Tijdschrift van het
**Nederlands Radiogenootschap**
DEEL 23 No. 5 1958

# Einige Betrachtungen zur zukünftigen Entwicklung der Nachrichtentechnik

von K. O. Schmidt *)

Kurzfassung des Vortrags gehalten für das Nederlands Radiogenootschap am 28 April 1958.

## Summary

The development of the future communications technique depends upon two conditions: on the requirements of the communications traffic and its subscribers for one thing and the progress made in the technique of the communications elements for another thing. Two of the most essential elements are the transistor and the travelling wave tube, whose possibilities of application in the various frequency ranges are discussed. This paper deals also with the question of economics and gives an outlook on the development feasible in future. Some possibilities of solving future problems, for instance by the linearization of the amplitude characteristic and by the preemphasis and amplitude compression of speech, are indicated.

## 1. Vorwort:

Bei dem groszen Umfang der Nachrichtentechnik ist es nur möglich, einige wichtige und interessante Punkte zu streifen.

Betrachtungen über Zukunftsaufgaben und -entwicklungen sind im allgemeinen bei Ingenieuren *nicht* üblich. Man berichtet meist nur über abgeschlossene Arbeiten und die Ergebnisse von Experimenten. Ich bitte daher um Nachsicht, falls Ihre eigenen Entwicklungen und die Entwicklung der Nachrichtentechnik ganz allgemein zu z. T. anderen Wegen und Ergebnissen führen sollten als meine heutigen Betrachtungen zur zukünftigen Entwicklung einiger Aufgaben der Nachrichtentechnik.

---

*) Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt

## 2. Die Entwicklung des Fernmeldeverkehrs.

Der Vortrag beschränkt sich auf die wichtigsten Nachrichtenarten, Fernsprechen und Fernsehen.

### 2.1. *Fernsprechen.*

Aus den Entwicklungen der Jahre 1950-1955 werden die Werte für 1965 extrapoliert. Diese Werte sind daher mit einer gewissen Vorsicht und unter der Voraussetzung einer stetigen Weiter-Entwicklung der Wirtschaft zu betrachten.

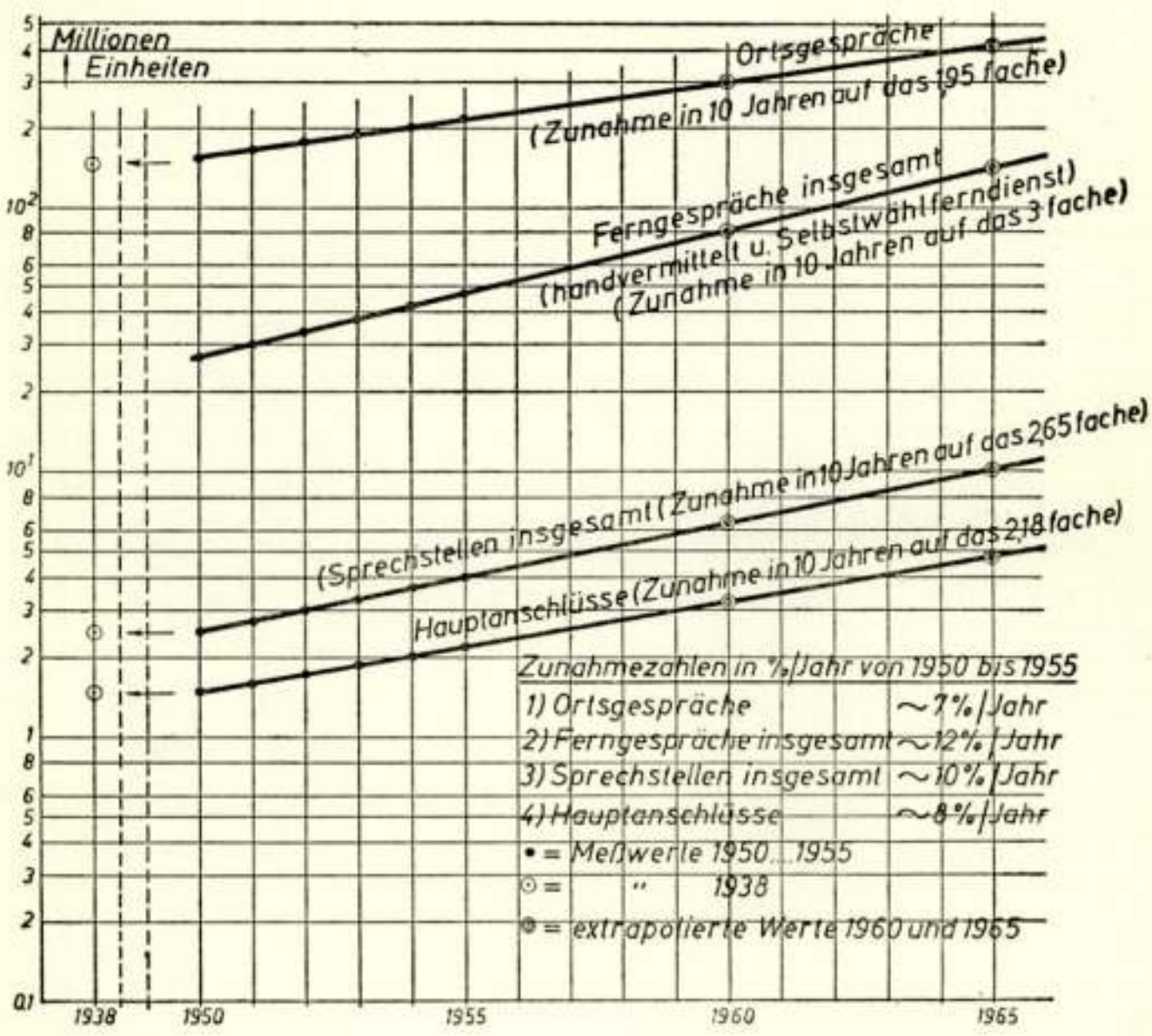


Bild 1
Zunahmezahlen für den Fernsprechverkehr, gemessen für die Zeit von 1950 bis 1955, berechnet (extrapoliert) für die Zeit von 1956 bis 1965.

Aus Bild 1 ergibt sich eine Verdreifachung des Fernsprechverkehrs in 10 Jahren. Dies wird durch die Tatsache gestützt, dasz in Schweden und Amerika heute auf 100 Einwohner 30 Fernsprechanschlüsse entfallen. Dagegen ergeben sich in Deutschland auf 100 Einwohner nur 7 Anschlüsse. Bei der 4fachen Zahl wird also voraussichtlich erst mit einer Sättigung, d. h. einem Knick in der Kurve zu rechnen sein.

## 2.2. *Fernsehen.*

Das Bild 2 bezieht sich auf die Fernsehteilnehmer- und Fernsehgerätezahlen. Dabei wurden 2 Annahmen gemacht:

a) Stetige Weiterentwicklung der Wirtschaft.

b) Bis zu drei Fernsehgeräte je Familie.

Nach Bild 2 ergeben sich folgende Fernsehteilnehmerzahlen:

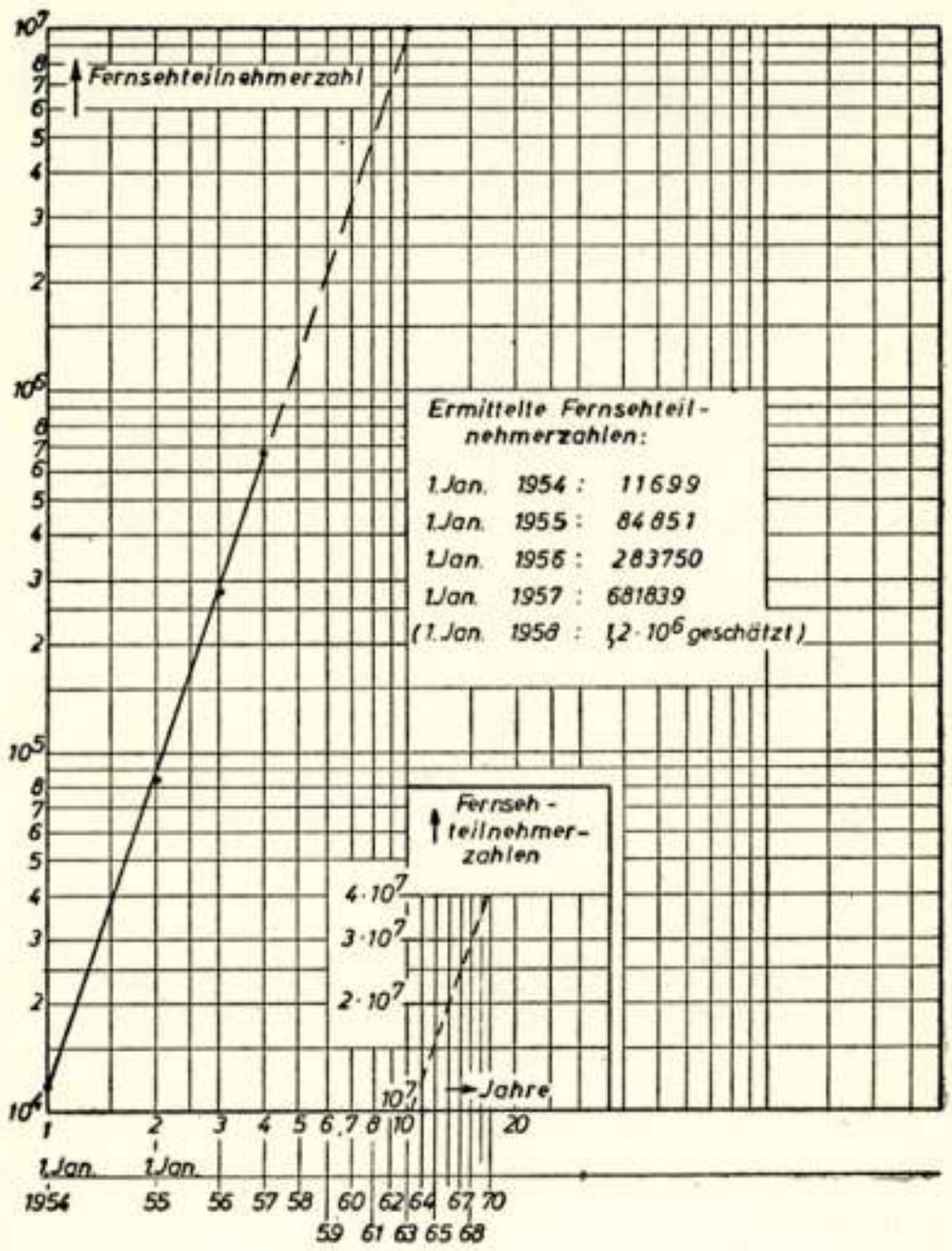


Bild 2

Entwicklung der Fernsehteilnehmer - bzw. Fernsehgerätzahlen in der Bundesrepublik Deutschland ab 1954

——————— = bisherige Entwicklung

– – – – – – – = extrapolierte Werte für die künftige Entwicklung.

1. Januar 1958: 1,2 Millionen Fernsehteilnehmer

1. Januar 1963: *Vielleicht* dann 10 Millionen Fernsehteilnehmer.

Die Anforderungen der einzelnen Nachrichtenarten an den Uebertragungsweg sind im Bild 3 nach der erforderlichen Kanalkapazität in bits/s geordnet dargestellt. Herausgegriffen seien nur das Fernsprechen bei idealen Uebertragungsverhältnissen

mit 51 000 bits/s und das Fernsehen $8 \cdot 10^7$ bits/s. Sie sind zu vergleichen mit 80 bits/s bei der idealen Telegraphie bei 32 Buchstaben und bezogen auf 10 Zch/s und 1 000 bits/s bei der

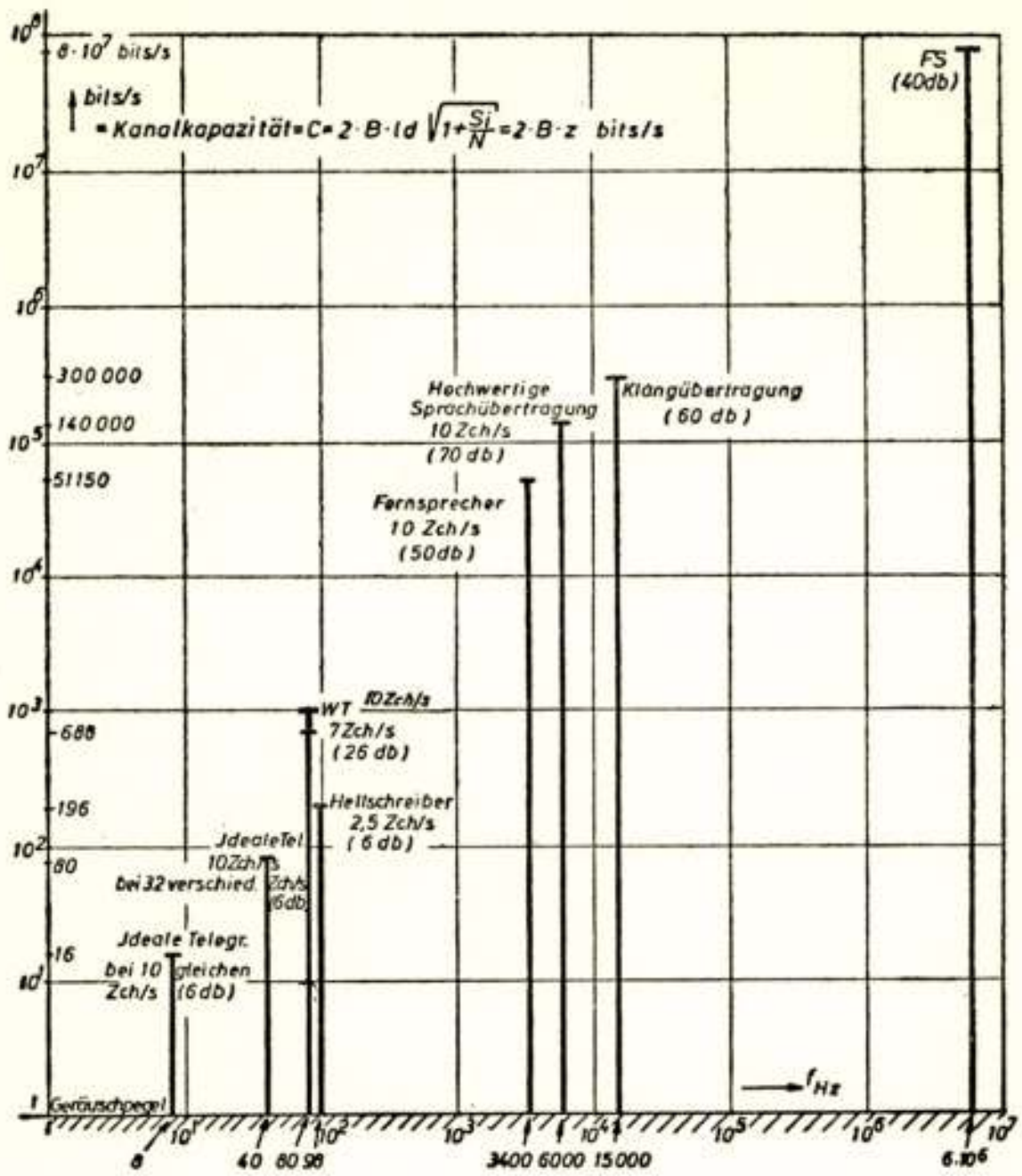


Bild 3

Aufwand an Kanalkapazität in bits/s bei den verschiedenen Nachrichtenmitteln bezogen auf die im Betrieb üblichen Uebertragungsgeschwindigkeiten in Zeichen/s abhängig von der oberen Frequenzgrenze.

praktischen Telegraphie mit dem Fernschreiber, ebenfalls bezogen auf 10 Zch/s. Die Sprechgeschwindigkeit beträgt im Mittel etwa auch 10 Zch/s.

## 3. Neue Bauelemente der Nachrichtentechnik.

### 3.1 *Der Transistor.*

Die Tabelle 1 zeigt die Werte für 3 verschiedene Transistortypen, den Leistungstransistor, den Trägerfrequenztransistor und den Hochfrequenztransistor. Die aufgenommene Leistung ist ge-

ring, der Wirkungsgrad ist fast gleich dem theoretisch möglichen von 50 %.

Als eine sehr wichtige Eigenschaft ist der etwa 1 : 100 niedrigere Stromverbrauch als bei einem Röhrenverstärker zu betrachten. Dadurch fällt die unerwünschte Erwärmung in groszen Verstärkerämtern durch die Leistungsverluste weg. Der Transistor ist infolge seines hohen Wirkungsgrades auch der gegebene Verstärker für Transozeankabel.

### 3.2. *Die Wanderfeldröhre.*

Die Tabelle 2 zeigt die zu erstrebenden und z. T. schon erreichten Werte für Wanderfeldröhren des 4GHz-Bereiches. Als wichtigste Eigenschaften sehen wir den hohen Wirkungsgrad, eine ausreichende Leistung für das Endrohr und geringes Rauschen für das Eingangsrohr.

## 4. **Anwendungsmöglichkeiten der neuen Bauelemente.**

### 4.1. *Der Transistor.*

#### 4.1.1. Im hörfrequenten Bereich als Verstärker.

a) Im Fernsprecher und in der Wähltechnik.

Hiernach bietet der Transistor die Möglichkeit, ein hochwertiges Mikrophon, z. B. ein dynamisches Mikrophon, anstelle des

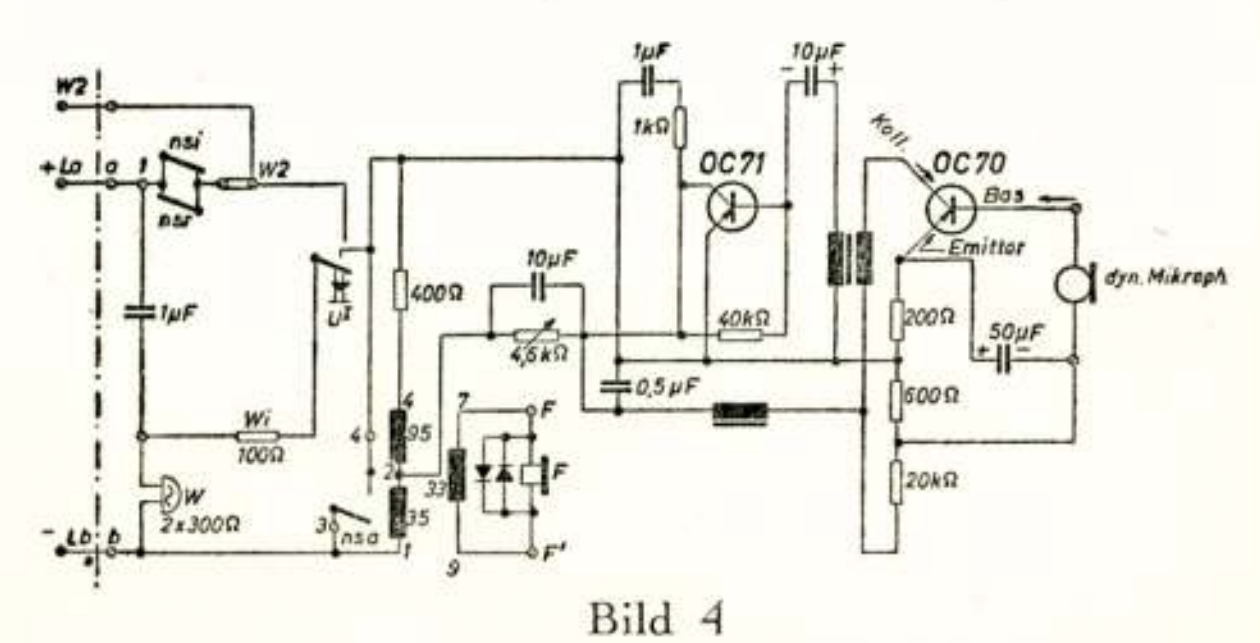


Bild 4

Schaltung eines Fernsprechapparates mit dynamischem Mikrophon und zwei Transistoren (W 60)
(Stromverbrauch: theoretisch 4 mA statt 40 mA)

Kohlemikrophons zu verwenden wie aus Bild 4 hervorgeht. Da die Leistung des dynamischen Mikrophons rd. 30 db niedriger

**Tabelle 1** Leistungsdaten heutiger Flächentransistoren (z. T. amerikanische Firmenangaben)

| | Leistungs-transistoren | Z.Z. gebräuchliche Transistortypen | HF-Transistoren |
|---|---|---|---|
| Verlust-leistung $N$ | 1500 — 2000 mW | 50 — 250 mW | 5 — 100 mW |
| Frequenzgrenze Leistungs- | 0,015 — 0,3 MHz | 0,30 — 5 MHz | 2 — 50 MHz |
| verstärkung $G$ | 10 — 30 db | 25 — 45 db | 20 — 35 db |
| Kollektor-reststrom $I_{co}$ | 100 — 5000 $\mu$A | 2 — 20 $\mu$A | 0,5 — 10 $\mu$A |
| Rauschziffer $Z$ | | 5 — 25 db | 10 — 25 db |

**Tabelle 2** Daten für Wanderfeldröhren für den 4-GHz-Bereich (und entsprechend auch für 8 GHz)

| Nr. | Die Wanderfeldröhre | zu erstrebende Werte | | Bemer-kungen |
|---|---|---|---|---|
| | | a) Leistungsrohr | b) Eingangsrohr | |
| 1 | Frequenzbereich | 3,5—4,5 GHz | 3,5—4,5 GHz | |
| 2 | Verstärkung a) kl. Signal | | > 40 db | |
| 3 | Verstärkung b) gr. Signal | ~ 40 db bei | | |
| 4 | Nutzleistung maximal | ~ 5 Watt | | |
| 5 | Rauschzahl (Nach Messungen im FTZ) | ≦ 30 db | ≦ 10 db (7 db) | |
| 6 | Wendelstrom maximal $\mathcal{J}_{wmax}$ | 1 mA | 10—20 $\mu A$ | |
| 7 | Magnetfeld | 400 - 600 Gausz | 200 - 400 Gausz | Perma-nent magnet |
| 8 | Wendelspannung $= U_h$ | < 1500 Volt | < 500 Volt | |
| 9 | Strahlstrom $= \mathcal{J}_c$ | ~ 30 mA | ~ 1 mA | |
| 10 | Baulänge | $L \leqq$ 25 cm | $L \leqq$ 25 cm | |
| 11 | Lebensdauer | > 10000 Std. bei 1 ‰ Ausfall | > 10000 Std. bei 1 ‰ Ausfall | |
| 12 | (Verzerrungen bei A.M. | Klirrdämpfung bei Am > 60 db | Klirrdämpfung bei AM > 60 db | keine Stör-schwin-gungen |
| 13 | Strahl-Leistung | < 50 Watt bei 5 W Ausg. | 500 mWatt | |
| 14 | Nutzwirkungsgrad bei maximaler Ausgangs-leistung | $\eta$ > 10 % (20%) | $\eta$ > 10 % (20%) | |
| 15 | Reflexionsfactor: Eingang | < 1 % | < 1 % | |
| 16 | Reflexionsfactor: Ausgang | < 1 % | < 1 % | |

liegt als die des üblichen Kohlemikrophons, wird durch die beiden Transistoren OC 70 und OC 71 die vom dynamischen Mikrophon kommende Energie verstärkt. Dabei kann diese Verstärkung bei einer Speisespannung von 4 Volt für die Transistoren sogar bis auf einen Wert von 52 db gesteigert werden, um noch andere Verbesserungen zu erreichen. Der Gewinn an Silbenverständlichkeit in geräuscherfüllten Räumen liegt zwischen 10 % und 15 %.

