

Studie über die Impulsphasenmodulationsanlage

Autor(en): **Kaenel, R. / Pfyffer, H. / Weber, H.E.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **36 (1958)**

Heft 1

PDF erstellt am: **11.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874407>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

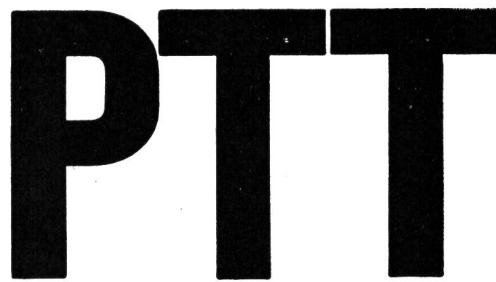
Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

TECHNISCHE MITTEILUNGEN
BULLETIN TECHNIQUE



BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telefonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicata dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

R. KAENEL, H. PFYFFER und H. E. WEBER, Zürich

Studie über die Impulsphasenmodulationsanlage

621.376.55

Zusammenfassung. Anhand der kurz dargestellten informationstheoretischen Grundlagen wird die Impulsphasenmodulationsanlage (PPM) mit anderen Modulationsarten verglichen. Dem relativ ungünstigen Abschneiden der PPM in diesem Vergleich stehen jedoch Vorteile auf schaltungstechnischer Seite gegenüber. Die an einigen Beispielen gezeigte Verwendung modernster Bauelemente lässt erkennen, dass sich PPM-Anlagen mit sehr kleinem Aufwand zusammenstellen lassen. Sie sind deshalb, trotz geringer Kanalkapazität, von grosser Bedeutung.

Résumé. Sur la base des principes théoriques présentés succinctement, l'installation de modulation de position (PPM) est comparée à d'autres genres de modulation. Les avantages que présente la technique des connexions contrebalancent cependant la position assez défavorable de l'installation PPM dans cette comparaison. L'emploi d'éléments de construction des plus modernes, montré par quelques exemples, permet de constater que les installations PPM sont montées à très peu de frais. C'est pourquoi elles revêtent une grande importance, malgré la faible capacité des voies.

I. TEIL

DIE IMPULSMODULATIONSANLAGE IN
MODERNER SICHT

Die PPM-Kanalkapazität im Vergleich mit den Kanalkapazitäten anderer Übertragungsverfahren

Die Güte eines Übertragungssystems wird mit Vorteil durch die von Shannon definierte Kanalkapazität ausgedrückt. Mit diesem Begriff soll im folgenden die Impulsphasenmodulation-Übermittlung mit anderen Übertragungsverfahren (Modulationsarten) verglichen werden. Vorerst seien jedoch die aus der Nachrichtentheorie hier wesentlichen Überlegungen – ohne Beweise – angeführt.

In der statistischen Nachrichtentheorie nach Wiener und Shannon ist das Verständnis um das Wesen des Begriffes «Nachricht» und des Kerns des Nachrichtenübertragungsproblems erheblich vertieft worden. Danach wird als Informationsgehalt I einer Nachrichten-Gruppe mit N einzelnen Informationen (Symbolen) definiert:

$$I = K \cdot \ln(N) \quad (1)$$

wobei K eine Konstante ist.

Daraus erhält man den Nachrichtenfluss I/T , wenn T die Dauer der Nachrichten-Gruppe N (welche ihrerseits eine Funktion der betrachteten Dauer T ist:

$N[T]$) erfasst (nach T sec kann eine weitere Nachrichten-Gruppe übermittelt werden).

Dieser Nachrichtenfluss ist im allgemeinen eine Funktion der betrachteten Nachrichten-Gruppendauer. Man kann nun zeigen, dass in allen praktischen Fällen der Nachrichtenfluss im Grenzübergang T gegen unendlich einem wohldefinierten Grenzwert zustrebt, vorausgesetzt, dass alle Nachrichten-Gruppen N der Dauer T a priori gleich wahrscheinlich vorkommen. Diesen Grenzwert benützt Shannon als Definition der Kanalkapazität:

$$C = K \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \{ \ln (N[T]) / T \} \quad (2)$$

Wird im Logarithmus zur Basis 2 gerechnet und $K=1$ gesetzt, dann erhält man als Dimension der Kanalkapazität definitionsgemäss

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \left\{ \log_2 N(T) / T \right\} [\text{Bit/sec}] \quad (3)$$

Die so definierte Kanalkapazität entspricht dem grösstmöglichen mittleren Nachrichtenfluss (dem Maximum an Nachrichtenfluss), vorausgesetzt, dass alle möglichen Symbolkombinationen zugelassen sind.

Soviel zu den mehr allgemeinen Definitionen der Nachrichtentheorie. Es sei jetzt die Kanalkapazität eines mit weissem Rauschen gestörten stetig modulierbaren Kanals untersucht. Ohne Rauschstörung

hätte dieser Kanal eine beliebig grosse Kapazität. Es sei in diesem Zusammenhang speziell hervorgehoben, dass die Rauschstörung eine der vielen Möglichkeiten zur Kanalkapazitätsbeschränkung darstellt. Wegen der Wichtigkeit dieser Störungsart sei diese hier explizite behandelt. Vorerst der amplitudenmodulierte Kanal: Die maximale Zahl verschiedener Symbole je Sekunde, die durch einen einseitenband-amplitudenmodulierten gestörten Kanal übertragen werden kann, hat unter Berücksichtigung des Abtasttheorems formelmässig den Wert:

$$C = F_o \cdot \log(1 + S/R) \quad (4)$$

wobei

- F_o = NF-Grenzfrequenz
- S = Signalleistung im Nutzfrequenzband
- R = Rauschleistung im Nutzfrequenzband

Denn einerseits kann das amplitudenmodulierte frequenzbandbeschränkte NF-Signal durch eine Reihenentwicklung nach amplitudenmodulierten Impulsen der Repetierfrequenz $2 \cdot F_o$ entwickelt werden: d.h. aber, dass je sec $2 F_o$ -Symbole übertragen werden können. Andererseits ist die durch die Statistik bestimmte Amplitudenstufenzahl $\sqrt{1+S/R}$. Aus (4) erkennen wir sogleich, dass, je grösser das Signal- zu Rauschverhältnis gemacht werden kann, desto grösser ist die Kanalkapazität und somit die Störfreiheit der Übermittlung.

Diese Beziehung ist aber nicht nur für amplitudenmodulierte kontinuierliche Kanäle gültig, sondern für jeden mit weissem Rauschen gestörten Übertragungskanal, vorausgesetzt, dass der entsprechende Ausdruck für S/R eingesetzt wird. In dieser verallgemeinerten Form ist (4) als «Hartley-Tuller-Shannonsche Formel» bekannt. Woraus ergibt sich aber S/R in dieser verallgemeinerten Form? Die Signalleistung S bezieht sich auf die zu übertragende Information. Je nach dem Modulationsverfahren ist dieses Signal in irgendeiner Form dem Übermittlungsträger aufgeprägt (als Träger sei eine HF-Welle oder ein Impulszug erwähnt). Dieser Träger habe die Leistung P , die entsprechende Störleistung, die ihn beeinflusst, sei N . Gleich wie die Signalleistung in Beziehung zum Träger gebracht werden kann, lässt sich die Rauschleistung N des Übertragungsfrequenzbandes in Beziehung zur Rauschleistung R im Nutzfrequenzband bringen, das heisst es lässt sich ein Ausdruck der Form

$$S/R = f(P/N) \quad (5)$$

angeben. Am Beispiel der PPM sei der Berechnungsgang illustriert. Für eine Übertragungsbandbreite F_v gibt Küpfmüller als Abschätzungsformel für die Einschwingzeit t_g :

$$t_g = 1/(2 \cdot F_v) \quad (6)$$

(Videoübertragung, TP-Übertragung). Die günstigste Filterdurchlasskurve ist eine solche mit einem Durchlassverlauf nach der Fehlerkurve von Gauss, denn da-

bei ist die gegenseitige Beeinflussung der Impulse und somit die nichtlinearen Verzerrungen durch Echowirkung am geringsten (bei Zeitmultiplex-Mehrkanalbetrieb dementsprechend auch die Übersprechwirkung). Die Wahl der Dauer 2τ der erzeugenden Rechteckimpulse spielt bei der Berechnung eine wesentliche Rolle: Wählt man 2τ relativ gross, so werden zwar die volle Steilheit des Einschwingens – nach (6) – und die volle Amplitude U_p erreicht, jedoch werden die Impulse unnötig breit, d.h. die Impulsleistung unnötig gross. Wählt man 2τ zu klein, so schwingen die Impulse nicht mehr voll ein, und die Impulsflankenneigung (eine wichtige Grösse für die Erhöhung der Kanalkapazität) wird kleiner. Ein günstiger Kompromiss liegt bei (7)

$$2\tau/t_g = 1 \quad (7)$$

woraus in guter Näherung eine Flankenneigung

$$U_p \cdot F_v \cdot 2 \quad (8)$$

resultiert (Fig. 1a, 1b).

