ETH zürich

ETH Library

Ein Ultrakurzwellen-Telefoniesystem hoher Kanalzahl mit Frequenzweiche

Doctoral Thesis

Author(s):
Fontanellaz, Gustav Charles

Publication date:
1949

Permanent link:
https://doi.org/https://doi.org/10.3929/ethz-a-000090373

Rights / license:
In Copyright - Non-Commercial Use Permitted

Originally published in:
Mitteilungen aus dem Institut für Hochfrequenztechnik an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich 12

This page was generated automatically upon download from the ETH Zurich Research Collection.
For more information, please consult the Terms of use.

Ein Ultrakurzwellen-Telefoniesystem hoher Kanalzahl mit Frequenzweiche

VON DER

EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE
IN ZÜRICH

ZUR ERLANGUNG DER WÜRDE EINES

DOKTORS DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN

GENEHMIGTE

PROMOTIONSARBEIT

VORGELEGT VON

Gustav Ch. Fontanellaz
von Bern

Referent: Herr Prof. Dr. F. Tank
Korreferent: Herr Prof. E. Baumann

ZÜRICH 1949
DISSERTATIONSDRUCKEREI LEEMANN AG.

Erscheint als Nr. 12
der Mitteilungen aus dem Institut für Hochfrequenztechnik
an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich
Herausgegeben von Prof. Dr. F. Tank

MEINEN ELTERN

Inhaltsverzeichnis

Einleitung 5

1. Teil: Allgemeine Probleme der Vielfachtelefonie hoher Kanalzahl

I. Einteilung und Richtlinien 7
II. Die hochfrequente Richtstrahlverbindung 9
III. Frequenzmultiplexsysteme 10
a) Die Nutzleistung in Funktion der Kanalzahl 10
b) Die Senderendschaltungen 15
IV. Zeitmultiplexsysteme 20
a) Amplitudenmodulierte Impulse 21
b) Lagemodulierte Impulse 25
V. Die Frequenzweiche als zweckmäßige Lösung bei hoher Kanalzahl 29

2. Teil: Vorschlag für ein System hoher Kanalzahl

VI. Grundsätzliches über Wahl und Aufbau des Systems 31
VII. Impulse und ihre Bandbreite 32
VIII. Übersprechen infolge der beschränkten Übertragungsbandbreite 36
IX. Die einzelnen Schaltteile zur Erzeugung der amplitudenmodulierten Impulsfolge 42
X. Die Schaltteile für die Selektion der einzelnen Sprechkanäle auf der Empfangsseite 48
XI. Die Frequenzmodulation 50
XII. Das Rauschen 54
XIII. Der frequenzmodulierte Sender 59
XIV. Der frequenzmodulierte Empfänger 62
XV. Die UKW-Frequenzweiche 67
XVI. Aufbau und Meßresultate des Systems 70
a) Versuchsaufbau des Systems 70
b) Meßresultate 71

Literaturverzeichnis 75

Bezeichnungen

n = Kanalzahl
P_s = Sendeleistung
P_e = Empfangsleistung
P_1 = Nutzleistung pro Kanal
P_R = Stör-, resp. Rauschleistung
Q_a = Anodenverlustleistung
N = Rauschfaktor für den Empfängereingang
η = Wirkungsgrad
γ = Signal-/Rauschverhältnis in Leistungseinheiten
b = Übersprechdämpfung
R = Ohm'scher Widerstand
$\mathfrak{Z}$ = Impedanz
Z = Betrag der Impedanz
f_N = Sprechfrequenz
f_M = Maximale Sprechfrequenz
f_T = Tastfrequenz
f_G = Grenzfrequenz des niederfrequenten Bandes
f_H = Hochfrequenz (Träger)
f_s = Frequenz des Störsignals
Δf_H = Hochfrequente Bandbreite
Δf_1 = Bandbreite pro Kanal
ΔF = Frequenzhub
t = Zeit
T = Periodendauer
τ = Zeitverhältnis
m = Zahl der Harmonischen der Tastfrequenz
p, q = Fourierkoeffizienten
U_n = Effektivspannung aller Kanäle
U_1 = Effektivspannung pro Kanal
A = Amplitude des HF-Trägers
a = Amplitude der Störschwingung
Θ = Absolute Temperatur
k = Boltzmann'sche Konstante
W = Wahrscheinlichkeitsdichte

Einleitung

Die Mehrkanaltelefonie stellt sich zur Aufgabe, mehrere Gespräche vorgeschriebener Qualität möglichst einfach und betriebssicher zu übermitteln. Die wachsende Zahl der Ferngespräche ließ schon seit längerer Zeit Fernkabelsysteme entstehen, bei denen mittelst Trägerfrequenzverfahren eine Reihe von Gesprächen auf einer Leitung übertragen werden kann. Diese Übertragungsart hat heute bereits einen hohen Grad der Vollkommenheit erreicht.

Mit fortschreitender Entwicklung der Ultrakurzwellen- und Mikrowellentechnik eröffnet sich durch die Möglichkeit drahtloser Richtstrahlverbindungen ein neues Gebiet in der Vielfachtelefonie. Die Richtstrahlverbindungen benützen als Übertragungsmedium den freien Raum und haben deshalb auf größere Distanzen gegenüber der Kabeltechnik ins Auge springende Vorteile. Teure Breitbandkabel werden eingespart, und auch die zahlreichen Zwischenverstärker mit ihren hohen Anforderungen fallen weg. Um die Zweckmäßigkeit dieser Hochfrequenzverbindungen beurteilen zu können, ist es notwendig, Systeme mit optimalen Eigenschaften zu suchen, theoretisch zu analysieren, versuchsmäßig aufzubauen und auszumessen. Die Permutation von Amplituden-, Frequenz- und Impulsmodulation mit oder ohne Zwischenträger führt zu vielen Möglichkeiten. Eine Systemwahl ist heute mangels praktischer Erfahrung noch schwer zu treffen. Insbesondere wird erst die Zukunft zeigen, wie weit die Kabel- und Richtstrahlübertragungen einander ergänzen werden.

Die vorliegende Arbeit untersucht die Zusammenhänge von Betriebssicherheit, Energieausnützung und Frequenzbandbreite bei großwerdender Kanalzahl und entwickelt ein Vielfachtelefoniesystem, das sich speziell für eine hohe Gesprächszahl eignet.

Die Merkmale dieses Systems sind:

1. Energetische Entkopplung von 6 UKW-Übertragungsbändern (Kanalgruppen) mit Hilfe einer Frequenzweiche am Senderausgang und Empfängereingang.
2. Jedes UKW-Übertragungsband überträgt ein frequenzmoduliertes Signal, womit ein gutes Signal-Rauschverhältnis erreicht wird.
3. Die Modulationsspannung ist eine amplitudenmodulierte Impulsfolge und entsteht durch 12 Sprechkanäle, die nach dem Zeitmultiplexverfahren gruppiert werden.
4. Ökonomie im Aufwand, da die Hilfsschaltungen gemeinsam für jeden Weichenzweig verwendet werden können.
5. Große Betriebssicherheit infolge der Dezentralisierung wichtiger Teile.
6. Erfüllung der Qualitätsvorschriften gemäß CCIF-Empfehlungen.

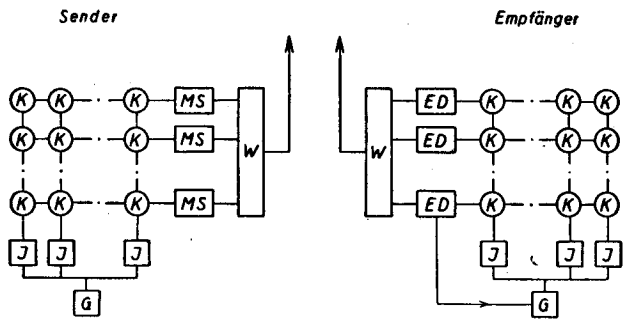


Fig. 1. Prinzipschema des Systems

$K = 6 . 12 = 72$ Kanäle mit Elektronenschalter (Kanalempfänger); MS = Modulationsstufe, FM-Sender; $ED = FM$-Empfänger, Demodulation; W = UKW-Frequenzweiche; J = Schaltimpulserzeuger; G = 10 kHz-Generator

I. TEIL

Allgemeine Probleme der Vielfachtelefonie hoher Kanalzahl

I. Einteilung und Richtlinien

Bei einer Mehrkanalübertragung hat man ganz allgemein zwei Möglichkeiten, die einzelnen Gespräche zu gruppieren.

1. Die erste Gruppe (Frequenzmultiplex) verschiebt die einzelnen Sprachspektren in eine höhere Frequenzlage, wobei die einzelnen Kanäle in vorgeschriebene Frequenzabstände zu liegen kommen.
2. Die zweite Gruppe (Zeitmultiplex) übermittelt die einzelnen Gespräche zeitlich hintereinander. Sie beruht auf der Tatsache, daß der zeitliche Verlauf einer Spannung mit beschränkter Bandbreite durch eine Anzahl diskreter Punkte reproduziert werden kann.

Während sich in der Kabeltechnik durch die beschränkte Übermittlungsbandbreite die Lösungsmöglichkeiten reduzieren, bildet sich in der drahtlosen Verbindung durch die notwendige Modulation eines oder mehrerer Hochfrequenzträger eine größere Zahl von Kombinationsmöglichkeiten. Für die beiden Verbindungsarten gelten dabei in bezug auf Rauschabstand, Nebensprechen, Betriebssicherheit und geringstem Aufwand bei großer Leistungsfähigkeit die gleichen Richtlinien. Das Comité Consultatif International Téléfonique (CCIF) hat im Interesse einer internationalen Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Fernsprechtechnik Werte empfohlen, die sich in erster Linie auf die Kabeltechnik beziehen. Wo es sich um Relativwerte handelt, können sie direkt als Normen für die drahtlosen

Systeme verwendet werden. In den Telefonämtern erreicht man dann die notwendigen Absolutpegel in den Endschaltungen mit entsprechenden Verstärkern. Der maximalen Modulationstiefe entspricht in der Hochfrequenztechnik die maximale Aussteuerung und ist durch diese ersetzbar.

Die Richtlinien, welche für die drahtlosen Richtstrahlverbindungen maßgebend sind, seien hier kurz zusammengefaßt [1][1]).

1. Der Übertragungsbereich einer Fernsprechverbindung soll mindestens 300 bis 2600 Hz betragen, wenn möglich jedoch auf 200 bis 3400 Hz erweitert werden.

2. Der Geräuschabstand, gemessen mit dem Psophometer, soll bei 1 mW an 600 Ohm (d.h. Bezugspegel null) 1 mV_{eff} nicht überschreiten. Umgerechnet ergibt dies einen Abstand von 57 *db* oder rund 50 *db*, wenn die Dämpfung mit einem frequenzunabhängigen Effektivwertmeter bestimmt wird. Ohne Pegelregulierung sollte bei einer guten Übertragung auch die Streuung der einzelnen Teilnehmer untereinander berücksichtigt werden. Nach [2] erhöht diese Bedingung die Geräuschdämpfung um 12 *db*, und somit wird der notwendige totale Geräuschabstand ohne Pegelschaltung 62 *db*.

3. An sich verständliches Nebensprechen darf höchstens so groß sein, daß es im allgemeinen Rauschen untertaucht, oder daß das sog. „Babbeln" als Dauergeräusch empfunden wird. Im ersten Fall muß die Nebensprechdämpfung ca. 10 *db* größer als die Geräuschdämpfung sein. Im zweiten Fall darf in bezug auf den 0 Pegel die Dämpfung von 65 *db* nicht unterschritten werden.

Der grundsätzliche Unterschied zwischen einem leitungsgebundenen und einem drahtlosen System liegt im verschiedengearteten Übertragungsweg. Während man in der Kabeltechnik ohne größere Leistungseinbuße Sender und Empfänger miteinander verbinden kann, ist die Hochfrequenzverbindung mit einer verhältnismäßig großen Dämpfung behaftet. Die aufgewendete Sendeenergie wird

---

[1]) Siehe Literaturverzeichnis am Schluß der Abhandlung.

deshalb bei einem drahtlosen System bedeutend größer sein, und diejenige Anordnung, bei der die Hochfrequenzleistung pro Kanal klein ist, wird aus wirtschaftlichen Erwägungen den Vorzug erhalten.

II. Die hochfrequente Richtstrahlverbindung

In der drahtlosen Vielfachtelefonie können Sender und Empfänger meist ortsfest aufgestellt werden, und wir benützen vorzugsweise Antennenanordnungen, bei denen die Strahlung in einer bestimmten Richtung stattfindet. Bei gleicher Sendeenergie erhält man mit Hilfe einer solchen Richtstrahlung größere Feldstärken und somit erhöhte Betriebssicherheit und größere Störfreiheit. Da Empfangsanlagen, die sich außerhalb der Strahlrichtung befinden, ungenügend Energie erhalten, ist auch eine gewisse Geheimhaltung gewährleistet. Bei größeren Distanzen bedeutet das Fehlen von Interferenzerscheinungen einen weitern Vorteil der gerichteten Strahlung.

Es ist bekannt, daß die Empfangsleistung (P_e) und die Sendeleistung (P_s) in einer Punkt-Punkt Richtstrahlverbindung nach folgendem Gesetz zusammenhängen [3].

$$P_e = \frac{F_e \cdot F_s}{r^2 \cdot \lambda^2} \cdot P_s . \tag{1}$$

Dabei ist: F_e = Absorptionsfläche der Empfangsantenne
F_s = Strahlfläche der Sendeantenne
r = Distanz von Sender und Empfänger
λ = Wellenlänge.

Daraus geht hervor, daß bei gegebenen Antennenabmessungen die dem Empfangssystem zugeführte Leistung infolge der Richtstrahlwirkung mit dem Quadrat der Frequenz zunimmt. Man wird daher bestrebt sein, möglichst kleine Wellenlängen zu benützen. Je nach Art der zur Verwendung gelangenden Röhren sinkt aber von einer bestimmten Frequenz an der Leistungsgrad rasch ab, so daß durch die Erhöhung der Sendefrequenz nichts mehr gewonnen würde. Dieses Optimum liegt gegenwärtig für Verstärkerröhren im Dauerbetrieb etwa zwischen 200 und 1000 MHz und für getastete

Laufzeitröhren ca. von 1000 bis 3000 MHz. Die letztgenannte Art von Röhren läßt sich dabei in erster Linie nur für Impulsmodulation verwenden.

In einer ausführlichen Abhandlung zeigt F. Staub [4], daß für den UKW-Frequenzbereich (ca. 200 MHz) die Filtermöglichkeiten beschränkt sind. Er weist nach, daß mit Hilfe verlustarmer quasistationärer Schwingtöpfe kleinere Filterbandbreiten als 1 MHz nicht oder nur mit übermäßig großen Abmessungen der Töpfe erreicht werden können.

Für höhere Frequenzen werden die Gütefaktoren der Reaktanzen durch Verwendung von Hohlraumresonatoren wesentlich besser, und damit verkleinern sich die relativen Durchlaßbreiten. Die absolute minimale Durchlaßbreite wird dagegen ungefähr konstant bleiben [5].

Es stellt sich daher die prinzipielle Frage, wie man unter solchen Verhältnissen ein Band von wenigen MHz-Breite am besten durch die Sprechkanäle ausfüllen kann. Diese Problemstellung rückt um so mehr in den Mittelpunkt, weil in einer weiteren Veröffentlichung von F. Staub [6] gezeigt wird, daß diese Bandbreite mit der optimalen Leistungsausnützung der Röhren zusammenfällt. Hätte man z.B. ein breiteres Band nötig, so wäre dies nur mit Hilfe einer Fehlanpassung möglich.

In diesem Frequenzband, das einerseits durch die Gütefaktoren der Reaktanzen und anderseits durch die Röhreneigenschaften bestimmt ist, sollen möglichst viele Kanäle mit den geforderten Bedingungen untergebracht werden. Insbesondere soll auch die Frage abgeklärt werden, ob Frequenzweichen, d.h. eine energetische Entkopplung von Kanal zu Kanal oder von Kanalgruppe zu Kanalgruppe, bei hoher Kanalzahl Vorteile bieten.

III. Frequenzmultiplexsysteme

a) Die Nutzleistung in Funktion der Kanalzahl

Alle Systeme, welche zu dieser Gruppe gehören, ordnen im gegebenen Hochfrequenzband jedem Sprechkanal bestimmte Frequenzbereiche zu. Es ist grundsätzlich gleichgültig, ob einzelne Hochfre-

quenzträger durch die Kanäle direkt moduliert sind (Mehrträgersystem), oder ob die einzelnen Gespräche zuerst in einem niederfrequenten Band nebeneinander angeordnet und dann in der Gesamtheit einem einzigen Hochfrequenzträger aufmoduliert werden (Einträgersystem).

In beiden Fällen addieren sich die einzelnen Spannungen in der gemeinsamen Endschaltung. Durch unvermeidliche Nichtlinearitäten entstehen dabei Summen- und Differenzfrequenzen, die zu gegenseitiger Störung Anlaß geben. Das Übersprechen als Folge dieser gegenseitigen Beeinflussung wird je nach Modulationsart verständlich (z.B. AM) oder unverständlich (z.B. FM). Es sei hier angedeutet, daß bereits lineare Verzerrungen, welche zusammengehörende Seitenbänder ungleich übertragen, Störfrequenzen erzeugen können. Diese lassen sich aber gegenüber den andern in den meisten Fällen vernachlässigen.

Bei steigender Kanalzahl, d.h. bei zunehmender Effektivspannung, nimmt bei einem gegebenen Aussteuerbereich (z.B. Aussteuerbereich der Endröhre) die gegenseitige Störung zu. Wir wollen im folgenden die Gesetzmäßigkeit dieser Zunahme bestimmen.

Als Maß der gegenseitigen Beeinflussung soll die Wahrscheinlichkeit gelten, mit der ein bestimmter Spannungswert V_1 überschritten wird. Diese Annahme gibt die Möglichkeit, unter Heranziehung ähnlicher Betrachtungen wie beim Rauschen [7], in unserem Fall einen allgemeinen Zusammenhang zwischen der mittleren Effektivspannung, der Kanalzahl und der Aussteuerung zu finden.

Zu irgendeiner bestimmten Zeit ist die Wahrscheinlichkeit, daß der Momentanwert einer aus vielen Elementarteilen zusammengesetzten Effektivspannung zwischen V und $V+dV$ liegt, proportional einer Wahrscheinlichkeitsfunktion $W(V)$ und dV. Im folgenden bezeichnen wir $W(V)$ als die Wahrscheinlichkeitsdichte an der Stelle V.

Fügen wir der ursprünglichen Effektivspannung eine kleine Elementarspannung

$$\delta U \sqrt{2} \cdot \sin \omega t \tag{2}$$

zu, so können wir die Änderung der uns noch unbekannten Wahrscheinlichkeitsdichte an der Stelle V_0 mit Hilfe der Taylor-Entwicklung angeben.

$$\Delta W(V_0) = \frac{dW(V_0)}{dV} \cdot \frac{\delta U \sqrt{2} \sin \omega t}{1!} + \frac{d^2 W(V_0)}{dV^2} \cdot \frac{(\delta U \sqrt{2} \sin \omega t)^2}{2!} + \cdots \quad (3)$$

Bei der Mittelwertbildung dürfen nur diejenigen Glieder berücksichtigt werden, die über längere Zeit im Mittel einen von Null verschiedenen Wert angeben. Für den Zuwachs der Wahrscheinlichkeitsdichte erhalten wir damit:

$$\Delta W(V_0) = \frac{d^2 W(V_0)}{dV^2} \cdot \frac{(\delta U)^2}{2!} + \frac{d^4 W(V_0)}{dV^4} \cdot \frac{(\delta U)^4}{4!} \cdot \frac{3}{2} + \cdots \quad (4)$$

Mit Rücksicht auf den kleinen Betrag von δU können die Glieder höherer Ordnung der obigen Reihe für eine Näherungslösung vernachlässigt werden.

$$\frac{\Delta W(V_0)}{(\delta U)^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 W(V_0)}{dV^2}. \quad (5)$$

Diese Gleichung gilt für jede beliebige Spannung V_0, und wir dürfen V_0 durch V ersetzen.

Ferner wird $(\delta U)^2$ unter der Voraussetzung, daß U gleich dem Effektivwert (quadratischem Mittelwert) der Gesamtspannung ist, gleich $\Delta(U^2)$, und wir erhalten:

$$\frac{\Delta W(V)}{\Delta(U^2)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 W(V)}{dV^2}. \quad (6)$$

Da $\Delta(U^2)$ bei vielen Elementarspannungen klein wird, dürfen wir an Stelle der Differenzgleichung die Differentialgleichung setzen.

$$\frac{dW(V)}{d(U^2)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 W(V)}{dV^2}. \quad (7)$$

Mit einem Exponentialansatz kann diese Differentialbeziehung leicht gelöst werden.

$$W(V) = \frac{C}{U} \cdot e^{-\frac{V^2}{2U^2}}. \quad (8)$$

Haben alle Einzelkanäle die gleiche Effektivspannung U_1, so wird

$$U = \sqrt{n} \cdot U_1. \quad (9)$$

Dabei ist es für eine hohe Kanalzahl gleichgültig, ob U_1 aus einer einzigen Spannung oder aus einem Frequenzspektrum besteht.

