch. An analogous situation exists for the element that arrives in ξ_4 at $t = 0$. Here, during the pulse, the branch $4' - 4'$, which is chosen to coincide with the branch $2' - 2'$, is reached. At $t = \tau$ the value of the negative envelope I for $\xi = \xi_4$ does not exceed the critical value for this branch and so this branch is not departed from and the magnetization will vary between the points $4'' - 4''$.

The element in ξ_5 is shifted towards the end of the reversible branch without leaving it. After the pulse it returns into its original position. This will also be the case for elements which have passed the point ξ_5 earlier, as, for instance, the element in ξ_6 . The elements which have not yet reached ξ_1 at $t = 0$ do experience the pulse as a temporary variation of the erasing field, which does not affect the remanence to be ultimately arrived at.

For the elements in the interval $\xi_1 - \xi_5$ the introduction of the pulse has resulted in a lasting variation of the magnetization. One has to distinguish between two different situations. The elements in the interval $\xi_1 - \xi_3$ will attain a remanence value determined by the section A of the negative envelope I while that of the elements in the interval $\xi_3 - \xi_5$ is determined by the section B of the positive envelope.

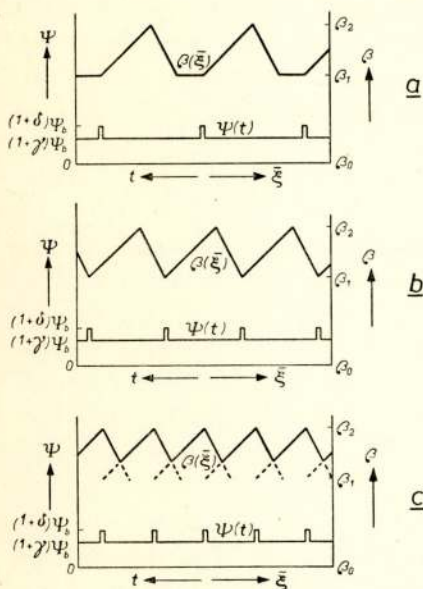


Fig. 8.

The magnetizing field ψ of the head as a function of the time and the corresponding remanence pattern in the tape δ as a function of the position:

- at low pulse-repetition frequency;
- at the limit of the resolving power;
- at a pulse-repetition frequency exceeding the resolving power.

If the pulse is repeatedly applied at intervals of time exceeding by an amount ε the time needed for a tape element to travel the distance $\Delta \xi = \xi_5 - \xi_1$, the remanent magnetization pattern to be ultimately obtained will have the character of triangular pulses interspaced by regions of constant magnetization which represent the d.c. level (fig. 8a). If the pulse repetition frequency ν is chosen such that ε is equal to zero, it will be assumed that the limiting resolution of the recording process is reached, since in the ultimate remanence pattern the original d.c. level β_1 is accurately represented just once in a period, see fig. 8b.

By increasing the repetition rate of the pulses still further a situation arises as pictured in fig. 8c where conse-

cutive periods interfere; this means that some elements are irreversibly acted upon by two consecutive pulses.

4.2. Evaluation of the resolving power in the a.c. biasing method.

The limiting wavelength $\bar{\lambda}$ in the tape was just demonstrated to be $l \Delta \xi = l(\xi_5 - \xi_1)$. Like the treatment in sub-section 3.2 the limiting pulse repetition frequency can be written:

$$\bar{\nu} = \frac{\nu}{l} \cdot \frac{1}{\Delta \xi}. \quad (2)$$

To evaluate this expression in terms of the parameters ψ_{cr} , γ and δ previously introduced and representing respectively, the critical field-strength of the tape material and the strengths of the d.c. and the pulse relative to that of the a.c. biasing field, the tangent to the positive envelope I in the point $t(\xi_1, \psi_1)$ is constructed. Identifying the envelope between the points t and $r(\xi_5, \psi_5)$ with the tangent which cuts the ξ -axis under an angle φ , one finds by considering the triangle rts :

$$\Delta \xi = \xi_5 - \xi_1 = (\psi_1 - \psi_5) / \tan \varphi. \quad (3)$$

If $\psi_b(\xi_i)$ denotes the relative amplitude of the biasing field for $\xi = \xi_i$, one has

$$\psi_1 = (1 + \gamma) \psi_b(\xi_1) = (1 + \delta) \psi_b(\xi_5),$$

and also:

$$\psi_5 = (1 + \gamma) \psi_b(\xi_5),$$

from which it follows:

$$\psi_1 - \psi_5 = (\delta - \gamma) \psi_b(\xi_5) = \frac{(\delta - \gamma)(1 + \gamma)}{1 + \delta} \psi_b(\xi_1) \quad (4)$$

Substitution of (4) in (3) yields

$$\Delta \xi = \frac{(\delta - \gamma)(1 + \gamma)}{1 + \delta} \cdot \frac{\psi_b(\xi_1)}{\tan \varphi} \quad (5)$$

If it is recalled that the positive envelope I is obtained by multiplying the envelope for the mere biasing field ψ_b by $1 + \gamma$, it is easily seen that the quantity

$$(1 + \gamma) \psi_b(\xi_1) / \tan \varphi$$

represents the subtangent $p = \xi_b - \xi_1$ of either envelope for $\xi = \xi_1$. On account of this one obtains for the limiting frequency, by eliminating $\Delta \xi$ from (2) and (5),

$$\bar{\nu} = \frac{v}{l} \cdot \frac{1 + \delta}{\delta - \gamma} \cdot \frac{1}{p}, \quad (6)$$

and hence for the limiting wavelength $\bar{\lambda}$, using eq. (1),

$$\frac{\bar{\lambda}}{l} = \frac{\delta - \gamma}{1 + \delta} \cdot p. \quad (7)$$

