

Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 19 No. 5

SEPTEMBER 1954

Ir J. D. H. van der Toorn
Directeur Generaal van het Staatsbedrijf PTT.



Met ingang van 1 October 1954 werd Ir J. D. H. van der Toorn benoemd tot Directeur Generaal van het Staatsbedrijf PTT.

Het eerste contact met het PTT bedrijf van de nieuw benoemde Directeur Generaal gaat terug tot 1918 toen hij, na afsluiting van de studie aan de Technische Hogeschool, in dienst trad van PTT en achtereenvolgens werkzaam was bij de Herstellingswerkplaats en het Telefoondistrict Amsterdam. In deze

periode maakte hij tevens het begin van de automatisering van het Nederlandse telefoonnet mede.

In 1922 ging van der Toorn over naar het particuliere bedrijfsleven en wel naar de Bell Telephone Manufacturing Company. In 1929 werd hij belast met de directie van de Nederlandse vertegenwoordiging van deze Mij, terwijl hij in 1936 binnen het concern overgeplaatst werd naar de International Standard Electric Company, General Staff, London.

Bij het uitbreken van de oorlog tijdelijk overgeplaatst naar Noorwegen, vertrok van der Toorn met zijn gezin, na het binnenvallen van de Duitsers, naar Nederland, waar op de dag na aankomst in het vaderland de invasie plaats vond. Tijdens de oorlog werkte van der Toorn mede aan de Nederlandse fabriek van het concern en had daarbij een actief aandeel in de omzetting van deze fabriek in de Nederlandse Standard Electric Maatschappij.

Uitgenodigd door de toenmalige Directeur Generaal Dr Ir M. H. Damme, keerde Ir van der Toorn op 1 September 1945 bij de PTT terug en wel als Hoofddirecteur voor Telegrafie, Telefonie en Radio, in een periode dat PTT alle aandacht en kracht aan het herstel van een ontredderd bedrijf had te besteden. Het PTT bedrijf diende zich aan te passen aan een snelle evolutie, welke zich inmiddels voltrokken had terwijl een gewijzigde maatschappelijke orde zijn weerslag in het bedrijf moest vinden. Veel wijs beleid en intelligentie waren nodig om het bedrijf door de woelingen van de na-oorlogse jaren te leiden. De rol welke van der Toorn hierbij speelde moge blijken uit zijn huidige benoeming tot Directeur Generaal.

Ook bij de internationale contacten van het PTT bedrijf trad van der Toorn vele malen op de voorgrond als leider van de Nederlandse delegatie, als voorzitter van een der studiegroepen van het C.C.I.R en eenmaal als algemeen voorzitter van de „Extraordinary Administrative Radio Conference” in 1951 te Genève. In deze kringen verwierf van der Toorn zoveel gezag als Radio-expert, dat Dr Neher bij het sluiten van de Haagse bijeenkomsten van het C.C.I.R. in 1952 met recht van „Famous Mr van der Toorn” kon spreken.

Het bestuur van het Nederlands Radio-genootschap en de Redactie van het Tijdschrift wensen hun lid van harte geluk met de benoeming tot leider van het grootste Nederlandse bedrijf en met de aanstelling tot een van de hoogste ambten die de Staat der Nederlanden kent.

Some observations on Rayleigh fading

by Balth. van der Pol *)

SUMMARY

Some properties of a signal liable to Rayleigh fading are discussed. The analogy with the „Random Walk” problem of Rayleigh is demonstrated.

1. Introduction.

The term Rayleigh fading is employed to describe a type of fading which occurs when several wave components of the same frequency arrive at a receiving aerial and when the absorption of the transmission medium during the period of observation can be considered as constant. It is the purpose of this paper to discuss some properties of this type of fading.

2. Addition of several oscillations of the same frequency.

It is well-known that the addition of a number of oscillations,

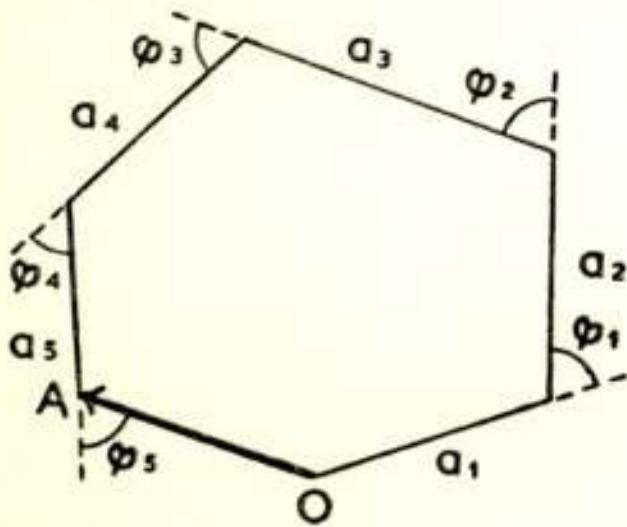


Fig. 1.

Addition of the vectors $\vec{a}_1, \vec{a}_2, \vec{a}_3, \vec{a}_4, \vec{a}_5$, to form the resultant vector \vec{OA} .

all of the same frequency, should be carried out vectorially, paying due regard to the individual relative phases. Thus we can graphically add any number of oscillations, all of the same frequency, as in fig. 1, where a_1, a_2, a_3 are the individual amplitudes of each of the components, and the angles $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$, between the vectors $(\vec{a}_1, \vec{a}_2), (\vec{a}_2, \vec{a}_3)$, represent the phase differences between corresponding pairs of components. Thus the vector \vec{OA} is obtained, whose length OA represents the amplitude and

whose angle represents the phase of the resulting compound oscillation.

3. Analogy with the „Random Walk”.

It is also well-known that the fading of radio waves is caused

*) Director of the C.C.I.R., Geneva.

by the interference of several wave components, all of the same frequency, but having traversed different unrelated paths. The relative phases of arrival of these different components at the receiving point may therefore be wholly arbitrary. Hence the problem of finding the resultant amplitude of all these components is equivalent to finding in fig. 1 the amplitude OA when the angles $\varphi_1, \varphi_2,$ are distributed at random. Thus the problem can also be stated in the following form, which shows that it has an analogy in a problem which perhaps can be easily appreciated.

Suppose (see fig. 1 again) a man starts at O and takes one step of a given length a_1 in an arbitrary direction. Thereupon he takes another step of length a_2 , again in an arbitrary direction, etc. etc. Now we could ask at what distance OA from O he will, on the average, be after n steps $a_1, a_2, a_3 \dots a_n$. But we can ask even more viz: what is the probability, obtained in a long series of tests, that after n steps he will arrive at a given distance from O , say between r and $r + dr$. This is the problem known as the "Random Walk" and which was first investigated by Lord Rayleigh.¹⁾ It is equivalent to the problem of finding the probability that, during fading, the instantaneous amplitude of the wave will be found between certain prescribed limits. We now proceed to give the answer to some special cases of this problem.

4. *Some special cases of the problem.*

Without any calculation at all it is at once obvious that after n steps of lengths $a_1, a_2 \dots a_n$ respectively, the maximum distance from the origin O one can reach is $a_1 + a_2 + a_3 + \dots a_n$, because this would only occur if, by pure accident, all the steps were taken in the same direction. The probability of arriving at a distance r from the origin greater than $a_1 + a_2 + a_3 + \dots a_n$ is therefore definitely zero.

The problem for given lengths $a_1, a_2 \dots a_n$ of the steps was completely solved by Lord Rayleigh, but the mathematical form of the solution was complicated. This form could be simplified however if all the steps were assumed to be of equal magnitude. With this assumption the rigorous result emerged that the probability, after n steps, of still being inside the circle

¹⁾ See e.g. his book "Theory of Sound" (second edition, 1894).

around the origin with a radius equal to the length of one step (or, which amounts to the same thing, after n steps of not being further away from the origin than after the first step) is given exactly by

$$\frac{1}{n+1}$$

Thus, after 3 steps ($n = 3$) the probability of still being within this circle is exactly 25%. In other words, if the experiment of starting at the origin, and each time taking 3 steps in arbitrary directions, were repeated sufficiently often, it would result that, on the average, in 25% of the cases one would find oneself no further from the origin than the distance of one step.

The same problem in radio terms would mean the following: If in a certain idealised case we knew that fading were produced by three rays all with the same amplitude a arriving at the receiver, we should be certain that only during 25% of the time would the measured amplitude be less than a , and in 75% of the time it would be greater than a . Similarly, according to the above formula, if there were 4 rays of equal amplitude, we should observe a received amplitude smaller than that of each of the components during 20% of the time only.

5. *The more general problem.*

Although, when the amplitudes of the constituent components are taken to be equal, the general theory becomes somewhat simplified, complete simplifications can only be reached if the number of components is taken to be large. Moreover, with this assumption it becomes irrelevant whether the individual amplitudes a_1, a_2, \dots, a_n are equal or not, because then the approximate answer to our problem is found to depend only on the sum of their *squares*, namely an a^2 where

$$a^2 = a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2 \quad (2)$$

and thus the *amplitude* problem in fact is automatically reduced to an *energy* problem.

6. *Statement of the Solution.*

The condition mentioned in 5, (the number of components being

large) is not very critical in technical fading applications. If the number of components is not less than, say, four and the individual amplitudes are not too dissimilar, the following results can be applied with confidence, with respect to practical fading measurements.

With the assumptions mentioned, the theory leads to the following:

Theorem:

When n components all of the same frequency with individual amplitudes a_1, a_2, \dots, a_n , but each of arbitrary phase, are superimposed, the probability $p\left(\frac{v}{a}\right) d\left(\frac{v}{a}\right)$ that the resulting ratio of v (the instantaneous amplitude) to a (as given below) lies between v/a and $(v + dv)/a$ is given by the following expression:

$$p\left(\frac{v}{a}\right) \cdot d\left(\frac{v}{a}\right) = 2 \frac{v}{a} \cdot \exp\left(-\frac{v^2}{a^2}\right) \cdot d\left(\frac{v}{a}\right) \quad (3)$$

where

$$a^2 = a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2$$

The function $p(v/a)$, as given by formula (3), is depicted in figure 2. The abscissae represent the relative amplitude v/a and the ordinates are proportional to the probability that an amplitude between the values $\frac{v}{a}$ and $\frac{v}{a} + d\left(\frac{v}{a}\right)$ will occur. In turn

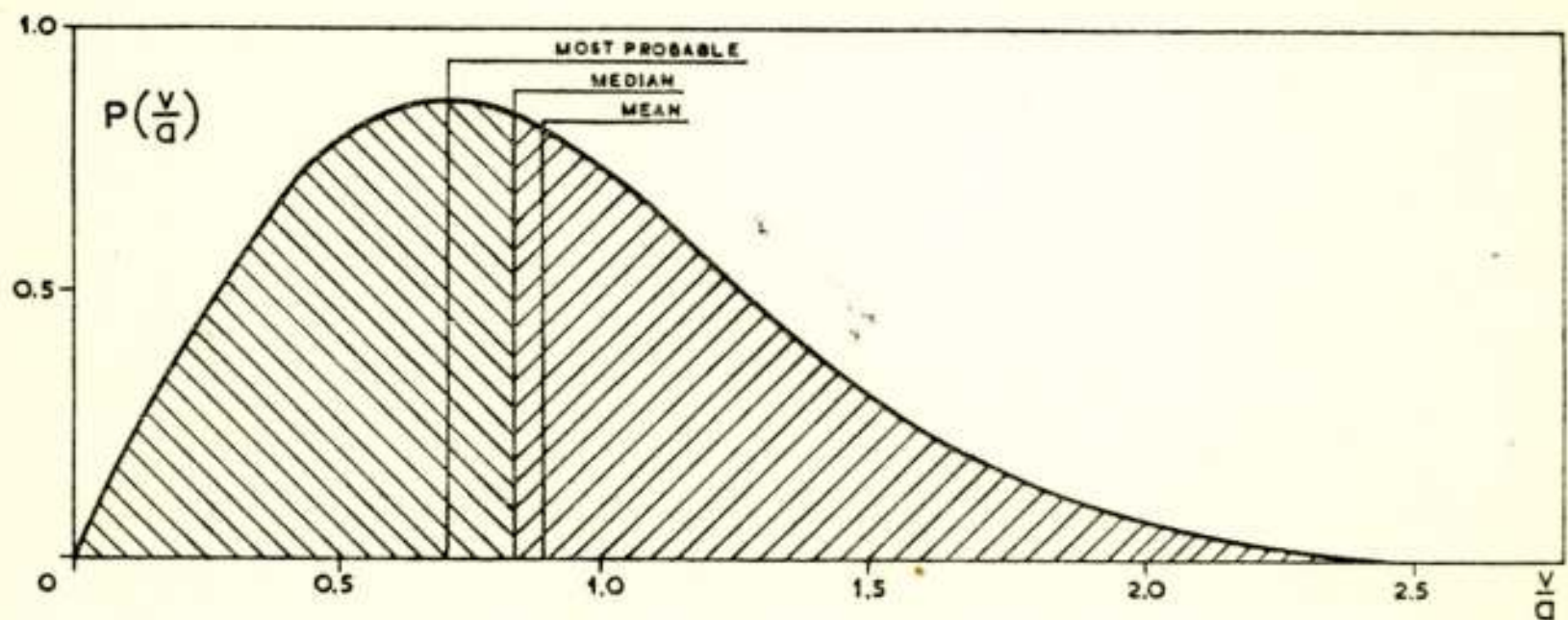


Fig. 2.

The probability $p\left(\frac{v}{a}\right)$ of the occurrence of an amplitude $\frac{v}{a}$ being within the interval $\frac{v}{a}$ and $\frac{v + dv}{a}$ in a "Rayleigh distribution".

this probability is proportional to the time during which the amplitude will be found to lie within this interval.

This figure clearly shows that a zero amplitude has a negligible probability. Starting at zero the curve rises, which means an increasing probability for increasing amplitudes, till it reaches a maximum. This maximum corresponds to the *most probable* amplitude i.e. the amplitude which is most likely to occur. It can be shown that the magnitude of this most probable amplitude is $\frac{1}{\sqrt{2}}a \approx 0,707 a$ and that the probability of its occurrence is

$\sqrt{\frac{2}{e}} \approx 0,858$. The curve also shows the *median* amplitude, which has the property that it divides the surface under the curve into two equal parts (as shown by the shading). The value of this median amplitude, which is the amplitude which is exceeded during 50% of the time, is $\sqrt{1 g_e^2} a \approx 0,833 a$ and it is therefore about 18% greater than the most probable amplitude. The probability of its occurrence is $\sqrt{1 g_e^2} \approx 0,883$. The third quantity, the average amplitude, is also marked in the figure, and its value can be shown to be $\frac{1}{2} \sqrt{\pi} a \approx 0,886 a$. It simply represents the arithmetic *mean* of all the amplitudes observed on a fading diagram. The probability of its occurrence is $\sqrt{\pi} \cdot \exp(-\pi/4) \approx 0,807$.

For higher amplitudes the probability curve continues to fall and the figure clearly shows that the very great amplitudes have a negligible probability and will therefore be found in practice only very seldom.

From formula (3) it follows further at once by integration that the *probability of the resulting amplitude being greater than a given amplitude (v/a) has the Gaussian form:*

$$\exp(-v^2/a^2), \quad (4)$$

and therefore the probability that it is smaller than v/a becomes

$$1 - \exp(-v^2/a^2). \quad (5)$$

Summarising, the following list of amplitudes can be constructed:

(a) <i>average</i> amplitude	= $\frac{1}{2} \sqrt{\pi} a \approx 0,886 a \approx 1.07$	(median amplitude)	}	(6)
(b) <i>median</i> amplitude	= $\sqrt{1 g_e^2} a \approx 0,833 a \approx 1.00$	(median amplitude)		
(c) <i>most probable</i> amplitude	= $\frac{1}{\sqrt{2}} a \approx 0,707 a \approx 0.85$	(median amplitude)		

7. *Practical Application of the Theory to Fading.*

If, of a certain phenomenon (such as fading caused by components of arbitrary phases) we know the *probability* of a certain amplitude presenting itself to the observer, this probability can be associated with the percentage of the time during which this amplitude will be observed. Thus, if a probability of a certain phenomenon is calculated to be $m^0/0$, we may expect this phenomenon in a continuous experiment to occur $m^0/0$ of the time.