Unter der Bedingung, daß die Wahrscheinlichkeit über den ganzen Bereich von $V = -\infty$ bis $V = +\infty$ eins sein muß, wird die Integrationskonstante festgelegt.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} W(V) \cdot dV = 1\,; \qquad C = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}. \tag{10}$$

Somit errechnet sich die Wahrscheinlichkeitsdichte zu:

$$W(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{n} \cdot U_1} \cdot e^{-\frac{V^2}{2nU_1^2}}. \tag{11}$$

Und die Wahrscheinlichkeit, daß eine bestimmte Spannung V_1 im positiven oder negativen Sinn überschritten wird, ist:

$$2\int_{V_1}^{+\infty} W(V)\,dV = \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot n}} \cdot \frac{1}{U_1} \int_{V_1}^{+\infty} e^{-\frac{V^2}{2nU_1^2}} \cdot dV\,. \tag{12}$$

Der Verlauf dieser Wahrscheinlichkeit ist in Fig. 2 dargestellt. Wollen wir diese Wahrscheinlichkeit bei einer gegebenen Spannung V_1 konstant halten, so muß auch $\sqrt{n} \cdot U_1$ unverändert bleiben.

Ist nun der lineare Aussteuerbereich einer Senderstufe mit $+V_1$ und $-V_1$ gegeben, und wird wegen der gegenseitigen Beeinflussung von Kanal zu Kanal eine bestimmte Wahrscheinlichkeit zugelassen, mit der diese Spannungsspitzen überschritten werden dürfen, so muß die Aussteuerung des einzelnen Kanals bei steigender Kanalzahl mit $\sqrt{n}$ abnehmen. Unter der Voraussetzung einer größeren Anzahl Sprechkanäle ist daher die von der Senderendstufe abgegebene totale Nutzleistung P_0 unabhängig von der Kanalzahl, und die Leistungsausnützung bleibt konstant. Dieser Punkt wird bei steigender Kanalzahl je nach dem gewählten System früher oder später erreicht sein.

Die pro Kanal zur Verfügung stehende Nutzleistung ist dann:

$$P_1 = \frac{P_0}{n}. \tag{13}$$

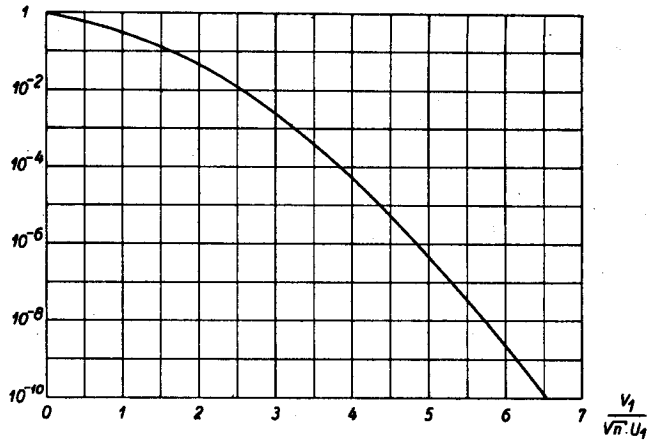


Fig. 2. Wahrscheinlichkeit, daß eine Spannung V_1 im positiven oder negativen Sinn überschritten wird

Auf dem hochfrequenten Verbindungsweg erhält jeder Kanal entsprechend der Übertragungsart eine bestimmte Störleistung P_R, und das Nutz-Störverhältnis γ_g wird somit:

$$\gamma_g = \frac{P_1}{P_R} = \frac{P_0}{P_R} \cdot \frac{1}{n} \,. \tag{14}$$

Sind die Störleistungen (Empfängerrauschen, atmosphärische Störungen) unabhängig von der Senderendstufe, so kann der notwendige Pegelabstand durch größer dimensionierte Leistungsröhren wettgemacht werden. Anders verhält es sich, wenn die Störeinflüsse bereits in der Endstufe vorhanden sind und mit deren größerer Dimensionierung steigen. Speziell im Gebiete sehr kurzer Wellen, wo die Rauschspannungen der Röhren erheblich zunehmen, muß untersucht werden, wie weit der reduzierte Rauschabstand mit einer störvermindernden Breitbandmodulation kompensiert werden muß.

Im einzelnen Fall ist bei einer festen Übertragungsbreite eine maximale Kanalzahl gegeben, die auch bei Vergrößerung der Senderendstufe nicht überschritten werden kann.

In der Breitbandkabeltechnik gelten die gleichen Gesetze. Bei gegebenem festem Störpegel sind die Dämpfungen auf den Fernlei-

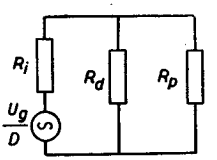
tungsstrecken entsprechend kleiner zu halten, und eine größere Zahl von Relaisstationen mit Breitbandverstärkern werden erforderlich.

b) Die Senderendschaltungen

In diesem Abschnitt wollen wir die beiden grundsätzlichen Ausführmöglichkeiten der Senderendschaltungen bei den Frequenzmultiplexsystemen miteinander vergleichen.

Die erste Art (gitterseitige Parallelschaltung) schaltet die verschiedenen Kanäle in Vorstufen parallel und verstärkt dann das zusammengesetzte Signal in einer gemeinsamen Leistungsstufe. Für die Nichtlinearitäten, die die Nutzleistung begrenzen, ist an erster Stelle das J_a- U_g-Diagramm der Endröhre maßgebend. Mit Gegenkopplungsschaltungen kann man den Aussteuerbereich erweitern und dabei einen bessern Leistungsgrad erzielen. Ein solches System hat den Nachteil, daß bei einem Defekt der verhältnismäßig großen Endstufe sämtliche Kanäle ausfallen.

Bei der zweiten Art (anodenseitige Parallelschaltung) hat jeder einzelne Kanal eine besondere kleine Leistungsstufe; diese Leistungsstufen werden dann anodenseitig parallel geschaltet. Durch diese Aufteilung werden solche Systeme in bezug auf Betriebssicherheit den andern überlegen. Für die Nichtlinearitäten sind die Innenwiderstände der Röhren maßgebend.



$$R_i = \frac{dU_a}{dJ_a} = \text{Innenwiderstand}$$
$$R_d = \text{Innerer Dämpfungswiderstand}$$
$$R_p = \text{Belastungswiderstand}$$
$$R_a = \frac{R_p \cdot R_d}{R_p + R_d} = \text{eff. Arbeitswiderstand}$$

Fig. 3. Ersatzschema einer UKW-Röhre

Wir wollen untersuchen, wie sich bei diesen Systemen die installierte Leistung zur Nutzleistung im Vergleich zur gitterseitigen Parallelschaltung verhält.

Um für die anodenseitige Parallelschaltung die optimale Lei-

stungsausnützung zu finden, untersuchen wir Endpenthoden im A-Betrieb. Fig. 3 zeigt das Ersatzschema einer UKW-Röhre.

Für die folgende Untersuchung definieren wir einen dynamischen Innenwiderstand

$$R_{id} = \frac{R_i \cdot R_d}{R_i + R_d}. \tag{15}$$

Die darin vernichtete Leistung bleibt in der Röhre. Wir wollen sie bei der Berechnung des Anodenverlustes berücksichtigen.

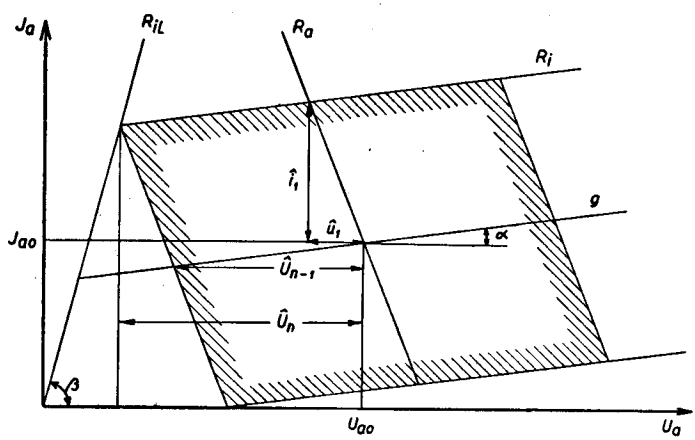


Fig. 4. J_a- U_a-Diagramm einer Penthode

Figur 4 stellt das für die Leistungsabgabe idealisierte J_a- U_a-Diagramm einer Penthode dar. Die für die Leistungsabgabe maßgebende Grenze der Aussteuerung ist durch die Gerade R_{iL} mit der Neigung β gegeben. Solange wir die Röhre auf der Gitterseite nicht besprechen, wandert der augenblickliche Betriebspunkt durch den Einfluß der parallelgeschalteten $n-1$ anderen Kanäle auf der Geraden g. Steuern wir auch das Gitter aus, so liegt das Arbeitsgebiet in der schraffierten Fläche. Um den Vergleich mit der gitterseitigen Parallelschaltung ziehen zu können, setzen wir:

$$\hat{U}_n = \sqrt{n} \cdot \hat{u}_1 , \tag{16}$$

wobei n = Kanalzahl. Mit

$$\frac{1}{\operatorname{tg}\alpha} = R_i, \qquad \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}_1} = R_a, \tag{17}$$
$$\frac{1}{\operatorname{tg}\beta} = R_{iL},$$

erhalten wir:

$$U_{ao} = 2\,\hat{i}_1 \cdot R_{iL} + \sqrt{n} \cdot \hat{u}_1,$$

$$\left.\begin{aligned} \hat{u}_1 &= \frac{U_{ao}}{\chi}, \\ \hat{i}_1 &= \frac{1}{R_a} \cdot \frac{U_{ao}}{\chi}, \end{aligned}\right\} \quad \chi = 2\,\frac{R_{iL}}{R_a} + \sqrt{n}, \tag{18}$$

und die an den effektiven Arbeitswiderstand R_a abgegebene Leistung:

$$P_a = \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{R_a} \cdot \frac{U_{ao}^2}{\chi^2}. \tag{19}$$

Die aufgenommene Leistung P_Z setzt sich zusammen aus Gleich- und Wechselstromanteil:

$$P_Z = P_{Gl} + P_W. \tag{20}$$

Der Gleichstromanteil:

$$P_{Gl} = U_{ao} \cdot J_{ao} = \frac{U_{ao}^2}{\chi}\left[\frac{1}{R_a} + \frac{\sqrt{n-1}}{R_i}\right]. \tag{21}$$

Der Wechselstromanteil ist eine Folge des dynamischen Innenwiderstandes R_{id}. Sowohl die eigene Stufe wie die $n-1$ anderen parallelgeschalteten Stufen ergeben einen Beitrag. Es wird:

$$P_W = n\,\frac{\hat{u}_1^2}{2} \cdot \frac{1}{R_{id}} = \frac{U_{ao}^2}{\chi^2} \cdot \frac{n}{2 \cdot R_{id}}, \tag{22}$$

und:

$$P_Z = \frac{U_{ao}^2}{\chi^2}\left[\chi\left(\frac{1}{R_a} + \frac{\sqrt{n-1}}{R_i}\right) + \frac{n}{2\,R_{id}}\right]. \tag{23}$$

Die Anodenverlustleistung ergibt sich als Differenz von $P_Z - P_a$.

$$Q_a = \frac{U_{ao}^2}{\chi^2}\left[\chi\left(\frac{1}{R_a} + \frac{\sqrt{n-1}}{R_i}\right) + \frac{n}{2\,R_{id}} - \frac{1}{2\,R_a}\right]. \tag{24}$$

Die aus dem Gleichrichter aufgenommene Leistung und die von der Endröhre an den Arbeitswiderstand R_a abgegebene Leistung, ausgedrückt mit der Anodenverlustleistung, werden:

$$P_{Gl} = \frac{2\chi\left[1+(\sqrt{n-1})\frac{R_a}{R_i}\right]}{2\chi\left[1+(\sqrt{n-1})\frac{R_a}{R_i}\right]+n\frac{R_a}{R_{id}}-1}\,Q_a\,, \tag{25}$$

$$P_a = \frac{1}{2\chi\left[1+(\sqrt{n-1})\frac{R_a}{R_i}\right]+n\frac{R_a}{R_{id}}-1}\,Q_a\,. \tag{26}$$

Schalten wir nach der Voraussetzung n Leistungsröhren parallel und lassen sie auf den gemeinsamen Nutzwiderstand R_n arbeiten, so wird der effektive Arbeitswiderstand der einzelnen Röhre:

$$R_a = \frac{R_{id}\cdot R_n}{R_{id}+n\cdot R_n} = \frac{R_{id}}{\xi+n}\,; \qquad \xi = \frac{R_{id}}{R_n}, \tag{27}$$

und die pro Kanal abgegebene Nutzleistung:

$$P_1 = \frac{R_a}{R_n}P_a = \frac{\xi}{\xi+n}\cdot P_a\,. \tag{28}$$

Durch Einsetzen von R_a, P_a und χ erhalten wir:

$$P_1 = \frac{\frac{\xi}{\xi+n}\cdot\frac{Q_a}{n}}{2\left[\frac{\xi+n}{n}\cdot\frac{2R_{iL}}{R_{id}}+\frac{1}{\sqrt{n}}\right]\left[1+\frac{\sqrt{n-1}}{\xi+n}\cdot\frac{R_{id}}{R_i}\right]+\frac{1}{\xi+n}-\frac{1}{n}}\,, \tag{29}$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_{Gl}} = \frac{\frac{\xi}{\xi+n}\cdot\frac{1}{n}}{2\left[\frac{\xi+n}{n}\cdot\frac{2R_{iL}}{R_{id}}+\frac{1}{\sqrt{n}}\right]\left[1+\frac{\sqrt{n-1}}{\xi+n}\cdot\frac{R_{id}}{R_i}\right]}\,. \tag{30}$$

P_1 und η als Funktionen von ξ werden am größten bei:

$$\xi = \frac{R_{id}}{R_n} = n\sqrt{\left[1+\frac{1}{\sqrt{n}}\cdot\frac{R_{id}}{2R_{iL}}\right]\left[1+\frac{\sqrt{n-1}}{n}\cdot\frac{R_{id}}{R_i}\right]}\,. \tag{31}$$

Der Quotient

$$\frac{R_{id}}{R_i} = \frac{R_d}{R_i + R_d} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_d}} \tag{32}$$

kann im Maximum von 0 bis 1 schwanken. Es zeigt sich bei einer numerischen Untersuchung, daß der zweite Summand der zweiten Klammer keinen wesentlichen Einfluß hat und für eine Abschätzung vernachlässigt werden darf. Für die beiden Werte $n = 1$ und $n = \infty$ ($n \gg 1$) ist die Näherung exakt.

Die Gleichungen (31), (30) und (29) vereinfachen sich damit:

$$\xi = n \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot \frac{R_{id}}{2\,R_{iL}}}, \tag{31a}$$

$$\eta = \frac{1}{n} \cdot \frac{\frac{\xi}{\xi + n}}{2\left[\frac{\xi + n}{n} \cdot \frac{2\,R_{iL}}{R_{id}} + \frac{1}{\sqrt{n}}\right]}, \tag{30a}$$

$$P_1 = \frac{Q_a}{n} \cdot \frac{\frac{\xi}{\xi + n}}{2\left[\frac{\xi + n}{n} \cdot \frac{2\,R_{iL}}{R_{id}} + \frac{1}{\sqrt{n}}\right] + \frac{1}{\xi + n} - \frac{1}{n}}. \tag{29a}$$

Fig. 5 zeigt die Abnahme des optimalen Wirkungsgrades bei $\frac{R_{id}}{2\,R_{iL}} = 10$. Die gestrichelte Kurve ist die Assymptote und verschiebt sich bei verschiedenen $\frac{R_{id}}{2\,R_{iL}}$ parallel nach oben oder unten.

Für großwerdende Kanalzahlen streben ξ, η, P_1 folgenden Werten zu:

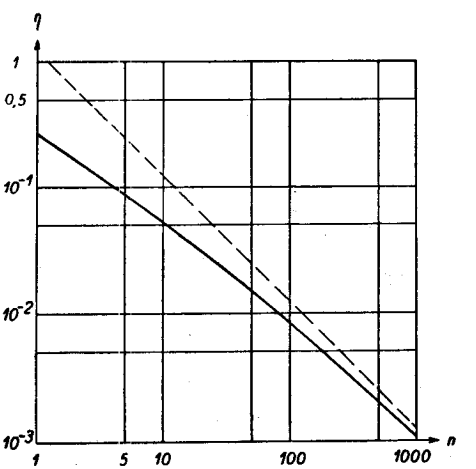


Fig. 5. Optimaler Wirkungsgrad in Funktion der Kanalzahl

$$\xi = n, \qquad \eta = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{R_{id}}{2\,R_{iL}}, \qquad P_1 = \frac{Q_a}{n} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{R_{id}}{2\,R_{iL}}. \tag{33}$$

Der Wirkungsgrad der einzelnen Röhre und somit der ganzen Endschaltung der anodenseitigen Parallelschaltung nimmt also bei steigender Kanalzahl stark ab. Setzen wir die total installierte Leistung der gesamten Endschaltung P_0 proportional der totalen Anodenverlustleistung $n \,.\, Q_a$, so nimmt die pro Kanal zur Verfügung stehende Nutzleistung P_1 mit dem Quadrat der Kanalzahl ab.

$$P_1 = \frac{P_0}{n^2}, \tag{34}$$

und γ_a wird dann:

$$\gamma_a = \frac{P_1}{P_R} = \frac{P_0}{P_R} \cdot \frac{1}{n^2}. \tag{35}$$

Die Leistungseinbuße folgt aus dem Verlust der Fehlanpassung des kleiner gewordenen Nutzwiderstandes und dem Verlust der parallelgeschalteten Innenwiderstände.

Die Ausnützung der anodenseitigen Parallelschaltung ist also gegenüber der gitterseitigen Parallelschaltung schlecht, die erhöhte Betriebssicherheit wird auf Kosten eines schlechten Wirkungsgrades erreicht. Nur die energetische Entkopplung mit Hilfe einer Frequenzweiche gibt die Möglichkeit, die beiden Vorteile miteinander zu verbinden.

IV. Zeitmultiplexsysteme

In diese Gruppe der Vielfachtelefoniesysteme gehören alle Systeme, welche die einzelnen Sprechkanäle zeitlich hintereinander übermitteln. Auf der Sende- wie auf der Empfangsseite befindet sich eine synchronlaufende Schaltanordnung, welche für bestimmte Zeitmomente entsprechende Kanäle verbindet. Aus der Periodizität dieses Ein- und Ausschaltens ergibt sich die diese Systeme charakterisierende Tastfrequenz. Durch die Tatsache, daß während eines bestimmten Zeitmomentes immer nur ein einziger Kanal übermittelt wird, ist die Übersprechgefahr auf Kosten eines breiteren Bandes weitgehend vermindert.

a) Amplitudenmodulierte Impulse

Haben wir eine Folge von Rechteckimpulsen, und modulieren wir sie mit einer Nutzspannung, so erhalten wir das Fourierspektrum aus dem Produkt der beiden Zeitfunktionen (vergl. auch S. 32).

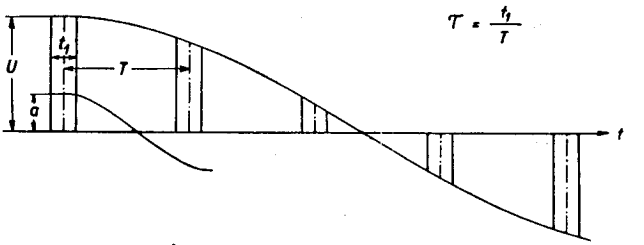


Fig. 6. Amplitudenmodulierte Impulse

$$u = U \cos(2\pi f_N t) \left[\tau + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \sin(m \tau \pi)}{m \pi} \cos(m\, 2\pi f_T t) \right]. \tag{36}$$

$$f_T = \text{Tastfrequenz} = \frac{1}{T}.$$

Man erkennt, daß die Tastfrequenz und ihre Harmonischen amplitudenmoduliert werden, und daß wir im Spektrum entsprechende Seitenbänder erhalten. Mit einem einfachen Tiefpaß kann das Nutzsignal wiedergewonnen werden. Damit sich das untere Seitenband mit dem Niederfrequenzband nicht überlappt, muß die Tastfrequenz mindestens zweimal so hoch wie die Sprechfrequenz sein.

Für spätere Leistungsbetrachtung sei hier festgehalten, daß die Nutzamplitude am Ausgang des Tiefpasses mit τ abnimmt. Es wird

$$U_1 = \tau \cdot \frac{U}{\sqrt{2}}. \tag{37}$$

Chireix hat die Rauschleistung und den Rauschabstand dieses Systems bestimmt [8]. Das Resultat seiner Untersuchung ist von elementarer Bedeutung. Wir wollen hier die Ableitung kurz wiedergeben.

Betrachten wir zuerst eine einzelne Störfrequenz. Sie sei gegeben durch:

$$s = a \cos (2 \pi f_s \,.\, t) \tag{38}$$

und wirke nur während der Impulsdauer t_1.

a sei im Hinblick auf eine kontinuierliche Störverteilung auf ein kleines Frequenzband δf bezogen.