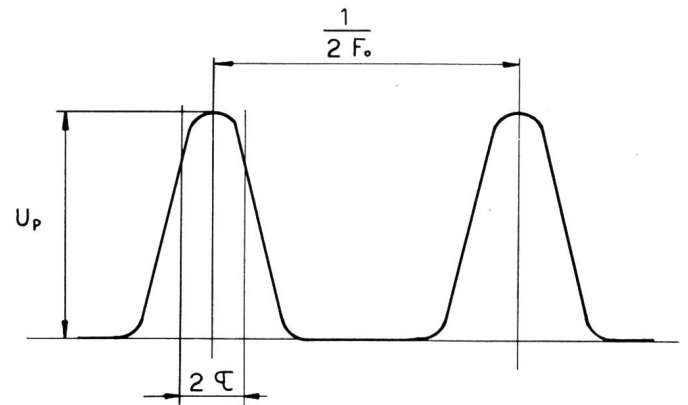


Fig. 1a. Definition der Impulsgrössen

Während die Signalleistung proportional dem Quadrat des maximalen Zeithubes H ist, wobei dieser für $F/F_o \gg 1$ angenähert den Wert

$$H \leq 1/4 F_o \quad (9)$$

annimmt (kein starkes Überlappen der Impulse bei der Aussteuerung), das heisst durch

$$S \leq \frac{H^2}{2} = \frac{1}{32 F_o^2} \quad (10)$$

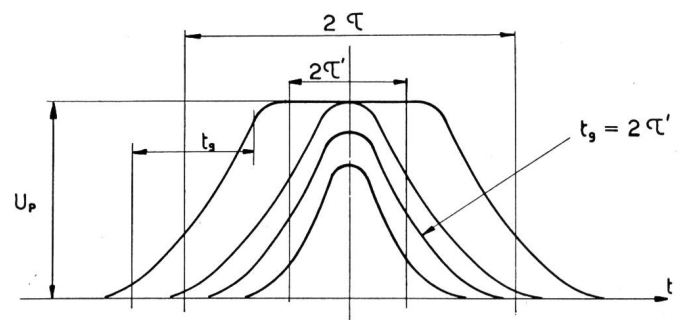


Fig. 1b. Impulsformen für verschiedene Impulsbreiten

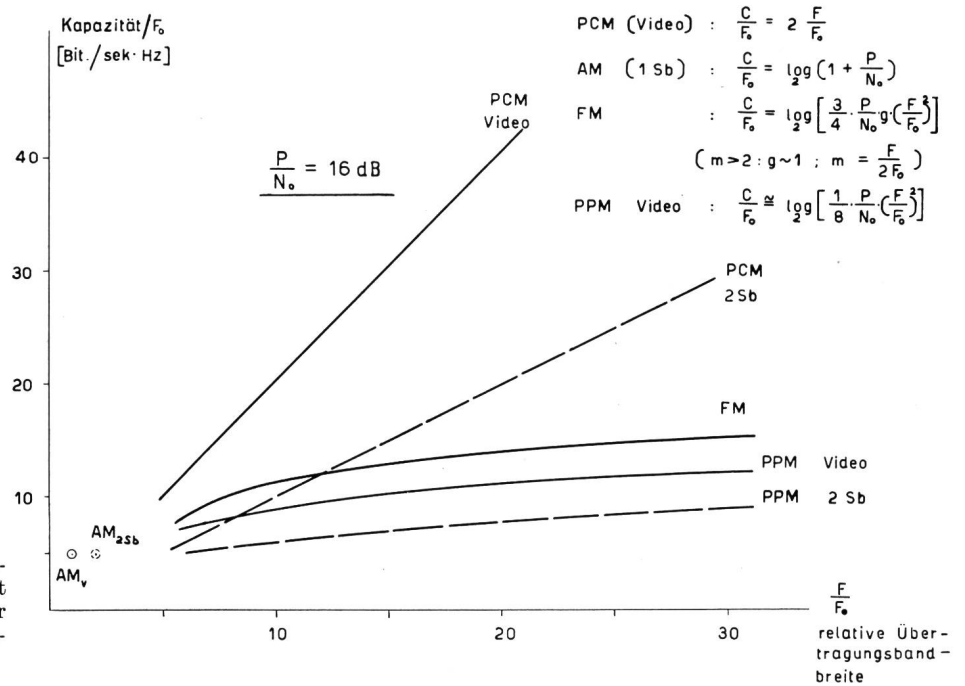


Fig. 2. Zusammenhang zwischen der Kanalkapazität je Hz Kanalbreite in Abhängigkeit vom Verhältnis der Videobandbreite zur Kanalbandbreite für verschiedene Modulationsarten

wird die Rauschamplitude \sqrt{N} bei der Auswertung der PPM durch Diskriminierung der Impulsflanke um die Steilheit dieser Flanke in der Wirksamkeit verringert, d. h.

$$R = \left(\frac{\sqrt{N}}{U_p/t_g} \right)^2 = (\sqrt{N}/[U_p \cdot F_v \cdot 2])^2 = N_o/(U_p^2 \cdot F_v \cdot F_o \cdot 4) \quad (11)$$

mit N_o = Rauschleistung je NF-Frequenzband (bei weissem Rauschen ist die Rauschleistung proportional dem Frequenzband). In der Betrachtung wird dabei berücksichtigt, dass die gesamte im Übertragungsfrequenzband wirksame Rauschleistung im Nutzfrequenzband durch Intermodulation mit der Abtastfrequenz wirksam wird $\left(\frac{N}{F_v} = \frac{N_o}{F_o} \right)$.

Die Impulsleistung P errechnet sich aus dem Rechteckimpuls angenähert zu

$$P = 2 \tau \cdot U_p^2 \cdot 2 \cdot F_o = U_p^2 \cdot F_o/F_v \quad (12)$$

Durch Zusammenfassen der abgeleiteten Ausdrücke folgt für den gesuchten Quotienten:

$$S/R = P/N_o \cdot 1/8 \cdot F_v^2/F_o^2 \quad (13)$$

Diesen Ausdruck in denjenigen für die Kanalkapazität eingesetzt, liefert als Endresultat

$$C = F_o \cdot \log \left(1 + P \cdot F_v^2/(N_o \cdot 8 \cdot F_o^2) \right) \quad (14)$$

Für die praktische Beurteilung der Übertragungssysteme ist es günstiger, die Kanalkapazität in Funktion der Rauschleistung je Nutzfrequenzband anzugeben und nicht, wie sehr häufig, in Funktion der Rauschleistung je Videofrequenzband.

Auf Grund analoger Berechnungsgänge können die an Figur 2 dargestellten Kurvenscharen konstruiert werden. Es sei zu dieser Darstellung besonders hervor-

gehoben, dass die Untersuchung der Kanalkapazität der quantisiert modulierbaren Kanäle (die Impulscode-modulation PCM) davon ausgeht, dass angenommen wird, auf dem Übertragungswege werde der Kanal durch fremdes Rauschen nicht gestört, so dass die Kanalkapazität einzig systembedingt ist (Quantisierungsgeräusch). Die übertragbare Impulszahl nimmt hier mit der Übertragungsbandbreite zu, wodurch das Quantisierungsgeräusch kleiner und die Kanalkapazität grösser wird.

Aus Figur 2 können nun folgende Eigenschaften der untereinander verglichenen Übertragungssysteme herausgelesen werden:

- Es gibt kein System, das ohne Bandüberhöhung F_v/F_o besser als die Einseitenband-AM ist;
- PCM hat mit der Einseitenband-AM die vorteilhaftesten Eigenschaften (bezüglich der Kanalkapazität bei weissem Rauschen);
- Die FM ist nach unserem Diagramm besser als die PPM. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass beim PPM-Zeitmultiplex die modulierende NF beliebig nichtlinear vorverzerrt werden kann, ohne ein Übersprechen der Kanäle zu verursachen (bzw. das erforderliche Übertragungsfrequenzband zu erhöhen), wird aber die Kapazität bei PPM-Übermittlung durch diese vorverzerrende Massnahme gegenüber derjenigen bei FM-Übertragung grösser.

Obschon im soeben gemachten Vergleich die PPM relativ schlecht abschneidet, ist die praktische Verwendung der PPM wegen des kleinen schaltungstechnischen Aufwandes sehr zu befürworten. Einerseits ist die videomässige Erzeugung der PPM mit geringem Aufwande verbunden, dann braucht der UHF-PPM-Träger bei einer Richtstrahlverbindung nur gestastet zu werden. Zur Illustration des geringen schaltungstechnischen Aufwandes bei der Erzeugung der

PPM (videomässig) sei im folgenden die Anwendung der heute modernen Komponenten, des Transistors und des Ferritkernes mit rechteckiger Hystereseschleife in PPM-Anlagen, betrachtet.

Der Transistor-PPM-Modulator

Bekanntlich kann eine phasenmodulierte Impulsfolge (Kantenwert-PPM) dadurch erzeugt werden, dass die Koinzidenz von einer linearen Umrechnungsfunktion (Sägezahnfunktion der Repetierfrequenz $2 \cdot F_o$) mit der zu übertragenden NF durch einen Impuls zeitlich festgestellt wird. Diese Impulsfolge stellt die phasenmodulierte Impulsfolge (Triggerimpulsfolge) dar. Weil für einen kleinen Zeithub eine Sinuskurve in bester Näherung linear approximiert werden kann, ist es zulässig und sogar bedeutend günstiger, die periodische Sägezahnfunktion (mit vielen höheren Harmonischen) durch eine solche Sinusfunktion zu ersetzen (s. Fig. 3).