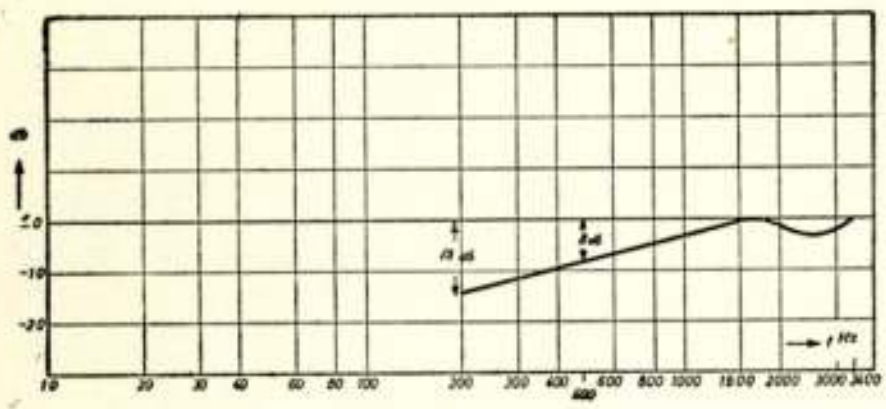

Bild 5
Frequenzkurve des Fernsprechapparates mit dyn. Mikroph. u. Transistorverstärker. Anhebung des oberen Frequenzbereiches durch Resonanz der Einsprechöffnung.

Daneben bietet der Transistor noch den Vorteil, dasz man für den Fernsprechapparat die Bezugsdämpfung 0 erreichen oder mit der Verstärkung sogar nahe bis an die Grenze der akustischen Rückkopplung gehen kann.

Drittens ermöglicht der Verstärkungsgewinn ein Anheben der höheren Sprachfrequenzen, wie in Bild 5 gezeigt wird. Hier ist durch eine einfache Verkleinerung des Hohlraums vor dem Kohlemikrophon der Bereich um 3400 Hz um etwa 8 db gegenüber 500 Hz (12 db gegenüber 300 Hz) angehoben. Unter Ausnutzen des Transistors kann man die Frequenzen um 3400 Hz sogar um 20 db anheben und damit einen gleichmäszigen Abstand von Signal zu Geräusch (weiszes Rauschen)über den ganzen Frequenzbereich hinweg bewirken. Dies ist nach den Ueberlegungen der Shannon-Theorie die optimale Amplitudenverteilung. Dabei klingt die Sprache keineswegs unangenehmer oder unnatürlicher als ohne Anhebung.

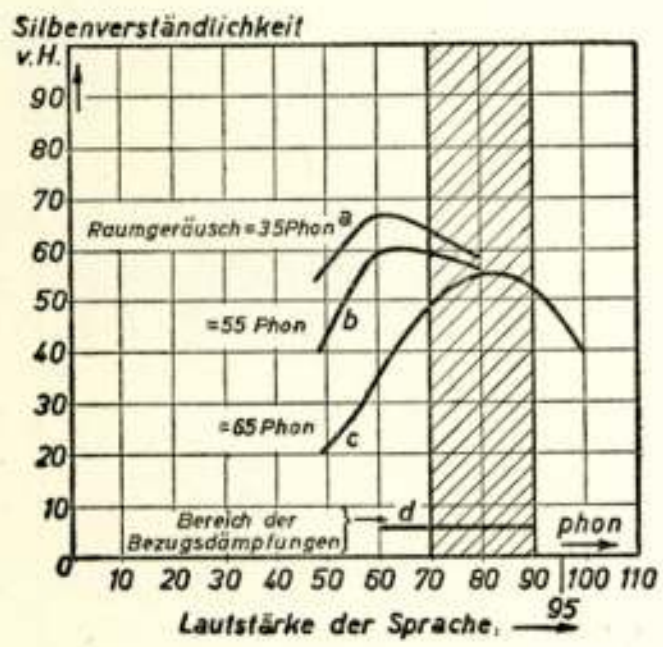


Bild 6
Silbenverständlichkeit abhängig von der Bezugsdämpfung bei verschiedenen Raumgeräuschen (gemessen mit Fernsprechapparaten W 28 nach K. Braun)
a) Raumgeräusch 35 phon
b) Raumgeräusch 55 phon
c) Raumgeräusch 65 phon
d) Bereich der vorkommenden Bezugsdämpfungen

Bild 6 läszt den Silbenverständlichkeitsverlust erkennen, der durch Raumgeräusche verursacht wird. Der physikalische und physiologische Grund liegt in dem Absinken der Sprach-

energie nach den höheren Frequenzbereichen hin. Dies geht deutlich ausdem Bild 7 hervor, das den "Data of Radio Engineers" entnommen ist. Hier ist deutlich eine Leistungsverminderung von 20 db zwischen 500 Hz und 3400 Hz sichtbar. Man sieht auch sehr klar, dasz durch Erhöhen des "weiszen" Rauschens zunächst die höheren Frequenzbereiche der Sprache benachteiligt werden, wie schon das Bild 6 zeigte. Eine Verbesserung des Mikrophons musz daher eine Anhebung des oberen Frequenzbereiches vorsehen. Diese bringt jedoch fast nichts beim heute üblichen Kohlemikrophon, da gleichzeitig die Klirrtöne mit angehoben werden. Erst das dynamische oder magnetische Mikrophon erzielt in geräuscherfüllten Räumen oder bei geräuschbehafteten

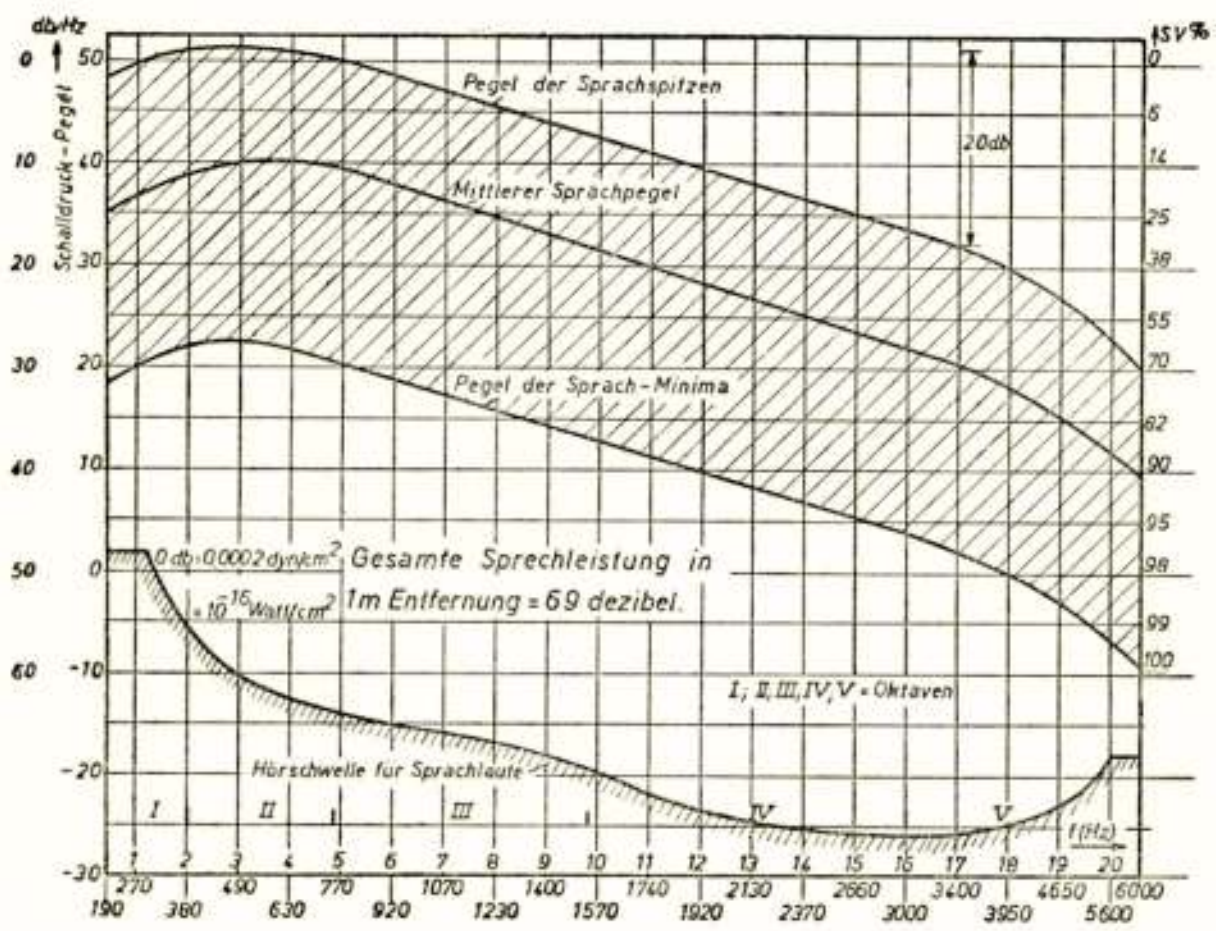


Bild 7

Bandbereiche mit gleicher Silbenverständlichkeit. 20 Bereiche mit je 5% SV und ihre Schalldruck-Pegel in dezibel/Hz abhängig von der Frequenzlage (Nach Reference Data for Radio Engineers S 530).

Uebertragungswegen (UKW-Verbindung nach Berlin) eine spürbare Steigerung der Silbenverständlichkeit von 10-20 %.

Bild 8a zeigt die Abhängigkeit der Silbenverständlichkeit von der Lautstärke und vom Geräuschabstand.

In Bild 8b sieht man den theoretisch möglichen Wert der Silbenverständlichkeit bei einer oberen Bandgrenze von 3400 Hz. Er beträgt rd. 92 %.

Das heutige Kohlemikrophon kann in *ruhigen* Räumen diesen Wert nach Messungen in Genf annähernd erreichen. In *ge-*

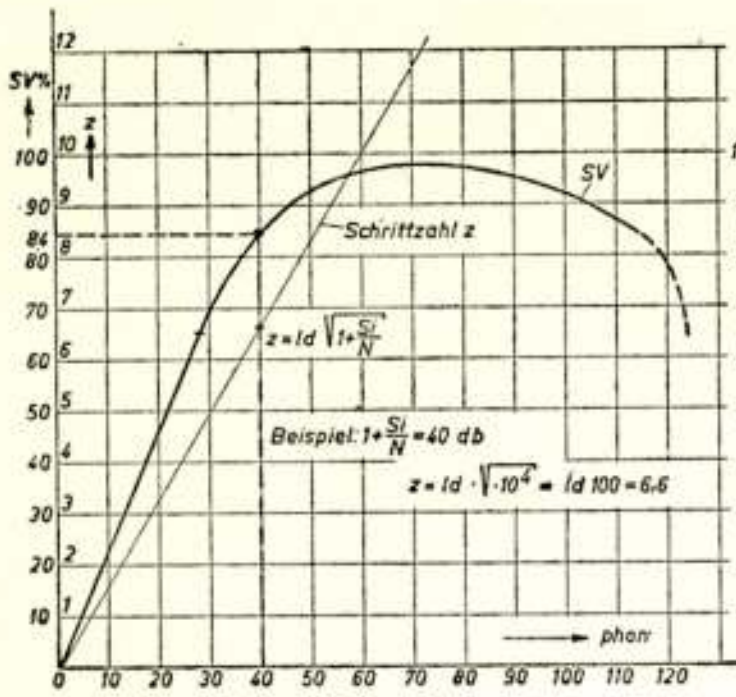


Bild 8a

Ideale Silbenverständlichkeit SV bezogen auf eine optimale SV von 98% abhängig von der Lautstärke in phon und die erforderliche Schrittzahl z abhängig vom Geräuschabstand in db.

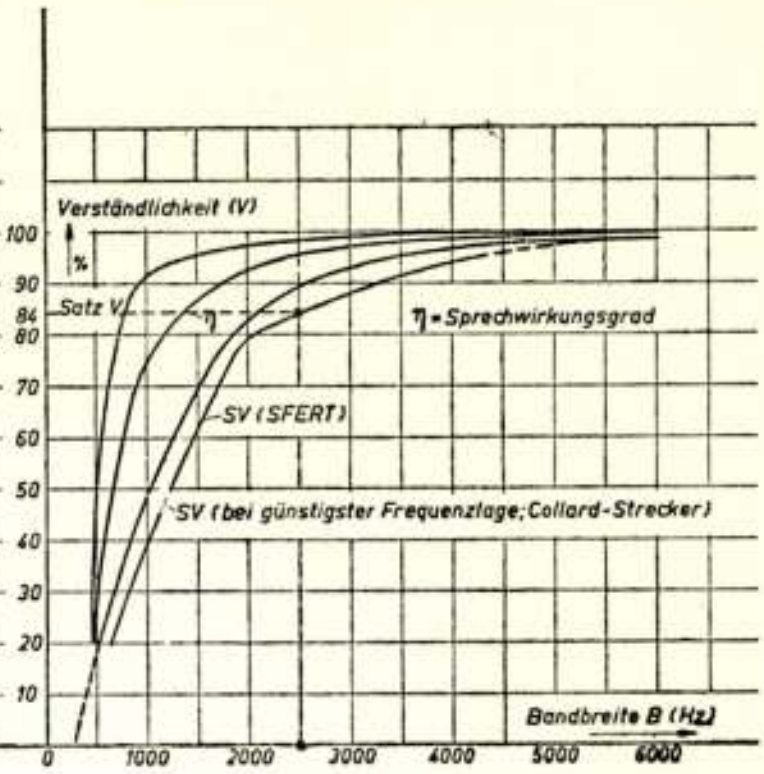


Bild 8b

Satz- und Silbenverständlichkeit (Satz V; SV) sowie Sprechwirkungsgrad $\eta$ abhängig von der Bandbreite B (Hz).

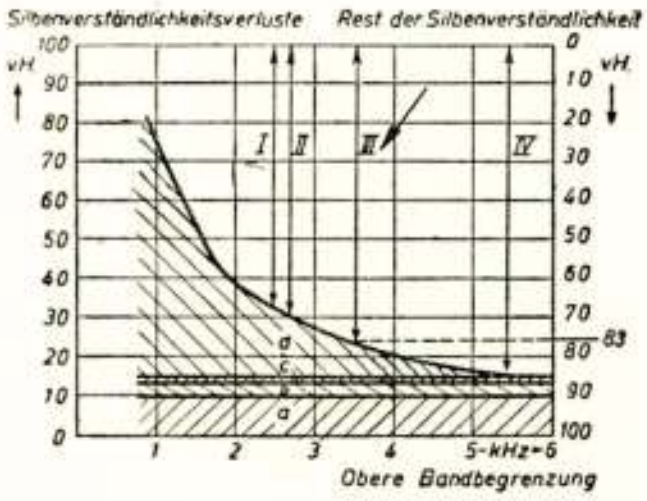


Bild 9

Vereinfachte Darstellung der Silbenverständlichkeitsverluste einer Fernverbindung bei Verwendung des Mikrophons W 28 und bei gleichzeitiger oberer Bandbegrenzung (Klirrfactor des Mikrophons = 20 v. H. angenommen; SV-Verlust des Mikrophons durch die lineare Verzerrung = 4 v. H. angenommen)

*a* = Silbenverständlichkeitsverlust durch die nichtlineare Verzerrung des Mikrophons (W 28)

*b* = Silbenverständlichkeitsverlust durch die lineare Verzerrung des Mikrophons (W 28)

*c* = Vermehrung des Silbenverständlichkeitsverlustes durch andere Verzerrungen und Störungen

*d* = Silbenverständlichkeitsverlust durch die obere Bandbegrenzung nach der SFERT-Kurve

| | | | *SV* v.H. | Satzv. v.H. | $\eta$ v.H. |
|---|---|---|---|---|---|
| I | Rest der Silbenverständlichkeit bei oberer Bandbegrenzung von | 2500 Hz = | 68 | 98 | 91 |
| II | „ „ „ „ „ „ „ | 2700 „ = | 70 | 98 | 92 |
| III | „ „ „ „ „ „ „ | 3600 „ = | 78 | 99 | 94 |
| IV | „ „ „ „ „ „ „ | 5400 „ = | 85 | 99,5 | 97 |

*räuscherfüllten* Räumen sinkt die Silbenverständlichkeit jedoch beträchtlich ab durch die Hineinmodulation des Geräusches in das Sprachband infolge der Nichtlinearität des Mikrophons.

Bild 9 zeigt die Silbenverständlichkeitsverluste des Mikrophons W 28. Heute sind diese Verluste, die durch die lineare Verzerrung (Dämpfungsverzerrung), die nichtlineare Verzerrung und andere Ursachen, z. B. Rauschen, instabiles Verhalten usw. hervorgerufen werden, sehr verringert worden. Doch bleibt der prinzipielle Fehler der Nichtlinearität bestehen, da sonst der Modulationsgrad und damit die Leistung des Mikrophons wesentlich vermindert werden müszte.

Bild 10 zeigt, ebenso wie Bild 9, das elektroakustische Optimum, das die Sprache auch ziemlich unempfindlich gegen die üblichen Raum- und Leitungsgeräusche macht. Dieses Optimum liegt etwa bei einer Bezugsdämpfung von rd. 2 Neper, wie auch schon das Bild 6 zeigte. Mit Rücksicht auf die Wichtigkeit des Fernsprechers wurden diese Betrachtungen etwas ausführlicher als die übrigen Punkte gebracht.

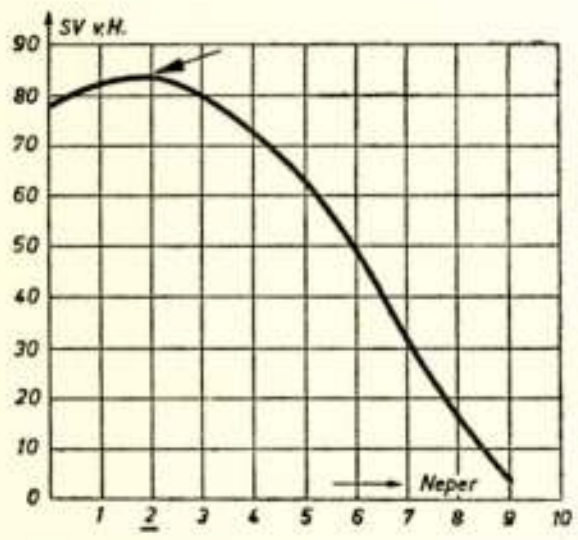


Bild 10
Silbenverständlichkeit zwischen zwei ZB-Sprechstellenapparaten (Baujahr 1927) abhängig von der Lautstärke.