Durch die Rechteckmodulation der Störspannung entstehen Kombinationsfrequenzen, von denen höchstens eine in den Frequenzbereich des Tiefpasses fällt. Diese Kombinationsfrequenz gibt einen störenden Anteil. Für sie ist die Fläche des modulierten Impulses maßgebend und ihre Amplitude beträgt:

$$\frac{1}{T} \int_{-\frac{t_1}{2}}^{+\frac{t_1}{2}} a \cos (2 \pi f_s \cdot t)\, dt = a \frac{\sin (\pi f_s \cdot t_1)}{\pi f_s \cdot t_1} \cdot \tau . \tag{39}$$

Sind die einzelnen Störfrequenzen gleichmäßig über das ganze Band verteilt, und beträgt ihr Frequenzabstand δf, so erhalten wir für die totale Störleistung:

$$P_R^* = \frac{a^2}{2 R} \Sigma \delta f . \tag{40}$$

Rühren die Störspannungen vom Wärmerauschen her, so können wir schreiben:

$$P_R^* = \frac{a^2 \cdot f_0}{2 R} = 4 k \Theta N f_0 , \qquad \frac{a^2}{2} = 4 k \Theta N R , \tag{41}$$

k = Boltzmann'sche Konstante. 1,37 . 10^{-23} Joule/Grad
Θ = Absolute Temperatur
f_0 = Bandbreite
N = Rauschfaktor (für Eingang des Empfängers) (s. Seite 65).

Infolge des Tiefpasses am Ausgang des Empfängers geben aber nur bestimmte Frequenzbereiche Störanteile im Sprechband (s. Fig. 7).

Für ein einzelnes Band von f_1 bis f_2 gilt:

$$P'_R = 4 k \Theta N \tau^2 \int_{f_1}^{f_2} \left[\frac{\sin (\pi f_s t_1)}{\pi f_s t_1} \right]^2 df , \tag{42}$$

wobei

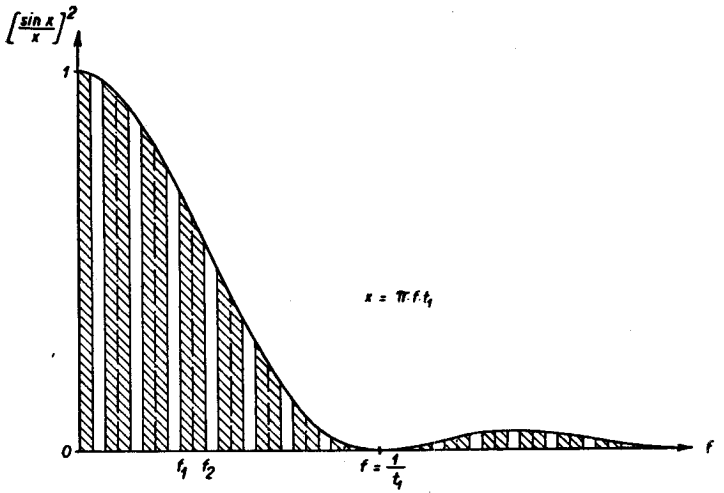


Fig. 7. Störanteile der Rauschfrequenzen

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= m f_T - f_M \\ f_2 &= m f_T + f_M \end{aligned}\right\} \quad \begin{aligned} \Delta f &= 2 f_M \\ \frac{f_1 + f_2}{2} &= m f_T \end{aligned} \tag{43}$$

f_T = Tastfrequenz = $1/T$
f_M = Höchste Sprechfrequenz
m = Zahl der Harmonischen der Tastfrequenz.

Da Δf verhältnismäßig klein ist, wird:

$$P'_R = 4 k \Theta N \tau^2 \cdot \Delta f \left[\frac{\sin (m \pi f_T t_1)}{m \pi f_T t_1}\right]^2, \tag{44}$$

und die totale Rauschleistung:

$$P_R = 4 k \Theta N \tau^2 \cdot 2 f_M \sum_{0}^{m = \frac{f_G}{f_T}} \left[\frac{\sin (m \pi f_T t_1)}{m \pi f_T t_1}\right]^2, \tag{45}$$

f_G = Grenzfrequenz des Übermittlungsbandes.

Unter der Voraussetzung vieler Harmonischen der Tastfrequenz, d.h. für schmale Impulse, ersetzen wir die Summe durch eine Integration $f_T \to dx$; $m f_T \to x$.
Es wird:

$$P_R = 4\,k\Theta N\,\tau^2 \frac{2\,f_M}{f_T} \int_0^{f_G} \left[\frac{\sin(\pi x t_1)}{\pi x t_1}\right]^2 dx\,. \tag{46}$$

Da f_G so groß sein muß, daß die Impulsform erhalten bleibt, die ganze Impulsenergie also im Band vorhanden ist, integrieren wir bis $f_G = \infty$. Wie die Figur 7 zeigt, werden die Störanteile über einer gewissen Grenzfrequenz sehr klein und der Fehler vernachlässigbar.

$$P_R = 4\,k\Theta N\,\tau^2 \frac{2\,f_M}{f_T} \cdot \frac{1}{2\,t_1} = 4\,k\Theta N\,f_M \cdot \tau\,. \tag{47}$$

Übermitteln wir pro Periode nur einen Impuls und verwenden die zur Verfügung stehende Leistung P_0 zur Übermittlung dieses einzigen Impulses, so wird die Impulsspannung U über dem Widerstande R

$$U^2 = \frac{2\,R \cdot P_0}{\tau},$$

und die am Ausgang des Empfängers auf den gleichen Widerstand bezogene Nutzleistung ist nach Gl. (37):

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R} = \frac{U^2}{2\,R}\tau^2 = P_0\,\tau\,. \tag{48}$$

Der Rauschabstand ergibt sich aus dem Quotienten:

$$\gamma_{AMT} = \frac{P_1}{P_R} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N\,f_M} = \gamma_{AM}\,. \tag{49}$$

Dieses interessante Resultat zeigt, daß der Rauschabstand konstant und gleich groß ist, wie bei einer kontinuierlichen amplitudenmodulierten Übermittlung. Für den Rauschabstand ist es also gleichgültig, ob man bei Amplitudenmodulation ein Signal bei einer mittleren Sendeenergie impulsmäßig oder im Dauerbetrieb übermittelt.

Der Tastbetrieb benötigt ein breiteres Frequenzband; wir gewinnen aber dadurch bei einem Mehrkanalsystem Raum für Impulse anderer Sprechkanäle. Benötigen wir für ein bestimmtes Übersprechen eine Zeit $a_1 \,.\, t_1$, um von einem Kanal auf den andern umzuschalten, so können wir

$$n = \frac{1}{1 + a_1} \cdot \frac{1}{\tau} \tag{50}$$

Kanäle pro Periode unterbringen. a_1 variiert dabei je nach System zwischen 0,5 und 1,5.

Die Störleistung errechnet sich dann zu:

$$P_R = 4\,k\Theta N \frac{f_M}{(1+a_1)} \cdot \frac{1}{n}. \tag{51}$$

Die dabei am Ausgang des Empfängers bei maximaler Modulationstiefe abgegebene Nutzleistung ist:

$$P_1 = \frac{U^2}{2\,R} \cdot \tau^2 = \frac{P_0}{(1+a_1)\,n^2}; \quad \text{mit} \quad P_0 = \frac{U^2}{2\,R} \cdot \frac{1}{1+a_1}. \tag{52}$$

Der Rauschabstand für ein amplitudenmoduliertes Zeitmultiplexsystem wird:

$$\gamma_{AMT} = \frac{P_1}{P_R} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N f_M} \cdot \frac{1}{n}. \tag{53}$$

Hätten wir die Impulse nur von 0 bis $+U$ an Stelle von $-U$ bis $+U$ modulieren können, so wäre der Rauschabstand dreimal kleiner geworden.

$$\gamma'_{AMT} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N f_M \cdot 3\,n}. \tag{53a}$$

b) Lagemodulierte Impulse

Wir wollen auch bei den Systemen mit lagemodulierten Impulsen kontrollieren, wie weit das Nutzstörsignalverhältnis bei gegebener Leistung mit der Kanalzahl abnimmt.

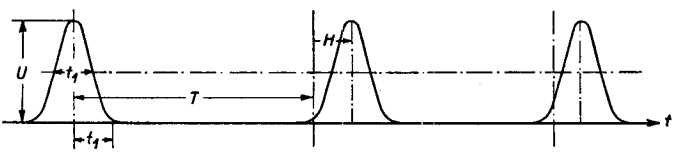


Fig. 8. Lagemodulierte Impulse

Die zeitliche Auslenkung (vergl. Fig. 8), welche proportional der Ausgangsspannung des Empfängers ist, soll durch den Punkt bestimmt sein, bei dem eine Impulsflanke einen definierten Spannungswert durchschreitet. Dieser Punkt verschiebt sich zufolge der Flan-

kensteilheit und einer zusätzlichen momentanen Störspannung nach links oder nach rechts. Haben wir eine Einzelstörung wie im früheren Abschnitt (Gl. (38), S. 22)

$$s = a \cos(2\pi f_s t), \tag{38}$$

deren Frequenz von der Tastfrequenz oder deren Vielfachen verschieden ist, so beträgt die scheinbare Zeitverschiebung des durch ein Dreieck angenäherten Impulses:

$$h = \frac{t_1}{U} a \cos[2\pi(f_s - m f_T) \cdot t]. \tag{54}$$

t_1 = Flankenzeit
U = Impulsspannung

$f_s - m \,.\, f_T$ soll andeuten, daß von sämtlichen Kombinationsfrequenzen diejenige berücksichtigt wird, die in den Hörbereich fällt.

Da die Verrückung des Durchgangspunktes der Impulsflanke durch eine Momentanspannung gegeben ist, erhalten wir bei zunehmender Störfrequenz, im Gegensatz zur früher abgeleiteten Beziehung bei größerwerdendem f_s, keine Amplitudenreduktion der störenden Kombinationsfrequenz. (Verg. Gl. (39), Seite 22.)

Sind die Störspannungen wieder gleichmäßig über das ganze Band verteilt, und rühren sie vom Wärmerauschen her, so wird die totale effektive Zeitverschiebung unter Berücksichtigung der Frequenzen, welche im Tiefpaß durchgelassen werden:

$$h_{eff} = \frac{t_1}{U} \sqrt{4 k \Theta N f_G \cdot \frac{2 f_M}{f_T} \cdot R}\,. \tag{55}$$

Für n-Kanäle dürfen wir die einzelnen Impulse mit einem Nutzsignal höchstens um

$$\pm \frac{1}{2}\left[\frac{T}{n} - t_1\right] \tag{56}$$

verrücken, und wir erhalten für die am Ausgang des Empfängers maßgebende Effektivauslenkung zu

$$H_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T}{2n}(1 - n\tau). \tag{57}$$

Sowohl h_{eff} wie H_{eff} sind proportional der Spannungen am Aus-

gang des Empfängers, und der Rauschabstand ergibt sich aus dem Quotienten der Quadrate der beiden Effektivwerte:

$$\gamma_{LMT} = \frac{H_{eff}^2}{h_{eff}^2} = \frac{U^2(1-n\tau)^2}{4k\Theta N f_M R \cdot 16 n^2} \cdot \frac{T^2}{t_1^2} \cdot \frac{f_T}{f_G}. \tag{58}$$

Berücksichtigen wir die Tatsache, daß für eine Flankenzeit t_1 eine Bandbreite von mindestens $1/t_1$ vorhanden sein muß, wird (s. S. 35):

$$f_G = \frac{1}{t_1}; \qquad \frac{f_T}{f_G} = \tau. \tag{59}$$

Um noch die Spannung U durch die mittlere Leistung ersetzen zu können, berechnen wir den Leistungsanteil eines Impulses und multiplizieren ihn mit der Kanalzahl. Die Impulsform sei durch ein Dreieck angenähert.

$$P_0' \cong \frac{2}{T} \int_0^{t_1} \frac{U^2}{R t_1^2} t^2 \cdot dt = \frac{t_1}{T} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{U^2}{R},$$

$$P_0 = n \cdot P_0' \cong n \frac{2}{3} \cdot \frac{U^2}{R} \cdot \tau. \tag{60}$$

Eingesetzt ergibt dies für γ_{LMT}:

$$\gamma_{LMT} = \frac{P_0}{4k\Theta N f_M \cdot n} \cdot \frac{3}{32} \cdot \left[\frac{1-n\tau}{n\tau}\right]^2. \tag{61}$$

Definieren wir die Frequenzbandbreite pro Kanal mit

$$\Delta f_1 = \frac{f_G}{n}(1-n\tau), \tag{62}$$

und wählen die Tastfrequenz gleich dreimal der höchsten Sprechfrequenz

$$f_T = 3 f_M, \tag{63}$$

so erhalten wir für den Rauschabstand

$$\gamma_{LMT} = \frac{P_0}{4k\Theta N f_M \cdot n} \cdot \frac{1}{96} \left(\frac{\Delta f_1}{f_M}\right)^2. \tag{64}$$

Vergleichen wir γ mit Gleichung (53) so fällt uns der Faktor K auf.

$$K = \frac{1}{96} \left(\frac{\Delta f_1}{f_M}\right)^2. \tag{65}$$

Er erinnert an eine Frequenzmodulation, wo auf Kosten eines breiteren Bandes der Rauschabstand verbessert wird.

Um das Impulssystem mit einem frequenzmodulierten System vergleichen zu können, tasten wir mit den lagemodulierten Impulsen einen Hochfrequenzgenerator. Der Rauschabstand verschlechtert sich dabei infolge der doppelten Übertragungsbandbreite der Amplitudenmodulation um den Faktor zwei.

$$\gamma_{iM} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N\,2\,f_M} \cdot \frac{1}{96\,n} \left(\frac{\Delta f_1}{f_M}\right)^2. \tag{66}$$

Die totale Hochfrequenzbandbreite Δf_H beträgt dann

$$\Delta f_H = 2\,f_G = \frac{2\,n\,\Delta f_1}{1 - n\,\tau} \cong 2\,n\,\Delta f_1\,. \tag{67}$$

Zum Vergleich wählen wir als frequenzmoduliertes System ein Frequenzmultiplexsystem mit nebeneinanderliegenden frequenzmodulierten Einzelträgern, die in einer gemeinsamen Endstufe verstärkt werden. Es wird [9]:

$$\gamma_{FM} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N\,2\,f_M} \cdot \frac{1}{\rho^2\,n} \cdot 3 \left(\frac{\Delta f_1}{f_M}\right)^2, \tag{68}$$

wobei Δf_1 der Frequenzhub des einzelnen Trägers ist. Er entspricht der Frequenzbandbreite pro Kanal im Impulssystem. Die Bandbreite Δf_H ist ungefähr:

$$\Delta f_H \cong 2\,n\,\Delta f_1\,. \tag{69}$$

Der Zahlenfaktor ρ gibt an, wievielmal größer der Aussteuerbereich der Sendestufe gegenüber der Effektivspannung aller Kanäle gewählt werden muß, damit eine gegenseitige Beeinflussung vermieden wird. Läßt man eine Wahrscheinlichkeit nach IIIa von 0,1 ‰ zu, so wird (s. Fig. 2, S. 14):

$$\rho \cong \frac{V_1}{\sqrt{n}\,U_1} = 4\,. \tag{70}$$

Eingesetzt ergibt für γ_{FM}

$$\gamma_{FM} = \frac{P_0}{4\,k\Theta N\,2\,f_M} \cdot \frac{3}{16\,n} \cdot \left(\frac{\Delta f_1}{f_M}\right)^2. \tag{71}$$

Vergleichen wir γ_{iM} und γ_{FM}, so erkennen wir, daß das System

mit den lagemodulierten Impulsen in bezug auf Rauschabstand bei einer gleichen Hochfrequenzbandbreite einem frequenzmodulierten System gegenüber wesentlich im Nachteil ist. Der schlechte Rauschabstand des getasteten Systems liegt in erster Linie in der Tatsache, daß die Tastfrequenz mindestens zweimal so hoch wie die höchste Sprechfrequenz gewählt werden muß. Auch die amplitudenmodulierte Übertragung der Impulse wirkt sich nachteilig aus.

Allgemein nimmt aber auch bei den Zeitmultiplexsystemen das Signal-Rauschverhältnis wie bei den Frequenzmultiplexsystemen mit steigender Kanalzahl ab. Der Vorteil der Zeitselektion liegt einzig in der verminderten Übersprechgefahr. Die Bandbreite wird etwas größer, macht aber in einer UKW-Verbindung nicht viel aus.

V. Die Frequenzweiche als zweckmäßige Lösung bei hoher Kanalzahl

Wie wir gesehen haben, bleibt bei allen Systemen (Frequenz- wie Zeitmultiplexsysteme), welche für sämtliche Kanäle eine einzige Leistungsstufe verwenden, der totale Wirkungsgrad dieser Endstufe bei steigender Kanalzahl ungefähr konstant; die installierte Leistung verteilt sich auf die einzelnen Kanäle. Für das Signal-Rauschverhältnis ergibt sich damit:

$$\gamma = \frac{P_0}{P_R} \cdot \frac{1}{n}. \tag{72}$$

Dieses Gesetz gilt ganz allgemein. P_R ist die für die Sprechbandbreite maßgebende Störleistung. Das Verhältnis P_0/P_R kann je nach der verwendeten Modulationsart aus dem Signal-Rauschverhältnis am Eingang des Empfängers errechnet werden.

Man erkennt, daß bei konstantem γ und hoher Kanalzahl P_0 und damit notgedrungen die Leistungsstufe verhältnismäßig groß werden. Die Systeme der oben erwähnten Art haben zudem den großen Nachteil, daß bei einem Defekt der großen Endstufe sämtliche Kanäle ausfallen.

Bei der Darstellung der Senderendschaltungen wurde gezeigt, daß durch die anodenseitige Parallelschaltung wohl die gewünschte Dezentralisierung erreicht wird, daß damit aber auch eine schlechte Ausnutzung der installierten Leistung verbunden ist.

Wenn wir dagegen die Anoden der einzelnen Leistungsstufen nicht direkt mit der gemeinsamen Antenne verbinden, sondern zur Vermeidung einer gegenseitigen Beeinflussung eine Frequenzweiche verwenden, bleibt der Wirkungsgrad der gesamten Endschaltung auch bei der Aufteilung erhalten. Als passiver Vielpol ermöglicht eine solche Frequenzweiche bei einer großen Anzahl von Sprechkanälen unter Beibehaltung des guten Wirkungsgrades eine betriebssichere Dezentralisierung.

Auch auf der Empfangsseite wirkt sich die Frequenzweiche vorteilhaft aus. Besitzen wir für alle Kanäle nur einen einzigen Empfänger, so muß er für ein sehr breites Hochfrequenzband dimensioniert werden. Der Eingangswiderstand wird sehr klein, und damit erhöht sich der Rauschfaktor des Empfängereingangs.

Wollen wir auf der Empfangsseite die Dezentralisierung aus Betriebssicherheitsgründen ebenfalls beibehalten, dann entstehen durch die parallelgeschalteten Empfängereingänge erhebliche Leistungsverluste, was wiederum in einem größeren Rauschfaktor zum Ausdruck kommt. Nur die energetische Entkopplung mit Hilfe einer Frequenzweiche bietet bei kurzen Wellen, wo die Dämpfungswiderstände der Röhren eine wesentliche Rolle spielen, die Möglichkeit, ohne Leistungseinbuße die Empfangsenergie voll auszunützen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es unter Berücksichtigung der erwähnten Abhandlungen von F. Staub [4, 6] eine optimale Bandbreite gibt, die man möglichst zweckmäßig mit Sprechkanälen ausfüllt. Bei einer höheren Kanalzahl unterteilt man dann am besten in Gruppen, wobei jede einzelne Gruppe diejenige Bandbreite haben soll, die mit der optimalen Leistungsausnützung der Röhren zusammenfällt.

II. TEIL

Vorschlag für ein System hoher Kanalzahl

VI. Grundsätzliches über Wahl und Aufbau des Systems

Auf der Grundlage der im ersten Teil dieser Schrift beleuchteten Tatsachen soll im folgenden ein System beschrieben und untersucht werden, welches sich speziell für eine hohe Kanalzahl eignet. Da einerseits die Richtstrahlverbindung entsprechend der kleinen Wellenlänge an hohe Übertragungsfrequenzen gebunden ist, andererseits bei diesen Frequenzen nur Filter erheblicher absoluter Bandbreiten realisierbar sind, verteilen wir die Sprechkanäle in Gruppen auf einzelne Frequenzbänder, die man mit Hilfe der erwähnten Frequenzweiche energetisch entkoppeln kann. Damit wird die Leistungseinbuße bei einer anodenseitigen Parallelschaltung von Endstufen umgangen, und trotzdem haben wir den wesentlichen Vorteil einer erhöhten Betriebssicherheit.

