

SIX PAPERS ON TELEVISION

Report prepared by

FIELD INFORMATION AGENCY, TECHNICAL
UNITED STATES GROUP CONTROL COUNCIL FOR GERMANY

This report is issued with the warning that, if the subject matter should be protected by British and/or U.S. Patents or Patent applications, this publication cannot be held to give any protection against action for infringement.

BRITISH INTELLIGENCE OBJECTIVES SUB-COMMITTEE

LONDON—H.M. STATIONERY OFFICE

OFFICE OF MILITARY GOVERNMENT FOR GERMANY (US)

FIAT FINAL REPORT NO.865

19 AUGUST 1946

SIX PAPERS ON TELEVISION

BY

PROF. DR. FRITZ SCHROETER

AT THE REQUEST OF

LT. COL. R. H. RANGER
SIGNAL CORPS.

TECHNICAL INDUSTRIAL INTELLIGENCE BRANCH

U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE

THIS REPORT IS ISSUED WITH THE WARNING THAT IF THE SUBJECT MATTER SHOULD BE PROTECTED BY U.S. PATENTS OR PATENT APPLICATION, THIS PUBLICATION CANNOT BE HELD TO GIVE ANY PROTECTION AGAINST ACTION FOR INFRINGEMENT.

FIELD INFORMATION AGENCY, TECHNICAL

A B S T R A C T

Six subjects relating to the television and cathode ray field are discussed by Professor Schroeter in the attached papers. All papers are in German with English prefaces. A summary of the technical activities of Professor Schroeter is also given.

PERSONNEL OF MISSION

Lt. Col. R. H. 'Ranger, Signal Corps

TABLE OF CONTENTS

<u>Subject</u>	<u>Page</u>
Introduction	1
Significant points of German Technology	1
Preface	2
New Scanning Method for Television	4
Phase Modulation for Television	11
Channeling by Time Division on a Wide Band Carrier	19
Apartment House Television Distribution	29
Code Modulated Telephony	40
Multiplex Code Modulated Telephony	58
Appendix 1 List of German Personnel Interviewed	74

INTRODUCTION

Objective:

As Professor Schroeter has been a leading expert of facsimile television developments, he was obviously the man to contact to prepare reports on his advance ideas.

Evaluation:

It must be realized that this report has been written entirely away from a laboratory but it is based on the direct knowledge of experience together with such records as Professor Schroeter was able to evacuate with him to Heidenheim. A note on Paper No.V is given by Mr. R. A. Goodman, Staff Engineer of the Western Union, following paper No.V.

Guide to the Reader:

Professor Schroeter first gives in his preface a list of many of the lines along which he has worked. He then gives six papers on "New Scanning Method for Television", "Phase Modulation for Television", "Channeling Time by Division on a Wide Band Carrier", "Apartment House Television Distribution", "Code Modulated Telephony", "Multiplex Code Modulated Telephony". A summary in English has been prepared by Professor Schroeter for each of the articles. There are drawings for each article.

Notes on Professor Schroeter

Professor Dr. Fritz George Ernst Schroeter, age 59, is a high-ranking scientist in the field of applied physics and electronics. He graduated at the University of Berlin in 1909 and received his Dr. Phil. in 1931 at the Technische Hochschule Berlin. He was associated with F. Pintsch A.G. Berlin as a Director of Research between 1915 and 1920, and with the Telefunken Company in Berlin between 1920 and 1945 as Director of the Research Department on Facsimile, Television and Cathode Tubes. He has been involved in the research activities in the following fields: Television, Facsimile, High-Frequency carrier systems, Gaseous discharge, high vacuum work and special aspects of electronic vacuum tubes. He is an author of several books on television and gaseous discharge tubes. He worked with Professor Barthelemy of Paris on thousand line television.

SIGNIFICANT POINTS OF GERMAN TECHNOLOGY

Considerable work has been achieved in the laboratories of professor Schroeter in working out linear scanning. It is likewise his work in developing a cathode ray commutator to accomplish linear scanning. Two CIOS reports, #TK5101/P258 - "Telefunken Cathode Ray Tube Laboratories" by W/Cdr. G. L. Hunt and #TK5101/1009 - "Cathode Ray Tubes", cover this activity.

PREFACE

The technics based on electron-beams controlled in intensity and motion have been greatly advanced during the war. Among the most important results obtained on this field in the laboratories of Telefunken working under my direction, with the co-operation of the laboratories of Prof. Karolus and of the Compagnie des Compteurs, Paris-Montrouge (Service Television), I want to mention the following:

1. Electron-beam-commutator.

Tubes for 7 and for 32 channels of telephony. - Single anode tube with electron-multiplication by secondary emission. Modulation by phase-shift of pulses. Method of the "leaping spot". See annexed summary of Nr.1.

2. Cathode-oscillograph with permanent recording.

Blue colored record on white KCl-screens. Speed of recording up to 120 m/sec. Definition 2000 lines on a screen 80 mm x 80 mm. Projecting-tube, 1 m²-screen. KCl-deposit on transparent metallic layer permits to bleach out the oscillogram within a few seconds by electric heating.

3. Picture analysing tubes.

Super-iconoscope (image-converter type) with static lens, reduced size. Improved model of the iconoscope using slow electrons fully magnetic (Comp.d.Compt). Coaxial type with transparent signal plate (C.d.C.).

Super-iconoscope with MgO-screen reveals exceptional charge-accumulating capacity; transmission of pictures (441 lines) with less than 10 I.C.P.-lumen illumination, after 5 seconds time of exposure

4. Kinescope-tubes.

Tubes with automatic focus-correction for wide angles of deflection, anastigmatic spot, flat screen. Definition 1500 lines, with 2000 scanned lines.

Fluorescent screen emitting white light with inertialess red component, needed for color-television.

Big tube made of ceramic material, flat glass-screen, 30 cm x 36 cm used for 800 and 1000 lines-pictures.

Tubes and special screens for picture-projection (Telefunken and G.d.C.).

5. Facsimile-transmission.

Direct permanent recording on KCl-screen-tubes (con.Nr.2). Transmission of 400 w.p.m. with 10 kc. band-width. Surprisingly good definition in the record.

KCl-screen-tubes used in connection with pantographtransmitters. Excellent results promise full success of completing a radio broadcast-set by a simple KCl-screen-tube device controlled from pantographs (for the transmission of news, messages, graphic documents a.so.). Transmission of the x- and y- values of the pantograph by two successive pulses of the same filtered audio-frequency; automatically correct association of the pulses to the x- and y- deflection on the KCl-screen by a second audio-frequency.

In television-receivers completed in this way the high plate-voltage supply and the sweeping circuits necessary for the kinescope will be utilized for feeding the KCl-tube as well. In this case the method of transmission must be the normal scanning by lines.

Equipments for rapid facsimile-service over decimeter-wave-beamlines, based on KCl-screen recording, have been designed but not been accomplished. They offer a great variety in the choice of objects and documents suitable for direct transmission.

Facsimile recording on long-afterglow-screens in kinescope-tubes according to Nr. 4, equipped with automatic focus-control, has given transmission-speeds up to 3000 w.p.m. with the frequency-band necessary for scanning 1 whole field of 1500 lines within 2 seconds. Preparations were made to put such equipments in service on decimeter-wave channels.

6. Television-transmission.

1000 lines-pictures (Karolus-Lab's, C.d.C.-Lab's). 1000 lines-film-scanner (Karolus) combining the "Mechau"-film-projector with the inertialess-screen-kinescope (ZnO) as source of scanning light-spot.

Single sideband-transmission of 1000 lines-pictures on 2m wavelength (C.d.C.).

Color-television (initial steps only). Preparations for television-service on decimeter-wave-beamlines (see summaries of Nr. II and III): Synchronisation by independent quartz-oscillators (Karolus). Transmitted synchronism (remote control of tuning). Modulation by phase-shift of pulses. Development of time-dividing systems and of channel-selectors.

Additional data on some of the problems and projects mentioned above are given in the annexed papers and illustrated by drawings. These papers contain proposals for improved television systems based on theoretic work as well as on experiments and service.

Paper Nr. IV is an abstract of a more detailed description which could not be elaborated and sufficiently illustrated within the time left. A complete document will be furnished on a later occasion. The subject matter is the use of intermediate receivers and local distributing circuits in television, including the discussion of means for reducing the frame-frequency in the transmitting channel. In this connection electron-bombarded screens of high charge-accumulating and -insulating capacity have become an important problem. It is obvious that the cinematographic effect would require much less than 50 or 60 fields p.sec. and that these standard-figures depend upon the desire to eliminate flickering on the receiver's screen. Consequently we have to solve the problem of local re-multiplication of frames p.sec. at the receiving station by providing most perfect signal-accumulators, under the very heavy conditions imposed by the fine structure of the video-signals and the optical interference of line-patterns.

ANNEXED PAPERS.

Summary of Nr. I.

New Scanning Method for Television

Instead of interlacing picture-lines, picture-elements are interlaced (Chess-board pattern). The scanning spot moves along the line leaping from one picture-element to the second next, so that, if N is the total number of elements, $N/2$ elements are transmitted in each field. The scheme of elements scanned successively is as follows :

Fields Nr. 1, 3, 5 ... Fields Nr. 2, 4, 6

Picture-elements Nr.: Picture-elements Nr.:

Line Nr. 1:	1, 3, 5	2, 4, 6
Line Nr. 2:	2, 4, 6	1, 3, 5
Line Nr. 3:	1, 3, 5	2, 4, 6
Line Nr. 4:	2, 4, 6	1, 3, 5

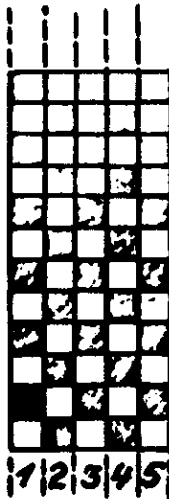
a.s.o.

a.s.o.

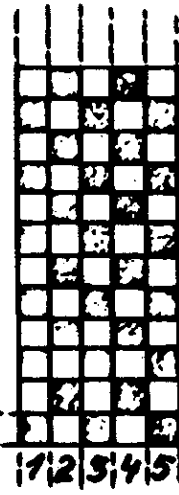
a.s.o.



1. Bild

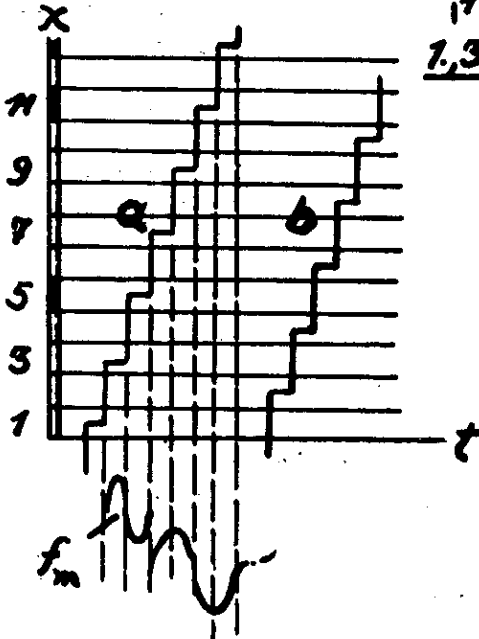


1,3. Raster ff.

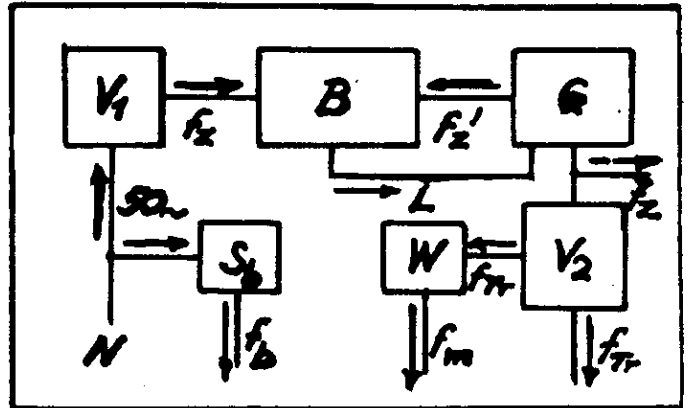


2,4. Raster ff.

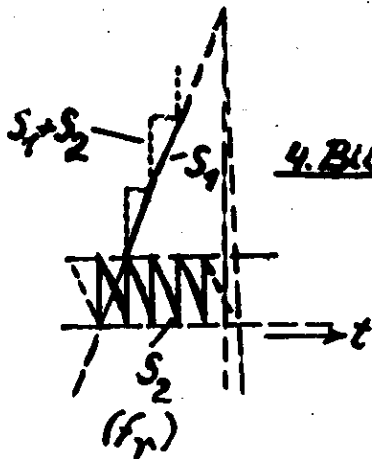
2. Bild



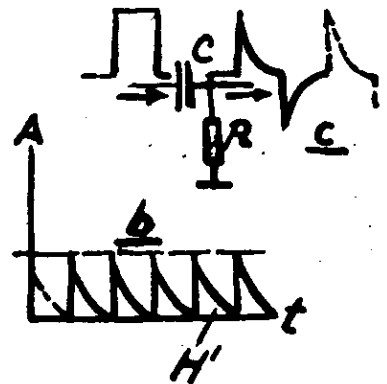
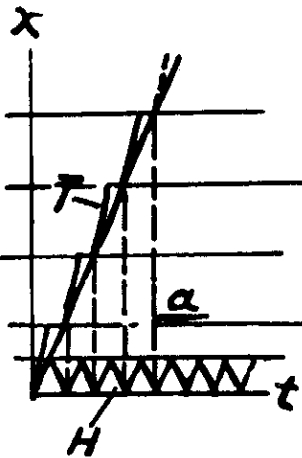
3. Bild



6. Bild



4. Bild



5. Bild

Each line is scanned in each field, but only half the number of picture-elements along the line is transmitted each time. Field frequency 50 (Europe) or 60 (U.S.).

To obtain the required law of motion of the spot high harmonic of the line-frequency is superimposed on the saw-tooth voltage for the line-deflection (staircase-shaped curve). With magnetic deflection, additional coils or plates will be necessary for the superposition. The band-width of the video-frequencies for a given number of lines and of fields p.s. is the same as with the usual interlaced scanning-process, but the physiological effect is much better (absence of interline-flickering and other disturbances), and the average definition is higher than in the known systems using interlacing by the "odd number of lines" - method.

The new system combines favorably with the method of modulation by phase interference described under Nr. II.

Scanning by overleaping small intervals is of high utility for electron-beam-commutators used for multichannel-telephony. It may apply as well to straight-line sweeping as to rotating-beam devices.

The spot stands still for a moment in the apertures of the separate discharge-chambers or cages which form the segments of the commutator, and then leaps on to the next aperture. By this method the said apertures can be kept small enough for sufficiently low " μ " - values and imperceptible cross-modulation, and the efficiency of the device is increased.

Nr. I.

Neues Abtastverfahren fuer Fernsehen.

Das heute im Fernsehen bevorzugte Verfahren der Zeilensprung-Abtastung, gekennzeichnet durch die Zeilenfolgen 1,3,5:.... ($k - 1$); 2,4,6:.... k bei k Zeilen, hat optische Maengel: Zwischenzeilenflimmern, Grobrastereffekte, Zeilenwandern. Um diese Stoererscheinungen weniger auffaellig zu machen, muessen wir einen Betrachtungsabstand vom uebertragenen Bilde innehalten, der es nicht erlaubt, die volle Zeilenzahl auszunutzen, und es geht infolgedessen ein Teil der theoretisch moeglichen Bildschaerfe verloren. Zur Verbesserung wird das folgende Abtastschema vorgeschlagen :

Statt ganze Bildzeilen auszulassen, werden in regelmaessiger Folge und stetigem Wechsel einzelne Bildpunkte oder Bildelemente uebersprungen, indem man dem abtastenden Licht-oder Elektronenfleck eine huerpfende Bewegung gibt. Denken wir uns jede Zeile in gleichviele und gleiche Bildelemente geteilt, so werden bei einer ersten Abtastung nur ihre Elemente ungerader Stellenzahl, d.h. 1,3,5, bei der naechsten Abtastung nur ihre Elemente gerader Stellenzahl, d.h. 2,4,6, uebertragen; dann wieder 1,3,5..... und so abwechselnd weiter. Sind insgesamt im Bildfelde N Elemente vorhanden,

so betraegt die Zahl der bei jeder Einzelabtastung desselben bzw. in jedem einzelnen "Punktraster" uebermittelten Elemente $N/2$. Das Schema der aufeinander folgend abgetasteten Elemente lautet demnach :

	<u>Raster Nr. 1, 3, 5....</u>	<u>Raster Nr. 2, 4, 6....</u>
	Bildelemente Nr. :	Bildelemente Nr. :
Zeile Nr. 1	1, 3, 5 2, 4, 6
Zeile Nr. 2	2, 4, 6 1, 3, 5
Zeile Nr. 3	1, 3, 5 2, 4, 6
Zeile Nr. 4	2, 4, 6 1, 3, 5
u. s. f.	u. s. f.	u. s. f.

Wie ersichtlich, wird jede Zeile in jedem Raster uebertragen, jedoch stets nur mit der Haelfte ihrer Bildpunkte. Ohne fuehlbaren Zeitverlust ist dies nur durchfuehrbar mittels einer unstetigen Ablenkbewegung des zeilenabtastenden bzw. zeilenschreibenden Strahles, dessen Geschwindigkeit zwischen dem Grenzwert Null (auf den zu uebertragenden Bildelementen) und Maximum (fast unendlich beim Ueberspringen des naechsten Elementes nach dem soeben abgetasteten) fortgesetzt ruckartig wechselt. Mit Ruecksicht auf die benoetigte Frequenzbandbreite darf das Verhaeltnis der Springdauer zur Verweildauer des Flecks bzw. zur Zeilendauer nur ein gegen 1 sehr kleiner Wert sein. Waehrend des Springens von den uebersprungenen Bildelementen hervorgerufene Signale koennen bis zur oberen Grenze der Frequenzdurchlaessigkeit des elektrischen Kanals mituebertragen werden. Sie sind nicht ausschlaggebend, aber dank der synchronen und konphasen Strahlablenkung bei Sender und Empfaenger fuer den Aufbau des Fernbildes unter Umstaenden nuetzlich, keinesfalls schaedlich.

Die Zahl der Raster in der Sekunde soll wie beim Zeilensprungverfahren sein; also 50 (fuer Europa) oder 60 (fuer U.S.A.). Das Frequenzband bleibt infolgedessen bei unveraenderter Zeilenzahl auch das gleiche. In dieser Hinsicht bietet das vorgeschlagene Verfahren keine Vorteile, aber im Verhaeltnis zum Zeilensprung nach der Methode der ungeraden Zeilenzahl (englisch: "interlacing by odd line-number") sind folgende Verbesserungen erreichbar :

- 1.) bei dem schachbrettartigen Ineinanderflechten der Raster koennen keine ausgedehnten Grobrasterstrukturen entstehen;
- 2.) Zwischenzeilen-Flimmern ist unmoeglich, da jede Zeile bei jeder Einzelabtastung uebertragen wird;
- 3.) die mittlere Bildschaerfe waechst
 - a) infolge der Zulaessigkeit groesserer Annaeherung an den Fernbildschirm,
 - b) infolge deutlicherer Wiedergabe phasenrichtig liegender Hell-Dunkel-Kanten bei der unstetigen Strahlablenkung.

Der unter 3 b) genannte Vorteil wird sich durch Kombination mit dem unter Nr. II beschriebenen Verfahren der Modulation durch Phaseninterferenz noch steigern lassen, indem das Phasenintervall und das Stillstandsintervall des Fleckes in Uebereinstimmung gebracht werden.

Auf dem Zeichnungsblatt I gibt in Bild 1 der Pfeil P die Abtastrichtung der Zeilen an, die abweichend vom bisherigen Gebrauch zweckmaessig senkrecht verlauft (um die Bildaufloesung in wagerechter Richtung von kleinen Stoerungen der springenden Ablenkung unabhaengig zu machen). Das 2. Bild veranschaulicht an den Zeilen 1,2,3,4,5 das schachbrettartige Ineinanderflechten der einzelnen Punktraster; die dunkel schraffierten Bildelemente sind die jeweils zu ueberspringenden. Im 3. Bild sind die dem ungradzahligen bzw. geradzahligen Raster zugeordneten treppenfoermigen Ablenkkurven a und b in idealisierter Gestalt dargestellt; x ist die Ablenkung des Fleckes in Zeilenrichtung als $f(t)$. Man erkennt das Verweilen auf den einzelnen Bildelementen 1,2,3 ff. und das Weiterspringen zum jeweils uebernaechsten. Ein einzelnes dunkles Element, 5, zwischen hellen loest die hoechste Modulationsfrequenz aus (f_m). Eine Periode derselben entspricht der Abtastdauer von 4 Bildpunkten, naemlich, an Kurve a demonstriert, denen der Nummern 3 (abgetastet, hell), 4 (uebersprungen), 5 (abgetastet, dunkel), 6 (uebersprungen). Jede andere vorkommende Kombination, vgl. Nr. 7 bis 14, liefert Frequenzen $< f_m$.

Nach dem Vorstehenden wird die hoechste zu uebertragende Modulationsfrequenz, deren Harmonische wegen des Stillstandes des Flecks auf den uebertragenen Bildelementen ueberfluessig sind, da sie zur Bildschaerfe nichts beitragen :

$$f_m = \frac{n \cdot k^2 \cdot F}{4} \cdot K \quad (\text{Perioden/sec}),$$

wenn die Zahl der Punktraster in der Sekunde, k die Zeilenzahl k.F die Zahl der Bildelemente in der Zeile und K eine Erfahrungskonstante bedeuten, die aehnlich wie bei den bisher ueblichen Abtastmethoden auf 0,7 geschaezt wird. Bei der angenommenen Vertikalabtastung des dargestellten rechteckigen Bildfeldes wird $F = 3/4$, daher bei $n = 50 \text{ s}^{-1}$ und $k = 567$:

$$\underline{f_m = 2,11 \cdot 10^6}$$

Im Falle horizontaler Abtastung waere $F = 4/3$ und unter sonst gleichen Voraussetzungen

$$\underline{f_m = 3,75 \cdot 10^6}$$

So guenstige Werte sind jedoch in der Praxis nicht erreichbar, da das Ueberspringen der Bildelemente nicht voellig zeitlos gemacht werden kann. Wir muessen vielmehr mit Ablenkkurven rechnen, wie sie im 5. Bild des Blattes I dargestellt sind.

Bild 4 zeigt die Gewinnung der treppenfoermigen Ablenkkurve $S_1 + S_2$ durch Superposition der normalen Saegezahnspannung S_1 mit einer Summe von hohen Harmonischen S_2 derselben. Der zeitliche Verlauf von S_2 muss ebenfalls moeglichst saegezahnfoermig sein, mit umgekehrter Front und inverser Steilheit von S_1 , wodurch sich die horizontalen Teile der Treppenkurve ergeben. Da eine Funktion der Form S_2 bei so hoher Frequenz schwer herzustellen ist, werden die praktischen Verhaeltnisse Bild 5 nahekommen, wo H die zu ueberlagernde Harmonische (bzw. ein Gemisch von Harmonischen der Grundfrequenz von H) ist. In Bild 5 a ist T die resultierende Ablenkkurve. Guenstiger erscheint die Form H' in Bild 5 b; sie laesst sich nach Bild 5 c erzeugen, indem man eine periodische Folge von Rechteckimpulsen ueber ein R-C-Glied schickt und die negativen Stromstoesse gleichrichtet. Die schaltungs-technischen Mittel, die hierzu benoetigt werden, sind dem Fachmann bekannt. Wesentlich ist, eine Ablenkkurve mit moeglichst senkrechten Sprungintervallen zu gewinnen. Die erzielte treppenfoermige Spannung wird direkt den Ablenklplatten fuer die Zeilenabtaestung in der Bild-geber- bzw. Bildempfaengerroehre zugefuehrt. Bei magnetischer Ablenkung erschwert die Induktanz der Zeilenablenkpule die Ueberlagerung der hohen Harmonischen; hier wird man eine zusaezliche Spule mit der Sprungfrequenz H (Bild 5) getrennt beschicken oder ein Extra-Plattenpaar in der Roehre vorsehen, dem die Kurve H als Spannung aufgedrueckt wird. Die Strom- bzw. Spannungsamplitude von H oder H' braucht nur sehr gering zu sein.

Kleine Phasenfehler des uebertragenen Fernsehsignals, hervorgerufen durch den Rauschpegel, koennen sich infolge der Uebersprungung jedes zweiten Bildelementes in der senkrechten Richtung als Koordinatenfehler staerkter bemerkbar machen als bei der bisherigen Abtaestweise. Diese Maengel werden jedoch kompensiert durch das Verschwinden gleicher Phasenfehler an den Stillstandspunkten des Strahls.

Das 6. Bild von Blatt I zeigt das Schema der benoetigten Frequenzen. Die Haeufigkeit des Rasterwechsels f_b wird zweckmaessig, aus bekannten Gruenden, der Frequenz $50 \sim$ des Netzes N gleichgemacht. S_b ist der Generator des Bildsaegezahnes. Durch harmonische Vervielfachung im Geraet V_1 entsteht aus f_b die Zeilenwechsel-Sollfrequenz f_z . Sie dient dazu, im Brueckengeruet B die Frequenz f_z des regelbaren Schwingungserzeugers G zu synchronisieren, so dass die von diesem abgegebene Frequenz f_z des Zeilensaegezahnes stets ein genau ganzzahliges Vielfaches von f_b ist. Zur Intritthaltung dient die Steuerleitung L . In dem mit V_2 bezeichneten Geraet wird die hohe Harmonische $2f_{Tr}$ der Zeilenfrequenz f_z hergestellt und halbiert; das Frequenz- und Phasenverhaeltnis von f_z und f_{Tr} muss ganz starr eingehalten werden. Schliesslich kann man fuer den Fall, dass die in Nr. II behandelte Modulation mittels Phaseninterferenz Anwendung finden soll, durch Halbierung von f_{Tr} im Geraet W die Frequenz f_m gewinnen, die von gleicher Groesse sein muss wie die weiter oben abgeleitete Hoechstfrequenz f_m der Bildaufloesung. Der Vergleich von Bild 3 mit Bild 4

zeigt ohne weiteres, dass 2 Perioden von f_{TR} auf 1 Periode von f_m entfallen.

Damit die Treppenspruenge von einer Zeile zur naechsten wie im 2. und 3. Bild dargestellt verlaufen, d.h. um die Hoehe eines Bildelementes gegeneinander versetzt sind, muessen auf 2 volle Zeilenperioden $(2M + 1)$ Perioden von f_{TR} durchgemessen werden, wobei M eine ganze Zahl ist. Also :

$$f_z = \frac{2 f_{TR}}{2M + 1} = 50 \cdot k$$

(k Zeilenzahl). Mit Ruecksicht auf die Frequenzmultiplikation durch abgestimmte Kreise mit nichtlinearen Kopplungselementen (Roehren, Trockengleichrichtern) soll $(2M + 1)$ durch kleinere ungerade Zahlen teilbar sein, wie 3, 5, 7 oder 11. Passende Werte von $(2M + 1)$ sind daher z.B. 375 oder 405 bei vertikaler Abtastung; 625 bei horizontaler Abtastung, wodurch die weiter oben angegebenen Werte von f_m nicht sehr grosse Korrekturen erfahren.

Der Rasterwechselimpuls kann bei der beschriebenen Abtastmethode stets mit dem letzten Zeilenwechselimpuls des abgetasteten Bildes zusammenfallen. Methoden, um diese Impulse bei gleicher Laenge voneinander zu unterscheiden, z.B. durch Integration der Zeilenstoesse, sind bekannt. Der Zeilenwechselimpuls laeuft als synchronisierender Impuls fuer den Empfaenger auch waehrend des Rasterwechsels weiter.

Bei sauberer Gleichrichtung der Zwischenfrequenz des Fernsehempfaengers und genuegend hoher Lage dieser Zwischenfrequenz ($> 10^7$ per./sec.) ist keine stoerende Interferenz des unausgesiebten ZF - Traegers mit dem Treppeneffekt der Zeilenablenkung zu befuerchten. Es ist erwuenscht, die Ueberlagererfrequenz durch weitere Vervielfachung aus der Treppenfrequenz f_{TR} zu gewinnen, die auch im Empfaenger nach dem Schema des 6. Bildes hergestellt wird. Entscheidend wichtig ist die Entwicklung einer billigen Schaltung fuer hohe Vervielfachungszahlen der Frequenz bei kleinen Amplituden. Die Fortschritte der Trockengleichrichter (Selen-Type) stellen solche Schaltungen in Aussicht. Fuer Zwischenempfaenger ("Blockempfaenger") waere eine Anordnung zweckmaessig, die f_{TR} zentral zu erzeugen und ueber einen besonderen Leitungskanal den einzelnen Endapparaten fertig zuzufuehren gestattet.

Das Verfahren der Abtastung durch einen unstaetig bewegten Elektronenstrahl ist auch sehr nuetzlich fuer Vielfachtelephonie nach dem Prinzip der "Zeitaufteilung" mittels traegheitslosen Kommutators, wie er heute in Gestalt vollkommen entwickelter Roehren mit linear oder zirkular abgelenktem Kathodenstrahl zur Verfuegung steht. Fuer beide Typen laesst sich leicht eine Bewegungssteuerung erreichen, die bewirkt, dass der Elektronenfleck in den Eintrittsoeffnungen der getrennten Entladungskammern oder Kaefige, die die Segmente des Kommutators darstellen, kurze Zeit anhaelte und dann zur naechsten Oeffnung weiterspringt.

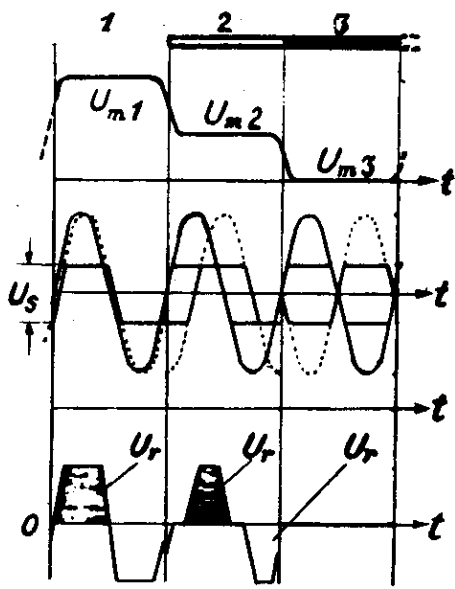
Dabei koennen die Oeffnungen klein genug gehalten werden, um diejenigen niedrigen Durchgriffswerte von Segment zu Segment zu erzielen, die fuer hinreichend schwaches Uebersprechen von einem Telephoniekanael zu den benachbarten Telephoniekanaelen gefordert werden muessen. Ferner liefert das Stillstehen des Strahls in den Oeffnungen eine erhoechte Impulsleistung.