Suppose we have to investigate a fading diagram obtained after "linear" detection such as shown in fig. 3, where the abscissa represents the time and the ordinates the "instantaneous

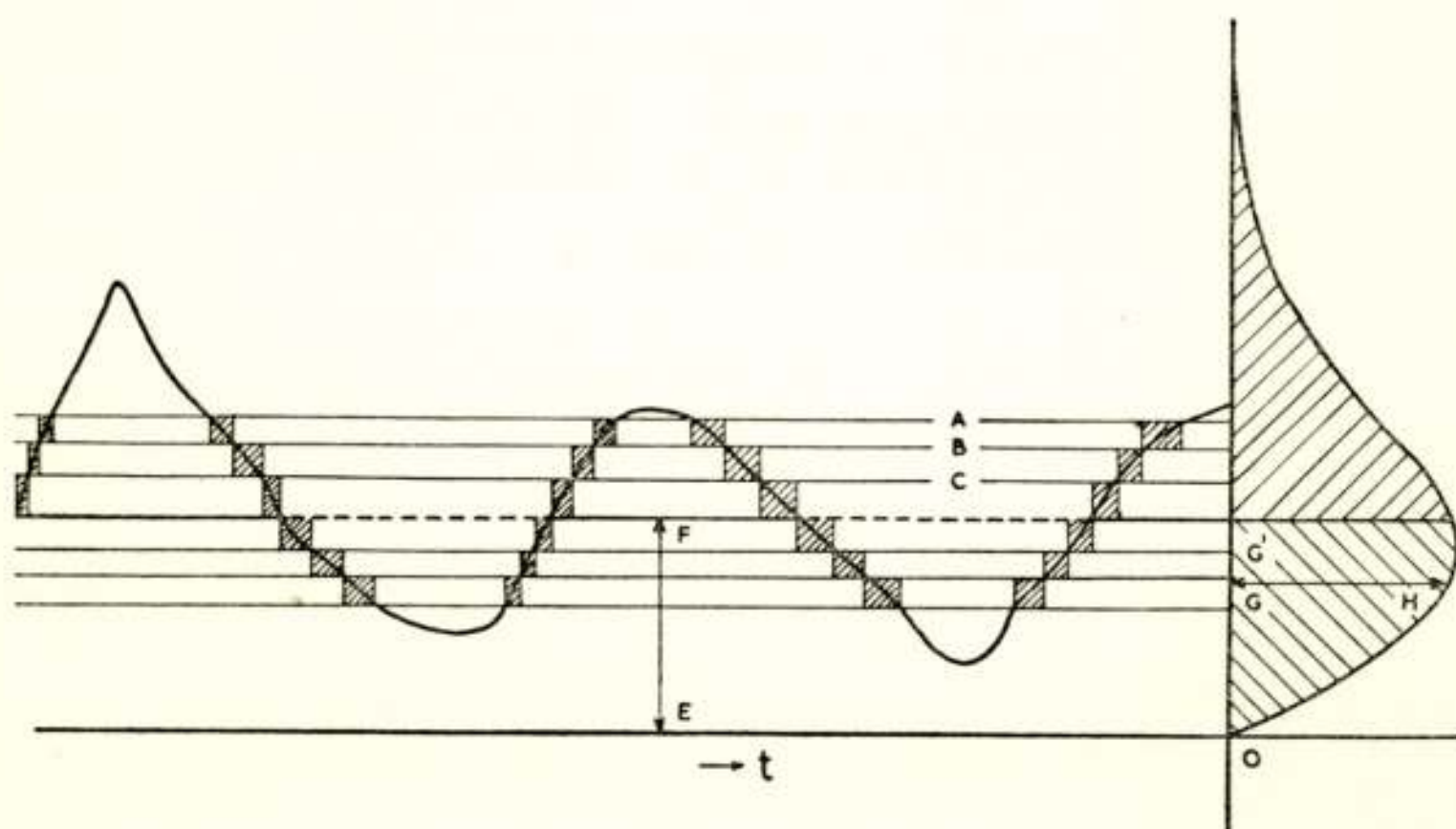


Fig. 3.

Fading record with median value EF ; „Raleigh distribution” at the right of diagram. The length GH is proportional to the time the amplitude will be found in the interval GG' .

amplitude” v/a . This diagram can of course, in the usual way, be considered to represent the amplitude v as a function of t viz. $v = f(t)$. But for statistical purposes, such as are required for our present fading problem, it is much better to regard the diagram in a different way. To this end we draw a series of horizontal lines at equal distances (fig. 3) and then read from the diagram successively what percentage of the total time the value of v was between, say, A and B , what percentage of the time it was between B and C , etc. etc. In this way, we are getting a clear picture of the statistical behaviour of the

function $v = f(t)$. Now, if the fading phenomenon satisfied the conditions underlying the theory of "Rayleigh fading", the thus obtained percentage of the time during which a certain amplitude v presents itself should correspond with formula (3). Of course, a proper scale should first be fixed on the diagram. Perhaps the most practical way of procedure to fix this scale is to determine from the fading diagram its *median* value, the value which is not reached during 50% of the time. In figure (3) this ordinate is marked by a horizontal line which is drawn full when the instantaneous amplitude is above this median value and dotted when it is below. The sum total of the drawn parts should therefore equal the sum total of the dotted parts. This fixes the quantity a in our formulae. When we have thus marked on the fading diagram the median amplitude, we are in a position (see fig. 3 again) to draw the universal curve, given by equation (3), at the side of the diagram. This procedure of first determining the median value has the further advantage of being independent of slight non-linearities of the detection process.

If, during the experiment the conditions for "Rayleigh fading" are fulfilled, the horizontal distances such as GH on the curve at the side should always correspond to the percentage of the time during which the amplitude OG within a certain margin is found in the diagram. In particular e.g. the *average* amplitude (arithmetic mean) should, see (6), exceed the *median* value by 6%.

8. Concluding remarks.

In order to verify whether a certain fading diagram is of the Rayleigh type a sufficiently long record is, of course, necessary. On the other hand, one should satisfy oneself that during the time of observation the propagation conditions did not vary appreciably because, in the theory of the "Rayleigh fading", the quantity a^2 (which we found equal to $a^2 = a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_n^2$ and which corresponds to an energy) was assumed to stay constant during the experiment. It is just this quantity a^2 which varies when the absorption in the ionosphere changes. Under these conditions it seems difficult to discriminate between Rayleigh fading and varying ionospheric absorption.



Enige schakelingen met transistoren

door A. J. W. M. van Overbeek *)

SUMMARY

After a short introduction to the physical principles of transistor action the characteristics of junction transistors at low frequencies are given. The variation of the small-signal parameters with operating conditions is described. At frequencies of 1-10 Mc/sec the equivalent circuit is already as complicated as the equivalent circuit of radio valves at frequencies a hundred times higher. Some low frequency circuits are given and the circuit diagram of a broadcast receiver is drawn. The selectivity varies automatically with the signal strength so as to provide higher selectivity for smaller signals. The variation of parameters with current can be described as a non-linear phenomenon. This gives information about modulation-distortion and cross-modulation of transistors compared with valves. In trigger circuits there is a natural limit to the operating speed, given by the frequency cut-off of the current amplification factor. A circuit containing a pnp and an npn transistor has properties resembling those of a gas tube with adjustable ignition voltage, a short ignition time, a very low discharge voltage drop and low discharge noise.

§ 1 *Inleiding.*

Reeds in de dertiger jaren heerste onder de natuurkundigen, die de fysische grondslagen van de halfgeleider-gelijkrichting bestudeerden, de mening dat met bepaalde halfgeleiders ook versterkende schakel-elementen zouden kunnen worden geconstrueerd. Bardeen en Brattain (1) verkregen het eerst door „cut-and-try” methoden zulk een versterker, waarvan de versterking practisch bruikbaar was. Hun punt-contact-transistor vertoonde echter verschillende nadelen: de versterking was nog

*) Natuurkundig Laboratorium N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven-Nederland.

gering in vergelijking met die van een electronenbuis, het rendement laag, de spreiding in de eigenschappen groot, en de ruis, vooral bij lage frequenties, hoog.

Enige jaren later bleek, dat het aan Shockley en zijn medewerkers (2) gelukt was uit de physica van de vaste stof een bruikbare theorie voor de elektrische eigenschappen van een halfgeleider-gelijkrichter af te leiden. De ingevoerde benaderingen en verwaarlozingen bleken bij voldoende zuiver Germanium en bij kleine stroomdichtheden geoorloofd te zijn. Een eenvoudige theorie voor de werking van een meer ideale transistor volgde hieruit. Voor de constructie van deze lagentransistor was daarna het oplossen van een aantal technologische moeilijkheden nog nodig, maar Shockley en zijn medewerkers waren zo zeker van van hun zaak, dat voor het schrijven van de eerste publicatie over deze transistor het resultaat van de experimenten nauwelijks afgewacht werd.

Als voornaamste voordelen van deze nieuwe versterker worden genoemd het geringe energieverbruik, de kleine afmetingen, de bijna onbeperkte levensduur en het feit dat geen gloeispanning nodig is, wat o.a. een grotere flexibiliteit in de schakelschema's meebrengt. Al spoedig bleek echter, dat de eerste in de handel verkrijgbare lagentransistoren niet aan alle verwachten beantwoordden:

Ten eerste bleek een aanzienlijk deel van de in kunsthars ingegoten transistoren door de invloed van vocht en warmte onbruikbaar te worden. Daarnaast bleek het fabriceren van transistoren voor hogere frequenties en grotere vermogens bijzonder moeilijk. Ook was de spreiding in de eigenschappen bij transistoren groter dan bij buizen.

Door het toepassen van een vacuumdichte omhulling schijnen de eerstgenoemde moeilijkheden afdoend te worden opgelost. Aan de constructie van transistoren voor hoge frequenties en grote vermogens wordt in een aantal laboratoria met toenemend succes gewerkt. Germanium heeft hierbij het nadeel dat de temperatuur waarin wij leven, slechts weinig ligt beneden die, welke in verband met levensduur en goede werking toelaatbaar is. Andere materialen, zoals Silicium, zijn in dit opzicht voordeliger.

De frequentie-eigenschappen worden ongunstig beïnvloed door het feit, dat de stroom-overgang in een transistor hoofdzakelijk door diffusie van de ladingsdragers plaats vindt. Dit is bovendien een reden, waarom men niet mag verwachten, dat men transistoren kan ontwerpen, waarin men evenals bij electronen-

bundels in buizen gebruik maakt van de gerichte snelheid van de ladingsdragers. Een prettige eigenschap in vergelijking met buizen is dat de invloed van ruimte-ladingen, evenals bij gasontladingen, kan worden gecompenseerd door de aanwezigheid van ladingsdragers met tegengesteld teken.

Bij de toepassing van transistoren zal men het eerst denken aan die apparaten, waarin het energieverbruik van groot belang is. Dit is bij draagbare toestellen het geval. In andere gevallen zullen de kleine afmetingen, de geringe warmte-ontwikkeling of de levensduur van doorslaggevende betekenis zijn. Tenslotte is het ook niet ondenkbaar, dat de prijs zo laag wordt, dat de transistor alleen hierdoor al een ernstige concurrent wordt van de hoogvacuumbuis, waarvan de opbouw ingewikkelder is.

Er bestaan geen methoden om zonder meer buizen-schakelingen in transistor-schakelingen te vertalen. Wallace en Raisbeck (3) hebben hiertoe een fraaie maar niet zeer bruikbare poging gedaan voor de punt-contact-transistor. Uit de talloze schakelingen, die principieel mogelijk zijn, kiest men echter steeds die, welke economisch het voordeligst is, de minste vervorming geeft, enz. De resulterende schakeling is mede een gevolg van de prijs en de verkrijgbaarheid van de benodigde onderdelen. Bij een transistor zijn de impedanties zo zeer verschillend van die van buizen dat zeer vaak schakelingen zullen worden gekozen die er geheel anders uitzien dan bij buizen.

Een moeilijkheid bij het ontwerpen van lineaire schakelingen met transistoren is, dat reeds bij lage frequenties rekening moet worden gehouden met 4 vierpool-parameters, terwijl hiervoor bij buizen 2 parameters buiten beschouwing kunnen worden gelaten. Bovendien is het noodzakelijk bij frequenties, hoger dan de audio-frequente een vervangingsschema te gebruiken, dat reeds minstens even ingewikkeld is, als dat van ontvangbuizen bij honderd á duizend maal hogere frequenties.

De niet-lineaire eigenschappen zijn eveneens meer gecompliceerd dan bij buizen: het is al bij lage frequenties nauwelijks mogelijk de vierpool-parameters zo te kiezen, dat één ervan binnen redelijke grenzen onafhankelijk is van de gelijkstroominstelling.

Twee-toestanden-schakelingen daarentegen geven minder moeilijkheden. De voornaamste hiervan is het vrij grote ladings-transport, dat nodig is om de schakeling van de ene toestand in de andere te brengen.

Wij zullen ons beperken tot schakelingen, waarin lagen-transistoren worden gebruikt. De voordelen van lagen-transistoren boven punt-contact-transistoren zijn niet alleen die, welke de gebruiker kan meten: de lagere ruis, de grotere versterking, het kleinere energieverbruik, het hogere rendement en de verbeterde stabiliteit. Er is nog een imponderabel voordeel: door een beter begrip van de fysische grondslagen is er in de ontwikkeling van lagen-transistoren een voortdurende vooruitgang merkbaar. De ontwikkeling van punt-contact-transistoren daarentegen schijnt nagenoeg tot stilstand te zijn gekomen.

§ 2. De werking van de transistor.

Het kan niet de bedoeling zijn hier de fysische principes van de transistor uitvoerig uiteen te zetten. Hiervoor wordt verwezen naar het boek (4) en de artikelen (5) van Shockley. Een zeer verkorte versie moge hier volgen.

Het elektrische gedrag van halfgeleiders kan op betrekkelijk eenvoudige wijze worden begrepen, wanneer men als beweeglijke ladingsdragers naast het electron een tweede hypothetisch deeltje aanneemt: het „gat”. Dit is in werkelijkheid een ontbrekend valentie-electron, en zulk een gat gedraagt zich als een positief geladen electron, dat evenals een vrij electron onder de invloed van de warmte voortdurend in beweging is (diffusie), en waarvan de beweging ook door een elektrisch en een magnetisch veld kan worden beïnvloed. In werkelijkheid geschiedt deze beweging ongeveer zoals de bekende puzzles, waarbij men 15 genummerde blokjes zo moet verschuiven, dat zij in de goede volgorde komen te liggen (fig. 1). Bij dit verschuiven verplaatst zich het denkbeeldige gat ook voortdurend.

1	14	13	8
12	9	2	4
6	3	gat	10
15	11	5	7

Fig. 1.

De beweging van een gat. In werkelijkheid bewegen de genummerde vierkantjes, die electronen voorstellen.

Halfgeleiders geleiden de electriciteit minder dan metalen, vooral doordat het aantal beweeglijke ladingsdragers geringer is. Dit zijn steeds voor een deel electronen, voor een deel gaten; de verdeling hangt af van geringe hoeveelheden bijmengselen. Men kan deze zo kiezen, dat het aantal gaten per cm^3 groter is dan het aantal (beweeglijke) electronen en men noemt het materiaal dan *p*-type materiaal. Materiaal waarin een overmaat vrije electronen aanwezig is, noemt men *n*-type.

Bij het aanleggen van een electricch veld worden beide typen ladingsdragers beïnvloed, de stroom wordt echter voornamelijk gedragen door die, welke in grote overmaat aanwezig zijn. Wanneer door een of andere oorzaak b.v. door invallend licht (paarvorming) of door „injectie” (inbrengen van buiten) een extra hoeveelheid gaten wordt ingebracht in n -materiaal, dan zal deze overmaat niet onmiddellijk verdwijnen. Het evenwicht herstelt zich met een tijdconstante τ , doordat voortdurend gaten door beweeglijke electronen gevuld worden. De kans dat een gat door een electron wordt gevuld is echter betrekkelijk klein: hiervoor zijn kristalfouten nodig, terwijl ook aan de kristalgrenzen zulk een recombinatie in sterke mate plaats vindt. In éénkristallen van grote zuiverheid kan de tijdconstante τ daardoor wel 10^{-3} sec bedragen.

Men kan zich nu voorstellen wat er gebeurt, wanneer men een

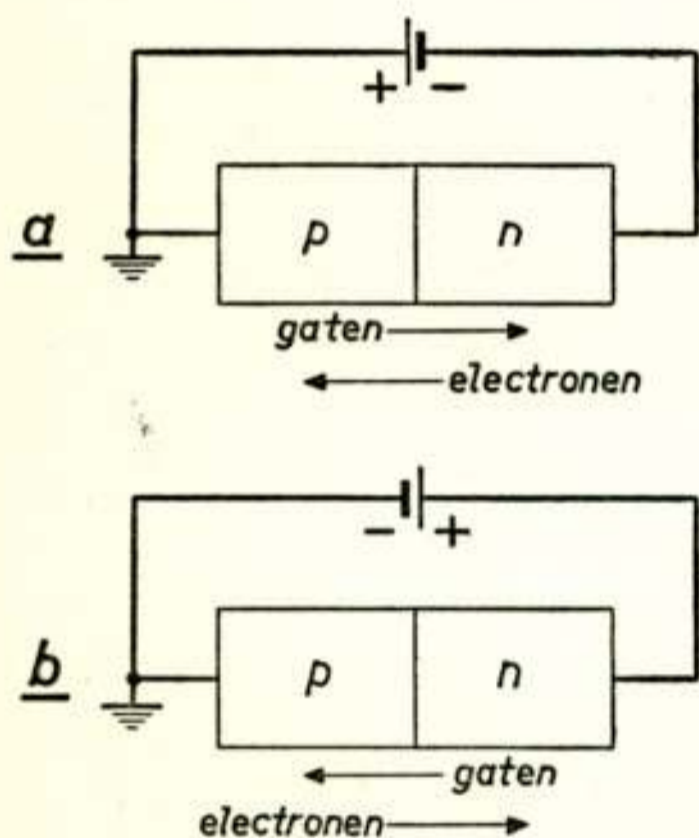


Fig. 2

In geval a stromen gaten en electronen over de p-n-barrière, is er dus geleiding. In geval b worden beide soorten ladingsdragers van de barrière weggetrokken en heeft men sperwerking.

belangrijk meer gaten bevat, dan het n -stuk electronen, dan zullen veel meer gaten de overgang passeren dan electronen en kan men zeggen, dat het p -stuk een „emissor” is van gaten.

In fig. 2b is de situatie getekend, wanneer de aangelegde spanning andersom gericht is. Nu zullen de gaten in het p -stuk, zo-

kristal germanium maakt (fig. 2a), waarvan de ene helft p -type is en de andere helft n -type. Maakt men de n -kant negatief dan zullen de electronen van rechts naar links gaan lopen, tengevolge van het electriche veld. Bij de p - n overgang gekomen lopen ze door, het p -materiaal in. Hier hebben ze een levensduur van gemiddeld b.v. 10μ sec en wanneer ze een afstand hebben afgelopen, die hiermede overeenkomt, is het merendeel reeds verdwenen. De gaten lopen door hetzelfde veld van links naar rechts en komen in het n -materiaal. Ook hier hebben ze een beperkte levensduur en op enige afstand rechts van de overgang (b.v. 100μ) vindt men nog slechts een zeer gering deel van de geïnjecteerde gaten over.