Die Durchlaßbereiche der einzelnen Weichenbänder sollen in einer solchen Weise ausgefüllt werden, daß die Anzahl der pro Kanal aufgewendeten Schaltelemente so klein wie möglich ist, und daß die Hilfsschaltungen für alle Weichenbänder gemeinsam verwendet werden können. Wir fassen zu diesem Zwecke 12 nach dem Zeitmultiplexverfahren modulierte Kanäle in einem niederfrequenten Band zusammen. Da man in diesem Band noch mit verhältnismäßig großem Pegel arbeiten kann, ist es zweckmäßig, hier die Impulse in ihrer Amplitude zu modulieren und dadurch die Bandbreite bei voller Ausnützung der reduzierten Übersprechgefahr des Zeitmultiplexsystems verhältnismässig klein zu halten. Der Elektronenschalter gestaltet sich sehr einfach, und die für ihn notwendige Schaltspannung kann gleichzeitig für die entsprechen-

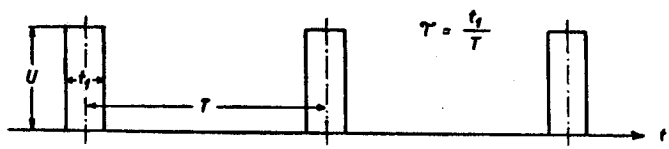
den Kanäle in den andern Weichenbändern verwendet werden. Als Niederfrequenzfilter bedarf es lediglich eines Tiefpasses am Ausgang des Kanalempfängers. Die amplitudenmodulierte niederfrequente Impulsfolge wollen wir in unserem System frequenzmoduliert übertragen, womit wir dank der Breitbandmodulation in der Hochfrequenzverbindung die notwendige Rauschreduktion erhalten. Pro Weichenband, d.h. für 12 Kanäle, benötigen wir so einen frequenzmodulierten Sender mit einem verhältnismäßig großen Hub und auf der Empfangsseite einen entsprechenden Empfänger zur Demodulation der Signale. Man erkennt, daß durch diesen Aufbau jeder Teil des Systems, bis auf den einfachen Elektronenschalter, mehrfach ausgenützt und die Betriebssicherheit wegen der vorhandenen Aufteilung dennoch gewährleistet wird. Figur 1 (S. 6) zeigt das Prinzipschema dieses Systems.

Wir suchen im folgenden zuerst eine günstige Impulsform, welche eine minimale Bandbreite hat und auf einfache Art erzeugt werden kann. Bei einer vorgeschriebenen Übersprechdämpfung erhalten wir dann die notwendige Übertragungsbandbreite der niederfrequenten Impulsfolge und damit die Bedingungen, die an den frequenzmodulierten Hochfrequenzsender und Empfänger gestellt werden müssen.

VII. Impulse und ihre Bandbreite

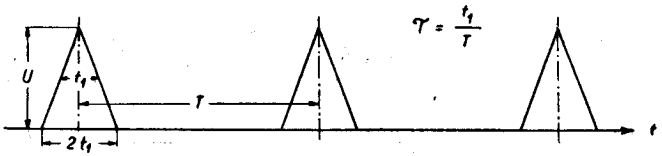
Indem wir von dem vorgeschlagenen System ausgehen, wollen wir die Fourierspektren verschiedener Impulsformen mit gleicher Höhe und gleichem Flächeninhalt angeben und untersuchen, welche Form in bezug auf Bandbreite günstige Verhältnisse aufweist.

a) Rechteck:



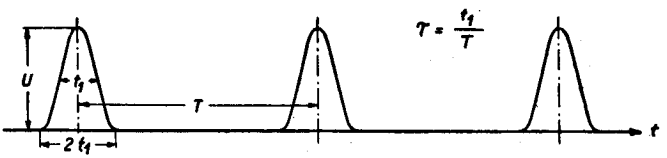
$$u = U \cdot \tau \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \sin(m \pi \tau)}{m \pi \tau} \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t \right) \right]. \qquad (1)$$

b) Dreieck:



$$u = U \cdot \tau \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \sin^2 (m \pi \tau)}{m^2 \pi^2 \tau^2} \cos \left(m \frac{2 \pi}{T} t \right) \right]. \tag{2}$$

c) $$U \cos^2 \left[\frac{\pi}{2 t_1} t \right]$$



$$u = U \tau \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin (m 2 \pi \tau)}{m \pi \tau (1 - 4 m^2 \tau^2)} \cos \left(m \frac{2 \pi}{T} t \right) \right]. \tag{3}$$

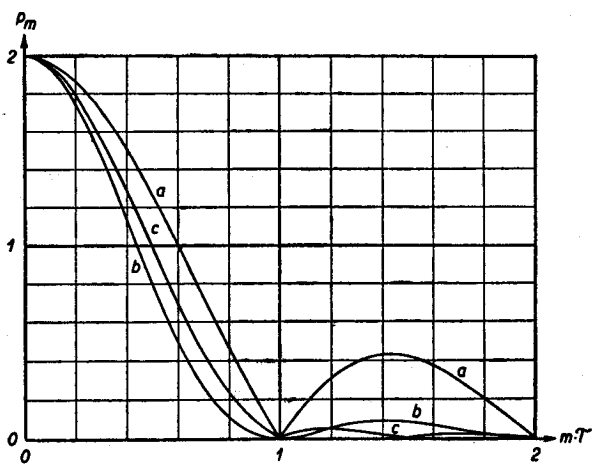
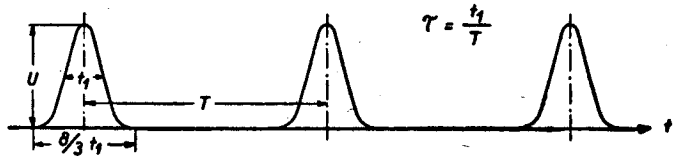


Fig. 9. Die Harmonischen von *a*, *b* und *c*

d) $$U \cos^4 \left[\frac{3}{4} \frac{\pi}{2 t_1} t \right]$$



Die Höhe, wo die Impulsbreite gleich t_1 ist, beträgt 0,48 U.

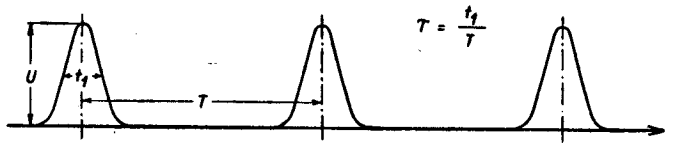
$$p_0 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{4}{3} t_1} \cos^4 \left[\frac{3}{4} \frac{\pi}{2 t_1} t \right] dt = \frac{t_1}{T} = \tau, \tag{4}$$

$$p_m = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{4}{3} t_1} \cos^4 \left[\frac{3}{4} \frac{\pi}{2 t_1} t \right] \cos \left(m \frac{2\pi}{T} t \right) dt,$$

$$p_m = \frac{\sin \left(\frac{4}{3} m 2 \pi \tau \right)}{\frac{4}{3} m \pi \left[1 - 5 \left(\frac{4}{3} m \tau \right)^2 + 4 \left(\frac{4}{3} m \tau \right)^4 \right]}. \tag{5}$$

$$u = U \cdot \tau \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin \left(\frac{4}{3} m 2 \pi \tau \right) \cos \left(m \frac{2\pi}{T} t \right)}{\frac{4}{3} m \pi \tau \left[1 - 5 \left(\frac{4}{3} m \tau \right)^2 + 4 \left(\frac{4}{3} m \tau \right)^4 \right]} \right]. \tag{6}$$

e) $$U \cdot e^{-\frac{\pi}{t_1^2} t^2}$$ (Gauß'sche Glockenkurve:)



Die Höhe, wo die Impulsbreite gleich t_1 ist, beträgt 0,45 U.

$$p_0 = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\infty} e^{-\frac{\pi}{t_1^2} t^2} \cdot dt - \int_T^{\infty} e^{-\frac{\pi}{t_1^2} t^2} \cdot dt \right] = \frac{2}{T} \int_0^{\infty} e^{-\frac{\pi}{t_1^2} t^2} \cdot dt = \tau. \tag{7}$$

Der zweite Summand ist praktisch null.

$$p_m = \frac{4}{T} \int_0^\infty e^{-\frac{\pi}{t_1^2} t^2} \cdot \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t\right) dt.$$

Durch die Substitution $x = \sqrt{\frac{2\pi}{t_1^2}} \cdot t$ erhält man:

$$p_m = \frac{4}{T} \frac{t_1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot \cos(m \sqrt{2\pi}\, \tau x)\, dx\,,$$

$$p_m = 2\tau e^{-m^2 \pi \tau^2}. \tag{8}$$

$$u = U \cdot \tau \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} 2 \cdot e^{-m^2 \pi \tau^2} \cdot \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t\right)\right]. \tag{9}$$

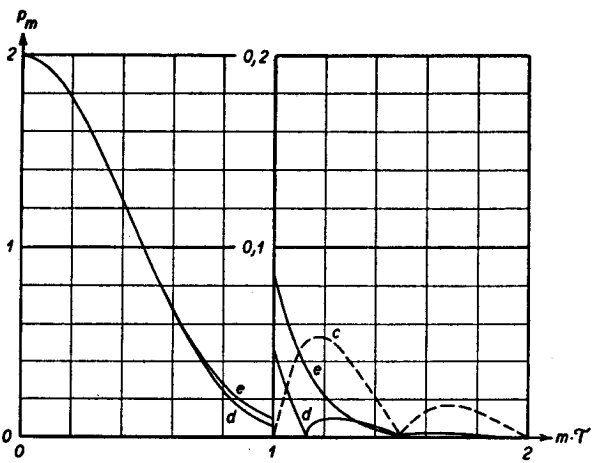


Fig. 10. Die Harmonischen von c, d und e

Durch den Vergleich der verschiedenen Impulsformen erkennen wir, daß der $\cos^4$-Impuls und der Impuls aus der Fehlerfunktion günstige Formen haben. Sie sind voneinander kaum zu unterscheiden und benötigen beide eine Frequenzbandbreite von ca. $1/t_1$. Wir wählen für die nähere Untersuchung die $\cos^4$-Impulse, da sie, wie später unter IX c gezeigt wird, auf einfachste Art erzeugt werden können.

VIII. Übersprechen infolge der beschränkten Übertragungsbandbreite

Werden höhere Harmonische der Tastfrequenz infolge der beschränkten Übertragungsbandbreite abgeschnitten, so deformieren sich bei der Übermittlung die Sende-Impulse, und es entsteht ein schädliches Überschwingen in den Zeitbereich des Nachbarkanals. Im folgenden wollen wir den Einfluß dieser Deformationen untersuchen und die Übersprechdämpfung in Funktion der Übertragungsbandbreite bestimmen.

Modulieren wir auf der Sendeseite die $\cos^4$-Impulse, die nach dem früheren Abschnitt mit folgender Beziehung gegeben sind

$$u = \tau_s \left[1 + \sum_{m_s=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m_s 2\pi\tau_s\right) \cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t\right)}{\frac{4}{3} m_s \pi \tau_s \left[1 - 5\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^2 + 4\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^4\right]} \right] \tag{10}$$

mit einer Nutzspannung von der Form

$$U \cos(2\pi f_N t), \tag{11}$$

so erhalten wir das übertragene Signal mit Hilfe einer einfachen Produktenbildung.

$$u_s = U \cdot \tau_s \cdot \cos(2\pi f_N t) \cdot$$
$$\cdot \left[1 + \sum_{m_s=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m_s 2\pi\tau_s\right) \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t\right)}{\frac{4}{3} m_s \pi \tau_s \left[1 - 5\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^2 + 4\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^4\right]} \right]. \tag{12}$$

Die Summation in obiger Gleichung darf, entsprechend der Übertragunsbandbreite, nur bis zu derjenigen Harmonischen (m_1) berücksichtigt werden, die noch als Grenzfrequenz übermittelt wird.

Das empfängerseitige Ein- und Ausschalten sei durch eine Folge von Rechteckimpulsen mit der Impulshöhe 1 gegeben:

$$u_e = \tau_e \left[1 + \sum_{m_e=1}^{\infty} \frac{2 \sin(m_e \pi \tau_e)}{m_e \pi \tau_e} \cos\left\{ m_e \frac{2\pi}{T} (t - t_0) \right\} \right]. \tag{13}$$

Dann erhalten wir als Spannung am Ausgang des empfängerseitigen Elektronenschalters, vor dem Tiefpaß, das Produkt von u_s und u_e.

$$u = U \tau_s \tau_e \cos(2\pi f_N t) \cdot$$

$$\cdot \left[1 + \sum_{m_s=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m_s 2\pi\tau_s\right) \cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t\right)}{\frac{4}{3} m_s \pi \tau_s \left[1 - 5\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^2 + 4\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^4\right]} \right] \cdot$$

$$\cdot \left[1 + \sum_{m_e=1}^{\infty} \frac{2 \sin(m_e \pi \tau_e)}{m_e \pi \tau_e} \cos\left\{ m_e \frac{2\pi}{T} (t - t_0) \right\} \right]. \tag{14}$$

Bei der Berechnung der Übersprechdämpfung ist der zeitliche Abstand t_0 zwischen einem Sende- und Empfangsimpuls gleich der Zeitverschiebung zweier Kanäle.

Durch Ausmultiplizieren der Klammern in Gleichung (14) und unter Berücksichtigung der Tatsache, daß durch den Tiefpaß alle Frequenzen, welche größer sind als die höchste Sprechfrequenz, d.h. die Tastfrequenz und ihre Harmonischen mit den aus der Modulation entstandenen Seitenbändern, abgeschnitten werden, ergibt sich:

$$u = U \cdot \tau_s \cdot \tau_e \cdot \cos(2\pi f_N t) \cdot$$

$$\cdot \left[1 + \sum_{m_s=1}^{m_1} \sum_{m_e=1}^{\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{4}{3} m_s 2\pi\tau_s\right) \sin(m_e \pi \tau_e)}{\frac{4}{3} m_s m_e \pi^2 \tau_s \tau_e \left[1 - 5\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^2 + 4\left(\frac{4}{3} m_s \tau_s\right)^4\right]} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t\right) \cos\left\{ m_e \frac{2\pi}{T} (t - t_0) \right\} \right]. \tag{15}$$

Bei Benützung der Additionstheoreme der Winkelfunktionen können wir noch weiter vereinfachen.

$$\cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t\right) \cdot \cos\left\{ m_e \frac{2\pi}{T} (t - t_0) \right\} =$$

$$= \frac{1}{2} \left[\cos\left\{ (m_e - m_s) \frac{2\pi}{T} t \right\} + \cos\left\{ (m_e + m_s) \frac{2\pi}{T} t \right\} \right] \cos\left(m_e \frac{2\pi}{T} t_0\right) \tag{16}$$

$$+ \frac{1}{2} \left[\sin\left\{ (m_e - m_s) \frac{2\pi}{T} t \right\} + \sin\left\{ (m_e + m_s) \frac{2\pi}{T} t \right\} \right] \sin\left(m_e \frac{2\pi}{T} t_0\right).$$

Ausgenommen den Fall, wo $m_e - m_s = 0$ ist, erhalten wir die Tast-

frequenz oder deren Harmonische, welche vom Tiefpaß nicht durchgelassen werden. Für den Anteil, der berücksichtigt werden muß, ergibt sich ($m_e = m_s = m$)

$$\cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t\right) \cdot \cos\left\{m_e \frac{2\pi}{T}(t - t_0)\right\} \rightarrow \frac{1}{2} \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t_0\right), \tag{17}$$

$$u = U \cdot \tau_s \cdot \tau_e \cos(2\pi f_N t) \cdot \tag{18}$$

$$\cdot \left[1 + \frac{4}{3\pi^2} \cdot \frac{\tau_s}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m\, 2\pi \tau_s\right) \sin(m \pi \tau_e)}{\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^2 - 5\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^4 + 4\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^6} \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t_0\right)\right].$$

Fallen Sende- und Empfangsimpuls zeitlich zusammen ($t_0 = 0$), so wird das Optimum für die Nutzspannung erreicht.

$$u_1 = U \cdot \tau_s \cdot \tau_e \cos(2\pi f_N t) \cdot$$

$$\cdot \left[1 + \frac{4}{3\pi^2} \cdot \frac{\tau_s}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m\, 2\pi \tau_s\right) \sin(m \pi \tau_e)}{\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^2 - 5\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^4 + 4\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^6}\right]. \tag{19}$$

Aus dem Quotienten der beiden Spannungen (18) und (19) resultiert für einen zeitlich verschobenen Empfängerimpuls die Übersprechdämpfung. Entsprechend der Summationsgrenze m_1 berücksichtigt man die Harmonischenzahl der Tastfrequenz und damit die Übertragungsbandbreite.

$$b = 20 \log \frac{1 + \frac{4}{3\pi^2} \cdot \frac{\tau_s}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m\, 2\pi \tau_s\right) \sin(m \pi \tau_e)}{\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^2 - 5\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^4 + 4\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^6} \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t_0\right)}{1 + \frac{4}{3\pi^2} \cdot \frac{\tau_s}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(\frac{4}{3} m\, 2\pi \tau_s\right) \sin(m \pi \tau_e)}{\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^2 - 5\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^4 + 4\left(\frac{4}{3} m \tau_s\right)^6}} \tag{20}$$

In unserem System wollen wir das Übersprechen für benachbarte Kanäle bestimmen; denn für sie ist die Übersprechgefahr am größten. Beginnt jeder $\cos^4$-Impuls immer in dem Moment, wo sein Vorgänger zu null geworden ist, so können wir pro Periode

$$n = \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{2\tau_s} \tag{21}$$

Impulse unterbringen. Bei 12 Kanälen ergibt sich:

$$\tau_s = \frac{1}{32}. \tag{22}$$

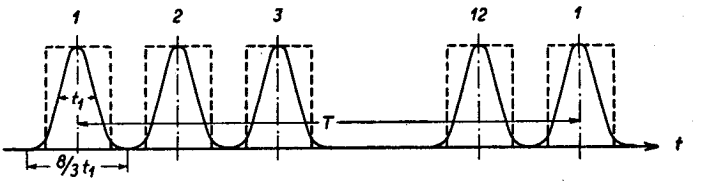


Fig. 11. Zeitliche Lage der Sende- und Empfangsimpulse

Die Breite der rechteckigen Empfängerimpulse wählen wir am besten derart, daß einerseits der Sende-Impuls möglichst vollständig empfangen, anderseits das schädliche Überschwingen in den Zeitbereich des nächsten Impulses abgeschnitten wird.

Es sei

$$\tau_e = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{12} = \frac{1}{18}, \qquad \text{(s. Fig. 11)} \tag{23}$$

Für den Nachbarkanal ergibt sich weiter aus der Kanalzahl

$$\frac{t_0}{T} = \frac{1}{12}. \tag{24}$$

Eingesetzt erhalten wir:

$$b = 20 \log \frac{1 + \frac{3}{4} \frac{1}{\pi^2} \sum\limits_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{12}\right) \sin\left(m \frac{\pi}{18}\right)}{\left(\frac{m}{24}\right)^2 - 5\left(\frac{m}{24}\right)^4 + 4\left(\frac{m}{24}\right)^6} \cos\left(m \frac{\pi}{6}\right)}{1 + \frac{3}{4} \frac{1}{\pi^2} \sum\limits_{m=1}^{m_1} \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{12}\right) \sin\left(m \frac{\pi}{18}\right)}{\left(\frac{m}{24}\right)^2 - 5\left(\frac{m}{24}\right)^4 + 4\left(\frac{m}{24}\right)^6}}. \tag{25}$$

Man sieht (Fig. 12), daß für eine Übersprechdämpfung von 62 *db* in unserem Fall eine Bandbreite von

$$f_G = 32 f_T = \frac{f_T}{\tau_s} = \frac{1}{t_1} \tag{26}$$

nötig ist. Wählen wir eine maximale Sprechfrequenz von 3,4 kHz

und damit die Tastfrequenz z.B. zu 10 kHz, so erfordert unser niederfrequentes Band für die 12 Kanäle eine Bandbreite von 320 kHz.

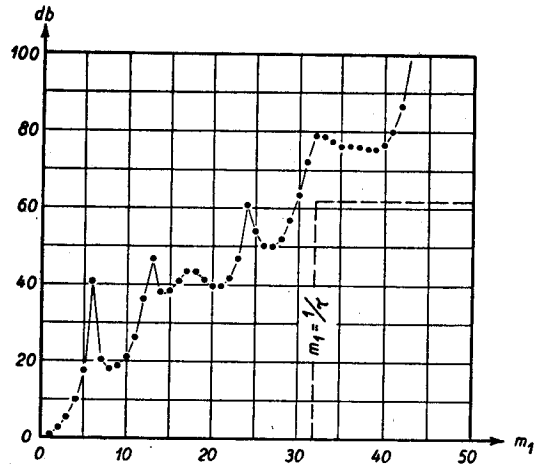


Fig. 12. Übersprechen der $\cos^4$-Impulse

Mit Rücksicht auf die Bedeutung der hohen Dämpfung ist es nicht ohne Interesse, auch die aus der Gauß'schen Fehlerkurve sich ergebenden Impulse zu untersuchen.

