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

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe

Band: 31 (1953)

Heft: 4

Artikel: FM-Telegraphie auf Trägerfrequenz-Telephonieleitungen

Autor: Vural, Bayram

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-876344

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 28.11.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Nº 4 - BERN, 1. IV. 1953 - JAHRGANG - ANNÉE - ANNO XXXI

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

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

FM-Telegraphie auf Trägerfrequenz-Telephonieleitungen

Von *Bayram Vural*, Zürich

621.394:621.395.44

Zusammenfassung. *Es wurde die Möglichkeit untersucht, mit Hilfe der Frequenzmodulation ein 6-Kanal-Telegraphiesystem zwischen 8...12 kHz aufzubauen, wobei die bestehenden Trägerfrequenz-Telephoniekabel, bei denen das erwähnte Frequenzband bisher unbenutzt geblieben ist, als Übertragungsmedien dienen. Von den sechs Kanälen wurde einer laboratoriumsmässig aufgebaut und untersucht. Das System braucht je Kanal eine grössere Bandbreite als in der bekannten Tonfrequenztelegraphie, dagegen bringt es die Vorteile eines Doppelstromsystems (relative Unempfindlichkeit gegenüber Dämpfungsschwankungen) und ausserdem, wegen der Anwendung der Frequenzmodulation, ein besseres Signal/Stör-Verhältnis. Es wurde danach getrachtet, mit möglichst geringem Aufwand auszukommen und möglichst wenig frequenzbestimmende Elemente (Filter usw.) und Röhren zu verwenden. Trotz dem einfachen und herstellungsmässig ökonomischen Aufbau ist das System betriebssicher. Die Zeichenverzerrungen (bei Text) betragen höchstens 4...5%.*

Résumé. *On a examiné la possibilité d'établir, à l'aide de la modulation de fréquence, un système télégraphique à 6 voies empruntant la bande de 8 à 12 kHz. On utilise à cet effet les câbles téléphoniques à courants porteurs, dans lesquels cette bande de fréquences n'était pas employée jusqu'ici. L'une des six voies a été établie et essayée en laboratoire. Ce système exige pour chaque voie une bande plus large que dans la télégraphie harmonique, mais présente en revanche les avantages d'un système à double courant (insensibilité relative aux variations de l'affaiblissement) et donne en outre, du fait de l'emploi de la modulation de fréquence, un meilleur rapport signal/bruit. On a cherché à s'en tirer aux moindres frais. Le nombre des éléments déterminant la fréquence (filtres, etc.) et celui des tubes a été réduit le plus possible. Malgré sa construction simple et économique, le nouveau système présente une bonne sécurité d'exploitation. Les distorsions de signaux (dans un texte) atteignent au maximum 4 à 5%.*

Einleitung

Da heute immer mehr Fernverbindungen der Telephonie auf Trägerfrequenz umgebaut werden, stehen bald zu wenig Superphantomleitungen für Telegraphiezwecke zur Verfügung. Deshalb müssen die Trägeranlagen für Telegraphiezwecke auf möglichst rationelle Weise ausgenützt werden. Zu diesem Zwecke steht ein Frequenzband zwischen 8...12 kHz zur Verfügung, da dieses wegen seiner stark frequenzabhängigen Dämpfung nicht für Telephoniezwecke verwendet werden kann. Dagegen genügt es zur Unterbringung einer Anzahl Telegraphiekanäle vollkommen. In der vorliegenden Arbeit wird nun die Möglichkeit studiert, mit Hilfe von Frequenzmodulation (FM) ein rationelles Mehrkanal-Telegraphiesystem aufzubauen. Im ersten Teil der Arbeit werden die allgemeinen Grundlagen kurz zusammengefasst. Im zweiten Teil wird die Anwendung der Frequenzmodulation in der Telegraphie auf Trägerkabeln behandelt und eine laboratoriumsmässig aufgebaute Apparatur beschrieben. Im dritten Teil werden die Messresultate zusammengestellt und diskutiert.