It is seen from eq. (6) that the limiting frequency to be recorded depends upon the relative tape speed v/l , the relative strength γ and δ of the d.c. and pulse field with respect to the biasing field and upon the quantity p . In its turn, p depends upon the strength of the relative biasing field ψ_b at $\xi = \xi_1$, which, however, by definition is equivalent to the relative value of the critical field-strength of the tape material: $\psi_{cr} = H_{cr}/H_0$, where H_0 denotes the amplitude of the homogeneous a.c. field in the gap. Furthermore, p depends upon the slope of the envelope for the biasing field ψ_b at $\xi = \xi_1$, which is a function of the distance η from the head.

In estimating the value of $\bar{\nu}$ one can accept γ as a quantity which, in practice, seldom exceeds the value 0.3 if it is desired to record within the linear range of the hysteresis loop. For positive pulses δ is greater than γ , and, for a similar reason, δ will be kept sufficiently smaller than unity. Therefore, the fraction $(1 + \delta)/(\delta - \gamma)$ will in most of the practical cases be substantially greater than unity. For instance, for $\delta = 2$ $\gamma = 0.2$, this fraction equals 12.

The value of $1/p$ can be determined for various values of ψ_{cr} and η from the universal field curves represented in fig. 2a. The result is given by the solid lines in fig. 9 with η as the parameter. For high values of ψ_{cr} , i.e. if the critical field-strength is too strong or the biasing field is too weak, the recording process is limited to a thin surface layer of the tape. Choosing as a practical value $\psi_{cr} = 0.3$, the depth η of the recording is approximately one, i.e. equal to the gap-length, while the resolving power is almost uniform up to $\eta = 0.5$.

If a completely oriented tape were used with a longitudinal direction of preference for the magnetization, one could deduce from the field curves in fig. 2b the dependence of $1/p$ upon

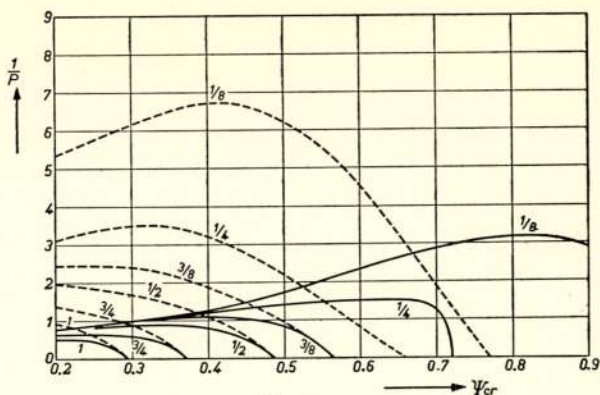


Fig. 9.

Plot of the quantity $1/p$ from Eq. 7 as a function of the critical field-strength ψ_{cr} of the tape for various distances from the head, in the case of non-oriented tape (solid curves) and longitudinally oriented tape (dotted curves).

ψ_{cr} for various values of η as is represented by the dotted lines in fig. 9. It is seen that in this case the resolving power is much more dependent upon η , but, on the other hand, that much higher frequencies can be recorded.

From the examples just given it follows that it is comparatively easy to achieve in a practical case, even with non-oriented tape, a recorded wavelength several times smaller than the actual gap-length. This is contrary to the situation in the d.c. method discussed in section 3 and also contrary to the reproduction process where the first zero in the response is reached, theoretically, if λ is about equal to l).

A close examination of the a.c. recording process even reveals that the gap-length as such is irrelevant to the problem of the resolving power. The reason for the gap-length entering the formulae for $\bar{\nu}$ and $\bar{\lambda}$ lies in the fact that the analysis is based upon universal field curves, representing relative field-strengths as a function of distance in terms of the gap-length in order to obtain dimensionless quantities. The resolving power has been shown to depend upon the gradient of the field in the longitudinal direction, but this gradient does not necessarily have to result from an air-gap. It is conceivable, in principle, to record with a magnetic head without an air-gap if provision is made for the field in front of the head to decrease in the direction in which the tape moves. In such a

case a completely analogous reasoning can be given based on universal field-curves, by plotting the ratio of the field at a certain point and that at an arbitrary reference-point against the ratio of actual distances and some unit-length.

5. Comparison of the results obtained

From the discussion in the foregoing sections some fundamental differences have become evident between the mechanisms in the d.c. and a.c. method of recording. This difference in mechanism appears demonstrably from a comparison of figs. 5 and 8, which show not only a difference in the pattern of recorded magnetic intensity but also a shift in the position of the maxima relative to the pulse applied. Another difference exists for the pattern recorded in the direction transversal to the tape, i.e. as a function of the depth into the layer.

As discussed in section 3.1, in the d.c. method the strength of the magnetization recorded for a magnetic element at a certain depth into the layer is determined by the maximum field it experiences in passing the airgap. Therefore, on account of the data represented in fig. 2, the magnetic intensity is smaller for layers situated farther from the head. The maximum field occurs at the plane of symmetry of the gap, apart from a thin surface-layer at which the field-curve has a double-hump character. Outside this surface-layer, therefore, the magnetization pattern for the various layers will not be shifted in position, but only differs in strength.