Das in diesem Bericht sowie in den Berichten Nr. II und IV auftretende Problem der Frequenzmultiplikation mit phasenkonstanter Lage der Harmonischen zur Grundfrequenz, trotz merklicher Schwankungen der letzteren, ist von ausschlaggebender Bedeutung fuer die Loesung der gestellten Aufgaben. Der umgekehrte Weg, Abbau einer hohen Frequenz durch Teilerstufen, Vergleich der abgebauten Frequenz mit der Sollfrequenz und Rueckwaertsregelung des Generators der hohen Ursprungsfrequenz, ist inbesug auf die Phasenkonstanthaltung bisher das einzig brauchbare Verfahren gewesen. Es soll hier ersetzt werden durch neue, einfachere Schaltungen zur Frequenzvervielfachung, die den Mangel der Instabilitaet der Phase nicht mehr zeigen. Sie sind Gegenstand eines besonderen Berichtes.

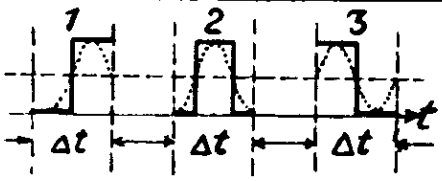
Summary of Nr. II.

Phase Modulation for Television

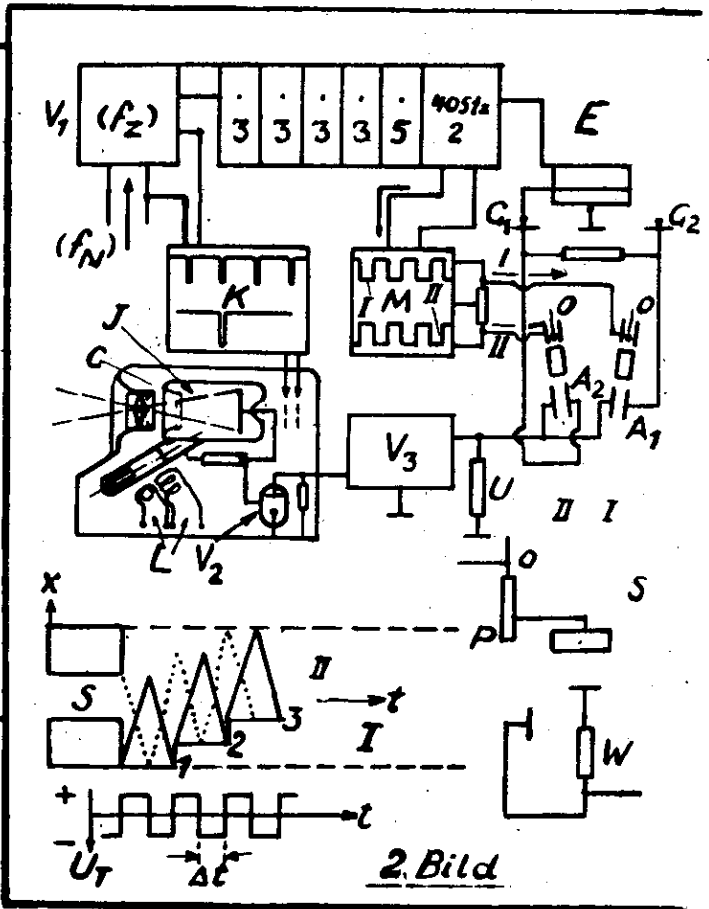
On decimeter-wave channels feeding the modulators of television-broadcast-transmitters frequency-modulation (FM) is superior to amplitude-modulation (AM) but inferior to the method of phase-modulation (PM) described. A high harmonic of the line-deflection frequency subdivides the line-period into short time-intervals corresponding to the picture-elements. A special device controlled by the AM-output of the picture-analysing tube generates wave-pulses which vary in phase from 0° to 180° within the said elementary time-intervals, according to the individual brightness of the picture-element just scanned. These wave-pulses modulate the h.f.-transmitter. In the receiver the incoming pulses interfere with pulses having the same line-subdividing frequency, as used in the transmitter, but absolutely constant phase. The best way to obtain such pulses is to derive them from the synchronized line-period by frequency multiplication. Before interfering the transmitted signals and the constant pulses must be equalized in amplitude by the current-limiting action of a valve. As a result of the interference elementary dashes of different length but constant amplitude appear on the fluorescent screen giving an immediate reproduction of the lights and shades of the original picture.



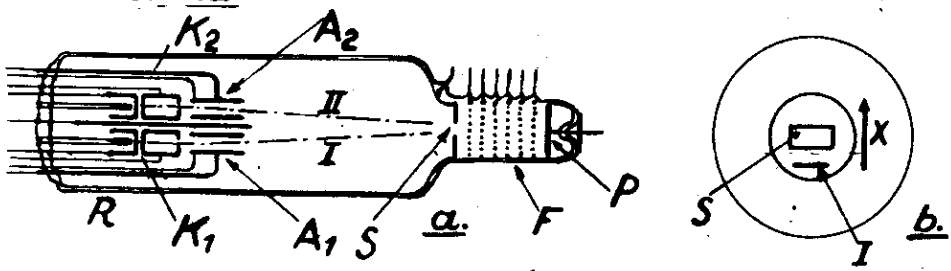
1. Bild



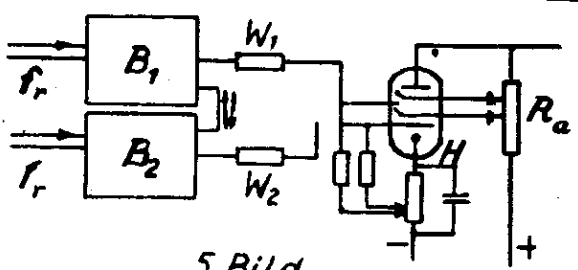
3. Bild



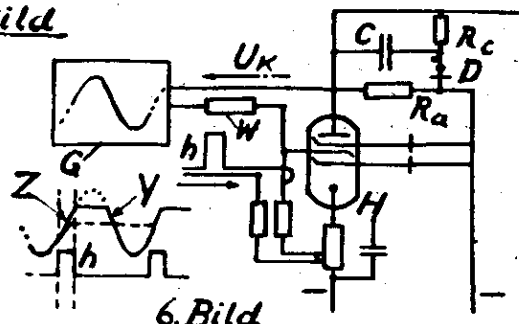
2. Bild



4. Bild



5. Bild



6. Bild

The average output of the transmitter is constant so that automatic gain-control in the receiver can be obtained by simple means, and the tube-power is fully utilized.

The described PM-method will apply just as well for the television broadcast-transmission in the meter-wave band provided that cheap devices for frequency multiplication utilizing simple dry rectifying cells (f.i. of the selenium type) can be realized.

The required wave-pulses can be obtained by controlled push-pull-deflection of two alternately acting electron-beams across the slit of a cage in which the entering electrons are multiplied by secondary emission. The initial position from which the two beams start is varied by the AM of the original picture-signal, so that the moment of pulse-generation varies within the active half of their sweeping-period, the latter being the double of the subdividing h.f. period mentioned before. The curve of the deflecting voltage ought to be nearly triangular. Rectangular cross-section of the electron-beam gives considerable signal-output.

Another way to get phase shift of the wave-pulses to be transmitted is the following :

Equidistant sinusoidal pulses are sent over a network where the capacities are formed by specially designed valves showing a great variation of $S = dI_a/dU_g$ with $I_a = f(U_g)$, thus changing the apparent capacity $C' = C_0 \cdot (1 + R_g S)$, when R_g is the grid-resistance. The grids of the valves are controlled in parallel by the AM of the original picture-signal. In this way the time of transit of the pulses passing through the network will vary with the C' -values depending on the brightness of the picture-element in question, and the phase of the conjugate pulse appearing at the output-terminals of the network will be shifted accordingly.

Nr. II

Uebertragung von Fernsehbildern mittels Phasenverschiebung von Impulsen.

Fuer die Zuleitung der Bildsignale zu den Modulatoren von Fernseh-Rundfunksendern werden in zunehmendem Masse Dezimeter-wellen-Kanaele benutzt. Hierbei hat sich gezeigt, dass unter gewissen Voraussetzungen Frequenzmodulation (FM) wesentlich vorteilhafter ist als Amplitudenmodulation (AM). Vom Standpunkt der benoetigten Frequenzbandbreite aus ist aber das hier beschriebene Verfahren der Phasenmodulation (PM) der FM noch vorzuziehen. Es beruht auf der Interferenz

phasenkonstanter und phasenverschobener Wellen im Empfänger, wo erstere örtlich erzeugt und nur vom Sender her synchron gehalten werden, während die Wellen der zweiten Art mit einem von der abgetasteten Bildpunkthelligkeit gesteuerten Phasenwinkel ankommen. Dieser Winkel liegt zwischen 0 und π

Man denke sich die Zeilenperiode des Bildes durch eine genügend hohe Harmonische der Zeilenfrequenz in sehr kurze gleiche Zeitintervalle aufgeteilt, die den einzelnen Bildelementen entsprechen. Das 1. Bild auf Zeichnungsblatt II veranschaulicht 3 solche Laengen der Zeile (x-Achse) gelegene Elemente 1, 2, 3 grösster, mittlerer und kleinster Helligkeit. Bei ihrer lichtelektrischen Abtastung durch die ueblichen Mittel entstehen die Modulationsspannungen U_{m1} , U_{m2} , U_{m3} . Eine Wellenspannung von der raeunlichen Periode des einzelnen Bildelementes wird nun in der Phasenlage durch diese U-Werte so verschoben, wie es die punktierten Linien andeuten. Die ausgezogene Wellenlinie stellt die phasenkonstante Lage der synchronisierten Spannung im Empfänger dar. Vor der hier stattfindenden Interferenz der phasenverschobenen, vom Sender kommenden und der phasenkonstanten örtlichen Wellenspannung werden durch ein Begrenzungsgeraet die Amplituden beider gleichgemacht und hernach (durch Gitterstromereinsatz in der gesteuerten Roehre) die Sinusform in Trapezform mit dem Amplitudenbereich U_s umgewandelt. Im untersten Diagramm des 1. Bildes sind die nach der Interferenz resultierenden Anodenspannungskurven gezeichnet (U_x); die negativen Haelften derselben koennen durch Gleichrichtung vor der Gitterstrombegrenzung mitbenutzt werden. Wie ersichtlich, sind Telegraphierstriche verschiedener Laenge, bis herunter zu Null bei Element Nr. 3, entstanden. Diese Zeichen koennen bekanntlich auf dem Bildschirm des Empfangers die uebertragenen Helligkeitswerte fuer das menschliche Auge ohne weiteres richtig reproduzieren, indem jedem Bildelement ein die Dauer seiner Erregung dosierendes Signal konstanter Intensitaet oder allgemein eine bestimmte Zeit-Amplitudenflaeche zugeordnet ist.

Das 2. Bild, Blatt II, zeigt eine Sendeschaltung zur praktischen Durchfuehrung dieses Phaseninterferenz-Verfahrens. Zum Betriebe des in der Fernseh-Aufnahmekamera C befindlichen Ikonoskops I mit den Ablenkspulen L und dem Vorverstaerker V_2 wird im Geraet V_1 aus der Netzfrequenz f_N die Zeilenablenkfrequenz f_z hergestellt. Von f_N und f_z werden im Geraet K die Tast- und Steuerimpulse zur Speisung der Kamera abgeleitet. Vervielfacherstufen transformieren f_z auf den Wert $405 \cdot f_z$, wenn wir als Beispiel hier 405 Bildelemente je Zeile annehmen. Diese hohe Frequenz synchronisiert im Multivibrator M die gegenphasigen Maeanderspannungen I und II, die den Wehnelt-Elektroden (Steuerelektroden) zweier Kathodenstrahlerzeuger aufgedrueckt werden. Diese sind in einem solchen Neigungswinkel zueinander angeordnet, dass die unabgelenkten Strahlen I und II in der Gegend des Spaltes S zusammenkommen. Sie passieren zuvor die Plattenpaare A_1 und A_2 , in denen sie durch Dreiecksspannungen, wie im 2. Bild unten links dargestellt, hin- und hergelenkt werden. Spannungen passenden Verlaufs mit der Frequenz $405 \cdot f_z$ werden im Verstaerker- und Phaseinstell-Geraet E gewonnen; durch die Wirkung der Gleichrichter G_1 , G_2 resultiert die gewuenschte Dreieckform. Die Polung an den Platten von A_1 und A_2 ist so,

dass sich die Elektronenstrahlen I und II gegenlaeufig ueber den Spalt S hinwegbewegen, wie beim 2. Bild unten links im Diagramm angegeben (Strahl I ausgezogene, Strahl II punktierte Kurve). Zusaetzlich zu der von E gelieferten Ablenkwechselspannung drueckt nun der Verstaerker V₃ ueber den Widerstand U den Plattensystemen A₁, A₂ gleichphasig eine vom Ikonoskop erzeugte steuernde Gleichspannung auf, deren Hoehe durch die abgetastete Bildpunkthelligkeit gegeben ist. Drei Werte dieser Gleichspannung, 1,2,3, wie sie etwa der verschiedenen Helligkeit der in Bild 1 angenommenen Bildelemente entsprechen, sind in dem Diagramm Bild 2 eingetragen. Wie ersichtlich, verlagern diese Plattenvorspannungen den Ausgangspunkt der Hin- und Herbewegung beider Strahlen vor der Spaltoeffnung S. Eingeschaltet ist dabei immer nur der in positiver X - Richtung abgelenkte Strahl; dies wird durch die maenderfoermige Ein-austastkurve U_p, die den zeitlichen Verlauf der oeffnenden bzw. sperrenden Spannung an den Strahlsteuer Elektroden darstellt, phasenrichtig bewirkt. Das Intervall

Δt entspricht dem Zeitelement, das dem Bildelement zugeordnet ist; vergleiche das 3. Bild. Das Ergebnis der getroffenen Massnahmen muss sein, dass der Zeitpunkt des Eindringens der Strahlelektronen in den hinter dem Spalt S belegenen Raum innerhalb des Zeitelementes Δt gesetzmässig von der momentan abgetasteten Bildpunkthelligkeit abhaengt. In dem 3. Bild ist die schwankende Phasenlage der im Spaltraum vom Elektronenstrahl wie im Folgenden beschrieben erzeugten Rechtecksignale veranschaulicht. Durch die unvermeidlichen Impedanzen werden allerdings diese Impulse nachtraeglich abgerundet, wie mittels der punktierten Linien angedeutet; die wellenartig abgerundeten Zeichen tasten den HF-Sender, der ausserdem staendig Gleichlaufimpulse uebertraegt, um beim Empfaenger die phasenkonstante Wellenspannung und den Zeilen- und Bildwechsel zu synchronisieren. Zur Erzielung eines moeglichst starken Ausgangssignals am Aussenwiderstand W werden die Strahlelektronen nach Passieren des Spaltes S durch eine Folge von Prallelektroden wachsend positiver Spannung (abgegriffen am Potentiometer P) mittels Sekundaerelektronenemission so weitgehend wie moeglich vervielfacht. Von W aus gelangen die Bildzeichen ueber einen Verstaerker und ein Mischgeraet, in dem die Hinzufuegung der Gleichlaufimpulse erfolgt, zum Modulator des ausstrahlenden Senders.

Das 4. Bild zeigt das Grundsatzliche im Aufbau einer Elektronenstrahlroehre, wie sie fuer die Umformerschaltung nach Bild 2 benutzt werden kann. In dem hochevakuierten Kolben R befinden sich zwei (hier parallelgestellte) gleiche Systeme, bestehend aus den Strahlenerzeugern K₁, K₂ und den Ablenkcondensatoren A₁, A₂. Der Eintrittsspalt in den Vervielfacherraum ist mit S, das Vervielfacherelektrodenpaket (Netze oder Schaufeln) mit F, die Endanode mit P bezeichnet. Passend dosierte Vorspannungen an den Platten von A₁ und A₂ bringen die beiden abwechselnd in Funktion tretenden Strahlen I und II in die richtige Lage zu einander und zum Spalt S. In Bild 4 ist X die Ablenkrichtung. Der Spalt S hat rechteckige Form. Um eine moeglichst grosse Strahlstromstaerke zu erzielen, kann man, wie durch I angedeutet, dem Elektronenbuen del in der Richtung senkrecht zu X eine beträchtliche Ausdehnung geben; d.h. sein

Querschnitt wird strichfoermig gemacht. Zum Abgleich der von beiden Strahlen abwechselnd erzeugten Impulsamplitude dient das bekannte Mittel der Anodenstrombegrenzung, entweder schon im Sekundaeremissions-Vervielfachersystem oder in einer nachgeschalteten besonderen Röhre. Fuer die Strahlablenkung genuegen 10 bis 20 Volt.

Ueber das Frequenzspektrum der beschriebenen Modulationsmethode gibt eine primitive Betrachtung Auskunft; eine exakte Untersuchung des im Empfaenger zu erwartenden Stoerabstandes unter Beruecksichtigung der erforderlichen Mindestdurchlassbreite des Uebertragungskanals kann hier zurzeit mangels mathematischer Hilfsmittel nicht angestellt werden. Bedeutet in unserem 1. Bild ω die Kreisfrequenz der im Zeitelement Δt des Bildpunktes eine volle Periode durchlaufenden Wellenspannung $A \cdot \sin(\omega t + \varphi)$, so ist die schnellste zu uebertragende Phasenaenderung von Bildpunkt zu Bildpunkt an einer Schwarz-Weiss-Kante :

$$d\varphi / dt = \pi / T_0$$

wenn T_0 die Abtastdauer des Bildelementes ausdrueckt. Bei n Bildern in der Sekunde und p Elementen im ganzen Bildfelde ist

$$T_0 = 1/np \quad , \text{ daher}$$

$$d\varphi / dt = \pi np = \omega_{\max}$$

Wegen $\omega = 2\pi np$ folgt sofort die Beziehung :

$$\omega_{\max} = \omega / 2,$$

die auch aus Bild 1 direkt abgelesen werden kann. Das Frequenzspektrum wird also das Band einer mit ihrer halben Frequenz modulierten Welle sein, und wir muessen bei reiner Sinusform die fuer die Uebertragung notwendigen Bestandteile innerhalb der Breite ω erwarten. Bei $n = 25$ und $p = 300000$ ist daher fuer Zweiseitenbandsendung ein Frequenzintervall $\Delta f = \frac{\omega}{2\pi} = 7,5 \cdot 10^6$ per./sec., fuer Einseitenbandsendung etwas mehr als die Haelfte dieses Wertes anzunehmen.

Soll am Ende der Dezimeterwellenstrecke die Umformung der beschriebenen PM in eine der anderen Modulationsarten erfolgen, so ist dies fuer AM mittels passender Zeitkonstanten in der Schaltung ohne weiteres moeglich; fuer FM wird man Blindstromroehren verwenden, die ueber Zeitkonstantenglieder von den laengenmodulierten Signalen gesteuert werden. Die mittlere Leistung des Dezimeterwellensenders bleibt unveraenderlich, so dass die Verstaerkerregelung im Empfaenger leicht mit einfachen Mitteln zu erreichen ist. Die Senderoehren werden bis zur hoechsten Last ausgenutzt. Das Verfahren kommt nicht allein fuer die Leitung der Fernsehsignale in Dezimeterwellenkanalen in Betracht, sondern auch fuer die Rundfunk-Verbreitung des Bildes auf Wellen des Meter-

Gebietes. Voraussetzung ist dafür eine genügend billige Lösung der Frequenzvervielfachung im Empfänger mittels einfacher Trockengleichrichter, die als nichtlineare Kopplungselemente zwischen den abgestimmten Schwingungskreisen wirken, so dass der Röhrenaufwand sich vermindert. Die Entwicklung der Selen-Gleichrichter scheint solche Möglichkeiten in Aussicht zu stellen.

Das 5. Bild auf Zeichnungsblatt II veranschaulicht die Zusammensetzung des Sendersignals mit dem Vergleichssignal im Empfänger. Der ankommende phasengesteuerte Wellenzug f_r wird mit dem örtlichen phasenkonstanten $f_r^!$ in den Begrenzer- und Vergleichsstufen B_1 und B_2 auf übereinstimmende Amplitude gebracht und jeder Wellenzug dann über einen Widerstand W_1 bzw. W_2 dem Steuergitter einer Hexode H zugeleitet. Durch Gitterstromereinsatz (infolge passender Vorspannung) entsteht die im 1. Bild dargestellte Trapezform. Die resultierende Signalspannung kann an B_2 abgenommen und, wie weiter vorn angegeben, verwendet werden. Diese Schaltung ist nur eines von vielen möglichen Ausführungsbeispielen. Es wäre auch denkbar, die Interferenz erst in der bildschreibenden Elektronenstrahlröhre stattfinden zu lassen, und zwar entweder rein elektrisch, indem man die phasenkonstante Wellenspannung ($f_r^!$), die an der Steuerelektrode des Strahls liegt und allein über sich eine mittlere Strahlstromstärke hervorruft, durch Addition des phasengesteuerten Sendersignals (f_r) verstärkt oder schwächt (je nach dessen Phasenwinkel), oder kombiniert elektrisch-optisch, indem f_r an die Steuerelektrode gelegt wird, der Leuchtschirm jedoch mit einem Linien-Raster bedeckt ist, das die Frequenz $f_r^!$ bei der Strahlableitung optisch hervorruft. Je nach der Phasenlage des Sendersignals würde dann die Aufhellung des Lichtfleckes mehr oder weniger auf die Lücken oder die Stege des Rasters fallen und so die Intensitätsverteilung des Bildes reproduziert werden. Voraussetzung wäre dabei aber eine genau zeitlineare Zeilenableitung oder ein anpassender Gang der Rasterkonstante.

Für jede Ausführung des Interferenzverfahrens ist absolute Konstanz der Phase der synchronisierten Vergleichsspannung $f_r^!$ erforderlich, bezogen auf die Frequenz, die beim Sender den Takt über das Abschreiten des Zeitelementes Δt angibt. Um diese Phasenbedingung zu erfüllen, wird die Zeilenfrequenz f_z benutzt, die ohnehin über die Synchronisierung des Empfangsrasters erforderlich ist und daher übertragen werden muss. Die hierzu dienende Methode ist die übliche Hineintastung eines Impulses maximaler Amplitude am Ende jeder Zeile; jedoch sind auch andere Verfahren der Gleichlaufsteuerung des Empfängers zulässig. Das 6. Bild zeigt eine Regelschaltung, mit der die Frequenz eines örtlichen Schwingungserzeugers G durch die Zeilenimpulse h des Senders genau in Tritt gehalten werden kann. Der Rauschpegel des Empfängers bewirkt gewöhnlich leichte Verwerfungen im regelmässigen Zeileneinsatz, die sich als Unschärfe des nach bisherigen Methoden übertragenen Bildes äussern, bei der hier beschriebenen Interferenzsteuerung aber untragbare Verfaeschungen und Umkehrungen der Helligkeitsverteilung hervorrufen müssten, wenn die Vergleichsspannung $f_r^!$

unmittelbar von den im Empfaenger einfallenden Zeilengleichlaufimpulsen synchronisiert wurde. Es ist deshalb notwendig, die vom Rauschpegel herrührenden Schwankungen auszufiltern. Der Generator G gibt seine Sinusspannung der Frequenz f_g ueber den Widerstand W auf das eine Steuergitter der Hexode H. Auf deren zweites Steuergitter treffen unmittelbar die vom Sender ausgestrahlten Zeilenimpulse h. Die Gitter sind soweit negativ vorgespannt, dass nur bei hinreichend positiver Aufladung aller beider Anodenstrom fliesst. Man sorgt nun dafuer, dass die Sinusspannung des Generators G durch Gitterstromereinsatz trapezfoermig begrenzt wird, wie dies die Kurve Z - Y im 6. Bilde zum Ausdruck bringt. Zur Regelung der Generatorfrequenz dient die Flanke Z, der sich der Zeilenimpuls h ueberlagert. In einer bestimmten Relativstellung von Impuls und Flanke fliesst Anodenstrom, am Anodenwiderstand R_a tritt eine Spannung auf, die den Kondensator C aufladet. Infolge der Sperrwirkung des Gleichrichters D findet diese Aufladung stets bis zum Scheitelwert statt; die Entladung von C erfolgt ueber R_c mit einer Zeitkonstanten $R_c \cdot C \gg$

$1/f_g$. Von der an C stehenden Spannung U_k wird die Frequenz des Generators G geregelt. Wuerde sie einen Augenblick voreilen, so muesste sich der Zeilenimpuls h auf der Flanke Z hinauf schieben, der Anodenstrom wachsen, mit ihm die Aufladung von C und die auf den Generator G zurueckwirkende Regelspannung, deren Zunahme stets nur frequenzerniedrigenden Einfluss hat. Damit kehrt dann die stabile Relativstellung von h und Z wieder, bei der U_k von neuem seinen neutralen Wert erreicht. Starkes Nacheilen der Generatorfrequenz laesst U_k unter diesen Wert absinken; der Schlupf haelt unter Umstaenden zunaechst unregelmäßig an, der Impuls h gerast auf die Flanke Y, laeuft an ihr hoch, U_k nimmt zu und laesst den Takt des Generators noch langsamer gehen, h ueberschreitet beschleunigt die Kuppe des Trapezes und faengt sich dann auf der naechsten Z - Flanke. Nur auf dieser ist also die Impulslage stabil, nicht dagegen auf der Y - Flanke.

Von der Frequenz des so mit grosser Zeitkonstante geregelten Generators G werden die Zeilenimpulse fuer das Empfangsbild mit bekannten Mitteln abgeleitet. Die zeitlichen Einsatzschwankungen durch Einfluss des Rauschens sind dabei infolge Mittelung ueber eine beträchtliche Zahl von Impulsen (wegen $R_c \cdot C \gg 1/f_g$) ausgefiltert; die Anfaenge saemtlicher Zeilen liegen genau auf einer geraden Linie. Die in Frequenz und Phase nunmehr exakt kontrollierte Schwingung von G ist jetzt auch der Ausgangspunkt fuer die Gewinnung der synchronisierten Interferenzfrequenz f'_1 (5. Bild), mit der die phasengesteuerte Wellenspannung f_r des Senders im Empfaenger zusammensetzen ist. Man erhaelt f'_1 durch Vervielfachung von f_g in ueblicher Weise. Beide Frequenzen koennen dank der getroffenen Massnahmen mit den entsprechenden Frequenzen beim Sender nun wirklich phasentarr abgeglichen werden.

Ist der Empfaenger nur ein Zwischenglied, um am Ende der Dezimeterwellen-Zuleitungsstrecke die beschriebene Form der PM in AM oder FM uebersufuehren, mit der dann der Fernseh-Runkfunksender betrieben werden soll, so rechtfertigt sich ein grosserer technischer Aufwand.

Man wird dann von temperaturgeregelten Quarzkristalloszillatoren ausgehen, die sich erfahrungsgemäss in sehr guter Uebereinstimmung halten lassen (Gangunterschied innerhalb 1 h unter- 10^{-8}). Die Oszillatorfrequenz wuerde in der Gegend von 10^6 per./sec. liegen, so dass f_1 in einer einzigen Vervielfachungsstufe hergestellt werden koennte; f_2 entstaende durch Frequenzabbau. Die automatische Korrektur der sehr langsamen Frequenzabweichung des einen Quarzkristalls gegenüber dem anderen laesst sich am Empfangsende in vielerlei Weise durchfuehren. Im allgemeinen wird an der Zwischenempfangsstelle die Beobachtung der Modulationsspanne zwischen Schwarz und Weiss in einem Kontrollbilde genuegen, um die Schwingungsphase des oertlichen Quarzoszillators von Hand nachzustellen.

Die in 2. und 4. Bilde des Blattes II beschriebene traegheitslose Phasenimpulsmodulation mittels gesteuerter Elektronenstrahlroehre stellt nicht den einzig moeglichen Weg dar. Das 1. Bild auf Zeichnungsblatt III veranschaulicht eine andere Loesung. Der Generator G_s sendet kurze Impulse S ueber eine aus Spulen L_1, L_2, L_3, \dots , Kondensatoren in Gestalt von Blindstromroehren A_1, A_2, A_3, \dots und Widerstaenden R_1, R_2, R_3, \dots gebildete Laufzeitkette. K_1, K_2, K_3, \dots sind grosse Blockierkapazitaeten, $C_1 - W_1, C_2 - W_2, C_3 - W_3, \dots$ die ueblichen Gitterkreiselemente, R_a der Abschlusswiderstand, von wo die Impulse dem Sender zugefuehrt werden sollen. Die von der Fernseh-Aufnahmekamera gelieferte Bildmodulationsspannung U_m erregt saemtliche Roehrengitter von A_1, A_2, A_3, \dots gleichzeitig und parallel. Diese Roehren sollen eine spezielle Ausbildung besitzen, mit der eine moeglichst starke Abhaengigkeit ihrer Steilheit $S = dJ_a/dU_g$ von $J_a = i(U_g)$ erzielt wird. Von dem jeweiligen Werte von S haengt dann die scheinbare Kapazitaet C' der Roehre nach der Gleichung

$$C' = C_0 \cdot (1 + R_g S)$$

ab, wo C_0 die Kapazitaet bei der Steilheit Null und R_g den Gitterwiderstand darstellt. Mit solchen traegheitslos veraenderlichen Kapazitaeten in mehreren Kettengliedern koennen wir den Phasenwinkel jedes die Laufzeitkette passierenden Impulses, bezogen auf seine Anfangslage, nach Massgabe der momentan abgetasteten Bildpunkthelligkeit aendern. Die an den Eingangsklemmen in zeitlich konstanter Folge zufluessenden Stromstoesse werden dann so gegeneinander verschoben an R_a erscheinen, wie es dem jeweiligen Gang der Intensitaetsverteilung laengs der Bildzeile entspricht, da die Laufzeit jedes Einzelstosses individuell von dem waehrend seines Durchganges durch die Kette herrschenden U_m - Wert abhaengt. Die Impulse sollen so weitgehend wie moeglich Sinusform haben; eventuell koennen sie spaeter noch zweckmaessig verzerrt werden.

Summary of Nr. III.