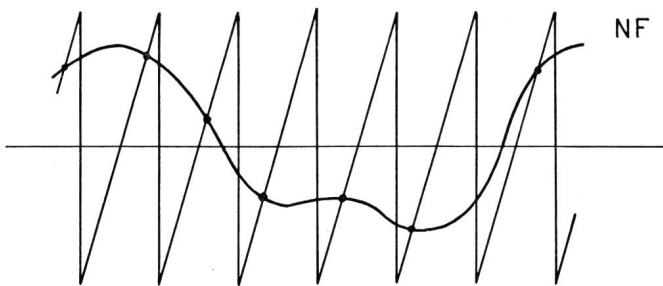


Fig. 3. Erzeugung einer phasenmodulierten Impulsfolge mittels Koinzidenz mit einer Sägezahnfunktion

Als Amplitudendiskriminator ist eine sog. «Multiar»-Schaltung betreffend Aufwand und Zuverlässigkeit sehr vorteilhaft. Leider aber eignet sie sich in der klassischen Form für Transistoren nicht. Erst durch Einsetzen einer weiteren Diode, so dass die Kombination der Dioden ein «und»-Tor bildet (s. Fig. 4), wird die Schaltung auch für Transistoren zuverlässig: einerseits wird der Transistorarbeitspunkt und somit die Referenzamplitude stabilisiert. Dann kommt aber als wichtiger Vorteil die Eigenschaft, dass der Modulationszweig, welcher in Serie die Umrechnungsfunktion und die NF enthält, immer hochohmig ist, ausgenommen im Umkippmoment, wodurch die gegenseitige Kopplung zwischen NF und dem Umrechnungszweig stark verringert wird. Dies bedeutet aber eine kleine Übersprechgefahr über den Umrechnungszweig, besonders wenn die Umrechnungsfunktion über Phasenschieber direkt den verschiedenen Kanälen zugeführt wird.

Die experimentell aufgebaute Schaltung (Fig. 4a und 4b) wies eine Übersprechdämpfung besser als 80 db auf (Umrechnungsfunktion: 8 kHz/6V; NF: 0N/600 Ω). Rauschabstand bei 2 μs Zeithub besser als 70 db.

In diesem Zusammenhang sei noch ein Wort über die nichtlinearen Übertragungsverzerrungen gesagt. Nach dem Abtasttheorem kann ein frequenzbandbe-

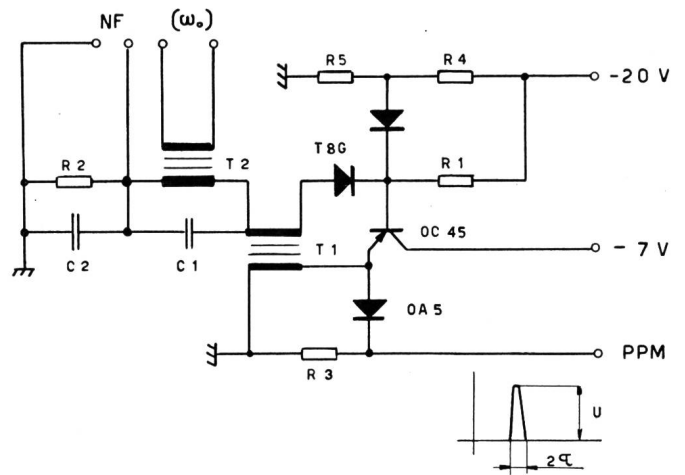


Fig. 4a. Schaltung eines einzelnen Modulators

schränktes NF-Signal durch diskrete Werte verzerrungsfrei übertragen werden. Im wesentlichen fusst die PPM-Anlage mit dem hier beschriebenen Kantenwert-Modulator auf dieser Erkenntnis. Jedoch wird die NF zur schaltungstechnischen Vereinfachung nicht äquidistant abgetastet, wie es nach dem Abtasttheorem der Fall sein müsste, sondern es wird immer der der entsprechenden Zeitauslenkung zugehörige NF-Wert übermittelt. Dies verursacht aber systembedingte nichtlineare Verzerrungen. Je nach dem Demodulationsverfahren wirken sich diese Verzerrungen anders aus, doch können beim Eintontproblem die über die NF-Frequenz gemittelten nichtlinearen relativen Verzerrungen nicht unter

$$k_m \cong (H \cdot \pi \cdot F_o) / 2 \quad (15)$$

sinken. Bei der Demodulation durch Umwandlung in Impulslängenmodulation folgt als maximale relative Verzerrung

$$k \cong H \cdot \pi \cdot F_o \quad (\text{der Frequenz } 2F_o - F, \text{ wobei } F = \text{NF-Frequenz}) \quad (16)$$

Sollen bei dieser Demodulationsart die nichtlinearen Verzerrungen beim Eintontproblem nicht grösser als 3% werden, dann darf der Modulationszeithub bei einer NF-Abtastfrequenz von 8 kHz nicht grösser als 2,4 μs werden.

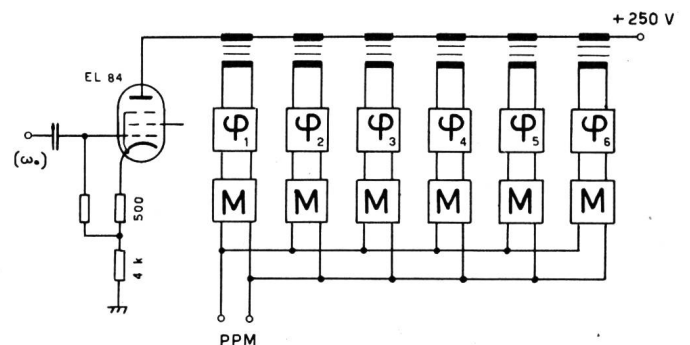


Fig. 4b. Prinzip eines Puls-Phasen-Modulations-Systems mit sechs Kanälen

Damit ergibt sich aber sofort der Wunsch nach einem PPM-Modulator, der genau nach dem Abtasttheorem die Übertragung der diskreten NF-Werte vornimmt, d.h. die NF äquidistant abtastet (Stufenwertmodulator) und unverzerrt überträgt. Denn sobald der Übertragungsweg stark verrauscht ist, muss durch einen grösseren Zeithub H die Kanalkapazität vergrössert werden. Sollen dabei die nichtlinearen Verzerrungen nicht unzulässig hohe Werte annehmen, so muss zu einem Stufenwertmodulator gegriffen werden. Im nächsten Abschnitt wird nun ein solcher Modulator beschrieben, der als wesentliches Schaltelement eine magnetische Zählkette enthält und sich im Betrieb gleich wie der Transistormodulator sehr gut bewährt hat.

Die magnetische Zählkette in der PPM-Anlage

Weil im zweiten Teil des Aufsatzes eine mit magnetischer Zählkette arbeitende PPM-Anlage ausführlicher beschrieben wird, seien hier nur die wesentlichsten angewandten Prinzipien hervorgehoben.

Durch Vereinigung von Taktoszillator und magnetischer Zählkette zu einem Baustein ergibt sich das für den Zeitmultiplex wesentliche Schaltelement, das örtlich und zeitlich verteilte Impulsfolgen abgibt. Neben der Verwendung dieser Impulsfolgen als Trigger (Synchrontaktgeber) für die PPM-Modulatoren verschiedener Kanäle, können sie direkt zur Aussteuerung von Torschaltungen ausgenutzt werden (Verwendung als Schaltfunktion). Diese Torschaltungen können nun die verschiedenen NF-Kanäle so zeitlich zerhacken, dass das resultierende amplitudenmodulierte Impulsprogramm zu einem Zeitmultiplex zusammengeschaltet werden kann. Dieser Zeitmultiplex wird anschliessend in einer Zeitmodulationsstufe zu einer PPM umgerechnet. Durch dieses Vorgehen benötigt die ganze Anlage nur einen einzigen Umrechner. Als solcher kommt in erster Linie eine Impulsverzögerungsschaltung, worin die Unstetigkeit der Hinterflanke der amplitudenmodulierten Impulse ausgenutzt wird (Fig. 5), mit nachgeschaltetem Amplitudendiskriminator in Frage. Durch einen frequenzmässig sehr breitbandigen Entwurf dieses Umrechners kann das Übersprechen der verschiedenen Kanäle unter sich sehr klein gehalten werden.

Unerfreulicherweise sind die Ausgangsimpulse der Zählkette stark verrauscht. Weil die Impulsflankenlage im Umrechner mit ausgenutzt wird, tritt eine Einwirkung dieser Rauschstörung auf den NF-Kanal ein. Messungen haben ergeben, dass bezüglich $1 \mu\text{s}$ Impulszeithub bei einer Zählkettenimpulsbreite von weniger als $1,5 \mu\text{s}$ die Rauschamplitude um mehr als 60 db gedämpft ist. Daraus ergibt sich für die Dimensionierung der Zählkette die Konsequenz, dass durch eine starke Stromaussteuerung dieser Kette die Umklapp-Impulse genügend schmal gemacht werden müssen.

Soviel zum PPM-Senderteil mit magnetischer Zählkette. Es soll nun noch der Empfänger mit magneti-

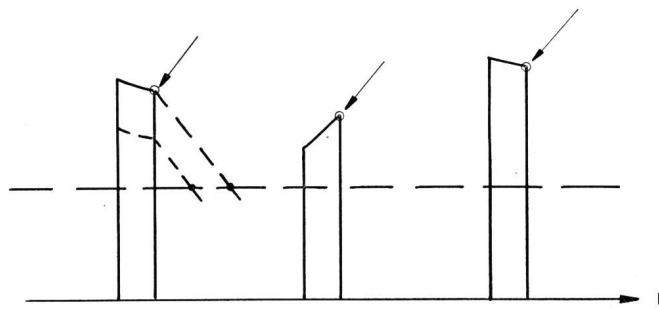


Fig. 5. PPM-Zeitmultiplex. Umwandlung der amplitudenmodulierten Impulse in lagemodierte mittels einer Verzögerungsschaltung

scher Zählkette kurz gestreift werden. Im Empfänger muss vorerst aus der PPM wiederum eine amplitudenmodulierte Impulsfolge erzeugt werden, zur linearen (im Idealfall unverzerrten) Demodulation mit Tiefpass. Dies erfolgt so, dass die PPM vorerst in derselben Verzögerungsstufe wie im Sender (gleiche Zeitkonstante) zu einer zeitmodulierten Dreieckimpulsfolge verwandelt wird, wobei die Übersprechwirkung zwischen den Kanälen – im Gegensatz zum Sender – grundsätzlich klein ist, weil im wesentlichen nur mit zeitmodulierten Impulsfolgen gearbeitet wird. Beim Aufsetzen der periodischen Zählkettenimpulse auf diese Dreieckimpulse (nahezu) konstanter Flankenneigung ergeben sich in der Höhe proportional zur Zeitauslenkung der PPM-Impulse amplitudenmodulierte Impulse. Weil die Zählkettenimpulse aber nicht ideal steile Flanken haben, ist der NF-Anteil nichtlinear verzerrt, die Impulsfläche ist nicht proportional der NF (s. Fig. 6). Durch Speichern des Amplitudenwertes werden unter gleichzeitiger Verstärkung der nutzbaren NF-Leistung die nichtlinearen Verzerrungen entsprechend kleiner. Zu beachten ist ferner noch, dass wegen des starken Rauschens der Zählkettenimpulsitzen diese Impulse amplitudenmässig begrenzt werden müssen. Im folgenden zweiten Teil wird nun auf diese Schaltung näher eingegangen.