In the a.c. method, however, the recording was found, as discussed in section 4.1, to take place according to lines of equal field-strength, viz. lines at which the field-strength equals the critical field in the tape. Along these lines the signal field to be recorded has the same strength everywhere and therefore the strength of the magnetization recorded will be constant along these lines. Since these lines are arc-shaped, as can be seen in fig. 3, the remanence patterns for layers at different levels in the coating are identical but shifted in place with respect to each other.

The difference just mentioned should be added to those generally known⁴⁾, like the differences in the linearity of response

⁴⁾ W. K. Westmijze, Philips Res. Rep. 8, 245—269, 1953.

J. Greiner, „Der Aufzeichnungsvorgang beim Magnettonverfahren mit Wechselstromvormagnetisierung“, VEB Verlag Technik, Berlin 1953.

and in the signal-to-noise ratio. In all these respects the a.c. method is superior to the d.c. method, and it supplies furthermore a far better resolution.

The definition of resolving power as introduced in this paper was chosen to enable a comparative study to be made of both methods of recording. Other definitions are possible and were, in fact, occasionally worked out⁵⁾, leading to different quantitative results but without changing fundamentally the qualitative conclusions arrived at in the paper. In particular a finite slope for the signal applied can be assumed, giving another parameter determining the resolving power. The choice of the limit of non-distorted recording as the definition of resolution did not prove useful for the purpose of this paper.

As remarked before, comparatively little has been published about the resolution problem. A small number of papers, however, should be mentioned in this connection. In 1937, Lübeck⁶⁾ noticed the distortion in the signal recorded with the d.c. method at short wavelengths, without, however, considering in any detail the role of the field configuration and the relative signal-strengths. Consequently, he gave no indication of the order of magnitude of the resolving power obtainable.

Axon⁷⁾ deduced for the case of no bias whatsoever that the gap leads to the occurrence of maxima and minima of recorded magnetic intensity at specific wave-lengths as a result of the hysteresis loops of the magnetic tape elements being unclosed and asymmetrical. His method of attack differs from that presented here in that he studies the recording of signals of alternating polarity instead of unidirectional pulses. Furthermore, he supposes the field in front of the head to be uniform over the distance of the gaplength and zero outside this region and ignores the decay of the field in the direction perpendicular to the head. Consequently, his results cannot be confronted with the theory of the present paper. However the experimental part of his paper devoted to the case of the presence of an a.c. bias supports the results obtained in section 4, in that the resolution is found to depend not in the first instance upon the gap-length, but to a marked degree upon the relative strength of the signal- and biasing field. From the experiments

⁵⁾ D. L. A. Tjaden, private communication.

⁶⁾ H. Lübeck, *Akust. Zs.* 2, 273—295, 1937.

⁷⁾ P. E. Axon, *Proc. Inst. Electr. Engrs.* 99 III. 109—126, 1952.

it also appears that no minimum in recorded magnetic intensity occurs for wavelengths substantially smaller than the gaplength, which result is in accordance with the theory presented in section 4.2.

MARITIEME V.H.F. CONFERENTIE, DEN HAAG, 21—26 JAN. 1957

Op uitnodiging van de Nederlandse P.T.T. werd te Den Haag van 21 tot 26 januari j.l. een regionale maritieme V.H.F. conferentie gehouden.

1. *Doel van de Conferentie.*

Het doel van de Conferentie was het bereiken van overeenstemming betreffende het gebruik van VHF-installaties, werkende in de 160 Mc/s band, op zeeschepen in de Europese vaart.

2. *Deelnemers.*

Aan de Conferentie werd deelgenomen door de administraties van België, Canada, Denemarken, West-Duitsland, Finland, Frankrijk, Italië, Nederland, Noorwegen, Polen, Zweden, Rusland, Engeland en Amerika. Amerika en Canada waren als waarnemer aanwezig.

Aan de delegaties waren experts toegevoegd, die de industrie- en de radio-exploitatiebedrijven vertegenwoordigden. Ook diverse internationale organisaties o.m. uit rederskringen en de International Telecommunication Union hadden zich laten vertegenwoordigen.

Totaal namen omstreeks 100 personen aan de werkzaamheden deel.

3. *Organisatie van de werkzaamheden.*

Als basis werd uitgegaan van document 106 van de conferentie van Göteborg in 1955, waarvan de inhoud is:

1. International V.H.F. maritime mobile services should be confined within the bands

156.0 — 158.025 and
160.525 — 162.525 Mc/s ¹⁾

2. The minimum frequency band to be reserved for international V.H.F. maritime mobile services by all countries concerned should be

156.0 — 157.425 and
161.375 — 161.925 Mc/s

The frequency allocation should be in accordance with the plan annexed herewith.

3. In assigning frequencies to authorised services other than maritime mobile, Administrations should endeavour to avoid the possibility of harmful interference to maritime services in the bands mentioned above.
4. Equipment used in these bands should employ frequency modulation and should be capable of operating ultimately with a channel spacing of 50 kc/s.
5. When 50 kc/s channel spacing is introduced by countries the frequencies 156.75 and 156.85 Mc/s should not be assigned.

Commentaar en voorstellen naar aanleiding van dit document waren tevoren ingediend door:

de CIRM (Comité International Radio Maritime)

ICS (International Chamber of Shipping)

West Duitsland

Engeland

Nederland

België

Finland

Frankrijk

Zweden,

terwijl tijdens de conferentie de commentaren van Amerika en Japan werden gepubliceerd.

Op de eerste dag werd als voorzitter de Directeur-Generaal der Nederlandse P.T.T., Ir. J. D. H. van der Toorn gekozen, als vice-voorzitter de heer J. Houtsmuller.