### 4.1.1.b. Im Anschluszleitungsnetz und im Ortsnetz.

Hier kann nur auf einige Möglichkeiten hingewiesen werden, da bisher noch keine Entwicklung nicht einmal auf dem Papier begonnen wurde. Es seien drei Fälle herausgegriffen. Bei *langen Anschluszleitungen* musz man in den Auszenbezirken von der Kabelader von 0,6 mm Durchmesser auf eine Anschluszader von 0,8 mm Durchmesser übergehen, um den zulässigen Dämpfungswert nicht zu überschreiten. Beim Anwenden eines einfachen Transistorverstärkers (den es bisher in diesem Zusammenhange noch nicht gibt) kann man mit dem Durchmesser von 0,6 mm auch für lange Anschluszleitungen auskommen. Bei *langen Ortsverbindungsleitungen* kann man in ähnlicher Weise zu dünneren Querschnitten als bisher übergehen, wenn man z. B. am Hauptverteiler Transistorverstärker anbringt. Ein überlastetes Kabelröhrennetz kann so wieder aufnahmefähig gemacht werden, indem man von einem Aderdurchmesser von 0,6 mm auf 0,4 mm übergeht.

*Drittens* bietet der Transistor als Schalttransistor in der

Wähltechnik neue Möglichkeiten. So ist es vor allem seine hohe Schaltgeschwindigkeit ($< 1\ \mu s$), die ihn für alle Schaltvorgänge in der Wähltechnik so gut geeignet macht. Die Zahl der Leitungen, die in freier Wahl nach nicht besetzten Leitungen abgesucht werden musz, kann eine Zehnerpotenz höher gewählt werden als bei Verwendung von mechanischen Wählsystemen (Bündelstärke z. B. 200 statt 20). Das Widerstandsverhältnis des geschlossenen Kontaktes zum geöffneten liegt beim Schalttransistor heute noch bei den Werten von $1:10^5$ bis $1:10^6$. Die bei den mechanischen Schaltern erzielten Widerstandswerte liegen zwischen $1:10^9$ bis $1:10^{10}$. Diese Schwierigkeit wird sich jedoch überwinden lassen.

### 4.1.2. Im Trägerfrequenten Bereich.

a) Als Zwischenverstärker.

Gegenüber dem Röhrenverstärker fällt der weit geringere Stromverbrauch (bis 1 : 100 weniger) und die viel geringere Raumheizung durch die Verlustwärme stark ins Gewicht. Sie ergibt eine leichtere Klimatisierung der Räume. Nachteilig ist die gröszere Temperaturabhängigkeit des Transistorverstärkers gegenüber dem Röhrenverstärker. Diese kann jedoch durch eine entsprechende Gegenkopplung kompensiert werden.

b) Als Modulator und Demodulator.

Die Schwierigkeit liegt heute noch in der zu gewährleistenden Austauschbarkeit der Transistoren. Es ist noch nicht möglich, Transistoren mit genügend übereinstimmenden Kennlinien herzustellen. Die Entwicklung für die Verwendung der Transistoren in der Trägerfrequenztechnik läuft bei der Deutschen Bundespost an.

### 4.1.3. Im hochfrequenten Bereich.

a) Als Sender.

Wie schon aus der Tabelle hervorgeht, kann man heute bis zu einer Frequenz von 50 MHz und Leistungen bis zu 100 mW gelangen. Damit bietet sich der Transistor-Sender für

den Nahfunk-Sprechverkehr, z. B als Montage-Funkfernsprecher, an. Oder z.B. auch als Reportage-Funkfernsprecher. Wesentlich ist auch hier wieder der geringe Leistungsverbrauch.

b) Als Hochfrequenz-Verstärker.

Hier liegt die obere Frequenzgrenze niedriger. Trotzdem gibt es heute schon viele Rundfunkempfänger auch in Superhet-schaltung, die nur Transistoren als Bauelemente für die Demodulation und die Verstärkung benutzen.

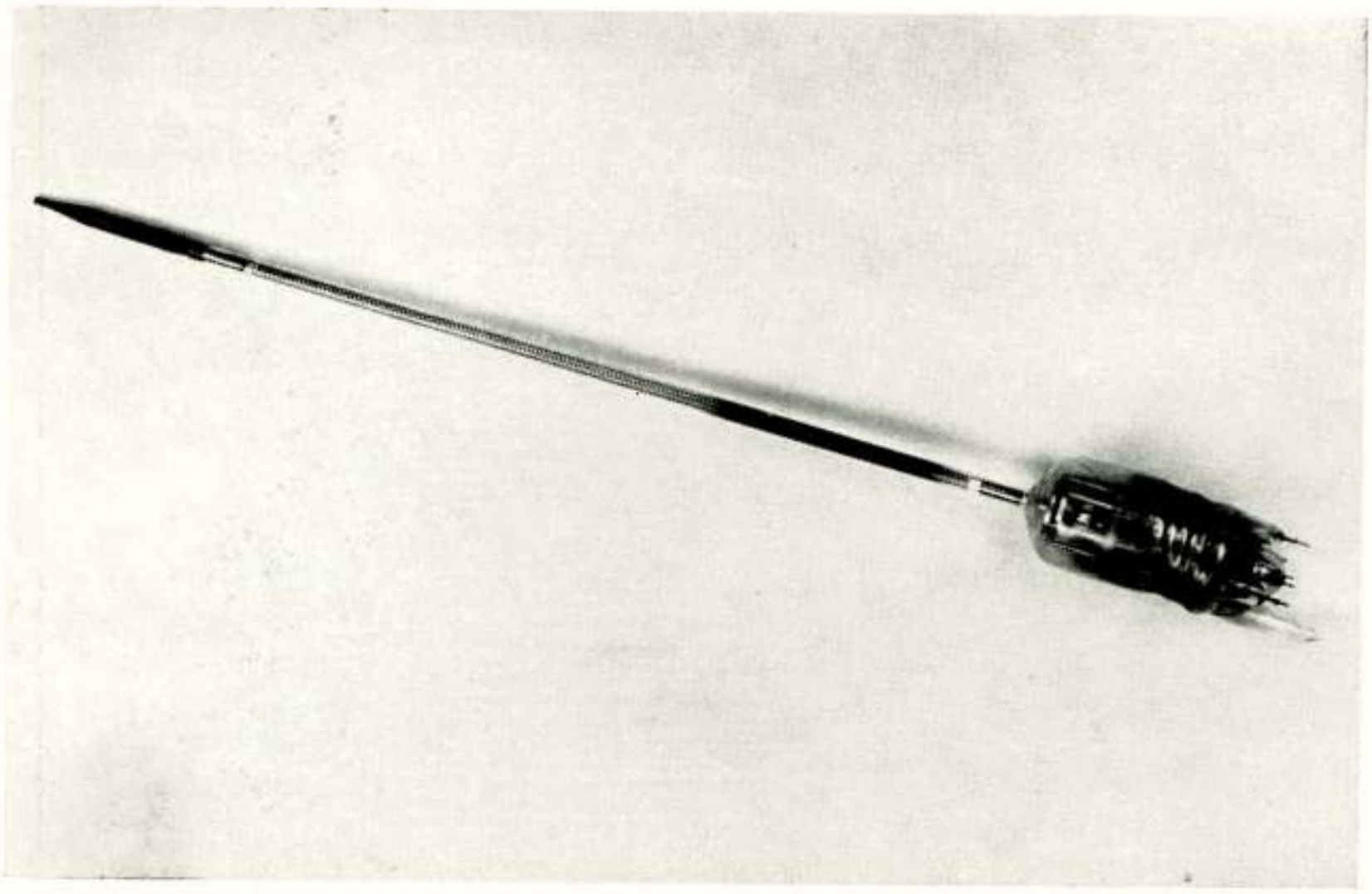

Bild 11
Wanderfeldversuchsröhre (hergestellt im Fernmeldetechnischen Zentralamt)

4.2. *Die Wanderfeldröhre.*

4.2.1. Im Dezimeterwellengebiet ist eine Anwendung der Wanderfeldröhre möglich. Die im Fernmeldetechnischen Zentralamt bereits im Jahre 1949 gebauten Wanderfeldröhren waren für eine Wellenlänge von 15 cm (1,5 dm = 2000 MHz) vorgesehen. Siehatten eine Baulänge von rd. 30 cm. Praktisch sind sie jedoch im Betrieb nicht eingesetzt worden, da beim Aufbau de 2GHz-Strecke im Jahre 1951 die Entwicklung der Wanderfeldröhre noch nicht weit genug fortgeschritten war (siehe Bild 11). Dem Mittelpunkt dieses Fernsehnetzes bildet der grosze Feldberg i. Taunus (siehe Bild 12).

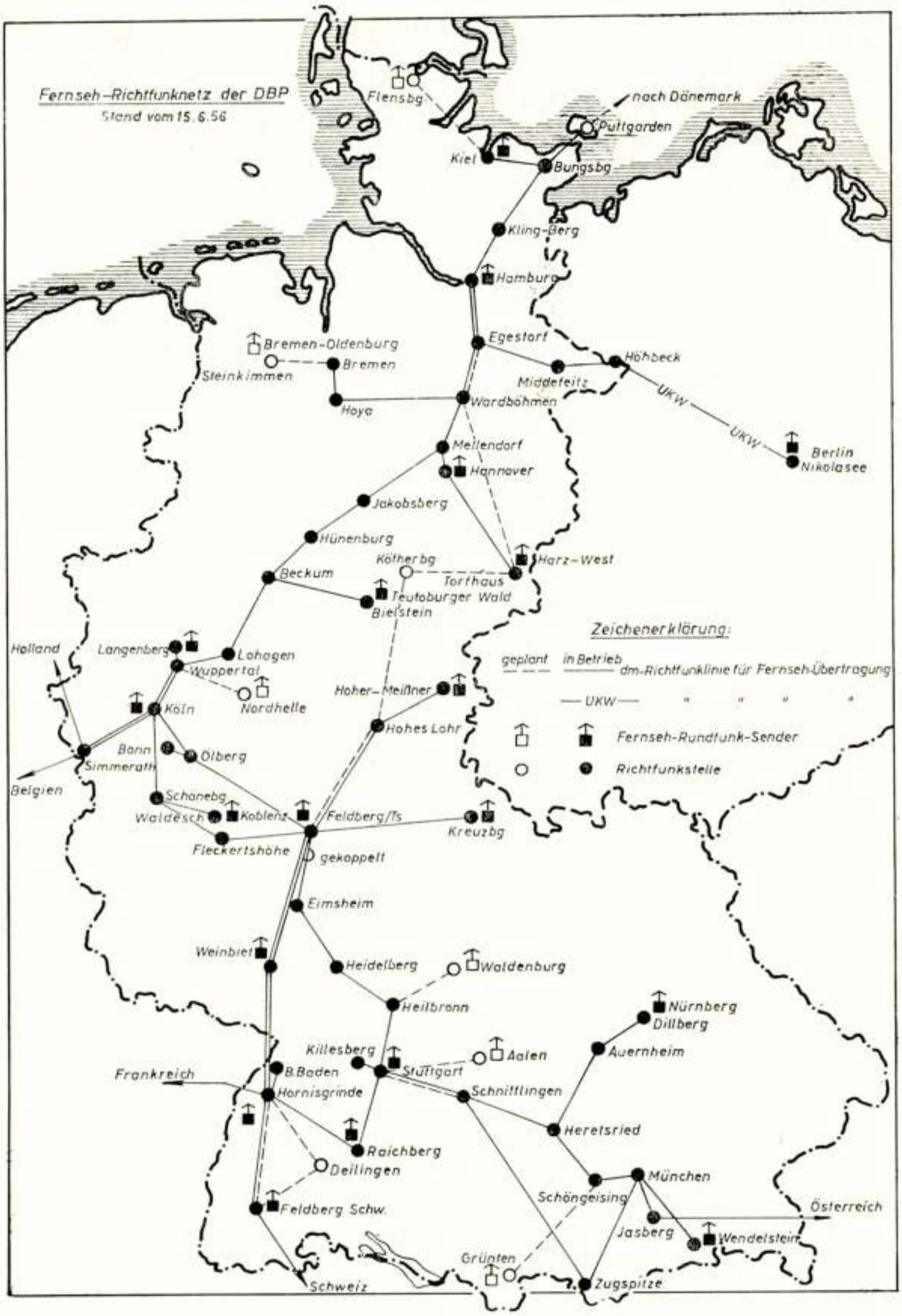


Bild 12
Fernseh-Richtfunknetz der DBP (Stand vom 15. 11. 1956)

Der Fernmeldeturm, dargestellt im Bild 13, hat eine Höhe von rd. 900 m. Auf ihm sind auszer dem Richtfunklinien auch noch andere Dienste im UKW-Bereich vereinigt (z. B. der Landstraszenfunk, UKW-Versuchsstrecken usw.).

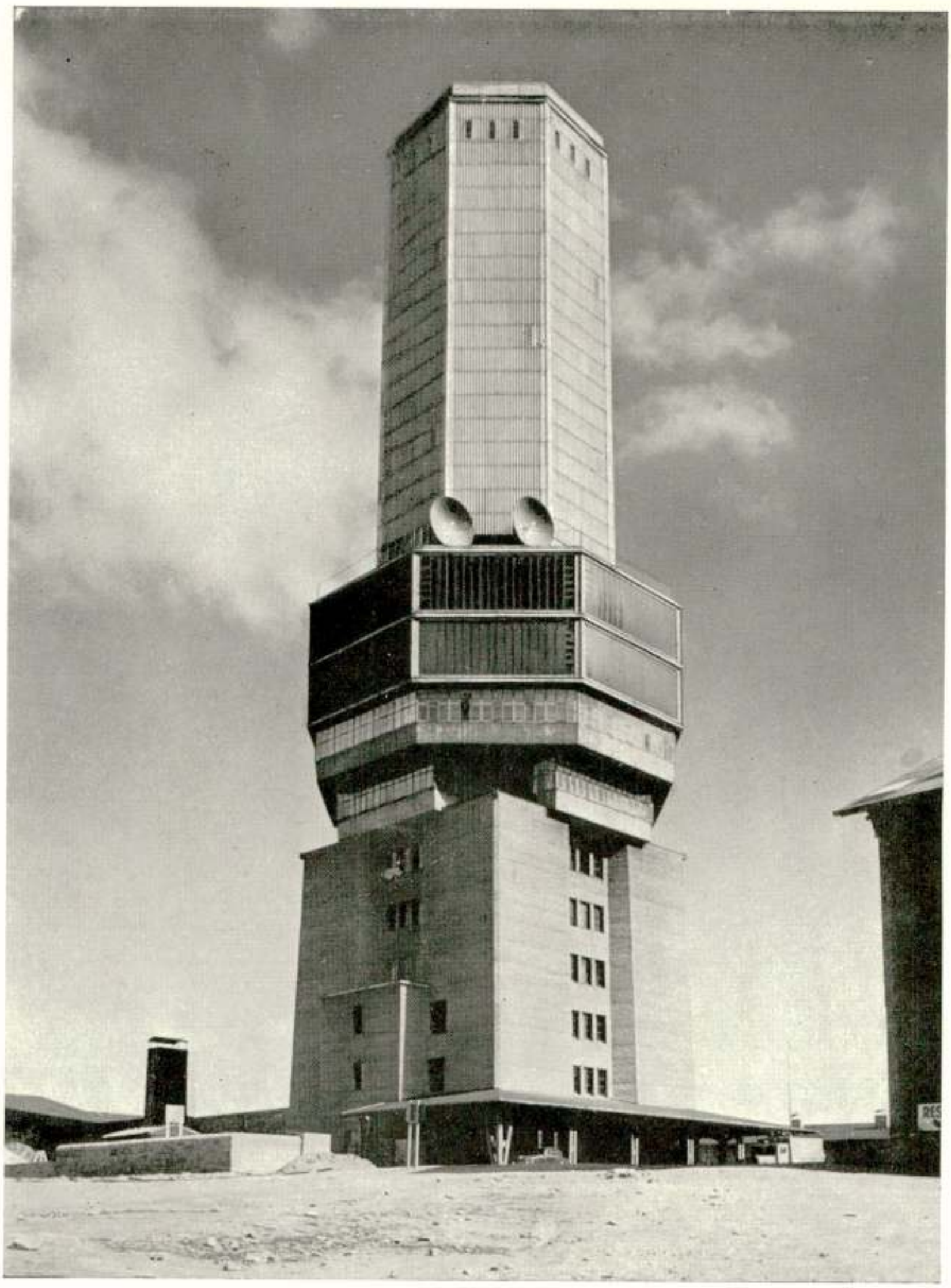

Bild 13
Fernmeldeturm Gr. Feldberg/Taunus.

### 4.2.2. Im Zentimeterwellenbereich.

Das im Jahre 1958 begonnene und voraussichtlich im Jahre 1960 fertig ausgebaute 4 GHz-Richtfunknetz wird insgesamt 6 Bänder in beiden Richtungen umfassen. Die Tabelle 2 gibt die

einzelnen Daten der in diesem System verwendeten ungefähr 25 cm langen Wanderfeldröhre an. Bild 14 zeigt die Frequenzbandaufteilung. Von den 6 Bändern werden im Endzustand voraussichtlich 2 Fernsehkanäle in beiden Richtungen 3 Fernsprechbänder mit je 600, d.h. mit insgesamt 1800 Fernsprechkanälen, und ein Reservebandvorgesehen werden. Im Jahre 1959 wird die Zahl der Fernsprechkanäle je Band von 600 auf 960 erhöht werden.

Aus Bild 14 geht auch noch hervor, dasz man zur besseren Frequenzbandtrennung auf dem Uebertragungswege von den beiden Polarisationsarten, der horizontalen und vertikalen Polarisation, Gebrauch macht.

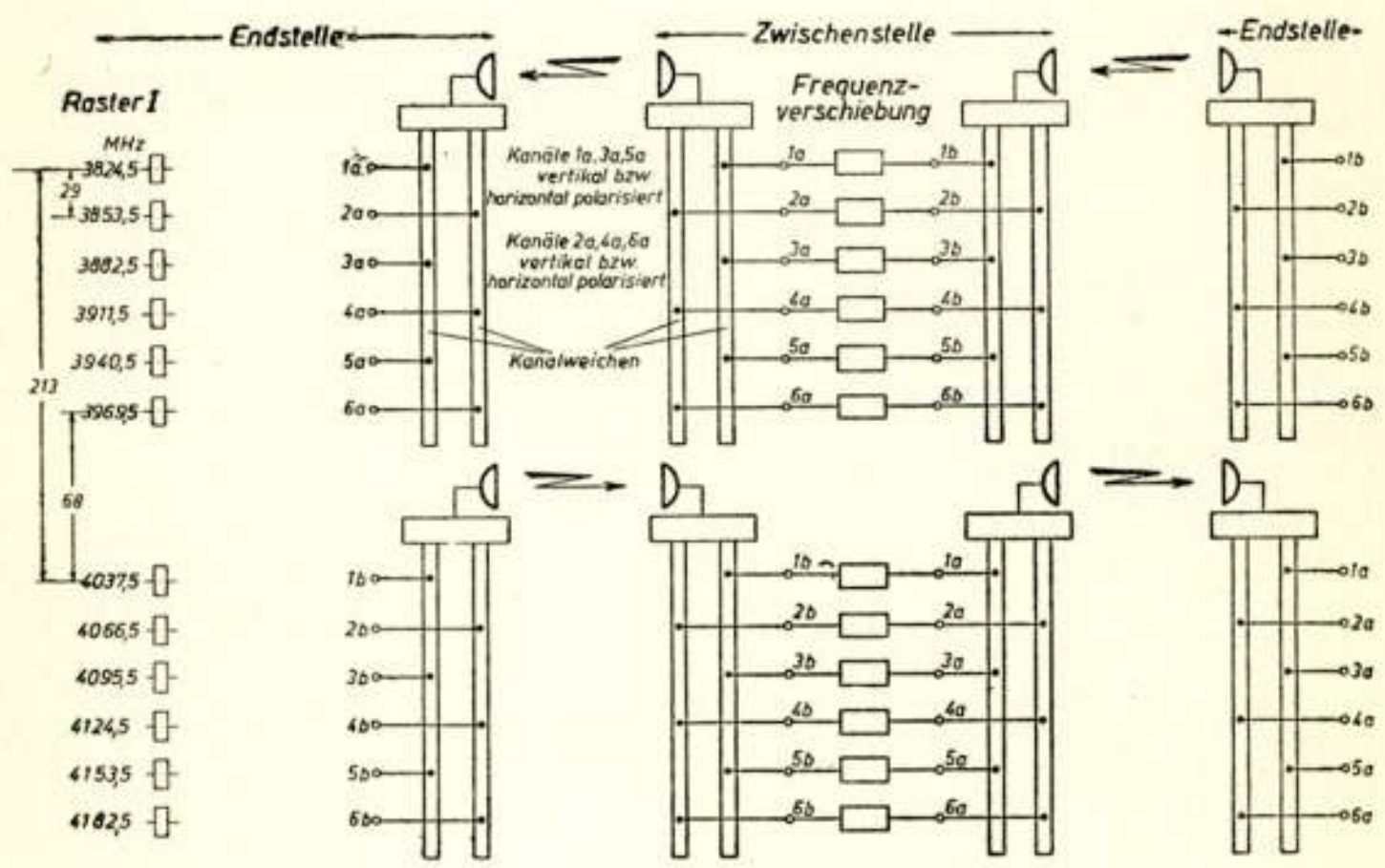


Bild 14
Frequenzplan für das Breitbandrichtfunksystem FM 600/4000
(Verschiebefrequenz = 213 MHZ z. B 1a/1b).