Channeling By The Time Division On A Wide Band Carrier

Among the needs of television, the development of decimeter-wave-beam channels is one of the most important. Decimeter-waves

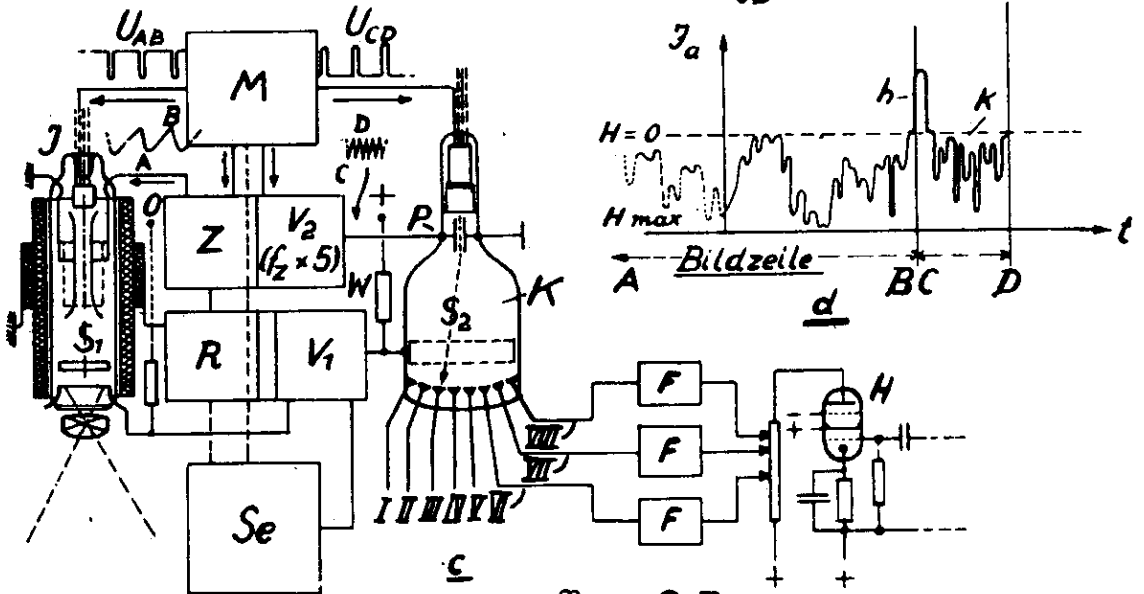
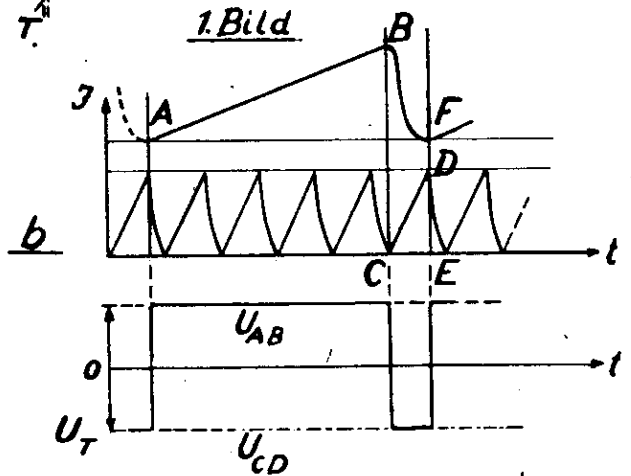
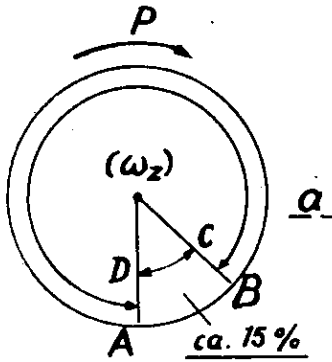
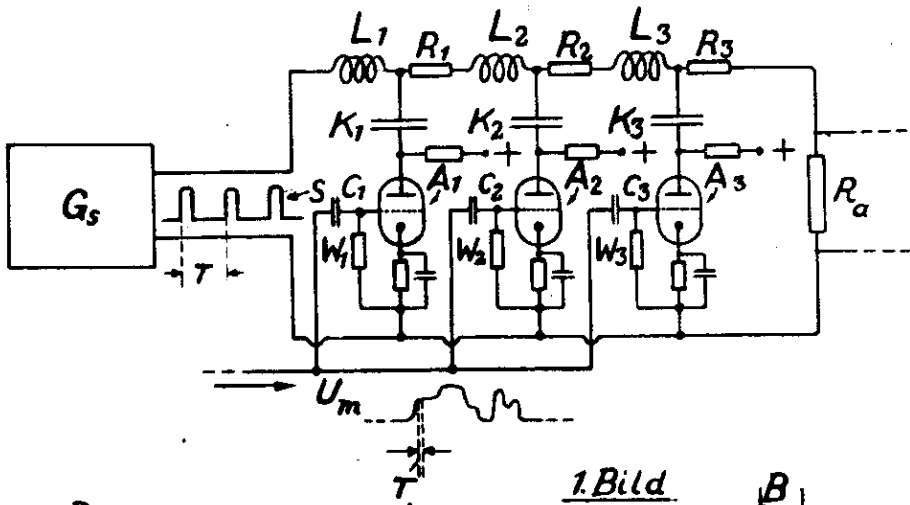
can transmit wide frequency-bands without phase-distortion but it would not be economic to utilize the beam-installation exclusively for the purpose of television as picture-broadcasting will be limited to a few hours of the day. For the time remaining the best way of economizing the equipment necessary for television appears to be its use for multichannel-telephony or -telegraphy, preferably by the time-dividing method.

The electron-beam-commutator developed by Telefunken has proven to be an absolutely reliable and very efficacious time-divider. It has been used in combination with a special method of modulation based on phase-shift of very short (bell shaped) pulses. A decimeter-wave-beamline equipped with synchronised electron-beam-commutators transmitting 7 telephony-channels has been working for months without serious trouble, and the extension of the installation up to 32 channels was running when the war events stopped the activity of our laboratories.

The author proposes to combine multichannel-telephony or -telegraphy with television-transmission on decimeter-wave-beams in the following manner :

The duration of a full cycle of the time-dividing electron - beam-commutator is made equal to one period of the picture-line-deflection produced by a saw-tooth voltage. With the actual television-standards the line-deflection frequency is high enough to act as a carrier of audio frequencies. In modern television-systems the time necessary for the fly-back of the spot at the end of each line will approximate 15 % of the whole deflection-period. The band-width available may be 4 Mc/s. with single-sideband transmission. If within 85 % of the line-deflection period we can transmit clearly more than 500 elements of the picture (as should be possible with 4 Mc/s.) then the band-width of the channel utilized for a time-dividing system must allow a very high number of telephone-communications, not only in times when there is no television service on the line and the full cycle of commutation available for the said purpose, but even during the 15 % fly-back period of the spot a great deal of which can be reserved for multi-channel-telephony or -telegraphy in addition to the synchronizing pulses. In this way the proposed system permits a number of phonic communications simultaneously with television.

Evidently signals generated by an electron-beam scanning the mosaic-screen of a picture-analysing tube will not essentially differ from signals generated by a similar beam which sweeps across separate electrodes carrying individual charges of the same order as on the mosaic, but produced by microphone-currents. This means uniform working of the whole equipment and the use of the same amplifier and converter chain for both purposes. It is of course necessary to design the electron-beam-commutator suitably in order to eliminate mutual interference of the telephone-channels (conf. remarks under summary of Nr. I).



As long as the decimeter-wave-beamline is not used for television all of the channels are scanned by one commutator or a group of commutators alternately put into action. During the television-service a reduced number of segments, corresponding to a suitable portion of the fly-back period of the line-deflection is still available for multichannel-telephony while about 85 % of the time-dividing cycle are occupied by the scanning-process of the picture. In either case the generator of the line-frequency controls the speed of channel-commutation as well as of picture-analysing, and the synchronising pulses, the blanking pulses, the cut-off pulses controlling the alternation of the electron-beams and all other required voltages of the same periodicity are derived from the line-frequency by well known means.

By this time-dividing method mutual interference of the picture-signals and the telephone-signals is made impossible as long as the conditions of wave-propagation are those needed for television, and the quality of the picture will in no way be impaired.

One of the audio-channels running simultaneously with television may transmit the sound-performance belonging to the television-program. This is important for the application of the described method to television-broadcasting as illustrated by the accompanying drawings. A separate sound-transmitter becomes unnecessary and the wave-band allocated to the television-channel can be utilized fully for the transmission of the picture-elements (better definition).

With the modulation-frequency band assumed above the electron-beam-commutator makes it possible to insert, within the fly-back-interval, several sound-channels by the means of successively scanned and transmitted voltages. These channels may be fed by broadcast-stations or other news-services. In order to select one of them in the receiving set a timing circuit is provided which permits the phase-control of very short periodic pulses. The frequency of these pulses is the line-deflection frequency so that they can easily be obtained in the television-receiver. Furthermore they are automatically located in the right interval. By shifting the phase of these periodic pulses anyone of the said stations transmitting audible news or the like can be selected, including the television sound-program, while the picture is on the screen. The function of the short periodic pulse is merely to cut out the voltage of the desired channel, f.i. by phase-interference on the controlling grids of a hexode.

Nr. III.

Verteilungssystem fuer Breitbandnachrichten.

Zur Verbesserung der Wirtschaftlichkeit von Zentimeter- und Dezimeterwellen-Linien mit grosser Frequenzbandbreite wird eine Normalausfuehrung der Installation vorgeschlagen, die bei absoluter Einheitlichkeit des Betriebes nach Belieben die Herstellung einer sehr hohen Zahl von

unabhaengigen Nachrichtenkanaelen (Telephonie, Telegraphie u.s.w.) oder Fernsehuebertragung gleichzeitig mit einer entsprechend reduzierten Zahl solcher Kanaele ermoeeglicht. Um diese verschiedenen Anwendungen schaltungstechnisch auf das gleiche Uebertragungsverfahren zurueckzufuehren, verwickelte Umschaltungen zu vermeiden und die Anlage stets voll auszunutzen, wird das Prinzip der "Zeitaufteilung" - wechselseitige Uebertragung mittels synchronisierter Elektronenstrahl-Kommutatoren, Multiplex-System - eingefuehrt. Das besondere Kennzeichen des Vorschlages ist die Verwirklichung des Multiplex-Betriebes in solcher Form, dass die Bildzeilen - frequenz f_z des Fernsehens zugleich die Umlauffrequenz des Synchronkommutators wird. Bei den modernen Fernsehsystemen liegt $f_z > 10000$ Hz hoch genug, um als Traegerfrequenz fuer akustische Nachrichten fungieren zu koennen. Die Zeilenperiode des Fernsehbildes zerfaellt in die Hinlaufzeit des abgelenkten bildabtastenden Elektronenflecks und die Ruecklaufzeit desselben, die er in ausgetastetem Zustande durchmisst. Nach Zeichnungsblatt III, 2.Bild, a, beansprucht der Hinlauf A-B, d.h. dasjenige Zeitintervall, in welchem Intensitaetswerte der abgetasteten Bildpunkte uebertragen werden, etwa 85 %, der Ruecklauf C-D die restlichen 15 % der Kommutierungsperiode. Deren Gang ist durch den Pfeil P gekennzeichnet; die Kreisfrequenz W_z des Umlaufs ist zugleich die Kreisfrequenz der periodischen Zeilenablenkung in der Fernseh-Bildroehre.

Nach Bild 2, b, dient eine Harmonische der Frequenz f_z des Zeilenablenksaegezahnes A-B-F (hier die 5.) zur Herstellung eines zweiten Ablenksaegezahnes C-D-E, dessen geradliniger Hinlauf C-D mit dem Ruecklauf B-F der Zeilenablenkung zusammenfaellt. Die grosse Frequenzbandbreite der Dezimeterwellen-Strecke, die mit Ruecksicht auf das Fernsehen mehrere MHz durchlassen muss, gestattet, wie spaeter noch an Zahlenbeispielen gezeigt wird, in die Zeitspanne C-D eine nicht geringe Anzahl von Sprech- oder Telegraphieverbindungen nach dem Prinzip der Zeitaufteilung hineinzulegen. Da waehrenddessen der bildabtastende bzw. bildschreibende Elektronenfleck auf dem Fernsehschirm ausgetastet bleibt, ist keine gegenseitige Stoerung der Uebertragungen moeglich; Telephonie und Bildsendung finden gleichzeitig und voneinander unabhaengig statt.

Das Arbeiten der Gesamteinrichtung kommt also waehrend des Fernsehbetriebes auf einen regelmaessigen Gegentakt der Funktion zweier Kathodenstrahlen hinaus, von denen der eine die Uebermittlung des Bildes, der andere die Uebermittlung einer Folge von Spannungswerten bewirkt, die den einzelnen Nachrichtenkanaelen des Multiplexsystems zugeordnet sind. Im 2. Bild, b, ist der Gegentakt des Ein- und Austastens beider Kathodenstrahlen mittels der Spannungskurve U_T deutlich gemacht; die ausgezogene Linie U_{AB} ist die Tastspannung fuer die Bildroehre, die strichpunktierte U_{CD} die Tastspannung fuer den Elektronenstrahl-Kommutator der Multiplexeinrichtung. Nach Bild 2, c, dient zur Erzeugung dieser Maeanderkurven ein Multivibrator M, dessen einer Ausgang (U_{AB}) den bildabtastenden Strahl S_1 der Bildgeberroehre J, dessen zweiter Ausgang (U_{CD}) den kommutierenden Strahl S_2 des Elektronenstrahlschalters K im Gegentakt freigibt oder sperrt.

Solange keine Fernsehübertragung stattfindet, wird auch das laengere Zeitintervall A-B in Bild 2, b, fuer die Multiplexverbindung mit sehr hoher Kanalzahl ausgenutzt. Man tastet den Strahl in der Bildgeberroehre aus und daefuer den Strahl einer weiteren Kommutatorroehre, die wie K in Bild 2, c, gebaut ist, ein. Zur Ablenkung dieses Strahles kann der Zeilenablenksaegezahn der Fernsehanlage dienen. Da die moegliche Zahl der Kanale im Intervall A - B bei voller Ausnutzung der Frequenzbandbreite der Dezimeterwellen-Linie ausserordentlich hoch ist, bringt man dann nicht saemtliche Schaltsegmente in einer einzigen Roehre unter, sondern verteilt sie auf mehrere (N) Roehren, deren jede eine entsprechend hoehere (N-fache) Umlauffrequenz aufweist, wobei aber der Elektronenstrahl jeweils nur in einer dieser Roehren geoeffnet wird. Dies geschieht zweckmaessig durch einen gemeinsamen Steuerschalter mit N Segmenten, der ueber diese in zyklischem Wechsel Taststoesse auf die Strahlsteuer-Elektroden der N nachgeschalteten Kommutatorroehren gibt.

Bild 2, c, veranschaulicht eine Gegentaktschaltung, wie sie sowohl auf Dezimeter- und Zentimeterwellen-Linien als auch bei der Rundum-Verbreitung des Bildes auf diesen Wellen oder auf Wellen des Meterbereichs Anwendung finden soll. Im letzteren Falle handelt es sich also um einen Rundfunk, der gleichzeitig mit der Betrachtung des uebertragenen Fernsehgegenstandes das Abhoeren akustischer Nachrichten bzw. Senderprogramme nach Wahl gestattet. Der die Strahl- Ein- und Austastung in der Bildgeberroehre J und dem Elektronenstrahl-Kommutator K steuernde Multivibrator M steht mit dem Zeilenfrequenz-Generator Z und dem Bildfrequenzgenerator R einerseits, mit dem Frequenzvervielfacher V_2 andererseits in Verbindung. Die Geraete Z und R speisen die Ablenkmittel der Bildgeberroehre. Diese ist nur waehrend des Zeitabschnittes A - B des Zeilensaegezahnes wirksam. Eine in V_2 vorgesehene Schaltung liefert den Ablenksaegezahn 5-facher Frequenz an die Ablenkplatten P der Kommutatorroehre K; von dieser Ablenkspannung wird in Uebereinstimmung mit Bild 2, b, nur der in den Zeilenruecklauf hineinfallende lineare Teil C - D benutzt. Der Verstaerker V_1 erhaelt seine Steuerspannung abwechselnd von dem Ausgangswiderstand der Bildgeberroehre J und dem Ausgangswiderstand (W) des Elektronenstrahl-Kommutators K. Da sich die im Gegentakt von diesen beiden Quellen herkommenden Signalimpulse grundsaeztlich nicht unterscheiden, kann die Einstellung aller Teile dauernd unveraendert bleiben, unabhængig von der Art der Nachricht. Der Sender Se uebertraegt die Zeichenfolge in die Ferne.

Auf die einzelnen, hier nur schematisch angedeuteten Segmente von K mit den Zuleitungen I, II, III VIII werden die Mikrofonspannungen verschiedener Sprechkanale oder Rundfunkaufnahmegeeraete, in Sonderfaellen auch die Tastspannungen von Telegraphie- oder Faksimileapparaten gegeben. Einer dieser Schaltkanale bleibt in der Regel der Tonbegleitung des Fernsehens vorbehalten. Waehrend angenommen wird, dass die Kanale I bis V entweder direkt, niederfrequent, vom Mikrophon her oder ueber gerichtete Traegerstromsysteme (Kabel, Dezimeterwellen-Linien) gespeist werden, liefert den Kanalen VI bis VIII ihre Spannung

beispielsweise ein hochwertiger Rundfunkempfaenger mit aperiodischer Hochfrequenzverstaerkung ueber Filter G, die am Anodenwiderstand der Leistungspentode H liegen. Vorzueglich geeignet sind Quarzkristallfilter hoher Selektivitaet die sich fuer die gegebenen Durchlassbreiten in dem in Betracht kommenden Wellenbereich (200m bis 600m) gut herstellen und anpassen lassen. In den Geræten F sind natuerlich ausser den eigentlichen Filtern die erforderlichen Roehren und Gleichrichtmittel enthalten zu denken, so dass der Umschaltroehre K bereits die niederfrequente Modulation zugeleitet wird. Auf diese Weise lassen sich aus dem Rundfunkwellenbande jeweils die am besten zu empfangenden fernen Stationen (von denen eine direkte Zufuehrung der Niederfrequenz nicht moeglich ist) ueber drahtlose Empfaenger besonders hoher Qualitaet und guenstiger Aufstellung herausgreifen und im Ultrakurzwellen-Lokalrundfunk relaisartig weiterverbreiten. Die Empfangsguete wird dann so sein, wie sie der bevorzugt gelegene und ausgestattete Zwischenempfaenger selber zu liefern vermag, der seines Preises und der benoetigten Antennenanlage halber sowie mit Ruecksicht auf den zu fordernden Stoerabstand als Einzelgeraet bei den Teilnehmern nicht in Betracht kommt.

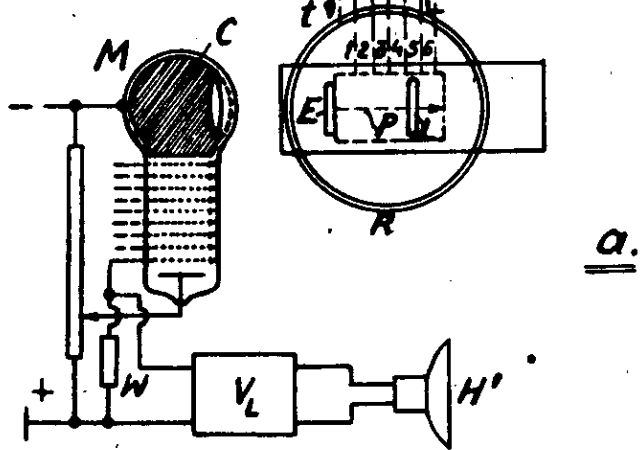
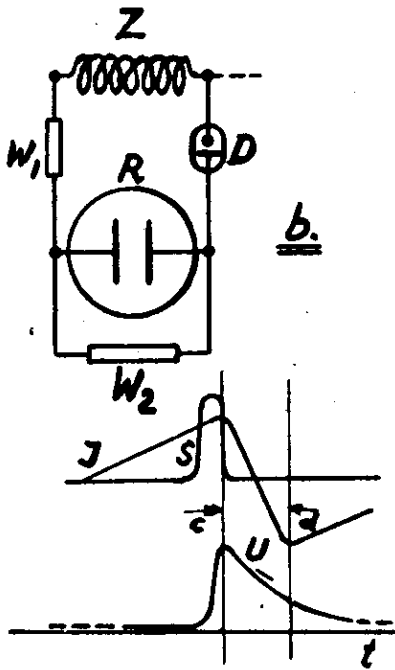
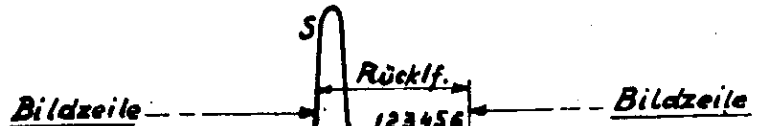
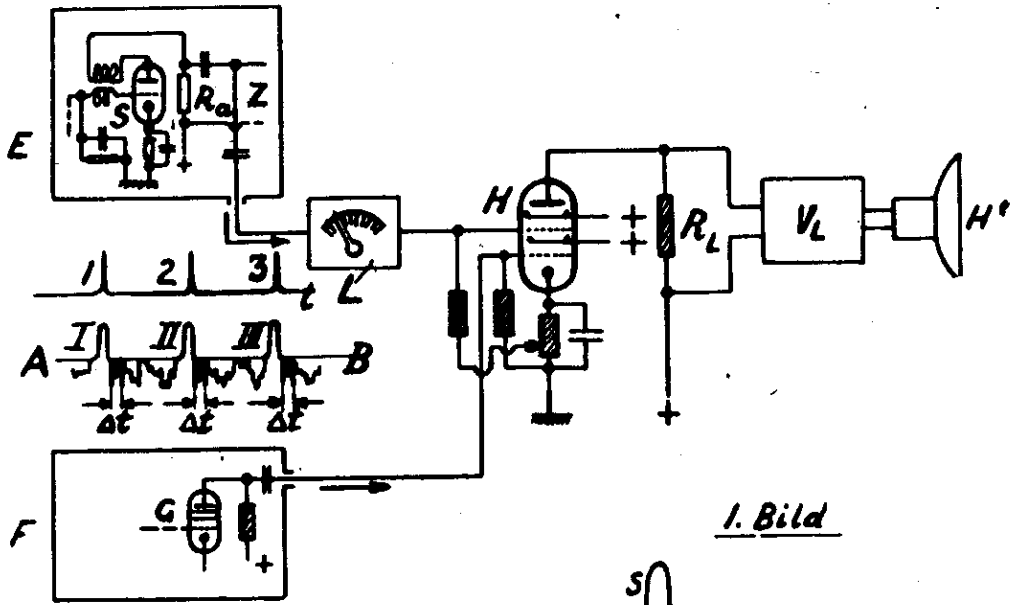
Im 2. Bilde, c, ist der Grundgedanke des Vorschlages fuer den Fall entwickelt, dass der Teilnehmer einen Fernsehempfaenger besitzt, der durch die beschriebenen Mittel zu einem Hoerrundfunkgeraet mit Auswahlmoeglichkeit fuer verschiedene Stationen erweitert wird. Dem entsprechen auch die auf dem Zeichnungsblatt IVV dargestellten Empfangsschaltungen. Es ist aber natuerlich moeglich (und Gegenstand einer gesonderten Erfindungsbeschreibung, die hier nur erwæhnt wird), das gleiche Prinzip auf reinen Hoerrundfunk anzuwenden. Man kann damit Ultrakurzwellensender, die zeitweilig fuer FM-Lokalrundfunk oder Fernsehen dienen, zu anderen Zeiten als Multiplex-Relaissender fuer eine groessere Zahl ferner Stationen ausnutzen. Die Vielfach-Modulation erfolgt dann ebenfalls nach der Methode der Zeitaufteilung als AM, FM oder PM, und die Auswahl-schaltung des durch einen periodischen Taktimpuls synchronisierten Empfangs-Zusatzgeraetes beruht auf demselben Verfahren, die weiter unten mit Bezug auf Blatt IV erklæart werden, mit dem einzigen Unterschiede, dass jetzt eine Saegzahnspannung ueberakustischer Frequenz besonders hergestellt werden muss, waehrend sie im Fernsehempfaenger fertig zur Verfuegung steht. Der NF-Verstaerkungs-, Lautsprecher- und Netzanschluss teil eines vorhandenen normalen Rundfunkempfaengers koennen in dem gedachten Falle ausgenutzt werden, so dass sich die Neuanschaffung fuer die Aufnahme der Multiplex-Relaissendung auf einen bescheidenen Aufwand an Roehren und Kreisen beschraenkt und das diese Teile enthaltende Zusatzgeraet wenig Raum beansprucht (Anschluss an den Grammophonbuchsen des Rfk-Empfaengers).

Auf Zeichnungsblatt III, 2.Bild, d, ist fuer den Fall der Uebertragung in AM der Verlauf des Antennenstromes J_a dargestellt. Zugrundegelegt ist hier die sogenannte "negative" Helligkeitsmodulation ($H =$ Helligkeitsverlauf; $H = 0$ ist der "Schwarzpegel", bei H_{max} ist $J_a = 0$). Das Verfahren kann jedoch ebensogut mit "positiver" Helligkeitsmodulation (J_a wird durch die Synchronisierungsimpulse auf Null heruntergetastet) durchgefuehrt werden.

Am Ende der Bildzeile A - B erfolgt ein positiver Hochstimpuls h, dessen Vorderflanke den Zeilenwechsel synchronisiert. Es wird angenommen, dass Zeilenimpulse auch waehrend des Bildwechsels ausgesandt werden. Im Ruecklaufintervall C - D liegen die in gleicher Richtung wie die Bildzeichen steuernden Mikrofonspannungsimpulse k in zeitlicher Folge geordnet. Es kommt daher im Empfaenger nur darauf an, mittels einer Laufzeitvorrichtung den gewuenschten Impuls aus dem Zeitabschnitt C - D scharf herauszugreifen.

Wie dies geschehen kann, zeigen die Bilder 1 und 2 des Zeichnungsblattes IV. Im 1. Bilde sehen wir den Sperrschwinger E, der von den uebertragenen Zeilen-Synchronisierimpulsen des Senders in Tritt gehalten wird und die kurzen Anodenstromstoesse liefert, die am Aussenwiderstand R_a der Roehre S die Schaltung zur Erzeugung des Zeilenablenksaagezahnes steuern. Die gleichen Spannungstoesse 1, 2, 3 werden (als positive Werte) ueber ein einstellbares Laufzeitorgan (Phasenschieber) L auf das eine Steuergitter der Hexode H gegeben, deren zweites Steuergitter von der Ausgangsroehre G des Ultrakurzwellen-Empfangsteiles F das vom Sender kommende Gemisch von Bild-, Gleichlauf- und Telephoniezeichen, in positive Spannungen umgekehrt, zugefuehrt erhaelt. Dessen Originalform ist laengs der Linie A - B aufgetragen; I, II, III ... sind die durch Amplitudensiebung ausscheidenden Zeilensynchronisierimpulse, die die kurzen Stoesse 1, 2, 3, des Sperrschwingers E ausloesen; innerhalb der Abschnitte Δt liegen die zu waehlenden, positiv zu machenden Signale. Die Vorspannung beider Steuergitter von H ist so bemessen, dass nur waehrend der positiven Spannungstoesse 1, 2, 3 Anodenstrom fliessen und dadurch ueber den Anodenwiderstand R_a und den NF-Verstaerker V_L der Lautsprecher H' beeinflusst werden kann. Je nach der Lage, die man mittels L der periodischen Impulsfolge 1, 2, 3 innerhalb der Intervalle Δt gibt, wird dann einer der Telephoniekanaele (Multiplexkanaele) gewaehlt und die betr. Nachricht im Lautsprecher zu Gehoer gebracht.

Das 2. Bild des Blattes IV veranschaulicht eine zweite Moeglichkeit der Einstellung eines bestimmten Kanals mit Hilfe der im Fernsehempfaenger vorhandenen Elemente. Nach Bild 2, a, seien im Ruecklaufintervall der Zeilenablenkung die Sprech- oder Musikkanaele 1, 2, 3, 4, 5 und 6 eingeblendet. Eine vom Zeilensynchronisierimpuls S. ausgeloeoste Saagezahnspeisung fuehrt waehrend dieser Zeit einen rechteckigen Lichtfleck E in der Richtung P ueber den Leuchtschirm einer kleinen Braunschen Roehre R. Vor dem Leuchtschirm laesst sich eine Spaltblende L verschieben, durch deren Ausschnitt der in seiner Intensitaet von den Kanalspannungen 1.....6 modulierte Lichtfleck die Kathode C einer Richtelektrischen Zelle M mit Sekundaeremissionsvervielfachung bestrahlen kann. Das dadurch am Ausgangswiderstand W auftretende Signal wird unter Abtrennung seiner Gleichspannungskomponente in NF-Teil des vorhandenen Geraetes V_L weiter verstaerkt und beeinflusst dann den Lautsprecher H'. Es ist nuetzlich, der Ablenkkurve $x = f(t)$ eine Harmonische zu ueberlagern, so dass die Trepfenform K entsteht, derzufolge der abgelenkte Lichtfleck E sich laengere Zeit in denjenigen Stellungen aufhaelt, die zeitlich den



2. Bild

koinzidierenden Lagen der Kanalimpulse entsprechen.

Die benoetigte Ablenkspannung fuer den Lichtfleck E laesst sich bei magnetischer Bildzeilenablenkung des Fernsehempfaengers leicht erhalten. In Bild 2,b, sei Z die Zeilenablenkspule. An ihre Enden wird ueber einen Widerstand W_1 und eine Diode D das Ablenkplattenpaar der oben beschriebenen Braunschen Hilfsroehre R gelegt; parallel zur Plattenkapazitaet liegt der die Zeitkonstante ihrer Entladung bestimmende Widerstand W_2 . Die Spule Z wird vom Ablenkstrom J (s. das Diagramm unten in Bild 2,b) durchflossen, dessen Kippen durch den Zeilengleichlaufimpuls S ausgeloeost wird; die Folge ist im Ruecklaufintervall c - d der Spannungshub U an den betrachteten Ablenkplatten. Seine Abklingung ist bei passender Groesse von W_2 linear genug fuer den vorliegenden Zweck. Waehrend des ausgenutzten Intervalls kehrt also der ploetzlich ueber die Schirmbreite verschobene Lichtfleck stetig in die Ruhestellung zurueck. In dieser Rueckkehrzeit ist er von den Kanalspannungen 1,2,3.... moduliert; es kann also durch eine bestimmte Einstellung der Blende L Bild 2,a) eines der uebertragenen Programme gewaehlt werden.

Die beschriebene Ausnutzung der Dezimeterwellen-Strecken mit ihrer Eignung zur unverzerrten, phasenreinen Uebertragung sehr breiter Frequenzbaender erscheint als die wirtschaftlich beste Loesung, da es wuensenswert ist, auch waehrend des Fernsehbetriebes eine Anzahl von Sprechkanaelen zur Verfuegung zu haben, waehrend andererseits die Beanspruchung der Linie durch den Fernsehdienst auf einige Stunden des Tages beschraenkt bleiben wird. Man kann natuerlich die Sprechkanaele auch fuer andere Zwecke verwerten, wie Telegraphie, Fernschreiben, Faksimileuebertragung. Ferner ist es in fernsehfreien Zeiten moeglich, mehrere auf die Umlaufperiode des Kommutators regelmaessig verteilte Segmente zu einem einzigen Kanal besonderer Guete und Stoerfreiheit zusammenzuschalten.