Der Verfasser dankt an dieser Stelle Herrn Prof. H. E. Weber für die Anregungen und die grosszügige Unterstützung dieser Arbeit bestens.

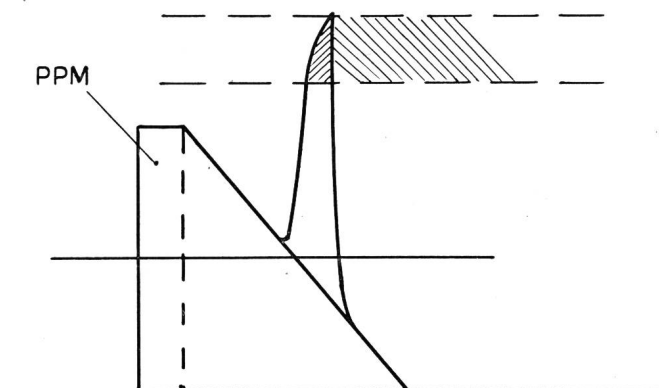


Fig. 6. Zurückverwandlung des zeitlagemodulierten Impulses in einen amplitudenmodulierten Impuls

II. TEIL

DEMONSTRATIONSANLAGE FÜR VIER KANÄLE

A. Allgemeine Beschreibung

Der Sender gibt ein Impulsprogramm ab, das in Figur 7 dargestellt ist. Es besteht aus einem Synchronimpuls von der Breite von $2,5 \mu\text{s}$ und vier nachrichtentragenden Impulsen (den sogenannten Kanalimpulsen), die eine Breite von etwa $0,75 \mu\text{s}$ aufweisen. Jeder dieser Impulse trägt eine Information; jedem Informationskanal ist also ein bestimmter Impuls zugeordnet. Der Abstand der Impulse beträgt $20,8 \mu\text{s}$, was einer Impulsfolgefrequenz von 48 kHz entspricht. Die Impulse eines Kanals folgen sich mit einer Repetitionsfrequenz von 8 kHz . Diesen Festlegungen entsprechend wäre es möglich, fünf Informationskanäle um den Synchronimpuls zu gruppieren. Bei der vorliegenden Anlage wurden aber nur vier Kanäle ausgebaut (daher die Lücke im Impulsprogramm).

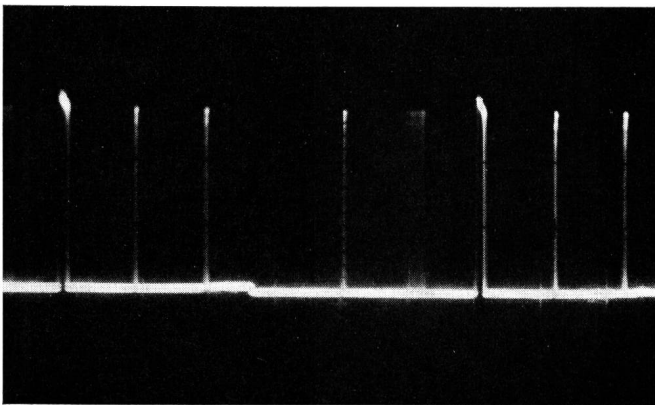


Fig. 7. Impulsprogramm des Senders (ein Kanal moduliert)

Die Informationen werden in Form niederfrequenter Spannungen (NF) an die Eingangsklemmen des Senders gegeben. Der Bezugspegel sei 0 N an 600Ω ($0,775 \text{ V}$). Durch die NF werden die Impulse aus ihrer Ruhelage gegenüber dem Synchronimpuls ausgelenkt (ein Kanal moduliert).

Der Empfänger nimmt die räumliche Trennung der einzelnen Kanäle vor, so dass an den vier Ausgangsklemmen die Informationen wieder einzeln zur Verfügung stehen.

B. Der Sender

1. Oszillator und Aussteuerung des Kanalschalters

Als Referenz dient ein quarzgesteuerter Oszillator mit der Frequenz von 48 kHz . Der Aussteuerungsverstärker für den Kanalschalter ist mit einer El 84 ausgestattet, die den nötigen Strom liefert.

2. Der Kanalschalter

Dieser besteht aus einer magnetischen Zählkette. Es wird dabei von der rechteckigen Hystereseschleife von FXC VI Gebrauch gemacht (s. Fig. 9).

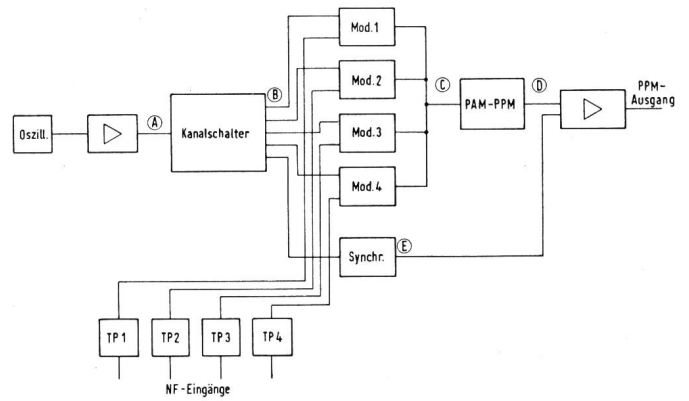


Fig. 8. Blockschema des Senders

Das Prinzip ist folgendes: Zunächst seien alle Kerne im Remanenzzustand 0. Wird nun von aussen die Remanenz des Kernes 1 von 0 nach L gebracht und folgt auf der Leitung a ein Stromstoss, der so stark ist, dass Kern 1 wieder von L nach 0 zurückkippt, dann entsteht an den Wicklungen W_2 und W_3 eine Spannung. Die Spannung an W_2 treibt einen Strom durch die Wicklung W_3 an Kern 2. Diese Wicklung ist so polarisiert, dass Kern 2 von 0 nach L gebracht wird. Dadurch entsteht an den Wicklungen von Kern 2 ein Spannungsimpuls, der jedoch infolge der Polarität der Dioden keinen Strom, weder zu Kern 1 (Kurzschluss durch R und die Parallel-Diode) noch vorwärts zu Kern 3 (Seriediode sperrt) zur Folge hat. Erfolgt nun auf Leitung b ein Stromstoss, so dass Kern 2 wieder von L nach 0 gebracht wird, dann erscheint an den Wicklungen des Kernes ein Spannungsimpuls, der nun aber gegenüber vorher die umgekehrte Polarität besitzt. Auf den Kern 1 findet infolge der Polarität der Seriediode keine Rückwirkung statt, hingegen kann nun ein Strom zum Kern 3 fließen, der diesen Kern von 0 nach L kippt. Dieser Vorgang wiederholt sich, bis der Remanenzzustand L beim 12. Kern angefangen ist. Von hier besteht eine Verbindung zu Kern 1, so dass der erste Kern vom letzten wieder für einen neuen Zählzyklus bereitgestellt wird. Die Zählkette ist in sich geschlossen. An den Kernen 1, 3, 5, 7, 9, 11 erhält man 6 um je $20,8 \mu\text{s}$ verschobene Impulse, die nun für Synchron- und Kanalimpulse zur Verfügung stehen. Figur 10 erläutert die Berechnung des Stromes,