Für das 4 GHz-Richtfunknetz werden dieselben Türme wie beim 2 GHz-Richtfunknetz benutzt. Die mittlere Funkfeldlänge beträgt rd. 46 km. Die Richtfunklinie Hamburg-München hat bei 20 Funkfeldern eine Streckenlänge von rd. 1000 km. An dem Aufbau der Strecken sind die Firmen Siemens & Halske, Telefunken und Lorenz (Standard) beteiligt. Die Uebertragungsbedingungen entsprechen den vom CCIF gegebenen Empfehlungen für die Kabeltechnik.

4.2.3. Im Millimeterwellengebiet.

Die kommende Hohlleitertechnik wird voraussichtlich auch

zu einer Weiterentwicklung der Wanderfeldröhre führen. Der zunächst in Aussicht genommene Wellenbereich liegt voraussichtlich zwischen 4 und 8 mm. Dabei wird zum Vermeiden des Sauerstoff-Absorptionsgebietes bei 5 mm wahrscheinlich eine Stickstoffüllung des voraussichtlich etwa 5 cm starken runden Hohlrohres vorgenommen werden müssen. Die Wanderfeldröhre musz so gebaut werden, dasz eine gute Erzeugung der $H_{01}$-Welle bei der Generator-Röhre möglich ist. Für die Wanderfeldröhre als Zwischenverstärker musz die Ein- und Auskopplung der $H_{01}$-Wellen ebenfalls ohne Verluste und Mode-Sprünge in eine andere Wellenart möglich sein. Hierüber laufen inzwischen bereits wissenschaftliche Untersuchungen beim Fernmeldetechnischen Zentralamt und in der Hochschule in Darmstadt.

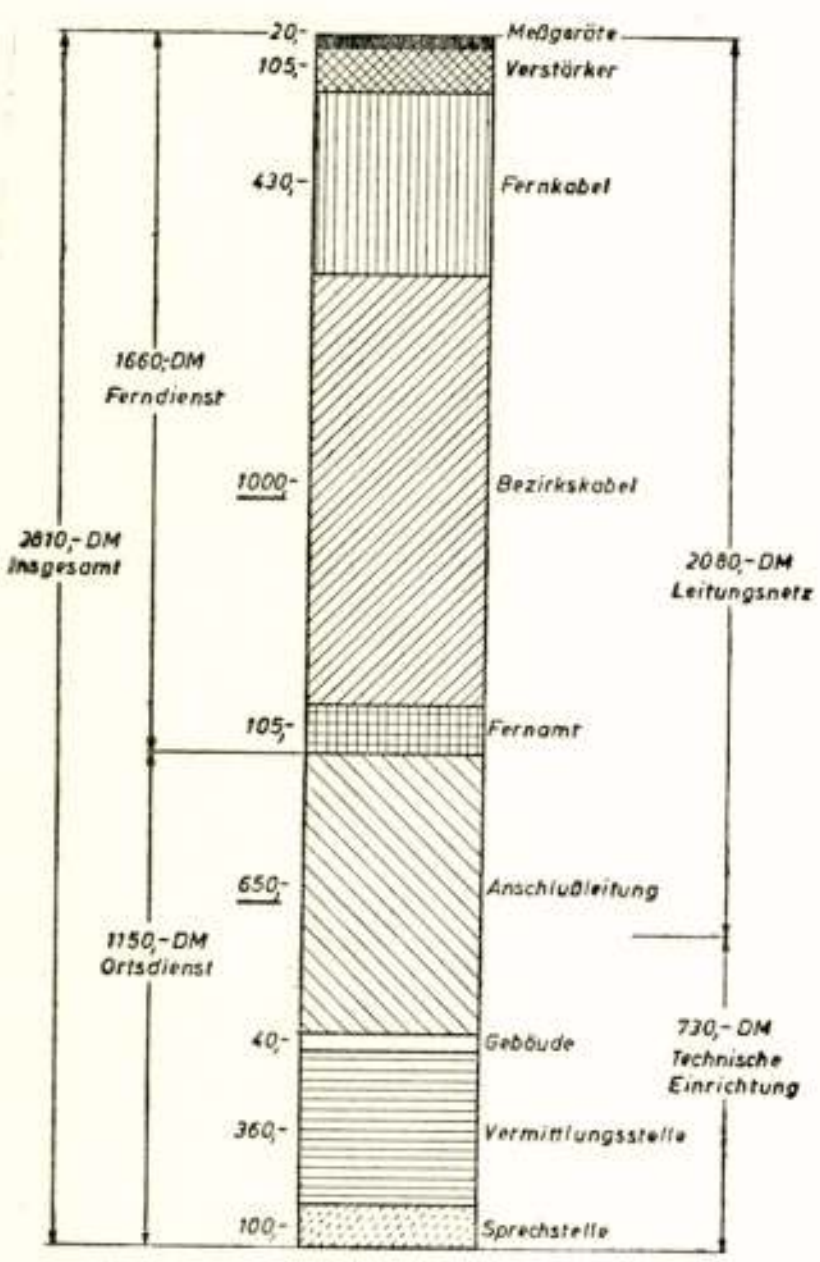


Bild 15
Einrichtungskosten im Fernsprechwesen umgerechnet auf 1 Hauptanschlusz
(Errechnet aus dem Gesamtwert der Fernsprechanlagen Preisbasis 1949, bezogen auf die Gesamtzahl der Hauptanschlüsse).

## 5. Wirtschaftlichkeitsüberlegungen.

### 5.1. *Der Transistor im Orts-, Nah- und Weitverkehr.*

Bild 15 zeigt eine Aufteilung der Anlagekosten für einen Hauptanschlusz aus dem Jahre 1949. Als zwei wichtige Zahlen greifen wir den Kostenanteil der Anschluszleitung mit 650 DM und den Kostenanteil des Bezirkskabels mit 1000 DM bei einem Gesamtkostenbetrag von 2810 DM heraus. Beide Kabelarten werden bis auf geringe Ausnahmen ohne Trägerfrequenzgeräte betrieben. Bei einer entsprechen den Senkung der Kosten für die Trägerfrequenzgeräte vom 6-, 12- und 24-Kanaltyp könnten die Gesamt- kosten für den Sprechkreiskilometer im Anschluszleitungsnetz und im Bezirkskabelnetz spürbar vermindert werden. Die Trägerfrequenzgeräte können im Orts- und Nahverkehr mit

Transistoren ausgerüstet werden. Grosze Stückzahlen und leicht einzuhaltende Toleranzen dürfen zu einer wesentlichen Kosten verringerung beitragen.

*Im Weitverkehr* wird der Transistor auch als Verstärker seinen Einzug halten. Hier wird allerdings die notwendige Temperaturkonstanz des Verstärkers noch zu einigen Schwierigkeiten führen, die vielleicht mit Hilfe des Siliziumtransistors ohne zu grosze Gegenkopplung besser gemeistert werden können.

### 5.2 *Die Wanderfeldröhre im Weitverkehr.*

Im 4 GHz-System wird die Wanderfeldröhre bereits als Betriebsröhre in der Mittel- und Endstufe des Verstärkers verwendet. Sobald die rauscharme Eingangs-Wanderfeldröhre serienmäszig zu erhalten ist, wird der gesamte Verstärker nur noch aus 3 (bei Lorenz nur aus 2) Wanderfeldröhren bestehen. Man kann so von dem im 2 GHz-System vorhandenen Zwischenverstärker (Empfangen-Senden) mit 35 Röhren auf einen 4 GHz-Zwischenverstärker mit 3 Röhren übergehen. Dies wird in nicht allzulanger Zeit der Fall sein.

Die Einführung der Wanderfeldröhre führt zu einer Verminderung der aufgenommenen Leistung voraussichtlich etwa im Verhältnis 1 : 10. Dies gestattet die Verwendung von Akkumulatorenbatterien, da die Gesamtleistung für die Richtfunkgeräte einer normalen Zwischenstelle 1 kW nicht mehr übersteigen wird. Die Geräte können kleiner werden, der Platzbedarf geringer, die Betriebskosten niedriger und die Störungen seltener.

### 5.3. *Ausblick auf die notwendige weitere Entwicklung des Transistors und der Wanderfeldröhre.*

Von seiten des Verbrauchers, d.h. der Deutschen Bundespost. wird eine möglichst grosze Gleichmäszigkeit der *Transistoren* untereinander gefordert, die eine Austauschbarkeit ohne besondere Nachstellarbeiten ermöglicht.

Für die verschiedenen Aufgaben, z.B. rauscharme Eingangsstufe, leistungsstarke Endstufe, sind verschiedene Typen erforderlich. Auch die Frequenzgrenzen ergeben verschiedene Bauarten. Die Temperaturkonstanz ist ebenfalls ein wichtiger Gesichtspunkt für die zukünftige Entwicklung. Grosze Stückzahlen werden voraussichtlich auch zu einer spürbaren Preissenkung führen. Eine Grenze ergibt sich dann, wenn der Anteil des Transistors

am Gesamtpreis der Verstärker keine wesentliche Rolle mehr spielt.

Die *physikalischen Gesichtspunkte* sind die Erhöhung der Frequenzgrenze, die Steigerung der Leistung, die Verminderung der Rauschzahl und hohe Temperaturkonstanz bei groszer Gleichmäszigkeit innerhalb der Typenreihe.

*Die Wanderfeldröhre im Weitverkehr.*

Nachdem die Wanderfeldröhre nun mehrbereits das Stadium des Betriebes erreicht hat, ergeben sich automatisch die *Anforderungen* des *Betriebes*. Neben hoher Gleichmäszigkeit innerhalb der Serie wird eine hohe Lebensdauer (> 10 000 Std), d.h. grosze Betriebssicherheit, verlangt.

Als *physikalische* Anforderung ist als wichtigste eine möglichst lineare Amplitudenkennlinie zu fordern. Heute beträgt die Klirrdämpfung einer Endstufen-Wanderfeldröhre etwa 20 db bei etwa 90% Modulation. Gelänge es, diese Klirrdämpfung auf 70 db durch konstruktive Masznahmen bei gleicher Aussteuerung zu steigern, so könnte man ohne Schwierigkeit sofort die Amplitudenmodulation anstelle der Frequenzmodulation einführen. Auf diese Weise könnten dann in demselben Frequenzband von 29 MHz 3000 Gespräche statt wie bisher nur 600 übertragen werden. Leider ist jedoch diese Linearisierungsanforderung von 20 db auf 70 bd Klirrdämpfung durch konstruktive Masznahmen allein nicht zu verwirklichen. Die konstruktive Grenze für die Linearisierung der Amplitudenkennlinie wird voraussichtlich bei einer Klirrdämpfung von 30 db liegen. 10 db lassen sich vielleicht noch durch eine kompensierende Schaltung gewinnen. Der bei der Uebertragung von Sprache fehlende Rest von 30 db kann vielleicht durch eine Vorverformung der Sprache (Vorbetonung der höheren Frequenzen und Amplitudenkompression) gewonnen werden. In diesem Falle wäre die Sprache auf dem Uebertragungswege (unter Einhalten der Bedingungen des CCIF) um 30 db unempfindlicher gegen Geräusche, und man könnte mit einer Klirrdämpfung von 40 db statt 70 db auskommen.

## 6. Zusammenfassung und Ausblick.

Bei dem groszen Umfang der Nachrichtentechnik war es nicht möglich, alle wichtigen Entwicklungsmöglichkeiten im Rahmen dieses Vortrages zu behandeln. Es wurden daher nur einige

Betrachtungen über die kommende Entwicklung des Fernsprechens und des Fernsehens gebracht unter Berücksichtigung der neuen Bauelemente, Transistor und Wanderfeldröhre. Die Steigerung des Verkehrs sowie der Ansprüche der Verkehrsteilnehmer einerseits und die technischen Fortschritte andererseits werden in Zukunft das Tempo einer Entwicklung auch nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten bestimmen. Während der Transistor mehr für den hör- und trägerfrequenten Bereich und nur z.T. im hochfrequenten Bereich seine Anwendung finden wird, wird die Wanderfeldröhre oberhalb 2000 MHz voraussichtlich bald im Vordergrund der Entwicklung stehen.

Die Wanderfeldröhre wird wahrscheinlich auch einen starken Antrieb für die Weiterentwicklung des Fernsehens geben.

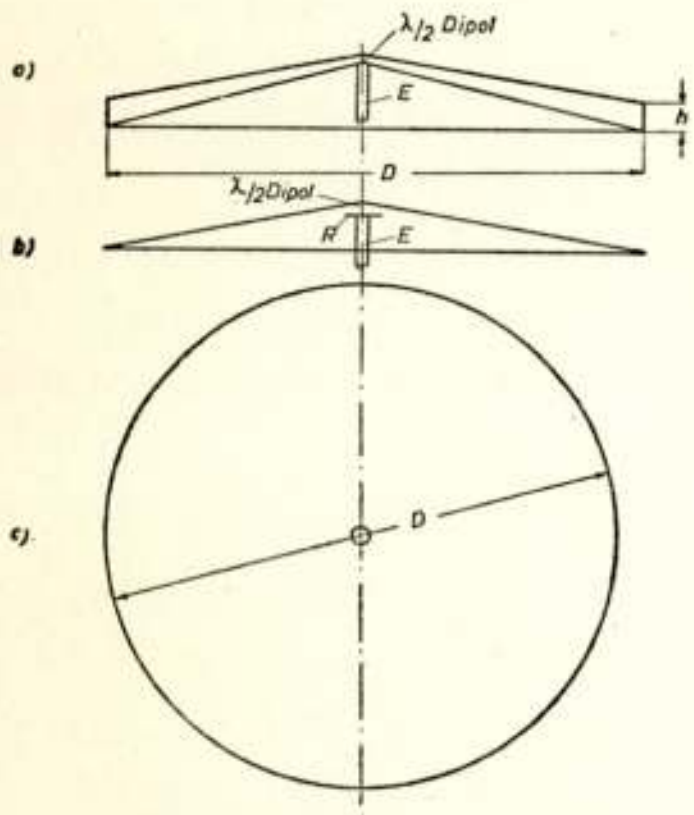


Bild 16
Rundstrahl — Richtantenne mit Reichweitenbegrenzung
a) Querschnitt durch den Rotationskörper für ein kreisringförmiges Strahlungsdiagramm
b) Querschnitt durch den Rotationskörper für ein kreisförmiges Strahlungsdiagramm
c) Draufsicht auf die Rotationskörper unter a) und b)
D = Durchmesser des Rotationskörpers
h = Höge der strahlenden Zylinderfläche D. $\pi$. h
E = Energieleitung
R = Reflektor.

Nach dem Belegen der Bereiche IV (rd. 70 cm. Wellenlänge) und V (rd. 40 cm Wellenlänge) wird man bei der nächsten internationalen Funkkonferenz, voraussichtlich 1959 in Stockholm, die neuen Fernsehbereiche festlegen müssen. Wählt man diese neuen Bereiche z.B. oberhalb der bisher international festgelegten Frequenzgrenze von 10 500 MHz und sieht z. B. eine Bandbreite von rd. 1100 MHz für Fernsehzwecke vor, so könnte man hier ein System mit folgenden vorteilhaften Eigenschaften unterbringen: Bei Verwendung von z B. 5000 Kleinstsendern mit etwa 10 Watt Strahlungsleistung mit Rundstrahlantennen nach Bild 16 kann man Flächen mit 2 bis 3 km Radius mit 10 Programmen versorgen. Dabei werden in jeder gröszeren Stadt je 3 nebeneinander liegende Wellenbereiche von 3 getrennt liegenden Rundstrahlantennen abgestrahlt (siehe Bild 17). Der Fernsehteilnehmer kann dann seine Fernsehantenne nach *der* Rundstrahlantenne ausrichten, die ihm den besten

Empfang bringt, ohne Interferenzenbefürchten zu müssen. Bei der kurzen Wellenlänge von 2,5 ... 2,6 cmlassen sich Bündelungswinkel von $\pm 1^0$ bei der Empfangstrichterantenne leicht erzielen. Reflexionsstörungen und Störungen anderer Art lassen sich bei diesen kleinen Bündelungswinkeln leicht ausblenden.

Da die Leistung der Sender sehr gering ist, und das Antennendiagramm infolge der Form der Rundstrahlantenne die Strahlungsenergie begrenzt, lassen sich dieselben Frequenzen in etwa 10 km Abstand wieder aufs neue verwenden. Die Versorgung der Kleinstsender geschieht über das auch für die übrigen Nachrichtenarten insbesondere das Fernsprechen vorgesehene Richtfunknetz nach Bild 18.

Die Frequenzen dieses Richtfunknetzes liegen z. B. zwischen 11 500 und 12 100 MHz für alle 3 Wellenbereiche. Die drei

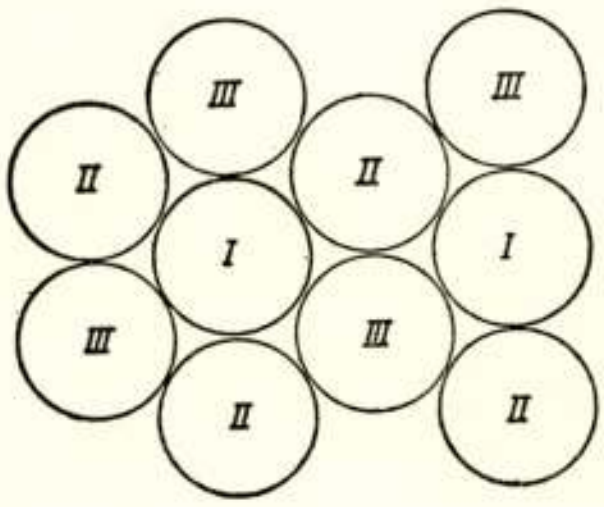


Bild 17

Verteilung der Wellenbereiche der Nachbarsender

| | |
|---|---|
| I = Wellenbereich | I z.B. 10 500 MHz ($2 \cong 3$ cm) |
| II = Wellenbereich | II z.B. 10 680 MHz |
| III = Wellenbereich | III z.B. 10 860 MHz |

Wellenbereiche der Fernsehrundfunksender liegen dann um rd. 500 MHz versetzt im Gebiet von 12 100 bis 12 600 MHz. Diese Frequenzversetzung kann durch eine zusätzliche Modulation der Wendelspannung der Wanderfeldröhre mit 500 MHz leicht und ohne grosze Kosten erreicht werden. Ein solcher Kleinstsender würde z. B. nur aus zwei Wanderfeldröhren bestehen, da er sein Programm bereits vermoduliert von der Richtfunkstrecke bezieht und nur die Verstärkung und die Frequenzversetzung um rd. 500 MHz durchzuführen hat. Ein solcher Sender wird daher sehr billig werden. Da für jedes Programm ein Kleinstsender vorgesehen ist und alle 10 Sender auf einer gemeinsamen Antenne arbeiten, ist keine Kreuzmodulation zu befürchten. Als Modulationsart ist Amplitudenmodulation mit Restseitenband (Nyquistflanke) möglich. Die notwendige hohe Frequenzkonstanz

wird dadurch am wirtschaftlichsten erreicht, indem von einer Zentralstelle aus, z. B. Darmstadt, mehrere Normalfrequenzen sowie auch die Trägerwellen im Bereich von 11 500 bis 12 600 MHz mit einer Konstanz von $10^{-9}$ über das Richtfunknetz und dann auch über die Kleinstsender ausgestrahlt werden. Der Fernsehempfänger kann so die billigste und technisch beste Form