Der Elektronenstrahlkommutator ist bei Telefunken zu einem voellig betriebsicheren, wirksamen und technisch reifen Instrument der Zeitaufteilungsmethode durchentwickelt und kombiniert mit der Umformung der AM in Phasenschubmodulation sehr kurzer glockenfoermiger Impulse erfolgreich eingesetzt worden. Auf einer Dezimeterwellen-Strecke wurden in dieser Weise 7 Telephoniekanaele mehrere Monate lang ohne ernstliche Stoerung betrieben. Die Umstellung der Anlage auf 32 Kanaele war bei Kriegsende im Gange und konnte leider nicht beendet werden.

Die Signale, die der von Telefunken durchgebildete Elektronenstrahlkommutator liefert, unterscheiden sich in ihrer Entstehungsart nicht wesentlich von denen eines speichernden Fernsehbildgebers; sie beruhen wie bei diesem auf der Sekundaerelektronenemission der vom abtastenden Strahl getroffenen Flaechen. Es ist gleichgueltig, ob die Aufladung dieser Flaechen durch den Photoeffekt bewirkt wird oder ob sie metallische Elektroden sind, die von den Mikrophonstroemen unter Spannung gesetzt werden. Die Uebereinstimmung der Form (Frequenzkurve) und der Intensitaet des Signals bedeutet, dass die Funktion aller Verstaerker und Umformer in der Kette der Uebertragungsglieder in jedem Falle, ob Fernsehen oder

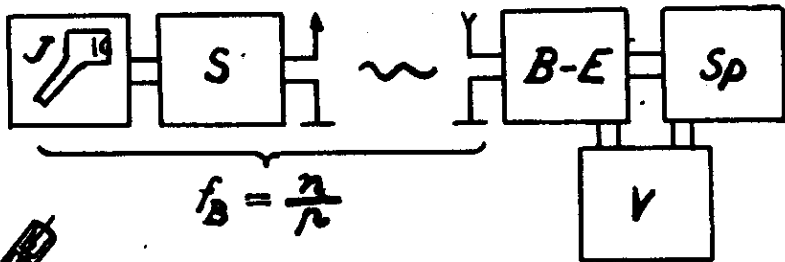
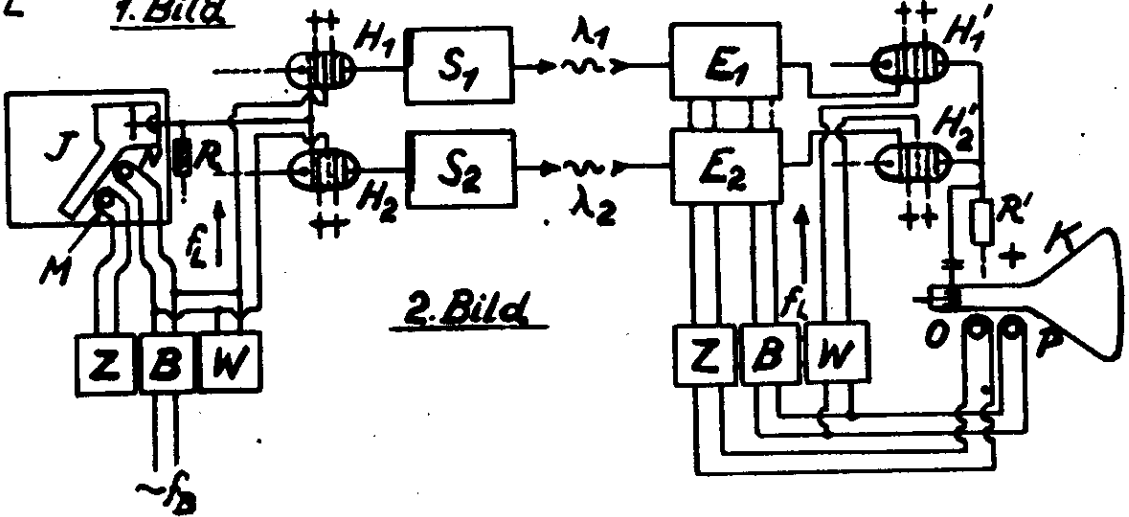
Multiplertelephonie, unveraendert bleibt und der Betrieb ganz einheitlich vor sich geht. Die spezielle Ausbildung der Kommutatorsegmente, die in den Zeichnungen schematisch vereinfacht, in der realen Ausgestaltung jedoch gut abgeschirmte Entladungskammern mit ausserst geringem gegenseitigen Durchgriff sind, braucht hier nicht naeher beschrieben zu werden. Die praktischen Dimensionierungsverhaeltnisse sind dabei so, dass im Ruecklaufintervall des Zeilensaegezahnes bei einem Frequenzband von 4 MHz schaeztungsweise 20 Sprechkanaele Platz finden, nicht eingerechnet den Kanal fuer die Tonbegleitung des Fernsehbildes, der eine besondere Leitung oder Traegerwelle fuer jene erspart, und den Zeitbedarf der Synchronisierimpulse. Im Hinlaufintervall (85 %), das bei 4 MHz die Aufloesung in mehr als 500 klar unterscheidbare Bildpunkte gestattet, wuerden sich bei Entwicklung einer angepassten Kommutatortype und Staffeltbetrieb mehrere zyklisch wechselnder Roehren vermutlich 150 bis 200 Sprechkanaele unterbringen lassen, falls dafuer Bedarf bestaende.

Summary of Nr. IV.

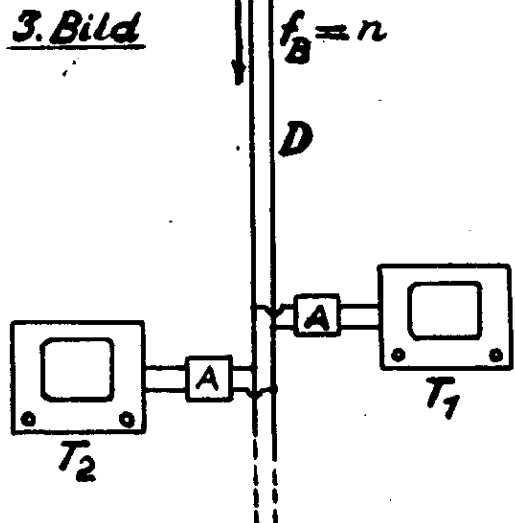
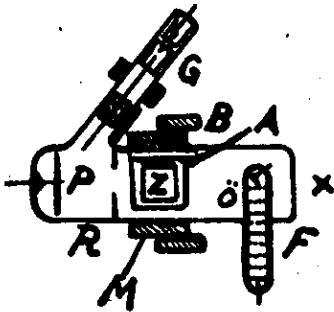
Apartment House Television Distribution

This paper deals with the problem of a cheaper home-receiving set for television-pictures specially destined for town-reception. Complete blocks of apartment-houses can be fed over a distributing-circuit connecting a number of home-sets to a central intermediate receiver. The video- and audio-signals are picked up by the aerial of this apparatus which contains several stages of amplification, so that normally the output-level of the audio-frequencies is high enough for direct feeding of the loud-speakers at the terminals of the distribution-line. The conversion of the incoming video-frequencies into the intermediate frequency-band is also done in the central apparatus from which, after having passed through several stages of i.f. - amplification, the i.f. - carrier modulated by the picture-signals and the sync.-pulses is distributed over a special h.f. - cable equipped with terminal impedance-adapters permitting to connect and to disconnect sets at will without disturbing other sets in function. In this way, so far well known, the number of valve-stages necessary for the home-receiver and its power consumption can be considerably reduced.

It is the author's belief that the system of intermediate reception and block-distribution by cable of low damping will become more and more important as the demand for better definition and less interference in the transmitted pictures on the one hand, and for lower prices on the other hand increases. The intermediate station will more and more take the function of a relay securing high quality by one centralized investment for means and parts which then need not be provided in each individual home-set



$$f_B = \frac{n}{R}$$



$$f_B = n$$

The question arises whether such a system would be suitable in other respects, f.i. for a reduction of the radiated side-band width.

In this connection the idea of reducing the number of frames p. sec. in the distant-transmission channel and properly multiplying the frame-frequency but in the intermediate receiver comes up again. In order to get a good cinematographic effect a succession of 16 and even of 12 pictures p. sec. would do, and it is only for the elimination of the flickering on the screen of the kinescope that we must increase the number of reproduced fields up to 50 or 60. This leads to the conclusion that means must be provided in the distribution-relay which permit a temporary recording of the incoming picture-signal in order to re-convert the record, scanned subsequently at higher frame-frequency, into the h.f. voltage controlling the intensities on the screen. Such an accumulating device must in no way impair the definition available in the distant-transmission-channel and it must also be free from disturbing optical interferences which are likely to appear when a system of parallel lines is scanned by parallel lines once more.

The paper deals with the possibilities of realizing such inertialess electronic devices and the circuits necessary for their use. The proposals made are mainly based on the image-converter tube in combination with means to control the emission of electrons from specially sensitized surfaces by grid-action of adherent microscopic particles individually charged under the influence of the recording electron-beam. Tubes of this kind have been developed and successfully tested for other purposes. However further investigation of the problem may bring about still better combinations, f.i. following the line of the image-dissector tube or the Orthiconoscope-system.

Nr. IV.

Fernseh - Verteilungsfragen.

Zur Verringerung des Bedarfs an Elektronenroehren und anderen Schaltmitteln ist bei Fernsehempfängern vorgeschlagen worden, eine Mehrzahl von Endgeraeten von einem gemeinsamen Vorsatzgeraet aus zu betreiben. Man nennt dieses Verfahren "Blockempfang"; es wird also ein ganzer Wohnblock von einer und derselben Fernseh-Empfangsantenne, deren Art und Anordnung dann besonders guenstig gewaehlt sein kann, ueber eine zentrale Umformer- und Verstaerkeranlage mit bereits sehr hoher akustischer und optischer Nutzamplitude gespeist, um in den Endgeraeten der Teilnehmer ausser den naturgemaess unentbehrlichen Mitteln, wie Bildschreibroehre, Lautsprecher und Netzanschluss, mit einem Minimum an Notwendigen auszukommen.

Besondere Stromkreise gestatten, Endgeraete beliebig an- und abzuschalten, ohne die jeweils in Betrieb befindlichen zu stoeren. Die Fernsehsignale werden vom Zentralgeraet aus ueber eine spezielle Hochfrequenzleitung gefuehrt, die in manchen Faellen zugleich die Niederfrequenz der Tonbegleitung

des Bildes mit genuegender Amplitude uebertraegt, so dass deren Nachverstaerkung beim Teilnehmer nicht erforderlich ist.

Die Tendenz zur Erhoehung der Stoerfreiheit, und der Bildpunktzahl im Fernsehen beguenstigt die Weiterentwicklung des beschriebenen Prinzips, da die wachsende Frequenzbandbreite die notwendige Zahl von Verstaerkerstufen dermassen vergroessert, dass bei einem unabhaengigen Empfangsgeraet der Aufwand untragbar zu werden droht. Folgende Tabelle, die sich auf Einseitenbanduebertragung bezieht, zeigt die Aktualitaet des Problems, das man von der einen Seite her durch Zentralisierung gewisser Funktionen (wie Vorverstaerkung, Ueberlagerung, ZF-Verstaerkung, Tonausfilterung und -verstaerkung) in einem Zwischenempfaenger oder Blockempfaenger, von der anderen Seite her durch Kunstgriffe zur moeglichst weitgehenden Beschraenkung des zu uebertragenden Sender - Frequenzbandes in Angriff nehmen muss.

System :	Zeilenzahl :	Frequenzband :
Telefunken (1937)	441	2,5 M Hz
Karolus-Telefunken (1939)	840	9,0 "
Comp. d. Compteurs (1942)	1000	12,5 "
Telefunken (1943)	2000	(nur langsame Bildfolge, ruhendes Bild, Nachleuchtschirm)

Meines Erachtens wird in den groesseren Staedten und Wohnsiedlungen der Blockempfang in Verbindung mit den nachstehend beschriebenen Massnahmen zu erheblicher Bedeutung gelangen, wenn es gelingt, das Zentralgeraet mehr und mehr zu einem hochwertigen Fernseh - Relais zu entwickeln, die Zahl der anzuschliessenden Teilnehmerapparate staendig zu erhoehen und genuegend billige, daempfungsschwache HF-Leitungstypen mit Breitbandcharakter herzustellen.

Ohne naeher auf die wirtschaftliche und organisatorische Seite der Aufgabe einzugehen, soll hier nur darauf hingewiesen werden, dass versucht werden muesste, die Kosten des Relaisempfaengers durch Gebuehrenehebung von den Besitzern der vereinfachten und verbilligten Teilnehmergeraete zu bestreiten, aehnlich der postalischen Methode des Fernsprech-Leihgeraetes.

Grundsatzlich leuchtet ein, dass der Block- oder Relaisempfaenger ohne direkte Verteuerung des Teilnehmerapparates den Einbau einer Reihe von Mitteln gestattet, die das Problem der Frequenzbandbreite in verschiedener Beziehung einer befriedigenden Loesung naeherbringen koennten. Es handelt sich dabei um solche Mittel, deren Unterbringung in einem unabhaengigen Fernsehempfaenger aus Preisgruenden undiskutabel waere, wogegen die durch sie bedingte Verteuerung des zentralen Geraetes, als einmaliger Mehraufwand, sich auf eine groessere Zahl von angeschlossenen Abonnenten wirtschaftlich verteilt. Die hier zu eroerternden Verfahren beruhen auf

zwei Moeglichkeiten, naemlich :

- 1.) Frequenzbandaufteilung;
- 2.) Bildspeicherung.

Die Frequenzbandaufteilung soll, vorzugsweise im Falle der FM, die fuer die Fernleitung der Bildsignale durch Dezimeter- und Zentimeterwellen eine wichtige Rolle spielt, (ebensogut aber auch bei gewissen, in anderen Ausarbeitungen behandelten Formen der FM sowie bei AM) die durch die grosse Bandbreite bedingten Schwierigkeiten der Senderbeeinflussung und des Empfanges in der Naehе stoererender Reflektoren vermindern helfen. Die Gesamtausdehnung des fuer eine zahlenmaessig gegebene Bildschaerfe benoetigten Frequenzbandes wird damit nicht verkleinert. Wohl aber wird diese Verkleinerung erreicht durch sinnvolle Anwendung traegheitsloser elektronischer Speicher, die auf einem akkumulierenden Schirm das Fernsehsignal voruebergehend, ohne nennenswerten Verlust an Feinheiten, zu fixieren und elektrisch zu reproduzieren erlauben. Die Herstellung derartiger Speicher ist jetzt prinzipiell moeglich. Ihre Bedeutung und Ausnutzung wird nicht allein auf dem Fernsehgebiet liegen, sondern sich auf andere Breitbanduebertragungen ausdehnen, bei denen es gilt, das Signal aus einem ungewoehnlich hohen Stoerpegel durch Wiederholungs- und Speicherungsmethoden herauszuheben, wie solche z.B. durch das System Baudot - Verdan bekanntgeworden sind. Die Aufgaben des elektromechanischen und des elektronischen Speichers sind gleich, aber ihr Einsatz erfolgt mit dem wesentlichen Unterschied, dass der traegheitslose Mikrozellenspeicher hochfrequente Signale mit ihrer Feinstruktur aufzunehmen und wiederzugeben gestattet. Er ist deshalb eines der interessantesten Schaltelemente einer kuenftigen Breitbandtechnik und wird auch die Telephonie ueber Dezimeterwellen-Linien mit zahlreichen Relais auf eine neue Grundlage stellen.

Die Zeichnungen auf Blatt V sollen das vorstehend Ausgefuehrte an einigen Beispielen erlaeuern. Das 1. und 2. Bild beziehen sich auf Methoden der Frequenzbandaufteilung in Fernsehkanaelen, das 3. und 4. auf Benutzungsmoeglichkeiten elektronischer Speicherung im Fernseh-Rundfunk.

Bild 1 veranschaulicht eine Art von Multiplexverfahren, womit es gelingt, den Inhalt zweier benachbarter Bildzeilen gleichzeitig auf getrennten Frequenzbaendern halber Breite zu uebertragen. Das Verfahren kann auch auf mehr als 2 Zeilen und eine entsprechend groessere Zahl von Kanaelen ausgedehnt werden. Der bildabtastenden Elektrodenfleck beim Geber und der bildschreibende Lichtpunkt beim Empfaenger bewegen sich ueber die Flaechenelemente 1, 2, 3 der aneinander grenzenden Zeilenbahnen a und b in einer Zickzacklinie L mit solcher Geschwindigkeit, dass die betrachtete Doppelzeile in der gleichen Zeit durchlaufen wird, die sonst der einfachen Zeile zugemessen ist. Die Zuordnung der dabei im Geber entstehenden Signale zu zwei selbstaendigen Traegerwellen λ_1 und λ_2 zeigt das 2. Bild. Darin bedeutet J ein Ikonoskop mit den Ablenkspulen M und N und dem Koppelwiderstande R. Der Generator des Zeilenablenksaegezahnes ist mit Z, der des Bildablenksaegezahnes mit B bezeichnet; letzterer

wird von der Rasterfrequenz f_B synchronisiert. In dem Zusatzgeraet W wird aus der Zeilenfrequenz eine hohe Harmonische f_L , deren Ordnungszahl durch die Zahl der aufzuloesenden Flaechenelemente laengs der Zeile gegeben ist, mittels Vervielfachungsstufen erzeugt und einerseits der Bildablenkung des Ikonoskops ueberlagert, andererseits den zweiten Steuergittern der beiden Hexoden H_1, H_2 , zugefuehrt, auf deren erste Steuergitter das Helligkeitssignal des Ikonoskops einwirkt. Durch die Ueberlagerung von f_L (mit kleiner Amplitude) ueber f_B ergibt sich die Zickzackbahn L der Abtastung gemaess Bild 1. Indem die Roehren H_1, H_2 im Gegentakt durch f_L geoeffnet werden, moduliert das Ikonoskop, dessen Impulse durch den Einfluss der unvermeidlichen Kapazitaeten etwas verbreitert werden, abwechselnd die Sender S_1 und S_2 , und zwar jeden mit der halben Breite des Frequenzbandes, das bei normaler Abtastung des Bildes mit gleicher Gesamtzeilenzahl entstaeude. Die beiden Empfaenger E_1, E_2 geben ihre Ausgangssignale gleichzeitig und fortlaufend auf die ersten Steuergitter der Hexoden H_1, H_2 ; die zweiten Steuergitter dieser Roehren werden durch f_L im Gegentakt konphas mit dem Geber beeinflusst. Im Anschluss an E_2 (oder nach Belieben E_1) wird f_L aus der Zeilenfrequenz durch Vervielfacherstufen wie auf der Senderseite hergestellt. Die Generatoren Z und B haben die gleiche Bedeutung wie beim Geber; sie werden durch Uebertragung der Zeilen- und der Bildsynchronisierimpulse in Tritt gehalten. Das Fernbild erscheint auf dem Leuchtschirm der Wiedergaberoehre K, deren Ablenkspulen mit O und P bezeichnet sind. Durch phasenrichtige Ueberlagerung von f_L auf den Bildablenksaegezahn entsteht jetzt dieselbe Schreibspur wie L im 1. Bilde, so dass die Flaechenelemente in der gleichen Folge und Helligkeit reproduziert werden, wie sie beim Geber zur Abtastung gelangen. Zur Dosierung der Bildpunkthelligkeit dienen die am gemeinsamen Ausgangswiderstande R' beider Hexoden H_1, H_2 abgenommenen Spannungen, die der Steuerelektrode fuer die Strahlstromstaerke in der Wiedergaberoehre K aufgedrueckt werden.

Der Zweck dieses Verfahrens wurde bereits erwaeht: Es ist bei den betrachteten Zeilenzahlen im Wesentlichen leichter, zwei getrennte Generatoren (fuer $\lambda 1$ und $\lambda 2$) je mit der halben Frequenzbandbreite zu modulieren, als einen einzigen Generator mit der ganzen Breite. Die Ausbreitungsstoerungen durch unerwuenschte Reflexionen, stehende Wellen, Laufzeiteffekte und dergl. vermindern sich. Die Dimensionierung aller Uebertragungselemente ist vereinfacht. Trotzdem waere der Gesamtaufwand gemaess dem Schema von Bild 2 fuer einen direkten Fernseh- Rundfunkempfang viel zu hoch. Einbau und Bedienung zweier vollstaendiger HF-Empfaenger in das Wiedergabegeraet des einzelnen Teilnehmers sind wirtschaftlich undiskutable Vorstellungen.

Dies aendert sich, wenn der rechte Teil des Bildes 2 (von E_1, E_2 ab) im Wesentlichen zu den Elementen eines Block- oder Relaisempfaengers gehoert, in welchem das Fernsehbild (ausser zu gelegentlichen Kontrollzwecken) nicht unmittelbar reproduziert, sondern das ankommende Signal so umgeformt werden soll, dass es von erschwinglichen Gerasten und moeglichst in der gewoehnlichen Art des Zeilenaufbaus verarbeitet werden kann.

Man koennte zunaechst annehmen, dass die Teile W, E_1, E_2, H_1, H_2 und R' in Bild 2 zum Relaisempfaenger gehoeren sollen, der Rest auf der rechten Seite zum Heimgeraet des Teilnehmers. Dann waere es jedoch noetig, fuer die Zufuehrung der Frequenz f_L eine besondere Hochfrequenzleitung zu saemtlichen Zapfstellen zu verlegen und ueberall Phasenregler fuer die richtige Ueberlagerung von f_L auf den Bildablenksaegezahn vorzusehen. Eine solche Loesung scheint unzweckmaessig. Der Wert der Frequenzbandaufteilung kommt erst voll zur Geltung durch Kombination mit dem Speicherprinzip. An die Stelle der Bildwiedergaberoehre K in Bild 2 haette also im Relaisempfaenger ein Elektronenspeicher zu treten, von dem aus die Verteilung des bereits wieder in die Normalform uebergefuehrten Fernsehsignals auf die Einzelgeraete des Wohnblocks in einfacher Weise erfolgen koennte.

Die Bedeutung dieses Mittels fuer die Verschmaelerung des vom Sender zum Empfaenger zu uebertragenden Frequenzbandes ist schon verschiedentlich diskutiert worden. Die Moeglichkeit einer einwandfreien Speicherung wuerde uns instandsetzen, die Zahl der im Geber abgetasteten Bilder in der Sekunde soweit herabzusetzen, wie dies fuer den kinematographischen Effekt, die fluessige Verschmelzung von Bewegungen im Bildfelde, eben noch tragbar ist. Je nach der Art des Uebertragungsgegenstandes liegt dieses Minimum bei 12 bis 16 Bildern /sec. Die Erhoehung der Rasterfrequenz auf 50 Hz (in USA 60 Hz) brauchte grundsaeztlich erst im Empfaenger zu erfolgen; ein so schneller Wechsel der Schirmabtastung ist dort unerlaesslich zur Beseitigung des stoerenden Flimmerns. Das unabhaengige Einzelgeraet wuerde indessen durch eine eingebaute Speichervorrichtung viel zu kompliziert und teuer werden. Wohl aber erscheint eine solche Vorrichtung annehmbar im zentralen Blockempfaenger angesichts der grossen Verbesserungen, welche die durch sie ermoeglichte Frequenzbandbeschraenkung in Bezug auf die Guete und Stoerfreiheit des Fernsehbildes in Aussicht stellt. Voraussetzung ist allerdings, dass die Zwischenspeicherung diesen Gewinn durch die unvermeidliche Qualitaetseinbusse bei der Reproduktion des fixierten Signales nicht gaenzlich wieder aufhebt. Der technische Stand der Speicherforschung erlaubt die Annahme, dass eine solche Befuerschtung grundlos ist.

Das vorstehend beschriebene Prinzip wird durch das 3. Bild veranschaulicht. Die Abtastung im Ikonoscop J erfolgt mit der Frequenz f_B des Rasterwechsels, fuer welche die Beziehung gilt :

$$f_B = \frac{n}{p}$$

Hierbei bedeutet n die zur Flimmerfreiheit des Empfangsschirmes erforderliche Frequenz und p eine einfache gebrochene oder ganze Zahl. Fuer $n = 50$, beim Zeilensprungverfahren, kann $p = 3/2$ oder sogar 2 sein. Dies entspricht 16 $2/3$ bzw. 12 $1/2$ vollzeiligen Bildern/sec. Der Blockempfaenger B-E ist mit einem elektronischen Zwischenspeicher S_p ausgeruestet. Von diesem wird das Fernsehbildsignal ueber den Verstaerker V mit der erhoehten Frequenz $f_B = n$ auf die Verteilungsleitung D des Blocks gesandt, der es ueber Impedanzanpassungsglieder A fuer die Speisung der

Teilnehmergeraete T_1 ; T_2 entnommen werden kann. Die Art des Speichers Sp wird spaeter beschrieben.

Durch Vereinigung von Speicherung und Frequenzbandaufteilung ergibt sich ein doppelter Vorteil. In diesem Falle enthaelt der Block-Empfaenger B - E zwei getrennte HF - Geraete, entsprechend E_1 und E_2 in Bild 2, deren jedes nur das halbe Frequenzband durchzulassen braucht, und an die Stelle der Wiedergaberoehre K tritt die Speichervorrichtung, die es durch Umformung von Rasterfrequenz und Abtastschema erlaubt, vom Zwischengerat aus in den Teilnehmerapparaten das Fernsehbild mit flimmerfreier Periodenzahl und in einzelnen Zeilen (mit oder ohne Zeilensprung ("interlaced scanning")) zu schreiben, wie es bisher gebrauchlich war.

Auch wenn die Zahl der Bildzeilen fuer das Rundfunk-Fernsehen nicht so weit erhoehrt wird, wie dies die eingangs angegebene Tabelle angibt, sondern in dem Bereich von 567 bis 625 verbleibt - was wahrscheinlich ist -, behaelt das vorgeschlagene Verfahren, naemlich 1) die Anwendung der Frequenzbandaufteilung in Verbindung mit herabgesetzter Rasterfrequenz auf dem Uebertragungswege vom Sender zu einzelnen Block-Relaisempfaengern, 2) die Ruackverwandlung in das normale Bildpunktschema vereint mit Speicherung und Erhoehung der Rasterfrequenz in diesen Relaisempfaengern, und 3) die Verteilung von derartigen Zwischenstationen aus ueber HF-Leitungen zu vereinfachten Teilnehmergeraeten, seine volle Bedeutung als Entwicklungsziel einer verbesserten und wirtschaftlicheren Fernseh-Ausbreitungstechnik.

Allgemein ist ueber die Vorteile der Bildspeicherung noch Folgendes zu sagen :

1) Es erscheint fuer die Vervollkommnung der Sendung wuensenswert, auch auf der Geberseite von der elektronischen Speicherung in der Weise Gebrauch zu machen, dass mit Hilfe eines Zwischenspeichers von Raster zu Raster im voraus festgestellt wird, welche Bildpunkte ihre Intensitaet geaendert haben, und um wieviel. Nur diese Bildpunkte sollten ein (der Aenderung entsprechendes) positives oder negatives Signal liefern; an den unveraendert gebliebenen Stellen des Bildes sollte dagegen der Sender nicht strahlen. Auf der Empfangsseite waere dann ein Speicher erforderlich, der den unveraenderten Bildinhalt beliebig lange festhaelt und nur an den Punkten, wo der Sender einen Steuerimpuls positiven oder negativen Vorzeichens gibt, traegheitslos den neuen Intensitaetswert annimmt. Von diesem Empfangsspeicher wuerde kontinuierlich die Einstellung der Bildpunkttaetigkeit im Fernbilde geregelt werden.

Bei der Filmsendung ist das gedachte Verfahren durch Vergleich aufeinander folgender Einzelbilder, die ja selber Speicher darstellen, theoretisch einfach zu realisieren; man tastet immer zwei derartige Bilder synchron ab, vergleicht die Intensitaeten in einer Bruecke und laesst den Sender von der Brueckendiagonale aus steuern. Bei gleicher Intensitaet ist der so entstehende Effekt Null, und der Sender bleibt in Ruhe. Im Falle direkter Bildaufnahme mittels Ikonoskop waere ein

zusätzlicher Speicherschirm erforderlich, dessen Zustand Punkt fuer Punkt mit dem vom naechstfolgenden Einzelbilde auf der belichteten Mosaikflaeche hervorgebrachten zwecks Differenzbildung verglichen wird.

Der Nutzen dieser Sendemethode waere ein mannigfacher : Die auf den Bildpunkt entfallende durchschnittliche Sendeleistung laesst sich bedeutend erhoehen. Der Stoerabstand im Empfaenger wird entsprechend verbessert. Die Moeglichkeit schaedlicher Interferenzen durch Laufzeit-effekte, Reflexionen u.s.w in der Naehе des Empfaengers ist umso staerker reduziert, je seltener der Sender strahlt und je groesser dabei seine Intensitaet ist (Methode der Abriegelung).

Wegen des Aufwandes auf der Empfaengerseite kommt aber ein solches Verfahren im Fernseh-Rundfunk nur in Verbindung mit Blockempfang in Frage, denn der gedachte Speicher bedeutet einen erheblichen Zuwachs an Teilen und wuerde in unabhängigen Empfangsgeraeten wirtschaftlich untragbar sein.

Die physikalische Moeglichkeit eines speichernden Mechanismus, der die oben eroeerteten Eigenschaften aufweist, ist durch die Ausnutzung der Sekundaerelektronenemission und des Elektronendurchganges durch duenne Folien gegeben.

2) In einer fruheren Veroeffentlichung habe ich bereits vorgeschlagen, die elektronische Speicherung im Fernsehempfang zur Verbesserung der Zeilensprungmethode zu benutzen. Es koennen dadurch die physiologischen Maengel dieser Methode (Zwischenzeilenflimmern, Grobrastereffekte) vollkommen beseitigt werden. Waehrend der eine Raster halber Zeilenzahl unmittelbar auf dem Leuchtschirm der Wiedergaberoehre geschrieben wird, fuellt ein zweiter, unabhängig steuerbarer Lichtpunkt die Zeilenluecken mit dem dorthin gehoerenden Bildinhalt repetierend aus, so dass dem Auge 50mal in der Sekunde die volle Zeilenzahl und Bildschaerfe dargeboten wird. Die dazu erforderlichen Signale werden einem Speicher entnommen, auf dessen Schirm das vorhergehende Raster, gleichzeitig mit seiner direkten sichtbaren Wiedergabe, als Ladungsbild akkumuliert wurde. Fuer das Funktionieren des Verfahrens sind 2 abwechselnd zu beladende und entladende Speicherflaechen und ein erheblicher Schaltungsaufwand erforderlich. Deshalb kommt seine Anwendung nur in Kombination mit dem Block-Relaisempfang in Betracht.