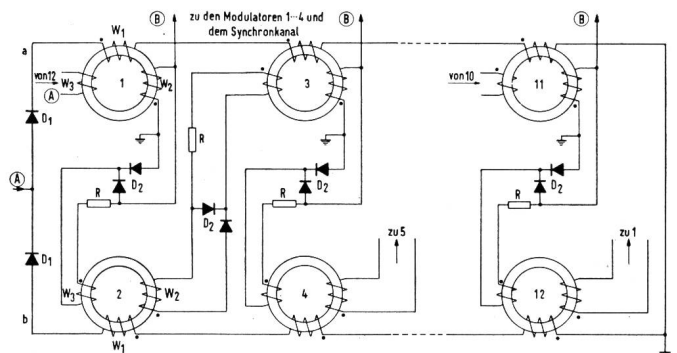
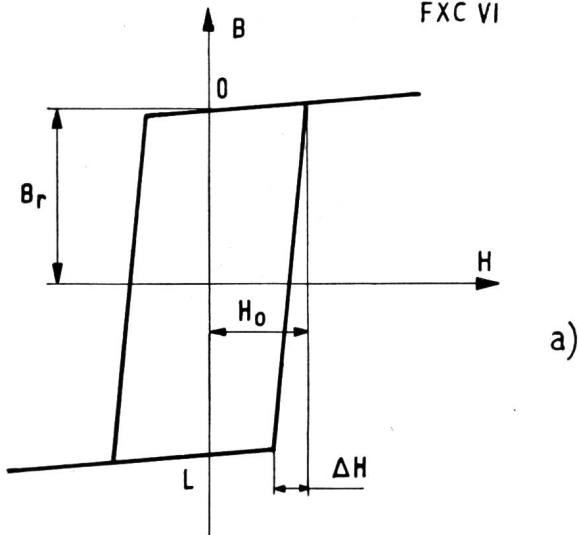
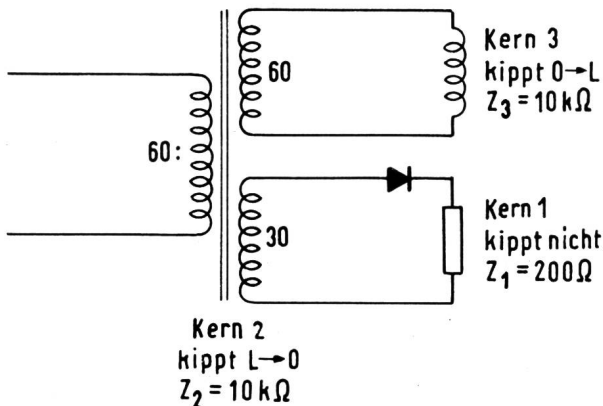
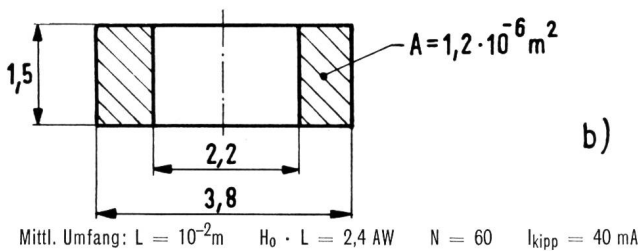


Fig. 9. Schema des Kanalschalters

FXC VI



$B_r = 0,2 \text{ Wb/m}^2$ $H_0 = 240 \text{ A/m}$ $\Delta H = 8 \text{ A/m}$



Induktivität bei kippen: $L = \frac{N \cdot A \cdot 2 B_r}{\Delta H \cdot L} \sim 0,72 \text{ mH}$

Impedanz für Strom, der in $1 \mu\text{s}$ den Wert I_{kipp} erreicht: $\omega L \sim 10 \text{ k}\Omega$
Kippt Kern nicht, so ist L ca. 50mal kleiner, $\omega L \sim 200 \Omega$

Z_1 besteht im wesentlichen aus dem Widerstand R (Fig. 9) und dem Durchlasswiderstand der Diode

Z_3 besteht im wesentlichen aus der Induktivität des Kernes 3 beim Kippen

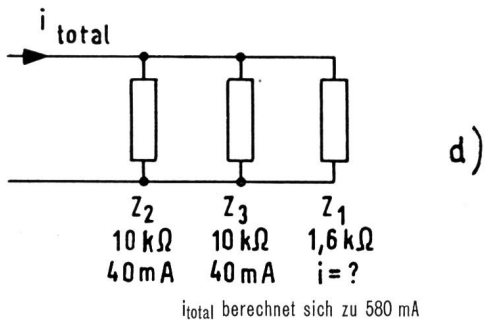


Fig. 10. Berechnung des zur Aussteuerung des Kanalschalters notwendigen Stromes

der auf Leitung a und b zur Steuerung nötig ist. Experimentell wurde ein etwas grösserer Strom gemessen, was damit erklärt werden kann, dass die Hystereseschleife idealisiert wurde. Ferner ist eine transformatorische Verkopplung durch die ganze Zählkette vorhanden, so dass die Belastungsimpedanz eines kippenden Kernes in Wirklichkeit kleiner als 200Ω ist, was den totalen Strombedarf erhöht.

3. Der Modulator

Die am Kanalschalter erscheinenden Impulse (s. Fig. 11) werden mit der Information moduliert. Damit einfache Diodenmodulatoren verwendet werden können, wird zunächst eine Amplitudenmodulation vorgenommen.

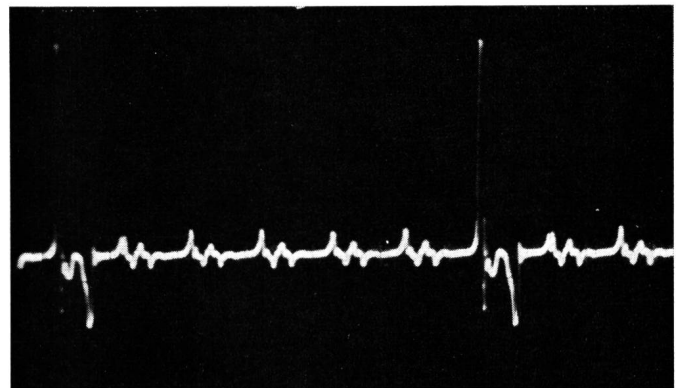


Fig. 11. Impulse des Kanalschalters

Die Impulse werden über einen Impulstransformator dem Modulator zugeführt. Dadurch erhält man am Eingang des Modulators Impulsamplituden von etwa 60 V, und ferner ist man auf der Sekundärseite des Transformators frei in der gleichstrommässigen Dimensionierung der Schaltung. Ein Gleichstrom durch die Wicklungen der Kerne würde das Kippen verzögern oder womöglich verhindern.

Im Modulator wird zunächst die Spitze des Impulses abgeschnitten, da sie starkes Rauschen enthält (die Ursache dafür liegt in den Magnetkernen). Die Höhe, auf der abgeschnitten wird, ist durch eine Gleichspannung, der die NF überlagert ist, bestimmt.

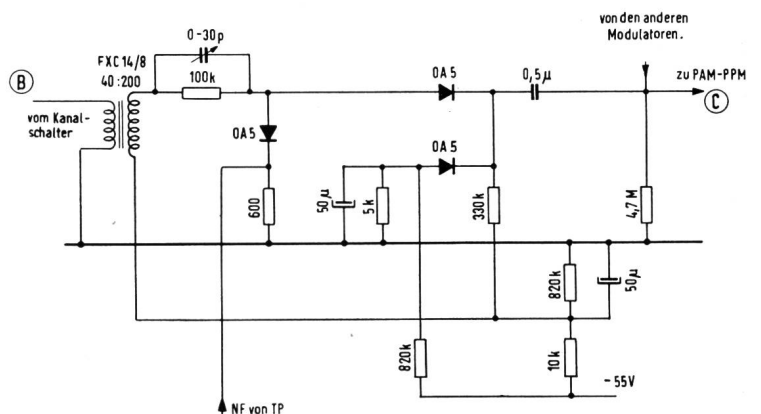


Fig. 12. Schema des Amplitudenmodulators

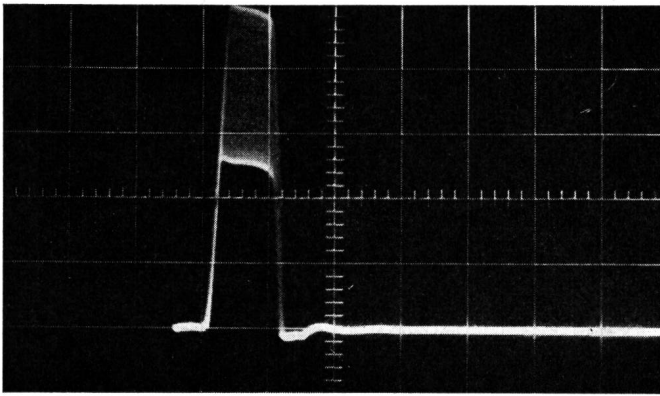


Fig. 13. Amplitudenmodulierter Impuls

Die NF wird aus dem Eingangstiefpass auf einen Widerstand von 600Ω gegeben, der zugleich als Abschluss des Filters dient. Ein Diodenpaar schneidet den untern Teil der Impulse weg, da hier noch Spannungsreste, die aus den nichtkippenden Kernen herrühren, vorhanden sind. Der Kondensator über dem Seriewiderstand von $100 \text{ k}\Omega$ dient zur Kompensation der Streukapazitäten (Prinzip des abgeglichenen Spannungsteilers). Die Spannungsniveaus an den Dioden sind so gewählt, dass Impulse von einer Grundhöhe von 4 V entstehen (s. Fig. 13).

Der Modulator ist in vierfacher Ausführung vorhanden, entsprechend der Zahl der Kanäle. Die

Ausgänge der Modulatoren sind parallel geschaltet, wodurch die Kanäle vereinigt werden. Die nachfolgenden Operationen müssen also nur noch für alle Kanäle gemeinsam durchgeführt werden.