Analog wie oben erhalten wir für:

$$u_s = U \cdot \tau_s \cos(2\pi f_N t) \left[1 + \sum_{m_s=1}^{m_1} 2 \cdot e^{-m_s^2 \pi \tau_s^2} \cdot \cos\left(m_s \frac{2\pi}{T} t \right) \right], \quad (27)$$

$$u_e = \tau_e \left[1 + \sum_{m_e=1}^{\infty} \frac{2 \sin(m_e \pi \tau_e)}{m_e \pi \tau_e} \cos\{m_e (t - t_0)\} \right], \quad (12)$$

und für u:

$$u = U \cdot \tau_s \cdot \tau_e \cos(2\pi f_N t) \left[1 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{e^{-m^2 \pi \tau_s^2}}{m} \sin(m\pi\tau_e) \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t_0 \right) \right]. \quad (28)$$

Die Übersprechdämpfung wird:

$$b = 20 \log \frac{1 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{e^{-m^2 \pi \tau_s^2}}{m} \sin(m \pi \tau_e) \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t_0 \right)}{1 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{\tau_e} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{e^{-m^2 \pi \tau_s^2}}{m} \sin(m \pi \tau_e)}. \quad (29)$$

Für die Berechnung der Übersprechdämpfung des Nachbarkanals setzen wir wieder

$$\tau_s = \frac{1}{32}, \qquad \tau_e = \frac{1}{18}, \qquad \frac{t_0}{T} = \frac{1}{12}$$

und bekommen

$$b = 20 \log \frac{1 + \frac{36}{\pi} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{e^{-\pi \left(\frac{m}{32}\right)^2}}{m} \sin\left(m \frac{\pi}{18}\right) \cos\left(m \frac{\pi}{6}\right)}{1 + \frac{36}{\pi} \sum_{m=1}^{m_1} \frac{e^{-\pi \left(\frac{m}{32}\right)^2}}{m} \sin\left(m \frac{\pi}{18}\right)}. \tag{30}$$

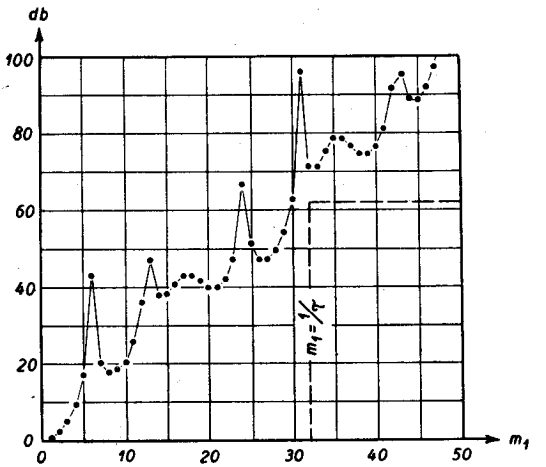


Fig. 13. Übersprechen der Impulse, die sich aus der Fehlerkurve ergeben

Aus dem Vergleich der beiden Figuren 12 und 13 können wir schließen, daß beide Impulsformen einander praktisch ebenbürtig sind. Erst bei sehr großen Bandbreiten und großen Dämpfungen zeigen sich gewisse Abweichungen.

Der Dämpfungsverlauf mit den interessanten Dämpfungsspitzen ist bei einer physikalischen Betrachtung leicht einzusehen.

Figur 14 stellt einen durch die beschränkte Bandbreite deformierten Impuls dar. Das schädliche Übersprechen entsteht durch das Überschwingen in den Zeitbereich des Nachbarkanals. Die Differenz der beiden schraffierten Flächen ist ein Maß dieser Übersprechlei-

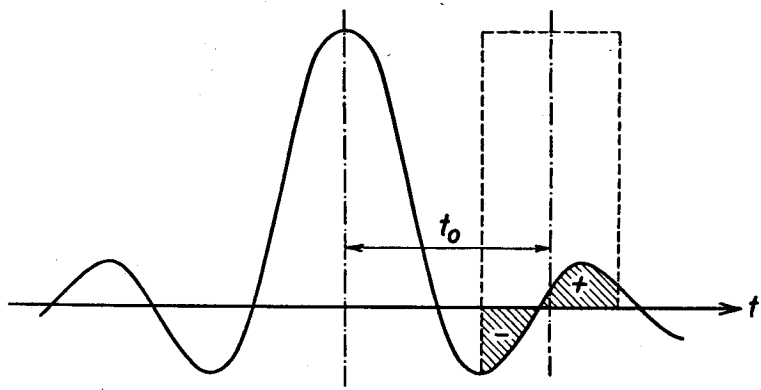


Fig. 14. Deformierter Sende-Impuls

stung, und es kann bei bestimmten Anordnungen vorkommen, daß sie einander aufheben, und daß wir ein Dämpfungsmaximum erhalten. Bei wachsender Übertragungsbandbreite oszilliert das Hinüberschwingen in den Nachbarkanal mit kleiner werdender Amplitude immer schneller, und die Dämpfungsspitzen, die in den Figuren 12 und 13 auffällig in Erscheinung treten, wiederholen sich periodisch.

IX. Die einzelnen Schaltteile zur Erzeugung der amplitudenmodulierten Impulsfolge

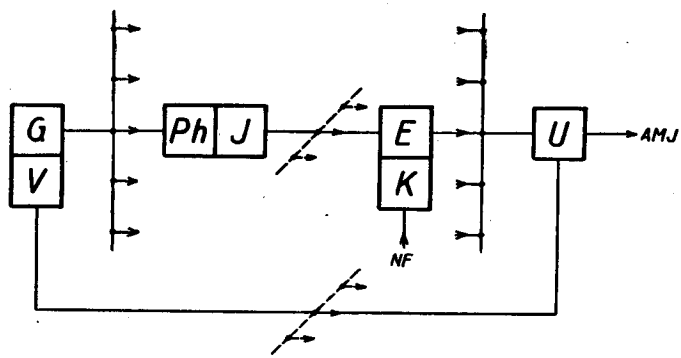


Fig. 15. Blockschema zur Erzeugung der amplitudenmodulierten Impulsfolge G = 10 kHz-Generator (1); V = Vervielfacher (1); Ph = Phasenschieber (12); J = Schaltimpulserzeuger (12); E = Elektronenschalter (72); K = Verstärker für Sprechspannung (71); U = Impulsumformer (6)

Die in der Klammer beigefügte Ziffer gibt die Zahl der betreffenden Schaltteile an, die bei einem vollausgebauten System im Minimum vorhanden sind.

a) Der 10 kHz-Generator und die Vervielfachung auf 120 kHz

Zur Erzeugung der Tastfrequenz verwenden wir am besten die stabile Dreipunktschaltung mit induktiver Spannungsteilung (vgl. Fig. 16). Der Gegentakt-Ausgang des Generators ist so dimensioniert, daß er alle Phasenschieber der 12 Impulserzeuger speisen kann.

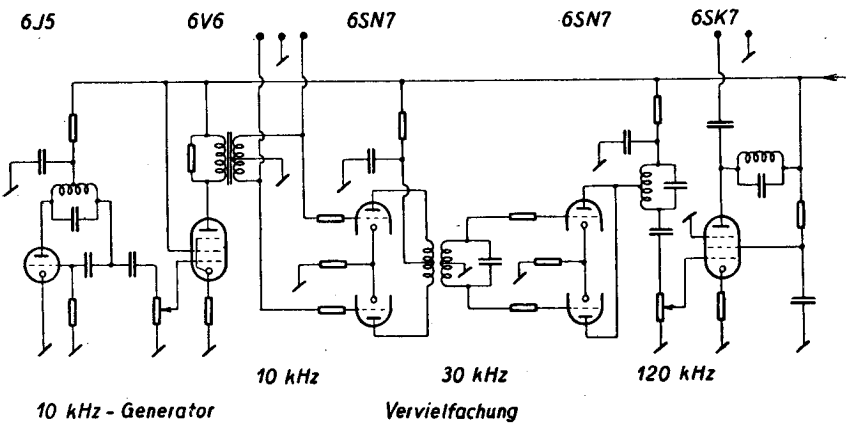


Fig. 16. Schema des 10 kHz-Generators und der Vervielfacherstufe

Für die Impulsumformerstufe (siehe unter c) benötigen wir entsprechend der 12 Sprechkanäle eine möglichst reine Sinusspannung von 120 kHz. Bei der Vervielfachung (vgl. Fig. 16) sind deshalb Stufen zur Anwendung gekommen, bei denen gerade resp. ungerade Harmonische herausfallen. Die Ausgangsleistung genügt, um sämtliche Impulsumformer der 6 Weichenbänder zu speisen.

b) Schaltimpulserzeuger und Elektronenschalter

Der Gegentaktausgang des 10 kHz-Generators ermöglicht eine sehr einfache Anordnung des Phasenschiebers am Eingang des Impulserzeugers (vgl. Fig. 17). Mit dem veränderlichen Widerstand kann die zeitliche Impulslage für die entsprechenden Kanäle leicht

eingestellt werden. Die erste Stufe wird übersteuert und liefert an der differenzierenden Induktivität einen kurzen Impuls. Mit der Begrenzung erreicht man die rechteckförmige Schaltspannung. Als Leistungsstufe am Ausgang benützen wir zweckmäßig einen Kathodenverstärker.

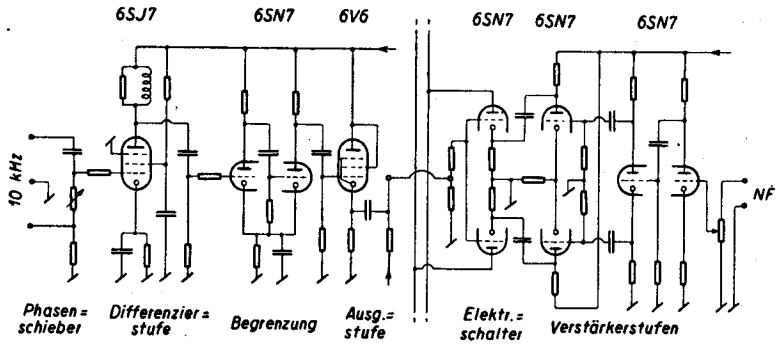


Fig. 17. Schema des Impulserzeugers und des Elektronenschalters

Der gewonnene Schaltimpuls hat eine Amplitude von 32 Volt, eine Breite von 6 μs und eine Flankenzeit von 0,5 μs. Er benötigt eine Bandbreite von ca. 2 MHz.

Für 12 nach dem Zeitmultiplexverfahren angeordnete Kanäle brauchen wir 12 solche Impulserzeuger, können sie aber für sämtliche 6 Weichenbänder benützen.

Der einfache Elektronenschalter besteht aus einer Triode mit stark negativ vorgespanntem Gitter, welches mit Hilfe des Schaltimpulses für bestimmte Zeitmomente gegen null ausgesteuert wird. Damit die Impulshöhe entsprechend der Sprache schwankt, drücken wir die Modulationsspannung dem Kathodenpotential auf. Wir wählen eine Doppelstufe mit Gegentaktmodulation (vgl.Fig. 17), weil dadurch die Rückwirkung auf den Impulserzeuger und damit das Übersprechen auf andere Weichenbänder minimal wird. Die Gegentaktmodulation hat zudem den Vorteil, daß durch eine differenzbildende Stufe (*D*-Stufe) die Tastfrequenz und ihre Harmonischen herausfallen und die modulierten Impulse dann um die Nullinie schwanken. Die beiden gemeinsamen Arbeitswiderstände der parallelgeschalteten Elektronenschalter ist in Figur 18 gezeichnet. Mit

vorgeschalteten Verstärkerstufen erreichen wir den nötigen Pegel. Für volle Aussteuerung braucht die angegebene Anordnung eine Eingangsspannung von 200 mV.

Zur Erzeugung des Synchronisierimpulses benötigt man lediglich einen unmodulierten Eintaktelektronenschalter. Der Impuls bleibt so bei der differenzbildenden Stufe erhalten und wird etwas größer als die ausmodulierten Kanalimpulse. Auf der Empfangsseite kann man ihn leicht wieder separieren. Für die Synchronisation verlieren wir im ganzen System nur einen einzigen Kanal.

c) *Differenzbildende Stufe, Impulsumformer und Modulationsverstärker*

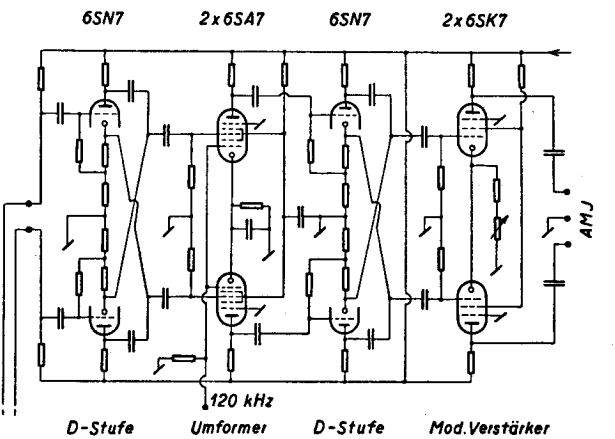


Fig. 18. Schema der D-Stufe, des Impulsumformers und des M-Verstärkers

Durch die differenzbildende Stufe (D-Stufe) fallen die Impulse im Gleichtakt heraus, und übrig bleibt der Unterschied, hervorgerufen durch die Gegentaktmodulation am Elektronenschalter. Der lineare Aussteuerbereich der folgenden Stufen wird auf diese Weise reduziert und der mittlere Arbeitspunkt genau fixiert.

Für die Erzeugung der $\cos^4$-Impulse benötigen wir einen separaten Impulsumformer.

Steuern wir eine quadratische Röhrenkennlinie

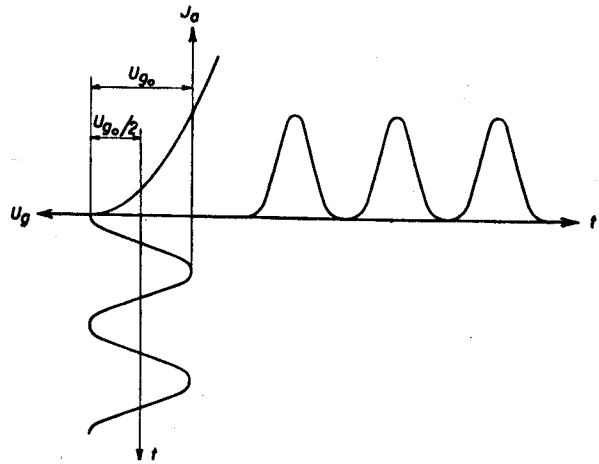


Fig. 19. Erzeugung der $\cos^4$-Impulse

$$i = \frac{S}{U_{go}} (U_{go} - U_g)^2 \tag{31}$$

mit einer Spannung

$$U_g = \frac{U_{go}}{2} - \frac{U_{go}}{2} \cos(2\pi 2 f t) \tag{32}$$

aus, so erhalten wir nach einiger Umformung die gewünschten Impulse.

$$i = \frac{S}{U_{go}} \cdot \left[\frac{U_{go}}{2} + \frac{U_{go}}{2} \cos(2\pi 2 f t)\right]^2 = S\, U_{go} \cos^4(2\pi f t). \tag{33}$$

Wir haben dann nur noch ihre Amplitude mit der Sprechspannung zu modulieren. In unserem System erreichen wir die Umformung der Rechteckimpulse in die $\cos^4$-Impulse mit der Mischröhre 6 SA 7. Auf das erste Gitter mit quadratischer Kennlinie geben wir aus dem Vervielfacher die 120 kHz und erhalten entsprechend der Kanalzahl pro Tastperiode 12 Impulse. Wir steuern die Röhre so aus, daß sie nach Gleichung (33) der Anforderung der $\cos^4$-Impulse genügt. Mit dem dritten Gitter variieren wir sprungweise die Steilheit, wobei wir achtgeben, daß die plötzliche Umschaltung auf den nächsten Kanal dann stattfindet, wenn der $\cos^4$-Impuls null wird. Benützen wir

wieder den Gegentakt, so können wir mit einer weiteren D-Stufe die nichtmodulierten $\cos^4$-Impulse wegfallen lassen. Überdies erlaubt die Modulation um die Nullage im Hinblick auf die Frequenzmodulation eine bessere Ausnützung des Aussteuerbereiches.

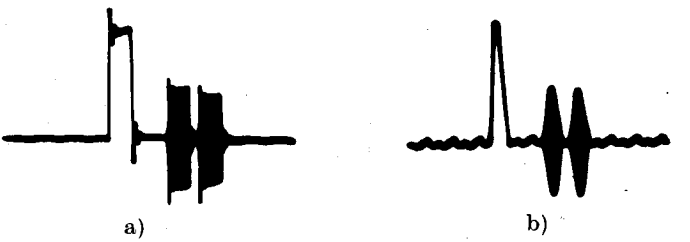


Fig. 20. Die Impulse vor und nach dem Impulsumformer

Figur 20 zeigt die Impulse vor und nach dem Impulsumformer. Figur 20a macht deutlich, daß die Rechteckimpulse durch die beschränkte Bandbreite des Verstärkers des Kathodenstrahloszillographen (ca. 1 MHz) eine starke Deformation erfahren haben, während die Impulse nach dem Umformer kein Überschwingen mehr aufweisen.

Der Modulationsverstärker dient zur Feineinregulierung des Modulationsgrades des frequenzmodulierten Senders.

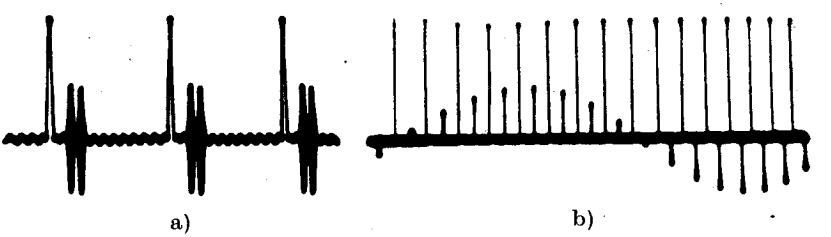


Fig. 21. Die amplitudenmodulierte Impulsfolge mit dem Synchronisierimpuls
a) 2 benachbarte Kanäle moduliert; b) 1 Kanal moduliert

Bei allen Kopplungsgliedern war darauf zu achten, daß die nötige Bandbreite vorhanden war und erhalten blieb.

Für die 6 Weichenbänder benötigen wir nun je einen solchen Impulsumformer und einen Modulationsverstärker.

X. Die Schaltteile für die Selektion der einzelnen Sprechkanäle auf der Empfangsseite

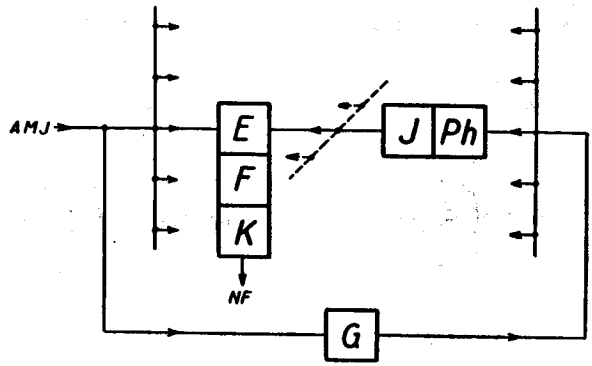


Fig. 22. Blockschema für die Selektion der Sprechkanäle
G = Erzeugung der synchronlaufenden Sinusspannung von 10 kHz (1); Ph = Phasenschieber (12); J = Schaltimpulserzeuger (12); E = Elektronenschalter (71); F = Tiefpaß (71); K = Verstärker für die Sprechspannung (71)

Die in der Klammer beigefügte Ziffer gibt die Zahl der betreffenden Schaltteile an, die bei einem vollausgebauten System vorhanden sind.

a) *Verstärker zur Separierung des Synchronisierimpulses und Erzeugung der Sinusspannung von 10 kHz*

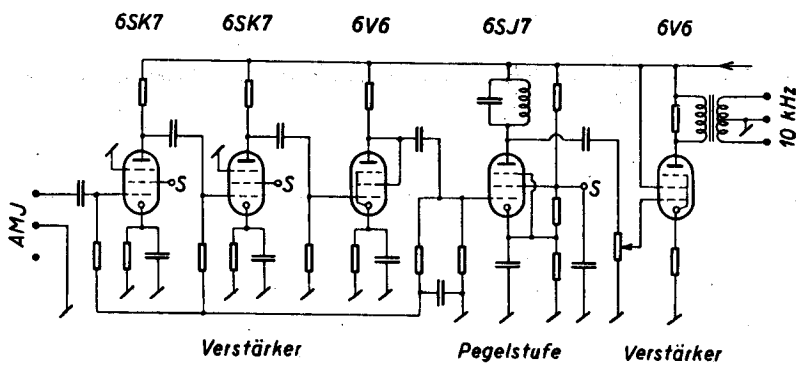


Fig. 23. Schema des Synchronisierverstärkers (Empfangsseite)

Die drei ersten Stufen verstärken den einen Takt des gesamten demodulierten Empfangssignals. Durch die Regelung der beiden ersten Röhren wird das Signal für die Pegelstufe (vgl. Fig. 23) konstant gehalten. Die vierte Stufe ist mit 15 Volt vorgespannt und weist erst einen Anodenstrom auf, wenn ein positiver Impuls, der größer ist als 7 Volt, am Gitter vorhanden ist. Die Anordnung ist so getroffen, daß der verstärkte Synchronisierimpuls allein am Ausgang der vierten Stufe erscheint, wenn er doppelt so groß ist wie die ausmodulierten Kanalimpulse. Der Anodenkreis erzeugt dann die für die Phasenschieber notwendige Sinusspannung. Der anschließende Verstärker ist so dimensioniert, daß er sämtliche Impulserzeuger der Empfangsseite speisen kann; er braucht deshalb nur in einer Ausführung vorhanden zu sein.

b) Schaltimpulserzeuger

Die Impulserzeuger der Empfangsseite zur Speisung der Elektronenschalter sind gleich denjenigen der Senderseite. Lediglich durch eine kleine Höherlegung des Kathodenpotentials der Begrenzerstufe ist die Impulsdauer auf 5 μs reduziert worden (vgl. Fig. 17).