Die Vorteile der erwaehten Roehrenart mit zwei unabhängig steuerbaren, jedoch von gemeinsamen Ablenkkeldern bewegten Elektronenstrahlen lassen sich sowohl bei der Frequenzbandaufteilung wie auch bei der Bildwiedergabe nach dem Zeilensprungverfahren und beim Bau von Elektronenspeichern in mannigfacher Weise ausnutzen. Hierueber soll ein gesonderter Bericht folgen.

Das 4. Bild des Zeichnungsblattes gibt ein Ausführungsbeispiel des Bildspeichers. Es handelt sich dabei nicht um eine abgeschlossene Entwicklung. Die Zahl der physikalischen Möglichkeiten, Mikrozellensysteme mit grosser Speicherfähigkeit fuer punktfoermige Ladungen zu realisieren, ist nicht gering, und die Varianten, die sich unter dem Gesichtspunkt der Erzielung eines stabilen und kraeftigen Entladesignals anbieten, sind trotz der ausserordentlichen Anforderungen an die Konservierung der Feinstruktur des Modulationsgemisches zahlreich genug. Die charakteristischen Eigenarten des elektronischen Bildwandlers (image converter) lassen sich sowohl mit dem Prinzip des von Ph.T.Farnsworth angegebenen Dissektors als auch mit den Kennzeichen des Orthikonoskops nach H. Jans und A. Rose kombinieren. Weitere Forschung muss hier den besten Weg zeigen.

Die schwierigste Problematik des Bildmodulationsspeichers beruht auf der zweimaligen Rasterung des schliesslich sichtbar werdenden Bildes (1. Rasterung bei der Zwischenregistrierung, 2. Rasterung beim elektrischen Abgreifen derselben). Die Gefahr optischer Interferenzen mit Stoermustern, Moireebildung u.s.w. ist daher sehr gross; sie zwingt zur Kreuzung der Abtastrichtungen. Da dies oft nicht genuegt, teilweise sogar den Interferenzeffekt steigert, muss kuenstliche Ent rasterung auf elektronenoptischem Wege und Nachhilfe durch dosierte Ableitungs-Zeitkonstanten hinzugenommen werden. Weitere Wege werden sich finden. Wir stehen hier erst am Anfang der Entwicklung.

Grundsatzlich sind fuer die Bildspeicherung zwei Flaechen erforderlich, die im Gegentakt beladen und entladen bzw. geloescht werden. Meist wird man dafuer getrennte Roehren benutzen, die von der Steuereinrichtung umgeschaltet werden. Eine solche Roehre, die zu einem Speicherpaar gehoert, zeigt das 4. Bild. An dem luftleeren Kolben B befindet sich ein seitlicher Ansatz G mit Elektronenstrahlerzeuger und Ablenkmitteln ueblicher Art. Der vom ankommenden Fernsehsignal in seiner Intensitaet modulierte Strahl trifft die Speicherplatte P. Die dort infolge seines schraegen Einfalls entstehende Trapezverzerrung des Rechteckraeters wird beim Ablenken mit bekannten Mitteln kompensiert. Die Platte P ist mit einer lichtelektrisch aktivierten Antimon-Schicht bedeckt und auf diese ein feiner Staub aus isolierendem Material gleichmaessig verteilt aufgetragen (Verfahren von G. Krawinkel). Bei Beschleunigung der von G kommenden Ladungen mit etwa 10 kV werden die Staubpartikel mehr oder weniger stark negativ. Wird P spaeter belichtet, so gibt die Antimonschicht Photoelektronen ab, die von der Spannung der Anode A des Bildwandlerteiles abgesaugt werden. Die oertliche Dichte dieser Emission haengt jedoch von der Grosse der negativen Aufladung der, als mikroskopische Sperrgitter wirkenden, Staubteilchen ab, demnach also von der Helligkeitsverteilung im gespeicherten Bilde. Zur Reproduktion des elektrischen Fernsehsignals wird von der magnetischen Linse M das Emissionsbuen del der hell belichteten Photokathode P auf die Ebene der Sondeneffnung \bar{O} konzentriert, waehrend es gleichzeitig durch die Ablenkspulen Z und B im Sinne der normalen Bildfelderlegung nach beiden Koordinatenrichtungen ueber \bar{O} hinwegbewegt wird. Dabei ist jedoch

mit Bezug auf die Funktion von G 1). die Zeilenrichtung gekreuzt, 2). die Zahl der Raster in der Sekunde soweit erhoeht, dass die Flimmerscheinung im Fernsehschirmbilde verschwindet. Werden z.B. auf P 12,5 vollzeilige Bilder/sec. uebertragen (ohne Zeilensprung, der nunmehr beim Geber ueberfluessig ist !), so sind fuer die Signalreproduktion 50 Raster halber Zeilenzahl in der Sekunde abzugreifen (=25 vollzeilige Bilder/sec.). Arbeitet man dagegen mit $16 \frac{2}{3}$ Bildern/sec. im Ausbreitungswege, so sind dann von jeder Speicherung nicht, wie vorstehend, 4 Halbraaster, sondern nur deren 3 zu liefern. Nach den Erfahrungen mit den von G. Krawinkel gebauten Speicherroehren bleibt die Verteilung der Sperrladungen auf P fuer die Dauer von 3 oder 4 Abtastungen vollkommen unveraendert, die Steuerschaerfe also konstant.

Die durch die Bildpunktblende \bar{O} hindurchtretenden Photoelektronen werden im abgeschirmten Raume P durch Passieren einer Reihe von Parallelelektroden im Wege der Sekundaerelektronenausloesung vervielfacht und ergeben so am Ausgangswiderstande der Roehre ein kraeftiges Signal, dessen Staerke der Belichtung von P proportional ist (Ausnutzung des Relais - Effektes !). Zum Zwecke der Ausloeschung des gespeicherten und der Bereitmachung fuer die Aufnahme des naechsten Bildes wird die Staubschicht auf der Platte P stossartig mit 1000 V-Elektronen bombardiert, wozu nach entsprechenden Umschaltungen der Strahlerzeuger G als diffuse Elektronenquelle dienen kann. Besser ist es, dafuer eine unabhængige Einrichtung mit unveraendert bleibender Anodenspannungsdifferenz von ca. 1000 V, Elektronenstreuer und Strahlsperrelektrode vorzusehen; letztere wird dann im gegebenen Augenblick stark positiv gemacht. Bei 1000 V Geschwindigkeit loest jedes die isolierenden Staubteilchen treffende Primaerelektron durchschnittlich 2 bis 3 Sekundaerelektronen aus; und so nehmen die Sperrpartikel rasch eine positive Ladung an, die bis zur Hoehe des Potentials der Anode A wachsen koennte. Den passenden Ruhewert (Arbeitspunkt) der Aufladung kann man durch Dosieren der Bombardierungsstaerke und -dauer von P leicht regulieren. Von diesem Anfangspotential ausgehend, wird dann der Staubschicht bei der naechsten Speicherung wiederum eine der momentan vorhandenen Bildpunktmodulation entsprechende negative Ladungsverteilung aufgepraegt.

Speicherroehren, bei denen die unbequeme Trapezverzerrung vermieden wird und die Elektronendurchlaessigkeit duennster Metallfolien eine Rolle spielt, sind noch im Stadium der Erforschung.

Fuer die Durchfuehrung der Signalverteilung von Sender zu den Blockempfaengern nach dem Prinzip von Bild 2 und 3 stehen im Bande der Dezimeter- und Zentimeterwellen genuegend Kanaele zur Verfuegung, so dass der auf Meterwellen arbeitende hergebrachte Fernseh-Rundfunk mit direktem Heimempfang daneben unabhængig weiterbestehen kann.

SUMMARY OF NO. V
"Code Modulated Telephony "

The transmission of voice by code signals has been suggested by the Bell-laboratories. Subdividing the maximum swing of amplitude into $N = 2^m$ intervals m code-elements (yes-or no-pulses) are sufficient to express anyone of those N amplitude values. For commercial telephony $m = 5$, $N = 32$ will do.

CM (= code modulation) will become very important for the transmission of audible signals along decimeter wave lines with numerous relays. It ensures not only privacy of communication but also much better signal to noise ratios, compared with the normal AM- or FM-process. It is easy to realize that as long as the signal-strength exceeds the noise-level yes or no can be clearly discriminated by suitable grid-bias so that at each receiving station, throughout the chain of relays, the code can be regenerated in its original neat form. With AM- or FM-transmission the amplification will raise, from one relay to the next one the percentage of noise in the retransmitted signal so that the terminal signal to noise ratio must become very bad in case of numerous relays, assuming reasonable output figures of the transmitters.

The repetition rate of converting the amplitude values into codes must of course be high enough, i.e. of the order of 10 kc. for commercial telephony.

In competition with the method of transmitting amplitudes by varying the position of a short pulse within a fixed time interval CM does not depend upon accurate transmission of phase-angles which are subject to fluctuation by the superposition of noise. CM is based only on the discrimination between noise plus signal energy to be expected in determined spaces of time, and mere noise. A report on a most selective circuit for this purpose is in preparation.

The converting devices necessary for CM have become very simple by the use of cathode ray tubes. Just one tube of this kind is needed at both ends of the line. The voltage supplied by the microphone controls, after sufficient amplification, the y-deflection of the electron beam, and the subsequent x-deflection of the spot generates the code as f (ymom) by sweeping across a diaphragm with a number of slits so arranged in position and size that N distinct paths of the spot correspond with N different codes. The pulses are produced either by secondary electron emission from a signal-plate placed behind the diaphragm inside the tube, or by the light spot of a normal oscillograph tube shining through an optical diaphragm adjusted between the fluorescent screen and a photoelectric cell.

A special device prevents the spot from travelling on paths which would give ambiguous signals.

SUMMARY OF NO. V
"Code Modulated Telephony"

The transmission of voice by code signals has been suggested by the Bell-laboratories. Subdividing the maximum swing of amplitude into $N = 2^m$ intervals m code-elements (yes-or no-pulses) are sufficient to express anyone of those N amplitude values. For commercial telephony $m = 5$, $N = 32$ will do.

CM (= code modulation) will become very important for the transmission of audible signals along decimeter wave lines with numerous relays. It ensures not only privacy of communication but also much better signal to noise ratios, compared with the normal AM-or FM-process: It is easy to realize that as long as the signal-strength exceeds the noise-level yes or no can be clearly discriminated by suitable grid-bias so that at each receiving station, throughout the chain of relays, the code can be regenerated in its original neat form. With AM- or FM-transmission the amplification will raise, from one relay to the next one the percentage of noise in the retransmitted signal so that the terminal signal to noise ratio must become very bad in case of numerous relays, assuming reasonable output figures of the transmitters.

The repetition rate of converting the amplitude values into codes must of course be high enough, i.e. of the order of 10 kc. for commercial telephony.

In competition with the method of transmitting amplitudes by varying the position of a short pulse within a fixed time interval CM does not depend upon accurate transmission of phase-angles which are subject to fluctuation by the superposition of noise. CM is based only on the discrimination between noise plus signal energy to be expected in determined spaces of time, and mere noise. A report on a most selective circuit for this purpose is in preparation.

The converting devices necessary for CM have become very simple by the use of cathode ray tubes. Just one tube of this kind is needed at both ends of the line. The voltage supplied by the microphone controls, after sufficient amplification, the y-deflection of the electron beam, and the subsequent x-deflection of the spot generates the code as f (ymom) by sweeping across a diaphragm with a number of slits so arranged in position and size that N distinct paths of the spot correspond with N different codes. The pulses are produced either by secondary electron emission from a signal-plate placed behind the diaphragm inside the tube, or by the light spot of a normal oscillograph tube shining through an optical diaphragm adjusted between the fluorescent screen and a photoelectric cell.

A special device prevents the spot from travelling on paths which would give ambiguous signals.

At the relay-stations the incoming pulses are cleared from the noise component by grid-bias and then equalized by the current-limiting action of a valve, and the purified code is transmitted on to the next relay. No conversion whatever is necessary. A synchronizing signal is sent after each code-group unless it is preferred to utilize the synchronizing efficiency of the periodic code pulses themselves.

To re-convert the codes into amplitudes at the terminal station a normal oscillograph tube is provided. The electron beam is deflected in phase with the x-deflection in the transmitting converter-tube and thereby caused to sweep over a diaphragm placed between the fluorescent screen and a photoelectric cell connected in series with a voltage supply and a condenser. The diaphragm has m sections of graduated transparency conjugate to the m pulse-intervals. Consequently, if every yes-pulse produces a light spot of constant intensity and duration on the fluorescent screen the photoelectric charge supplied to the condenser by such a single pulse must become a function of the conjugate position of the light spot with respect to the diaphragm, and the integral charge of the condenser acquired during the whole code-period will depend on the number and distribution of the yes-pulses within the group of signals. Periodic discharging of the condenser after each group, i.e. with the synchronized frequency of conversion, then reproduces the original AM in the form of an AF-modulated supersonic carrier.

The photoelectric method may be replaced by a method utilizing secondary electron emission in a similar way as described for the transmitting converter tube (see annexed report).

The use of cathode ray converter tubes for CM combines favorably with multiplex-telephony based on the principal of time-dividing cathode beam commutators. This matter will be set forth in the above mentioned report on signal clearing circuits for decimeter wave relays.

**ANALYSES OF FIFTH SCHROETER ARTICLE
BY R.A. GOODMAN, FIAT**

Device for electrical remote transmission free from interference.
Dr. Fritz Schroter.

The purpose of the device is to provide a single satisfactory speech circuit over a link having an abnormally high signal noise ratio. Possibly the aim would be achieved, but the device would involve;

1. A considerable increase of signalling frequency and bandwidth.
2. A fairly large amount of delicately-adjusted apparatus at the terminal stations.

The time element is used to indicate amplitude of the speech currents. The original speech-frequency signals are chopped before transmission, into elements. For each element seven impulses are sent over the communication link.

One of the seven impulses is wasted, one is for chopper synchronisation between the sending and receiving terminals, and the other five indicate, by combinations of a five-unit code, the amplitude of speech current at the instant of sampling by the chopper.

The chopping is done at a frequency not less than twice the highest frequency of response of the speech apparatus, in order that the process may not be heard in the receiving telephone.

The thirty two combinations of the five-unit code permit thirty two gradations in amplitude of the speech heard in the receiving telephone. (A four-unit code is suggested as adequate for picture transmission, and an eight-unit code for music.)

The signals sent over the communication link are impulses of one amplitude. Discrimination at the receiving station against line noise can therefore be applied more effectively than is possible when the sending amplitude is variable, as in ordinary transmission of speech. However, the fundamental frequency of the impulses is not less than seven times the highest speech frequency; it may be greater, by any desired amount, and it is determined by the chopping frequency. The line signals resemble telegraph signals in form.

The band of frequencies occupied in the communication link would extend from a frequency one-fifth of the fundamental to a frequency about twice the fundamental. For example, if the speech apparatus cutoff frequency were 3kc., the minimum permissible chopping frequency would be 6kc., the fundamental frequency of transmission over the line would be 21kc., and the band occupied would extend from 4kc. to 42 kc. approximately. The inclusion of frequencies up to about twice the fundamental would be necessary for proper shape of the impulses in the decoding oscilloscope at the receiving station.

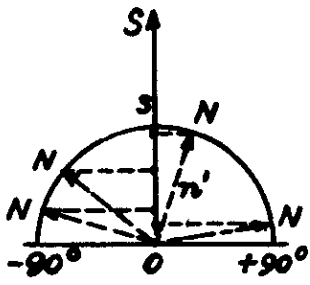
In my opinion, the system is of little interest for the application Dr. Schroter suggests - to overcome the effects of line noise. A channel which is too noisy to handle audion signals by usual methods will in general be even more unsatisfactory at supersonic frequencies.

The idea might be applied to carrier telephony, to eliminate frequency transpositions, by using a different chopping frequency for each of a number of speech channels, over one coaxial or beam, but it is doubtful if any advantage would result, in comparison with present carrier systems, to offset the wide frequency-band requirement of the device and the cost and maintenance difficulties of the electro-optical equipment.

I suggest that Dr. Schroter be questioned about the results of any experimental work he may have done on this device or any closely related to it, particularly concerning applications to multiplex telephony and telegraphy. In matters of detail, the oscilloscope synchroniser and blocking techniques might be of interest, for possible use in other equipments.

Incidentally, Dr. Schroter's evaluation of the signal noise ration for the hypothetical circuit, on page 5 of the description, appears to me to be incorrect.

29 June, 1946



a.

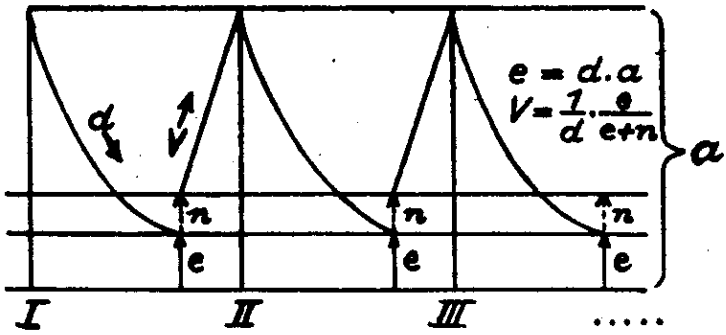


Abb. 1

b.

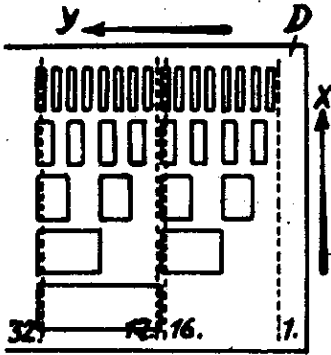


Abb. 2

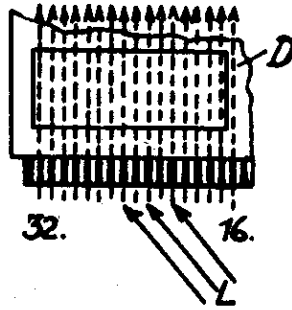


Abb. 3

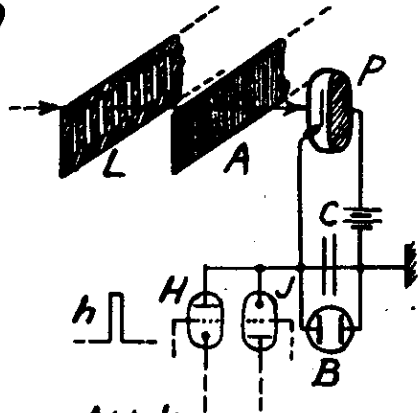


Abb. 4

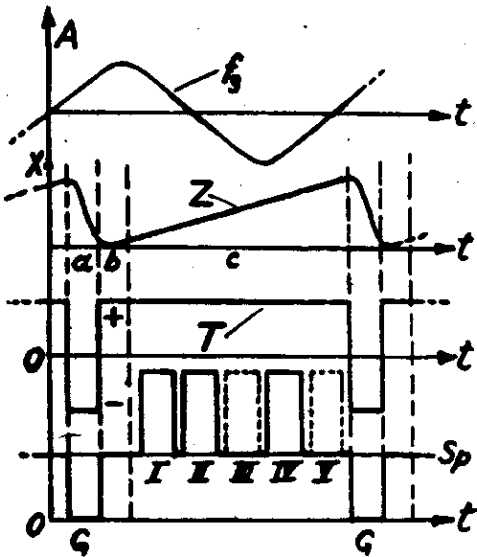


Abb. 5

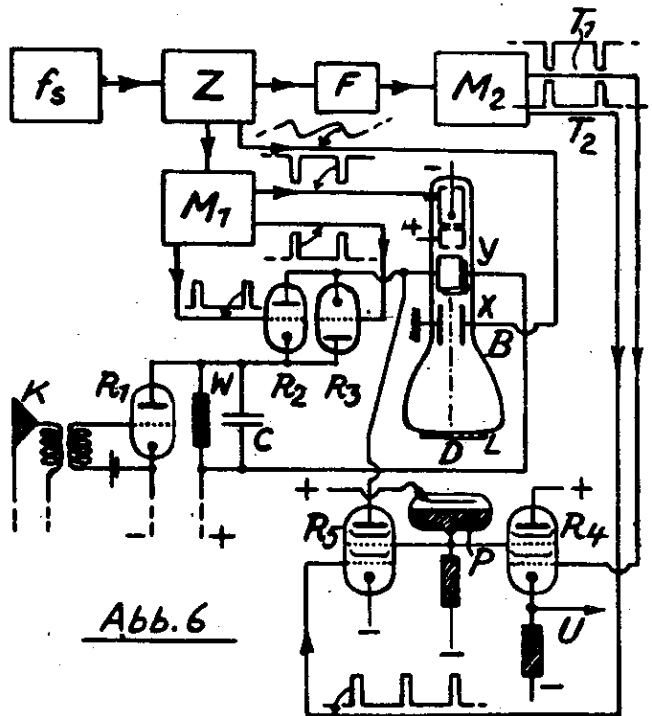


Abb. 6

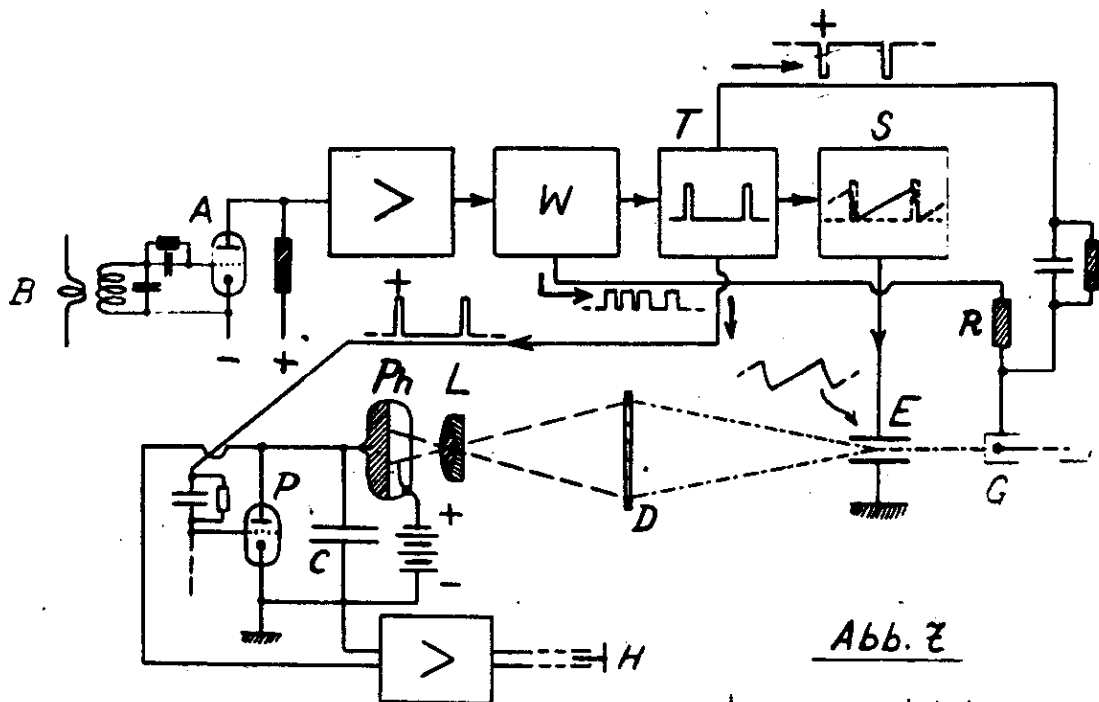


Abb. 7

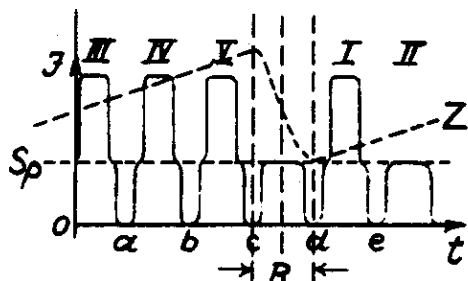
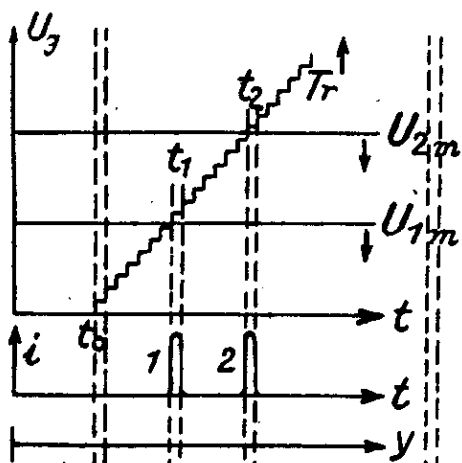


Abb. 8

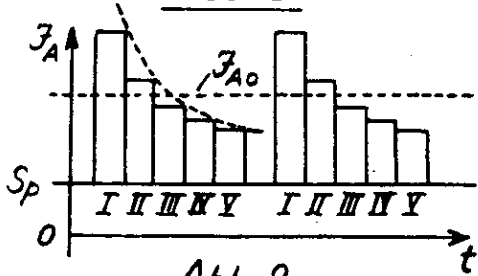


Abb. 9

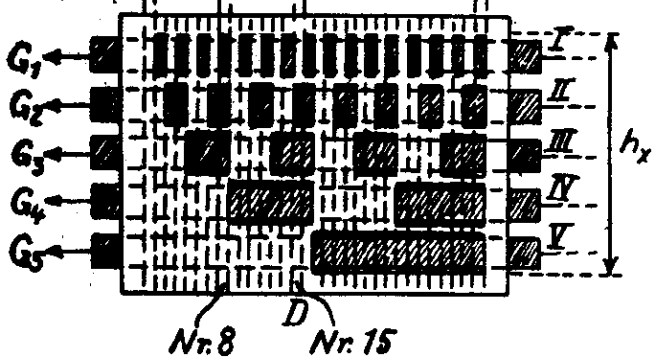


Abb. 11

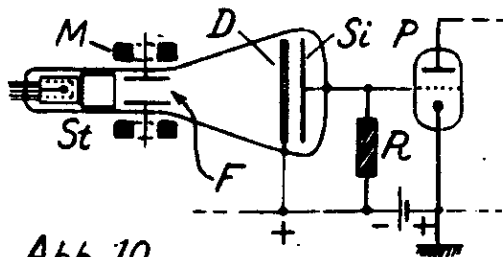


Abb. 10

von Prof. Dr. Fritz Schröter.

Wie bei jeder Art von elektrischer Nachrichten- oder Signalübertragung hängen auch bei der Telephonie und beim Senden von Bildern die Güte und die Reichweite der Uebermittlung entscheidend vom Verhältnis der Signalamplitude (s) zur Rausch- oder Störamplitude (n) ab. Wir führen hier die relative Rauschfreiheit

$$p = \frac{s}{n}$$

ein (bisweilen auch als "Störabstand" bezeichnet). Es gilt also, p so gross wie möglich zu machen. In der Regel wird dies sendersseits durch Bemessung der abgegebenen Leistung, empfängerseits durch Steigerung der Empfindlichkeit (der kTo/Hz -Werte) angestrebt.

Bei Telephonie, Musik- und Bildübertragung ist ein genügend hohes p besonders wichtig, weil stetige Aenderungen der Amplitude quantitativ wieder gegeben werden sollen. Hier hat man, um trotzdem Schwell- oder Grenzwerte zur Unterdrückung von Störamplituden anwenden zu können, besondere Umformungen des ursprünglichen Signals eingeführt (z.B. Zeitmodulation -ZM- oder Frequenzmodulation -FM). Ein bekanntes Verfahren zur Uebertragung von akustischen Nachrichten besteht in Folgenden: Der Amplitudenbereich ("Dynamik") wird in

$$N = 2^m$$

Intervalle aufgeteilt und jedes derselben durch eine bestimmte telegraphische Kombination von m Stromschritten definiert, die entweder Zeichen- oder Trennstrome im Sinne der Fachsprache sein können, d.h. besetzte oder unbesetzte Impulsstellen ausdrücken ("Ja-Nein"-Kombinationen, Fünferalphabet der Fernschreiber). Beim Empfänger wird die Folge dieser Gruppen von je m Stromschritten in die Folge der zugeordneten Amplituden zurückverwandelt. Geschieht die Umsetzung mit einer Frequenz f_s , die hoch genug ist im Vergleich zur angenommenen akustischen Grenzfrequenz - bei Sprache etwa 3000 Hz -, so erscheint der reproduzierte Amplitudenverlauf im Empfangsorgan (Telephon) als stetig. Natürlich muss f_s nach bekannten Gesetzen für eindeutige Wiedergabe der Feinstruktur mindestens das Doppelte der Grenzfrequenz betragen, und in der Praxis wird man bei Telephonie zur Vermeidung unerwünschten Filteraufwandes f_s ohnehin in das Gebiet der unhörbaren Schwingungen legen.

Soweit bei dem vorstehend beschriebenen Verfahren der Empfänger instande ist, blosses Rauschen von Signal plus Rauschen zu unterscheiden - und dies ist noch für $p < 2$ gut möglich -, wird die jeweils übertragene Impulsgruppe richtig aufgefasst und somit die ihr zugeordnete Amplitude getreu wiedergegeben. In dieser Möglichkeit ist die Ueberlegenheit des Code-Prinzips gegenüber der unmittelbaren Amplitudenübertragung (AM), aber auch gegenüber FM und ZM begründet. Im Falle der AM oder FM bleibt nämlich

dem Signal der nicht ausfilterbare Rauschanteil überlagert, während sich beim Code-Prinzip die Impulsgruppe durch Amplitudensiebung oder Speicherung vor der Rückumformung klar herauschälen lässt und von ihr dann die richtige, ungestörte Amplitudengrösse automatisch eingestellt wird. Der ZM gegenüber liegt der Vorteil 1). darin, dass infolge der Synchronisierung der m Impulsstellen Signalenergie nur in definierten Zeitintervallen erwartet werden kann, was die empfangsseitige Selektion erleichtert; 2). Verfälschungen der Strichlänge oder des Flankenanstieges der Zeichen durch den Störpegel harmlos sind, während sie bei ZM für $p < 2$ bis 3 Schon voll, als Rauschen, in das Signal eingehen.

Für gewöhnliche Telephonie kommt man mit $m = 5$ aus; bei Musik ist $m = 8$ erforderlich, während die Bildübertragung bereits mit $m = 4$ eine genügend umfangreiche Grauskala aufweist. Wir rechnen hier mit $m = 5$, also mit $2^5 = 32$ Amplituden-Intervallen, als befriedigendem Wert für kommerziellen Sprechverkehr, auf den wir uns als Beispiel beschränken.