Daarna splitste men zich in 4 werkgroepen, t.w.

¹⁾ In France the frequency band 162.0 — 174.0 Mc/s is used for broadcasting. Other spacings than 4.5 Mc/s for semiduplex operation may be used.

„Allocation Committee” onder voorzitterschap van de heer Billington (Engeland)
 „Technical Committee” onder voorzitterschap van de heer Henri (Frankrijk)
 „Operational Committee” onder voorzitterschap van de heer Pressler (Duitsland).
 „Drafting Committee” onder voorzitterschap van de heer Bouchier (België).
 Er werd dagelijks vergaderd, in totaal werden er 4 plenaire zittingen gehouden.
 De vergaderingen werden gehouden in de Academie voor Internationaal Recht.

4. Resultaat.

Het mag een verheugend feit worden genoemd, dat in de zeer korte tijd die beschikbaar was positieve resultaten konden worden bereikt en dat op 26 januari de hoofden van de delegaties van alle bovengenoemde landen (met uitzondering van Amerika en Canada, die als „observer” aanwezig waren) de overeenkomst ondertekenden. Dit is, behalve aan de geest van samenwerking die er heerste, ongetwijfeld mede te danken aan de uitstekende leiding van de heren Van der Toorn en Houtsmuller en de grondige voorbereiding door de Nederlandse P.T.T.

5. De gemaakte overeenkomst.

De voornaamste punten van de overeenkomst zijn:

a) Frequentiebanden

Het 160 Mc/s VHF-telefonieverkeer voor zeeschepen in de internationale vaart zal plaats hebben in de volgende banden:

156.025 — 157.425 Mc/s
 160.625 — 160.975 Mc/s
 161.475 — 162.025 Mc/s

b) Aard van het verkeer

Het VHF-telefonieverkeer wordt gesplitst in de volgende groepen:
 oproepen en veiligheid,
 verkeer tussen schepen onderling,
 verkeer in en in de nabijheid van havens ten behoeve van de navigatie van het schip,
 openbaar verkeer.

c) Frequentietabel

De volgende frequentie-indeling werd aangenomen: (zie blz. 51)

d) Inwerkingtreding

De overeenkomst treedt in werking op 1 oktober 1957 (met de gebruikelijke restrictie van goedkeuring door de administraties van de landen).

e) Technische eisen van de scheepsinstallaties

Deze omvatten o.m.:
 max. frequentiezwaaai 15 kc/s;
 verticale polarisatie is voorgeschreven;
 de installaties moeten geschikt zijn voor afstand tussen de kanalen van 50 kc/s;
 frequentiemodulatie met 6 db per octaaf „pre emphasis”;
 vermogen van de zender niet meer dan 20 Watt;
 harmonischen niet meer dan 50 microwatt;
 laagfrequent bandbreedte max. 3000 c/s;
 stabiliteit van de zender beter dan 0.002%;
 omschakeling op een andere frequentie binnen enkele seconden;
 afstand tussen de frequenties bij het werken op verschillende zend- en ontvangstfrequenties 4,6 Mc/s.

Channel Designators	Ship Frequencies		Intership	Port Operations		Public Correspondence
	Transmit Mc/s	Receive Mc/s		Single-Frequency	Two-Frequency	
1	156.05	160.65			10	8
2	156.10	160.70			8	10
3	156.15	160.75			9	9
4	156.20	160.80			11	7
5	156.25	160.85			6	12
6	156.30	156.30	1			
7	156.35	160.95			7	11
8	156.40	156.40	2			
9	156.45	156.45	5	5		
10	156.50	156.50	3			
11	156.55	156.55		3		
12	156.60	156.60		1		
13	156.65	156.65	4	4		
14	156.70	156.70		2		
15	156.75		Guard-band 156.725-156.775 Mc/s			
16	156.80	156.80	Calling and safety			
17	156.85		Guard-band 156.825-156.875 Mc/s			
18	156.90	161.50			3	
19	156.95	161.55			4	
20	157.00	161.60			1	
21	157.05	or { 156.05 161.65			5	
22	157.10	161.70			2	
23	157.15	or { 156.15 161.75				5
24	157.20	161.80				4
25	157.25	161.85				3
26	157.30	161.90				1
27	157.35	161.95				2
28	157.40	162.00				6

f) Operationele voorschriften

Deze komen in grote trekken overeen met de gebruikelijke praktijk in het 2 Mc/s telefonieverkeer, zoals het uitzenden van verkeerslijsten op een werkfrequentie, het aankondigen hiervan op de veiligheids- en roep-frequentie, de roepprocedure van schepen en het „mayday” signaal.

6. Bijzondere punten

De grote verrassing van deze conferentie was, dat, in tegenstelling met hetgeen te Göteborg werd aanbevolen, de afstand tussen de kanalen indien op twee frequenties gewerkt wordt, op 4,6 Mc/s werd gesteld. Men ging hier toe over na een opmerking van de Amerikaanse zijde, dat wel eens storing verwacht kon worden indien schepen in een haven lagen in de nabijheid van sterke televisiezenders. Zoals bekend, is de afstand tussen het beeld en geluidskanaal in Amerika gestandaardiseerd op 4,5 Mc/s en ongewenste mengproducten zouden tegenvolge van niet-lineaire verschijnselen, b.v. in stagen, storing kunnen geven, indien ditzelfde verschil voor het werken op twee kanalen werd geaccepteerd.

Dit is dan ook de oorzaak, dat de in Göteborg genoemde bandjes enigszins gewijzigd zijn.