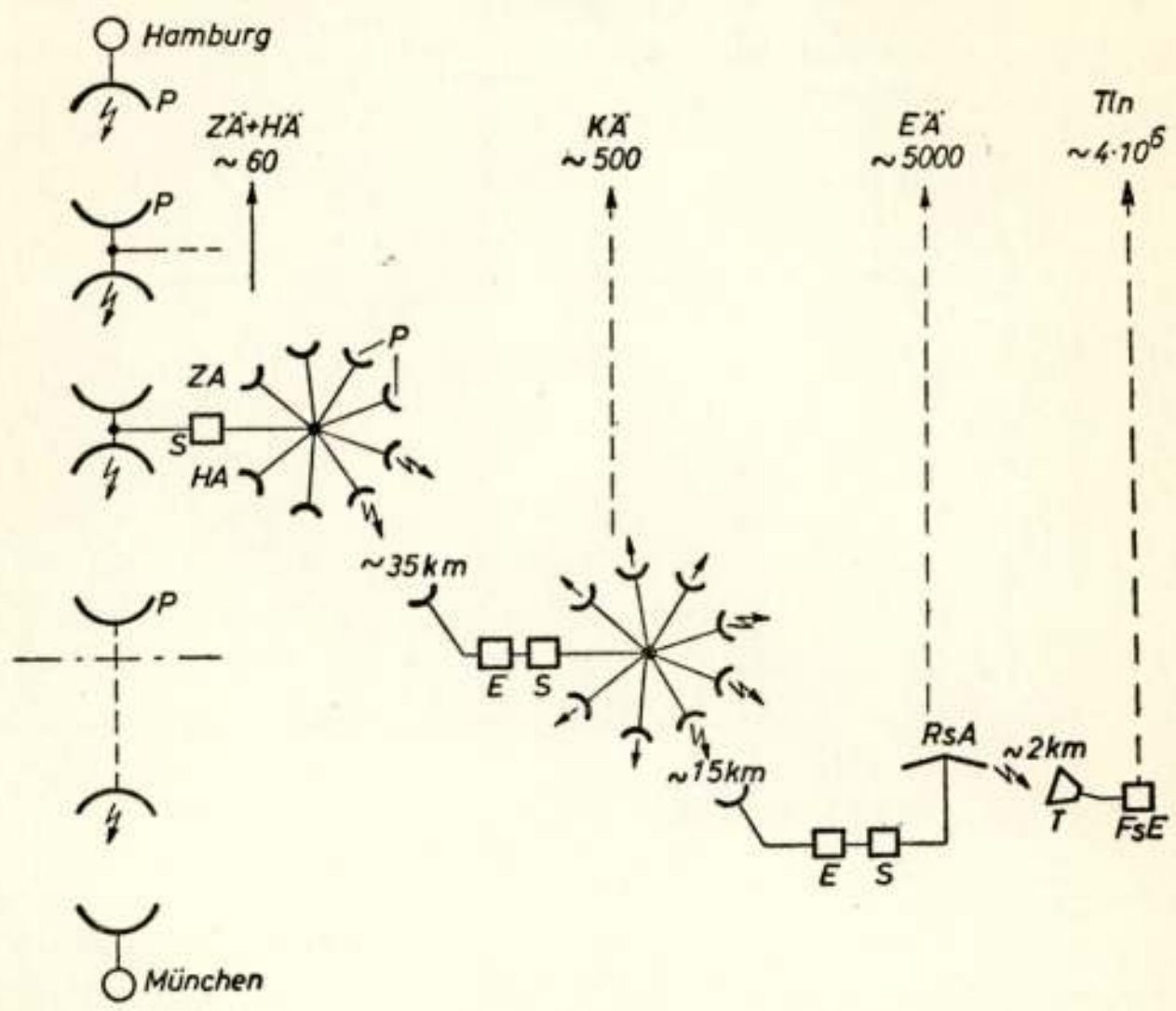


Bild 18

Modulationsnetz zur gerichteten Verteilung von Fernseh-und Hörrundfunkdarbietungen im Zentimeterwellenbereich.

Es bedeuten: Hamburg — München = Hauptachse des Fernmeldenetzes

| | | | |
|---|---|---|---|
| ZÄ | = Zentral-Ämter | P | = Parabolspiegel-Antenne |
| HÄ | = Haupt-Ämter | RsA | = Rundstrahlantenne |
| KÄ | = Knoten-Ämter | T | = Trichter-Antenne |
| EÄ | = Endämter | S | = Sendegerät |
| Tln | = Teilnehmer | E | = Empfangsgerät |
| FsE | = Fernsehempfänger | | |

erhalten, da er keine Vorkehrungen zur Erzielung einer hohen Frequenzkonstanz benötigt. Er erhält die Programme mit den hochkonstanten Trägerwellen und kann seinen veränderlichen Oszillator, den er zur Programmauswahl benötigt, an eine ebenfalls ausgestrahlte unmodulierte Normalfrequenz "anbinden" bzw. sich darauf beziehen.

Gleichzeitig bietet der Uebergang in den Zentimeterwellenbereich die Möglichkeit, die Gesamtbandbreite für ein Schwarz-Weisz-Programm und für das Farbfernseprogramm wesentlich

gröszer als bisher zu wählen, da durch die Wiederholbarkeit derselben Frequenzen in Abständen von 10 km ein Frequenzmangel vermieden wird.

In Bild 19 ist ein Vorschlag für ein compatibles Farbfernsehsystem angedeutet. Bei einer Gesamtbandbreite von 18 MHz

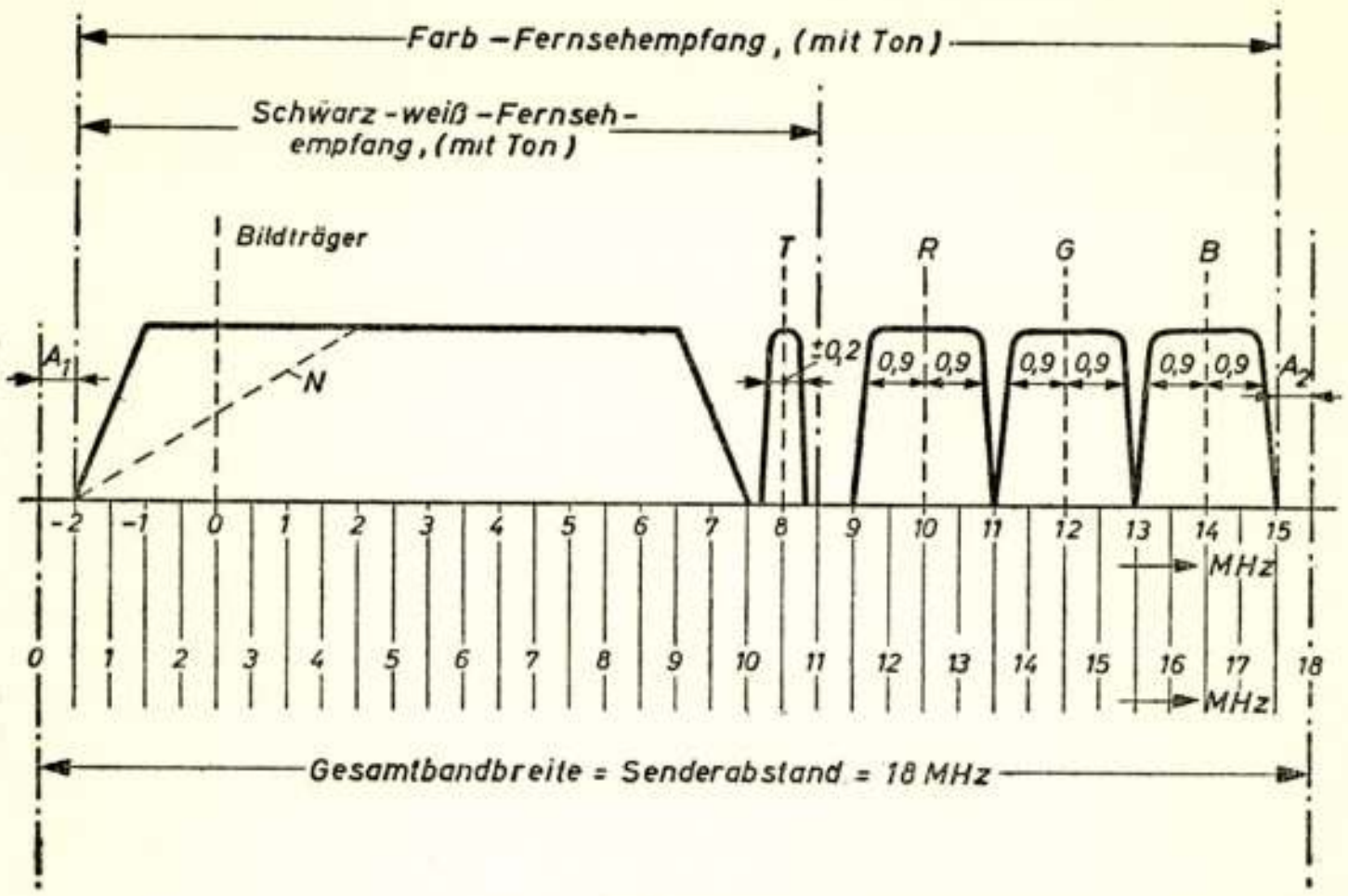


Bild 19

Vorschlag für die Bandaufteilung eines kombinierten Schwarz-weisz und Farbfernsehempfängers im cm-Wellenbereich (z.B. Bereiche VI, VII und VIII)

Es bedeuten: $A_1$, $A_2$ = Sicherheitsabstände (z.B. 0,5 MHz)
$R$, $G$, $B$ = Lage der Farbträger Rot, Grün, Blau
$T$ = Lage des Tonträgers
$N$ = Nyquistflanke

(statt bisher 7 MHz) kann man den Schwarz-Weisz-Empfänger bei einem Kellfaktor von 1, d. h. bei gleicher horizontaler und vertikaler Auflösung, mit einer Bandbreite von 7,5 MHz vorsehen. Mit einem Restseitenband von 2 MHz erhalten wir eine flachere Nyquistflanke als bisher und damit wesentlich geringere Einschwingverzerrungen. Schneidet man hinter dem Tonträger bei 11 MHz ab, so haben wir einen reinen Schwarzweiszempfänger, ohne eine Störungsgefahr durch den Bildträger wie beim NTSC-System. Die drei Farbträger liegen oberhalb des Tonträgers mit einer Bandbreite von je ± 0,9 MHz. Diese Ueberbestimmtheit dadurch, dasz auszer dem Schwarzweiszbild noch 3 Farbkomponenten übertragen werden, garantiert auch bei nicht zu groszen Uebertragungsstörungen ein farbenechtes Bild. In welcher Weise man diese Informationen in ein Farbbild umsetzt,

mit oder ohne Matrix, hängt auch von der Art des Bildrohres ab und würde hier zu weit führen.

Dieser Vorschlag soll ja auch nur eine Möglichkeit für das Farbfernsehen im Zentimeterwellenbereich zeigen und zur Diskussion anregen.

Ich hoffe, mit diesen Ausführungen einige Hinweise für eine Diskussion der verschiedenen aufgeworfenen Probleme gegeben zu haben and danke Ihnen allen für die meinem Vortrag entgegengebrachte Aufmerksamkeit.

---

# Analyse en ontwerp van detectorschakelingen voor signalen met asymmetrische zijbanden

door A. van Weel *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 17 dec. 1957.


## Summary

A survey is given of the properties of detector circuits both for signals with double sidebands as for signals with asymmetrical sidebands. The way in which detector stages for asymmetrical sideband signals are often designed is critically discussed and an improved design method is given. The various causes of distortion that can occur in a detector stage are shortly treated. For a more complete discussion of the subject of this article the reader is referred to the references 1 and 2.


## 1. Inleiding.

Het ontwerp van een detector van een televisie-ontvanger blijkt in vele gevallen op moeilijkheden te stuiten. Een gebruikelijke wijze van werken is om het middenfrequent gedeelte van de ontvanger zodanig af te regelen, dat de resonantiekromme bij de draaggolffrequentie een faktor 2 gevallen is. Deze resonantiekromme wordt dan opgenomen door de uitgangsgelijkspanning van de detector te meten als functie van een niet-gemoduleerd middenfrequent signaal. Vervolgens geeft men het videofrequent deel van de detector een vlakke transferkarakteristiek. Meet men daarna de videofrequente uitgangsspanning als functie van de modulatiefrequentie van een ingangssignaal met constante draaggolf, dan blijkt de op deze wijze over alles gemeten videoamplitudekarakeristiek veelal niet vlak te zijn. Langs empirische weg tracht men deze vlakheid vervolgens te bereiken door het videofrequent gedeelte te wijzigen.

Teneinde een beter inzicht te verkrijgen in de werking van een dergelijke detectorschakeling werd een onderzoek ingesteld, waarvan de resultaten in extenso gegeven worden in twee ar-

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

tikelen, waarvan het eerste in „Philips Research Reports"[1]) gepubliceerd werd en het tweede in het "Journal of the British I.R.E."[2]). In het voor u liggende artikel zullen alleen de belangrijkste punten van dit onderwerp in het kort besproken worden. Alvorens een detector voor signalen met asymmetrische zijbanden te behandelen is het nuttig eerst op een detector voor signalen met symmetrische zijbanden in te gaan; het geval van asymmetrische zijbanden is aanzienlijk gecompliceerder en zal blijken zich slecht voor theoretische berekeningen te lenen.

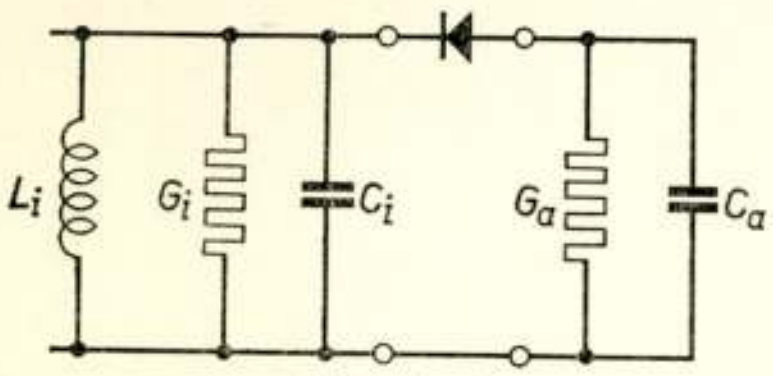


Fig. 1a.
Eenvoudigste detector-schakeling met middenfrequentkring $L_i, G_i, C_i$ en audiofrequente admittantie $G_a C_a$.

## 2. Detector voor twee-zijband signalen.

Het juiste vervangingsschema voor een detector voor dubbelzijband signalen is minder algemeen bekend dan men wel zou verwachten. Fig. 1a geeft de eenvoudigste detectorschakeling die mogelijk is en fig. 1b geeft het middenfrequente vervangingsschema aan[3]). Hierin ziet men behalve de conductantie 2 $G_a$, welke in alle leerboeken vermeld wordt, ook nog een parallelkring, welke steeds afgestemd is op de draaggolffrequentie. De aanwezigheid van deze parallelkring in het vervangingsschema wordt dikwijls over het hoofd gezien. De geldigheid van dit vollediger vervangingsschema wordt op soortgelijke wijze bewezen als de geldigheid van het beperktere schema met alleen de conductantie 2 $G_a$, n.l. door middel van een energie-beschouwing. Zoals de in het

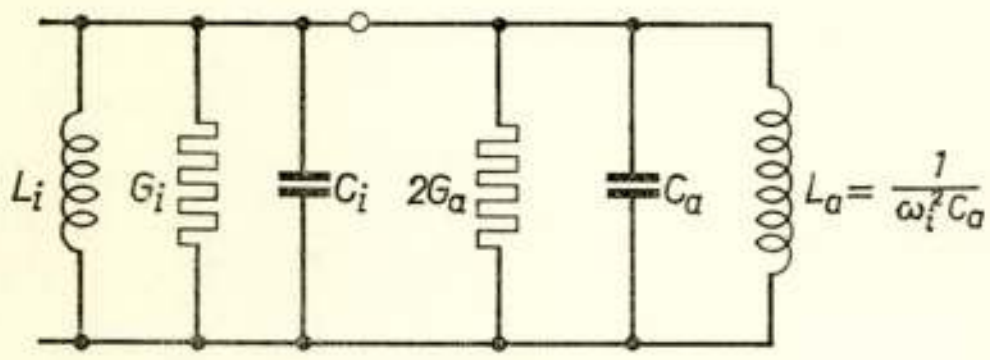


Fig. 1b.
Middenfrequent equivalent-schema van fig. 1a.

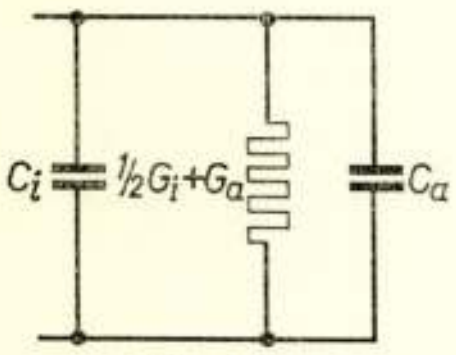


Fig. 1c.
Audiofrequent equivalent-schema van fig. 1a.

---

[1]) A. van Weel, Philips Res. Rep. Vol. 13, 301-326, 1958.
[2]) A. van Weel, Journal Brit. I.R.E. Vol. 18 525-540, sept 1958.
[3]) J. Haantjes en B. D. H. Tellegen, Philips Res. Rep. Vol 2, 401-419, 1947.

rechter deel van de schema's van de fig. 1a en 1b gedissipeerde energieën in respectievelijk de conductanties $G_a$ en $2\,G_a$ gelijk zijn, zo is ook op ieder moment de geaccumuleerde energie in de condensator $C_a$ in fig. 1a gelijk aan de hoogfrequente energie in de parallelkring $C_aL_a$ in fig. 1b. Voor de berekening van de overdrachtseigenschappen kan men ook het audiofrequente schema volgens fig. 1c gebruiken, waaraan men aan de linker klemmen een audiofrequente stroom toegevoerd moet denken, welke in grootte gelijk is aan één van de beide zijband stromen welke in het oorspronkelijke schema van fig. 1a toegevoerd werden. Dat de admittanties in fig. 1c de helft zijn van de overeenkomstige admittanties in fig. 1b hangt samen met het feit dat de totale uitgangsspanning van de detector het gevolg is van het toevoeren van *twee* stroomcomponenten, respectievelijk van boven- en onderzij-band, zodat de audiofrequente spanning tweemaal groter wordt dan elk van de zijbandspanningen in fig. 1b.

Uit de vervangingsschema's volgens fig. 1b en 1c blijkt, dat een zeer sterke koppeling bestaat tussen de hoogfrequente en audiofrequente gedeelten van een detectortrap en dat er in het bizonder geen sprake van is dat men deze impedanties als in cascade geschakeld mag beschouwen. Het ontwerp van een detector moet dan ook berusten op de beschouwing van het geheel van hoogfrequente en audiofrequente delen en om dezelfde reden moet de meting van de overdrachtseigenschappen ook aan de gehele schakeling plaatsvinden. Dit betekent dat men de audiofrequente uitgangsspanning moet meten als functie van de modulatiefrequentie bij constante draaggolffrequentie. De gebruikelijke methode om de uitgangsspanning van de detectortrap te meten als functie van een niet-gemoduleerde draaggolffrequentie heeft daarom voor de bepaling van de eigenschappen van een detector slechts zeer beperkte waarde.

## 3. Analyse van detectoren voor signalen met asymmetrische zijbanden.

Het is mogelijk onder een aantal beperkende condities een vervangingsschema af te leiden voor een detectorschakeling aan welke een signaal met asymmetrische zijbanden wordt toegevoerd. In fig. 2 is de schakeling zelf in principe aangegeven. De admittantie $Y_{0,1,2}$ stelt de admittanties van de hoogfrequente kring voor de draaggolffrequentie (0), de boven-zijband (1) en de onder-zijband (2) voor. Op dezelfde wijze geeft de stroom $I_{0,1,2}$

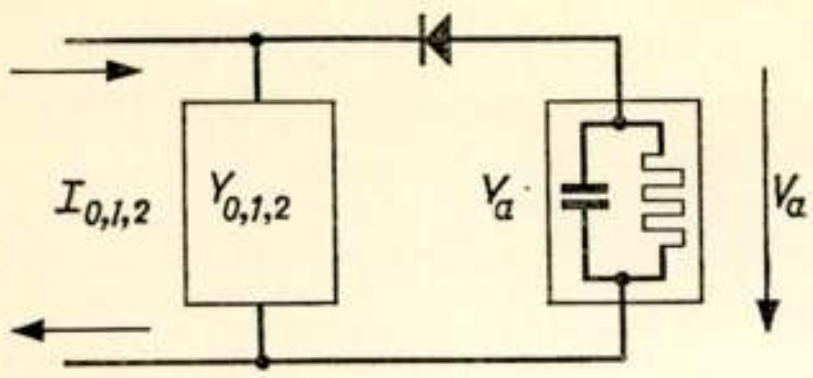


Fig. 2
Blokschema van een detectortrap voor signalen met asymmetrische zijbanden. De admittanties $Y_{0,1,2}$ hebben betrekking op respectievelijk draaggolffrequentie, boven-zijband en onder-zijband frequentie.

de waarde van de toegevoerde hoogfrequente stroom aan voor respectievelijk draaggolffrequentie en beide zijbanden. De impedantie $Y_a$ is de audiofrequente impedantie, welke in het eenvoudigste geval bestaat uit een weerstand parallel aan een condensator.