Zorgt men ervoor dat het p -stuk

wel als de electronen in het n -stuk weggezogen worden van de p - n overgang. Wanneer er dan ook in het p -stuk in het geheel geen beweeglijke electronen en in het n -stuk in het geheel geen gaten aanwezig waren, zou er in dit geval in het geheel geen stroom overgaan: er treedt dus gelijkrichting op. Bij silicium-gelijkrichters is het op deze wijze inderdaad gelukt lekstromen van de orde 10^{-8} Ampère te verkrijgen bij spanningen van honderdtallen volts. Deze spanningsafval komt geheel te staan over een dunne sperlaag, een barrière waarin een veldsterkte heerst, die bij een bepaalde sperspanning, de „Zener-spanning”, zo hoog wordt, dat een soort doorslag gaat optreden.

In werkelijkheid wordt in het n -materiaal voortdurend een geringe hoeveelheid gaten gevormd door thermische generatie. Hetzelfde geldt voor electronen in het p -materiaal. Deze gaten en electronen bereiken in de sper-toestand door diffusie de sperlaag en geven aanleiding tot een verzadigde, d.w.z. van de sperspanning nagenoeg onafhankelijke, lekstroom I_s .

Daar bij kleine spanningsverschillen tussen het p -stuk en het n -stuk van een gelijkrichter de stroomspannings-afhankelijkheid beheerst wordt door de van de temperatuur afhankelijke snelheidsverdeling van de beweeglijke ladingsdragers, geldt bij kleine stromen en spanningen:

$$I = I_s \left(1 - e^{\frac{-qV}{kT}} \right) \quad (q = \text{lading van electron})$$

De gelijkrichter-karakteristiek wordt weergegeven in fig. 3. Bij hoge sper-spanningen V_Z (van -1 tot -10^3 Volt, afhankelijk

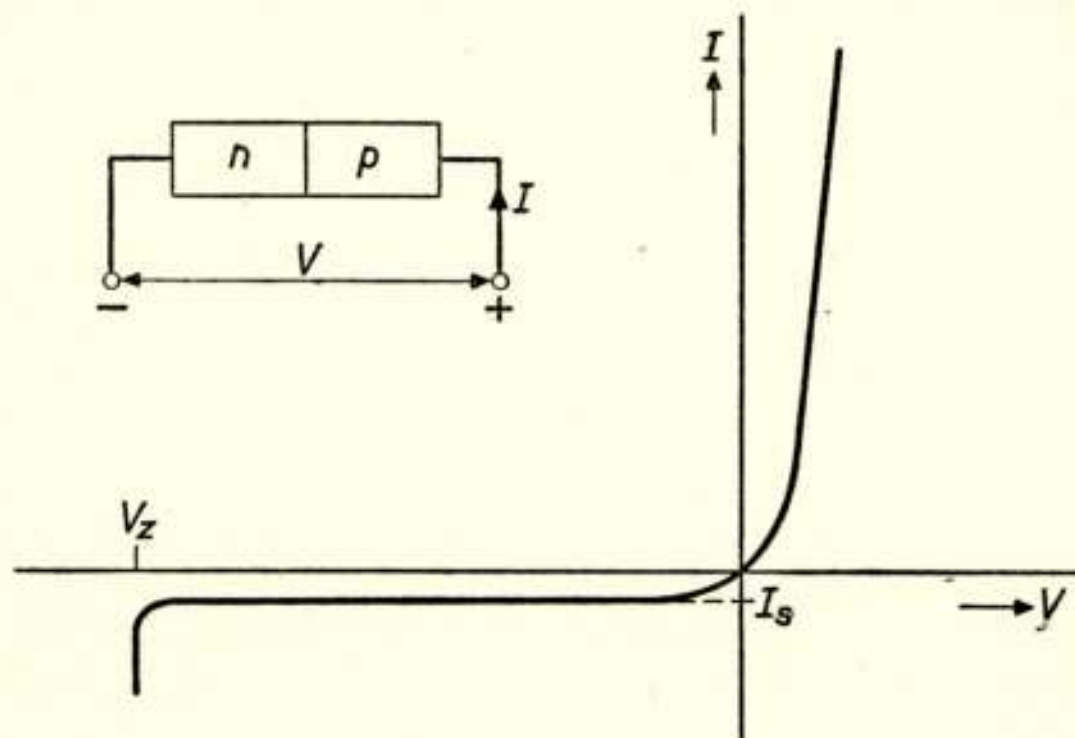


Fig 3

Ideale I—V karakteristiek van een p-n-gelijkrichter.

van het materiaal) wordt de inwendige weerstand van de sperlaag zeer laag. Bij grote stroomsterkten in de voorwaartse richting wordt de karakteristiek beïnvloed door de serieweerstand van het materiaal.

Deze inleiding over de halfgeleider-gelijkrichter was nodig om de werking van de transistor te beschrijven. Bij een lagen-transistor gebruikt men een kristal, waarvan het middendeel, de basis, van een ander ladingstype is dan de twee delen aan weerszijden, de emitter en de collector. We zullen aannemen dat het een *p-n-p* transistor is (fig. 4).

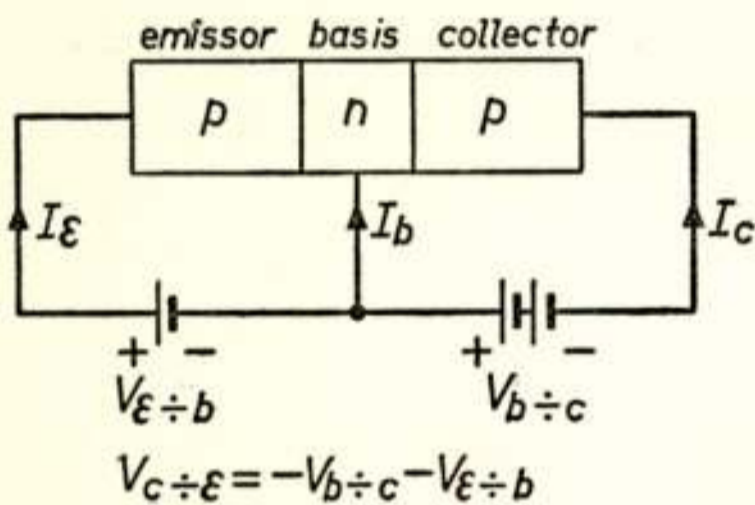


Fig. 4.

Lagentransistor $\alpha = \frac{-\delta I_c}{\delta I_e}$ is iets kleiner dan 1; hierdoor is $\frac{\delta I_c}{\delta I_b}$ groot in vergelijking met 1.

ning aangelegd, maar hier in de sperrichting. De collector wordt dus negatief gemaakt. Een gat in de basis, dat nu toevallig deze sperlaag bereikt, zal zich, aangetrokken door de negatieve collector met grote snelheid door de sperlaag naar de collector begeven. Er ontstaat op deze wijze dus een stroom I_c van basis naar collector, die evenredig is met de door de emitter geëmitteerde gatenstroom I_e .

De verhouding

$$\alpha = \frac{-\delta I_c}{\delta I_e} (V_{c-b} = \text{const.})$$

is bij een goede transistor iets kleiner dan 1. Een klein deel van de geëmitteerde gaten bereikt n.l. de collector niet, maar verenigt zich in de basis met een electron. Hierdoor vloeit er een stroom I_b door het basiscontact naar buiten. Bij een goede lagen-transistor bedraagt deze slechts ca één of hoogstens enige procenten van de gatenstroom I_c , die oversteekt van emitter naar collector.

Het *p*-materiaal van de emitter bevat zoveel meer gaten dan het *n*-materiaal van de basis electronen dat bij het aanleggen van een kleine negatieve spanning aan de basis t.o.v. de emitter een stroom van gaten geïnjecteerd wordt in de basis. Deze gaten verspreiden zich door de warmtebeweging en worden na enige tijd, in orde van $10 \mu \text{ sec}$, door een electron gevuld, tenzij er iets anders mee gebeurd is.

Tussen basis en collector wordt echter eveneens een gelijkspanning

§ 3. *De karakteristieken van een lagen-transistor bij lage frequenties.*

De transistor is blijkbaar een 3-electroden-systeem, waarvan de zes elektrische veranderlijkheden, de 3 ingaande stromen en de 3 spanningsverschillen (zie fig. 4), een niet-lineair verband vertonen. Voor een normale lagen-transistor geldt, dat binnen het gebied waar de transistor gebruikt wordt iedere toestand eenduidig bepaald wordt door 2 willekeurige van deze 6 veranderlijken. Men kan dus volstaan met statische karakteristieken-scharen met twee onafhankelijk veranderlijken — waarvan er een als parameter dienst doet — die samen een derde afhankelijk veranderlijke bepalen. Er zijn 120 dergelijke karakteristieken-scharen mogelijk, waarvan er 12 triviaal zijn, daar de 3 veranderlijken alleen stromen of alleen spanningen zijn en

$$I_c + I_b + I_e = 0 \quad \text{en} \quad V_{ce} + V_{eb} + V_{bc} = 0$$

Wanneer men het als onverschillig beschouwt of een veranderlijke langs de horizontale of langs de verticale as is uitgezet blijven er nog 54 mogelijke karakteristieken-scharen over en hieruit moeten er enige gekozen worden, die een duidelijk beeld geven van de eigenschappen van de transistor.

In principe geeft ieder stel van 2 van deze 54, wanneer ze niet uit elkaar afgeleid kunnen worden, een volledige informatie over de statische karakteristieken, maar het is voor de praktijk gewenst er meer bij de hand te hebben.

Een mogelijke keuze geeft fig. 5, terwijl voor de volledigheid in fig. 5a alle 54 karakteristieken zijn weergegeven, alleen om de vorm enigszins te leren kennen. Sommige karakteristieken geven een enigszins geflatteerd beeld van de eigenschappen. Men kan immers ook van een vacuum triode met een zeer kromme karakteristiek $I_a = f(V_g)$ en een lage R_i karakteristieken $I_a = f(V_a)$ tekenen bij I_k als parameter en verkrijgt dan zolang de roosterstroom nul is, rechten $I_a = -I_k$.

Voor de versterking van kleine wisselstroom-signalen kan men de transistor beschouwen als een lineaire vierpool. Men kiest een werkpunt zodanig dat de collector-basisspanning in de sper-richting is aangelegd en er een stroom in de voorwaartsrichting loopt tussen emissor en basis. Een van de drie electroden moet nu gemeenschappelijk zijn aan in- en uitgang en voor ieder werkpunt kan men de vierpool-parameters aangeven. In het boek van Shea (6) vindt men omrekenstabellen voor de 18

Gearde emissor

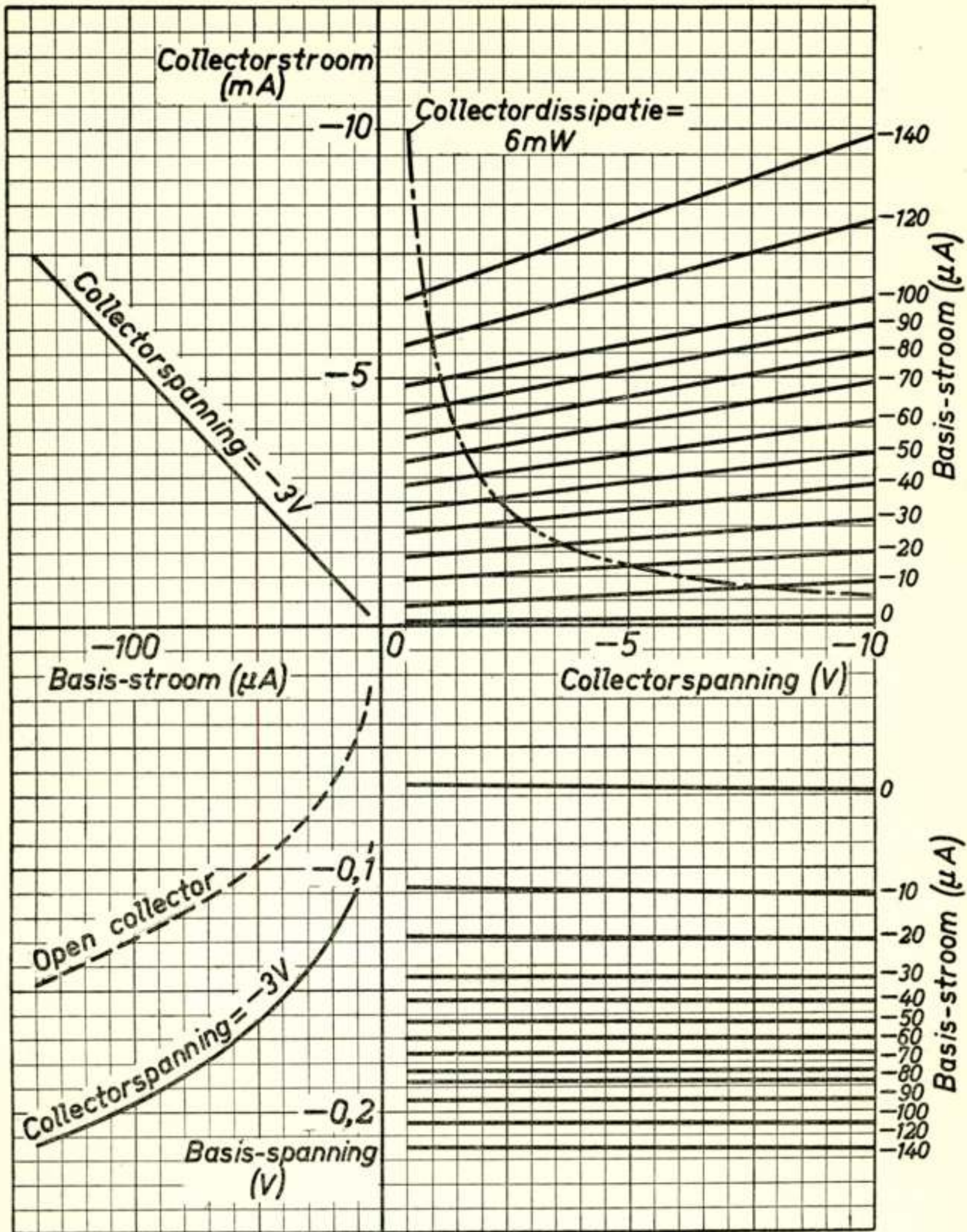


Fig. 5

4 van de 54 mogelijke statische karakteristiekenscharen.

mogelijke parameter matrices. Wanneer men deze matrices van een transistor vergelijkt met die, welke in 1929 door Strecker en Feldtkeller gegeven werden van electronenbuizen, blijkt dat reeds bij de frequentie nul bij transistoren rekening moet worden gehouden met de invloed van 4 parameters, terwijl het gedrag van electronenbuizen voor kleine vermogens bij lage fre-

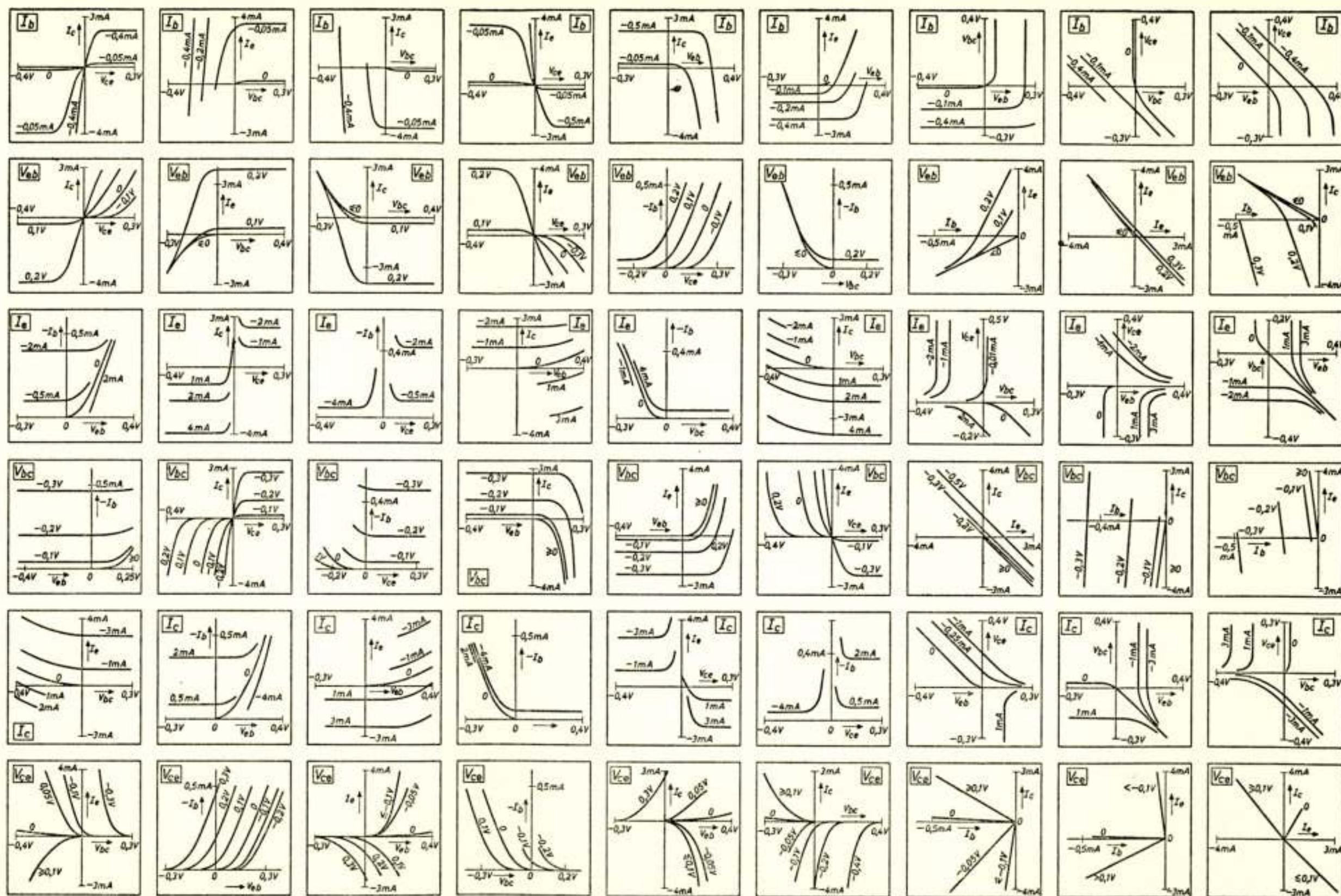


Fig. 5a

De 54 mogelijke statische karakteristiekenscharen bij lage spanningen.

quenties kan worden beschreven door 2 parameters, bijvoorbeeld de steilheid en de inwendige weerstand. (De 2 andere zijn praktisch nul of oneindig). Hierdoor wordt de mogelijke vermogensversterking van een versterkbuis niet alleen bepaald door deze parameters, maar ook door de praktisch toepasbare koppel-elementen. Bij een lagen-transistor kan men, althans bij niet al te hoge frequenties, een voor de praktijk belangrijk getal, de maximale vermogensversterking G_{max} aangeven. Dit is de verhouding tussen afgegeven en toegevoerd wisselstroomvermogen wanneer de belasting zodanig is gekozen, dat deze versterking maximaal is.