I. Teil

Allgemeines

In der Telegraphie ist ein Schriftstück die Quelle der Information. Die Nachricht besteht aus einer Menge von Buchstaben. Das Umwandeln der Buchstaben in elektrische Signale geschieht nach einem gewissen «Code». Es sind eine Reihe Telegraphie-Code-Alphabete bekannt und auch im Gebrauch. In der Druck- bzw. Buchstabentelegraphie (von der Bildtelegraphie wird hier abgesehen) wird nun seit Jahren das sogenannte Fünferalphabet, das durch die Variation zweier Elemente zur fünften Klasse erhalten wird, gebraucht. Jeder Buchstabe wird durch eine von den Kombinationen dargestellt. Die zwei Elemente des Alphabets können elektrisch auf verschiedene Art und Weise dargestellt werden. Ein elektrischer Strom hat drei charakteristische Grössen (Amplitude, Frequenz, Phase). Mit diesen drei Grössen kann man eine Anzahl verschiedener Code-Alphabete aufstellen. In der FM-Telegraphie werden als Elemente des Alphabets zwei verschiedene Frequenzen verwendet. Die Amplitude des Stromes bleibt

konstant; die Phase kann im allgemeinen beliebig sein.

Die Frequenzmodulation in der Telegraphie unterscheidet sich von derjenigen in der Rundfunktechnik dadurch, dass man in der Telegraphie zwei Elemente zu erzeugen und zu unterscheiden hat, die man, wie bereits erwähnt, durch zwei verschiedene Frequenzen darstellen kann. Die Frequenz des Trägerfrequenzoszillators wird also so moduliert, dass sie sprunghaft (oder auch linear) von einer Frequenz zur anderen übergeht. Dies kann durch eine sprunghafte Änderung der frequenzbestimmenden Glieder geschehen (direkte FM oder Verstimmen) [9, 10, 11, 13]*. In gewissen Fällen ist es zweckmässig, die beiden Frequenzen in getrennten Oszillatoren zu erzeugen (indirekte FM oder Umschaltung) [9, 11, 13, 14]. Das Prinzip der Frequenzmodulation wird in den letzten Jahren sowohl in der drahtlosen als auch in der drahtgebundenen Telegraphie immer mehr neben den anderen bekannten Telegraphiesystemen verwendet. *Jones* und *Pfleger* [9] haben die verschiedenen Telegraphiesysteme miteinander verglichen und die Vor- und die Nachteile der direkten und indirekten Frequenzmodulation gegenüber anderen Trägerfrequenz-Telegraphiesystemen, die von der Amplitudenmodulation Gebrauch machen, ermittelt. Bekanntlich bringt die Anwendung der Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation eine Verbesserung im Signal/Stör-Verhältnis. Da die FM-Telegraphie im gewissen Sinne eine Doppeltelegraphie ist, hat sie noch den Vorteil, dass grössere Pegelschwankungen zugelassen werden können. Die Frequenzmodulation hat gegenüber der Amplitudenmodulation den Nachteil, dass die erforderliche Bandbreite grösser ist.

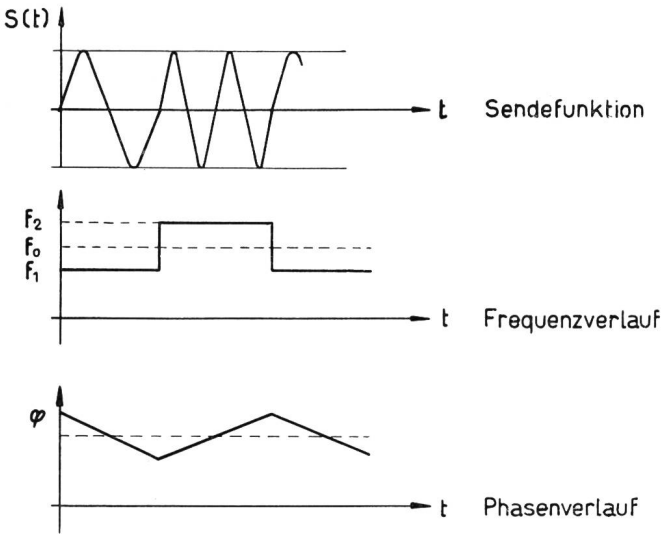


Fig. 1. Mit einem Rechtecksignal frequenzmodulierter Träger
a = Sendefunktion (beim *Schritt*wechselsenden)
b = Frequenzverlauf
c = Phasenverlauf

* Die Zahlen in eckigen Klammern beziehen sich auf die Bibliographie.