7. *Conclusie*

Indien het ontworpen regionale akkoord inderdaad doorgaat en algemeen definitief voor Europa wordt aanvaard, dan is dit een grote stap voorwaarts in de richting van algemene invoering van VHF-installaties op schepen. Hierdoor zal ongetwijfeld het middengolftelefoonieverkeer ontlast worden, waardoor in de ongewenste toestanden die op dit gebied heersen, wellicht enige verbetering zal optreden. Hoewel de overeenkomst slechts regionaal is, is door de aanwezigheid van de Amerikaanse delegatie bereikt, dat de belangrijkste kanalen, waaronder de kanalen 6 t/m 22, ook zonder meer in de toekomst in Amerikaanse havens gebruikt kunnen worden.

Aangenomen kan worden, dat behalve Europa en Amerika, ook de overige landen zich in grote lijnen met de frequentie-indeling akkoord kunnen verklaren.

OPENING VAN DE RADARDIENST NIEUWE WATERWEG

Op 30 november j.l. werd de radardienst voor de Nieuwe Waterweg door Z.K.H. Prins Bernhard in gebruik gesteld. Dit geschiedde aan boord van de „Erasmus” die daarna met een aantal genodigden van Hoek van Holland naar Rotterdam vertrok, terwijl onderweg informaties van de radarstations door middel van de portofoons werden doorgegeven.

Rotterdam staat bekend om zijn goede outillage, zijn snelle lossingen en zijn korte verbindingen met de zee. Bij slecht zicht moet het verkeer evenwel, ondanks de modernste outillage, met het oog op de veiligheid worden beperkt en gaan er vele kostbare uren verloren.

Het is dan ook niet te verwonderen, dat het gemeentebestuur reeds in 1947.



v.r.n.l.: Z.K.H. Prins Bernhard, burgemeester van Walsum van Rotterdam, de voorzitter van de Staatsradarcommissie A. J. W. van Anrooy, J. van Dijk, directeur van het Ned. Radar proefstation en Ir. J. D. H. van der Toorn, directeur-generaal der P.T.T.

toen Rotterdam nog midden in de wederopbouw van zijn gehavende haven zat, de vraag onder het oog heeft gezien of de radiotechnische hulpmiddelen, welke tijdens de oorlog aanmerkelijk waren verbeterd, niet zouden kunnen worden benut om bij mist of bij slecht zicht ook de veiligheid van de navigatie op de rivier en in de havens te vergroten. Rotterdam zou op dit gebied pionierswerk moeten verrichten. Wel kenden enige andere havens, o.a. Liverpool, radarinstallaties, maar de situatie in deze havens verschilt wel zeer veel met die van Rotterdam, waar de haven veel meer landinwaarts gelegen is aan een betrekkelijk smalle en bochtige vaarweg.

Burgemeester en wethouders besloten begin 1949 een Radarcommissie voor de Nieuwe Waterweg in te stellen, welke met de leiding van het onderzoek zou worden belast en welke commissie gebruik kon maken van een rapport van de Staatscommissie Onderzoek Radiotechnische Hulpmiddelen voor de Navigatie, hetwelk vergezeld ging van een ontwerp Radarloodsdienst.

Het in dit rapport ontwikkelde systeem is door het Nederlandsch Radar Proefstation te Noordwijk aan Zee, onder de voortvarende leiding van de heer Van Dijk, nader in etappes uitgewerkt. Begonnen werd met een modelonderzoek, teneinde vast te stellen hoeveel radarblokposten er nodig zouden zijn om de gehele vaarweg van zee tot in de havens te kunnen overzien. Dit onderzoek wees uit, dat er zeven radarposten zouden moeten worden opgericht en als juiste plaatsen hiervoor werden aangewezen de Semafoor te Hoek van Holland, het verversingskanaal op Rozenburg, het gebouw van Dirkwager te Maassluis, het Tankhoofd, het haventje van Pernis, terwijl de laatste twee posten aanvankelijk werden gepland op de kop van de Sluisjesdijk en op de Parkkade, welke plaatsen later werden vervangen door de Lekkade en het Charloisse Hoofd. De post te Hoek van Holland kan als een dubbele post worden beschouwd, aangezien hier vier beeldschermen staan opgesteld, nl. twee voor het aanlopen van de haven en twee voor het riviergedeelte.

Een tweede vraag, waarvoor het Nederlandsch Radar Proefstation zich zag gesteld, was of het mogelijk zou zijn een radarapparaat te vervaardigen, welke voldeed aan de door de Staatscommissie aan een dergelijke apparatuur gestelde eisen. Uitgebreide technische proeven wezen uit, dat dit mogelijk was. De verste radarapparaat werd door Philips vervaardigd.

Het Nederlands Radar Proefstation is echter verder gegaan dan de hem opgedragen taak; het heeft ook gezocht naar nieuwe mogelijkheden om deze apparatuur verder te perfectioneren en is hierin op gelukkige wijze geslaagd. Ik moge in dit verband noemen het raplotsysteem, waardoor het mogelijk is ook de zg. lichtenlijnen op de rivier (door lichten aangegeven geleidelijn van de vaargeul) op het radarscherm vast te leggen.