Het vervangingsschema dat men voor deze detector kan afleiden is in fig. 3 gegeven en bestaat uit een zespool. Indien men dit vervangingsschema wil gebruiken om de overdrachtseigenschappen af te leiden voor een zekere modulatie frequentie $\omega_a$, moet men in het vervangingsschema voor de admittantie $Y_1$ een admittantie nemen welke voor de frequentie $\omega_a$ dezelfde

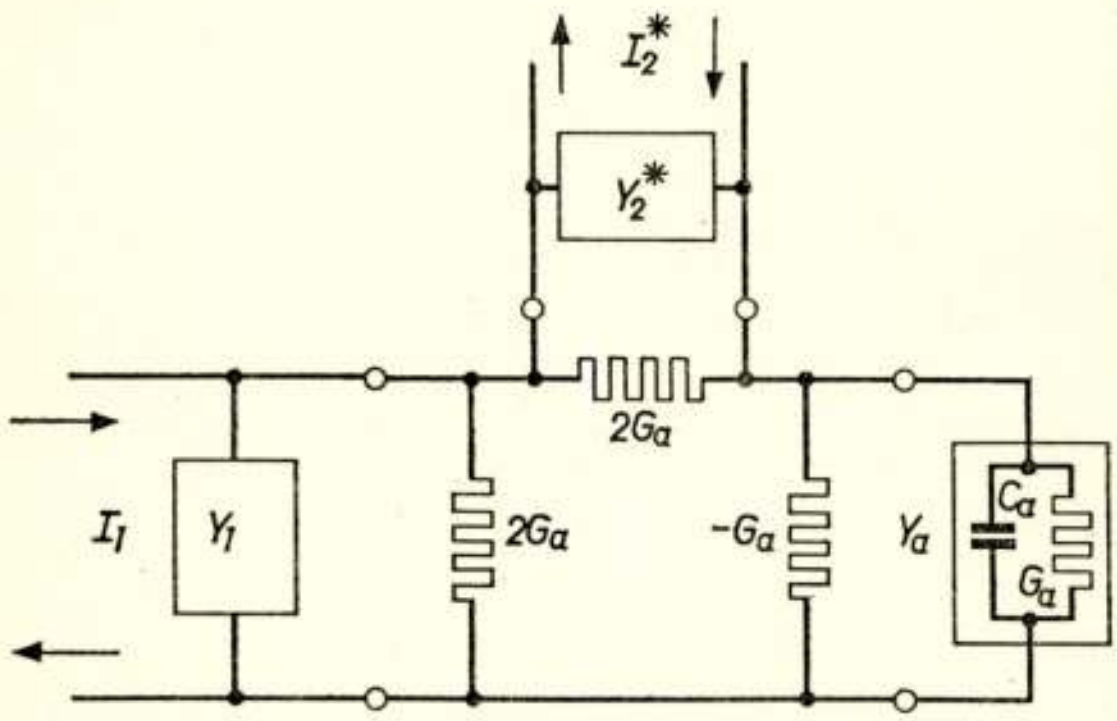


Fig. 3
Vervangingsschema voor de detectorschakeling van fig. 2. Voor de wijze waarop dit vervangingsschema gebruikt moet worden zie tekst.

grootte en phasehoek heeft als de hoogfrequente admittantie $Y$ in feite heeft voor de boven-zijband en voor $Y_2$ een admittantie welke voor $\omega_a$ de toegevoegd-complexe waarde van de admittantie voor de onder-zijband heeft. Parallel aan deze admittanties $Y_1$ en $Y_2$ moet men dan stroombronnen denken welke respectievelijk dezelfde grootte en phasehoek hebben als de toegevoerde boven-zijband stroomcomponent en de toegevoegde complexe waarde van de toegevoerde onder-zijband stroomcomponent.

Het is duidelijk, dat, indien $Y_1$ en $Y_2$ als ook $I_1$ en $I_2$ ongelijk

zijn, het vervangingsschema tamelijk gecompliceerd wordt en geen eenvoudige resultaten zal geven, hetgeen ook voor een dergelijke gecompliceerde situatie nauwelijks te verwachten is. Voor de meest eenvoudige detectorschakeling, zoals deze in fig. 1a aangegeven is, is het nog wel mogelijk de overdrachtskarakteristieken te berekenen. Meet men vervolgens de overdrachtseigenschappen door bij constante draaggolffrequentie de modulatiefrequentie te variëren en de audiofrequente uitgangsspanning als functie van de modulatiespanning te bepalen, dan blijken grote verschillen met de theoretisch berekende krommen op te treden. Deze verschillen zijn niet alleen quantitatief maar ook qualitatief. Een merkwaardig effect treedt op indien men een zuiver één-zijbandsignaal toevoert, hetgeen eenvoudig gerealiseerd kan worden door twee hoogfrequente signalen samen te voegen, waarvan men de ene een constante frequentie geeft, terwijl de frequentie van de tweede gevariëerd wordt. Men kiest nu de constante frequentie (welke als draaggolffrequentie fungeert) zó, dat deze draaggolf op één van de flanken van de resonantiekromme van de hoogfrequente kring komt te liggen en meet dan de audiofrequente uitgangsspanning als functie van de frequentie van de tweede toegevoerde signaalcomponent. Het resultaat van een dergelijke meting is in fig. 4 gegeven, bij welke meting de

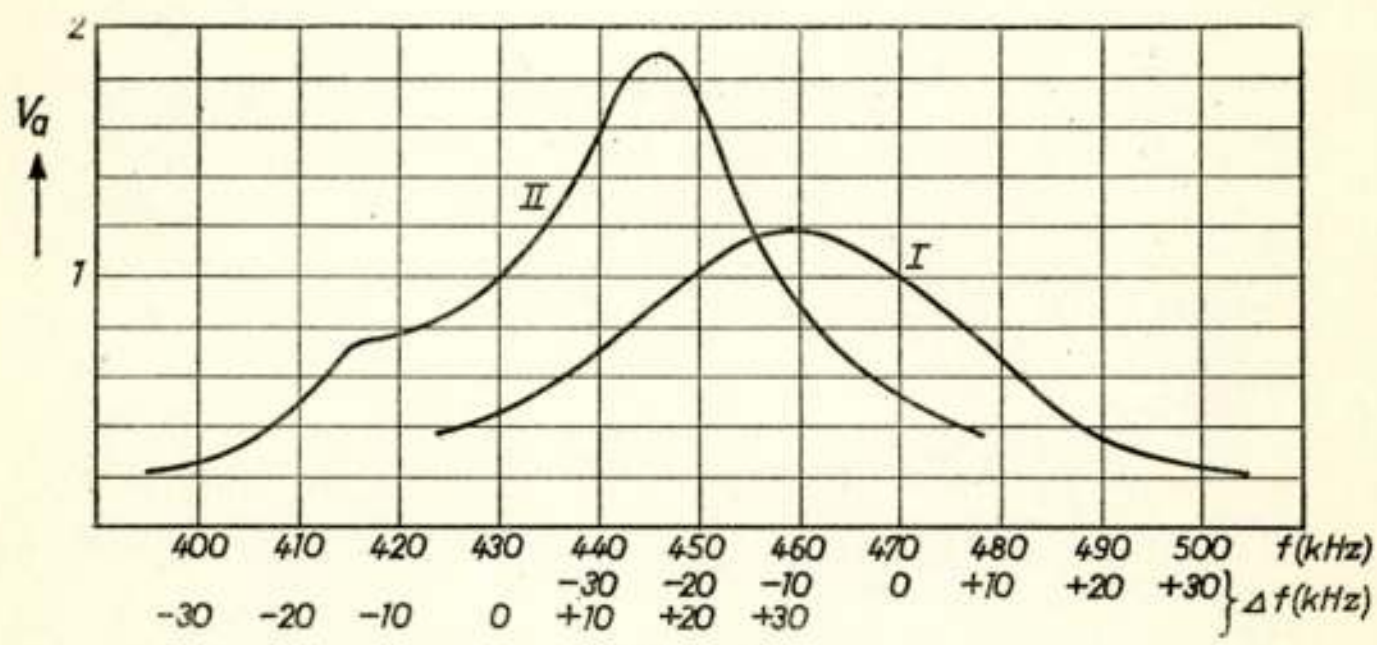


Fig. 4

Metingen van de audiofrequente uitgangsspanning bij éénzijband modulatie in geval de draaggolf verstemd is ten opzichte van de resonantiefrequentie van de middenfrequent kring.

hoogfrequente kring zelf op 450 kHz was afgestemd. De draaggolf werd eerst op 470 kHz afgestemd en het resultaat van de meting is door kromme 1 weergegeven. Vervolgens werd de draaggolf even ver naar de andere kant van de resonantiefrequentie van de kring verstemd d.w.z. naar 430 kHz en de me-

ting werd herhaald met kromme 2 als resultaat. Het verrassende is dat kromme 1 en 2 geenszins elkaars spiegelbeeld blijken te zijn, zoals men intuïtief zou verwachten en zoals ook uit het vervangingsschema volgens fig. 3 zou moeten volgen.

Uit verdere analyse van de werking van een detector volgt dat dit effect het gevolg is van het feit, dat de stroomimpulsen, welke gedurende iedere piek van de middenfrequente spanning door de diode lopen, een asymmetrische vorm hebben (fig. 5). Dientengevolge zijn de verschillende harmonischen, waaruit men deze stroomimpulsen opgebouwd kan denken, onderling niet in phase, waaruit het ongelijke karakter van de krommen 1 en 2 van fig. 4 verklaard kan worden. Op deze verklaring gaan wij hier niet in. Hoewel op deze wijze wel aangetoond kon worden dat de krommen 1 en 2 niet elkaars spiegelbeeld hoeven te zijn, kon geen nauwkeurige quantitatieve overeenstemming tussen theoretische en experimentele krommen bereikt worden.

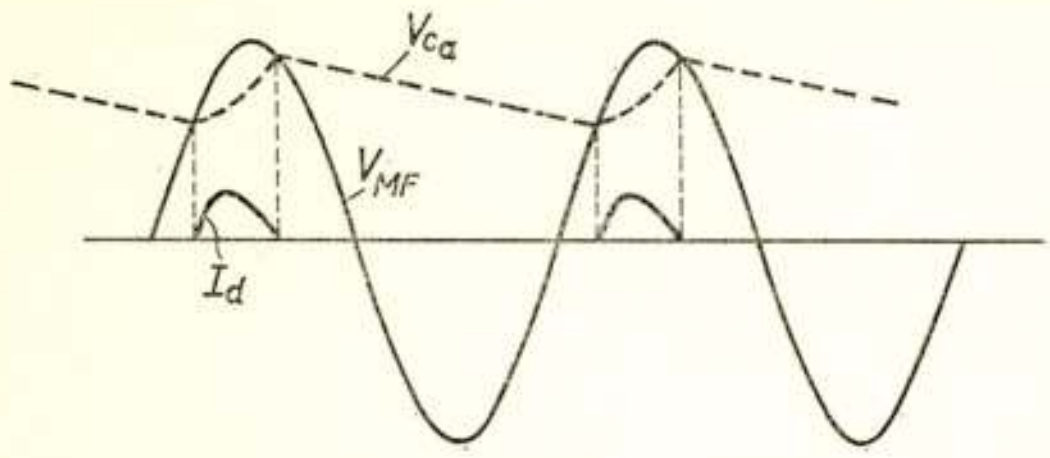


Fig. 5
Qualitatief verloop van de middenfrequent spanning $V_{M.F.}$, de gelijkspanning op de belastingsimpedantie $V_{Ca}$ en de stroom door de diode $I_d$ bij een detectorschakeling.

## 4. Ontwerp van detectorschakelingen voor signalen met asymmetrische zijbanden.

Ook al zou door een verdere verfijning van de theorie het in principe mogelijk zijn de werking van een detector volledig quantitatief te verklaren, dan nog zou deze theorie veel te gecompliceerd zijn om benut te worden in het praktische ontwerp van detectorschakelingen. Echter zijn uit het voorgaande toch wel enkele algemene conclusies te trekken. In de eerste plaats geldt dat de meting van de overdrachtseigenschappen moet berusten op een overall meting, d.w.z. bij constante draaggolffrequentie moet de audio-(of video-)frequente spanning als functie van de modulatiefrequentie bepaald worden. Het heeft geen zin om de eigenschappen van het hoogfrequente deel afzonderlijk te meten door de uitgangsgelijkspanning te bepalen als functie van de frequentie van een ongemoduleerde draaggolf, of de

eigenschappen van het videofrequente deel afzonderlijk te meten door een stroom- of spanningsbron aan de ingang van het videofrequente deel te koppelen en dan de uitgangsspanning te meten. *Alleen overall metingen zijn zinvol!*

Bij het praktische ontwerp van een detector voor bijvoorbeeld een televisiesignaal, moet echter toch uiteraard ergens een uitgangspunt zijn. Twee condities worden door de praktische omstandigheden al gegeven. In de eerste plaats past men in het hoogfrequente deel bij voorkeur een inductief gekoppeld bandfilter toe, omdat dit het mogelijk maakt de stroombaan van de harmonischen van de middenfrequentie, welke in de detector-diode ontstaan, min of meer te isoleren van het chassis, waardoor terugkoppeling van deze harmonischen naar de ingang van de ontvanger met dientengevolge optredende kansen van storingen vermeden wordt. Aan de videofrequente zijde is het noodzakelijk om een $\pi$-sectie van twee condensatoren en een zelfinductie tussen de detectordiode en de videofrequente buis te schakelen teneinde te voorkomen dat middenfrequent spanning op de videofrequente buis doordringt. Veelal dimensioneert men deze $\pi$-sectie zodanig dat de *overdrachtsimpedantie* ervan vlak is over de door te geven frequentieband. Deze conditie is afkomstig uit de gedachtengang dat men hoogfrequent gedeelte en videofrequent gedeelte van een detectortrap als een soort cascadeschakeling kan beschouwen. Wij weten nu dat dit niet het geval is, en de conditie voor een vlakke overdrachtsimpedantie voor het videofrequente gedeelte op zichzelf kan daarom geheel vervallen. Hiervoor in de plaats komt de conditie, welke men in feite altijd had behoren te stellen, n.l. dat de ingangsimpedantie van het videofrequente deel, gezien vanaf de diode, voldoende breed moet zijn, omdat anders de spanning over de ingangscondensator snelle wisselingen van de hoogfrequente amplitude niet voldoende snel zou kunnen volgen. Verwaarlozing van deze conditie leidt bij grote modulatiediepten tot vervorming in het signaal.

Teneinde de ingangsimpedantie van de videofrequente $\pi$-sectie vlak te houden over de beschouwde frequentieband, is het noodzakelijk om de belastingsweerstand van de diode aan de uitgang van deze sectie te plaatsen. Dit blijkt bij nadere berekening tot vrij lage impedanties te leiden, waarom het zinvol is nog een halve $\pi$-sectie toe te voegen zoals in fig. 6 aangeduid is.

Op deze wijze is het ontwerp van het videofrequente deel

nauwkeurig aan te geven. Voor het hoogfrequente deel zijn echter geen overeenkomstige indicaties te geven. In het algemeen is het bekend dat het concentreren van alle dempings-

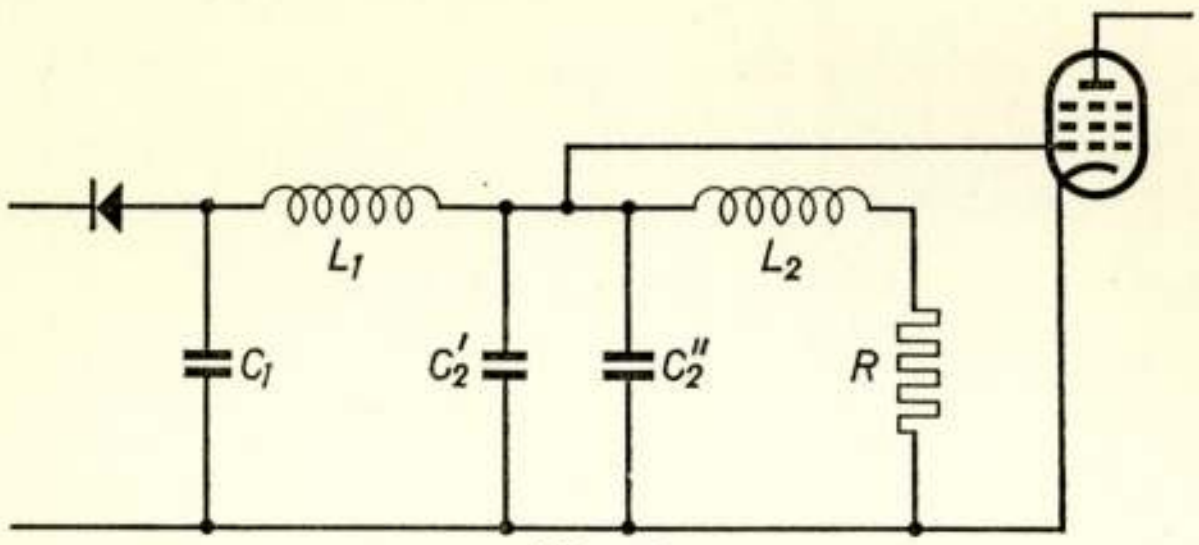


Fig. 6

Videofrequent deel van de detectorschakeling voor een televisie-ontvanger met extra halve $\pi$-sectie. In de praktijk wordt $C_2' + C_2''$ meestal door de roostercapaciteit van de videofrequente buis gevormd.

weerstand aan één zijde van een filter tot de grootste versterking aanleiding geeft. Om deze reden zou men liever geen extra demping in het hoogfrequente deel moeten toepassen. Dan blijven nog drie graden van vrijheid voor het hoogfrequente deel over, n.l. de afstemmingen van de beide kringen en hun koppeling. De instelling hiervan kan alleen experimenteel bepaald worden en dit blijkt in de praktijk mogelijk te zijn. Hiertoe voert men aan het rooster van de laatse middenfrequent buis een gemoduleerd signaal met constante draaggolf toe en meet weer de videofrequente uitgangsspanning als functie van de modulatie-frequentie.

Hierbij doet zich echter een merkwaardige moeilijkheid voor. In het geval van symmetrische twee-zijband modulatie is het geen vraag welk modulatiesignaal men moet toevoeren. In tegenstelling hiermede is in het geval van asymmetrische zijbanden, zoals bij televisie, het signaal op het rooster van de laatste middenfrequent buis geenszins a priori gedefiniëerd, omdat de relatieve sterkte van beide zijbanden bepaald wordt enerzijds door het door de zender uitgestraalde signaal en anderzijds door de vorm van de resonantie kromme van het deel van de ontvanger tussen de antenneklemmen en de laatste middenfrequent buis. Het zendersignaal zelf is uiteraard wel gedefiniëerd, maar het staat de ontwerper van een ontvanger vrij om de genoemde resonantiekromme iedere willekeurige vorm te geven, mits de detectorschakeling dan maar zodanig is ingericht, dat de over

alles gemeten videofrequente amplitude karakteristiek vlak is. Hieruit volgt dat de afregeling van de detector afhangt van de vorm van het totaal van hoog- en middenfrequente resonantie krommen.

Men moet derhalve bij het ontwerpen van een ontvanger beginnen met de hoogfrequente + middenfrequente resonantie krommen te definiëren en in eerste instantie is dit betrekkelijk willekeurig. De schrijver placht tijdens zijn onderzoekingen deze hoogfrequente en middenfrequente resonantiekromme dezelfde vorm te geven als men tot dusverre voor de totale (met inbegrip van het middenfrequente deel van de detector trap) resonantie kromme doet, n.l. een resonantie kromme welke bij de draaggolffrequentie een faktor 2 is gevallen. Zoals gezegd, is deze keus tamelijk willekeurig, maar biedt in ieder geval het psychologische voordeel dat de modulatiediepte op het rooster van de laatste middenfrequent buis voor alle modulatie-frequenties even groot is.

Men voert nu aan het geheel van hoogfrequent + middenfrequent deel + detector trap een twee-zijband gemoduleerd signaal toe en regelt het middenfrequent deel van de detector trap zodanig af, dat de over alles gemeten videofrequente kromme vlak is. Het resultaat van een dergelijke afregeling van de detector trap blijkt zeer bevredigend te zijn. Het is mogelijk goede frequentiekarakteristieken en dus ook goede signaalvormen met een dergelijke ontvanger te krijgen, terwijl de versterking van de detector trap hoog kan zijn, n.l. voor een videofrequente bandbreedte van $4\frac{1}{2}$ MHz een versterking van 15 — 20 keer (gemeten als quotient van uitgangsgelijkspanning en piek-draaggolfspanning op het rooster van de laatste middenfrequent buis).