Das Spektrum eines periodisch rechteckig frequenzmodulierten Signales ist sehr einfach zu berechnen, wenn der Hub und die Trägerfrequenz Vielfache der Modulationsfrequenz sind. Für diesen Fall führen die direkte und indirekte FM bei geeigneter Wahl der Anfangsphasen zu identischen Spektren, und die einzelnen Komponenten können durch die Addition zweier Ein-Ausspektren erhalten werden. Im allgemeinen führen aber die direkte und indirekte FM in der Telegraphie auf verschiedene Spektren.

Frequenzspektrum rechteckig frequenzmodulierter Signale [18], [20]:

$S_m(t)$ = Modulationssignal,
$S(t)$ = frequenzmoduliertes Sendesignal,
$\Delta\omega$ = Frequenzhub,

$$S(t) = \cos[\omega_0 t + \Delta\omega \int s_m(t)\cdot dt]$$
$$= \text{Re. } e^{j[\omega_0 t + \Delta\omega \int s_m(t)\cdot dt]} \qquad (1)$$

(Re. = Realteil)

Wenn das Modulationssignal $S_m(t)$ eine periodische Funktion ist, mit einer Frequenz ω_m, so ist auch $e^{j\Delta\omega \int s_m(t)\cdot dt}$ periodisch mit der gleichen Frequenz, so dass man es durch eine *Fourier*reihe darstellen kann.

$$e^{j\Delta\omega \int s_m(t)\cdot dt} = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n e^{jn\omega_m \cdot t}$$

wobei:

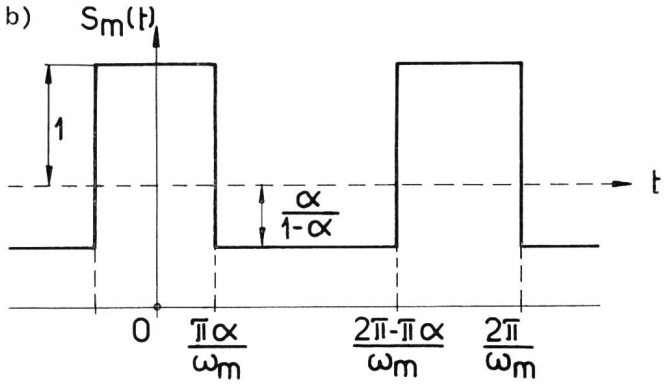
$$a_n = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi} e^{j\Delta\omega \int s_m(t)\cdot dt}\, e^{jn\omega_m t}\, d(\omega_m t) \qquad (2)$$

$$s(t) = \text{Re. } \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n e^{j(\omega_0 + n\omega_m)t} \qquad (3)$$

a) Für $S_m(t) = \cos \omega_m \cdot t$

$a_n = I_n\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right)$ Besselfunktion n-ter Ordnung

$$S(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} I_n\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right) \cos(\omega_0 + n\omega_m)\, t \qquad (4)$$



1) $S_m(t) = 1$ für: $0 \simeq t \simeq \frac{\pi \cdot \alpha}{\omega_m}$

$$\int S_m(t)\cdot dt = t.$$

2) $\int S_m(t)\,dt = \frac{\alpha}{1-\alpha}\left(\frac{\pi}{\omega_m} - t\right)$

für: $\frac{\pi \cdot \alpha}{\omega_m} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega_m} - \frac{\pi \cdot \alpha}{\omega_m}$

3) $S_m(t) = 1$ für: $\frac{2\pi}{\omega_m} - \frac{\pi \cdot \alpha}{\omega_m} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega_m}$