4. Der PAM-PPM-Umwandler

Von den amplitudenmodulierten Impulsen wird der Spitzenwert gespeichert, so dass eine linear abfallende modulierte Hinterflanke entsteht (Anfang einer exponentiellen Entladung). Diese Operation wird folgendermassen durchgeführt: Ein Kathodenfolger mit einem RC -Glied in der Kathode ist so ausgelegt, dass das Gitter praktisch Kathodenpotential besitzt, d. h., die Röhre leitet voll und hat einen niederen Innenwiderstand. Wird ein positiver Impuls an das Gitter gegeben, so steigt das Kathodenpotential fast gleichzeitig mit dem Gitterpotential, trotz dem RC -Glied in der Kathode, da die Röhre in der Kathodenfolgerschaltung einen sehr niederen scheinbaren Innenwiderstand hat. Der Kondensator lädt sich also mit einer sehr kleinen Zeitkonstante. Verschwindet der Impuls am Gitter, dann sperrt die Röhre, und der Kondensator in der Kathode kann sich nur langsam über den Widerstand von $870 \text{ k}\Omega$ entladen. Der scheinbare Endzustand der Entladung ist das Erdpotential. Sobald aber das Kathodenpotential auf den durch die beiden Dioden festgelegten Wert gesunken ist, hört die Entladung augenblicklich auf. Da die

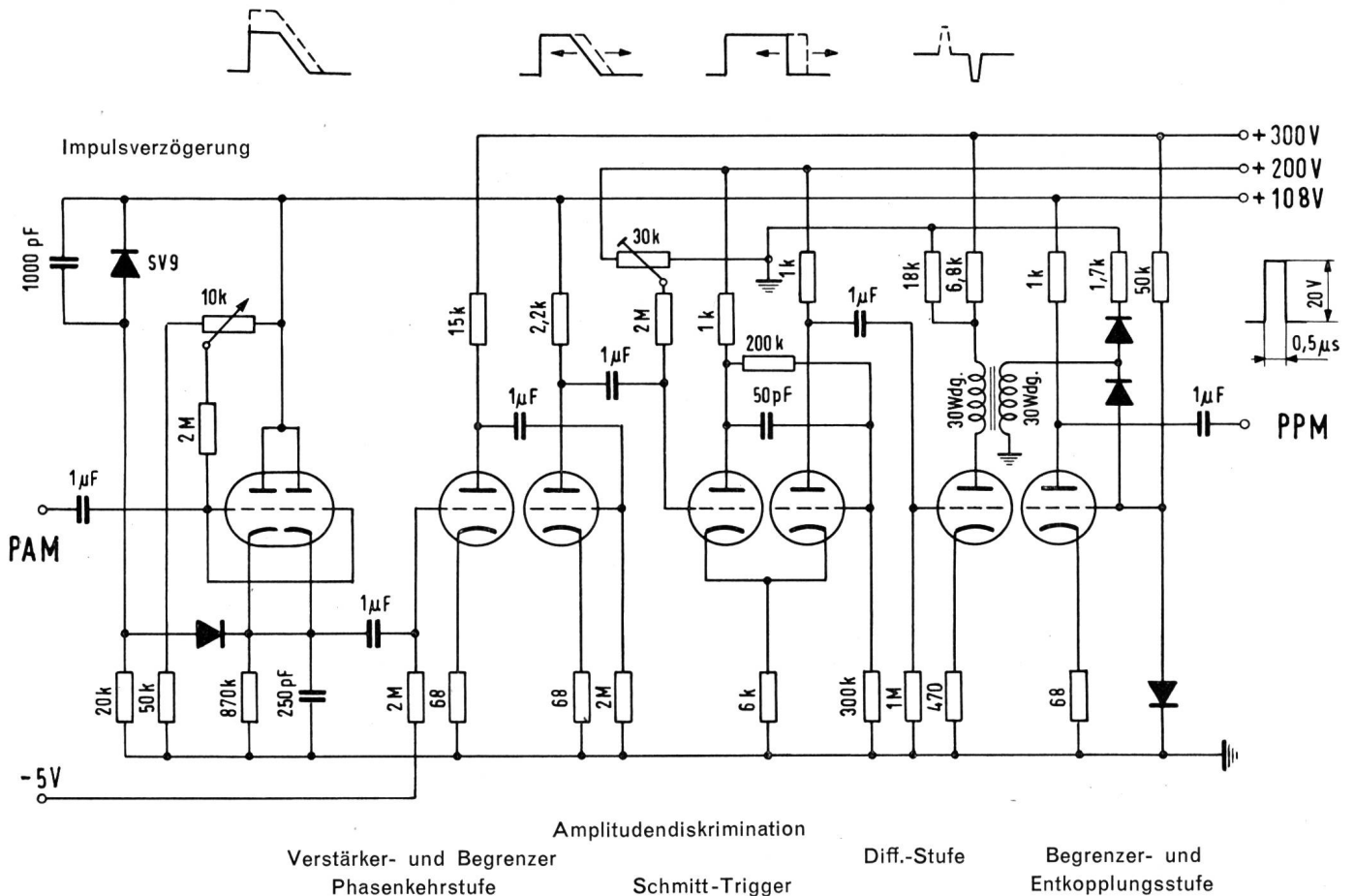
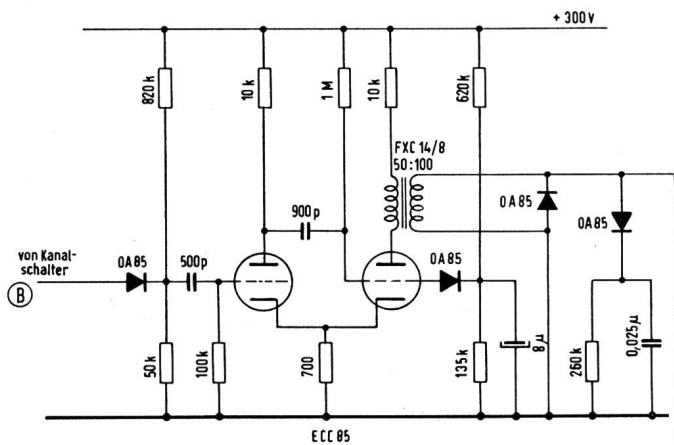


Fig. 14. Schema des PAM-PPM-Umwandlers

Sender
Synchronisation



Ausgangsstufe

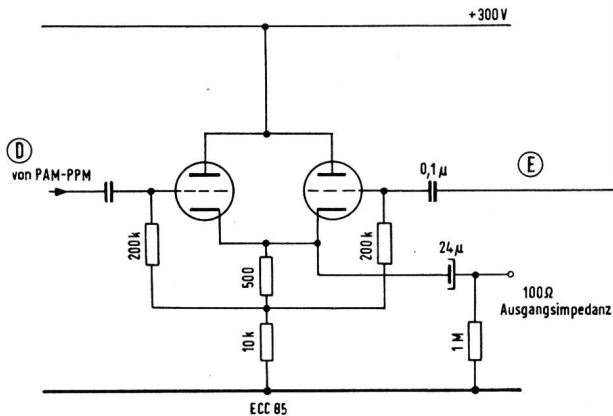


Fig. 15. Schema der Erzeugung des Synchronimpulses

Dioden sehr niederohmig sind (einige Ω), ist einem Übersprechen durch Verschleppen der Hinterflanke an dieser Stelle in starkem Masse vorgebeugt. Die entstehenden Dreieckimpulse werden nun verstärkt, begrenzt und in einem Schmitt-Trigger nochmals verstärkt. Man erhält Impulse, die praktisch eine modulierte vertikale Hinterflanke besitzen. Diese breitenmodulierten Impulse werden auf eine Stufe gegeben, die in der Anode einen Impulstransformer hat, der die

Differentiation des Impulses vornimmt. Dadurch entsteht ein positiver unmodulierter und ein negativer modulierter Impuls. Ersterer wird unterdrückt, und letzterer wird in einer Entkoppler- und Begrenzerstufe in einen positiven Impuls umgewandelt. Die Auslenkung beträgt etwa $\pm 4 \mu s$ je Volt Eingangsspannung.

5. Der Synchronimpuls

Der Synchronimpuls wird in einem monostabilen Multivibrator erzeugt, der durch einen Impuls des Kanalschalters getriggert wird (s. Fig. 15). In der Anode der zweiten Röhre befindet sich ein Impulstransformer, der beim Zurückkippen des Multivibrators einen positiven Impuls abgibt. Die Lage dieses Impulses gegenüber dem Triggerimpuls kann mit dem Kopplungskondensator verändert werden. Dies gestattet es, den Synchronimpuls gegenüber den aus dem PAM-PPM-Umwandler kommenden Impulsen in die richtige Lage zu bringen (im Umwandler findet eine zeitliche Verzögerung der Impulse statt).

Die Höhe des Synchronimpulses wird mit einer Diode und einem RC-Glied in deren Kathode eingestellt.

6. Die Ausgangsstufe

In einem Kathodenfolger erfolgt die Zusammenschaltung der Kanalimpulse mit dem Synchronimpuls. Die Stufe enthält zwei Trioden, deren Anoden und Kathoden verbunden sind, und an die beiden getrennten Gitter werden die Kanalimpulse sowie der Synchronimpuls gegeben. Der Kathodenfolger nimmt gleichzeitig eine Impedanztransformation vor. Seine Ausgangsimpedanz beträgt 100Ω .