Bij lage frequenties is de vermogensversterking het grootst, wanneer men de emitter als gemeenschappelijke electrode gebruikt, de basis met de ingang verbindt en de collector met de belasting. Een van de meest gebruikelijke stelsels vierpoolparameters komt overeen met het vervangingsschema van fig. 6 en wordt hier met de letter h' aangeduid.

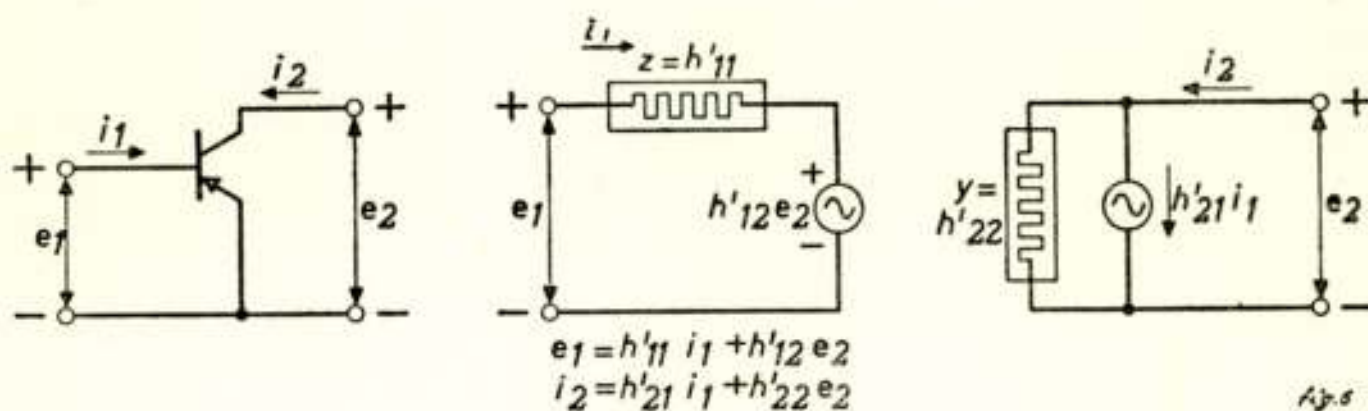


Fig. 6

Een van de 12 vervangingsschema's voor kleine signalen, die overeenkomen met een matrix-vergelijking. Dit schema heeft het voordeel, dat van een cascadeschakeling met condensator-koppeling de stroom-versterking per trap bij benadering gelijk is aan h'_{21} . Er zijn 48 vervangingsschema's met 2 generatoren mogelijk, gebaseerd op 4-pool-vergelijkingen.

Wanneer men het Philips type OC 71 meet vindt men bijvoorbeeld bij een collectorgelijkstroom van -3 mA en een tussen collector en emitter aangelegde gelijkspanning van -2 Volt:

$$h'_{11} = \text{ca } 800 \text{ ohm}$$

$$h'_{12} = \text{ca } 0,001$$

$$h'_{21} = \text{ca } 50$$

$$h'_{22} = \text{ca } 0,15 \text{ mA/V.}$$

Hieruit volgt een maximale versterking G_{max} :

$$G_{max} = \frac{h'_{21}{}^2}{\left(\sqrt{h'_{11} h'_{22}} + \sqrt{h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21}} \right)^2} = 38,3 \text{ dB.}$$

Deze versterking per trap kan in de praktijk bij gebruik van transformatoren met geringe verliezen goed benaderd worden.

De vierpool-parameters zijn vanzelfsprekend afhankelijk van de instelling van het werkpunt. Bovendien worden ze een weinig beïnvloed door de omgevingstemperatuur. De collectorgelijkspanning heeft bij een goede transistor een geringe invloed, wanneer hij minstens enkele tiende volts bedraagt en de Zener-spanning niet te dicht benadert. Alleen h'_{12} en h'_{22} zijn er enigszins van afhankelijk. De collectorgelijkstroom heeft een grote invloed op ieder van de parameters.

Fig. 7 geeft hiervan een voorbeeld. De stroomversterking h'_{21} stijgt bij zeer kleine stroom (enkele μA) snel tot een waarde, die iets meer is dan de helft van de maximale waarde. Dit

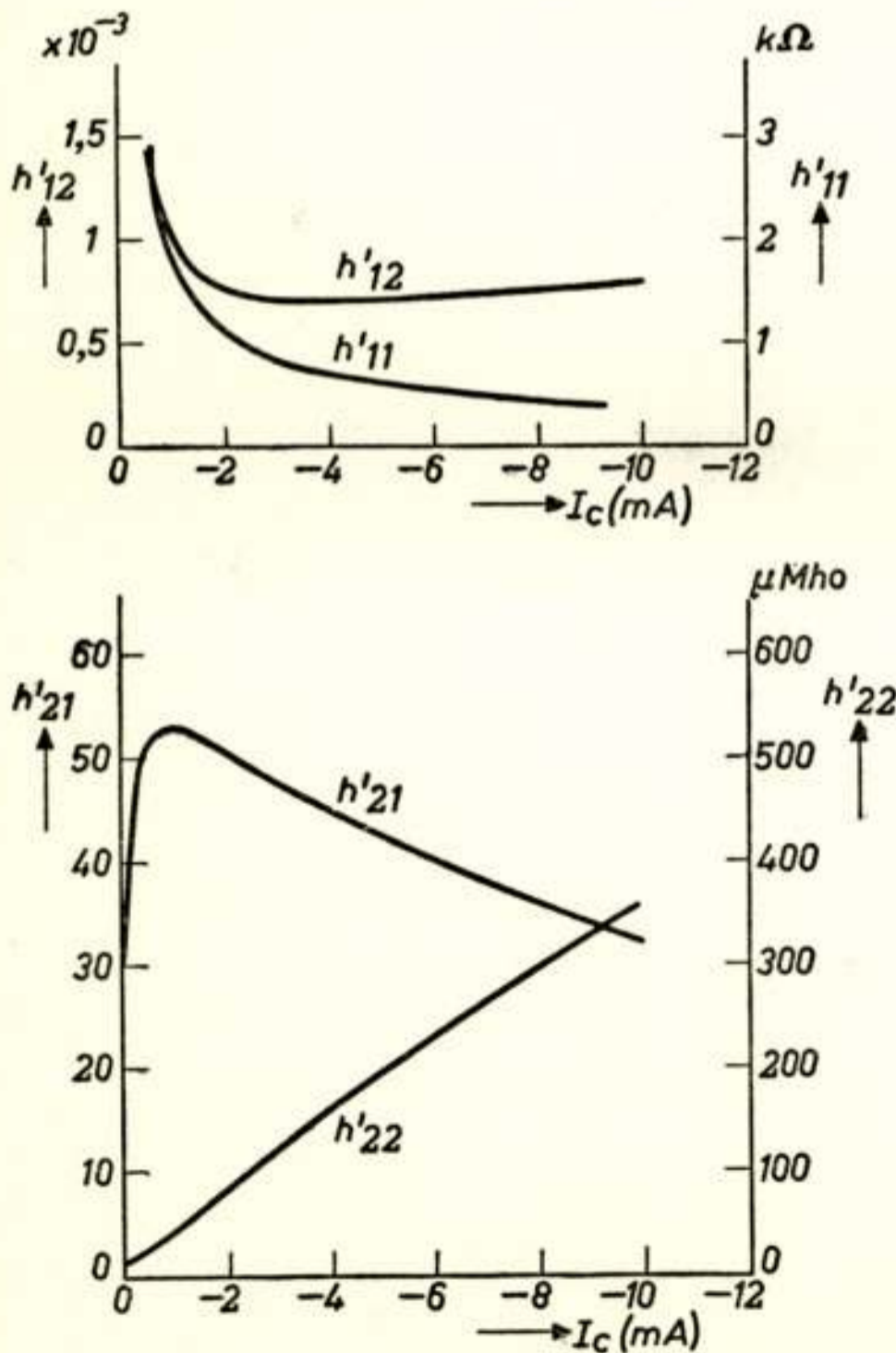


Fig. 7

De h' parameters als functie van I_c

maximum wordt bereikt bij een stroom, die bij de OC 71 ca 1 mA bedraagt en o.a. afhankelijk is van de grootte van het oppervlak van de emitter. Bij grotere stroom daalt h'_{21} langzaam. De grootte van h'_{11} is, behoudens een constant stuk, ongeveer omgekeerd evenredig met de grootte van de stroom; h'_{22} is er behoudens een constant deel, ongeveer evenredig mee.

De belangrijkste invloed, die de temperatuur op de karakteristieken heeft, is wel, dat de verzadigingsstroom I_s tussen

collector en basis, die bij germanium vrij groot is, sterk van de temperatuur afhangt. Deze verzadigingsstroom is op zichzelf slechts enkele μA bij kamertemperatuur en bestaat in een $p-n-p$ transistor uit gaten, die in de basis door de warmtebeweging ontstaan en door diffusie de collector bereiken. De hierdoor verdwijnende lading wordt aangevuld door emissie van gaten uit de emitter. Het overgrote deel van deze geëmitteerde gaten diffundeert echter naar de collector en slechts een klein deel van de geïnjecteerde lading blijft in de basis achter, doordat deze gaten met electronen gevuld worden. Hierdoor bedraagt de collectorstroom bij kamertemperatuur reeds ca $10^{-4} A$, wanneer de basisstroom nul is, en deze stroom wordt bij iedere 10 à 12° temperatuurverhoging een factor 2 groter. Ook wanneer men de aangelegde spanningen constant houdt, stijgen de stromen ongeveer een factor 2 voor iedere 10° temperatuurverhoging. Van de vierpool-parameters worden vooral h'_{21} en h'_{22} door de temperatuur beïnvloed. Beide worden groter bij hogere temperatuur.

In het algemeen kan men zeggen, dat er een bevredigende fysische verklaring te vinden is voor het merendeel van de genoemde elektrische eigenschappen van transistoren bij lage frequenties. Het oorspronkelijke werk van Shockley en zijn medewerkers is later o.a. door Early (7) zodanig uitgebreid, dat de afhankelijkheid van de vierpool-parameters van de constructie, van de keuze van het werkpunt en van de temperatuur vrij goed voorspeld en begrepen wordt.

§ 4. *De eigenschappen bij hogere frequenties.*

Lagen-transistoren zijn traag in vergelijking met electronenbuizen, doordat het ladingstransport tussen emitter en collector door diffusie plaats vindt. De concentratie van de getransporteerde ladingsdragers is ook veel groter dan in electronenbuizen. Het ladingstransport wordt daarentegen niet zoals bij electronenbuizen belemmerd door het optreden van ruimteladingen. Deze worden gecompenseerd door ladingsdragers van het tegengestelde teken. Bij een plotselinge vergroting van de emitter-collectorstroom is voor deze compensatie de toevoer van een vrij grote hoeveelheid lading naar de basis nodig, terwijl de benodigde verandering van het potentiaal-verschil tussen basis en emitter slechts ca $18 mV$ bedraagt voor een stroomverandering van een factor 2. Hierdoor is de schijnbare capaciteit tussen basis

en emissor groot. Bij transistoren voor vermogens in de orde van 1 watt kan deze capaciteit $10^{-5} - 10^{-6} F$ bedragen, bij transistoren voor kleine vermogens en hoge frequenties is de capaciteit in de orde van $10^{-9} F$. Deze capaciteit moet worden opgeladen via de toevoerleiding van de basis. De weerstand hiervan wordt voornamelijk gevormd door het materiaal van de basis en is bij transistoren voor hoge frequenties van de orde van 100 ohm. De hieruit resulterende RC tijd is één van de grenzen voor het gebruik van transistoren bij hoge frequenties. Een tweede grens is het feit, dat diffusie van ladingsdragers, evenals warmtegeleiding, gepaard gaat met een uitsmeren van snelle kortdurende variaties. De differentiaalvergelijkingen, die deze diffusie en de ermee gepaard gaande recombinatie beschrijven zijn dezelfde, als die van een kabel zonder zelfinductie. Aardt men de basis en stuurt men een wisselstroom i_e van emissor naar basis, dan is de resulterende stroom $-i_c$, die bij een lage belastingsweerstand van basis naar collector vloeit bij lage frequenties slechts een of meer procenten kleiner dan i_e . De grootte van het quotient $a = \frac{-i_c}{i_e}$ is voor niet te hoge frequenties nagenoeg volgens de vergelijking

$$a = \frac{a_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

afhankelijk van de frequentie ω . De frequentie ω_c noemt men de grensfrequentie van a . Ook voor de grootte van de stroomversterking h'_{21} kan men een dergelijke grensfrequentie ω'_c aangeven en deze is ongeveer een factor h'_{210} lager dan ω_c . (h'_{210} is de grootte van h'_{21} voor de frequentie nul). Bij transistoren voor l.f. gebruik ligt $\omega'_c/2\pi$ in de buurt van de 10 kc/sec en $\omega_c/2\pi$ een factor h'_{210} hoger. Transistoren voor h.f. gebruik kunnen thans in het laboratorium gemaakt worden met een frequentie $\omega_c/2\pi$ van de orde van 10 Mc/sec.

Gebruikers van electronenbuizen bij hogere frequenties achten het meestal voldoende de grootte van de vierpool-parameters als functie van de frequentie te kennen, ofwel in grafische vorm, ofwel uitgedrukt in benaderende formules. Bij de toepassers van transistoren daarentegen vindt men de neiging voor de transistor een vervangingsschema te vinden, waarin uitsluitend de 5 mogelijke passieve netwerkelementen plus een of twee spannings- of stroombronnen voorkomen. Op het I.R.E.-A.I.E.E.

congres over transistor-applicatie dat in Februari j.l. in Philadelphia werd gehouden, werden minstens 7 verschillende vervangingsschema's voorgesteld, die aan deze eis voldeden; gedeeltelijk konden ze door een transformatie van elkander worden afgeleid.

De bedoeling van deze vervangingsschema's is tweedelig: men hoopt erdoor een antwoord te krijgen op de vraag, welke van de fysische eigenschappen van de transistor het belangrijkste zijn voor de toepassing bij hogere frequenties en men hoopt regels te vinden voor het gebruik van de transistoren betreffende bandbreedte/versterking, neutrodynisering, aanpassing. In het ideale geval, dat de concentraties van de ladingsdragers slechts van één coördinaat afhankelijk zijn, kan men zulk een vervangingsschema afleiden uit de differentiaalvergelijkingen, die de samenhang tussen het diffusieproces, de ionisatie en recombinitie, de stroomdichtheid en het potentiaalveld beschrijven. Early heeft hiertoe een eerste poging gedaan. Zijn vervangingsschema geeft fig. 8.

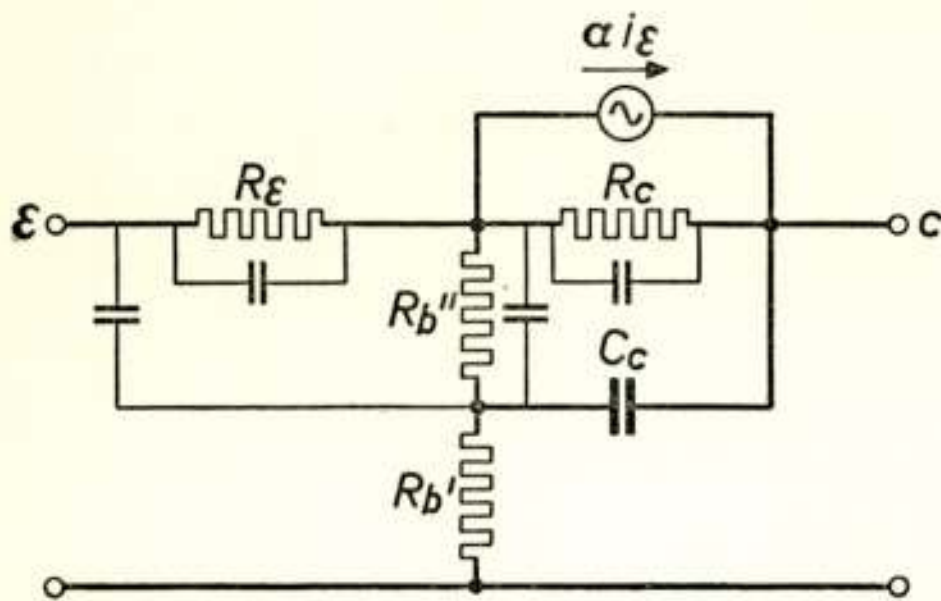


Fig. 8

Het vervangingsschema van Early voor hoge frequenties. De door andere onderzoekers voorgestelde schema's zijn bijna alle ingewikkelder.

De afleiding wordt vrij gecompliceerd, wanneer men ook rekening houdt met de randverschijnselen. Het onderzoek naar de eigenschappen van transistoren bij hoge frequenties schijnt nog in het beginstadium te zijn.

Fig. 9 geeft aan hoe de gemeten versterking G_m van een transistor als functie van de frequentie verloopt in 2 gevallen: bij gearde basis en bij gearde emitter. Ofschoon de grensfrequentie van α ca 5 Mc/sec was, bleek de versterking reeds veel eerder tot een lage waarde te dalen. Dit is een gevolg van het feit, dat de inwendige basis-serieweerstand van deze transistor ca 50 ohm bedroeg.