Von besonderer Bedeutung verspricht das Code-Prinzip - im Folgenden kurz mit CM bezeichnet - für Dezimeter- und Zentimeterwellenverbindungen zu werden, die aus einer grösseren Zahl relaisartig hintereinandergeschalteter Einzelstrecken bestehen. Längs einer solchen Kette von Uebertragungsgliedern summiert sich nämlich der Rauschpegel bei AM, FM und ZM, desgleichen bei Phasenmodulation (PM), zu erheblichen Werten, während er bei CM grundsätzlich an jeder Zwischenempfangsstelle und am Ende der Linie auf Null reduziert werden kann, solange eben p gross genug ist, um blosses Rauschen von Signal plus Rauschen energetisch zu trennen. Mit Hilfe einfacher Schaltungen kann dann die Impulsgruppe klar weitergetastet werden.

Wichtig ist in diesem Zusammenhange der bekannte Superregenerativ-Empfang (Pendelrückkopplung) als eines der brauchbaren Mittel, um schwache Empfangszeichen in einer einzigen Röhrenstufe auf die zur Weitersendung erforderliche Maximalamplitude zu verstärken. Geeignet sind für den gleichen Zweck auch gewisse Kippschaltungen. Die nichtlineare Uebertragungscharakteristik derartiger Schaltungen, die sie für quantitative Verstärkung stetiger Amplitudenänderungen, mithin für AM, unanwendbar macht, während ihre Benutzung bei FM äusserst problematisch ist, spielt bei CM keine hinderliche Rolle.

Abbildung 1, a und b, veranschaulicht die Summierung des Störpegels längs einer Dezimeterwellen-Linie bei Amplitudenmodulation. Wir betrachten zunächst Teil a der Darstellung. Nach der Gleichrichtung verteilen sich die Phasen der dem Nutzsinal OS überlagerten mittleren Rauschspannung zeitlich wechselnd innerhalb des Winkelbereichs -90° bis $+90^\circ$. Wir ersetzen alle diese pendelnden Vektoren OM durch die Summe ihrer Projektionen auf den Nutzvektor O-S. Den so gebildeten Mittelwert vom Betrage $2n'/\pi$ bezeichnen wir mit n ; er ist die in Phase mit der Empfangsspannung wirkende Rauschamplitude. In Abb. 1, b, ist die Uebertragung längs einer Kette von Relais I, II, III.... angedeutet. Dabei seien folgende Bedingungen erfüllt :

- 1). Die Senderamplituden (bei Höchstbelastung) a , die Empfangspegel e und die Störpegel n sind bei sämtlichen Stationen gleich.
- 2). Die Dämpfung der Senderamplitude, d , ist demnach auf allen Strecken dieselbe, und es besteht die Beziehung:

$$d = e/a.$$
- 3).. An der ersten Empfangsstelle im Zuge der Linie addiert sich zur störfrei eintreffenden Nutzspannung $e=d \cdot a$ die Rauschkomponente n . Daher ist zur Verstärkung der Spannungssumme $e + n$ auf die wiederausstrahlende Amplitude a eine Entdämpfung

erforderlich.
$$V = \frac{1}{d} \cdot \frac{e}{e+n}$$

Wir betrachten unter diesen Voraussetzungen den Uebergang von dem k -ten Empfänger zum $(k + 1)$ ten, um einen allgemeinen Ausdruck für den von Relais zu Relais zunehmenden Rauschanteil und für den entsprechend zurückgehenden Gehalt des Signals an Nutzamplitude zu finden. Den letzteren schreiben wir :

$$h_k = o \cdot f(k) \text{ für den Eingang des } k\text{-ten Empfängers}$$

$$h_{k+1} = o \cdot f(k+1) \text{ für den Eingang des } (k + 1)\text{ten Empfängers,}$$

$$\text{wobei } \begin{aligned} f(k) &< 1 \\ f(k+1) &< 1. \end{aligned}$$

Nach Obigem muss der k -te Relaissender die Nutzamplitude

$$V \cdot e \cdot f(k)$$

wiederausstrahlen. Sie hat, als Bruchteil der störungbehafteten Gesamtamplitude angegeben, den Betrag :

$$\frac{V \cdot e \cdot f(k)}{a}$$

und liefert am Eingang des $(k+1)$ ten Empfängers die Nutzspannung:

$$e \cdot f(k+1) = e \cdot \frac{d \cdot V \cdot e \cdot f(k)}{d \cdot a} = e \cdot \frac{e}{e+n} f(k),$$

woraus folgt :

$$\underline{\underline{f(k + 1) = f(k) \cdot \frac{e}{e+n} .}}$$

Beim 1. Empfänger ist $f(1) = 1$, da das Signal vom Sender her keine Störkomponente nennenswerter Grösse mitbringt, demnach

$$\begin{aligned} f(2) &= \frac{e}{e+n} \\ f(3) &= \frac{e}{e+n} \end{aligned} \quad 2$$

u. s. f.

sind längs der Dezimeterwellen-Verbindung z Relais vorhanden, so gilt beim (z + 1) ten Empfänger am Ende der Linie für den Gehalt der Eingangsspannung e an Nutzamplitude wegen $f(z + 1) = \left[\frac{e}{e + n} \right]^z$ die Beziehung :

$$h_{z+1} = e \cdot \left[\frac{e}{e + n} \right]^z = [v \cdot d]^z,$$

und das Störverhältnis, das gleichbedeutend ist mit der eingangs definierten "relativen Rauschfreiheit", wird schliesslich :

$$p' = \frac{e}{n} \cdot \left[\frac{e}{e + n} \right]^z$$

Zwei Zahlenbeispiele beleuchten die Bedeutung der vorstehenden Gleichung für die Erkenntnis der Grenzen amplitudenmodulierter Telephonie über Ketten von zahlreichen drahtlosen Relais sowie für den Nachweis des hohen Wertes der CM in solchen Fällen :

- 1). Angenommen e : n = 10 : 1 und z = 20. Es folgt :

$$p' = 10 \cdot \left(\frac{10}{11} \right)^{20} \approx 1,5.$$

Die Sprache ertrinkt bereits im Störgeräusch, und es zeigt sich die Notwendigkeit eines beträchtlich grösseren e/n Verhältnisses. Das CM-Verfahren dagegen kommt mit wesentlich kleineren e/n aus. Für FM, ZM und PM liegen die Dinge hinsichtlich der Mindestleistung des Senders sowie des Empfängeraufwandes zwar günstiger als für AM; jedoch können die dafür erforderlichen Werte in keiner Weise mit den für CM ausreichenden konkurrieren.

- 2). Angenommen e : n = 3 : 1, eine für einwandfreies Arbeiten des nachstehenden Verfahrens vollauf genügende Bemessung. In normaler AM würden wir bei z=20 Relais erhalten :

$$p' = 3 \cdot \left(\frac{3}{4} \right)^{20} \approx 0,0095. (!)$$

Es wäre also ganz unmöglich, am Ende der Linie irgendeine Sprachmodulation zu erkennen, wenn die Rauschamplituden sich summieren könnten, wie in der Ableitung vorausgesetzt. Die GM-Methode gestattet cet. par. als einzige, den Störpegel an jeder Zwischenempfangs- und an der Endempfangsstelle radikal zu eliminieren, so dass die tatsächlichen Zeichenausfälle, d.h. Fehlampplituden, die ihrerseits einen Ersatz-Rauscheffekt hervorrufen vergleichsweise äusserst selten werden.

Die bisher zur Durchführung der CM benutzten Mittel haben sich als unbefriedigend erwiesen, da die massgebenden Schaltelemente (Röhren) in ihren Streuungen und spontanen Aenderungen voneinander unabhängig waren

und hieraus funktionelle Störungen der Amplitudeneinstellung bei der Rückverwandlung der Impulsgruppen in die AM-Form resultierten. Ferner erscheint die Komplikation der bekannt gewordenen Anordnungen beträchtlich und ihre Justierung sehr labil. Der Zweck der im Folgenden beschriebenen Schaltungen und Umformungsorgane ist, durch ihre Einfachheit und Uebersichtlichkeit, vor allem aber durch ihre organische Einheitlichkeit die genannten Mängel zu beseitigen und so die Einsetzbarkeit des CM-Verfahrens für Dezimeterwellennetze zu erreichen. Die Mittel, deren wir uns bedienen, sind ausschliesslich erprobte, ausgereifte und bewährte Elemente der Impuls- und Frequenzmodulationstechnik, des Fernsehens und der Funkmessentwicklung. Die Zahl der erforderlichen Elektronenröhren ist im Vergleich zu den bisher veröffentlichten Lösungen des Problems gering zu nennen; wesentlich ist dabei, dass Schwankungen der Röhrendaten relativ zu einander keine Rolle mehr spielen. Eine Nachjustierung ist bei den neuen Anordnungen in einfachster Weise durchführbar, falls überhaupt jemals vonnöten.

Das Grundprinzip dieser CM-Anordnungen ist folgendes: Sender- und empfängersseits wird die Umformung der Amplitudenwerte in Impulsgruppen und umgekehrt durch synchron abgelenkte Kathodenstrahlen bewirkt, und zwar übt an jedem Ende der Gesamtstrecke eine einzige entsprechende Röhre bzw. ein einziger Kathodenstrahl sämtliche übersetzenden Funktionen aus. Beim Geber werden beide Koordinatenrichtungen (x, y) der Ablenkung beansprucht: Die Amplitude des Mikrophonstromes (oder Photozellenstromes, Messwertstromes u. s. w.) stellt in überhörfrequenter (f_s) Wiederholung oder "Abtastung" den y -Ausschlag des Strahles ein, wodurch ihm bei anschliessender Bewegung in x -Richtung eine bestimmte Zeilenbahn zugewiesen wird. Dieser folgend, löst der Strahl auf elektrischem oder elektrisch-optischem Wege eine durch jenes y , also durch die jeweilige Mikrophonspannung, gegebene Impulsgruppe aus, die der Sender überträgt. Am Empfangsende tasten die eintreffenden Zeichen ein synchron mit dem x -Ausschlag des Gebenstrahls abgelenktes korrespondierendes Elektronenbündel ein und aus, das bei konstanter Intensität die Dosierung der Aufladung eines Kondensators pro Abtastperiode in höchst einfacher Weise zu steuern erlaubt, indem jeder der m Ablenkstufen (Teilablenkungen) eine definierte Grösse ihres Beitrages zur gespeicherten Ladungssumme vorgeschrieben ist. Der Spannungsverlauf am Kondensator gibt dann die ursprüngliche AM trägerfrequent wieder. Die Einzelheiten gehen aus der Betrachtung der Abbildungen 2 bis 11 hervor.

Das charakteristische Umformungsorgan des Gebers ist ein Diaphragma D mit gesetzmässig angeordneten und bemessenen Durchlassöffnungen gemäss Abb. 2. Als leitender Schirm in einer Kathodenstrahlröhre dient es dazu, das abgelenkte Elektronenbündel nur in bestimmten, durch die Schlitze gegebenen Lagen in einen Entladungsraum hineinzulassen, wo es dann entweder direkt an einer Signalelektrode Anodenstromimpulse liefert oder zuvor an einer oder mehreren Prallflächen in bekannter Weise durch Emission von Sekundärelektronen (SE) verstärkt wird. Bessere Justierfähigkeit erzielt man durch Ausbildung von D als optisches Diaphragma, das, wie Abb. 6 zeigt, zwischen dem Leuchtschirm einer gewöhnlichen Braunschen Röhre B und einer Photozelle F , d. h. im Aussenraume frei zugänglich, angebracht ist.

In der y-Richtung wird der Kathodenstrahl am Beginn jeder Abtastperiode durch die Mikrophonspannung proportional zu dieser abgelenkt. Sodann wird er voll aufgetastet und anschliessend durch eine Sägezahnspannung (bei elektrostatischer Ablenkung) bzw. durch einen Sägezahnstrom (bei magnetischer Ablenkung) in der x-Richtung über die Durchlassöffnungen des Diaphragmas D hinwegbewegt. Dabei entstehen in der oben angedeuteten Art, also durch einen rein elektrischen Vorgang oder mit Hilfe des Leuchtschirm-Lichtpunktes und der von ihm bestrahlten Photozelle, die m Impulse der vom Sender abzugebenden Gruppe. Für m ist hier und im Folgenden der Wert $m = 5$ massgebend, und man überzeugt sich in der Abb. 2 leicht davon, dass $2^m = 32$ verschiedene Kombinationen möglich und ihnen 32 definierte Bahnen des Elektronenflecks zugeordnet sind. Von diesen sind gestrichelt gezeichnet die Nummern 1 (sämtliche 5 Impulsstellen unbesetzt), 16 (1. Stelle unbesetzt, 2. bis 5. besetzt), 17 (1. Stelle besetzt, 2. bis 5. sämtlich unbesetzt), 32 (jede der 5 Stellen besetzt).

Bei der beschriebenen Methode der Signalerzeugung könnte eine zufällige Lage des Elektronenflecks zwischen zwei ordnungsmässigen Laufspuren ein falsches oder unsicheres Impulsbild hervorrufen. Man sieht das deutlich an den benachbarten Bahnen 16 und 17 der Abb. 2. In Anbetracht der endlichen Grösse des Strahlquerschnittes oder Schirmlichtpunktes der Braunschen Röhre wäre nämlich im gedachten Falle die Folge seines Uebergreifens sowohl auf 16 wie auf 17 das Entstehen der Impulsgruppe, die der 32. Bahn zugeordnet ist, verursacht durch die Besetzung sämtlicher 5 Stellen. Dies aber würde eine Verfälschung der Sollamplitude im Empfänger von 100% bedeuten :

Einen Weg zur Korrektur dieses Uebelstandes zeigen die Abb. 3 und 4. In Abb. 3 ist die linke untere Ecke des Diaphragmas D der Abb. 2 vergrössert gezeichnet, und es sind in Gestalt gestrichelter Pfeile die "erlaubten" Bahnen 16 bis 32 eingetragen. Am unteren Rande von D sitzt eine Leiste L mit gleichabständigen Licht- oder Elektronenschlitzen. Diese Schlitze liegen genau in der Mitte zwischen den erlaubten, also gerade in einer Flucht mit den "verbotenen" Bahnen. Arbeiten wir nach der optischen Methode (das Prinzip lässt sich ohne weiteres auf die elektrische Methode, wie w.v. beschrieben, übertragen), so erläutert Abb. 4 den Sinn der Korrekturleiste L anhand der dargestellten Photozellenschaltung. In dieser bedeutet C die natürliche, gegebenenfalls durch Nebenschluss eines Kondensators vergrösserte Kapazität der y-Ablenkplatten in der Braunschen Röhre B. Für die momentane Umladung von C auf den durch die herrschende Mikrophonspannung U_M gegebenen Wert sorgen die Röhren H und J, deren Gitter im richtigen Augenblick (s.w.u.) durch den kurzen Impuls h gleichzeitig und vorübergehend geöffnet werden. In Reihe mit C und einer Vorspannungsquelle liegt die Photozelle P. Angenommen, bei einer Abtastung von U_M hätte sich ein y-Ausschlag des Kathodenstrahls eingestellt, der zu einer verbotenen Bahn gehört. Im anschliessenden Zeitintervall seiner Umkehr, die in der x-Richtung am unteren Rande von D hinter der Leiste L stattfindet, wird der Strahl voll aufgetastet. Infolge der falschen Lage scheint jetzt der Lichtpunkt intensiv durch den Schlitz von L hindurch

auf P, und der trägheitslos einsetzende Photostrom schafft Elektronen auf die positive Seite von C. Dementsprechend ändert sich die y-Ablenkung, bis der Lichtpunkt hinter dem nächsten Steg der Korrekturleiste verschwindet, womit die Einwirkung auf P ihr Ende findet. Da nur ein kleiner "Fehler" der Ablenkung zu berichtigen ist und ein beträchtlicher Lichtstrom zur Verfügung steht, erfolgt diese Korrektur sehr rasch. Der Photozellenstrom kann durch Sekundäremissionselektroden in P verstärkt werden. Es ist nun erwünscht, unabhängig von der an C stehenden Spannung, die ja mit der Beaufschlagung des Mikrophons stark schwankt - sie muss allerdings für das vorliegende Verfahren nötigenfalls durch Amplitudenbegrenzung oder Dynamikpressung auf das Intervall $1 : 2^m$ beschränkt werden -, für die Ausschlagkorrektur eine konstante Zeitdauer zu erhalten, um die Grösse bei der Bemessung von Frequenz und Form des Sägezahns für die x-Ablenkung als festen Wert berücksichtigen zu können. Hierzu ist nach Abb. 4 das zusätzliche Diaphragma A vorgesehen, das eine nach y veränderliche Lichtdurchlässigkeit besitzt. Diese ist so abgestuft, dass die Spannungsabhängigkeit des Photostromes durch die über den y-Ausschlag hergestellte Spannungsabhängigkeit der optischen Absorption von A gerade kompensiert wird. D.H. bei sinkender Potentialdifferenz wird der auslösende Lichtstrom und mit ihm der Photostrom verstärkt und umgekehrt. Ein anderes Korrekturverfahren wird bei Abb. 11 besprochen.

Das Frequenz- und Tastschema des Gebers veranschaulicht die Abb. 5. Ausgehend von der Sinusschwingung f_s , deren Periodenzahl wie gesagt, für Telephonie ≈ 10000 Hz sein soll, wird durch bekannte Mittel die Sägezahnspannung Z gewonnen, mit welcher der Kathodenstrahl in der x-Richtung abzulenken ist. Im Teilabschnitt a seines Rücklaufs ist der Strahl durch die Austastspannung T an der Wehneltelktrode des Strahlerzeugers gesperrt, und es kann beim Passieren der Schlitze des Diaphragmas D (Abb. 2) kein Signal entstehen. Inzwischen findet die Abtastung der Mikrophonspannung für das neue Sendeintervall und die Einstellung der entsprechenden y-Ablenkung statt. Im Zeitraum b, während der Strahl an unteren Rande von D vor der Leiste L (Abb. 3) umkehrt, ist er bereits wieder geöffnet. Nachdem beim Wendepunkt die beschriebene Korrektur des y-Ausschlages erfolgt ist, beginnt der Strahl dem linearen Anstieg c des Sägezahnes Z zu folgen, wobei er im Zusammenwirken mit D bis zu 5 Impulse I V hervorbringen kann. Die Punktierung der Besetzungsstellen III und V in Abb. 5 soll andeuten, dass in dem gewählten Falle nur die Stromstösse I, II und IV ausgesandt werden, was der Bahnnummer 27 entspräche. Die Kurve T wird mit Hilfe einer Multivibratorschaltung erzeugt.

Für die Synchronisierung des Empfängers empfiehlt sich das beim Fernsehen bewährte Verfahren. Die Nachrichtenimpulse I....V werden von einem bestimmten Pegel S_p des Antennenstromes aus nach der einen, die periodischen Gleichlaufimpulse G nach der anderen Richtung getastet. Indem die letzteren zeitlich mit dem Sägezahnintervall a zusammenfallen, können sie beim Empfänger zugleich die Austastung des komphas mit dem Geber rücklaufenden Kathodenstrahls bewirken. Die zweite Synchronisierungsmöglichkeit, durch die Frequenz der Nachrichtenimpulse selber, werden wir bei Abb. 8 kennenlernen. Es würde hier zu weit führen, alle erprobten Varianten der genannten Gleichlauf-Steuermethoden zu besprechen.

Abb. 6 zeigt die Gesamtschaltung für die Umformung von Amplitude in Impulsgruppe, in Anlehnung an das Schema der Abb. 5. Vom Generator der Abtastfrequenz f_s (Größenordnung 10000 Hz) wird die Herstellung des Sägezahnes für die x-Ablenkung im Gerät Z gesteuert, das seinerseits den Impulsgeber M_1 sowie über den Phasenschieber F den Multivibrator M_2 in Tritt hält. B ist die Braunsche Röhre mit den Ablenkplattenpaaren X und Y, dem auf die Leuchtschirmwand gelegten Diaphragma D nach Abb. 2 und der Korrekturleiste L nach Abb. 3. Der Strom des Mikrophons K erregt das Gitter der Verstärkerröhre R_1 und bewirkt an den Klemmen des Kondensators C einen Spannungsverlauf, der allen Frequenzen und Amplituden der Sprache folgt. Nicht eingezeichnet ist die Vorkehrung zur Beschränkung der Dynamik auf den Bereich der 32 zulässigen Amplitudenintervalle. Im Zeitabschnitt a des Sägezahnes Z (nach Abb. 5) ist der Kathodenstrahl in B von M_1 her angestastet; gleichzeitig öffnet eine spiegelbildliche, ebenfalls von M_1 gelieferte Impulsspannung für einen Augenblick die Röhren R_2 und R_3 , die in entgegengesetzter Polung zwischen C und Y geschaltet sind und vermöge ihres sehr geringen Innenwiderstandes die Potentialdifferenz der Y-Platten momentan der an C stehenden Spannung angleichen (es ist dafür erforderlich, dass die Kapazität von C sehr gross ist gegen die des Ablenksystems Y; andererseits muss die Zeitkonstante $R \cdot W$ klein sein gegen $1/10000$ sec.). Nachdem so der y-Ausschlag des Kathodenstrahls eingestellt ist, wird dieser aufgetastet, und es beginnt der Zeitabschnitt b des Sägezahnes Z der Abb. 5, während der Strahl im Minimum seiner x-Ablenkung vor der Korrekturleiste L wendet. Liegt die Einstellung des y-Wertes auf einer verbotenen Bahn, so empfängt, wie w.o. beschrieben, die Photozelle P Licht. Dadurch werden die zweiten Steuergitter der beiden Hexoden R_4 , R_5 vom Photostrom positiv vorgespannt; es ist aber das erste Steuergitter von R_4 über die Verbindung T_1 verriegelt, so dass diese Röhre noch keinen Anodenstrom ziehen kann. Dagegen ist jetzt das erste Steuergitter von R_5 über die Leitung T_2 entriegelt, R_5 also offen. Die dadurch bewirkte Zufuhr negativer Ladung zu der mit R_5 verbundenen Ablenkplatte berichtigt momentan den y-Ausschlag und die Bahnlage des Strahls auf dem Diaphragma D. Jetzt wird R_5 gesperrt, R_4 geöffnet, der Strahl durchläuft im Anstieg c des Sägezahnes die 5 Schlitzzonen von D und erzeugt dabei durch Belichten der Photozelle P in R_4 die entsprechenden Anodenstromstösse, die über die Verbindung U den Sender steuern. Das Zutischen der Synchronisierzeichen G nach Abb. 5 erfolgt im Sendermodulator; die dafür notwendige Vorrichtung empfängt ihren Takt, ebenso wie die Röhren R_2 , R_3 und die Wehneltelktrode der Braunschen Röhre B, vom Impulsgeber M_1 . Der Multivibrator M_2 liefert die beiden zueinander spiegelbildlichen Kurven für die abwechselnde Entsperrung der Röhren R_4 , R_5 mit solcher durch den Phasenschieber F einstellbaren Verzögerung gegenüber M_1 , dass im Zeitabschnitt b der x-Ablenkung keine Stromstösse auf den Sender gelangen; vgl. das unterste Diagramm in Abb. 5. Dieses Intervall wird dadurch charakterisiert, dass der Kathodenstrahl eingeschaltet, die Photozelle P aber von der Sendertastung auf die ihr vorangehende Lagerkorrektur der x-Ablenkbahn umgeschaltet ist.

Die in Abb. 6 veranschaulichte optische Umformungsmethode hat den Vorzug, dass das im Aussenraum der Röhre B befindliche Diaphragma leicht justiert werden kann. Verzerrungen der Abtastgeometrie durch Nichtlinearität der x-Ablenkung, Ableitung an den y-Platten während der Abtastperiode

und andere Störeinflüsse können durch entsprechende Verformung des Diaphragmas D, das man auch aus mehreren gegeneinander verschiebbaren Teilen zusammensetzen kann, in einfachster Weise ausgeglichen werden, so dass die Impulswahl frei von Unsicherheiten wird. Solche Entzerrungen muss man bei der besprochenen rein elektrischen Impulsgruppenerzeugung (mittels Abschirmdiaphragmas, das in einer Kathodenstrahlröhre als Anodenblende wirkt) durch linearisierende Gegenkopplungen, Kompensations-Ladeströme u. s. w., vornehmen.

Die Rückverwandlung der ankommenden Impulse im Empfänger zeigt Abb. 7. Auch hier wird die elektrisch-optische Methode, der einfachen Justier- und Korrekturmöglichkeit halber, bevorzugt, obwohl natürlich auch - in Umkehrung der Funktion beim Geber - das rein elektrische Verfahren anwendbar wäre, etwa in der Form, dass man den Schlitzen eines wie in Abb. 2 gearbeteten Kathodenstrahl-Abschirmdiaphragmas (vgl. den Typus der Abb. 10) eine in x-Richtung von unten nach oben gesetzmässig abnehmende Breite gibt und die Gesamtladung, die durch die Schlitze pro Abtastperiode hindurchbefördert wird, amplitudemässig auswertet. Hierzu müssten sich bei konstanter Ablenkgeschwindigkeit des Strahls die Schlitzbreiten verhalten wie 16 : 8 : 4 : 2 : 1. Da jedoch Streuelektronen, Schwankungen der Sekundäremission, unkontrollierbare Aufladungen und andere Effekte Schwierigkeiten hervorrufen könnten, sei nachstehend die Photozellenmethode durchgeführt. Die mittels Audion (Teile B-A) oder Dioden-Überlagerung aufgefangenen Telegraphierzeichen passieren den Empfangsverstärker, der mit den notwendigen Zusätzen für Amplitudensiebung, Frequenzfilterung u. s. w. versehen ist, und werden dann in der Weichenschaltung W zerlegt in 1). die Nachrichtenimpulse, die über einen Widerstand R (durch Gitterstromeinsetzung konstant begrenzt) den Kathodenstrahl einer Braunschen Röhre aufstasten, 2). die Gleichlaufimpulse, die das Gerät T steuern. G ist der Strahlerzeuger, E ein Ablenkplattenpaar, D ein optisches Diaphragma, das dicht hinter dem Leuchtschirm liegt. Das vom Kathodenstrahl erregte Präparat muss (wie beim Geber) genügend nachleuchtfrei sein. Das Objektiv L bildet D auf die Photozelle Ph ab. Von den Gleichlaufzeichen des Senders gesteuert, liefert T kurze \pm - Taststösse der synchronisierten Frequenz f_s , die im Gerät S eine Sägezahnspannung hervorrufen und zugleich im Rücklauf dieser Sägezahnspannung 1). den Kathodenstrahl sperren, 2). die Entladeröhre P des Speicherkondensators C öffnen. Während die Nachrichtenimpulse eintreffen, bewegt sich der Kathodenstrahl-Lichtpunkt längs des Diaphragmas D. Dieses ist in $m = 5$ Abschnitte von gesetzmässig abgestufter optischer Durchlässigkeit geteilt, so dass die von der Lichtpunkthelligkeit des Leuchtschirmes durch D zur Photozelle Ph gelangenden Bruchteile sich nacheinander verhalten wie 16 : 8 : 4 : 2 : 1.

Liegt also der Kathodenstrahl in richtiger Phase zu D und ist durch die Schaltung dafür gesorgt, dass alle Nachrichtenimpulse gleiche Dauer haben und gleiche Leuchtschirmintensität erregen, was durch lokale Mittel im Empfänger, wie Amplitudenbegrenzung, Multivibratortastung, richtig dosierte Zeitkonstanten und Stabilisatoren, unschwer erreicht werden kann, so braucht man nur im Sättigungsgebiet des Photozellenstromes zu arbeiten, um am Kondensator C pro Impulsgruppe eine Spannung aufzuaddieren, die der durch die übertragene Stromschrittkombination ausgedrückten Amplitude entspricht.

Quantitative Einflüsse einer nicht gesättigten Photostromcharakteristik und andere dann verzerrend mitwirkende Faktoren, wie z.B. die variable Spannung an C (die auch im Maximum klein bleiben soll gegenüber der Treibspannung des Photozellenkreises), ferner ein gewisser Leckstrom des Kondensators u. s. w., lassen sich leicht durch korrigierende Aenderung der oben angegebenen Durchlässigkeitswerte des Diaphragmas D eliminieren. Am Ende jedes Sägezahnabschnittes wird die Röhre P kurz aufgetastet, um die in C gespeicherte Elektrizitätsmenge zu entladen, wonach die nächste Impulsgruppe umgesetzt werden kann. Die Entladestösse der überhörbaren Frequenz f_s geben nach angemessener Verstärkung im Telephon H die Sprache unmittelbar trägerfrequent wieder.

Das Intritthalten der empfangsseitigen Schalt- und Steuervorgänge mit dem Geber kann nach Abb. 8 auch durch die Nachrichtenimpulse selber geschehen. Erhält man wie in Abb. 5 einen Sender-Reststrom S_p aufrecht, so wird nach jedem in positiver Richtung (J zunehmend) getasteten Gruppenzeichen III, IV, V, I, II, ein Nullimpuls a, b, c, d, e, eingeschoben. Im Rücklaufintervall B geht dieser Vorgang weiter, wobei die Frequenz der Nullimpulse (bzw. der Nachrichtenimpulse) die $(m + 1)$ te Harmonische der Sägezahnfrequenz ist. Man kann natürlich von S_p aus die Nachrichtenimpulse auch in negativer, die Zwischenimpulse a, b, in positiver Richtung tasten. In beiden Fällen wirkt auf den Empfänger eine konstante Schwingungszahl, die zur Mitnahme eines lokalen Taktgebers dient, die Phase desselben lässt sich durch einen Kontrollton einstellen, der nach und nach den ganzen Amplitudbereich aussteuert; d. h. einen sukzessiven Wechsel zwischen 0 und 5 besetzten Impulsstellen zum Kriterium hat. Dies kann auf dem Leuchtschirm der Braunschen Röhre leicht verfolgt werden.

Wie Abb. 2 erkennen lässt, hat in jeder Gruppe von Nachrichtenimpulsen die 1. Stelle das grösste Gewicht, weil ein Ausfallen dieses Signals, ebenso wie eine Vortäuschung desselben durch eine Störung, die übertragene Amplitude um die Hälfte ihres Höchstwertes verfälscht. Bezeichnet in Abb. 9 J_A den maximalen Sendestrom, der bei Dauerstrich zulässig wäre, so bietet eine Abstufung von J_A wie die hier gezeichnete, wobei besonders der Impuls X leistungsmässig stark bevorzugt ist, erhöhten Schutz gegen Zeichenschwund. Macht man beim Empfänger vom gleichen Verfahren sinngemäss Gebrauch, indem man unter Ausnutzung der vorhandenen synchronisierten Taktgeber die Empfindlichkeit (Gitterabriegelung) gleiten lässt, so ist die Anordnung gegen stärkere Störspitzen, die in dem Zeitintervall der Impulse I und II durch Vortäuschen eines nicht gesandten Signals die nachteiligste Wirkung hervorrufen würden, besser gesichert.