7. Die Übertragung der Impulse

Die Impulse müssen auf einer reflexionsfreien Leitung übertragen werden, damit die Impulse nicht verformt werden. Eine Verformung hätte Übersprechen zur Folge. In den meisten Fällen würden die vom vorliegenden Sender erzeugten Impulse nicht direkt dem Empfänger zugeführt, sondern sie würden zur Tastung eines Mikrowellensenders verwendet. Am Ende der Richtstrahlübertragung müsste ein entsprechender Empfänger vorgesehen werden, der das Mikrowellen-

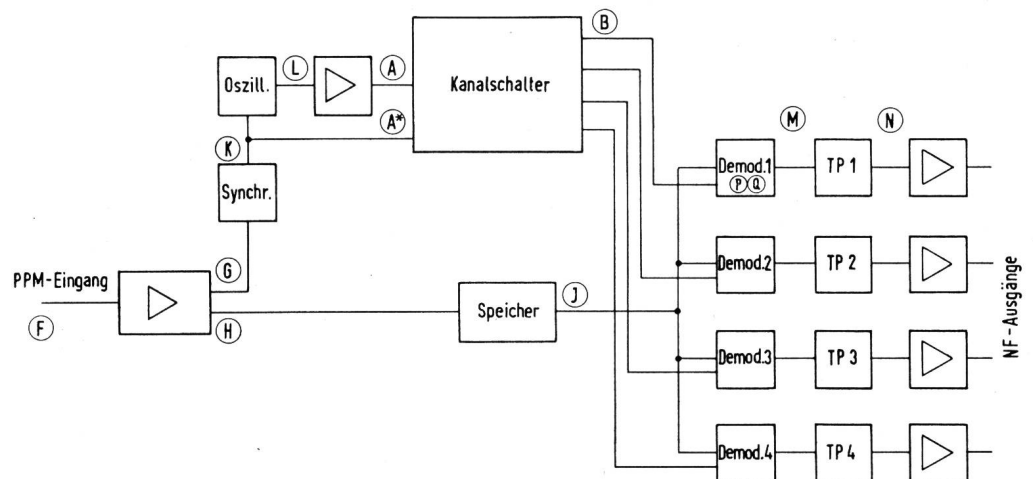


Fig. 16.
Blockschema des Empfängers

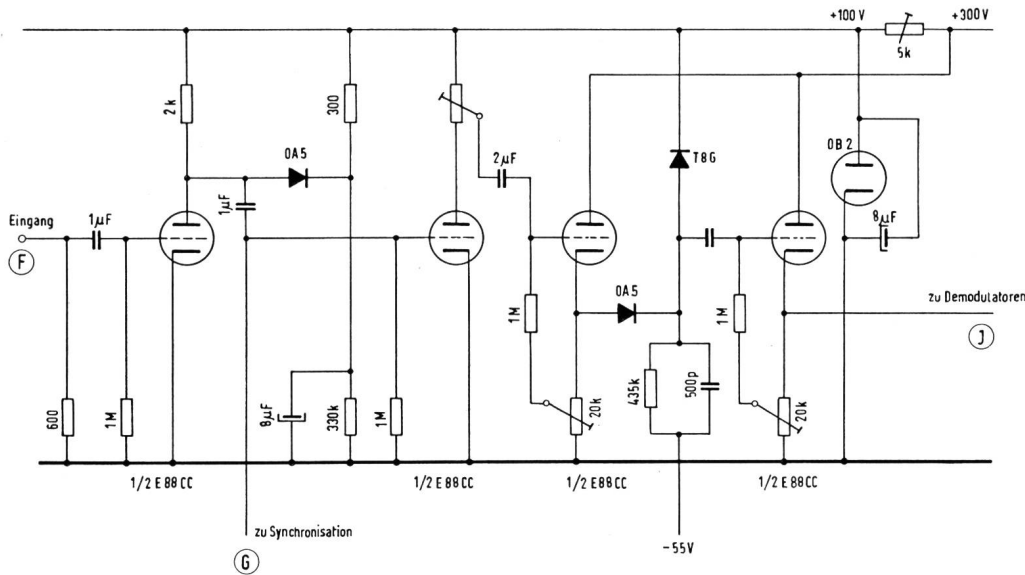


Fig. 17.
Schema des Eingangsverstärkers und des Peakwert-Speichers

signal wieder in ein Impulsprogramm umwandelt, das dann vom vorliegenden Empfänger weiterverarbeitet werden kann.

C. Der Empfänger

1. Eingangsverstärker und Peakwert-Speicher

Der Eingangsverstärker besteht aus zwei Trioden. Mit Hilfe von Dioden wird an den beiden Anoden der Overshoot abgeschnitten. Die kleinen Anodenwiderstände und die niederen Innenwiderstände der Röhren sorgen für genügende Breitbandigkeit des Verstärkers. Mit dem Diodenpaar in der Anode der zweiten Stufe kann die Höhe der weiterzuverarbeitenden

Impulse eingestellt werden; sie beträgt im vorliegenden Fall 5 Volt.

Der Peakwert-Speicher ist nach dem gleichen Prinzip aufgebaut wie die erste Stufe des PAM-PPM-Umwandlers im Sender (s. Fig. 17).

Der Zweck der Erzeugung einer linear abfallenden Hinterflanke ist folgender: Wird auf die Hinterflanke des gegenüber dem Synchronimpuls sich verschiebenden Dreieckimpulses ein mit konstantem Abstand gegenüber dem Synchronimpuls und in der Höhe konstanter Impuls aufgesetzt, dann wird dessen Spitze gegenüber einem festen Referenzpotential eine der zeitlichen Auslenkung der Kanalimpulse proportio-

Empfänger
Synchronisation und Oszillator

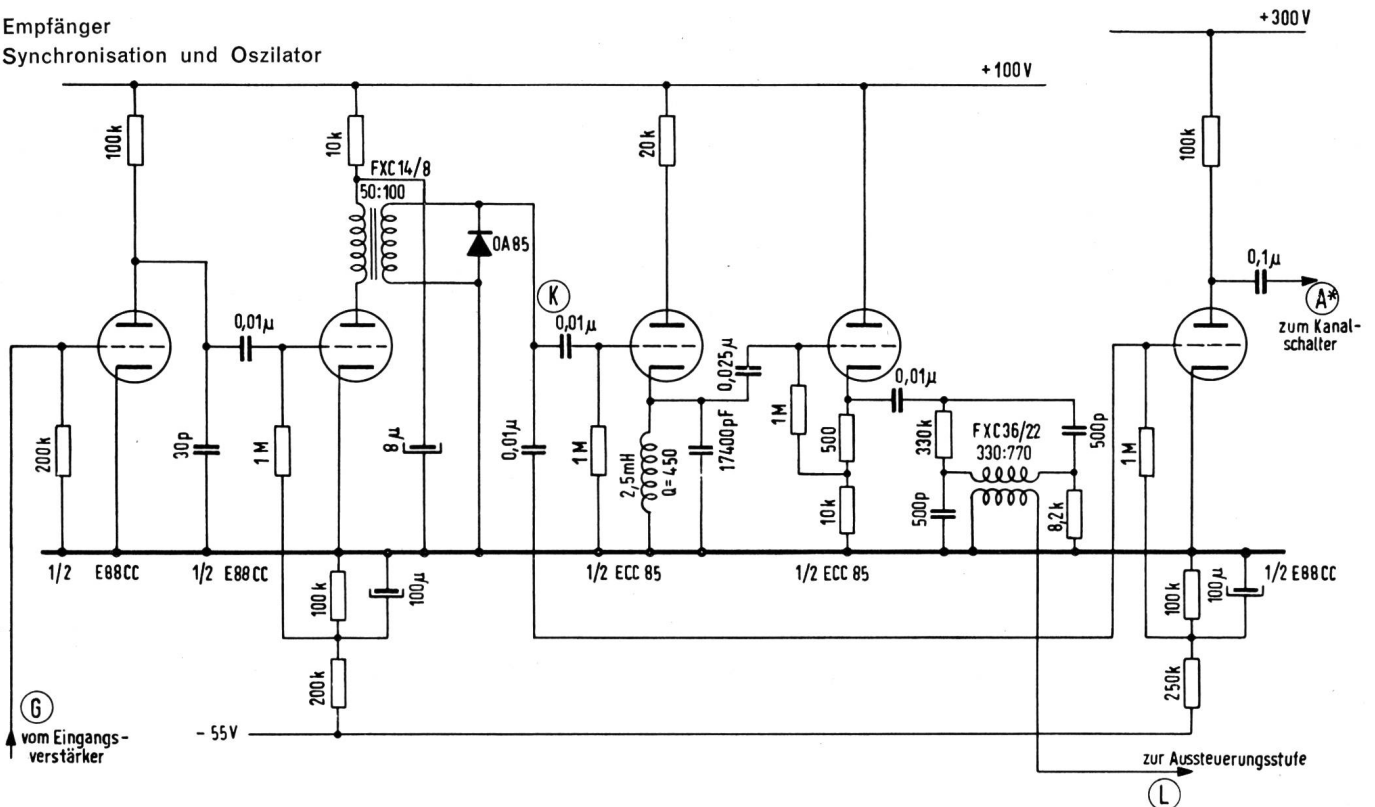


Fig. 18. Schema der Synchronisation des Empfängers

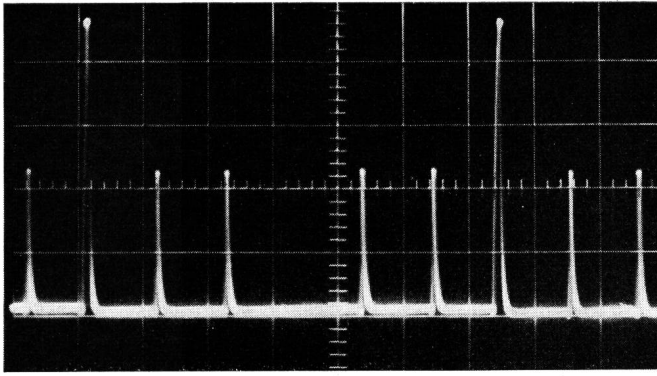


Fig. 19. Integrierte Impulse

nale Höhenverschiebung erhalten. Die Lagemodulation wird somit in eine Amplitudenmodulation übergeführt. Zur Entkopplung dieser Stufe ist noch ein Kathodenfolger nachgeschaltet.