Van het verloop van de vierpool-parameters als functie van de frequentie kan het volgende gezegd worden.

De parameter $h'_{11} = \left(\frac{e_1}{i_1} \right)_{e_2}$

bij geaarde emissor heeft ongeveer de vorm:

$$h'_{11} = r_1 + \frac{h'_{110} - r_1}{1 + j \frac{\omega}{\omega'_c}}$$

Hierin is r_1 de basisserie-weerstand en h'_{110} de waarde van h'_{11} voor de frequentie 0. De frequentie ω'_c is de grensfrequentie

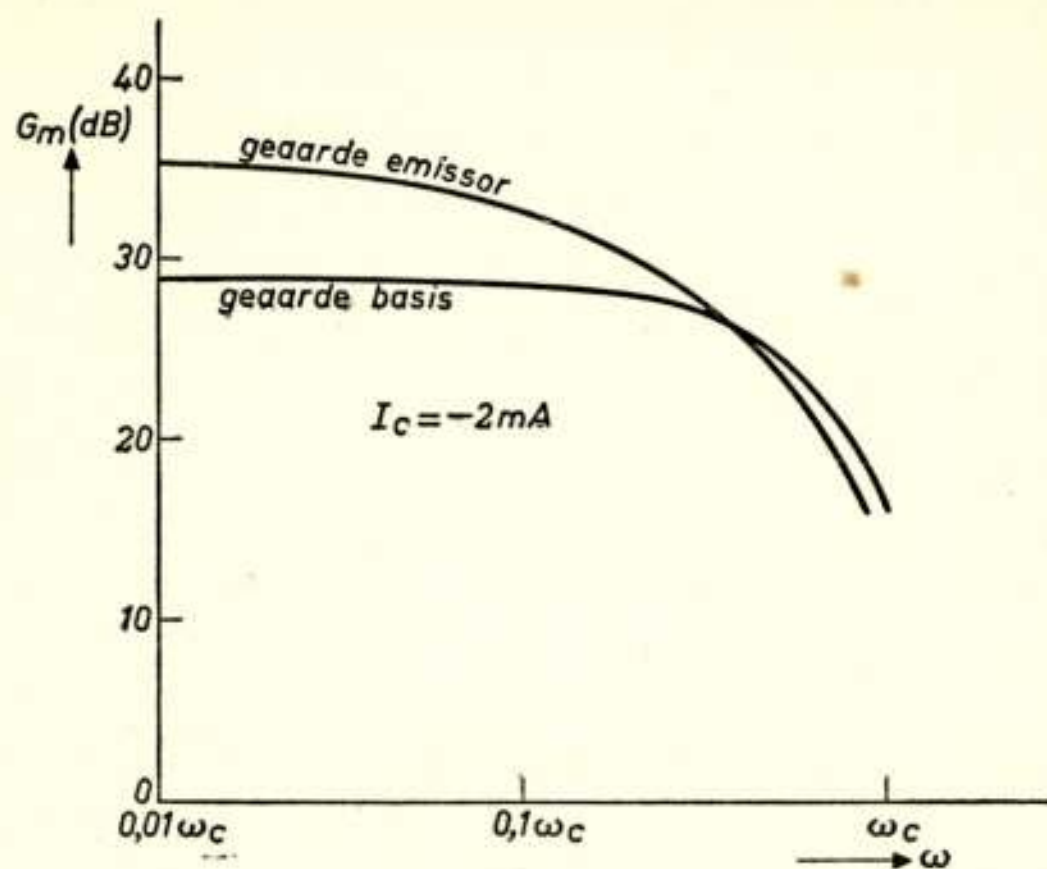


Fig. 9

Het verloop van de versterking G_{max} als functie van de frequentie bij geaarde basis en bij geaarde emissor.

van h'_{21} . De frequentie-afhankelijkheid van h'_{21} kan bij benadering worden voorgesteld door:

$$h'_{21} = \frac{h'_{210}}{1 + j \frac{\omega}{\omega'_c}}$$

Zowel h'_{12} als h'_{22} zijn van de frequentie afhankelijk dan h'_{11} en h'_{21} . Bij lage frequenties heeft h'_{22} het karakter van een capaciteit van enige honderdtallen picofarads geshunt door een hoge weerstand. Bij hoge frequenties wordt deze capaciteit in het algemeen kleiner en vertoont hij een grote verlieshoek, terwijl de waarde ervan van de stroomsterkte afhankelijk is.

Tenslotte zij nog iets gezegd over de ruis/signaal verhouding bij hoge frequenties. Zoals Bargellini (8) mededeelde kan men het ruisgetal van een transistorversterker als functie van

de frequentie ongeveer weergeven door fig. 10. Er is een gebied waarin het laag, b.v. 5 dB, is. Het oplopen ervan bij lage fre-

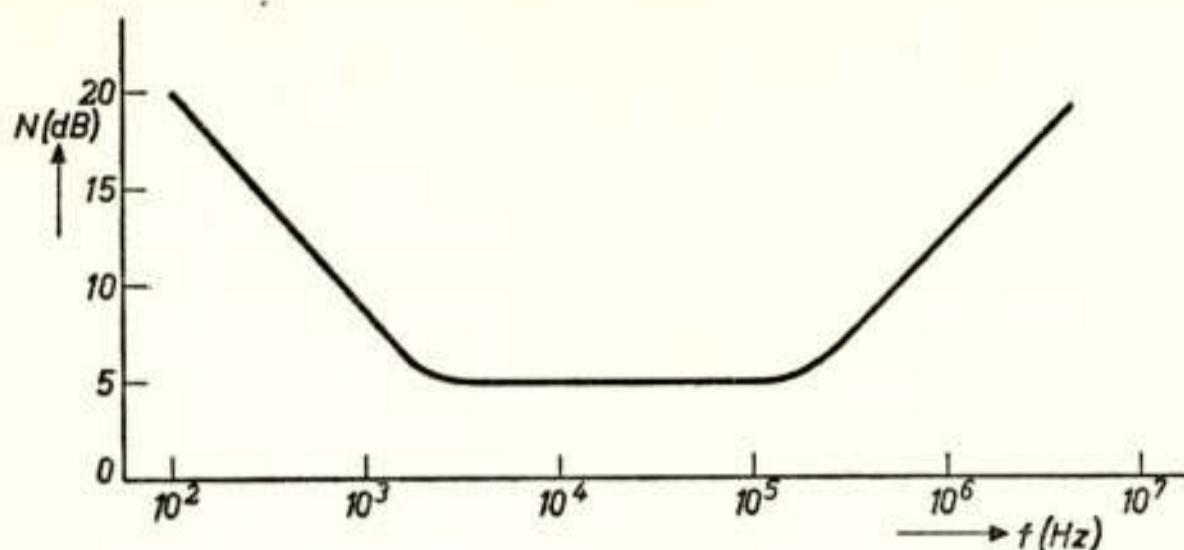


Fig. 10

Een voorbeeld van de afhankelijkheid van de ruisfactor van de frequentie.

quenties is een reeds lang bekend verschijnsel. Bij hoge frequenties wordt het ruisgetal hoger, doordat de versterking vermindert, terwijl het afgegeven ruisvermogen constant blijft.

§ 5. *Eenvoudige schakelprincipes als l.f. versterker.*

Bij het ontwerpen van schakelschema's voor l.f. versterkers vindt men als belangrijkste verschillen tussen het gebruik van transistoren en buizen:

- a) bij transistoren zijn deingangsimpedanties laag in vergelijking met de uitgangsimpedanties;
- b) deze impedanties zijn sterk afhankelijk van de stroomsterkte;
- c) vooral de gelijkstroom-instelling van de transistor is afhankelijk van de temperatuur van de omgeving;
- d) het vervangingsschema van de transistor is ingewikkelder.

Men vindt talrijke gegevens over het gebruik van transistoren

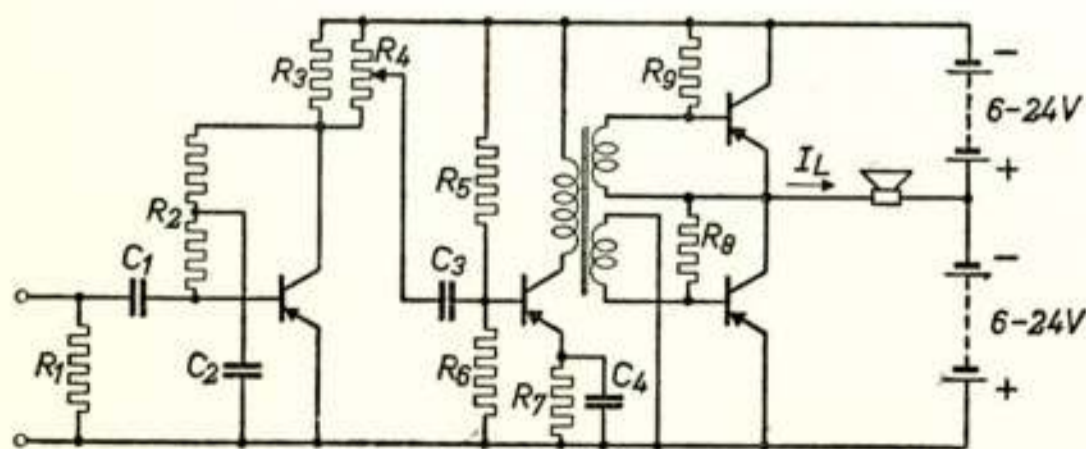


Fig. 11

Een l.f. versterker met 4 transistoren.

in versterkers in het reeds genoemde boek van Shea. Bij lage frequenties gebruikt men gewoonlijk een geaarde-emissor-schakeling, met de basis als ingangselectrode, omdat hierbij de versterking het grootst is.

Fig. 11 geeft een l.f. versterker, waarin 4 transistoren zijn toegepast. De uitgangstrap is klasse B maar de uitgangstransformator ontbreekt (single-ended push-pull). De positieve helft van een periode van i_L wordt geleverd door de onderste transistor, de bovenste is dan afgeknepen; deze laatste komt in werking bij het leveren van de negatieve helft van een periode. Het rendement van zulk een uitgangstrap kan bijzonder groot zijn: bij een sinusvormig signaal kan meer dan 70% van de toegevoerde gelijkstroom-energie worden omgezet in weinig vervormde wisselstroom-energie, terwijl bovendien niets verloren gaat in een uitgangstransformator. De weerstanden R_9 en R_8 vormen met de transformatorwikkelingen potentiometers voor het instellen van de voorspanning van de basis ($-0,2$ à $0,3$ Volt). De transformator T_1 zal meestal naar beneden transformerend zijn, daar de stuurspanning kleiner is dan de uitgangswisselspanning van de stuurtransistor. De stroom hiervan is ingesteld, doordat de basisspanning een voorspanning heeft, gevormd door de potentiometer $R_5 - R_6$. De capaciteit C_4 moet zeer groot zijn, daar de impedanties veel lager zijn dan bij buizen. Voor een goede regeling van de geluidsterkte maakt men R_4 groter dan R_3 . Laat men R_3 weg dan heeft een veranderen van de aftakking van R_4 over een groot gebied bijna geen invloed, daar deingangsimpedantie van de erop volgende transistor klein is en dus alle wisselstroom via C_3 in de tweede transistor blijft vloeien, zolang het parallelstaande deel van R_4 groot is in vergelijking met dezeingangsimpedantie. Met behulp van de weerstand R_2 wordt de stroom van de eerste transistor ingesteld. De gelijkstroom wordt erdoor tegengekoppeld, zodat temperatuurvariaties slechts een geringe invloed hebben op de gelijkstroom door de transistor en de collectorspanning niet zal dalen tot de basisspanning. Om te voorkomen, dat wisselstroom ook wordt tegengekoppeld is aan een aftakking van R_2 een capaciteit C_2 naar aarde verbonden. Om de ruis laag te houden is de collectorspanning van deze transistor laag genomen. Deingangsimpedantie van de versterker is van de orde van 1 k ohm. De ruis/signaal verhouding ervan is afhankelijk van de stroomsterkte en de collectorspanning van de eerste trap en van de bronimpedantie. Het ruisspectrum is zodanig, dat laagfrequent ieder octaaf ongeveer evenveel ruisvermogen bevat: het ruisvermogen per Hertz bandbreedte is omgekeerd evenredig met de frequentie. Bij 1000 Hertz en bij de optimale aanpassing is het ruisgetal van een versterker met een goede ingangstransis-

tor ongeveer 10 dB , bij 100 Hz ca 20 dB en boven 10.000 Hz enkele dB .

In verschillende opzichten is het ontwerpen van transistor-schakelingen bij lage frequenties ingewikkelder dan het construeren van buisschakelingen. Om rekening te houden met de terugwerking kan men met vrucht gebruik maken van matrix-rekening zolang de signalen zo klein zijn, dat geen niet-lineaire effecten optreden. Deze niet-lineaire effecten kan men niet altijd opheffen door een simpele spannings- of stroom-tegenkoppeling, tenzij de signaalbron een nagenoeg zuivere spannings- of stroom-bron is. Dit wordt veroorzaakt door het feit, dat de ingangsimpedantie van een transistor al een niet lineaire weerstand is. Daar tegenover staat dat een klasse- B -schakeling bij gebruik van transistoren een zeer hoog rendement heeft en veel meer het ideaal benadert dan bij buizen.

§ 6. Een omroepontvanger met transistoren.

Hoe belangrijk het ontwerp van draagbare omroepontvangers met transistoren is, moge blijken uit het feit dat een draagbare buizen ontvanger van goede kwaliteit $0,7$ à 1 watt dissipeert; de batterijkosten hiervan zijn enige dubbeltjes per uur. Een transistor-ontvanger met dezelfde eigenschappen behoeft slechts enkele tientallen mW te verbruiken, wanneer de volume-regeling op „zacht” staat en 100 à 150 mW , wanneer hij een behoorlijk geluid produceert. De kosten per watt-uur zijn ook geringer, omdat laagspanningsbatterijen gebruikt kunnen worden, zodat de energie voor zulk een ontvanger slechts ongeveer evenveel behoeft te kosten als de net-energie van een wisselstroom-ontvanger. Bovendien is hij veel lichter.

Hierbij doet zich het paradoxale feit voor, dat een ontvanger met een uitgangsvermogen van b.v. 250 mW maximaal $150\text{-}200\text{ mW}$ verbruikt, omdat zowel bij spraak als bij muziek de dynamiek zo groot is, dat het gemiddelde uitgangsvermogen enige tientallen mW is, wanneer men in de pieken 250 mW laat afgeven.

De hier beschreven ontvanger mag geenszins beschouwd worden als een prototype voor de toekomstige transistor-omroepontvanger. Het aantal transistoren is groter dan noodzakelijk, de schakelingen zijn hier en daar nog „klassiek” en verschillende onderdelen zouden bij een beter uitgewerkt ontwerp waarschijnlijk gemist kunnen worden.

Fig. 12 geeft een foto van de achterzijde van een dergelijke

ontvanger voor het middengolfgebied, fig. 13 het schakelschema. De ontvanger bevat een mengtrap, 3 m.f. versterkers, een diode-detector, 4 l.f. versterkers en een klasse *B* eindtrap. Bovendien bevat de ontvanger nog een transistor voor compensatie van de invloed van de temperatuur op de eerste l.f. transistor en een transistor voor de locale oscillator. De 4 eerstgenoemde en de laatstgenoemde zijn van een type dat nog niet in fabricage is, en waarvan de grensfrequentie van α 5 à 10 MHz bedraagt. De eigenschappen van dit type komen ongeveer overeen met die beschreven door Mueller en Pankove (9). Voor

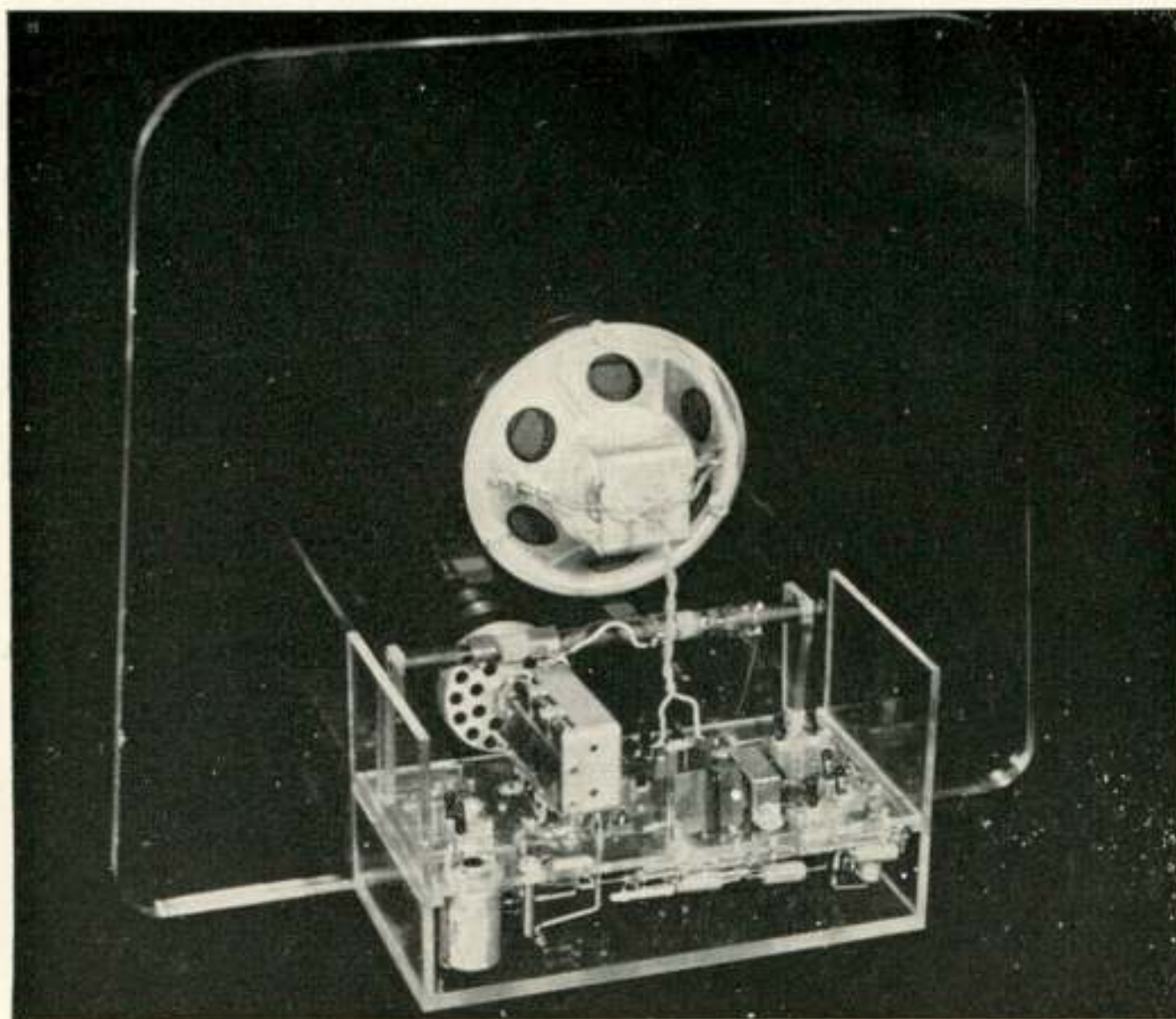


Fig. 12.

de eindtrap werden transistoren gebruikt, die ieder een dissipatie van ca 0,7 W kunnen verdragen en tezamen in klasse *B* ca 2 W l.f. vermogen kunnen afgeven. Ze zijn voorzien van grote koelvinnen.