Het is interessant om nu achteraf nog eens de totale middenfrequent resonantie kromme te meten zoals dit vroeger gebruikelijk was, n.l. de uitgangsgelijkspanning als functie van de frequentie van een niet-gemoduleerde draaggolf. In fig. *7* is het resultaat van een dergelijke meting gegeven door kromme 2. De resonantie kromme van het hoog- + middenfrequent gedeelte tot het rooster van de laatste middenfrequent buis is in deze figuur door kromme 1 aangegeven, terwijl kromme 3 de resonantie kromme van het middenfrequente deel van de detector trap op zichzelf aangeeft. Zoals wij reeds bespraken, was kromme 1 zo gekozen dat bij de draaggolffrequentie de versterking een faktor 2 gevallen was. In figuur *7* ziet men dat voor kromme 2 de versterking bij de draaggolffrequentie minder

dan een faktor 2 gevallen is (in feite een faktor 1,6). Hieruit blijkt duidelijk dat het klassieke recept van afregelen zodanig dat de resonantie kromme bij de draaggolffrequentie een faktor 2

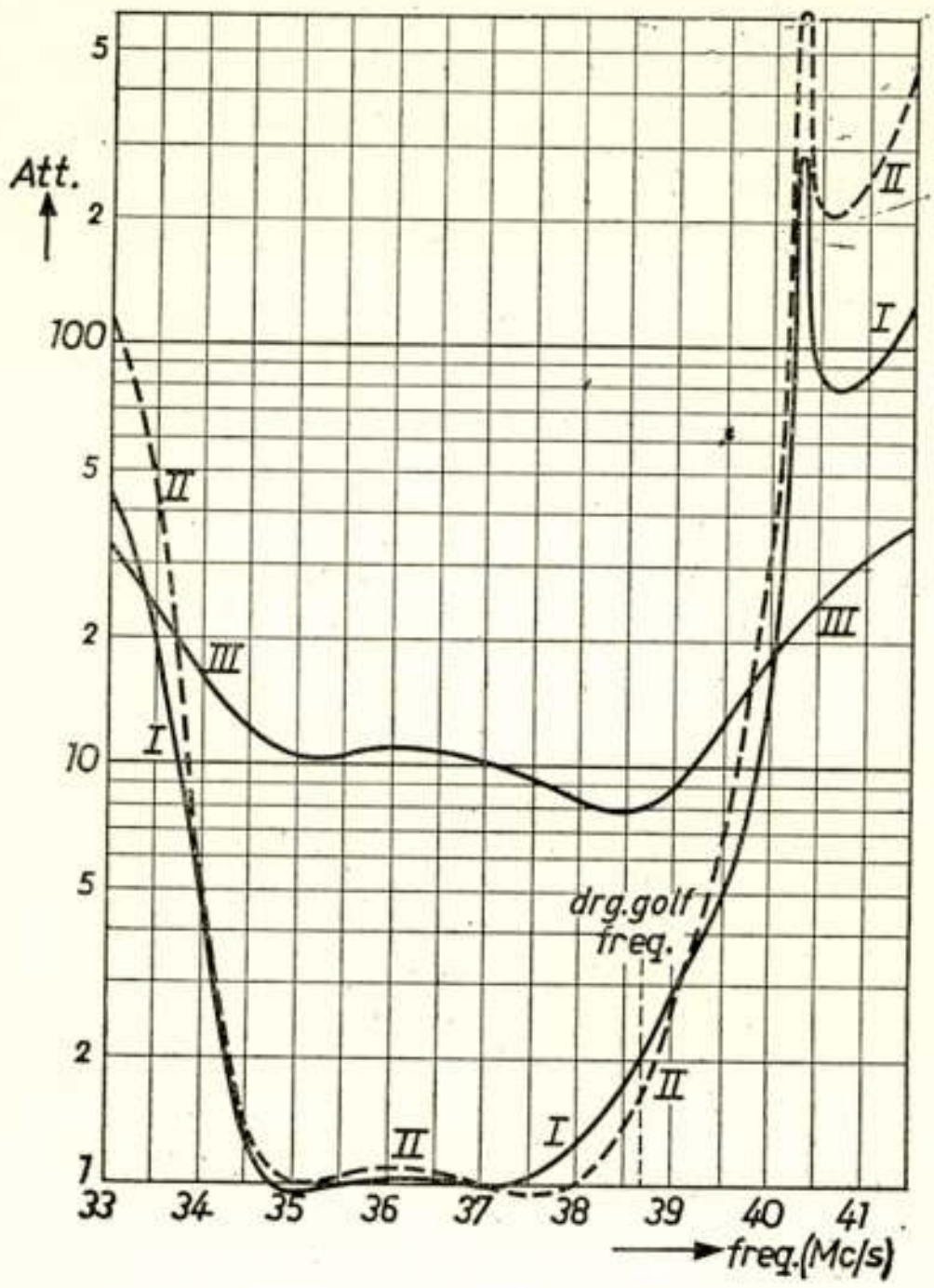


Fig. 7

Resonantiekromme gemeten aan het middenfrequente deel van een televisieversterker. Kromme I gemeten tot aan het rooster van de laatste middenfrequent buis, kromme II gemeten met inbegrip van het middenfrequente deel van de detector, kromme III alleen het middenfrequente deel van de detector.

gevallen is, onjuist is. Dit recept is gebaseerd op een gedachtengang, volgens welke de omhullende van het middenfrequent signaal een constante modulatiediepte vertoont indien de som van de beide zijbanden constant is. Normaliter is dit natuurlijk juist, maar indien men het toepast op de gebruikte detectorschakelingen, maakt men twee fouten. In de eerste plaats geeft hier een meting van de resonantiekromme met een zuivere draaggolf geen juiste maat voor de grootte van de zijbanden. Zien wij een ogenblik af van dit effect, dan zou met een ideale topspanningsdetector op de ingang van de videofrequente be-

lastingsimpedantie een videofrequente spanning aanwezig zijn waarvan de grootte niet afhangt van de modulatiefrequentie. Echter neemt men in feite de videofrequente spanning niet af van de ingang van de videofrequente belastingsimpedantie, maar van de uitgangsklemmen van de $\pi$-sectie. Men kan gemakkelijk narekenen, dat de verhouding van deze twee spanningen bij de dimensionering zoals deze voor de videofrequente $\pi$-sectie gebruikelijk is, geenszins constant is. Men stelt dus een eis aan het resultaat van een verkeerde meting, welke ook indien deze meting juist geweest was, geen goed resultaat had kunnen opleveren.

Resumerende zien we dat een over alles gemeten hoog- + middenfrequente resonantiekromme die een faktor 2 gevallen is bij de draaggolffrequentie geen garantie geeft voor een constante modulatiediepte van de omhullende van de hoogfrequente spanning van de detector en dat zelfs indien dit wel het geval is, de videofrequente uitgangsspanning achter de $\pi$-sectie geenszins een vlak verloop als functie van de modulatiefrequentie hoeft te vertonen.

## 5. Verschillende distortie-oorzaken.

Het is tenslotte nuttig om aan een eenvoudig voorbeeld de aard van de mogelijke distortie van het videofrequente signaal, zoals deze distortie tengevolge van verschillende oorzaken kan optreden, toe te lichten. In het van de detector afkomstige videofrequente signaal kan vervorming aanwezig zijn tengevolge van de volgende vier oorzaken:

a. niet-lineaire vervorming, zoals bijvoorbeeld bij grote modulatiediepte tengevolge van de onderdrukking van de ene zijband optreedt. Voor een kanteelspanning is deze vervorming in fig. 8a door de streep-streep lijn aangegeven ten opzichte van de getrokken lijn, welke de niet-vervormde spanning voorstelt.

b. indien de videofrequente ingangsimpedantie van de detector niet voldoende breed is (of m.a.w. een te grote tijdconstante heeft) treedt, weer bij grote modulatiediepte, een typische vervorming op als in fig. 8b aangegeven.

c. als de over alles gemeten videofrequente amplitudekarakteristiek niet vlak is, treedt z.g. amplitudedistortie op. Zie fig. 8c. Deze distortie is onafhankelijk van de modulatiediepte.

d. de invloed van een niet-lineaire phasekarakteristiek is in

fig. 8d aangegeven. Ook hiervoor geldt dat deze distortie onafhankelijk is van de modulatiediepte.

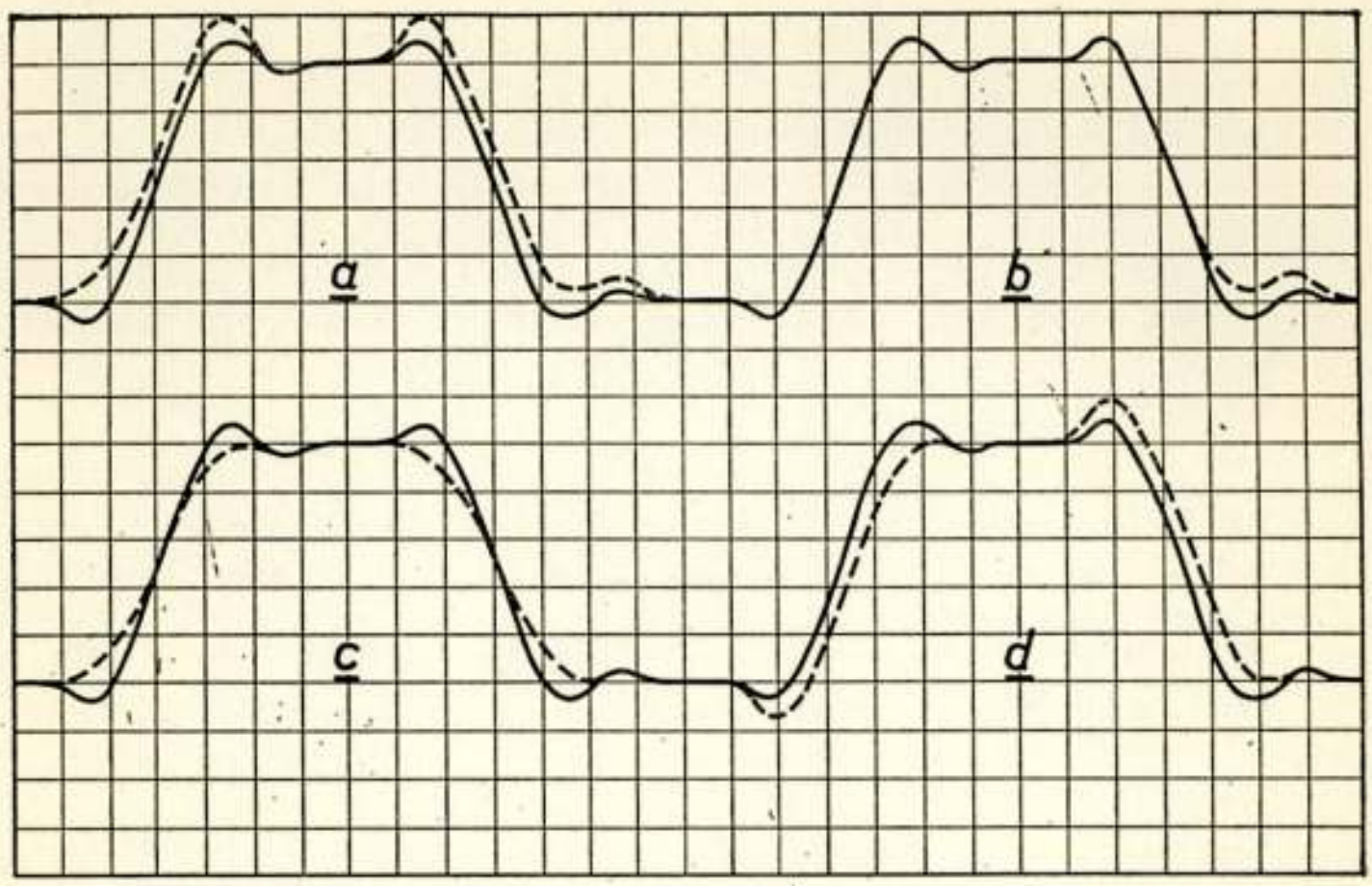


Fig. 8

Invloed van verschillende vormen van distortie in het signaal aan de uitgang van een detector.

Kromme a niet-lineaire distortie ten gevolge van asymmetrische-zijbanddetectie.

Kromme b distortie ten gevolge van te grote tijdconstante van de belastingsimpedantie van de detector.

Kromme c lineaire distortie ten gevolge van niet-vlakke amplitude-karakteristiek.

Kromme d lineaire distortie ten gevolge van niet-lineaire phase-karakteristiek.

De verschillende symmetrie-eigenschappen en de verschillen in afhankelijkheid in modulatiediepte van de vier genoemde distorties, maken het mogelijk de oorzaken van deze distortie op te sporen.

---

*Manuscript ontvangen op 25 september 1958.*

# HET INTERNATIONALE VHF RIJNTELEFONIE NET

door J. C. Sirks

## 1. *Inleiding*

Sedert jaren bestaat er al een grote behoefte aan een betrouwbaar communicatiesysteem op de Rijn.

Veelal wordt tegenwoordig gebruik gemaakt van waarschuwingsposten langs de oever.

Hier signaleert men de schepen of brengt men berichten over in opdracht van de rederijen. Dit laatste gaat nogal primitief, b.v. door het per rijwiel afgeven van brieven wanneer een schip onder een brug doorvaart of, zoals veel gebruikelijk, door het toeroepen van schippers m.b.v. een megafoon.

De communicatie van reder tot schipper is dus gebrekkig; omgekeerd moet aangelegd worden om de reder via de telefoon te bereiken. Het is duidelijk dat met deze wijze van communicatie veel tijd verloren gaat, wat met het oog op de tendens van stijgende lonen in combinatie met hoge rente- en risicokosten economisch niet meer verantwoord is.

De moderne telecommunicatieapparatuur zal dan ook hier besparend kunnen werken.

## 2. *Telecommunicatie op de Rijn*

In het verleden heeft men getracht dit probleem op te lossen door het benutten van de reeds bestaande faciliteiten op het middengolftelefoniegebied.

Hiermede verkreeg men echter ongunstige resultaten, omdat een Rijnschip zich niet leent tot het opstellen van een efficiënte antenne. Men denke hier o.a. aan het neerklappen van masten bij passeren van bruggen etc.

Enige jaren geleden is men echter begonnen met VHF op schepen te introduceren, in hoofdzaak met apparatuur van de Mobilofoondienst Nederland.

In Duitsland was „aansluiting" op plaatselijke mobilofoon- en havennetten mogelijk evenwel werkend op andere frequenties en met andere systemen dan in Nederland gebruikelijk was.

Langzamerhand is hierdoor de behoefte ontstaan aan één internationaal soort bruikbare apparatuur; de specifikaties hiervan zijn vastgelegd in 1957 te Brussel.

## 3. *De regionale VHF overeenkomst van Brussel*

Men heeft hierbij de Rijn beschouwd als „verlengstuk" van de Zee, en zich daarom aangesloten bij de bepalingen van de Haagse Maritieme VHF Radiotelefonie overeenkomst van 1957 *) waarbij 28 kanalen op onderlinge frequentieafstand van 50 kHz. in de 156-162 MHz. band werden vastgelegd. Het systeem werkt met Fazemodulatie (F3), terwijl geen selectief oproepsysteem wordt toegepast in tegenstelling tot regionale VHF netten in Duitsland.

Voor gebruik op de Rijn werden nu de volgende kanalen voorgeschreven:

| *Kanaalnr.* | *Schip Zenden (in MHz.)* | *Schip Ontvangen (in MHz.)* |
|---|---|---|
| 24 | 157,20 | 161,80 |
| 25 | 157,25 | 161,85 |
| 26 | 157,30 | 161,90 |
| 27 | 157,35 | 161,95 |

Men kan naar verkiezing duplex of simplex werken.

In de mogelijkheid van intershipverkeer voor navigatiedoeleinden is te Brussel ook voorzien; men beveelt hiervoor aan de kanalen 6, 8, 10 en 13 van de Haagse overeenkomst.

---

*) Men zie ook Tijdschrift v.h. N.R.G. **22** (1957) pag. 49—52.

4. *Walstations langs de Rijn*

Aangezien de plaatsbepaling op de Rijn als een ééndimensionaal probleem kan worden beschouwd is de rivier ingedeeld in een reeks intervallen, waarvan de begrenzingen zijn bepaald door kilometerpalen of in Rijnterminologie „kilometerraaien".

Zo markeert b.v. kilometerraai 861 de Nederlands-Duitse grens. Ieder interval heeft 2 VHF kanalen, die, om onderlinge storing te beperken, de maximaal mogelijke frequentieafstand van 100 kHz. bezitten.

Als voorbeeld moge dienen dat de post Nijmegen het interval tussen de kilometerpalen 861 en 890 bestrijkt met de kanalen 26 en 24. Het station Duisburg (interval 730—861) daarentegen gebruikt de kanalen 25 en 27.

Het is duidelijk dat Keulen dan weer de kanalen 24 en 25 zal toepassen.

Dit systeem zet zich verder op de Rijn voort waardoor minimale onderlinge storing wordt gegarandeerd.

V.H.F. WALSTATIONS
WERKENDE OP DE INTERNATIONALE RIJNVAART FREQ.

Op het landkaartje zijn de reeds bestaande — en de nog in de toekomst te plaatsen — walstations aangegeven.

Dank zij de voortvarendheid van de instantie Kust- en Scheepsradio van de Nederlandse PTT waren de stations Lopik en Nijmegen op 1 januari 1958, zoals origineel te Brussel overeengekomen, in werking.

De stations Hoek van Holland en IJmuiden zijn meer speciaal voor de Zeevaart in gebruik, hoewel ook door een Rijnschip verbinding gemaakt kan worden indien het oproepkanaal 16 aan boord heeft.

Als interessante bijzonderheid kan hier niet onvermeld blijven dat alle Nederlandse VHF posten centraal bediend worden vanuit het station Scheveningen Radio te IJmuiden.

In Duitsland is men ten achter met de voltooiing van het Rijnnet; eind 1958 hoopt men echter tot kilometerraai 352 gereed te komen.

5. *Situatie op het ogenblik*

Er is goede communicatie mogelijk vanaf de grote Nederlandse havens tot ongeveer 10 km. ten Zuiden van Düsseldorf.

De hulppost te Kleef is nog niet in werking waardoor in de omgeving van Emmerik bij slechte propagatiecondities een „dode" zône kan ontstaan.
De belangrijke vaarroute naar Antwerpen wordt via het station te Goes nu ook door VHF bediend.

6. *Conclusie.*

Op het ogenblik varen er een twintigtal schepen met VHF op de Rijn. Men is zeer tevreden over dit nieuwe communicatiemiddel; het is dan ook te verwachten dat het aantal mobiele posten zich in de toekomst sterk zal uitbreiden.
Ook het intershipverkeer voor navigatiedoeleinden zal bij stroomversnellingen en b.v. bij lange slepen zich nuttig kunnen ontwikkelen.

---

**NIEUWE UITGAVEN**

De redactie ontving ter bespreking:
*Electronic Tube Handbook,* uitgave van „de Muiderkring".
*Electrotechnische W.P.* deel II.
*Magnetische geluidsversterkers,* door A. Snel.
*Het ontwerpen van versterkers,* door S. J. Hellings.
Deze uitgaven zullen in een der volgende nummers besproken worden.

---

# Boekbespreking

*Elektrotechnische W.P.,* deel II, samengesteld onder leiding van dr. ir. A. Korevaar en ir. G. Boes, 1958. Elseviers Uitgeversmaatschappij, Amsterdam. 680 bladzijden, 17 x 26 cm, prijs (inclusief deel I) *f* 79,—.

Het tweede en laatste deel van de elektrotechnische W.P. is nu ook verschenen. Het bevat de trefwoorden L t/m Z en evenals het eerste deel (zie bespreking in nr. 4 van 1958) een aantal overzichtsartikelen, n.l. Onderwijs in de elektrotechniek, Radio fundamentele beschouwing, Radio- en televisieomroep, Informatie- en communicatietheorie, Telegrafie en telefonie en tenslotte een opsomming van instituten, verenigingen en literatuur op elektrotechnisch gebied.
De omvang van dit tweede deel is nagenoeg gelijk aan die van het eerste, Na hetgeen hierover in het vorige nummer werd gezegd, volstaan we hier met het uitspreken van de wens, dat beide delen in belangrijke mate mogen bijdragen tot een ruimere bekendheid met het zo veelzijdige vak elektrotechniek.

K.

*Tien jaar televisie in Nederland,* 1958. Philips Nederland. 40 pagina's, formaat 21 x 29,5 cm.

Dit werkje werd uitgegeven ter gelegenheid van het feit, dat het op 18 maart 1958 tien jaar geleden was, dat door Philips in Eindhoven een begin werd gemaakt met de experimentele televisie-uitzendingen.
In woord en beeld wordt de lezer ingewijd in de geschiedenis en de huidige mogelijkheden van televisie waarbij ook de minder algemeen bekende aspecten (o.a. straalverbindingen) en toepassingen (groot beeld- en industriële televisie) aan de orde komen.

K.

*Samenvatting der elektriciteitsleer,* door P. Cornelius. 196 bladzijden, 23,5 x 16 cm, 28 figuren, tweede uitgebreide en herziene uitgave 1958, uitgegeven door Philips Technische Bibliotheek, prijs *f* 8,90.