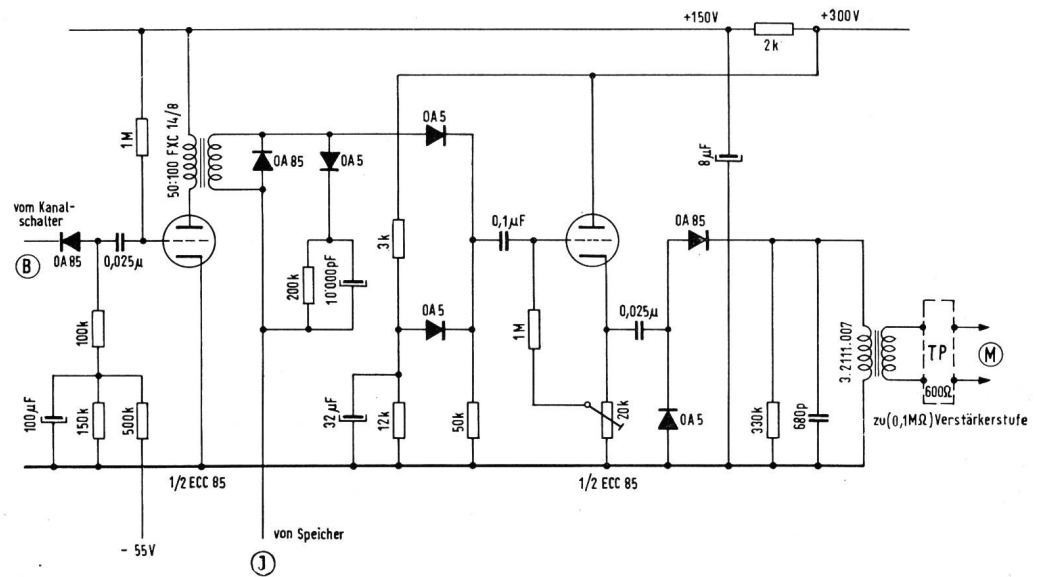


Fig. 20. Schema der Demodulation

2. Die Synchronisation

Die in der ersten Stufe des Eingangsverstärkers verstärkten Impulse werden auf eine Integrierstufe gegeben, die aus einer Triodenstufe mit einer Kapazität in der Anode besteht. Die grössere Breite des Synchronimpulses verursacht eine grössere Höhe nach der Integration als dies bei den Kanalimpulsen der Fall ist (s. Fig. 18 und 19).

Die integrierten Impulse werden auf das Gitter einer derart in den Cut-off vorgespannten Röhre gegeben, dass nur die nun höheren Synchronimpulse eine Stromführung der Röhre zur Folge haben. In der Anode dieser Stufe befindet sich ein Impulstransformer, der den Stromverlauf differenziert und an dessen Sekundärwicklung ein Impuls von $0,5 \mu\text{s}$ Breite an der Basis und einer Höhe von über 20 V zur Verfügung steht. Der Oszillator besteht aus einem Pulsed Hartley-Oszillator. In der Kathode befindet sich ein Schwingkreis sehr grosser Güte ($Q=450$). Die Gitterspannung der Röhre sei grösser als die Cut-off-Spannung, somit sperrt die Röhre. Erscheint der Synchron-

impuls, dann leitet die Röhre kurzzeitig. Sobald der Impuls verschwindet, sperrt die Röhre wieder, und der Schwingkreis ist sich selbst überlassen. Es tritt eine Schwingung von der Eigenfrequenz des Kreises (24 kHz) auf, die infolge der hohen Güte nur sehr langsam abklingt. (Bis zum nächsten Erscheinen des Synchronimpulses nach drei Perioden ist kein merkliches Abklingen der Amplitude festzustellen.) Auch dieser Stufe ist ein Kathodenfolger nachgeschaltet, um äussere Einflüsse vom Schwingkreis fernzuhalten.

3. Aussteuerungsverstärker und Kanalschalter

Diese beiden Teile sind analog denjenigen im Sender aufgebaut. Der einzige Unterschied besteht darin, dass der Kanalschalter nur mit sechs Kernen ausgerüstet ist, infolge der Oszillatorfrequenz von 24 kHz im Empfänger, gegenüber 48 kHz im Sender. Es wird somit an jedem Kern des Schalters ein Impuls abge-

griffen. Ferner ist vom letzten Kern keine Rückführung auf den ersten vorhanden; der erste Kern wird vom Synchronimpuls jeweils wieder in den Bereitschaftszustand gebracht. Damit ist der Kanalschalter zwangsläufig mit dem des Senders synchronisiert.

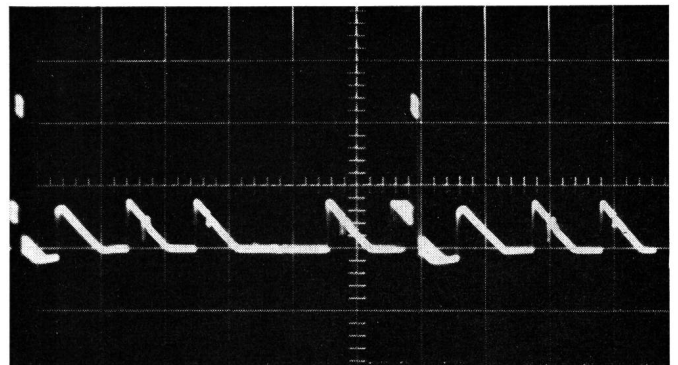


Fig. 21. Zur Demodulation aufgesetzte Impulse. (Man beachte die Amplitudenmodulation.)

4. Der Demodulator

Die Impulse des Kanalschalters werden auf eine Trenn- und Regenerierstufe gegeben, die die Aufgabe hat, eine Rückwirkung auf die Zählkette zu verhindern und einheitliche Impulse herzustellen. Dies geschieht mit einem Impulstransformer in der Anode einer Triode, die die Anodenstromänderung differenziert. Der dabei erscheinende negative Impuls wird mit einer Diode unterdrückt, und der positive wird mit einer vorgespannten Diode in der Höhe beschnitten. Der so erhaltene Impuls wird auf die linear abfallende Hin-

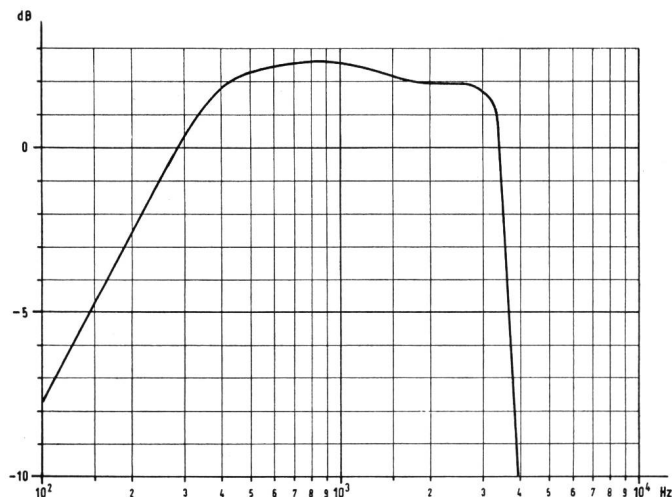


Fig. 22. Frequenzgang der Anlage

terflanke der Dreieckimpulse (die im Speicher erzeugt wurden) in der Mitte aufgesetzt. Die Mittellage kann mit einem Phasenschieber, der im Oszillatorteil liegt, eingestellt werden.

Je Kanal ist eine solche Stufe vorhanden. Die Trennung der Kanäle geschieht nun auf einfache Weise: Mit einem Diodenpaar wird das ganze Impulsprogramm mit Ausnahme der Spitze der aufgesetzten

Impulse, die nun amplitudenmoduliert ist, unterdrückt. Nach dem Diodenpaar befindet sich ein RC-Glied, das als Speicher für die amplitudenmodulierten Impulse wirkt (s. Fig. 21). Um diese Schaltung nicht zu belasten, wird das Signal über eine Röhrenstufe weitergeleitet, die auch die Anpassung an die nachfolgende Schaltung übernimmt. Die weitere Demodulation erfolgt in der für Impulsamplitudenmodulation üblichen Weise mit einem Tiefpass.

D. Die erzielten Resultate

Der Frequenzgang erfüllt die Anforderungen des Telephonverkehrs, d. h. die Durchlassbreite erstreckt sich von 300...3400 Hz (s. Fig. 22). Die Nebensprechdämpfung ist im erwähnten Frequenzbereich grösser als 65 dB. Der Fremdspannungspegel liegt 40 dB unter dem Normalpegel (0 N). Dieser Wert wird durch den in der Demonstrationsanlage dürftig ausgelegten Synchronkanal bestimmt und kann durch einen kleinen Mehraufwand erheblich verbessert werden.

Der Klirrfaktor beträgt bei einem Aussteuerzeithub von $\pm 5 \mu\text{s}$ weniger als 0,6 %.

Bibliographie

- Piloty R.* Über die Beurteilung der Modulationssysteme mit Hilfe des nachrichtentheoretischen Begriffes der Kanalkapazität. Arch. f. elektr. Übertragung 4 (1950), 493...508.
- Villars C.* Etude sur la modulation par impulsions codées. Techn. Mitteilungen PTT 1954, Nr. 12, 449...472.
- Kaenel R.* Über die Anwendung von Rechteckferriten in PPM-Anlagen. Diss. ETH 1958.
- Brillouin L.* Science and Information Theory. Academic Press Inc., New York 1956.
- Hölzler E.* und *Holzwart H.* Theorie und Technik der Pulsmodulation, Berlin 1957.

Adressen der Verfasser: (I. Teil) *Reginald Kaenel*, Dipl. El.-Ing., Institut für Fernmeldetechnik der ETH, Sternwartstr. 7, Zürich 7.

(II. Teil) *Hans Pfyffer*, Dipl. El.-Ing., c/o Mrs. Billows, 419 Binley Road, Binley Coventry, England.

Prof. *H. E. Weber*, Vorstand des Institutes für Fernmeldetechnik der ETH., Sternwartstr. 7, Zürich 7.