Voor het l.f. en het m.f. gedeelte werden spoelen gebruikt met een Q hoger dan gebruikelijk bij buizen: de praktische versterking van een radiobuis wordt in het omroepgebied niet bepaald door zijn theoretisch mogelijke vermogensversterking, maar door de steilheid, de capaciteiten en hun spreiding. Bij versterking van smalle banden door transistoren kan de versterking worden berekend door de vermogensversterking G_m , die de transistor

bij de gegeven frequentie maximaal kan geven met een tussenschakelverliesfactor P te vermenigvuldigen. De aanpassing is optimaal, wanneer bij de gegeven selectiviteit P zo groot mogelijk is. Men verkrijgt de optimale aanpassing, wanneer de energie uitsluitend via de resonantie-kring wordt overgedragen en de voorafgaande en de navolgende transistor een gelijke demping op de kring uitoefenen. Door deze dempingen wordt de oorspronkelijke Q_0 van de kring verlaagd tot Q_1 . Wanneer men de terugwerking van de transistoren buiten beschouwing laat, geldt:

$$\frac{Q_1}{Q_0} = 1 - \sqrt{P}$$

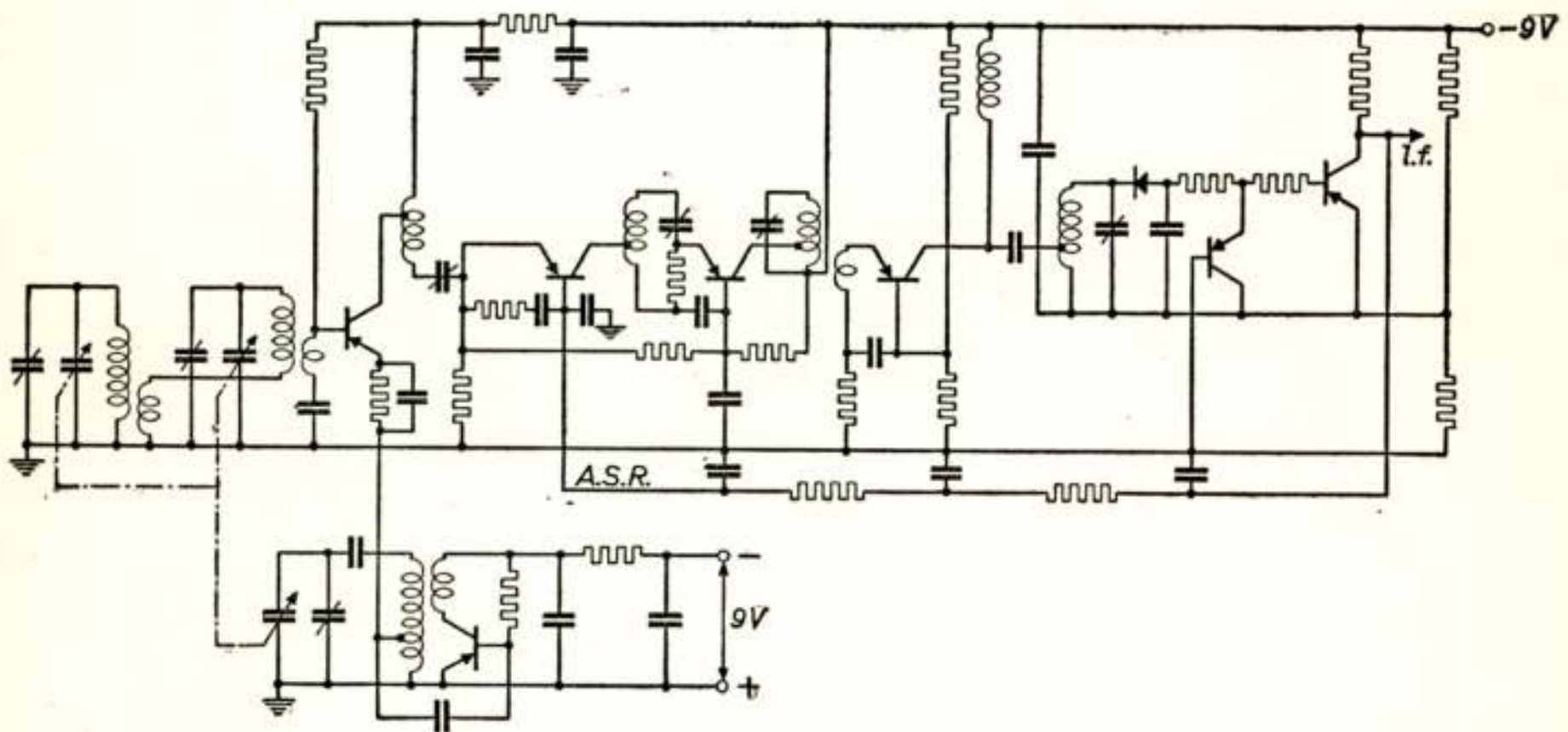


Fig. 13

Schakelschema van de omroepontvanger.

Maakt men de Q_0 van de kringen dus dubbel zo hoog als uiteindelijk nodig is, dan ontstaat een tussenschakelverlies van 6 dB per trap. Soortgelijke formules gelden voor de tussenschakelverliezen van kringen in golfpijpen.

Men heeft de keuze tussen een geaarde emitter-schakeling en een geaarde basis-schakeling. Het is nog niet geheel zeker, welke schakeling bij hoge frequenties de voorkeur verdient. De versterking is bij de eerstgenoemde schakeling het grootst, maar de terugwerking eveneens. Bovendien is bij geaarde basis de verstemming bij regelen kleiner dan bij de eerstgenoemde schakeling. Hierom werd voor de mengtrap basisingang gebruikt en voor de m.f. trappen emitter-ingang.

De regeling van de versterking kan men op 2 manieren opvatten: men kan aan de transistor een exponentiële karakteristiek $I_c = f(V_{eb})$ toekennen of men kan zeggen, dat deingangsimpedantie ongeveer omgekeerd evenredig aan deze gelijkstroom is terwijl de stroomversterking nagenoeg onafhankelijk ervan is. De eerste beschouwingwijze verschaft de mogelijkheid iets te berekenen over modulatievorming, kruis-modulatie enz., de tweede zegt iets over de lineaire effecten: de versterking, maar ook de bandbreedte-verandering, die bij transistoren, in tegenstelling tot buizen, gekoppeld is aan iedere versterkingsregeling en de verstemming.

Met behulp van de eerste beschouwingwijze kunnen wij de niet-lineaire effecten van transistoren vergelijken met die van buizen. De $I_c - V_i$ kromme van een transistor verloopt in het ideale geval volgens de vergelijking:

$$I_c = I_t \exp(V_i/V_t)$$

Hierin is V_t een spanning van 1/40 volt.

Bij een buis verloopt deze kromme bij benadering volgens:

$$I_a = I_b \exp(V_i/V_b)$$

V_b is bij staartbuizen een spanning van enkele volts. Het aan buis plus voorafgaande kring toegevoerde vermogen bedraagt

$$E_b = \frac{v_b^2}{R_p},$$

waarin R_p de parallel-weerstand van de kring is en v_b de effectieveingangsspanning. Aan de transistor + kring daarentegen wordt ongeveer toegevoerd:

$$E_t = \frac{2 v_t^2}{R_i}$$

waarin R_i de ingangsweerstand van de transistor is en v_t de effectieveingangsspanning. Men zal nu gelijke niet-lineaire effecten hebben, wanneer

$$\frac{v_t}{V_t} = \frac{v_b}{V_b}$$

Buis en transistor vertonen dus bij hetzelfde ingangsvermogen dezelfde niet-lineariteit, wanneer:

$$1 = \frac{E_t}{E_b} = \frac{2 V_t^2 \cdot R_p}{V_b^2 \cdot R_i},$$

zodat

$$V_b = V_t \sqrt{\frac{2 R_p}{R_i}} = 1/40 \sqrt{\frac{2 R_p}{R_i}}$$

Wanneer we dus aannemen $R_p = 10^5$ ohm en $R_i = 20$ ohm wordt $V_b = 2,5$ Volt, d.w.z. de transistor lijkt op een buis, waarbij de steilheid en de stroom een factor 10 dalen bij een spanningsverandering van het stuurrooster van $(2,5 \ln 10)$ volt ofwel ca 6 volt. Dit is beter dan de *DF 22* of *DF 91*, maar minder goed dan de *EBF 80*.

De lineaire beschouwingwijze kan worden toegepast op de versterkingsregeling en de daaraan gepaard gaande bandbreedteverandering. Laten we de schakelingen van fig. 14 beschouwen. De getransformeerde uitgang van een transistor wordt voorgesteld door een spanningsbron u in serie met een genormeerde weerstand 1. Het imaginaire deel van de impedantie wordt geacht een deel van de kring te zijn. De parallel geleiding hiervan is g_K , de serieweerstand z_K . De getransformeerde ingangsweerstand van de navolgende transistor is $z_i = 1/g_i$. Men zorgt ervoor, dat bij de maximum versterking de aanpassing optimaal is. Men kan aantonen, dat de optimum waarde van z_i zodanig is dat voor fig. 14a en fig. 14b $z_i^0 = 1$ en $g_i = 1$. Daar de stroomversterking van de transistor nagenoeg constant blijft bij verandering van g_i kan voor deze beide gevallen het verloop van de versterking en van de bandbreedte berekend worden bij verandering van g_i en z_i . Bij het regelen van de versterking wordt g_i verkleind, z_i dus vergroot. Hierbij verandert de Q van de kring van de waarde Q_1 bij maximale versterking naar een waarde van Q_2 bij minimale versterking. Tegelijk wordt de stroom door g_i kleiner. Nu blijkt dat de bandbreedte in het geval van fig. 14a een factor Q_1/Q_2 kleiner kan worden, waarbij geldt:

$$1 > \frac{Q_1}{Q_2} > 1 - \frac{\sqrt{P_1}}{2}$$

(P_1 is de verliesfactor bij maximale versterking). In het algemeen is dit ongewenst. Men wil bij vermindering van de versterking eerder een kleine verbreding van de band. Met de principeschakeling van fig. 14b en de eraan equivalente fig. 14d, is de verbreding omgekeerd evenredig met de versterking. Dit is veel te veel. De oplossing geeft fig. 14c en de eraan equivalente fig. 14e. De bandverbreding wordt hier binnen redelijke grenzen gehouden, doordat de vaste weerstand z_v tussen de minimale en

de maximale waarde van z_i in ligt. Bij de maximale versterking wordt $z_i = 1$ aangenomen. Bij het regelen van de versterking wordt z_i b.v. enkele tientallen malen groter. De bandbreedte kan daarbij niet groter worden dan een factor

$$\frac{Q_1}{Q_2} < 1 + \frac{z_v \sqrt{P_1}}{2}$$

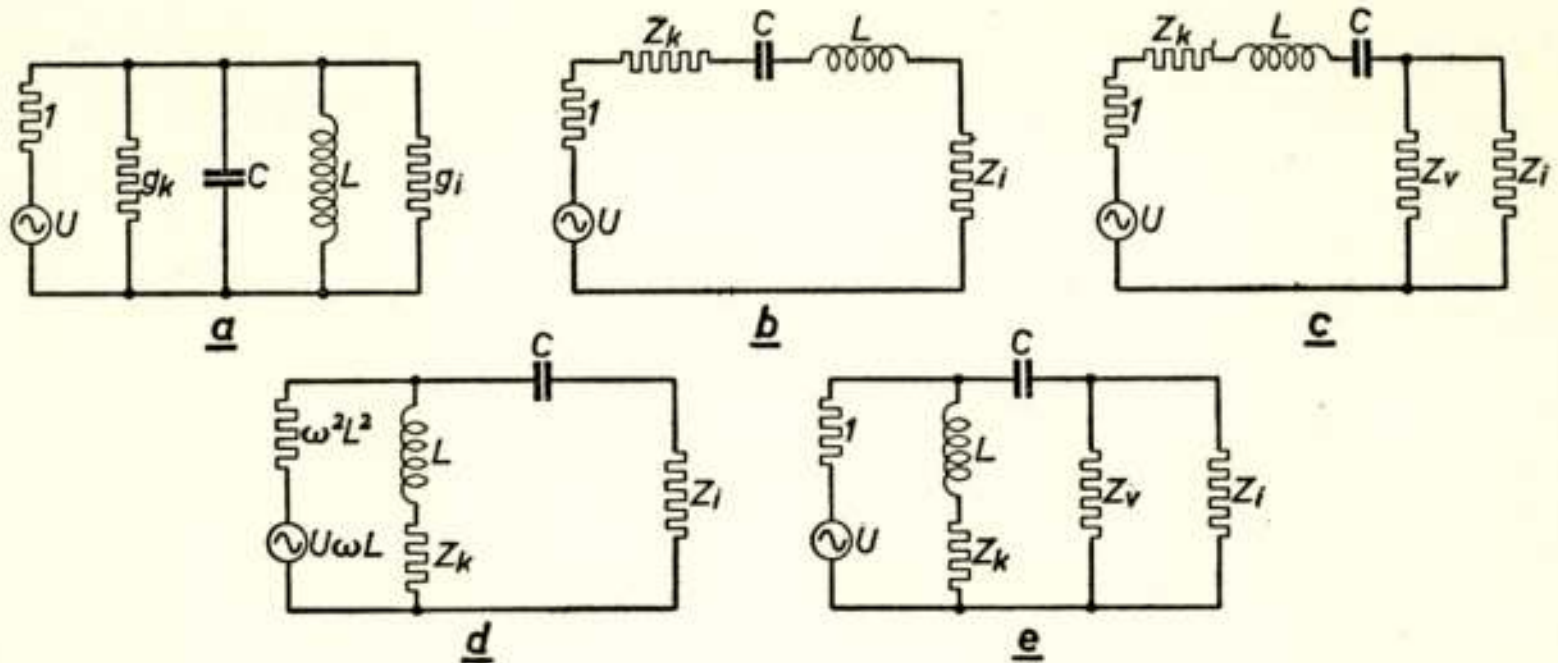


Fig. 14

Principe-schema's van de koppelkring tussen 2 transistoren. De schakelingen *c* en *e* geven een kleine verbreding van de doorgelaten band bij vermindering van de versterking.

terwijl voor P_1 nu geldt dat:

$$\sqrt{P_1} = \frac{2 z_v}{2 z_v + 1} \left(1 - \frac{Q_1}{Q_0} \right)$$

Kiest men dus een kringkwaliteit, die dubbel zo goed is als met buizen vereist zou zijn voor dezelfde selectiviteit $\left(\frac{Q_1}{Q_0} = \frac{1}{2} \right)$ en wil men de bandbreedte van de kring maximaal een factor 2 vergroten bij regelen $\left(\frac{Q_1}{Q_0} = 2 \right)$ dan volgen hieruit twee vergelijkingen:

$$\sqrt{P_1} = \frac{z_v}{2 z_v + 1} \quad \text{en} \quad z_v \sqrt{P_1} = 2$$

zodat men blijkbaar $z_v = 4,5$ moet nemen, terwijl de verliesfactor P_1 ca -7 dB bedraagt. z_v geeft een extra verlies van ca 1 dB .

Metingen aan de ontvanger bevestigen deze berekeningen. Er waren echter, speciaal bij de maximale versterking, afwijkingen, die geweten moeten worden aan het niet in rekening brengen van de terugwerking.

Voor de conversie is slechts een zeer kleine locale oscillator-spanning nodig. Een spanning van de orde van 100 mV eff is voldoende. Tengevolge van het exponentiële karakter van de stroom-spannings-karakteristiek aan de ingangszijde is de conversie-versterking bijzonder groot. (10)

Voor de detectie is een diode gekozen. De detector is hoog-ohmig. Dit heeft het voordeel, dat reeds bij zeer kleine signaalsterkte gedetecteerd wordt en bij grote modulatie-diepte weinig vervorming optreedt. Het is ook mogelijk als detector de ingang van een transistor te nemen, maar hierbij ontstaat vrij veel vervorming. De l.f. versterker bevat meer trappen dan strikt noodzakelijk is. Dit is te wijten aan het feit, dat de eindtrap tegengekoppeld is, dat weerstandskoppeling i.p.v. transformator-koppeling is toegepast en dat het rendement van de gekozen detector-schakeling laag is.