Da bei Telephonie stets eine Gegenverbindung existiert, kann die Anwendung und Dosierung der im vorstehenden Absatz beschriebenen Amplituden- bzw. Empfindlichkeitsstaffelung leicht von der Gegenstation her gesteuert werden. Aus der gleichen Voraussetzung ergibt sich auch die Möglichkeit, zwecks Aufwandsparnis synchronisierte Schaltungsbestandteile, wie Sägezahnnerzeuger, Multivibratoren, Tastgeräte und ähnliche Mittel, für die

besprochenen Hin- und Rückumformungen bei jeder Sende - Empfangsstelle gemeinsam zu verwenden. Man braucht dann notigenfalls nur auf einer der miteinander verkehrenden Stationen durch Zuschalten einer Verzögerungskette dafür zu sorgen, dass die Streckenlaufzeit der Signale zu einem ganzzahligen Vielfachen (d.h. dem Einfachen, Zweifachen u.s.w.) der Periodendauer von f_s (und damit der Sägezahn- und Austastperiode) ergänzt wird.

Zuzugeben ist, dass auch die CM - Methode keine restlose Beseitigung des Rauschpegels erbringen kann. Eine gewisse Unsicherheit der Bahnbestimmung in der Schaltung nach Abb. 6 bleibt bestehen. Liegt z.B. die unkorrigierte y-Ablenkung zwischen der k-ten und der $(k + 1)$ -ten erlaubten Bahn, so wird es bei wiederholter Einstellung in diesem Bereich (Ton mit konstanter Amplitude) nicht immer dazu kommen, dass der beschriebene Korrekturvorgang den Lichtpunkt auf die k-te Bahn zurückführt. Die natürlichen Schwankungen der Ablenkempfindlichkeit, der wirksamen Spannungen u.s.w. werden vielmehr in gewissen Fällen, in denen der primäre Ausschlag ein wenig näher bei der $(k + 1)$ -ten Bahn zu liegen kam, das Rückführorgan gerade eben nicht mehr zum Ansprechen gelangen lassen. Das bedeutet eine den Gesetzen des Zufalls folgende zeitliche Veränderung einer definierten Amplitude, also einen Störpegel. Offensichtlich aber kann dieser durch genügend erhöhte Werte von m (d.h. nichts anderes als Aufwand eines entsprechend weiteren Frequenzbandes) nach Wunsch begrenzt werden. Welche Beträge für $p = s/n$ in der Praxis zu erzielen sind, hängt daher von den vertretbaren Bandbreiten ab. Bestehen bleibt natürlich die grosse Ueberlegenheit des CM-Verfahrens, bezogen auf eine gegebene Frequenzdurchlässigkeit des elektrischen Kanals, und vor allem seine ausserordentliche Bedeutung für aus zahlreichen Relais zusammengesetzte Funkstrecken, wie w.o. beschrieben.

Abb. 10 veranschaulicht die mehrfach erwähnte rein elektrische Umformung mittels Kathodenstrahlröhre. Zur y-Ablenkung diene das Plattenpaar F, zur x-Ablenkung (Sägezahn) die Magnetspule M. Im Inneren des Kolbens, in der Ebene scharfer Strahlfokussierung, befindet sich das metallisch leitende Diaphragma D nach Abb. 2, das als Anode fungiert. Durch die Schlitzte von D gelangt der Strahl bei seiner Bewegung in x-Richtung (senkrecht zur Papierebene zu denken) auf die Platte S₁, an der er Sekundärelektronen auslöst. Diese gehen zu D über und erzeugen so das Gebersignal bzw. beim Empfänger die summierte Aufladung des Speicherkondensators (vgl. das zu Abb. 7 Gesagte). Im erstgenannten Falle werden die über den Widerstand R fließenden Stromstöße durch die Röhre P verstärkt und dann weiter verwertet, um den Sender in bekannter Weise zu tasten.

Eine vom Prinzip der Abb. 3 und 4 abweichende Korrekturmethode bildet die Grundlage der Umformerschaltung nach Abb. 11. Die Periode der Abtastfrequenz f_s ist hier in ein Speicher- und ein Geberintervall zerlegt. Am Steuergitter einer Elektronenröhre steht die Mikrophonspannung als variable, innerhalb der Abtastperiode wenig veränderliche Sperrspannung. Von dieser sind 2 Werte, U_{1m} und U_{2m} als Beispiele angenommen. Ihr entgegen wirkt eine treppenförmige, innerhalb eines Bruchteils der Zeit $1/f_s$ die vorgesehenen $2^m = 32$ Amplitudenstufen durchlaufende Messspannung. Die Herstellung einer solchen Kurvenform ist bekannt (Ueberlagerung der 2^m -ten

Harmonischen nebst deren ungeraden Oberschwingungen über die Dreieckspannung der Frequenz f_g). Sobald die Messspannung Tr am Steuergitter die Verriegelung der Röhre aufhebt, setzt deren Anodenstrom ein. Dies geschieht für U_{1m} im Zeitpunkt t_1 , für U_{2m} im Zeitpunkt t_2 . Bei $m = 5$ gibt es 32 definierte Zeitpunkte des beginnenden Anodenstromflusses, und diese präzise Zuordnung zu entsprechenden 32 Lagen eines synchron in y-Richtung bewegten Kathodenstrahls ist das Prinzip, das im Idealfalle unerlaubte Bahnen des Strahls bei seiner x-Ablenkung mit der grössten Wahrscheinlichkeit ausschliesst. So ist bei den in Abb. 11 dargestellten Beispielen durch t_1 die Bahn Nr. 8 und durch t_2 die Bahn Nr. 15 eindeutig festgelegt. Wie die Abbildung zeigt, löst der Anodenstromeinsetz in den Zeitpunkten t_1 bzw. t_2 (beide gehören natürlich zu verschiedenen Abtastungen) kurze, scharfe Impulse 1 bzw. 2 aus. Diese bewirken für die durch die Stufe der Treppenspannung begrenzte Dauer Δt das Auftasten des vorher gesperrten Kathodenstrahls, dem ausserdem in der x-Richtung eine hochfrequente Pendelung mit der Amplitude h_x erteilt wird, so dass er während Δt die 5 Schlitzreihen des Diaphragmas D einige Male überfährt. Hinter den Schlitten sind 5 durchlaufende Sekundäremissionselektroden I, II, III, IV, V angeordnet, die über Leitungen G_1, G_2, G_3, G_4, G_5 mit den Steuergittern von 5 zugehörigen Röhren in Verbindung stehen. Deren Gitterkreise sind durch Kapazitäten mit Parallelwiderständen abgeriegelt, und die Zeitkonstante der Blockierung des Ladungsabflusses ist der Abtastperiode $1/f_g$ angepasst. Es findet daher an den Gittern eine Speicherung der vom Kathodenstrahl auf den Streifen I, II, III ff. - soweit sie im Zuge der eingestellten Strahlbahn getroffen werden - durch Sekundärelektronenabgabe freigemachten positiven Elektrizitätsmengen statt. Infolge ausreichend negativer Vorspannung bleiben aber sämtliche 5 Röhren hierbei noch gesperrt. Beginnt dann, nach Ablauf aller 32 Treppenstufen der Kurve Tr der 2. Abschnitt der Periode von f_g , den wir w.v. als Geberintervall bezeichnet haben, so werden den blockierten Gittern nacheinander passend zeitverschoben positive Tastimpulse genügender Amplitude zusätzlich aufgedrückt. Dadurch werden dann diejenigen Röhren geöffnet, deren Gitterkondensator von dem zugehörigen SE-Streifen des Magazins I ... V bereits mit positiver Ladungsvorversorgt war. So entsteht schliesslich an den Anoden die ausstrahlende Impulsgruppe.

Es erübrigt sich, auf Schaltmassnahmen einzugehen, mit denen die benötigten zeitverschobenen Tastspannungen und die kurzen Stromstösse 1, 2 der Abb. 11 hergestellt werden. Dies ist heute eine landläufige, mit Multivibratoren, fremdgesteuerten Kippanordnungen, Sperrschwingern u. s. w. arbeitende Technik. Die Aufteilung der Periodendauer $1/f_g$ in das Speicher- und das Geberintervall wird quantitativ in erster Linie durch Frequenzbandfragen diktiert. Je mehr man das erste Intervall abkürzen kann, desto längere Zeit steht für die Uebertragung zur Verfügung, desto schmaler wird das ausgesandte Frequenzband. Eine Gegentaktschaltung zweier Systeme nach Abb. 11, von denen jeweils das eine die von U_m gesteuerte Bahneinstellung des Kathodenstrahls und die Speicherung des Impulsbildes durchmacht, während das andere im Geberintervall arbeitet und seine zugeordneten SE-Elektroden I, II durch die Gitterströme der aufgetasteten Röhren entladen werden, ergibt 100%ige Zeitanutzung mit dem durch m bestimmten Minimum an Frequenzbandbreite im Uebertragungswege.

SUMMARY OF NO. VI
"Multiplex Code Modulated Telephony"

In a previous report the transmission of voice by code signals ("code modulation", CM) and new means for converting AM into CM, and vice-versa, have been described. Attached report No. V. This method will be specially useful for decimeter-wave channels with numerous relays.

The annexed paper is a first supplement to the above report. The subject matter is the combination of CM with the multiplex system and, if necessary, with the statistic method, i.e. duplicating or triplicating each pulse and integrating the action of the incoming pulses in the receiver, for the purpose of improved discrimination between signal and noise. The statistic method of signal-clearing may apply for positive disturbances as well as for negative ones (fading of transmitted signals). The devices proposed here are thoroughly based on cathode ray tubes as code-signal generators and converters of CM back to AM. The components of the split-up code pulses are integrated by condensers.

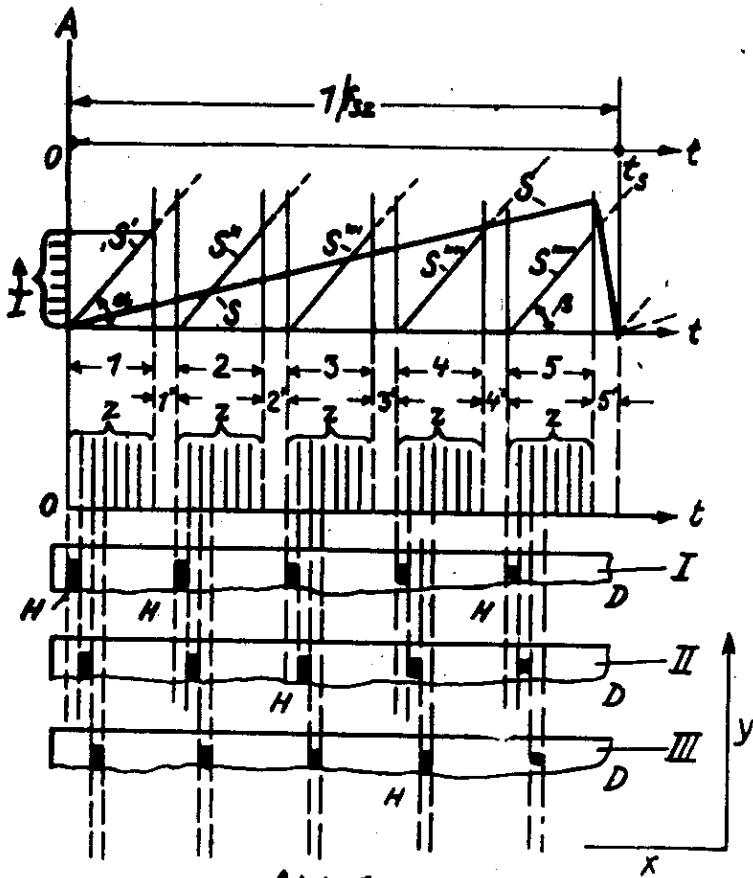


Abb. 1

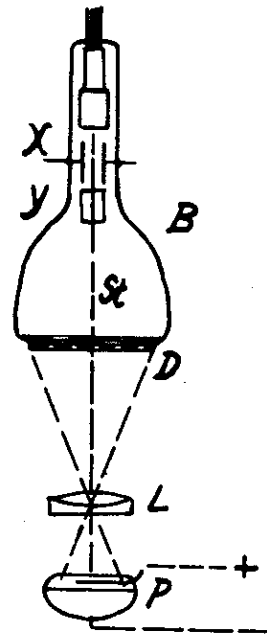


Abb. 2

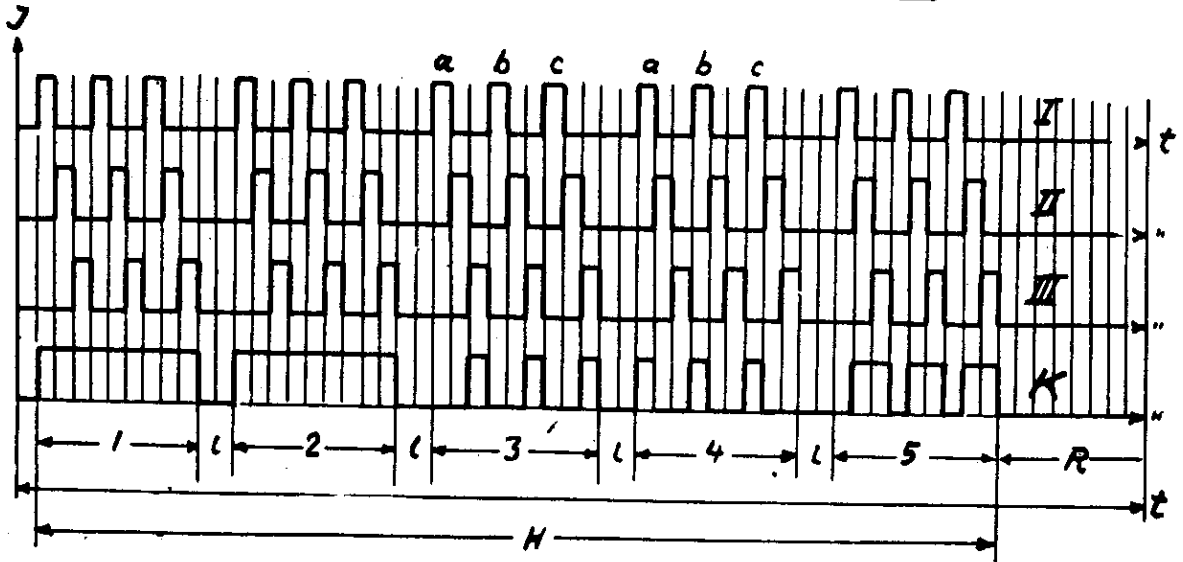


Abb. 3

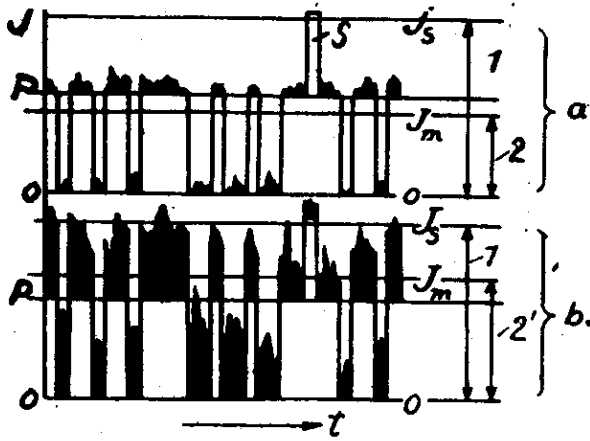


Abb. 4

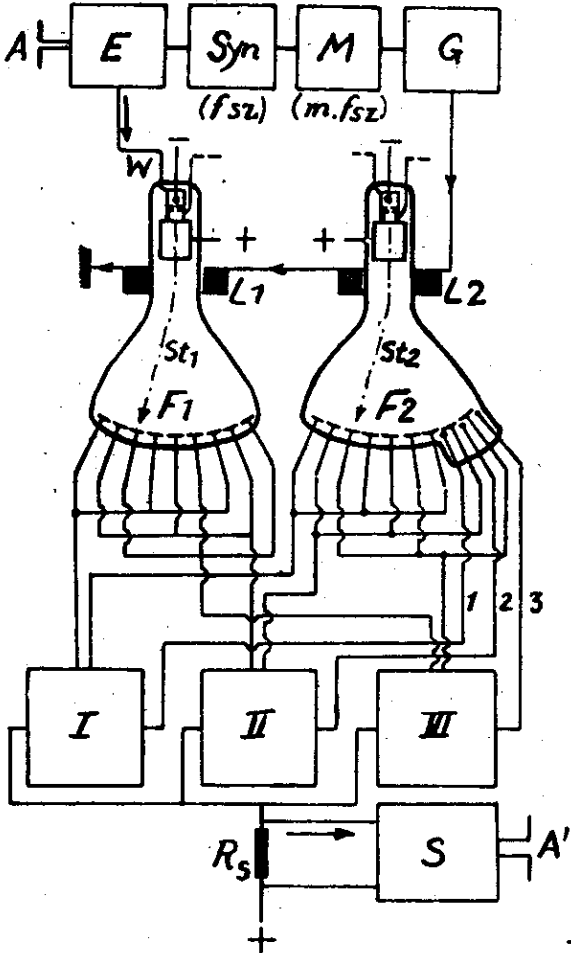


Abb. 5

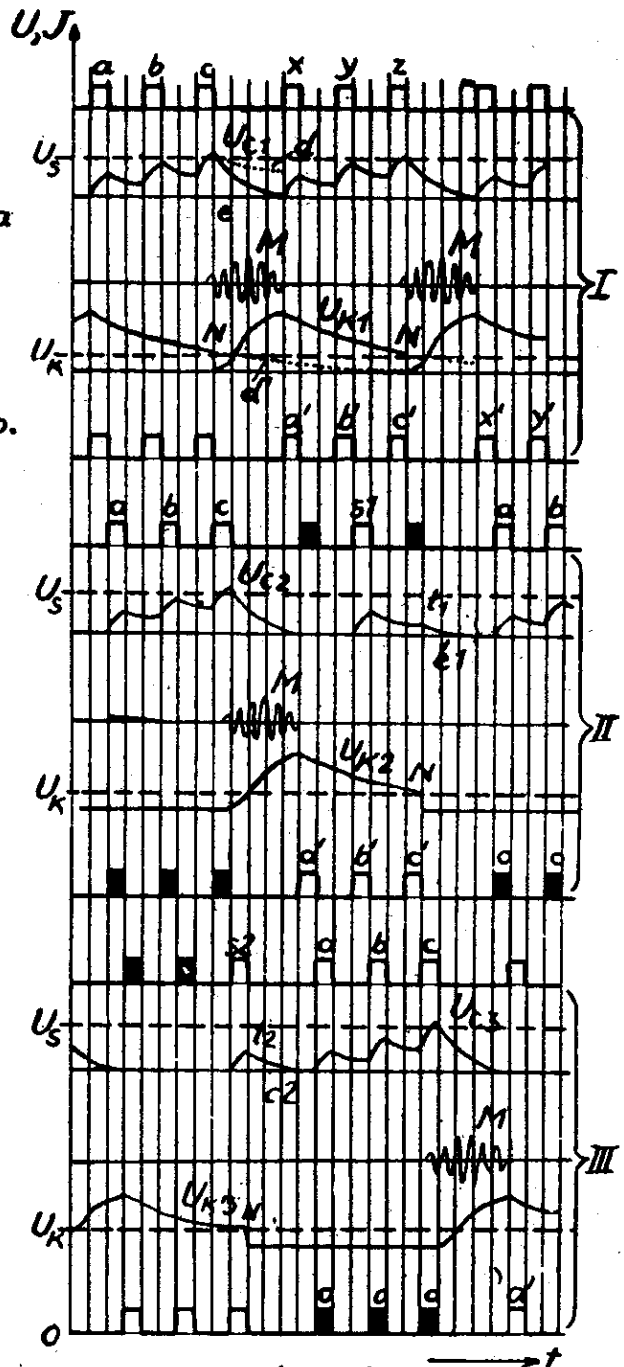


Abb. 6

(extension of No.V)

1. Ergänzungsbericht.

(Hierzu 3 Blatt Zeichnungen)

Gegenstand dieser Ausarbeitung ist die Verbindung des im Hauptbericht geschilderten Prinzips der Code-Modulation (CM) mit dem Verfahren der wechselzeitigen Uebertragung (Multiplex-Telephonie) sowie mit der statistischen Methode der Auslebung von Störungen.

Die Zahl der Sprechkanäle sei z . Als Beispiel sind für das Schema der Abb. 1 insgesamt $z = 7$, in den Fällen der Abb. 3, 5, 5a und 6 jedoch der Uebersichtlichkeit wegen nur $z = 3$ Kanäle angenommen. Wir rechnen wiederum mit $N = 2^m = 32$ Amplitudenstufen, so dass m stets den Wert 5 hat. Es müssen also im einfachsten Falle in jedem Abtastintervall $5 \cdot z$ Impulse übertragen werden. Durch diese Notwendigkeit und durch die Frequenz des Abtastzyklus ist die Bandbreite der Sendung gegeben.

Die $5 \cdot z$ Code-Impulse werden durch synchrone und komphase Ablenkung von z getrennten Kathodenstrahlbündeln erzeugt, zweckmässig mittels z einzelner Röhren von der Art, wie sie im Hauptbericht, Abb. 2 und 6, dargestellt ist. Die Diaphragmen D sind, wie das Schema der hier beigefügten Abb. 1 erkennen lässt, so ausgebildet bzw. relativ zu einander justiert, dass zuerst sämtliche z Stromstösse der 1. Impulsstelle in unmittelbarer Aufeinanderfolge entstehen können, sodann die z Stromstösse der 2. Impulsstelle u. s. f. Nach Durchlaufen aller m Impulsstellen ist ein Abtastzyklus beendet, und es beginnt der nächste in gleicher Weise. Näheres über die erwähnte Abb. 1 s. w. u.

In der Empfangsstation müssen die eintreffenden Impulsreihen auf z Kanäle verteilt werden. Hierfür bedarf es eines synchron und komphas mit der Sendeseite abgelenkten Kathodenstrahles. Dieser wirkt entweder als Schaltarm in einer Röhre gleicher Art, wie sie in Abb. 5, Teile F1 und F2, veranschaulicht ist (mit später zu erklärenden Unterschieden), und besorgt dann nur die richtige Aufteilung des Empfangsgemisches auf die z Kanäle, so dass für jeden derselben die im Hauptbericht, Abb. 7, dargestellte Vorrichtung zur Rückverwandlung der CM in AM extra hinzugefügt werden muss (Teile D, E, G, Ph, L, P, C, H). Oder aber man vereint Verteilerfunktion und Umformertätigkeit in einem und demselben Organ, indem der gleiche abgelenkte Kathodenstrahl beides bewerkstelligt. Es bieten sich dafür rein optische wie auch optisch-elektrische Lösungen, die sämtlich dem in Abb. 1 zu diesem Ergänzungsbericht veranschaulichten Prinzip der gegeneinander versetzten Blenden entsprechen. Als Ausführungsbeispiel für den rein optischen Weg sei folgendes erwähnt: Das Diaphragma D in Abb. 7 des Hauptberichtes hat unverändert $m = 5$ Transparenzstufen, jedoch ist jeder dieser m Bereiche jetzt ausgedehnt genug, um ihn in z gleiche, unmittelbar nacheinander vom Lichtfleck durchlaufene Streifen aufteilen zu können. Jedem Streifen ist ein eigener Lichtführungskanal zugeordnet, der bei Besetzung der entsprechenden Impulsstelle die dosierte Strahlung seiner Photozelle zuleitet. Es sind also im Ganzen z getrennte Photozellen und

Anschlusskreise gemäss Hauptbericht (Abb. 7, Teile P,C,H) vorgesehen. Im Hinblick auf das weiter unten zu Abb. 1 dieses Ergänzungsberichtes Gesagte dürfte ohne weiteres verständlich sein, wie eine derartige optische Kanalisierung wirkt. Sie ist einfach die Umkehrung der senderseitigen Anordnung.

Von optischen Komplikationen frei und nur einer einzigen, gemeinsamen Photozelle bedürftig sind Schaltungen mit trägerfrequenter Unterbrechung des Kathodenstrahles, wobei die Höhe dieser Frequenz mit der Ablenkstellung des Strahles (dessen jeweilige Lage der Schliessung eines bestimmten Kanals entspricht) gesetzmässig wiederkehrend z mal pro Impulsstelle wechselt. Die Aufteilung findet dann erst hinter der Photozelle mit Hilfe von z elektrischen Filtern statt.

Ueber solche und ähnliche Formen der Multiplex-Empfangsverteilung bei CM werden Einzelheiten in einem 2. Ergänzungsbericht folgen.

Die Abb. 3, 5, 5a und 6 betreffen die Weiterentwicklung des Beschrüfungsgegenstandes durch Verbindung mit der Methode des Wiederholens und Speicherns jedes Einzelimpulses. Es darf als bekannt vorausgesetzt werden, dass Störungen des drahtlosen Empfanges, wie sie bei langen Wellen auftreten, durch mehrfache Aussendung jedes Zeichens und Akkumulierung der Einzelwirkungen nach statistischen Gesetzen weitgehend ausgesiebt werden können. In der Multiplex-Telegraphie nach Baudot hat Verdan dieses Prinzip als Erster angewendet, wobei er sich wegen der niedrigen Schaltfrequenzen mechanischer Mittel bedienen konnte. Später habe ich das Verfahren für die Zwecke der Kurzwellen-Telegraphie - ebenfalls unter Anwendung erprobter mechanisch-elektrischer Vorrichtungen - auf die gleichzeitige Ausdehnung von Fadings ausgedehnt. Für den hier vorliegenden Zweck, die Verbindung der CM mit der Multiplex-Telephonie, kommen natürlich nur elektronische Schaltorgane und Speichermittel in Betracht.

Die Speichermethode soll vorzugsweise bei den Dezimeterwellen-Relais benutzt werden. Hier besteht der Störpegel im wesentlichen aus dem Wärmerauschen im Eingangsgitterkreis des Empfängers. Positive und negative Störspitzen sind deshalb primär gleich wahrscheinlich, und die allgemeinste Form der Anwendung des Wiederholungsverfahrens wird die sein, dass jeder Code-Impuls p mal gesendet wird und der Empfänger auf r gespeicherte Impulse anspricht, wobei gelten muss:

$$p > 2$$

$$r \geq p$$

$$r \geq 2$$

also z.B.

$$p = 3 \quad \text{oder } 4$$

$$r = 2 \quad \text{oder } 3, \text{ je nachdem, ob im Empfang}$$

gleich viel positive und negative oder überwiegend Störungen einer Art wirksam werden. Bei den im Hauptbericht beschriebenen Sendemethoden mit Reststrom ist die Annahme begründet, dass der zweite Fall vorliegt. Werden z.B. die Code-Impulse vom Reststrompegel aus aufwärts, die Gleichlaufimpulse abwärts, gegen die Stromstärke Null hin, getastet, so können positive

Rauschspitzen, weil mit den Code-Impulsen gleichsinnig, echte Sendeenergie vortäuschen. Negative Rauschspitzen dagegen wären, wenn sie zufällig mit dem definierten Zeitabschnitt, in welchem ein Code-Impuls erwartet werden kann, koinzidierten, nur innerhalb kleiner Phasenwinkelbereiche imstande, die Sendeamplitude bis auf den Reststrompegel hinunterzudrücken. Dieser Fall ist also bei richtig eingestellter Empfangsschwelle (Gittervorspannung) unwahrscheinlich. Dass eine positive Rauschspitze gerade das Gleichlaufzeichen, d.h. die Nulltastung des Reststromes, aufhebt, ist nach den Erfahrungen des Fernsehbetriebes praktisch so gut wie ausgeschlossen; diese Störung würde ausserdem nur 10^{-4} sec. dauern und liesse sich durch einfache Hilfsmassnahmen gänzlich vermeiden.

Vorstehende Betrachtung lehrt: Bei der angenommenen Sendemethode erscheint es zulässig, das Verfahren der Wiederholung und Speicherung so durchzuführen, als ob nur positive Rauschspitzen vorhanden wären. D.h. wir haben mit vorgetäuschten Sendeimpulsen, dagegen nicht mit Zeichenausfall zu rechnen. Daher wollen wir uns im Folgenden ausschliesslich auf diese Bedingung einstellen, ohne zu vergessen, dass für andere Verhältnisse die weiter vorn gegebene allgemeine Anweisung gilt und das hier beschriebene System es durch blosse Regelung von Schwellwerten möglich macht, sich dem jeweiligen Störungscharakter anzupassen. Wir wählen deshalb in den Abb. 3, 5, 5a und 6 als Extremfall:

$$\begin{aligned} p &= 3 \\ r &= 3, \end{aligned}$$

fordern also, dass der Empfänger nur dann anspricht bzw. das Relais Sendezeichen nur dann weitergibt, wenn für jedes derselben 3 zeitlich definierte Einzelimpulse gespeichert waren. Nicht selten wird man bei reichlicher Sendeleistung mit $p = 2$, $r = 2$ auskommen.

Bevor wir jedoch auf die entsprechenden Einrichtungen und die Diagramme ihrer Wirkungsweise eingehen, wollen wir zum besseren Verständnis des Kombinationsprinzips, das hier für die Vereinigung des Code-Verfahrens mit dem Multiplex-System vorgeschlagen wird, die nähere Erläuterung von Abb. 1 und 2 vorausschicken. In diesen ist, wie schon aus dem früher Gesagten hervorgeht, von der Wiederholungsmethode noch kein Gebrauch gemacht.

In Abb. 1 bedeutet $1/f_{sz}$ die Periode des Sägezahnverlaufes der x-Ablenkung gemäss der Beschreibung im Hauptbericht. Der ausgenutzte Hinlauf S soll so linear wie möglich sein, so dass die Steilheit in den Unterabschnitten 1, 2...5, dargestellt durch die Geraden $S^1, S^{II} \dots S^{V}$, praktisch konstant wird. Zur besseren Veranschaulichung ist die Steilheit von S bei S^1, S^{II} u. s. w. vervierfacht aufgetragen, und die Forderung geht dahin, dass die Grössen der Winkel α und β hinreichend übereinstimmen. In den Zeitintervallen 1, 2... sollen $z = 7$ Sprechkanäle Platz finden. Zwischen den Impulsstellen 1...5 können für Gleichlauf-Regelzwecke die Lücken $1' \dots 5'$ eingeschaltet sein; dies ist aber überflüssig, wenn die Synchronisierung durch einen besonderen Impuls am Ende jeder Abtastperiode bewirkt wird. Durch eine bestimmte Versetzung der den Kanälen I...VII zugeordneten Diaphragmen D,

von denen nur die der drei ersten Kanäle teilweise angedeutet sind, wird bei komphaser x-Ablenkung sämtlicher $z = 7$ Lichtpunkte erreicht, dass zunächst die 1. Impulsstelle besetzt werden kann, und zwar unmittelbar nacheinander in den Kanälen I bis VII, sodann die 2. Impulsstelle in gleicher Weise, danach die dritte u. s. f. Die Entstehung dieser Reihenfolge ist aus der 1. Abb. ohne weiteres ersichtlich; die Lichtschlitze H der Diaphragmen sind als ausgefüllte Rechtecke gezeichnet.