Für die 12 Kanäle braucht man auch hier 12 Impulserzeuger; man kann sie aber wiederum für sämtliche 6 Weichenbänder benützen.

c) Kanalempfänger mit Elektronenschalter und Tiefpaß

Der Elektronenschalter am Eingang des Kanalempfängers übernimmt die Aufgabe von der amplitudenmodulierten Impulsfolge, den für diesen Kanal bestimmten Impuls zu separieren. Es liegen 12 Kanalempfänger für die Signalspannung parallel, und der Eingangswiderstand muß hochohmig gewählt werden. Ferner steuert ein einzelner Schaltimpulserzeuger in jedem UKW-Weichenband einen Kanalempfänger aus; auch für diese Steuerspannung sollte die Belastung möglichst klein sein. Wir verwenden deshalb für den Elektronenschalter die Mischröhre 6SA7. Auf der Anodenseite brauchen wir nur auf das verhältnismäßig kleine Sprechband Rücksicht zu nehmen, und wir dürfen die Arbeitswiderstände groß wählen. Zwecks Beibehaltung der großen Übersprechfreiheit müssen wir aber kleine

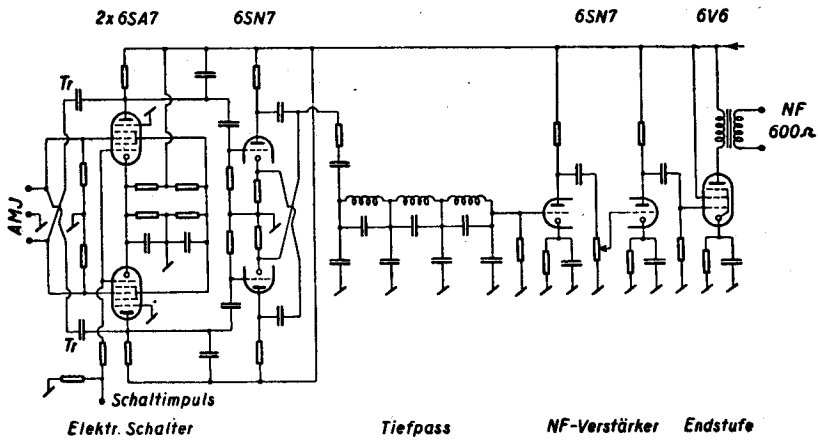


Fig. 24. Schema des Kanalempfängers

Neutralisiertrimmer *Tr* einbauen, um die kleinen Streukapazitäten vom dritten Gitter zur Anode zu kompensieren.

Mit der *D*-Stufe nützen wir beide Gegentaktspannungen aus und erhalten einen niederohmigen Eintaktausgang zur Speisung des anschließenden Tiefpasses. Die Werte des Tiefpasses sind:

Wellenwiderstand	600 Ohm
Grenzfrequenz	4,6 kHz

die drei Dämpfungspole liegen bei 6,4; 7,4; 10 kHz
die Dämpfung oberhalb 6,4 kHz $\geqq$ 70 *db*.

(vgl. den Frequenzgang eines Sprechkanals Fig. 41).

Die anschließenden Verstärkerstufen geben den nötigen Pegel für den Ausgang.

Aus meßtechnischen Gründen wurde eine kleine Endstufe gebaut, die bei voller Kanalaussteuerung an 600 Ohm eine Leistung von ca. 1 Watt abgibt.

XI. Die Frequenzmodulation

Da wir in unserem System die amplitudenmodulierte Impulsfolge mit einer Frequenzmodulation übertragen wollen, stellt sich zunächst die allgemeine Frage, wie groß sich bei einem bestimmten Frequenzhub die hochfrequente Bandbreite ergibt.

Die Berechnung des Frequenzspektrums bei der Frequenzmodulation des hochfrequenten Trägers durch einen einzigen Impuls wäre sehr umfangreich. Zur Vereinfachung der Rechnung sei hier nachgewiesen, daß die Bandbreite eines einzelnen Impulses gleich groß ist wie diejenige der Impulsfolge von n Impulsen, und daß wir den Einzelimpuls durch die Impulsfolge ersetzen können (vgl. Fig. 25).

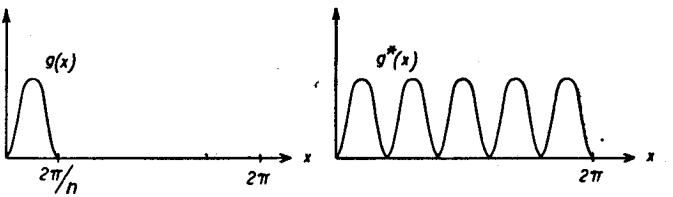


Fig. 25.

Für einen beliebigen Impuls gilt nach Fourier:

$$p_m = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} g(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{n}} g(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx\,, \tag{34}$$

(n = ganze Zahl, bei uns Kanalzahl)

und die Folge von n Impulsen:

$$q_m = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} g^*(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx\,, \tag{35}$$

wobei folgende Beziehung vorhanden sein soll

$$g^*\left(x+\frac{2\pi}{n}\nu\right) = g^*(x) \tag{36}$$

und $\qquad g^*(x) = g(x) \qquad$ für $\qquad 0 \leqq x \leqq \frac{2\pi}{n}\,.$ (37)

Es wird:

$$q_m = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\frac{2\pi}{n}} g^*(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx + \cdot + \int_{\frac{2\pi}{n}\nu}^{\frac{2\pi}{n}(\nu+1)} g^*(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx + \cdot\cdot + \right.$$
$$\left. + \int_{\frac{2\pi}{n}(n-1)}^{2\pi} g^*(x)\cdot e^{-jmx}\cdot dx\right] \tag{38}$$

Mit einer Variablentransformation:

$$x = z + \frac{2\pi}{n}\nu \tag{39}$$

erhalten wir:

$$q_m = \frac{1}{2\pi}\sum_{\nu=0}^{n-1}\int_0^{\frac{2\pi}{n}} g^*\left(z + \frac{2\pi}{n}\nu\right) \cdot e^{-jm\left(z+\frac{2\pi}{n}\nu\right)} \cdot dz\,, \tag{40}$$

$$q_m = \frac{1}{2\pi}\sum_{\nu=0}^{n-1} e^{-jm\frac{2\pi}{n}\nu}\int_0^{\frac{2\pi}{n}} g^*(z) \cdot e^{-jmz} \cdot dz\,, \tag{41}$$

$$q_m = \frac{1}{2\pi}\sum_{\nu=0}^{n-1} e^{-jm\frac{2\pi}{n}\nu}\int_0^{\frac{2\pi}{n}} g(x) \cdot e^{-jmx} \cdot dx\,, \tag{42}$$

$$q_m = p_m \sum_{\nu=0}^{n-1} e^{-jm\frac{2\pi}{n}\nu} = p_m \frac{1 - e^{-jm2\pi}}{1 - e^{-jm\frac{2\pi}{n}}}\,. \tag{43}$$

Ausgenommen den Fall, bei dem m/n eine ganze Zahl ist, so ist der Wert des obigen Ausdruckes null. Ist m/n ganzzahlig, so erhalten wir nach der Bernoulli-L'Hospital'schen Regel:

$$q_m = n\,p_m \quad (m/n \text{ ganzzahlig}). \tag{44}$$

Daraus erkennen wir, daß die Hüllkurven der beiden Frequenzspektren normalaffin sind, und die beiden Zeitfunktionen daher die gleiche Bandbreite benötigen. Somit dürfen wir den Einzelimpuls durch die ganze Impulsfolge ersetzen und müssen nur $1/n$ Harmonische berücksichtigen.

In unserem Fall lassen sich die 12 Impulse der Tastperiode mit folgender Gleichung angeben:

$$y = \cos^4(2\pi f t) \quad \text{wobei} \quad f = 60\ \text{kHz}. \tag{45}$$

Als Näherung der auftretenden Modulation multiplizieren wir diese Impulsfolge mit

$$\cos(2\pi f t), \tag{46}$$

wo f wieder 60 kHz sein soll.

Die aufeinanderfolgenden Impulse wechseln damit ihr Vorzeichen, und wir erhalten den ungünstigsten Fall, der in unserem System in bezug auf Bandbreite auftreten kann.

Die Momentanfrequenz des Hochfrequenzträgers wird dann:

$$f_{HF} = f_H + \Delta F \cos^5 (2\pi f t), \tag{47}$$
$$\Delta F = \text{Frequenzhub}$$

oder anders geschrieben

$$f_{HF} = f_H + \frac{\Delta F}{16} [10 \cos (2\pi f t) + 5 \cos (6\pi f t) + \cos (10\pi f t)]. \tag{48}$$

Das Hochfrequenzsignal selbst ist:

$$u = U_0 \sin \left[2\pi f_H t + \frac{\Delta F}{f} \frac{10}{16} \sin (2\pi f t) + \frac{\Delta F}{f} \frac{5}{48} \sin (2\pi 3 f t) + \right.$$
$$\left. + \frac{\Delta F}{f} \frac{1}{80} \sin (2\pi 5 f t) \right]. \tag{49}$$

Wir benützen nun die nachstehende Beziehung zwischen den Winkelfunktionen

$$\sin (\alpha + \beta + \gamma + \delta) = \tag{50}$$
$$= \cos \alpha \begin{Bmatrix} +\cos\beta \cos\gamma \sin\delta \\ +\cos\beta \sin\gamma \cos\delta \\ +\sin\beta \cos\gamma \cos\delta \\ -\sin\beta \sin\gamma \sin\delta \end{Bmatrix} - \sin\alpha \begin{Bmatrix} +\sin\beta \sin\gamma \cos\delta \\ +\sin\beta \cos\gamma \sin\delta \\ +\cos\beta \sin\gamma \sin\delta \\ -\cos\beta \cos\gamma \cos\delta \end{Bmatrix},$$

setzen für α, β, γ, δ die entsprechenden Größen ein, entwickeln sie nach Besselfunktionen und erhalten schließlich durch Multiplikation der einzelnen Spektren die gesuchte Fourieranalyse. Da keine weiteren Additionstheoreme bestehen, wird die Rechnung schon bei Berücksichtigung von 4 Gliedern sehr umfangreich.

Die Figur 26 zeigt das Resultat unserer Näherungsrechnung bei einem Frequenzhub

$$\Delta F = \pm 320 \text{ kHz}. \tag{51}$$

Man erkennt, daß noch Frequenzen bis ungefähr zum doppelten Hub merkbar vorhanden sind. Die hochfrequente Übertragungsbandbreite beträgt deshalb:

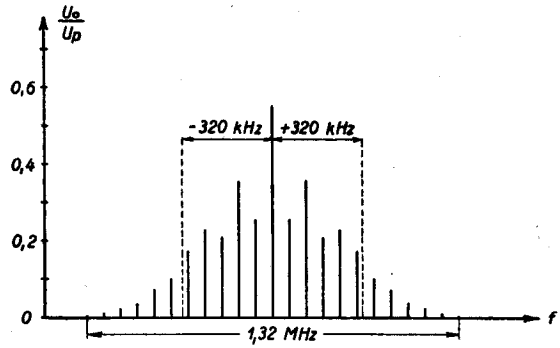


Fig. 26. Hochfrequenzspektrum

$$\Delta f_H = 2 \,.\, 650 \text{ kHz} = 1{,}3 \text{ MHz}. \tag{52}$$

Die Annahmen sind so getroffen worden, daß die einzelnen Zweige der vorhandenen Ultrakurzwellenweiche voll ansgenützt werden.

In unserem System darf der Synchronisierimpuls, da er keine niederfrequente Modulation enthält, bis nahezu zur Bandgrenze ausmoduliert werden. Damit können wir ihn auf der Empfangsseite auf einfache Weise wieder separieren.

XII. Das Rauschen

Das Rauschen ist eine der wichtigsten Größen des Empfängers. Zunächst wollen wir untersuchen, wie groß der Einfluß eines Störsignals nach dem Begrenzer am Eingang des Diskriminators ist. Wenn wir einen Hochfrequenzträger vom Betrage A und der Frequenz f_H haben und ihm ein kleines Störsignal überlagern

$$s = a \cos\, 2\pi (f_H + f_s) t\ , \tag{53}$$

so erhalten wir ein Vektordiagramm nach Fig. 27. a sei im Hinblick auf eine kontinuierliche Störverteilung auf ein kleines Frequenzband δf bezogen (vgl. S. 22).

In der Annahme, daß $a \ll A$ ist, können wir die Phase des resultierenden Vektors mit folgender einfachen Beziehung geben [9]:

$$\varphi = 2\pi f_H t + \frac{a}{A} \sin (2\pi f_s t)\,. \tag{54}$$

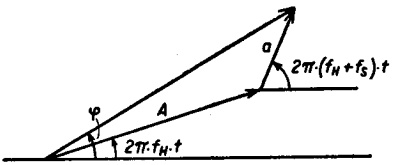


Fig. 27. Vektordiagramm

Durch Differenzieren nach der Zeit erhalten wir seine Frequenz.

$$f_{HF} = f_H + \frac{a}{A} f_s \cos(2\pi f_s t) . \tag{55}$$

Nach dem Begrenzer ist die Amplitude konstant, und es erscheint am Ausgang des Modulationsumformers ein Störsignal entsprechend der Frequenzänderung.

$$u_s = \kappa \frac{a}{A} f_s \cos(2\pi f_s t) . \tag{56}$$

κ ist der Proportionalitätsfaktor und folgt aus der Demodulationscharakteristik des Diskriminators.

Das Spannungsverhältnis a/A wollen wir durch ein Leistungsverhältnis ersetzen.

Rühren die Störungen am Eingang des Empfängers vom Rauschen her, so ergibt sich für die Störleistung am Empfänger-Eingang (vgl. S. 22):

$$P_R^* = \frac{a^2 \cdot f_0}{2 R_e} = 4 k \Theta N f_0 , \qquad \frac{a^2}{2} = 4 k \Theta N R_e . \tag{57}$$

Die hochfrequente Eingangsleistung ist dabei:

$$P_e = \frac{A^2}{2 R_e} , \qquad \frac{A^2}{2} = R_e \cdot P_e , \tag{58}$$

und der Quotient $\left(\frac{a}{A}\right)^2$ wird:

$$\left(\frac{a}{A}\right)^2 = \frac{4 k \Theta N}{P_e} . \tag{59}$$

Berücksichtigen wir nun, daß durch den Elektronenschalter des Empfängers die im IV. Kapitel beschriebenen Verhältnisse vorlie-

gen, so können wir die Größe des Störsignals am Kanalausgang angeben. Wir haben dabei lediglich die Amplitude a in Gleichung (39) Seite 22 durch $\kappa \frac{a}{A} f_s$ zu ersetzen.

$$\kappa \frac{a}{A} f_s \frac{\sin(\pi f_s t_1)}{\pi f_s t_1} \tau_e = \frac{\kappa}{\pi} \cdot \frac{a}{A} f_T \sin(\pi f_s t_1) . \tag{60}$$

Für ein einzelnes Band, wie wir es im IV. Kapitel betrachtet haben, gilt:

$$P'_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \cdot \frac{4 k \Theta N}{P_e} \frac{f_T^2}{2 R} \cdot \int_{f_1}^{f_2} \sin^2(\pi f_s t_1) \, df . \tag{61}$$

(Bezeichnung siehe S. 22). Da auch hier Δf verhältnismäßig klein ist, dürfen wir schreiben:

$$P'_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \cdot \frac{4 k \Theta N}{P_e} \frac{f_T^2}{2 R} \Delta f \sin^2(m \pi f_T t_1) , \tag{62}$$

und P_R ist:

$$P_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \cdot \frac{4 k \Theta N}{P_e} \frac{f_T^2}{2 R} \Delta f \sum_{m=-\frac{f_G}{f_T}}^{m=+\frac{f_G}{f_T}} \sin^2(m \pi f_T t_1) , \tag{63}$$

oder:

$$P_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \cdot \frac{4 k \Theta N}{P_e} \frac{f_T^2 \cdot f_M}{R} 2 \sum_{0}^{m=+\frac{f_G}{f_T}} \sin^2(m \pi f_T t_1) . \tag{64}$$

Vorausgesetzt, daß viele Harmonischen der Impulsfrequenz vorhanden sind, ersetzen wir die Summe wieder durch eine Integration (siehe Fig. 7):

$$f_T \to dx , \quad m f_T \to x ,$$

$$P_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \frac{4 k \Theta N}{R P_e} f_T^2 f_M \frac{2}{f_T} \int_0^{f_G} \sin^2(\pi x t_1) \, dx , \tag{65}$$

$$P_R = \frac{\kappa^2}{\pi^2} \frac{4 k \Theta N}{R P_e} f_T f_M f_G \left[1 - \frac{\sin(2 \pi f_G t_1)}{2 \pi f_G t_1} \right] . \tag{66}$$

Da wir am Ausgang des Diskriminators kein Filter vorsehen, wird f_G gleich der halben Hochfrequenzbandbreite Δf_H. Diese Grenz-

frequenz ist verhältnismäßig groß. Der zweite Summand in der obigen Klammer wird daher klein und kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden. (Er ist bei unseren Annahmen kleiner als 0,03.)

Für die Berechnung des Rauschabstandes benötigen wir weiter die Leistung des Nutzsignals. Die Höhe U des Impulses ist durch den Frequenzhub ΔF gegeben. Die Amplitude des Nutzsignals am Kanalausgang wird entsprechend dem Gleichstromglied der Fourieranalyse τ_s mal kleiner. Somit berechnet sich P_1 zu:

$$P_1 = \kappa^2 \frac{(\Delta F \cdot \tau_s)^2}{2R} . \tag{67}$$

Der Rauschabstand folgt aus dem Quotienten der beiden Leistungen.

$$\gamma = \frac{P_1}{P_R} = \frac{P_e}{4k\Theta N 2 f_M} \pi^2 \cdot \tau_s^2 \frac{(\Delta F)^2}{f_T f_G} . \tag{68}$$

Setzen wir die Beziehung 26 (S. 39) ein und wählen wieder $f_T = 3 f_M$, so ergibt sich für γ:

$$\gamma = \frac{P_e}{4k\Theta N 2 f_M} \cdot \frac{\pi^2}{9} \cdot \tau_s^3 \cdot \left(\frac{\Delta F}{f_M}\right)^2 . \tag{69}$$

Berücksichtigen wir weiter, daß τ_s je nach Übersprechen (vgl. Seite 24)

$$\tau_s = \frac{1}{1+a_1} \cdot \frac{1}{n} , \qquad \text{wobei} \qquad a_1 = 0{,}5 \div 1{,}5 \tag{70}$$

ist, und definieren wir einen Frequenzhub $\Delta f_1'$ pro Kanal

$$\Delta f_1' = \frac{\Delta F}{n} , \tag{71}$$

dann erhalten wir

$$\gamma \cong \frac{P_e}{4k\Theta N 2 f_M} \cdot \frac{1}{15n} \cdot \left(\frac{\Delta f_1'}{f_M}\right)^2 . \tag{72}$$

Vergleichen wir obige Beziehung mit den Gleichungen (66) und (71) (S. 28), so erkennen wir, daß unser System in bezug auf Rauschabstand bei gleicher Hochfrequenzbandbreite zwischen dem System mit lagemodulierten Impulsen und dem frequenzmodulierten Frequenzmultiplexsystem liegt. Durch die in unserem System vorhan-

dene Kombination des Zeitmultiplexverfahrens mit der Frequenzmodulation war ein solches Ergebnis zu erwarten.

Wollen wir das vorliegende System mit einer gewöhnlichen Amplitudenmodulation bezüglich der Störfreiheit vergleichen, so bilden wir:

$$\sigma = \frac{\gamma}{\gamma_{AM}}, \qquad \text{wobei} \qquad \gamma_{AM} = \frac{P_e}{4\,k\Theta N\,2 f_M} \tag{73}$$

$$\sigma = \pi^2 \cdot \tau_s^2 \cdot \frac{(\Delta F)^2}{f_T \cdot f_G}. \tag{74}$$

Ist nun der Rauschabstand nach den Normen gegeben, dann kann die notwendige Hochfrequenzeingangsleistung leicht berechnet werden.

$$P_e = 4\,k\Theta N\,2 f_M \cdot \frac{1}{\pi^2 \cdot \tau_s^2} \cdot \frac{f_T \cdot f_G}{(\Delta F)^2} \cdot \gamma. \tag{75}$$

Für unser System gilt:

$$\begin{aligned} \Delta F &= 320 \text{ kHz} \\ f_G &= 650 \text{ kHz} \\ f_M &= 3{,}6 \text{ kHz} \\ \tau_s &= \frac{1}{32} \end{aligned} \qquad \text{Es wird: } \sigma = \frac{1}{6{,}5}. \tag{76}$$

Aus Gleichung (76) geht hervor, daß die Rauschleistung eines Kanals infolge der eingeführten Frequenzmodulation nicht entsprechend der Kanalzahl gestiegen ist. Das Verhältnis kann noch wesentlich verbessert werden, wenn man einerseits einen größeren Frequenzhub und anderseits ein Filter am Ausgang des Diskriminators einführt.