De automatische sterkteregeling werkt als volgt: van het gedetecteerde signaal wordt niet alleen de wisselstroom-component, maar ook de gelijkstroom versterkt door de eerste l.f. transistor. De collector-gelijkstroom wordt gedeeltelijk toegevoerd aan de basis van de eerste m.f. transistor. De collector-gelijkstroom hiervan is tevens de emitter-gelijkstroom van de volgende trap, zodat de beide trappen tezamen geregeld worden. De wisselstroom wordt ertussen getransformeerd.

Een moeilijkheid bij de automatische sterkteregeling was de invloed van de temperatuur op de lekstroom tussen collector en basis van de eerste l.f. transistor. Deze is ongeveer even groot als de gedetecteerde gelijkstroom. De lekstroom kon worden gecompenseerd door een lekstroom van een afzonderlijke transistor, die op dezelfde wijze temperatuur afhankelijk was.

Fig. 15 geeft een later ontwikkelde detectie-schakeling, waar-

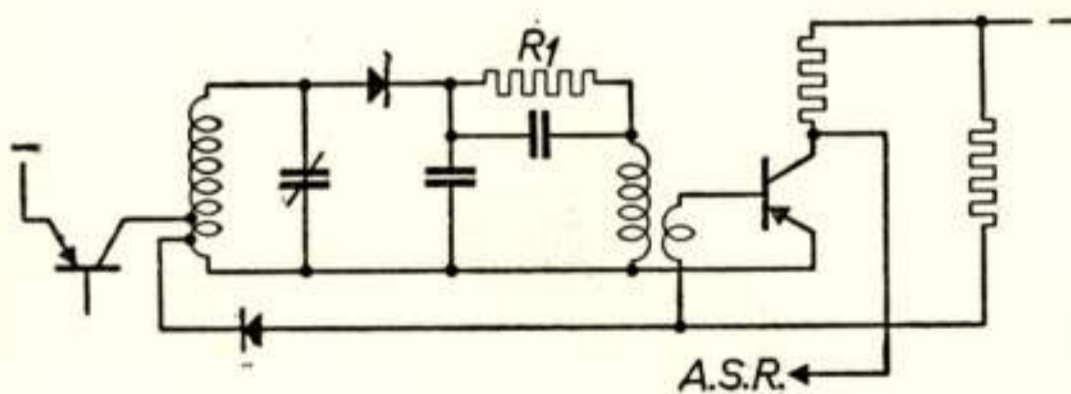


Fig 15

Een schakeling voor detectie en voor automatische sterkte regeling met hoog rendement en geringe temperatuur-gevoeligheid.

van het rendement ongeveer een factor 100 beter is, terwijl bovendien de temperatuurgevoeligheid veel geringer is. Hierdoor kunnen twee transistoren, een versterker en een voor compensatie van de temperatuureffecten gemist worden. De weerstand R_1 neemt de gelijkspanningscomponent op van het gedetecteerde signaal en is overbrugd door een grote capaciteit. De transformator neemt de wisselspanning op en is overbrugd door een capaciteit voor het doorlaten van de middelfrequentie. De l.f. transistor moet een grote stroom kunnen verwerken bij grote signalen. Er is hierom een aparte diode voor de automatische volumeregeling aangebracht, die veel meer gelijkstroom levert dan de detectiediode. Deze gelijkstroom is zoveel groter dan de temperatuurgevoelige lekstroom, dat temperatuurcompensatie niet meer nodig is. De gevoeligheid van de ontvanger kan als volgt worden berekend. Voor de detector is ca 10^{-7} watt nodig. Ieder van de 4 voorafgaande transistoren versterkt ca 20 dB , maar het tussenschakelverlies is $3 \times 6\text{ dB}$, terwijl er ook nog eens ca 6 dB verloren gaat in het bandfilter aan de ingang. Aan dit bandfilter moest dan ook ca $3 \cdot 10^{-13}\text{ W}$ worden toegevoerd bij 1 MHz om een behoorlijke detectie te verkrijgen. De l.f. versterker is zo ruim, dat de gevoeligheid voornamelijk bepaald wordt door de detector. Het uitgangsvermogen bedraagt ca 1 Watt .

In de ontvanger is veel gebruik gemaakt van ferrieten: Voor de antenne Ferroxcube *IV B*, voor de m.f. spoelen *III B 3*.

§ 7. *Het gebruik van de niet-lineaire eigenschappen.*

Lagen-transistoren zijn zeer goed bruikbaar voor het construeren van mono-stabiele en bi-stabiele trekker-schakelingen. De schakelingen kan men in sommige gevallen als afgeleid van buisschakelingen denken, er zijn echter ook specifieke transistorschakelingen bedacht. Een voordeel van het gebruik van transistoren is de kleine stuurspanningsvariatie, die nodig is om in en uit te schakelen. De beschikbare variatie van de collectorspanning is meer dan honderd maal de spreiding in de stuurspanning bij een gegeven stroom. Een gevolg hiervan is, dat in bepaalde schakelingen transistoren met zeer uiteenlopende eigenschappen kunnen worden geplaatst zonder dat de werking sterk beïnvloed wordt. Moeilijkheden bij het gebruik van transistoren zijn de inschakelverschijnselen en de wederzijdse beïnvloeding van de elektroden.

Voor het inschakelen van een stroom I tussen emissor en

collector moet (mits de collectorspanning niet daalt tot de kniewaarde) een lading Q_l toegevoerd worden aan de basis, waarvan de grootte ongeveer wordt gegeven door:

$$Q_l = \frac{I}{\omega_c}$$

Neemt men, zoals bij een OC 71, aan dat $\omega_c = 4 \cdot 10^6$ /sec dan is voor het inschakelen van 4 mA een lading van 10^{-9} Coulomb nodig. Bij een buis is deze lading van de orde van 10^{-11} Coulomb. Deze transistor is dan ook veel trager dan een buis. Behalve de aan de transistor-werking inhaerente lading Q_l neemt men bij het in- en uitschakelen nog andere verschijnselen waar, die als stooreffecten moeten worden beschouwd en geweten moeten worden aan ladingen op ongewenste plaatsen in het kristal.

De wederzijdse beïnvloeding van de elektroden is vooral hinderlijk bij poortschakelingen. Bij een pentode is er niet alleen zeer weinig terugwerking van het anode-circuit op de kathode en

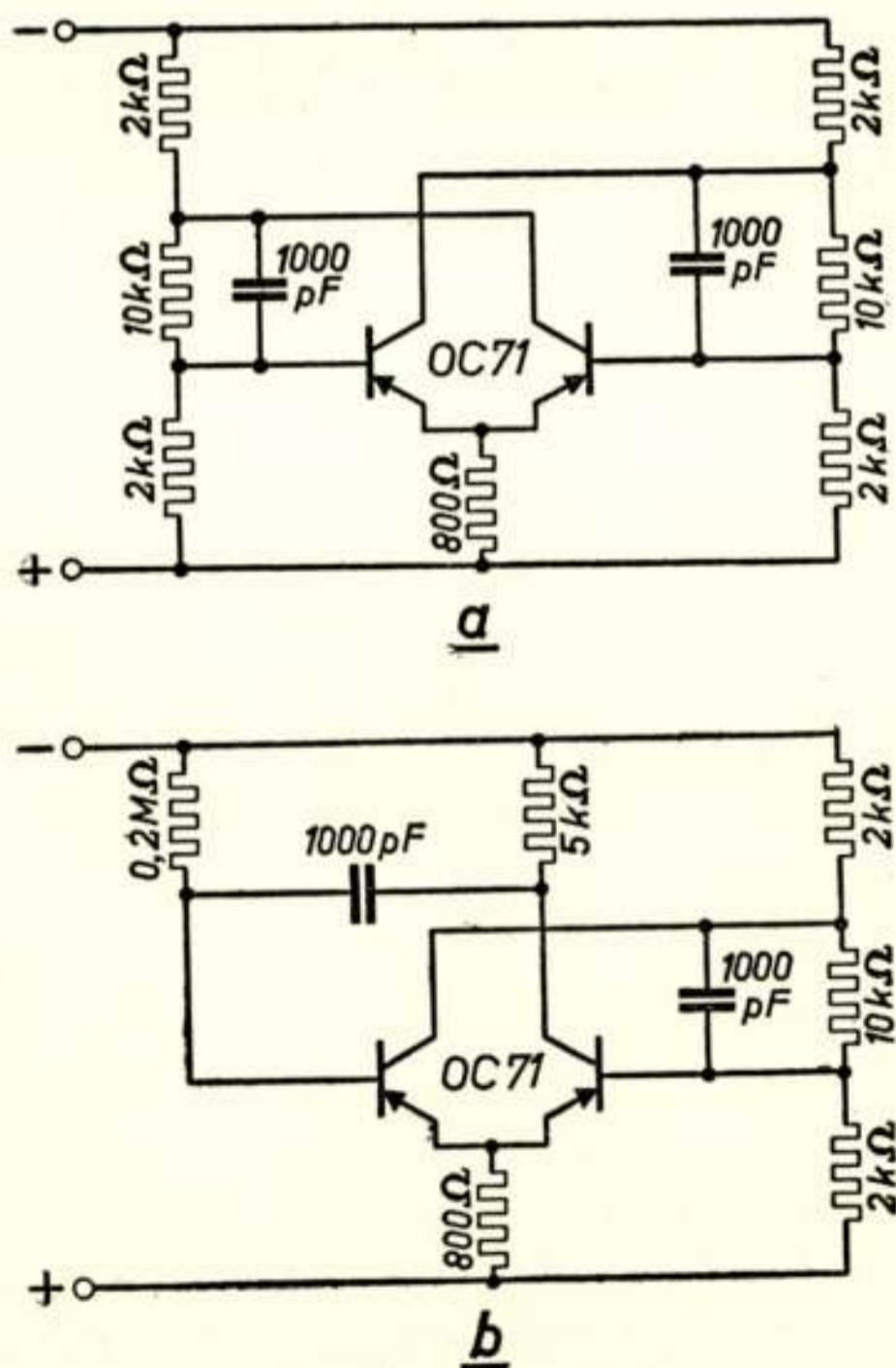


Fig. 16

Een bi-stabiele en een mono-stabiele trekker-schakeling.

het stuurrooster, maar bovendien is de spanningstoestand van de kathode van zeer weinig invloed op het stuurroostercircuit. Bij transistoren is dit niet het geval: een verandering van de emissorspanning is altijd van invloed op de met de basis verbonden schakeling.

Fig. 16 a en b geven een bistabiele en een monostabiele trekker schakeling met behulp van twee transistoren. De benodigde voedingsspanning is slechts zeer gering, enkele volts. Dit heeft het voordeel dat het verbruik van een trekkerschaakeling van de orde van 10^{-2} W is, daarentegen het nadeel, dat de indicatie van de spanningstoestand met behulp van gasontladingsbuisjes niet zo goed mogelijk is. Sulzer (11) heeft nog enige schakelingen beschreven.

§ 8. *Schakelingen waarbij gebruik gemaakt wordt van transistoren met tegengestelde polariteit.*

Met combinaties van $n p n$ en $p n p$ transistoren zijn allerlei schakelingen mogelijk, die wel zeer bijzondere eigenschappen hebben. Men kan zich dit vooral voorstellen, wanneer men eens veronderstelt, dat er twee soorten buizen bestonden, een met negatieve en een met positieve electronen. Sziklai (12) heeft een aantal schakelingen gepubliceerd, die op deze wijze mogelijk zijn. Een schakeling die in deze publicatie niet voorkomt, geeft 17a, terwijl fig. 17 b de overeenkomstige buizenschakeling voorstelt. De buis I werkt met positieve electronen, de buis II met negatieve. Zolang de spanning V_i lager blijft dan een spanning, die een beetje kleiner is dan V_u , zijn beide buizen en beide transistoren afgeknepen. Zodra de buis I gaat geleiden, gaat II ook geleiden en er ontstaat een doorslag. De $I-V$ karakteristiek, die op deze wijze ontstaat, geeft 17c. Bij transistoren komt het oplopende deel van de karakteristiek overeen met een weerstand in de orde van 10^7 ohm, terwijl het horizontale deel in de orde van 10 ohm is. De „doorslagspanning” kan worden ingesteld met behulp van V_u . De „brandspanning” is enkele tiende volts. Een dergelijke transistorschakeling kan overal gebruikt worden, waar gasontladingsbuizen als schakelement worden toegepast.

Er zijn nog talloze andere schakelingen, waarin de typische eigenschappen van transistoren tot hun recht komen. Ze kunnen b.v. uitstekend gebruikt worden als schakelaar, daar ze zowel bij grote stroom en lage spanning, als bij zeer kleine stroom

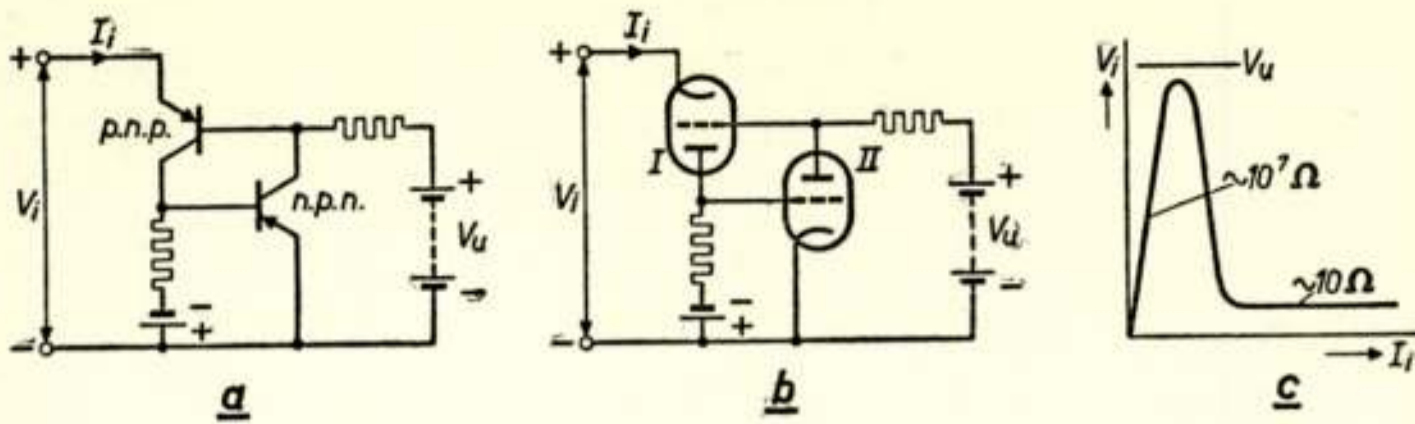


Fig. 17

Een schakeling(a), waarvan de $I_i - V_i$ karakteristiek lijkt op die van een gas-ontladingsbuis(c). De brandspanning is enkele tiende volts, de doorslagspanning is instelbaar. Een schakeling(b) met 2 buizen, waarvan er een werkt met positieve electronen, en de andere normaal werkt, komt ermee overeen.

en betrekkelijk hoge spanning weinig energie dissiperen. Hierdoor zijn ze bijzonder geschikt voor het maken van een gelijkstroomtransformator met een hoog rendement. Een batterij van enige volts wordt gebruikt voor het opwekken van een gelijkspanning van enige honderden volts of hoger. Voor de ontwerper van elektronische schakelingen ligt er nog een onafzienbaar veld van mogelijke toepassingen open (13). Vooral het geringe energieverbruik en de kleine afmetingen en wellicht ook de lange levensduur en de prijs zijn belangrijke overwegingen bij de toepassing in elektronische apparaten.

Enige van de in dit artikel beschreven schakelingen zijn geconcipieerd door Dr A. G. Th. Becking, Ir J. J. Rietveld, Ir E. Willems en Ir G. C. Wolters en nog niet elders gepubliceerd. Discussies met Ir H. H. van Abbe, Ir J. te Winkel en Ir L. G. Wubben leidden tot eveneens vruchtbare resultaten. De ontvanger werd gebouwd tezamen met de Heer G. Moonen; de erin toegepaste transistoren voor hoge frequenties en voor de eindtrap werden geconstrueerd door Dr P. W. Haayman en de Heer J. J. A. Ploos van Amstel.

Literatuur

- 1) J. Bardeen and W. H. Brattain, The transistor, a semi-conductor triode, *Phys. Rev.* **74**, 230 (July, 1948).
- 2) W. Shockley, The theory of p-n junctions in semi-conductors and p-n junction transistors, *Bell Syst. Tech. J.* **28**, 435—489, (1949).
W. Shockley, M. Sparks and G. K. Teal, p-n junction transistors, *Phys. Rev.* **83**, 151—162, (July 1951).
- 3) R. L. Wallace and G. Raisbeck, „Duality as a guide in transistor circuit design”, *Bell Syst. Tech. J.*, **30**, 318—417 (April 1951).
- 4) W. Shockley, *Electrons and holes in semi-conductors*, Van Nostrand, 1950.
- 5) W. Shockley, Transistor electronics: Imperfections, unipolar and analog transistors, *Proc. I.R.E.*, **40**, 1289—1313 (Nov. 1952).
- 6) R. F. Shea and co-authors, *Principles of transistor circuits*, John Wiley & Sons, New York 1953.
- 7) J. M. Early, Design theory of Junction transistors, *Bell Syst. Techn. J.*, **32**, 1271—1312 (Nov. 1953).
R. L. Pritchard, Frequency variations of junction transistor parameters, *Proc. I.R.E.*, **42**, 786—799 (May 1954).
- 8) P. L. Bargellini, University of Pennsylvania, Philadelphia. On certain aspects of noise in transistor circuits, voordracht op de IRE—AIEE conference on transistor circuits te Philadelphia, 18-19 Febr. 1954.
- 9) C. W. Mueller and J. I. Pankove, A p-n-p triode alloy junction transistor for radio-frequency amplification, *R.C.A. Review*, **14**, 586—598, (Dec. 1953).
- 10) J. Zawels, The transistor as a mixer, *Proc. I.R.E.*, **42** 542—548 (March 1954).
- 11) P. G. Sulzer, Junction transistor circuit applications, *Electronics*, August 1953, 170—173.
- 12) G. C. Sziklai, Symmetrical properties of transistors and their applications, *Proc. I.R.E.*, **41**, 708—717 (June 1953).
- 13) Behalve de bovengenoemde artikelen en boeken noemen wij nog: Transistor issue of *Proceedings I.R.E.*, November 1952.
A. Coblenz and N. L. Owens, *Transistors: Theory and applications*, *Electronics* 26 March to October issues. (1953).
J. T. Bangert, The transistor as a network element, *Bell Syst. Techn. J.* **33**, 329—352 (March 1954).
Verder wordt verwezen naar: Radio progress during 1953, *Semiconductors*, *Proc. I.R.E.*, **42**, 725—728 (April 1954).