Een ander probleem, waarvoor de Radarcommissie zich zag gesteld, was op welke wijze de gegevens van het walstation naar de schepen konden worden overgebracht. Hiervoor was een walkie-talkie nodig, welke echter, met het oog op het aantal posten en mede gelet op eventuele toekomstige uitbreidingen van het radarproject, zou moeten beschikken over een twaalfstal frequentie-kanalen. Een dergelijk toestel was niet te koop en is, in opdracht van de commissie, door de n.v. Van der Heem vervaardigd. Ook op deze moderne portofonen, welke voor dit doel speciaal zijn ontworpen en voor het eerst hier in Nederland zullen worden gebruikt, is een nieuwe vinding toegepast. In deze portofonen is namelijk een luidspreker ingebouwd, waardoor allen, die aan boord van een schip bij de navigatie betrokken zijn, onmiddellijk en onverkort kennis kunnen nemen van alle aan het schip verstrekte informatie.

Voor het opladen van de accu's van de portofonen is een tweetal acculaadstations ingericht, t.w. een aan de Berghaven te Hoek van Holland en een aan de Merwehaven bij het loodsstation van de gemeentelijke Havendienst. Ook kan nog een klein aantal accu's worden opgeladen in de radarpost Tankhoofd en aan boord van de loodsboten. De beide acculaadstations, alsmede vijf radarposten, zijn onder leiding van architect Van der Lecq gebouwd door de n.v. Koninklijke Rotterdamse Beton- en Aanneming Mij v.h. Van Waning & Co., terwijl de radarpost Tankhoofd en het voor de onderhoudsdienst bestemde gebouw aan de Sluisjesdijk gebouwd zijn door de n.v. Van Splunder's Aanneming Mij.

Wanneer de havenradarinstallaties in gebruik zullen zijn genomen, zal de

kapitein van het schip, bij het bevaren van de Nieuwe Waterweg tijdens minder gunstig zicht, de beschikking krijgen over een loods, die beter dan waar ook is uitgerust. Deze loods zal alsdan voortdurend op de hoogte worden gehouden van de positie, waarin het schip zich bevindt ten opzichte van de wal en ten opzichte van de lichtenlijn en ook alle verdere inlichtingen verkrijgen over tegenliggers, veerbotten, enz., kortom alle informaties, welke strekken tot verhoging van de veiligheid van de navigatie. Met nadruk wordt er op gewezen, dat een schip niet, zoals in de vliegwereld gebeurt, wordt binnen gepraat. Op geen enkele wijze wordt ingegrepen in de leiding van de kapitein. Deze zal zelf moeten beslissen of hij al of niet met gebruikmaking van het walradarsysteem zal binnenvaren en de Radarloodsdienst zal zich uitsluitend beperken tot het geven van de hierboven omschreven inlichtingen.

Ook een tweede mening, welke men vaak hoort uiten dient nog eens nadrukkelijk te worden recht gezet. Men moet niet verwachten dat schepen bij potdichte mist — dus wat men zou kunnen noemen de Londense mist — de Waterweg met behulp van walradar kunnen opstomen. Een dergelijk dichte mist komt hier gelukkig zeer zelden voor. Ook al is de mist echter niet zo dicht, dan zal deze zeker voor grote schepen een belemmering vormen. Met behulp van de walradar zal thans de veiligheid van de navigatie onder deze omstandigheden worden vergroot. Wanneer men er rekening mede houdt, dat in het afgelopen jaar gedurende 350 uren er een zicht was van minder dan 1500 m, dan is het duidelijk dat de havenradar van grote betekenis zal zijn voor de scheepvaart, welke door elke vertraging grote verliezen lijdt. In dit verband dient tevens de aandacht te worden gevestigd op de „zicht-berichtendienst voor de Nieuwe Waterweg”, welke de schepen reeds in volle zee op de hoogte stelt van de situatie op de Nieuwe Waterweg. Ook voor de in de Rotterdamse haven gevestigde bedrijven is, zoals thans reeds is gebleken, de walradar van groot nut. De veerdiensten zorgen er thans voor, dat, dank zij de radar, ook bij slecht zicht het arbeidersvervoer zonder vertraging voortgang vindt. Vooral voor Rotterdam, waar vele bedrijven zijn gevestigd aan de zuidoever, terwijl de werknemers wonen op de noordoever, is dit van onschatbare betekenis.

Een volgend voordeel van de walradar is, dat het geregeld binnenlopen van de schepen zo min mogelijk zal worden verstoord. Dat dit bij een zeker tekort aan havenarbeiders een groot voordeel betekent, is zonder meer duidelijk.

Echter ook de autoriteiten, die met het beheer van de Nieuwe Waterweg en het havengebied zijn belast, zullen van de nieuwe outillage profiteren. Gewezen kan worden op de mogelijkheid controle uit te oefenen op de juiste ligging van de betonning, om in korte tijd een overzicht te verkrijgen van al het verkeer, dat zich op de Nieuwe Waterweg en in het havengebied afspeelt en om bij het onverhoopt voorkomen van een scheepsramp zo snel en nauwkeurig mogelijk de juiste positie van het vaartuig te kunnen vaststellen.

Het radarproject is door de gemeente Rotterdam tot stand gebracht in nauwe samenwerking met de Koninklijke Marine, het Loodswezen, de Rijkswaterstaat en de P.T.T., waarbij het Nederlandsch Radar Proefstation als adviseur der gemeente is opgetreden. De radar- en communicatie-apparatuur, de gebouwen en alles wat daarbij komt is door de gemeente Rotterdam bekostigd. In totaal is hiermede een bedrag van ongeveer f 4.700.000,— gemoeid geweest.

De apparatuur zal worden bediend door en op kosten van het Rijkswaterloodswezen, aan welke instantie het beheer van de gebouwen met installaties is overgedragen. Het Rijkswaterloodswezen heeft hiervoor een radardienst ingesteld, waarvoor *extra personeel* is aangetrokken. Voor het onderhoud van de radar- en communicatie-apparatuur zorgt Rotterdam. Het onderhoud van de radarapparatuur heeft zij opgedragen aan de Internationale Navigatie Apparaten n.v., terwijl de P.T.T. zich bereid heeft verklaard voor het onderhoud van de communicatie-apparatuur zorg te dragen.