Het eerste hoofdstuk van dit boek geeft de zuivere elektriciteitswetten, waarbij het stroomveld, het elektrische veld en het magnetische veld op analoge wijze worden behandeld. Tevens worden de elekrische en magnetische veldgrootheden

uitgedrukt in spanning en stroom met de gebruikelijke eenheden volt en ampère, terwijl de wetten van Maxwell het hoofdstuk besluiten. De mechanische krachten in het elektrische en magnetische veld worden besproken in hoofdstuk II, verder wordt in hoofdstuk III de keuze van het stelsel en de gevolgde methode van opbouw der elektriciteitsleer nader gemotiveerd.

In hoofdstuk IV volgen enkele grepen uit de elektriciteitsleer, zoals: het onderscheid tussen elektrische veldsterkte en verplaatsing en tussen magnetische veldsterkte en inductie in vacuum — elektrische flux en potentiaal — het verband tussen $\mu_0$, $\varepsilon_0$, en de lichtsnelheid — lange leidingen — omroep-ontvangantennes — magnetisch circuit en transformator — principe van de dynamo — elektronenstraal in het elektrische en in het magnetische veld — elektrische en magnetische polarisatie — de ontmagnetiserende factor — permanente magneten. Enige slotbeschouwingen van algemene aard, een hoofdstuk tabellen en een alfabetisch register completeren het geheel.

De auteur heeft met dit boek laten zien, dat een eenvoudige en overzichtelijke elektriciteitsleer opgebouwd kan worden, wanneer men het gerationaliseerde giorgistelsel toepast. Een ieder, die de elektriciteitsleer onder gebruikmaking van het giorgistelsel heeft leren kennen, zal de oudere stelsels als ballast overboord werpen. Mocht men bij het raadplegen van oudere literatuur de oudere stelsels tegenkomen, dan geven de tabellen in het laatste hoofdstuk de vereiste omrekenfactoren. Dit keurig verzorgde en duidelijk geschreven boek wordt dan ook warm aanbevolen aan een ieder, die onderwijs geeft in de elektriciteitsleer, opdat de nieuwe generatie technici geheel opgeleid zal worden met het giorgistelsel en daarbij een aanzienlijk betere onderlinge samenhang tussen de diverse grootheden zal krijgen dan vaak met behulp van de oudere stelsels het geval is.

M. v. S.

---

**INTERNATIONAAL CONGRES BETREFFENDE TRANSISTOREN EN OVERIGE AANVERWANTE HALFGELEIDERS, LONDEN 25—29 MEI 1959.**

De Radio en Telecommunicatie sectie van het Engelse "Institution of Electrical Engineers" organiseert van 25—29 mei 1959 een internationaal congres met als onderwerp *"Transistors and associated Semiconductor Devices"*.

Men stelt zich voor de volgende onderwerpen te doen behandelen: ontwerp, fabricage, gebruikte materialen, grondslagen van de werking, karakteristieken, metingen, toepassingen en equivalente schakelingen. Men heeft invitaties gezonden naar en sprekers uitgenodigd uit talrijke landen, waaronder Amerika en Rusland. Inleidingen zullen worden gegeven door Dr. W. B. Schockley, Professor J. Bardeen en Dr. W. H. Brattain.

Het congres zal gecombineerd worden met een internationale tentoonstelling, welke alle aspecten van transistoren en halfgeleiders zal omvatten.

Belangstellenden worden verzocht hun manuscripten in te zenden in drievoud vóór 30 november 1958. Deze dienen vergezeld te gaan van een korte samenvatting van omstreeks 200 woorden.

De tekst van de voordrachten zal worden gepubliceerd als een speciale bijlage van deel B van de "Proceedings of the Institution of Electrical Engineers".

Verdere inlichtingen alsmede opgave voor deelneming te richten aan: The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, Londen W.C. 2, Engeland.

---

# Uit het Nederlands Radiogenootschap

**EXAMEN „HOGER ELECTRONICUS N.R.G."**

**Naar aanleiding van verzoeken ontvangen uit kringen van de electronische industrie heeft het bestuur van het N.R.G. besloten een examen „Hoger Electronicus N.R.G." in te stellen.**

**De bedoeling is hier om diegenen die in het bezit zijn van het diploma**

**Radiotechnicus N.R.G. of van een diploma H.T.S., afdeling electrotechniek, in de gelegenheid te stellen een voortgezette studie met een erkend examen af te sluiten.**

**De eisen en het reglement van dit examen zijn vanaf 1 december a.s. aan te vragen bij het Secretariaat van de Examencommissie van het N.R.G., van Geusaustraat 151, Voorburg.**

**Het examen zal bestaan uit twee afzonderlijk af te leggen gedeelten, welke normaal in de maand januari geëxamineerd zullen worden.**

**In afwijking hiervan zal voor de eerste maal het examen worden afgenomen in april 1959 en wel uitsluitend het eerste gedeelte. Aanmeldingsformulieren hiervoor aan te vragen bij genoemd secretariaat vóór 1 maart 1959.**

**Vanaf januari 1960 zal zowel het eerste als het tweede gedeelte geëxamineerd worden.**

**Het Bestuur.**

---

## WIJZIGING VAN DE REDACTIE

Door drukke werkzaamheden heeft Ir. J. W. Alexander moeten bedanken voor de redactiecommissie. Gaarne zeggen wij hem dank voor het vele werk dat hij in het belang van het Tijdschrift heeft verricht.

Zijn plaats is nu ingenomen door Ir. L. R. Bourgonjon, eveneens werkzaam bij de Philips Telecommunicatie Industrie te Hilversum.

---

## MEDEDELING BETREFFENDE PUBLICATIES IN DIT TIJDSCHRIFT

Het blijkt niet algemeen bekend te zijn dat het Bestuur van het N.R.G. reeds geruime tijd geleden besloten heeft om aan publicaties in het Tijdschrift een honorarium van *f* 5,— per bladzijde te verbinden. Betreft het hoofdartikelen dan kan men desgewenst in plaats van dit honorarium 50 overdrukken ingenaaid in slap kaft, aan de buitenzijde met de titel bedrukt, ontvangen.

---

## PERSONALIA

**Ir. R. S. H. HYLKEMA, directeur Philips' Telecommunicatie Industrie.**

Ir. Hylkema werd op 15 december van het jaar 1906 te Utrecht geboren.

Na aldaar het gymnasium te hebben afgelopen studeerde hij te Delft werktuigbouwkunde en behaalde het diploma als werktuigbouwkundig ingenieur.

Op 15 oktober 1933 trad ir. Hylkema in dienst van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven, aanvankelijk als kwaliteitschef bij de Apparatengroep, daarna tevens bij de Gemeenschappelijke Belangen B.

Op 1 januari van het jaar 1940 werd hij benoemd tot directeur van de Philips organisatie in Zweden met als eerste taak de oprichting van een apparatenfabriek, NEFA te Nörrkoping.

In 1952 keerde ir. Hylkema in Nederland terug en werd hij belast met de direc-

tie van de nieuw opgerichte Hoofdindustriegroep Icoma van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven, welke functie hij tot 1 september 1958 bekleedde.

Met ingang van deze datum werd hij benoemd tot directeur van de Hoofdindustriegroep N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie te Hilversum. Behalve de leiding van de fabricage- en ontwikkelingscentra in Hilversum, Huizen en Den Haag, omvat zijn arbeid tevens de technische coördinatie der bevriende ondernemingen van deze Hoofdindustriegroep.

---

**Ir. H. FURSTNER,**
**directeur N.V. Philips Bedrijfsapparatuur.**

Ir. Henri Furstner werd op 23 september van het jaar 1898 te Utrecht geboren.

Hij bezocht de H.B.S. te 's-Gravenhage. Van oktober 1916 tot januari 1923 studeerde hij aan de Technische Hogeschool te Delft, welke studie onderbroken werd door de opleiding tot reserve-officier bij de Veldartillerie.

In januari 1923 behaalde hij het diploma als werktuigkundig ingenieur.

Van 1 april 1923 tot 1 december 1924 was hij werkzaam als bedrijfsingenieur bij de Verenigde Amsterdamse Melkinrichtingen te Amsterdam.

Op 1 december 1924 trad ir. Fürstner in dienst van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven, waar hij werkzaam was bij de afdeling Technische Bedrijven. In mei 1935 kwam hij aan het hoofd van deze afdeling te staan. In augustus 1936 volgde zijn benoeming tot Hoofd van de Afdeling Vervoer en Garage.

Op 1 september 1945 werd hij benoemd tot directeur van de Philips Telecommunicatie Industrie te Hilversum. Deze functie bekleedde hij tot 1 september 1958, met ingang van welke datum hij benoemd werd tot directeur van de N.V. Philips Bedrijfsapparatuur te Eindhoven.

---

**NIEUWE LEDEN**

Ir. R. S. H. Hylkema, p/a P.T.I. Hilversum.
Ir. F. C. van Looy, Orionlaan 125, Hilversum.
Ir. P. Wolterson, Bothalaan 4, Hilversum.

---

**VOORGESTELDE LEDEN**

P. W. L. van Iterson, Jan van Galenstraat 34, Huizen (N.H.). (P.T.I.)
R. Deccossaux, Laan 1940-1945 nr. 47, Hilversum. (N.V. Cinecentrum)

---

**ADRESWIJZIGINGEN VAN LEDEN**

Ir. J. F. Carrière, Universidad del Valle, Apto National 439, Facultad de Ingenieria Electromecanica, Cali, Colombia.
Ir. W. J. L. Dalmijn, Utrechtseweg 304B, Arnhem.
Ir. L. H. Hovenkamp, Laan van Alkemade 4, Oegstgeest.
Ir. L. Ongkiehong, Selde Rust 17, Amstelveen.
Ir. H. Miedema, East Mein Street, Mendham, New Jersey U.S.A.
Ir. J. W. A. v. d. Scheer, Prins Bernhardlaan 62, Leidschendam.
Ir. H. A. Reydon, Linnaeusstraat 29 II, Den Haag.
Ir. C. Rodenburg, Spanjaardsberglaan 13, Santpoort.
Ir. A. Kok, Voldersgracht 25, Delft.
Ir. W. G. v. d. Touw, Dangelweg 21, no. 8 Zürich 2, Zwitserland.

---

**REPRINTS ARTICLES „TIJDSCHRIFT VAN HET NEDERLANDS RADIOGENOOTSCHAP".**

The following reprints from articles are still available. For further information please apply to the Editor in chief, Jagtlustlaan 9, Santpoort Station, The Netherlands.

| AUTHOR | TITLE | Published in part | Published in page | Number of copies available |
|---|---|---|---|---|
| Bakos, G. P. | Mechanical aspects of magnetic recorder design | 21 | 17 | 57 |
| Belevitch, Vitold | Fundamental Results and Outstanding Problems of Network Synthesis | 18 | 33 | 5 |
| Bennebroek Evertsz, H. C. | Beschrijving van enige typen straalzenders, gebruikt bij de relayering van de televisiebeelden opgenomen tijdens de Kroningsfeesten te Londen | 19 | 25 | 10 |
| | Radio link operating in 4000 Mc/s band, for television and multichannel telephony | 20 | 183 | 60 |
| Berkel, P. L. M. van | Modern Ionosphere Sounding Equipment of the Netherlands P.T.T., Part I | 18 | 149 | 2 |
| | Part II | 19 | 305 | 2 |
| Bolle, A. P. | Application of complex symbolism to linear variable networks | 18 | 231 | 5 |
| Boosman, H. B. R. | The Argentine telecommunications networks | 20 | 115 | 20 |
| Bordewijk, J. L. | Intermodulatie ruis | 17 | 261 | 1 |
| Bourgonjon, L. R. | Circuits for frequency generators | 20 | 175 | 18 |
| Braak, D. J. | New mobile and auxiliary equipment, produced by Philips Telecommunication Industries | 20 | 161 | 16 |
| Bremmer, H. | Theoretische beschouwingen betreffende de atmosferische verstrooiing van radiogolven | 22 | 87 | 56 |
| Broersma, C. B. | Enige moderne ontwikkelingen ten aanzien van radar apparatuur voor gebruik aan boord van schepen | 17 | 139 | 15 |
| | Internationale kustverlichtingsconferentie te Scheveningen | 20 | 257 | 65 |
| | Recente ontwikkelingen van scheepsrichtingzoekers en geleidebakens | 21 | 151 | 15 |
| Bruijning, H. G. | Impulsvorming en voeding van het magnetron | 19 | 11 | 10 |
| | High power pulse generators | 22 | 1 | 57 |
| Casimir, H. B. G. | Algemene inleiding over ruis | 17 | 199 | 1 |
| Comte, C. le | Tijdmetingen met impulsen in de radartechniek | 21 | 161 | 55 |
| Diemer, G. | Ruis van electronenbuizen bij zeer hoge frequenties | 17 | 281 | 1 |
| Doorn, A. G. van en F. W. de Vrijer | Display methods for Colour Television | 20 | 35 | 10 |
| Dorsman, C. | Enige grepen uit de geschiedenis van de omroepontvanger | 19 | 179 | 9 |
| Duinker, S. | Magnetische versterkers | 19 | 91 | 3 |
| | On the resolving power in the process of magnetic recording | 22 | 29 | 54 |
| Dijk, J. M. F. A. | Shore based radio aids to navigation on | | | |

| AUTHOR | TITLE | Published part | Published page | Number of copies available |
|---|---|---|---|---|
| van, N. Schimmel | centimetric wavelength | 20 | 271 | 6 |
| en E. Goldbohm | A ramark beacon for use with marine radars | 20 | 281 | 8 |
| Dijl, B. van | Signaal- en ruisniveau's bij een radio-verbinding over lange afstand | 19 | 57 | 4 |
| Ganesan, N. | Calculation of true heights of electron density in the ionosphere | 22 | 277 | 11 |
| Ghijsen, H. W. | Standardization of electronic components | 20 | 227 | 6 |
| Giltay, J. | Over ferromagnetische toestanden | 15 | 253 | 39 |
| Gratama, S. | Ruis in ontvangers en versterkers | 17 | 207 | 1 |
| Groendijk, H. en K. S. Knol | Characterization of the noise of tubes and transistors by four measurable quantities | 20 | 243 | 55 |
| Heyne, L. | Operation and characteristics of the "Vidicon" | 20 | 1 | 10 |
| Houtsmuller, J. | Propagatie-eigenschappen van metergolven op niet te grote afstand van de zender | 21 | 103 | 58 |
| Iterson, P. W. L. van en H. A. Teunissen | General outline of the development of transmitters for television and frequency modulation | 20 | 207 | 65 |
| Jonker, J. L. H. | Secondary emission | 19 | 267 | 6 |
| Kleis, D. | Toepassing en opstelling van luidsprekers in geluidsinstallaties | 21 | 237 | 67 |
| Kletsky, Earl J. | Ultrastability and the Delft Homeostat | 21 | 265 | 11 |
| Kleijnen, P. H. J. A. | Magnetrons | 18 | 287 | 4 |
| Lange, H. de | Een onderzoek van het flikkerverschijnsel en een mogelijke verklaring van een naar voren gekomen resonantie-effect | 18 | 1 | 5 |
| Leeuwen, F. J. van | De basreflexstraler in de akoestiek | 21 | 195 | 15 |
| Lüdi, F. | Der Turbator, ein „Single Cavity" magnetron | 18 | 89 | 5 |
| Meinardi, J. J. | Strategische spelen | 22 | 239 | 57 |
| Mulders C. E. A. J. W. M. van | Non-linear properties of carbon resistors | 22 | 337 | 7 |
| Neeteson, P. A. | The vacuum tube as a network component in pulse circuits | 21 | 171 | 61 |
| Overbeek, | Enige schakelingen met transistoren | 19 | 231 | 9 |
| Poel, F. H. J. van der | A 35 mm film scanner | 20 | 11 | 10 |
| Pol, Balth. van der | H. A. Lorentz and the bearing of his work on electromagnetic telecommunication | 18 | 253 | 3 |
| | Some observations on Diversity Reception | 20 | 87 | 10 |
| Poley, J. Ph. | Note on the resolution of radar systems | 22 | 187 | 65 |
| Post, E. J. | Electromagnetic Theory of Moving Matter I | 20 | 93 | 5 |
| | II | 20 | 307 | 12 |
| Post, E. J. en J. W. A. van der Scheer | De constantheid en de nauwkeurigheid van de frequentie van de in een kristaloscillator opgewekte wisselstroom | 18 | 183 | 5 |
| Rodenhuis, K. | Life and reliability of radiotubes for professional equipment. | 21 | 65 | 10 |
| Rodrigues de | Versterkers met direct gekoppelde luid- | | | |
| Roorda, J. | Versterktrap met monotoon stijgende sprongkarakteristiek | 20 | 353 | 61 |
| Miranda, J. | spreker | 22 | 15 | 55 |
| Schagen, P. | The "Scenioscope", a new television | | | |

| AUTOR | TITLE | Published in part | page | Number of copies available |
|---|---|---|---|---|
| | camera tube | 20 | 291 | 57 |
| Schimmel, N. | The shore-based radar system for the New Rotterdam Waterway | 22 | 59 | 69 |
| | Het havenradarsysteem voor Rotterdam en de Nieuwe Waterweg | 18 | 301 | 81 |
| Schooneveld, C. van | Een electronische analoge correlator | 22 | 205 | 59 |
| Selis, O. J. | Radionavigatie en Luchtverkeersbeveiliging | 18 | 59 | 4 |
| Six, W. | Het gebruik van koude-kathodebuizen als schakelelement | 17 | 17 | 50 |
| | The T.O.R.circuits for the Argentine radio-links | 20 | 137 | 17 |
| Staal, M. en C. A. van Staaden | Een eenvoudig hulptoestel voor navigatie | 19 | 43 | 9 |
| Stanesby, H. | Radio Relay Systems | 22 | 293 | 12 |
| Stumpers, F. L. H. M. | De signaal-ruis verhouding bij verschillende modulatie-systemen | 17 | 249 | 2 |
| Teer, K. | Overdrachtsystemen voor kleurentelevisie | 20 | 21 | 10 |
| Toorn, J. D. H. van der | De C.C.I.R.conferentie te Londen | 19 | 3 | 60 |
| | VIIIste plenaire vergadering CCIR Warschau | 21 | 259 | 8 |
| Toppinga, M. L. en J. Schuytemaker | Problemen van de koppeling van het magnetron aan een golfpijp | 19 | 157 | 9 |
| Trier, A. A. Th. M. van | Onderzoek aan niet-reciproke vierpolen in het cm-golven gebied | 18 | 211 | 5 |
| Venema, A. | Thermische emissie | 19 | 283 | 5 |
| Vermeulen, R. | Music reproduction | 21 | 39 | 60 |
| Vervest, W. L. | Automatic Tuning of Transmitters | 20 | 195 | 67 |
| Visser, B. | De ontwikkeling van de luidspreker | 21 | 281 | 67 |
| Vrijer, F. W. de | Recent advances in Colour Television | 18 | 105 | 1 |
| Weel, A. van | Radionavigatiemiddelen | 18 | 129 | 45 |
| Westmijze, W. K. | The fundamentals of magnetic recording | 21 | 1 | 8 |


*Dit nummer werd gedrukt op 13 november 1958.*

Bij de **afdeling der elektrotechniek van de Technische Hogeschool** te **Eindhoven** kan worden geplaatst een

## elektrotechnisch of natuurkundig
## INGENIEUR of een FYSICUS

Ervaring op het gebied van de elektronica (o.a. halfgeleiders) is gewenst. Taak: leiding geven bij de practica in de betreffende sector en het verrichten van wetenschappelijk onderzoek. Aanstelling, afhankelijk van ervaring, in het wetenschappelijk ambtenaren rangenstelsel (*f* 589,— — *f* 1192,— p.m.). Schriftelijke sollicitaties onder no. 526 R / 7832 (in linkerbovenhoek env. en brief) te richten aan het Hoofd van de Centrale Personeelsdienst van de Technische Hogeschool, Insulindelaan 2, Eindhoven.

NEDERLANDS-NIEUW-GUINEA

Bij het Bedrijf der P.T.T. in Nederlands-Nieuw-Guinea bestaat gelegenheid tot plaatsing van een

## radio-technicus

Gegadigden dienen in het bezit te zijn van het diploma Mulo en het diploma Radio-technicus N.R.G. — niet ouder dan 10 jaar —, alsmede kunnen wijzen op enkele jaren geëigende praktische ervaring.

Inlichtingen omtrent de uitzendvoorwaarden na oproep tot persoonlijke kennismaking.

Uitvoerige sollicitaties, vergezeld van recente pasfoto, worden gaarne ingewacht bij het Ministerie van Zaken Overzee — Directie Nederlands-Nieuw-Guinea — Plein no. 1, 's-Gravenhage.

## UNITRAN N.V.

WEESP. tel. 2808 (02940)

ELECTRONISCHE TELLERS, TIMERS, PRINTERS, TIJDRELAIS.
ELECTRONISCHE EN MAGNETISCHE VERSTERKERS.
FOTO-ELECTRISCHE RELAIS. RADIO-ACTIVITEITS-METERS.