Bei unseren Annahmen wird die notwendige Hochfrequenzleistung bei einem Rauschabstand von 60 *db.*:

$$P_e = N \cdot 7{,}7 \cdot 10^{-10} \text{ Watt}. \tag{77}$$

Der Rauschfaktor N am Empfängereingang ist eine Funktion des Elektronenrauschens sowie der Eingangswiderstände der UKW-Röhren und beträgt in unserem System 6 (siehe S. 65). Damit wird die notwendige Empfangsleistung für die 12 Kanäle:

$$P_e \cong 5 \cdot 10^{-9} \text{ Watt}. \tag{78}$$

Treffen wir für eine Richtstrahlverbindung folgende Annahmen:

$$\begin{aligned} r &= 200 \text{ km} \\ \lambda &= 1{,}64 \text{ m (183 MHz)} \\ P_s &= 1 \text{ Watt (für 12 Kanäle)} \\ F_e &= F_s = 10\lambda^2 = 26 \text{ m}^2, \end{aligned} \tag{79}$$

so erhalten wir für die rückgewonnene Leistung nach Gl. (1) (S. 9)

$$P_e = 6{,}5 \cdot 10^{-9} \text{ Watt} \ . \tag{80}$$

Atmosphärische Störungen sind dabei nicht berücksichtigt worden.

XIII. Der frequenzmodulierte Sender

Wie wir gesehen haben, hat die amplitudenmodulierte Impulsfolge eine Bandbreite von 320 kHz. Da mechanische Modulatoren, wie sie z.B. von G. Weber [10] beschrieben worden sind, diese Bandbreite nicht mehr verarbeiten, sind wir gezwungen, die frequenzmodulierten Signale mit einer sogenannten Impedanzschaltung zu erzeugen.

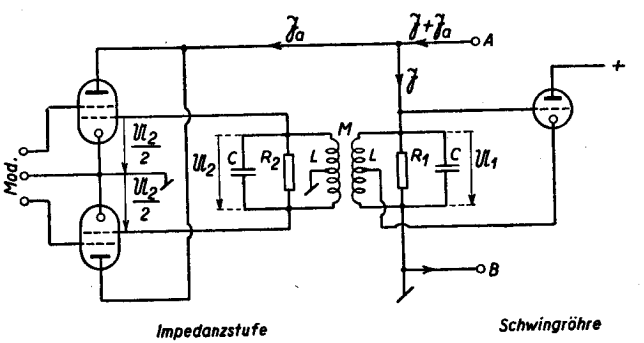


Fig. 28. Prinzipschema des FM-Senders

Mit dem von uns verwendeten Generator (vgl. Fig. 28) lassen sich auch bei höheren Frequenzen große Frequenzhübe erreichen.

Im Gegensatz zu den üblichen frequenzmodulierten Sendern werden die beiden Impedanzstufen im Gegentakt über ein Bandfilter gespeist und erhalten auf einfachste Weise die 90° phasenverscho-

bene Spannung. Der separate Vierpol zur Erzeugung der phasenverschobenen Spannung fällt weg, und der Generator selbst kann im Eintakt ausgeführt werden. Als Impedanzstufen wählen wir zwei Mischröhren im Gegentakt, deren zweites Steuergitter entsprechend der Modulationsspannung die Steilheit verändert.

Um die Zweckmäßigkeit dieser Schaltung und deren Dimensionierung anzugeben, berechnen wir die Impedanz, die an den Punkten AB vorhanden ist. Die Schwingtriode, welche einen negativen Widerstand darstellt, lassen wir vorerst weg.

Nach der Bandfiltertheorie ist:

$$\mathfrak{U}_1 = -\frac{j(v-j\delta_2)}{(v-j\delta_1)(v-j\delta_2)-k^2}\,\omega_0 L\cdot\mathfrak{J} \qquad v = 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$k = \frac{M}{L} \tag{81}$$

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{jk}{(v-j\delta_1)(v-j\delta_2)-k^2}\,\omega_0 L\cdot\mathfrak{J} \qquad \delta_1 = \frac{\omega_0 L}{R_1},\ \delta_2 = \frac{\omega_0 L}{R_2}$$

Verändern wir die Steilheit S der einen Mischröhre um $+\Delta S$ und die der andern um $-\Delta S$, so erhalten wir bei parallelgeschalteten Anoden für $\mathfrak{J}_a$:

$$\mathfrak{J}_a = \frac{jk\Delta S}{(v-j\delta_1)(v-j\delta_2)-k^2}\,\omega_0 L\mathfrak{J}. \tag{82}$$

Die Impedanz an den Punkten AB wird damit:

$$\mathfrak{Z} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{J}+\mathfrak{J}_a} = -\frac{j(v-j\delta_2)\,\omega_0 L}{(v-j\delta_1)(v-j\delta_2)-k^2+jk\Delta S\,\omega_0 L}, \tag{83}$$

Die Schwingtriode erregt nun diese Impedanz in der Eigenfrequenz; diese können wir ausrechnen, wenn wir den Imaginärteil null setzen. Für die Frequenzverschiebung erhalten wir:

$$v = \frac{\delta_2 k\,\omega_0 L}{\delta_2{}^2-k^2+v^2}\Delta S\ . \tag{84}$$

Für eine lineare Modulation müssen wir k^2 und v^2 ungefähr gleich groß und klein gegenüber $\delta_2{}^2$ wählen. Ein großes δ_2 bedeutet aber ein kleines R_2. Es ergibt sich dann:

$$v = k \frac{\omega_0 L}{\delta_2} \Delta S = k \cdot R_2 \cdot \Delta S \ . \tag{85}$$

In unserem System erhalten wir mit

$$R_2 = 2 \text{ kOhm} \ , \qquad \Delta S = 0{,}5\, mA/V \ , \qquad k = 1\% \tag{86}$$

eine Frequenzverschiebung von dem bemerkenswerten Betrage von 1%. Wählen wir wegen der Linearität

$$\delta_2{}^2 = 100\, k^2 \ , \tag{87}$$

so wird

$$\frac{\omega_0 L}{R_2} = \frac{1}{\omega_0 C \cdot R_2} = 0{,}1 \tag{88}$$

und

$$\frac{1}{\omega C} = 200 \text{ Ohm} \ . \tag{89}$$

Wenn die Kapazität aus Stabilitätsgründen 100 pF ist, ergibt sich die Frequenz unseres Generators zu 8 MHz.

Aus dem Realteil der Gleichung (83) können wir die Amplitudenkonstanz unseres Senders angeben. Setzen wir für v den errechneten Wert ein, dann erhalten wir:

$$Z = \frac{\delta_2 (\delta_1 \delta_2 + k^2 - v^2) - v^2 \delta_1}{(\delta_1 \delta_2 + k^2 - v^2)^2 + v^2 \delta_1{}^2} \omega_0 L \ . \tag{90}$$

Entwickeln wir den Nenner in eine Reihe und vernachlässigen sämtliche Glieder höherer Ordnung, so vereinfacht sich der Ausdruck.

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\omega_0 L}{\delta_1} \left[1 - \frac{k^2}{\delta_1 \delta_2} + v^2 \left(\frac{1}{\delta_1 \delta_2} - \frac{2}{\delta_2{}^2} \right) \right] \\ &= R_1 \left[1 - \frac{k^2}{\delta_1 \delta_2} + v^2 \left(\frac{1}{\delta_1 \delta_2} - \frac{2}{\delta_2{}^2} \right) \right] \ . \end{aligned} \tag{91}$$

Man erkennt die gute Amplitudenkonstanz. Wenn $\delta_1 = \delta_2 = 0{,}1$ ist, verändert sich Z bei einem Hub von 1% auch nur um 1%. Wie die Gleichung (91) zeigt, könnte die Amplitudenkonstanz mit einem günstigeren Verhältnis zwischen δ_1 und δ_2 ($\delta_1 = \frac{\delta_2}{2}$) noch wesentlich verbessert werden. Dabei müßten aber die höheren Glieder berücksichtigt werden.

Für den Ausbau des dritten Weichenbandes (vgl. Fig. 38), dessen Frequenzmitte bei 183 MHz liegt, benötigen wir nur eine relative Frequenzverschiebung von ca. 2 ‰. Zur Erzielung einer größeren Schwingamplitude und damit günstigerer Verhältnisse bei der Vervielfachung wählen wir deshalb δ_1 etwas größer.

Es sei $\delta_1 = 0{,}3$ und wir erhalten für $R_1 = 6$ kOhm.

Die Generatorfrequenz ergibt sich bei einer Vervielfachung von 24 zu 7,625 MHz.

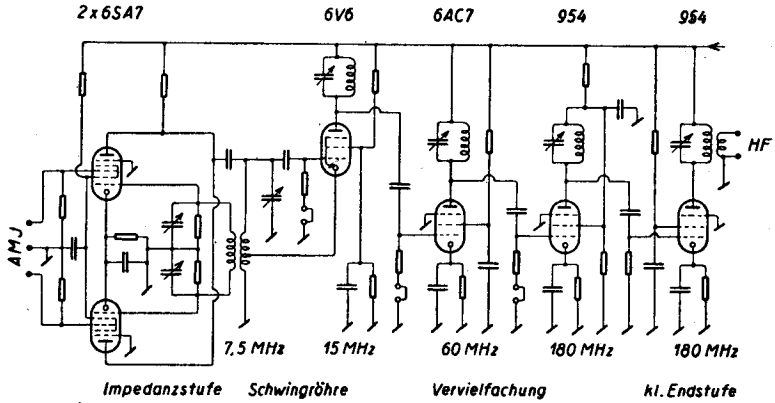


Fig. 29. Schema des *FM*-Senders

XIV. Der frequenzmodulierte Empfänger

a) Eingangsverstärker und Mischstufe

Im UKW-Gebiet fällt das Empfängerrauschen bei der Dimensionierung der Hochfrequenzverbindung stark ins Gewicht. Die Mischstufe mit ihrer kleinen Mischsteilheit weist ein großes Rauschen auf, und man verwendet zur Kleinhaltung des Rauschfaktors N eine Vorverstärkerstufe. Um ihn zu ermitteln, benötigen wir die charakteristischen Größen der Röhren.

Bei 183 MHz sind:

Röhre 6AK5	Steilheit	5 mA/V
	Eingangsdämpfungswiderstand	2 kOhm (gemessen)
	Ausgangsdämpfungswiderstand	10 kOhm (gemessen)

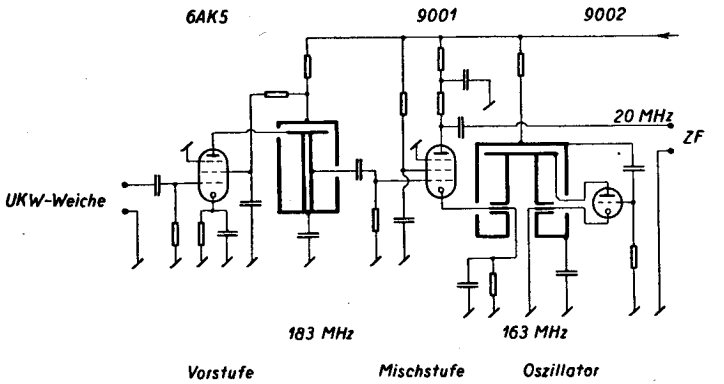


Fig. 30. Eingangsverstärker und Mischstufe

Röhre 9001	Mischsteilheit	0,5 mA/V
	Eingangsdämpfungswiderstand	4 kOhm.

Die Ersatzrauschwiderstände können aus den Betriebsgrößen bestimmt werden [11].

$$R'_{ers} = 2{,}0 \cdot 10^4 \cdot \frac{J_a}{S^2} \cdot \frac{J_{g2} + 0{,}2\,\dfrac{S}{J_k}}{J_k} \quad . \tag{93}$$

S Steilheit mA/V
J_a Anodenstrom mA
J_{g2} Schirmgitterstrom mA
$J_k = J_a + J_{g2}$
R'_{ers} = Ersatzrauschwiderstand in Ohm.

Es wird für:

6AK5	(als Penthode)	$R'_{ers} = 2$ kOhm,
9001	(als Mischstufe)	$R'_{ers} = 55$ kOhm.

Bei der Kopplung zwischen Vorstufe und Mischstufe ist für eine gute Leistungsanpassung gesorgt worden. Der Spannungsverstärkungsgrad der ersten Stufe wird damit 15 und der Ersatzrauschwiderstand der Mischstufe, auf den Empfängereingang bezogen, 0,25 kOhm. Die Summe der beiden Rauschwiderstände ergibt den totalen Ersatzrauschwiderstand.

$$R_{ers} = 2{,}25 \text{ kOhm} \quad . \tag{94}$$

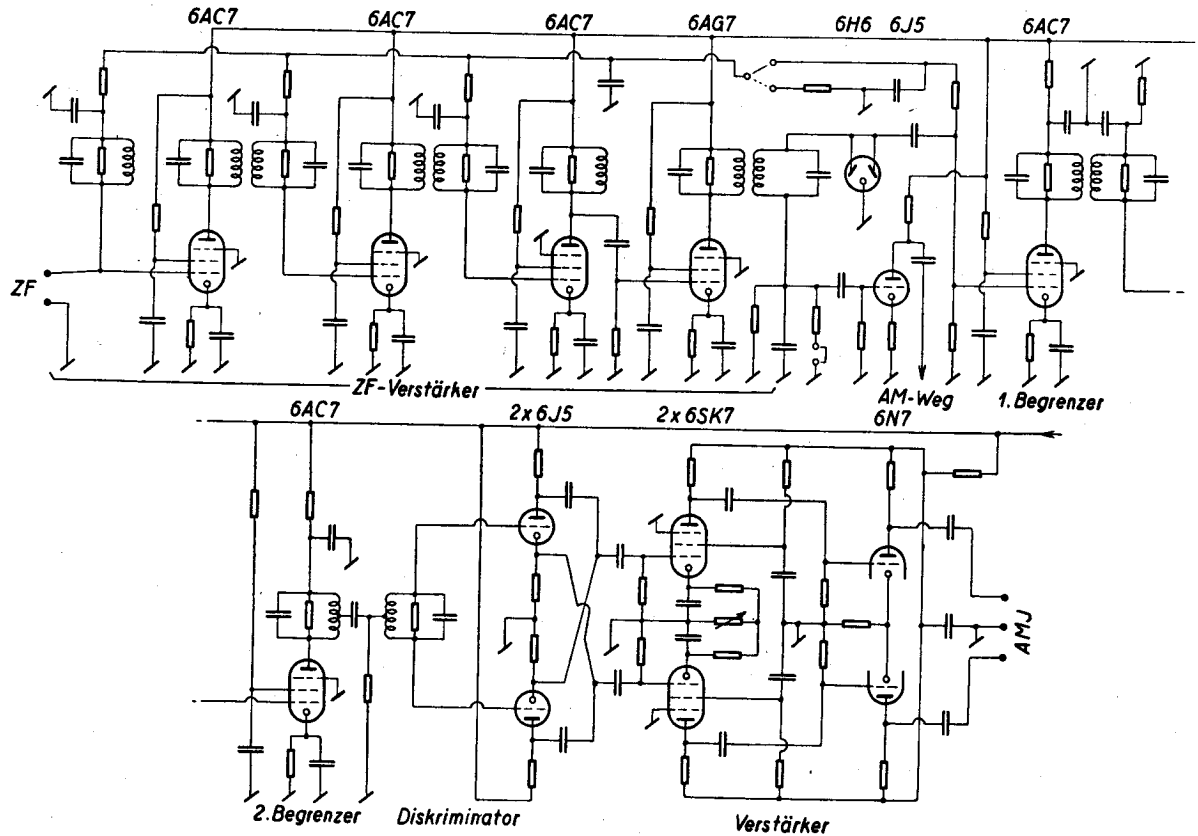


Fig. 31. Schema des ZF-Verstärkers mit Diskriminator

Der Rauschfaktor N errechnet sich aus folgender Beziehung [12]:

$$N = 1 + \frac{R_F}{R_D} + \frac{R_{ers}}{R_F}\left(1 + \frac{R_F}{R_{ers}}\right)^2 , \tag{95}$$

R_F = Betriebswiderstand der Weiche
R_D = Dämpfungswiderstand der Eingangsröhre.

Er wird ein Minimum bei:

$$R_F = R_D \sqrt{\frac{R_{ers}}{R_D + R_{ers}}} \cong 1{,}5 \text{ kOhm} . \tag{96}$$

Der Betriebswiderstand der Weiche ist im gewählten Beispiel 1,6 kOhm, und der Rauschfaktor N wird:

$$N = 1 + 0{,}8 + 1{,}4\,(1 + 0{,}71)^2 = 6 . \tag{97}$$

b) Zwischenfrequenzverstärker und Diskriminator mit Gleichrichter

Die ersten vier Stufen (vgl. Fig. 31) dienen zur Verstärkung des Signals; drei davon sind zum Schwundausgleich der Eingangsspannungen geregelt. Um einen ausgeglichenen Frequenzgang zu erreichen, ist die Kombination von je einem Schwingkreis und einem Bandfilter zweimal angewendet worden. Aus meßtechnischen Gründen ist vor dem ersten Begrenzer ein Zweig für amplitudenmodulierte Signale eingebaut worden.

Figur 32 zeigt den Frequenzgang des ganzen Hochfrequenzweges: Vom 8 MHz-Ge-

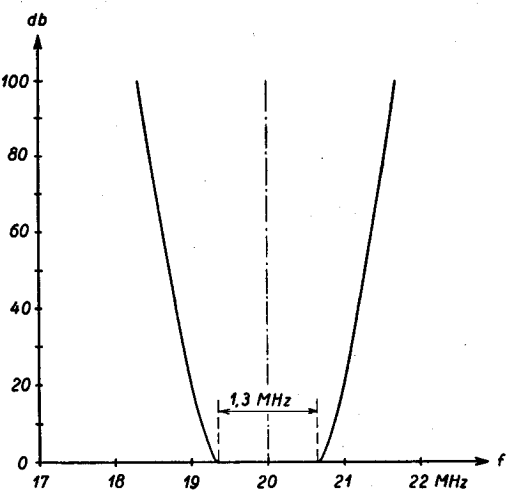


Fig. 32. Frequenzgang des ganzen Hochfrequenzweges

nerator des frequenzmodulierten Senders und dessen Vervielfachung über die beiden UKW-Weichen der Sende- und Empfangsseite und über die Mischstufe bis zum Ausgang des 20 MHz-Zwischenfrequenzverstärkers. Die beiden Begrenzer übernehmen die Aufgabe, eine gute Amplitudenkonstanz zu erreichen.

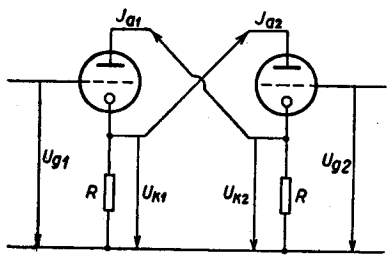


Fig. 33. Die Gleichrichtung

Bei der Gleichrichtung muß darauf geachtet werden, daß keine Nachteile in der Funktion des Bandfiltermodulationsumformers entstehen, und daß der gleichgerichtete Ausgang die volle Bandbreite der niederfrequenten Impulsfolge aufweist. Den für diesen Zweck notwendigen hochohmigen Eingang und niederohmigen Ausgang erreichen wir durch die in der Figur 33 angegebene Schaltung.

Haben die Trioden eine quadratische Kennlinie von der Form:

$$J_a = S_1 (U_g + D\,U_a) + S_2 (U_g + D\,U_a)^2, \tag{98}$$

so errechnen sich die Spannungen U_{K1} und U_{K2} gemäß folgender Beziehung (vgl. Fig. 33):

$$U_{K1} = \frac{S_1 (U_{g1} - U_{g2}) + S_2 (U_{g1}^2 - U_{g2}^2)}{\frac{1}{R} + 2\,(1+D)[S_1 + S_2 (U_{g1} + U_{g2})]} = -\,U_{K2}\,. \tag{99}$$

Wenn wir für U_{g1} und U_{g2} entsprechend unserer Amplitudenmodulation die Werte einsetzen

$$\begin{aligned} U_{g1} &= U\,[1 + m_A \sin(2\pi f_N t)] \cos(2\pi f_{ZF} t), \\ U_{g2} &= U\,[1 - m_A \sin(2\pi f_N t)] \cos(2\pi f_{ZF} t + \varphi), \end{aligned} \tag{100}$$

erhalten wir unter der Berücksichtigung, daß R für die Hochfrequenzen einen Kurzschluß bedeutet:

$$U_{K1} = \frac{2 \cdot m_A \cdot S_2 \cdot \sin(2\pi f_N t)}{\frac{1}{R} + 2\,(1 + 2\,D)\,S_1}\,U^2 = -\,U_{K2}\,. \tag{101}$$

Aus der Proportionalität von m_A geht hervor, daß die angegebene Schaltung die nötige Linearität hat.

Figur 34 zeigt die gemessene Demodulationskennlinie des Bandfilterdiskriminators mit der angegebenen Gleichrichtung.