Es sind also $z = 7$ Kathodenstrahlröhren B nach Abb. 2 mit Ablenkplattenpaaren X, Y und Diaphragma D erforderlich, während die Photozelle P und eine das Objektiv L ersetzende Sammeloptik grundsätzlich nur einmal für sämtliche Kanäle benötigt werden. Die Aufgabe einer solchen Sammeloptik ist, die Lichtimpulse aller z Diaphragmen gleichmässig der gemeinsamen Photozelle zuzuleiten, in der dann die Code-Impulse entstehen und von der aus sie über einen Breitbandverstärker dem Modulator des Senders aufgedrückt werden.

Dass das in Abb. 1 enthaltene Prinzip der Impulsgebung auf der Empfangseite in sinngemässer Umkehrung dazu dienen kann, das Signalgemisch wieder zu zerlegen und jeden herausgegriffenen Einzelimpuls dem richtigen Sprechkanal zuzuordnen, wurde bereits erwähnt. Die auf S. 2 beschriebene Verteiler-Anordnung, deren zeichnerische Darstellung sich nach dem Gesagten hier erdbrigt, ermöglicht gleichzeitig, z. B. nach der Methode der m -fach abgestuften Transparenz, die photoelektrische Rückumformung der CM in die ursprüngliche AM. Auf derselben Grundlage lässt sich ein einfaches Abhörgerät entwickeln, das mit einem einzigen verschiebbaren Diaphragma und lichtelektrischer Zelle jeden beliebigen Kanal einzustellen und zu kontrollieren erlaubt.

Soweit das Grundsätzliche zur Verbindung von CM und Multiplexmethode. In hinreichend störungsfreien Fernübertragungskanälen wäre mit dem durch Abb. 1 veranschaulichten Prinzip allen Anforderungen genügt. Wenn aber eine Dezimeterwellen-Verbindung mit zahlreichen Relais vorliegt und es darauf ankommt, die Anlage in jeder Beziehung optimal auszunutzen, mit kleinsten Sendeleistungen also grösste Entfernungen zu überbrücken, dann lässt es die Berücksichtigung des Wärmerauschens in den Empfänger-Eingängen angezeigt erscheinen, die unvermeidlichen Störspitzen durch die Wiederholungs- und Speichermethoden auszuschließen. Dies wird natürlich, abgesehen von Extremfällen, nicht bei jedem einzelnen Relais vonnöten sein, ist aber in der Form angebracht, dass man jeweils beim n -ten Zwischenempfang ein solches Zeichensieb einschaltet. Je nach den besonderen Verhältnissen kann $n = 3$ bis 7 angenommen werden, selten grösser.

Auf Abb. 3 zurückkommend, erkennen wir die Aufspaltung jedes Stellenimpulses in $p = 3$ Teilimpulse a, b, c. Es seien fortan nur $z = 3$ Sprechkanäle, I, II, III, vorgesehen. Die Stromstösse a, b, c werden wiederum durch ein Diaphragma je Kanal erzeugt, mit dem Unterschied, dass jetzt die 5 Schlitzreihen, die den 5 Impulsstellen entsprechen, verdreifacht sind. Die Anweisung, wie dies zu geschehen hat, ist aus Abb. 3 sofort ersichtlich. Die Rechtecke der Sendezichen sind dort, wo die Impulsstelle besetzt sein soll (Ja-Impuls), ausschraffiert, dort, wo die Impulsstelle nicht besetzt gedacht ist (Nein-Impuls), unausgefüllt. So sind z. B. im Sprechkanal I die 1., 2. und 4., in II die 1., 2. und 5.,

in III die 1., 2., 3. und 5. Impulsstelle besetzt. Den resultierenden Taststromverlauf des Senders gibt die Kurve K an; K bedeutet die Hinlauf-, R die Rücklaufdauer des x -Ablenksägezahn, τ sind Synchronisierintervalle. Wie man sieht, können die Impulse der verschiedenen Kanäle unmittelbar aneinander angeschlossen werden.

Bei der Uebertragung dieser Zeichen über Relais kommt es darauf an, die Form K aufrechtzuerhalten. Ist am Eingang des Empfängers die Sendeamplitude gross im Verhältnis zur mittleren Rauschamplitude, so kann letztere einfach durch Abriegelung mittels Gittervorspannung unterdrückt werden. Gleichzeitig bedient man sich der Anodenstrombegrenzung, um die weitergetasteten Zeichen auf konstante Höhe des Oberstrichs zu bringen. In der Abb. 4, a und b, ist der Rauschanteil durch die ausgefüllten, unregelmässig begrenzten Flächen dargestellt. Die Code-Impulse werden hier durch Abwärtstasten des Sendestromes J von einem Ruhewert P auf Null übertragen, die Gleichlaufsteuerung durch Aufwärtstasten in Form des steilen Stromstosses S am Ende jedes Abtastintervalles. Die Diagramme geben das Signal nach erfolgter Gleichrichtung wieder. Der Unterschied der beiden durch Abb. 4, a und b, veranschaulichten Fälle besteht nun sichtlich darin, dass der Rauschpegel bei b weit höher ist als bei a. Diese Verschiedenheit wird benutzt, um die zur Abriegelung dienende Gittervorspannung selbsttätig zu verändern. Dazu ist nur nötig, in geeigneter Schaltung, die passend dimensionierte Zeitkonstantenglieder enthält, aus den herausgesiebten periodischen Impulsen S eine Grenzspannung J_s abzuleiten und diese mit der mittleren Gleichspannung J_m zu vergleichen, die durch Antegration über das gesamte Sendesignal gewonnen wird. Der Wert von J_s kann sich, da S nur während kurzer Zeiten vorhanden ist und durch die Zeitkonstantenglieder über zahlreiche Einzelimpulse S das Mittel genommen wird, mit dem mittleren Rauschanteil kaum ändern. Dagegen wird die Grösse des letzteren einen starken Einfluss auf J_m haben, was man durch Gegenüberstellung von Abb. 4a mit 4b sofort erkennt. Die in der Figur rechts abgemessenen Höhen von J_s bzw. J_m zeigen deutlich die Differenz der Verhältnisse 1 : 2 und 1 : 2'. Sie rührt davon her, dass der Rauschpegel im Falle b durch Addition zu P und weitgehendes Ausfüllen der negativen Code-Zeichen den Mittelwert J_m erheblich nach oben verlagert. Diese Aenderung des Quotienten J_s/J_m lässt sich dann leicht ausnutzen, um die entsprechende Verschiebung der Abriegelungsschwelle zu steuern. Abb. 4b illustriert den Grenzfall des Störabstandes, bei dem die Methode der automatisch gleitenden Gittervorspannung gerade noch anwendbar erscheint.

Es wird sich in der Praxis nicht verhindern lassen, dass trotz solcher Hilfsmittel einzelne Verstümmelungen des Codes eintreten. Im allgemeinsten Falle werden dann die auf Seite 3 erörterten Verhältnisse und Notwendigkeiten vorliegen; es werden sowohl vorgetäuschte Sendepulse als auch Zeichenfadings entstehen. Wir wollen aber mit Rücksicht auf das weiter vorn Gesagte dabei bleiben, dass praktisch nur die erste Art von Störungen zur Wirkung kommt, und können nunmehr im Anschluss an das Sendeschema nach Abb. 3 die auf diesen Fall zugeschnittenen Anordnungen und Schemen der Abb. 5, 5a und 6 diskutieren.

Nach je $n-1$ Zwischenempfangsstellen (vgl. S. 6), die als einfache Relais im Sinne der Ausführungen zu Abb. 4 (vgl. S. 7) mit blosser Ausfilterung des Rauschens durch Gittervorspannung und Strombegrenzung arbeiten, ist jedes n te Relais gemäss Abb. 5 und 5a ausgebildet. Jeder Impuls, der zu einem bestimmten Kanal und zu einer bestimmten Impulsstelle gehört, wird $p = 3$ mal gesendet. Die Zahl der Kanäle sei $z = 3$, sie sind hier mit I, II, III bezeichnet. Der in Abb. 3 erkennbare Abtastzyklus kehrt deutlich in dem Empfangsschema der Abb. 6 wieder. Bei dieser bedeutet jedoch die Ausfüllung (im Original Schwärzung) der Impulsrechtecke, dass die betr. Impulsstellen in der ursprünglichen, von der Anfangsstation ausgehenden Sendung unbesetzt sind und daher auch bei der Weiterastung unbesetzt bleiben müssen. Dagegen sind die nicht ausgefüllten Impulsrechtecke teils (a, b, c, a', b', c') echte Sendezeichen, teils (a_1, a_2) diesen in der Wirkung gleichkommende und daher mit ihnen verwechselbare, durch Rauschspitzen vorgetäuschte Signale, die es eben gilt, mit Hilfe des Wiederholungs- und Speicherprinzips auszusieben.

In Abb. 5 bedeuten: A die Empfangsantenne (Richtantenne), E den eigentlichen Dezimeterwellen-Empfänger, Syn das Synchronisiergerät zur Abtrennung der Abtastfrequenz f_{sz} , M eine Stufe zur Gewinnung der m -ten Harmonischen von f_{sz} (Frequenz der Impulsstellen), G einen Strömsägezahn-Generator, der mittels der in Reihe geschalteten Spulen L1 und L2 die Elektronenbündel St_1 und St_2 der beiden Kathodenstrahlschalter F1 und F2 gleichphasig über den eingebauten Schaltsegmenten hin- und zurücklenkt. In jeder Röhre sind $p = 9$ derartige Kontakt-Segmente enthalten, deren tatsächliche Ausbildung hier nicht interessiert. Zusätzlich sind in F2 drei (allgemein z) Hilfskontakte angebracht, die über Leitungen 1, 2, 3 mit den Geräten I, II, III in Verbindung stehen. Ihr Zweck wird w.u. in Verbindung mit Abb. 5a erläutert. Die Ausgänge von I, II, III sind im gemeinsamen Reihenwiderstande R_z zusammengefasst, dessen Spannungsabfall den Sender S steuert. Die Antenne A' (Richtantenne) hat die Aufgabe, die von A aufgefangenen Empfangszeichen in geklärter Form weiterzugeben. Der Kathodenstrahl der Röhre F1 wird über die Leitung W von den ankommenden, durch passende Gittervorspannung möglichst schon bereinigten Code-Impulsen aufgetastet, während in F2 die Strahlstromstärke konstant bleibt.

Aufgabe des sägezahnförmig mit der Frequenz $m \cdot f_{sz}$ abgelenkten Strahls St_1 ist, 1) das Empfangssignal richtig (also mit geregelter Phase) auf die Kanäle I, II, III zu verteilen, 2) die Ladung des Zeichenspeichers zu bewirken. Der isochron mit St_1 bewegte Strahl St_2 eilt in Wirklichkeit um eine volle Periode $1/m \cdot f_{sz}$ nach und bezweckt, die auslösenden taktmässigen Impulse für die Weiterastung des speichergesteuerten Codes zu liefern, die aber nur stattfindet, wenn der Speicher eine entsprechende Ladung empfangen hat. Um dies zu verstehen, müssen wir Abb. 5a betrachten. Sie stellt die für das vorliegende Problem wesentlichen Teile des Gerätes I dar, die sich identisch in den Geräten II und III (bei z Kanälen in z Geräten) wiederholen und daher nur einmal zeichnerisch dargestellt zu werden brauchen.

Die massgebenden Speicherorgane sind die Kondensatoren C1 und K1. Wie Abb. 5 bei Verfolgung der von den Kathodenstrahlschaltern ausgehenden Leitungen lehrt, erhält C1 Ladungsimpulse (positiven Vorzeichens), wenn St_1 beim Ueberfahren des 1., 4. und 7. Schaltsegments (von links gezählt) durch den Empfänger E aufgetastet ist. Für den in Gerät II zu denkenden Kondensator C2 sind in gleicher Weise das 2., 5. und 8., für c3 in III das 3., 6. und 9. Schaltsegment zuständig. Dies genügt, um die für höhere s (und p) geltende Verteilungsregel zu erkennen. Das Verhalten von C1 geht aus dem für I gezeichneten Diagramm oben in Abb. 6 hervor. Die an C1 durch die wiederholten Impulse a, b, c aufgebaute Ladespannung U_{c1} überschreitet beim 3. (allgemein beim p .) Stromstoss des Kathodenstrahlschalters F1 die Schwelle U_s . Da U_{c1} positiv gepolt am Gitter der Röhre RÖ1 liegt, schwingt diese jetzt mit starker Rückkopplung an (Spule M_1), wobei sie sich selbst alsbald durch den Gitterstrom blockiert und zugleich C1 entlädt. Die Kurve M in Abb. 6 stellt den entstehenden begrenzten Schwingungszug dar. Er wirkt über die Spule M_2 auf den Kreis der Diode D, durch deren Gleichrichtereffekt nunmehr der Kondensator K1 eine definierte Ladung erhält. Diese öffnet das eine Gitter der Hexode RÖ2 während einer bestimmten Zeit, die durch den Ladungsabfluss über den Parallelwiderstand zu K1 gegeben ist. Man ersieht dies aus Abb. 6, Kurve U_{K1} . Solange U_{K1} den Schwellwert U_K überschreitet, bleibt das an K1 liegende Gitter von RÖ2 offen. Es muss daher jedesmal, wenn der Kathodenstrahlschalter F2 über eines der zu Kanal I gehörigen Segmente (es sind dies, wie bei F1, das 1., 4. und 7. von links) einen positiven Tastimpuls auf das zweite Gitter von RÖ2 sendet, durch diese Röhre und somit durch R_s ein kurzer Anodenstromstoss fließen, folglich der Sender S in Abb. 5 einen entsprechenden Wellenzug aussenden. Da dies pro Impulsstelle und Kanal 3mal geschieht, (nämlich beim 1., 4. und 7. Segment von F2), so entstehen die Impulse a' , b' , c' . Sie stellen die Weitergabe der kurz zuvor vom Relais empfangenen Impulse a, b, c dar und sind, wie ersichtlich, gerade um 1 Impulsstellenbreite ($1/m$, f_{sz}) gegen letztere verzögert, was den isochronen Gang der Strahlableitung in F1 und F2, Abb. 5, erlaubt.

Beide Speicher jedes Kanals, d.h. für I die Kondensatoren C1 und K1, müssen richtig dosierte Parallelwiderstände haben, um die erforderliche Zeitkonstante ihrer spontanen Entladung zu besitzen. Ohne den Gitterstrom Einsatz der Röhre 1 würde in Abb. 6 U_{c1} längs der punktierten Linie d abfallen. Es muss aber bis zum Eintreffen der nächstmöglichen Gruppe zu speichernder Impulse - x, y, z - die am Gitter von RÖ1 stehende Spannung wieder auf den Wert gesunken sein, der praktisch leerem Speicher, also U_{c1} 0, entspricht. Diesen Zustand führt, wenn Impulse empfangen waren, das Anschwingen von RÖ1, wie beschrieben, herbei. Sind jedoch, wie in Abb. 6 für die Kanäle II und III angenommen, an in der Sendung unbesetzten Impulsstellen Störzeichen a1, s2 aufgetreten, so überschreitet die Kondensatorspannung (U_{c2} bzw. U_{c3}) an den entsprechenden Orten der Zeitachse die Schwelle U_s nicht; die Schwingung von RÖ1 bleibt aus. Die Entladung der Kondensatoren würde alsdann verlangsamt vor sich gehen, d.h. bei jeder weiteren Speicherung würde eine Restladung vorhanden sein, und es bestünde die Gefahr, dass bei Aufeinanderfolgen mehrerer an sich unbesetzter, aber störungsverseuchter Impulsstellen eine Spannungsdifferenz akkumuliert bleibt, die von der nächsten Störspitze oder aber auch, beim nächsten Eintreffen einer echten Dreiergruppe, schon von deren 1. oder 2.

Impuls über U_g gehoben wird. Dies würde die Funktion der Vorrichtung empfindlich beeinträchtigen und muss vermieden werden. Zu diesem Zweck dient die Röhre R₀ 3 in Abb. 5a. Sie ist C 1 parallelgeschaltet und wird durch einen positiven Gitterspannungstoss, der von dem zugeordneten Hilfskontakt des Kathodenstrahlenschalters F 2 (Abb.5) über Leitung 1 abgegeben wird, nach Ablauf jeder Dreiergruppe von Impulsen geöffnet. Die entsprechenden Zeitpunkte sind durch die Synchronisierung innerhalb des gesamten Übertragenden Systems festgelegt (t_1 für Kanal II und t_2 für Kanal III sind solche Zeitpunkte). Durch die Ableitung über die Röhre R₀ 3 wird die schädliche Restladung der Speicherkondensatoren schnell genug vernichtet. So ergibt sich der für U_{C1} in Abb. 6 eingetragene Entladungsverlauf e , der bei Hinzukommen des Schwingens von R₀ 1 noch beschleunigt wird, und analog für II und III die Abfälle e_1 bzw. e_2 . Man ersieht, dass die Störimpulse s_1 bzw. s_2 den Speichervorgang der anschliessenden Dreiergruppe nicht mehr beeinträchtigen können.

In entsprechender Weise dient eine Röhre kleinen Innenwiderstandes, R₀ 4 dazu, den Kondensator K 1 am Ende jedes für eine Dreiergruppe vorgesehenen Zeitraumes so rasch zu entladen, dass unmittelbar darauf die Wiederaufladung möglich ist, die für das Weitertasten der zur nächsten Impulsstelle gehörigen Dreiergruppe erforderlich sein kann. Das Gitter von R₀ 4 wird parallel und gleichzeitig mit dem von R₀ 3 vom Hilfskontakt des Kathodenstrahlenschalters F 2 (Abb.5) über Leitung 1 gesteuert. In den Diagrammen der Abb. 6 würde die Entladungskurve U_{K1} bei richtiger Bemessung des an den Klemmen von K 1 liegenden Ohmschen Widerstandes längs der punktierten Linie d' verlaufen (Zeitkonstante $R \cdot K 1 = 1/m \cdot f_{sz}$). Die Öffnung der Röhre R₀ 4 bewirkt statt dessen durch stossartige Herabsetzung des Entladewiderstandes den jähen Abfall N.

Bei den Sprechkanälen II und III lässt Abb. 6 klar erkennen, dass vereinzelte Störimpulse (s_1 , s_2) nicht zur Ueberschreitung von U_g führen. Infolgedessen schwingt auch R₀ 1 nicht an, die Kondensatoren K 2 bzw. K 3 bleiben ungeladen, der Relaisender gibt keine Dreiergruppe weiter (ausgefüllte Rechtecke o. o ... bedeuten, dass die betr. Impulsstelle nicht besetzt wird, da sie auch in der übermittelten Sendung nicht besetzt war).

Für den Empfang auf der Endstation ist ein zweiter Kathodenstrahlenschalter nach Abb. 5 nicht vonnöten. Man verlegt hier die Hilfskontakte in den Schalter F 1 und lässt F 2 weg. Entsprechend fallen in Abb. 5a die Teile R₀ 2, R₀ 4, D, K 1, R₀ fort, da keine Wiederaussendung bezweckt wird, und man verwertet für die Rückumformung der CM in AM unmittelbar die Schwingungszüge M (Abb.6) der Röhre R₀ 1.

Diese Röhre wäre übrigens auch bei den Relais entbehrlich, wenn dort kein Abhören einzelner Sprechkanäle in Frage käme. Man würde dann versuchen können, das 1. Gitter von R₀ 2 direkt von C 1 öffnen zu lassen. Die Schaltung würde sich so durch Wegbleiben von R₀ 1, M₁, M₂, R₀ 4, D, K 1 und Zubehör erheblich vereinfachen.

Die Entwicklung der Gesamtanordnung ist demnach nicht als abgeschlossen zu betrachten, zumal sie von den Fortschritten der Kathodenstrahl-Schalter und der erwähnten elektrisch-optischen Umformungs- und Verteilungsmittel noch wesentlich beeinflusst werden dürfte.

Bezüglich der nur schematisch angedeuteten Hilfskontakte des Schaltrohres F 2 in Abb. 5 sei noch hinzugefügt, dass sie zur Erzielung genügender Schaltleistung als Schlitze von abgeschirmten Kammern ausgebildet sind, in denen durch Sekundäremission ("SE") ausgelöste Elektronen auf Prallbleche oder -gitter treffen und so in bekannter Weise mittels weiterer SE vervielfacht werden. Zusätzlich ist natürlich äussere Verstärkung des den Gittern von R₀ 3 und R₀ 4 (Abb. 5a) zugeleiteten Schaltstosses möglich; dies braucht in der Zeichnung nicht zum Ausdruck gebracht zu werden, weil im Bedarfsfalle selbstverständlich. Auch die Wirkung des Kathodenstrahles an den Verteilersegmenten der Röhren F 1 und F 2 beruht auf SE, womit kräftige positive Lade- oder Steuerimpulse erhältlich sind.

Dass bei den Dezimeterwellen-Relais eine möglichst weitgehende Vereinfachung angestrebt werden muss, liegt auf der Hand. Andererseits stellt der Betrieb, unabhängig von der benutzten Modulationsart, unabwiesbare Forderungen, wie z.B. Wellenlängen-Wechsel von Teilstrecke zu Teilstrecke. Dazu kommt als spezifische Bedingung beim CM-Verfahren, insbesondere bei seiner Kombination sowohl mit dem Multiplex-Prinzip als auch mit der Wiederholungs- und Speichermethode, die Notwendigkeit exakter Synchronisierung der Verteilungs- und Umformungsvorgänge. In der Fernsehtechnik hat sich die Verwendung von Schwingquarzen als örtliche, unabhängige Gleichlauf-Taktgeber in der Form bewährt, dass die langsamen Abweichungen in der Regelfrequenz der einen Station gegenüber derjenigen der anderen Station durch Aenderung der Arbeitstemperatur des Quarzscheibchens ausgeglichen werden. Man benutzt also bewusst den Temperaturkoeffizienten der Eigenfrequenz des Kristalles, um durch gesteuerte Heizung die gegenseitige Verstimmung immer wieder auf Null zurückzuführen. Da die heutigen Schaltungen, bezogen auf konstante Temperatur, eine ausserordentlich präzise Abgleichung der Quarzfrequenzen und die Innehaltung derselben in stundenlangem Betriebe mit 10^{-6} des Sollwertes gestatten, so zeigt sich die Möglichkeit von Regelungsmethoden einfachster Art, die das thermische Nachstimmen aufgrund der langsam entstehenden Phasendifferenz automatisch bewirken. Zur Ermittlung der letzteren können die am Ende jeder Abtastperiode übertragenen Gleichlaufimpulse oder die periodischen Pausen zwischen den Code-Impulsen dienen; es ändert sich nur die Art ihrer Verwertung. Die dafür nötigen Schaltungen sind nicht kompliziert.

Hat man solche Taktgeber zur Verfügung, so können sie bei den Relais gleichzeitig die Aufgabe übernehmen, die Sendefrequenz und die Ueberlagerungsfrequenz konstant zu halten. Diese Möglichkeit beruht darauf, dass der Gleichlauf nach der vorstehend beschriebenen Methode des langsamen Nachdrehens der Phase innerhalb eines Spielraumes der dadurch bedingten vorübergehenden Frequenzänderungen gewahrt werden kann, der klein genug bleibt, um gute Abstimmung von Sender und Empfänger bestehen zu lassen. Damit werden die bisherigen Einrichtungen zur automatischen Nachstimmung des

Empfangsoszillators überflüssig, was eine willkommene Vereinfachung bedeutet bzw. einen gewissen Aufwand für andere Zwecke tragbar macht. Bei $\lambda = 30$ cm, d.h. $f = 10^9$ Hz, ergeben Frequenzabweichungen von $\pm 10^{-6}f$ erst eine Verstimmung von $\pm 10^3$ Hz. Selbst ein Vielfaches davon wäre bei den grossen Frequenzbandbreiten und dem mässigen Bedarf an Trennschärfe, um die es sich hier handelt, ohne weiteres erträglich. Bei einer höheren Zahl in Serie geschalteter Relais ist es äusserst unwahrscheinlich, dass die intermediäre Frequenzverschiebung an allen Stationen gleichsinnig erfolgt; die Aenderungen werden einander teilweise aufheben. Die zu korrigierende Gesamtschwankung lässt sich statistisch berechnen.

Abb. 7 macht von den vorstehenden Ueberlegungen Gebrauch. Sie stellt drei aufeinanderfolgende Relais 1,2,3 dar. Es erscheint zulässig, dass die Sendefrequenz f_{Ind} bei jeder zweiten Station wiederkehrt. Die Pfeile zeigen die Richtung der Uebertragung an; die Anlage ist, wie ersichtlich, für Gegenverkehr gedacht. U bezeichnet den Empfangsüberlagerer zur Erzeugung der Zwischenfrequenz, S den Sender, Q sind quartzgesteuerte Vervielfacher, die von Relais zu Relais abwechselnd die Frequenz f_1 oder f_2 liefern. Diese wird sowohl -impulsgetastet- vom Sender ausgestrahlt als auch zur Mischung mit der eintreffenden Empfangsschwingung benutzt. Im übrigen lässt Abb. 7 ohne weiteres erkennen, wie das Frequenzschema gedacht ist. Bei der Mischung ist in jedem Falle die gleiche Zwischenfrequenz $f_1 - f_2$ erhältlich, die Sendewelle aber wird von Station zu Station gewechselt. Die Frequenz f_q des Quarzes soll daher bei sämtlichen Relais gleich hoch gewählt und dann

$$f_1 = n \cdot f_q : f_2 = (n + 1) \cdot f_q$$

gemacht werden oder umgekehrt, wobei n die Vervielfachungszahl ist.

An der einen Endstation bestimmt die Schwingungszahl des Quarzoszillators (der besonders sorgfältig geregelt und auf unveränderlicher Temperatur gehalten wird) durch Frequenzteilerstufen Periodenzahl und Phase aller Abtastungs- und Umformungsvorgänge. Deshalb muss f durch $m \cdot f_{sz}$ glatt teilbar sein. Die von dieser Station ausgesandten rhythmischen Impulse ziehen sämtliche anderen Quarzschwinger in Q_1, Q_2, Q_3 u.s.f. nach der beschriebenen Methode der thermischen Nachstimmung immer wieder in Phase. Daher folgen längs der Kette der Relais alle Taktgeberfrequenzen f_1, f_2 derjenigen des Haupttaktgebers, und die Differenz $f_1 - f_2$ behält ihren Sollwert. Es ist also für jedes Relais nur ein einziger Quarzschwinger erforderlich, und die ganze Kette wird phasenstabil für beide Arbeitsrichtungen.

Der Ersatz des quartzgesteuerten Generators durch eine andere Art von Hochfrequenzoszillator ist zwar im Prinzip möglich, wobei dann das Nachstimmen der Phase auf elektrischem Wege erfolgen müsste. Die unvergleichliche Frequenzkonstanz des Schwingquarzes und die besondere Einfachheit seiner thermischen Regelung verleihen ihm jedoch entscheidende Ueberlegenheit.

Zum Abschluss eine kurze Ueberschlagsrechnung des Senderleistungsbedarfs N_s unter folgenden Annahmen :

- 1.) Nutzleistung (N_e) zu Rauschleistung (R) am Empfänger-
eingang 10 : 1.
- 2.) Abstand von Relais zu Relais $r = 70$ km.
- 3.) Wellenlänge $\lambda = 30$ cm, also Sendefrequenz $f = 10^9$ Hz.
- 4.) Gebündelte Aus- und Einstrahlung durch zweidimensionale
Dipolgruppen in quadratischer Flächenanordnung, F bei
Sender und Empfänger gleich $25 \lambda^2$.
- 5.) Impulszahl pro Code, $m = 5$.
- 6.) Kanalzahl der Sprechverbindungen, $z = 10$.
- 7.) Wiederholungszahl $p = 3$.
- 8.) Abtastfrequenz, $f_{sz} = 10^4$ Hz.
- 9.) Grenzemfindlichkeit des Empfängers, $\sigma = 1000$ kT_0

Da die Dipolgruppen mit ihrer vollen Fläche absorbierend wirken, gilt :

$$\gamma = \frac{N_e}{N_s} = \frac{F^2}{r^2 \lambda^2} : N_s = N_e \cdot \frac{r^2 \lambda^2}{F^2} = N_e \cdot \frac{r^2}{625 \lambda^2} \approx 87 \cdot 10^6 N_e$$

Das Frequenzband hat, wenn für scharfe Zeichen die 3. Harmonische übertragen werden soll, die Breite

$$f_{CM} = 3 m \cdot z \cdot p \cdot f_{sz} = 4,5 \text{ MHz}$$

ist also ein Fernseh-Frequenzband, weshalb sich die beschriebene Methode besonders für den Einsatz auf Fernseh-Dezistrecken eignet. Unter Berücksichtigung beider Seitenbänder wird dann der Leistungsbedarf des Empfänger-Einganges :

$$N_e(\text{Watt}) = 2 : \frac{N_e}{R} \cdot \sigma \cdot f_{CM} = 2 \cdot 10 \cdot 1000 kT_0 \cdot 4,5 \cdot 10^6 (\text{Wattsec. Hz})$$

und die erforderliche Senderleistung :

$$N_s = 2 \cdot 4,5 \cdot 87 \cdot 10^{16} kT_0 (\text{Wattsec. Hz})$$

Da $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Wattsec ist, ergibt sich schliesslich

$$N_s \approx 3,13 \cdot 10^{-2} \text{ Watt} = 0,0313 \text{ Watt.}$$

Mit 1 Watt Leistung lässt sich daher der Relaisabstand trotz der ungünstig angenommenen Empfängereempfindlichkeit (σ) sicher überbrücken. Die Zahl der Relais ist ohne Einfluss.

Wird auf die 3. Harmonische von $m \cdot z \cdot p \cdot f_{sz}$ verzichtet, was beim CM-Verfahren grundsätzlich erreichbar ist, so können mit dem oben eingesetzten Frequenzbande und $N_s = 1$ Watt 30 hochwertige Sprechverbindungen hergestellt werden. Berücksichtigt man ferner, dass bei dem grossen Ueberschuss an Senderleistung vermutlich gut mit $p = 2$ gearbeitet werden kann, so erhöht sich die Kanalzahl auf 45.

A P P E N D I X I

LIST OF GERMAN PERSONNEL INTERVIEWED

<u>Name</u>	<u>Position</u>	<u>Location</u>
Professor Dr. Fritz Schroeter	Formerly Director, Television Laboratory, Telefunken, Berlin	Evacuated to Bad Liebenstein and now at Heidenheim, Germany