Gedurende het afgelopen jaar heeft een aantal radarwaarnemers reeds een opleiding ontvangen. Deze opleiding zal nu moeten worden voltooid. In het bijzonder zullen de radarwaarnemers nog ervaring moeten opdoen met het overgeven van een schip van de ene post naar de andere. Ook zullen zij nog vertrouwd moeten raken met de bijzonderheden van de thans juist gereed gekomen posten Rozenburg, Pernis en Charloisse Hoofd. Met het geven van inlichtingen aan de schepen tijdens mist zal dan ook geleidelijk aan worden begonnen en

eerst nadat voldoende ervaring zal zijn opgedaan, zal de Radarloodsdienst die resultaten opleveren, welke er, in het belang van de scheepvaart op Rotterdam, van worden verwacht.

Een uitvoerige technische beschrijving wordt gepubliceerd in het volgend nummer.

NIEUWE UITGAVEN

De redactie ontving:

The Cathode Ray Oscilloscope door J. Czech.

Television Explained door W. E. Miller en E. A. W. Spreadbury.

Deze boeken zullen in een der volgende nummers besproken worden.

Boekbesprekingen

Televisietechniek zonder Formules door Dipl. ing. W. A. Holm.
Philips Technische Bibliotheek. Uitgave Meulenhoff & Co., Amsterdam, 336 pag., 14,8 x 21 cm, 326 illustraties. Prijs f 16,50.

Zoals de schrijver in zijn voorwoord zegt, is dit boek bedoeld voor diegenen, die „enige technische belangstelling hebben en iets meer willen weten van het fenomeen „televisie“.”

Dit zou dus betekenen, dat geen radiotechnische kennis vereist is om dit boek te kunnen volgen. Inderdaad heeft de auteur zich op het standpunt gesteld, dat hij o.a. ook een hoofdstuk moest wijden aan de elektronenbuis en de versterkerschakelingen. Het wil mij echter voorkomen, dat de behandeling van deze grondslagen te summier is gehouden. Een lezer, die wel technische belangstelling heeft doch van de radiotechniek nog niets afweet, zou zich n.m.m. beter eerst op de hoogte kunnen stellen van de grondbeginselen van het vak alvorens aan dit boek te beginnen. Hij kan dan verschillende inleidende hoofdstukken vluchtig doorlezen of overslaan. Dat in dit werk geen formules zijn gebruikt, is in zekere zin wel knap doch naar mijn mening zou een eenvoudige wiskundige behandeling hier en daar het peil van het werk toch ten goede zijn gekomen.

Voor de radiotechnicus, die zich snel op de hoogte wil stellen van de eenvoudige grondbeginselen der TV-techniek kan het boek zonder voorbehoud warm worden aanbevolen. Hij moet echter niet verwachten na het lezen van het boek in staat te zijn zelf een TV-ontvanger te bouwen. Het is geenszins de bedoeling van de schrijver geweest om diep op de praktische uitvoering van een ontvanger in te gaan. Men vindt er dan ook niet een compleet schema van een moderne ontvanger zoals in vele andere boeken wel het geval is. De nadruk is gelegd op de principiële zaken van de TV-techniek, hetgeen kan blijken uit de indeling van de stof:

Deel 1	Grondslagen van de overdracht van bewegende beelden	21 blz.
Deel 2	Elektronische opneem- en weergeefinrichtingen	84 blz.
Deel 3	Het videosignaal	20 blz.
Deel 4	Trillingen, Elektronenbuizen, Impulsen	31 blz.
Deel 5	Het Televisiesignaal	61 blz.
Deel 6	De televisie-ontvanger	130 blz.

Een zeer waardevolle bijdrage tot de popularisering van de TV-techniek!

De uitvoering is, evenals die van de andere uitgaven van de Philips Technische Bibliotheek, uitstekend verzorgd.

Uit Nederlands Radiogenootschap

IR. W. D. P. STENFERT
OFFICIER IN DE ORDE VAN ORANJE NASSAU



De Directeur-Generaal van de Scheepvaart, de Heer W. L. de Vries reikt de versierselen aan Ir. Stenfert uit.

de onderscheiding ter gelegenheid van het 40-jarig bestaan van Radio Holland N.V. op 6 december j.l. moet voor een belangrijk deel gezien worden als een toekenning voor zijn grote verdiensten, zowel op technisch als sociaal terrein.
H.

EXAMENCOMMISSIE

Het Bestuur van het Nederlands Radiogenootschap deelt mede, dat de Heer B. Slikkerveer, Sweelinckplein 71, 's-Gravenhage, zich om gezondheidsredenen genoodzaakt ziet met ingang van 1 januari 1957 zijn werkzaamheden als Secretaris van de Examencommissie van het Nederlands Radiogenootschap neer te leggen.

De functie van Secretaris van de Examencommissie van het Nederlands Radiogenootschap zal met ingang van genoemde datum worden overgenomen door de Heer Ir. L. R. M. Vos de Wael, Laan van Oostenburg 49, Voorburg (Z.H.), terwijl als administrateur zal optreden de Heer M. J. v. d. Meyden, v. Geusaustraat 151 te Voorburg (Z.H.).