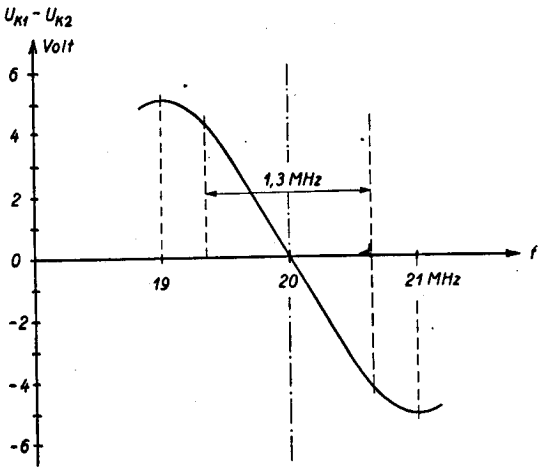


Fig. 34. Gemessene Demodulationskennlinie

Der Verstärker am Ausgang (Fig. 31) übernimmt die Aufgabe, den nötigen Ausgangspegel zur Speisung der 12 parallelgeschalteten Kanalempfänger (vgl. X c) zu erreichen.

XV. Die UKW-Frequenzweiche

Zur energetischen Entkopplung der Kanalgruppen benötigen wir am Ausgang des Senders und Eingang des Empfängers je eine UKW-Weiche. Sie besteht aus einzelnen Reaktanzfiltern aus quasistationären Schwingtöpfen. Die hohe Kreisgüte dieser Töpfe gestattet es, einerseits die relativ kleinen Durchlaßbreiten und anderseits eine genügend große Flankensteilheit zu erreichen. F. Staub hat die nötigen Angaben zum Bau solcher Weichen angegeben [13]. Die in dieser Abhandlung konstruierte Weiche ist im vorliegenden Vielfachtelefoniesystem verwendet worden.

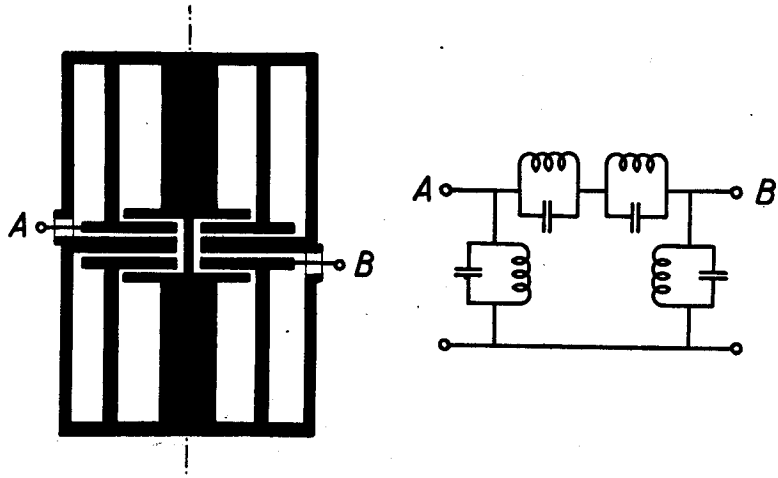


Fig. 35. Schnitt durch ein Topfbandfilter nach Staub

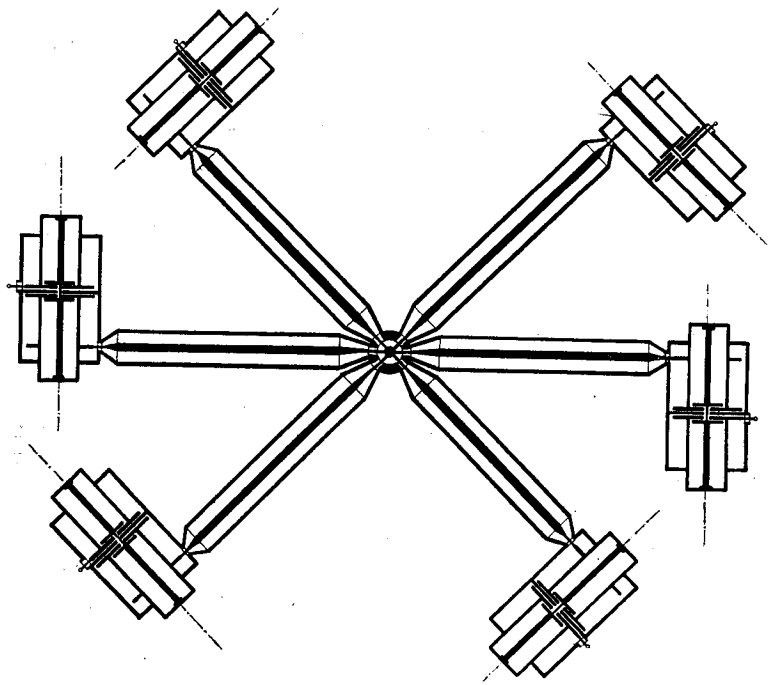


Fig. 36. Prinzipschema einer Frequenzweiche nach Staub

Es sei hier kurz der prinzipielle Aufbau erwähnt. Figur 35 zeigt einen Schnitt durch ein einzelnes Topfbandfilter. Es besteht aus vier Schwingtöpfen und stellt im Ersatzschema das angegebene π-Glied dar.

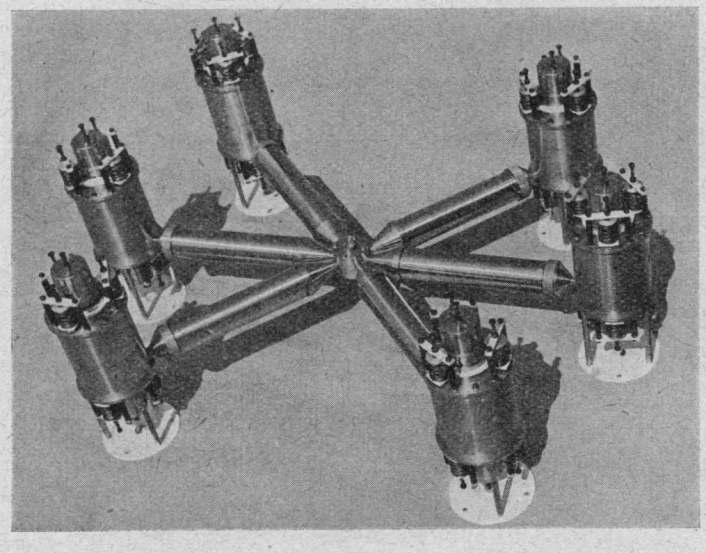


Fig. 37. Ansicht einer ausgeführten Frequenzweiche

Beim Zusammenschalten der Reaktanzfilter muß darauf geachtet werden, daß die Filtereigenschaften erhalten bleiben. Ein Filter überträgt insbesondere in seinem Durchlaßbereich die vom Sender gelieferte Energie nur unter der Voraussetzung des richtigen Abschlusses. Liegen nun die andern Bandfilter am gemeinsamen Klemmenpaar parallel, so ist man gezwungen, die Summe ihrer Betriebswiderstände dem Abschlußwiderstand gegenüber groß zu machen. Durch Nachschalten eines konzentrischen Kabelstückes gelingt es, im Sperrbereich die Widerstände so zu transformieren, daß eine störungsarme Parallelschaltung möglich ist. Das Kabelstück weist als Wellenwiderstand den Abschlußwiderstand des Filters auf und

hat infolgedessen im Durchlaßgebiet keinen Einfluß. Seine Leitungslänge ist ca. $\lambda/4$ und variiert entsprechend der Anzahl parallelgeschalteter Filterzweige.

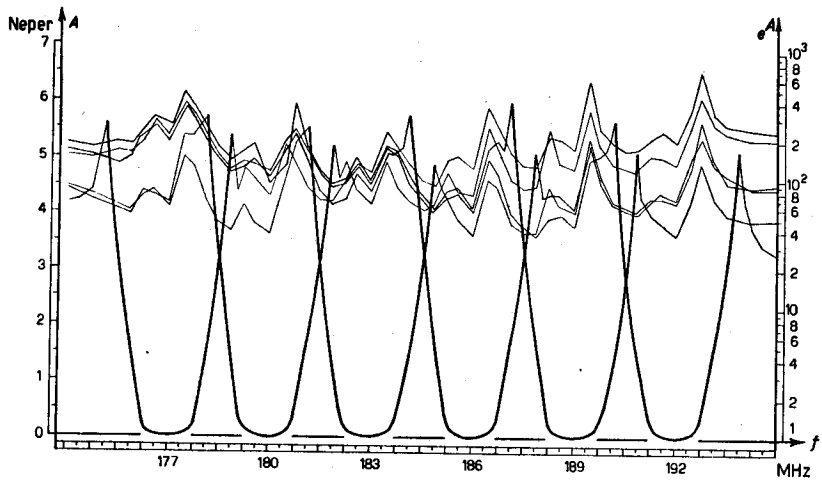


Fig. 38. Gemessener Dämpfungsverlauf einer Frequenzweiche nach Staub

XVI. Aufbau und Meßresultate des Systems

a) Versuchsaufbau des Systems

In der Laborausführung sollen alle wichtigen Größen, wie Rauschabstand, Übersprechdämpfung und Frequenzgang, gemessen werden können. Der Materialaufwand ist dabei möglichst klein zu halten. Bei dem vorliegenden System ist infolge der zweckmäßigen Anordnung Gewähr geleistet, daß das Übersprechen von Weichenband zu Weichenband ohne spezielle Maßnahmen sehr klein gehalten werden kann. Wir beschränken uns deshalb nur auf ein einziges Weichenband. In diesem Weichenband bauen wir zwei Sprechkanäle aus, die man wahlweise verschieben kann. Die fehlenden Schaltteile für die Belastung der Hilfseinrichtungen ersetzen wir durch entsprechende Dämpfungsimpedanzen. Figuren 39 und 40 zeigen den Versuchsaufbau des Systems.

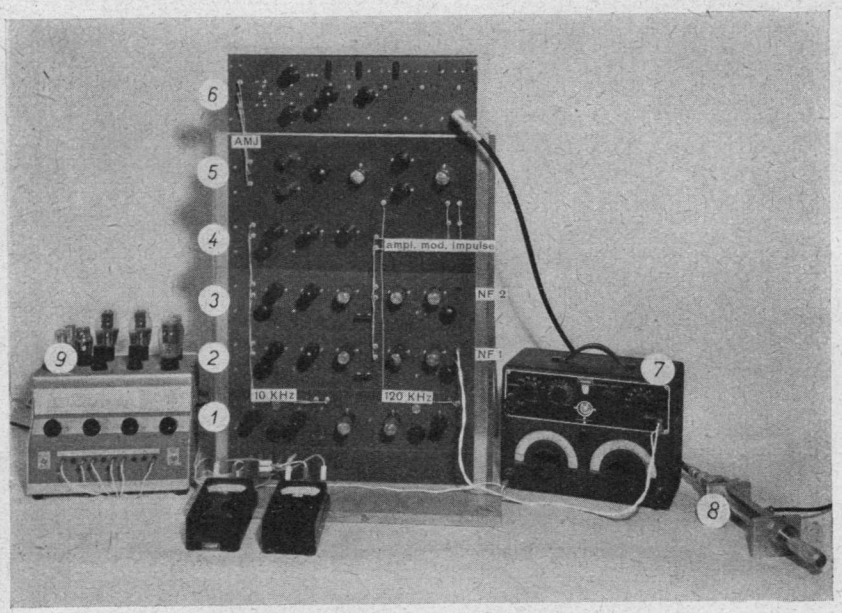


Fig. 39. Die Versuchsausführung des Senders
1. Links 10 kHz-Generator, rechts Vervielfacher. 2. Links Impulserzeuger 1, rechts El.-Schalter, *NF*-Eingang 1. 3. Links Impulserzeuger 2, rechts El.-Schalter, *NF*-Eingang 2. 4. Impulserzeuger zur Synchronisierung. 5. Links Mod. Verstärker, rechts Impulsumformer. 6. *FM*-Sender. 7. Tonfrequenzgenerator. 8. Dämpfungsleitung für die Hochfrequenz. 9. Netzanschlußgerät. Auf der Abbildung erkennt man deutlich die Verbindungsleitungen, welche die einzelnen Teile zusammenschalten.

b) Meßresultate

Die Meßwerte einzelner Apparateteile sind bereits in den betreffenden Abschnitten angegeben worden. Hier seien die Resultate angeführt, die sich auf die ganze Übertragung beziehen.

Frequenzgang der einzelnen Sprechkanäle: siehe Fig. 41.

Klirrfaktor: Bei voller Aussteuerung (20 Volt an 600 Ohm) kleiner als 2%. Der Klirrfaktor ist infolge der teilweisen Gegentaktschaltung so klein geblieben.

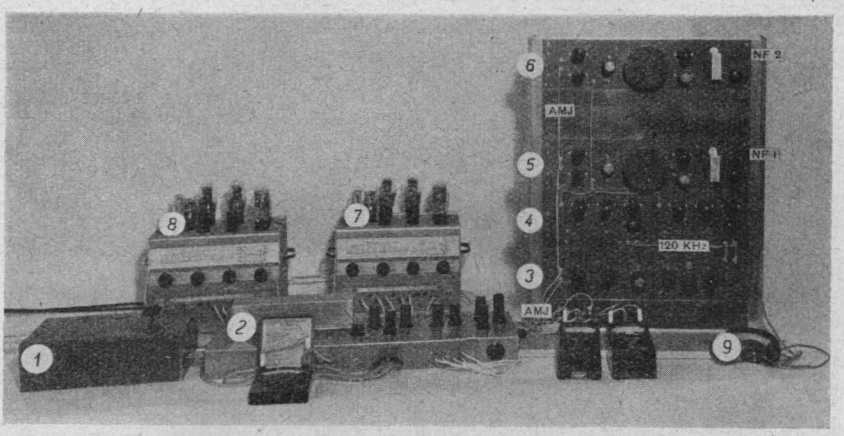


Fig. 40. Die Versuchsausführung des Empfängers
1. Vorstufe, Mischstufe. 2. *ZF*-Verstärker, Demodulation. 3. 10 kHz-Verstärker (Synchronisation). 4. Zwei Impulserzeuger. 5. Kanalempfänger 1. 6. Kanalempfänger 2. 7. und 8. Netzanschlußgeräte. 9. Kopfhörer

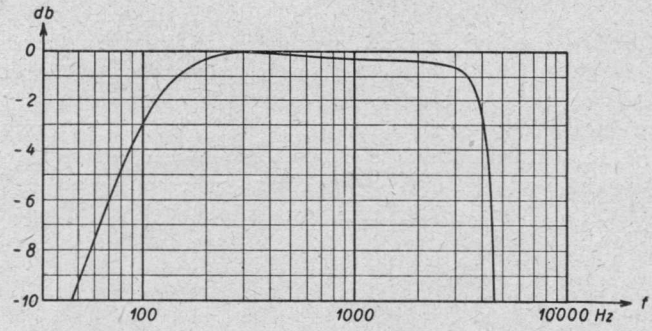


Fig. 41. Frequenzgang eines Sprechkanales

Rauschabstand: Bei voller Aussteuerung und einer hochfrequenten Empfangsleistung von $2 . 10^{-8}$ Watt.

Kanal 1 = 55 *db*
Kanal 2 = 56 *db*.

Der Kathodenfunkeleffekt hat dabei schon einen wesentlichen Anteil.

Die Übersprechdämpfung: Es wurden benachbarte Kanäle bei drei verschiedenen Modulationsfrequenzen ausgemessen:

Mod.-Frequenz	Besprochener Kanal	Übersprech-kanal	Übersprech-dämpfung
300 Hz	1	2	64 *db*
	2	1	64
1000 Hz	1	2	65 *db*
	2	1	65
3000 Hz	1	2	70 *db*
	2	1	70

Das Übersprechen ist in erster Linie über das gemeinsame Netzanschlußgerät erfolgt. Bei großen Übersprechdämpfungen werden die Anforderungen an die Netzanschlußgeräte und die gegenseitige Abschirmung hoch.

Allgemein zeigen die Messungen eine gute Übereinstimmung mit den theoretisch bestimmten Werten.

Die Apparatur ist infolge des einfachen Aufbaus sehr stabil.

Bei einem vollausgebauten System von 71 Kanälen würden sich die pro Kanal aufgewendeten Röhren wie folgt verteilen:

Kanalverstärker	5
Elektronenschalter	3
Hilfsschaltungen	1,7
Hochfrequenzverbindung	2 ÷ 2,5 = total ca. 12.

Daraus geht hervor, daß mit Hilfe der Frequenzweiche ein UKW-Telefoniesystem mit hoher Kanalzahl geschaffen werden kann, welches mit mäßigem Aufwand der Schaltelemente und erheblicher Betriebssicherheit in bezug auf Frequenzgang, Klirrfaktor, Rauschabstand und Übersprechdämpfung den üblichen Anforderungen der Telefonietechnik voll zu entsprechen vermag. Das beschriebene System beschränkt sich aber nicht nur auf eine UKW-Verbindung. Die Übertragung kann selbstverständlich ebensogut auf kürzeren Wellen stattfinden, indem man z.B. ein Klystron moduliert. Es wäre dabei aber abzuklären, wie weit der Vorteil einer besseren Bündelungsmöglichkeit durch das erhöhte Elektronenrauschen ver-

mindert wird. Die Möglichkeit ist heute gegeben, auch bei Dezimeterwellen Frequenzfilter zu bauen, die den beschriebenen Anforderungen genügen.

Die vorliegende Abhandlung ist in den Jahren 1947/1948 in den Laboratorien des Institutes für Hochfrequenztechnik an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich entstanden. Meinem sehr verehrten Lehrer, Herrn Prof. Dr. F. Tank, möchte ich an dieser Stelle für die Anregungen und die wertvollen Ratschläge den verbindlichsten Dank aussprechen.

Auch Herrn Dr. F. Staub möchte ich hier für die anregenden Diskussionen herzlich danken.

Ein Teil dieser Arbeit konnte aus Mitteln des Arbeitsbeschaffungskredites des Bundes durchgeführt werden; für diese Unterstützung sei ebenfalls aufs beste gedankt.

Literaturverzeichnis

1. CCIF Weißbuch der Fernsprechübertragung.
2. *B. D. Holbrock* and *J. T. Dixon:* Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. Bell S.T.J. vol 18, p. 624; October 1939.
3. *H. J. v. Baeyer:* Probleme der Nachrichtenübertragung auf Mikrowellen. B.B.C.-Mitt. vol. 33, p. 198; August 1946.
4. *F. Staub:* Kettenförmige Ultrakurzwellenbandfilter aus quasistationären Schwingtöpfen. Mitt. aus dem Institut für HF-Technik E.T.H., Nr. 8; Leemann, Zürich 1947.
5. *C. G. Montgomery:* Technique of Microwave Measurements. M.I.T., vol. 11; 1947.
6. *F. Staub:* Bedeutung und Anwendung von Frequenzweichen bei Ultrakurzwellen-Mehrkanalsystemen. S.E.V.-Bull. vol. 39, p. 627; Sept. 1948.
7. *V. D. Landon:* The Distribution of Amplitude with Time in Fluction Noise. Proc. I.R.E., vol. 29, p. 50; Februar 1941.
8. *M. H. Chireix:* Détermination de la puissance de bruit et du rapport signal/bruit dans le cas d'une transmission radioélectrique simple ou multiplex sur ondes ultra-courtes effectuée au moyen de tops. Ann. de Radio-Electr., vol. 1, p. 55; juillet 1945.
9. *T. Vellat:* Der Empfang frequenzmodulierter Wellen. E.N.T. vol. 18, p. 61; April 1941.
10. *G. Weber:* Über Frequenzmodulatoren für Ultrahochfrequenz. Mitt. aus dem Institut für HF-Technik E.T.H., Nr. 5. Leemann; Zürich 1946.
11. *M. J. O. Strutt:* Moderne Kurzwellen-Empfangstechnik. Springer; Berlin 1939.
12. *L. A. Moxon:* The Noise Characteristics of Radar Receivers. Journ. I.E.E., vol. 93, III A, p. 1130; March-May 1946.
13. *F. Staub:* Eine Ultrakurzwellen-Frequenzweiche aus quasistationären Schwingtöpfen. Mitt. aus dem Institut für HF-Technik E.T.H., Nr. 9. Leemann; Zürich 1949.

Lebenslauf und Bildungsgang

Ich wurde am 19. September 1920 in Bern geboren und besuchte dort die Primar- und Mittelschule. Im Jahre 1940 bestand ich an der Realabteilung des Städtischen Gymnasiums in Bern die Maturitätsprüfung. Es folgten 8 Semester Studium an der Abteilung für Elektrotechnik der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich. Im Frühling 1945 Diplomprüfung als Elektroingenieur mit Diplomarbeit in schwachstromtechnischer Richtung. Anschließend war ich bei Herrn Prof. Dr. F. Tank am Institut für Hochfrequenztechnik der E.T.H. tätig. Nach einjähriger Assistenzzeit wurde ich wissenschaftlicher Mitarbeiter und beschäftigte mich mit Fragen der drahtlosen Mehrfachtelefonie. Ein Teil meiner Arbeiten auf diesem Gebiet ist in der vorliegenden Abhandlung zusammengefaßt.