NIEUWE UITGAVEN

De redactie ontving de volgende nieuwe uitgaven:

Sub miniaturization Techniques for Low frequency receivers. Uitgegeven door het National Bureau of Standards, Washington. Circular 545.

Formules for Computing Capacitance & Intuctance. National Bureau of Standards. Circular 544.

Electronic Measuring Instruments, door E. H. W. Banner.

In een der volgende nummers zullen deze uitgaven besproken worden.

Boekbesprekingen

P. A. Neeteson: „*Flywheel synchronization of saw-tooth generators*”, dl 2 van: *Television receiver design.* Philips' Technische Bibliotheek, Eindhoven, 1953. 156 blz., 118 ill., prijs f 11.—.

Dit tweede deel van het boek „*Television Receiver Design*”, no VIIIB in de Boekenreeks over Electronenbuizen van de Philips' Technische Bibliotheek, behandelt de z.g. vliegwielsynchronisatie van zaagtand-generatoren in televisie-ontvangers. Deze schakelingen worden vrijwel algemeen toegepast bij de lijn-deflectie-generatoren. Aanvankelijk werd hierbij inderdaad gebruik gemaakt van de vliegwielerwerking van een resonantiekring. De moderne versies zou men beter kunnen betitelen met phase-vergelijkingsschakelingen.

De indeling van dit zeer gespecialiseerde boekje is wat vreemd. De hoofdstukken 1 t/m 5 beslaan 41 blz. en vormen een inleiding, waarin schr. resp. de principes van de gebruikelijke zaagtandgeneratoren, hun praktische uitvoering en de directe synchronisatie beknopt behandelt. Hoofdstuk 6, getiteld „*Flywheel synchronization*”, beslaat het grootste deel van het boek (100 blz.) en is zeer ver onderverdeeld in paragrafen. De blokkeeroscillator b.v. vindt men onder 6.4.1.1.8. Terwille van de overzichtelijkheid zou het beter gesplitst kunnen zijn in verschillende hoofdstukken, die in grote lijnen de paragrafen-indeling kunnen vervangen.

Hoofdstuk 6 behandelt achtereenvolgens: de vliegwielerwerking van resonantiekringen en hun gedrag bij het aanstoten met korte impulsen; multivibrator en blokkeeroscillator — theoretische dimensionering — meetresultaten; automatische phaseregeling van deze generatoren — statische toestand — inschakelverschijnselen — dimensionering van het afvlakfilter in de phase-vergelijkingsschakelingen — enige praktische uitvoeringen.

Tot slot volgen nog twee appendices met fundamentele afleidingen van het afvlakfilter, een literatuurlijst en een lijst van gebruikte symbolen.

Over de inhoud zij het volgende opgemerkt:

Zowel de berekeningen van de multivibrator als de gepubliceerde meetresultaten in par. 6.4.1.1.7 geven een frequentie-bereik van 1 op 5 à 6, terwijl een bereik van 1 op 10 niet ongebruikelijk is. Dit vindt zijn oorzaak in de wijze van benaderen en in de dimensionering van de schakeling. De praktische schakelingen in par. 6.4.4.2 zijn stiefmoederlijk behandeld. Schr. geeft in deze paragraaf drie voorbeelden van schakelingen, waarvan er — voorzover ons bekend — twee bij Philips zijn ontwikkeld, alle echter zonder dimensionering. In het buitenland zijn in de loop van de laatste jaren ook veel schakelingen ontwikkeld. Met een overzicht hiervan zou het boekje aan waarde hebben gewonnen, zeker als handboek voor de „set-makers”, waarvoor deze serie televisieboekjes uiteindelijk is bedoeld. De beschouwingen en berekeningen zijn echter fundamenteel opgezet, zodat het boekje wel een basis vormt voor hen, die zich in deze materie moeten verdiepen.

A. M.

Televisiebuizen Vademecum (inclusief Speciale buizen).
P. H. Brans Ltd, Antwerpen.

De 11e uitgave van dit bekende vademecum is geheel gewijd aan Televisiebuizen en speciale buizen. Het 244 pagina's dikke boek is onderverdeeld in 10 hoofdstukken, resp. de gegevens vermeldende van: Electronenstraalbuizen, Kristallen, Gestuurde gelijkrichters, Speciale UHF buizen, Gasontladingsbuizen, Foto-electrische cellen, Geiger-Müller buizen, Thermokoppels, Stroomregelbuizen, Diversen.

Voor degenen die snel over gegevens van zowel Europese als Amerikaanse fabrikaten willen beschikken, is deze uitgave onmisbaar.

H.

„THE GREY WALL”

Onder grote belangstelling van talrijke autoriteiten vond op 18 Oct. j.l. de première plaats van de Philips film over havenradar „The Grey Wall”. De Heer de Jager, directeur van de PTI, sprak in zijn voorwoord de hoop uit dat „deze film er toe zal bijdragen om de nevelen welke nog altijd min of meer om het mysterieuze woord „radar” hangen weg te nemen.” Inderdaad wordt in het begin van de film getracht op populaire wijze het principe van radar te verklaren, doch een en ander is zo summier (de gehele film duurt slechts 35 minuten) dat dit voor de leek van weinig waarde is. Voor expert en technicus bevat deze film in het geheel geen nieuws. Wel waren er suggestieve momenten, onder meer de gang van zaken op de brug van een schip tijdens het binnenlopen van IJmuiden bij mist. De opnamen en de regie zijn uitstekend. De vervaardiging stond onder leiding van Otto van Nyenhof.

TWEEMAAL VERTAALD

In de late avonduren van 7 October zou een televisie-uitzending uit Engeland, gewijd aan de paardensport, worden gerelayeerd. Een storing in de keten van linkzenders dreigde de uitzending te doen mislukken, maar dank zij een noodoplossing werd het programma gered. Hierbij kwamen wel in het bijzonder de toepassingsmogelijkheden van de lijnen-vertalers voor het internationale televisieverkeer naar voren.

Bij het relayeren van Engelse programma's worden de beelden van 405 lijnen, zoals bekend, naar Lopik getransporteerd, waar de vertaling in 625 lijnen plaats vindt. Voor de uitzending op 7 October echter bleek de keten van linkzenders tussen Flobecq en Brussel gestoord te zijn en de tijd ontbrak om het defect nog tijdig op te sporen en te herstellen.

Besloten werd om de Franse zender te Parijs, die eveneens het Engelse programma na vertaling zou uitzenden, te relayeren. De hiervoor noodzakelijke verbinding was namelijk wel intact en door het Franse beeld van 819 lijnen door de Philips duplo-lijnenvertaler te Lopik te laten omzetten in een beeld van 625 lijnen, was de uitzending gered.

Het beeld, dat in de huiskamers verscheen, was uitstekend van kwaliteit, ondanks het feit, dat het oorspronkelijke beeld tweemaal vertaald was geworden. Opmerkelijk is nog, dat de beelden uit Lopik werden overgenomen door de Duitse televisie, alhoewel deze een eigen verbinding met Parijs heeft en eveneens over de mogelijkheid beschikt beelden van 819 lijnen te vertalen in 625 lijnen.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

PERSONALIA

Prof. Ir G. H. BAST

Prof. Ir G. H. Bast is benoemd tot Hoofddirecteur der PTT en belast met de leiding van de Hoofdafdeling der Telegrafie en Telefonie.

Dr Ir H. C. A. VAN DUUREN

Dr Ir H. C. A. van Duuren is benoemd tot directeur van het Centraal Laboratorium van de PTT.

Kol. Ir J. C. KOK

Abusievelijk werd in No. 4 vermeld dat Kol. Kok benoemd werd tot ridder in de Orde van Oranje Nassau. Dit moet zijn: Officier in de Orde van Oranje Nassau met de zwaarden.

Ir J. J. VORMER

Ir J. J. Vormer is toegevoegd aan de Hoofddirecteur Algemene Zaken en Radio der PTT, met opdracht om leiding te geven en toezicht te houden op de volgende afdelingen: Het Radiobedrijf; Omroep en Televisie; Kust- en Scheepsradio.

Jhr Dr Ir C. Th. F. VAN DER WYCK

Met ingang van 1 October 1954 werd Jhr Dr Ir C. Th. F. van der Wyck benoemd tot chef van het Radiolaboratorium P.T.T.

EXAMENS

VERSLAG VAN HET EXAMEN VOOR RADIOTECHNICUS EN RADIO-MONTEUR GEHOUDEN IN APRIL, MEI EN JUNI 1954

De schriftelijke examens voor radiotechnicus en radiomonteur werden gehouden op 8 en 9 April 1954. Aangemeld hadden zich 182 kandidaten voor technicus en 292 voor monteur, waarvan 11 kandidaten zich terugtrokken (4 voor technicus en 7 voor monteur). Wegens onvoldoend schriftelijk examen werden afgewezen 76 kandidaten technicus en 72 kandidaten monteur.

Voor het mondelinge gedeelte werden opgeroepen 102 kandidaten technicus (1 candidaat verhinderd) en 213 kandidaten monteur, welke mondelinge examens werden gehouden op 17, 18, 24, 25 en 31 Mei en 1, 9, 10, 14, 15, 21, 28 en 29 Juni 1954. Afgewezen werden 45 kandidaten technicus en 107 kandidaten monteur. Geslaagd zijn in totaal 51 kandidaten technicus en 93 kandidaten monteur. 5 kandidaten technicus en 13 kandidaten monteur werden voor een her-examen in aanmerking gebracht. Van de 32 kandidaten die een her-examen moesten afleggen waren 3 kandidaten verhinderd. 25 kandidaten monteur en 4 kandidaten technicus slaagden.

De resultaten van de examens waren helaas niet bevredigend zoals blijkt uit bovenstaande cijfers. Het schriftelijk gedeelte werd door een zeer groot aantal kandidaten buitengewoon slecht gemaakt, terwijl bij het mondelinge gedeelte meer dan de helft van de daarvoor opgeroepen kandidaten moest worden afgewezen. Het is zeer duidelijk gebleken dat de voorbereiding voor de examens in het algemeen onvoldoende is geweest. De examencommissie ziet zich derhalve genoodzaakt een strengere selectie bij het schriftelijk examen toe te passen teneinde te voorkomen, dat een te groot aantal onvoldoend voorbereide kandidaten, zonder enige kans op slagen, aan het mondelinge examen deelneemt.

Hoewel dus het gemiddelde peil van de geslaagde kandidaten nog veel te wensen overliet, kan gelukkig ook nog vermeld worden dat 2 kandidaten een zo goed examen aflegden, dat de examencommissie besloot deze kandidaten bij het Bestuur van het Ned. Radiogenootschap voor te dragen voor toekenning van de examen-prijs van het WERA-fonds.

De namen van deze geslaagden zijn:

J. Schoenmaker te Utrecht;

J. de Boer te Alkmaar.

Voor wat het maken van het werkstukje betreft is gebleken dat zeer veel kandidaten onvoldoende of in het geheel niet bedreven zijn in:

1e. het lezen van een tekening.

2e. het aftekenen en boren van diverse onderdelen.

3e. het doelmatig gebruik van gereedschap, o.a. van winkelhaak, kraspen, keurnagel, steekpasser en montagetang.

4e. het solderen met harskern-soldeer, waardoor slechte of in het geheel niet gevloede verbindingen, verbrande onderdelen en druppels tin op de soldeerplaatsen.

Als gevolg van het onder 1e en 2e genoemde komen die kandidaten in tijdnood, zodat zij de montage niet met de nodige zorg kunnen afwerken.

TOELATINGSEIS NAJAARSEXAMENS

In afwijking van de bepaling dat met ingang van het najaar 1954 slechts zij aan de N.R.G.-monteursexamens kunnen deelnemen die in het bezit zijn van een bewijs van voldoende vooropleiding, heeft het Bestuur van het N.R.G. in overleg met het Bestuur van de V.E.V. besloten, bij wijze van overgangsmaatregel, dat bedoelde bewijzen van vooropleiding voor het thans op handen zijnde najaarsexamen niet gevraagd zullen worden vóór de deelneming aan het examen, doch ná afloop van dit examen, met dien verstande, dat het diploma slechts zal worden uitgereikt aan hen die, behalve dat zij volgens art. 10 van het examen-reglement aan de aldaar gestelde eisen hebben voldaan, een bewijs van voldoende vooropleiding kunnen overleggen.

Degenen die voor het examen volgens art. 10 zullen slagen, doch niet over een bewijs van voldoende vooropleiding beschikken zullen achteraf in de gelegenheid worden gesteld op een nader vast te stellen tijdstip in het voorjaar van 1955, deel te nemen aan een examen voor aspirant V.E.V.-cursist.

Na het met gunstig gevolg afleggen van dat examen zal het diploma radiomonteur N.R.G. alsnog worden uitgereikt.

EXAMEN TV TECHNICUS

Een snel toenemende behoefte in Nederland aan goed onderlegde televisietechnici heeft het bestuur van het N.R.G. in 1953 er toe geleid een commissie, bestaande uit de Heren Boukema, Haantjes, Maarleveld en Werner, uit te nodigen tot het onderzoeken van de mogelijkheid een daartoe geschikt examen toe te voegen aan de reeds bestaande examens voor Radiomonteur en Radiotechnicus, en eventueel een ontwerp voor de exameneisen en het examenreglement op te stellen.

Deze commissie is inmiddels tot de conclusie gekomen dat in een sterk gevoelde behoefte kan worden voorzien door de instelling van een examen voor Televisietechnicus op een niveau, zo goed mogelijk aansluitend op dat van het examen voor Radiotechnicus; een voorstel voor de exameneisen en het examenreglement werd ingediend.

Op grond van het advies van de commissie heeft het bestuur de voorzitter van de examencommissie verzocht de nodige maatregelen te nemen om zo spoedig mogelijk tot het afnemen van bedoeld examen te kunnen overgaan.

Het ligt in de bedoeling het TV technicus examen twee keer per jaar af te nemen. Aan de examens kunnen zij deelnemen, die in het bezit zijn van het diploma Radiotechnicus N.R.G. en zij, die in het bezit zijn van een, naar het oordeel van de examencommissie, gelijkwaardig diploma. Het examengeld zal f 35.— bedragen. De exameneisen en het examenreglement zullen over enkele

weken op aanvraag verkrijgbaar zijn bij de secretaris van de examencommissie, de heer B. Slikkerveer, Sweelinckplein 71, Den Haag, tel. 390312.

De examencommissie zal er naar streven reeds in het voorjaar van 1955 haar eerste TV technicus examen af te nemen.

12.10.54

NIEUWE LEDEN

Ir J. van Baarda, Berlagelaan 151, Hilversum.
 Dr Ir J. C. Francken, Gen. Cronjéstraat 26, Eindhoven.
 Dr Ir E. W. van Heuven, v. Coothstraat 1, Eindhoven.
 Ir B. Hogeweg, Watervlietstraat 45, Velsen-Noord, post Beverwijk.
 H. Kok, Poolsterstraat 18, Hilversum.
 Ir J. L. Leistra, Maerlantlaan 2, Eindhoven.
 Ir R. Slegtenhorst, da Costalaan 99, Rijswijk.
 Ltz. II. Ir J. Vermeulen, Corn. v. d. Lijnstraat 207, Den Haag.

VOORGESTELDE LEDEN

L. A. M. van Eynatten, Zandberglaan 64, Breda (Verbindingsdienst K.L.).
 Ir W. M. Winkel, van Zaeckstraat 25, Den Haag (BPM).

ADRESWIJZIGINGEN VAN LEDEN

Ir J. Davidse, Croeselaan 75bis-A, Utrecht.
 Tj. Douma, 206 Kingsley Road, Kingston Estates, Haddonfield, New Jersey
 U.S.A.
 Ing. R. Drost, Huis „Liesje”, de Otter, Oud Loosdrecht.
 Ir S. G. A. Heilbron, P.O.B. 29, Paramaribo, Suriname.
 Ir H. T. Hylkema, Jagtlustlaan 9, Santpoort Station.
 Drs A. M. J. Jaspers, Potgieterstraat 48, Eindhoven.
 Ir A. J. Leenhouts, Prins Mauritslaan 17, Den Haag.
 Ir H. Miedema, c/o Canadian General Electric Co, Electronics Division, 830
 Landsdown Ave Toronto. 4. Ontario. Canada.
 Ir J. J. P. Valetton, Hoge Duinlaan 3, Aalst-Waalre.

ONBEKEND ADRES

No 4 gezonden aan Dr J. L. Verster, Oranjeplantage 36, Delft, kwam onbestelbaar terug, met de mededeling „verhuisd”. Wie kan de redactie aan het nieuwe adres helpen?

HOOFDREDACTEUR

De aandacht wordt erop gevestigd dat het adres van de hoofdredacteur thans is: Jagtlustlaan 9, Santpoort-Station, tel. 02560—8834.

Het werkterrein van de N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie te Hilversum omvat alle takken van de tegenwoordige telecommunicatietechniek: radio communicatie, lijntelefonie, automatische telefonie, telegrafie, televisie en radar. Zij ontwikkelt en bouwt haar installaties in nauwe samenwerking met de deskundigen van de P.T.T., van leger, vloot en luchtmacht en van andere grote opdrachtgevers in binnen- en buitenland. Daardoor kenmerken deze installaties zich door volkomen aanpassing aan de eisen, die de praktijk stelt.

N. V. PHILIPS' TELECOMMUNICATIE INDUSTRIE
HILVERSUM