Het correspondentie-adres zal vanaf 1 januari 1957 luiden: *Secretariaat Examencommissie Nederlands Radiogenootschap, van Geusaustraat 151, Voorburg, Tel. 722017. Giro 6322.*

VERSLAG VAN HET EXAMEN VOOR RADIOTECHNICUS, RADIO-MONTEUR EN TELEVISIE-TECHNICUS, GEHOUDEN IN OKTOBER, NOVEMBER EN DECEMBER 1956.

De schriftelijke examens voor radiotechnicus en radiomonteur werden gehouden op 8 en 9 oktober 1956.

Aangemeld hadden zich 146 kandidaten voor radiotechnicus, 229 voor radio-

monteur en 1 voor televisie-technicus, waarvan 13 kandidaten zich terugtrokken (8 voor radiotechnicus en 5 voor radiomonteur). De enige candidaat voor het examen TV-technicus werd uitsluitend mondeling geëxamineerd.

Wegens onvoldoend schriftelijk examen werden afgewezen 61 kandidaten radiotechnicus en 79 kandidaten radiomonteur.

Voor het mondelinge gedeelte werden opgeroepen 77 kandidaten radiotechnicus 145 kandidaten radiomonteur en 1 candidaat televisietechnicus, welke mondelinge examens werden gehouden op 19, 20, 26 en 27 november, 3, 4, 13, 14, 17 en 18 december.

Afgewezen werden 33 kandidaten radiotechnicus, 68 kandidaten radiomonteur en 1 candidaat TV-technicus.

Geslaagd zijn in totaal 44 kandidaten radiotechnicus en 77 kandidaten radiomonteur. 3 Kandidaten radiotechnicus en 11 kandidaten radiomonteur werden voor een herexamen in aanmerking gebracht.

Van de 23 kandidaten die een herexamen aflegden nl. 6 kandidaten voor technicus en 17 voor monteur) slaagden 6 voor technicus en 13 voor monteur. 1 Candidaat voor het herexamen monteur moest worden afgewezen; aan 1 candidaat werd uitstel wegens militaire dienst verleend en 2 kandidaten zijn niet opgekomen.

Aan de candidaat J. M. den Hertog, Hubertastraat 1a te Eindhoven, kon op grond van zijn uitzonderlijk goede resultaten, behaald bij het examen voor radiotechnicus, de WERA-examenprijs (f 100,—) worden toegekend.

Het blijkt hoe langer hoe meer, dat veel kandidaten voor het examen radiotechnicus zeer onvoldoende voorbereid aan het examen deelnemen. In het algemeen moet worden opgemerkt, dat de Examencommissie sterk de indruk heeft dat een groot percentage der kandidaten te weinig aanleg heeft om met vrucht de studie voor radiotechnicus te volgen. Maar al te vaak blijkt dat een candidaat niet of nauwelijks meer begrip en kennis van de radiotechniek heeft dan een matige candidaat voor het examen radiomonteur. Heel duidelijk blijkt de onvoldoende opleiding uit de prestaties van de kandidaten bij het onderdeel wis- en natuurkunde en mechanica.

In dit verband is het wellicht nuttig er op te wijzen dat van de *radiomonteur* wordt verwacht dat hij in de eerste plaats montagewerk moet kunnen verrichten en bovendien moet beschikken over een minimale kennis van de grondslagen der radiotechniek, terwijl de *radiotechnicus* een zodanig grondige kennis van de beginselen der radiotechniek en der wisselstroomtheorie dient te hebben, dat van hem verwacht kan worden, dat hij min of meer zelfstandig kan werken, eventueel leiding kan geven aan onder hem geplaatste radiomonteurs. Op grond hiervan is het wel duidelijk dat niet elke radiomonteur in staat geacht kan worden het diploma voor radiotechnicus te behalen, evenmin als dat elke leerling van de lagere school geschikt zou zijn om middelbaar onderwijs te volgen.

NIEUWE LEDEN

- J. Aerts, Graaf Hendrik III laan 69E, Breda.
 M. van Beveren, Johan Wagenaarlaan 10, Leidschendam.
 Ir. L. G. Drenthen, Harmelenstraat 2, Den Haag.
 W. P. Heespelink, Almeloplein 16, Den Haag.
 Ir. J. Lit, Akkersdijkstraat 69, Rotterdam.
 Ir. J. Mak, Piuslaan 32, Eindhoven.
 Ir. F. R. Neubauer, Meent 77c, Rotterdam.
 L. A. M. Verbeek, Oude Delft 55, Delft.

VOORGESTELDE LEDEN

- Ir. J. A. Aarsen, Kootwijk Radio, post Apeldoorn. (P.T.T.).

- J. E. Eeckelhaert, Pieter Postlaan 36, Hilversum. (P.T.I).
A. Hagendoorn, Roeklaan 16, Eindhoven. (Philips).
Ir. B. C. Reith, Kon. Julianalaan 61, Voorburg. (RVO/TNO).
Ir. H. Vissinga, Haselaarlaan 16, Hilversum. (P.T.I.).
Ir. R. M. G. Wijnhoven, Roelofstraat 51, Den Haag. (RVO/TNO).
-

DE NIEUWE LEDENLIJST

Ieder lid van het N.R.G. wordt vriendelijk verzocht in de bij dit nummer gevoegde ledenlijst te controleren of zijn titel, naam en adres volledig en juist zijn aangegeven. Mocht dit niet het geval zijn, wilt U dit dan even opgeven aan de secretaris, Dr. C. E. Mulders, Prins Bernhardlaan 77, Voorburg. (tel. 01700—853542, overdag 01700—184470 toestel 5495).