$\int S_m(t)\,dt = t - \frac{2\pi}{\omega_m}$

Die Werte von $S_m(t)$ in (2) eingesetzt und Integration durchgeführt, ergibt:

$$a_n = \frac{1}{\pi}\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\frac{\sin\left[\pi\alpha\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m} - 1\right)\right]}{\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m} - n\right)\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\alpha + n(1+\alpha)\right)} \tag{5}$$

$$S(t) = \frac{1}{\pi}\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sum_{-\infty}^{+\infty}\frac{\sin\left[\pi\alpha\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m} - 1\right)\right]}{\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m} - n\right)\left[\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\alpha + n(1-\alpha)\right]}\cos(\omega_o + n\omega_m)\,t \tag{6}$$

für $\alpha = \frac{1}{2}$ (Schrittwechselsenden)

$$S(t) = \frac{2}{\pi}\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sum_{o}^{\infty}\frac{\sin\frac{\pi}{2}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m} - n\right)}{\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right)^2 - n^2}\cos(\omega_o + n\omega_m)\,t \tag{7}$$

Bei der indirekten Frequenzmodulation kann die Kohärenz der beiden Schwingungen nicht vorausgesetzt werden. Diese Art Modulation kann man sich dann als eine Überlagerung zweier AM denken und dann nach bekannter Weise das Spektrum berechnen. Bei Mehrkanalsystemen muss das Spektrum jedes Kanals auf das Notwendige (je nach Forderungen) beschränkt werden, damit die einzelnen Kanäle sich gegenseitig nicht stören. Nun soll der Einfluss der Bandbegrenzung auf ein frequenzmoduliertes Telegraphiesignal untersucht werden [3].

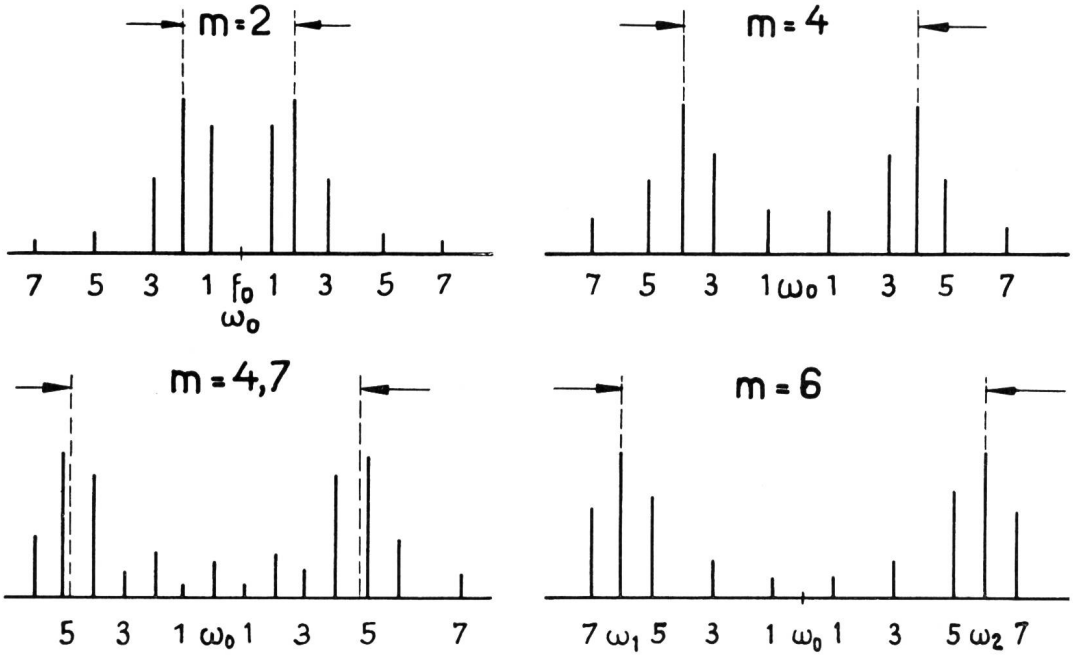
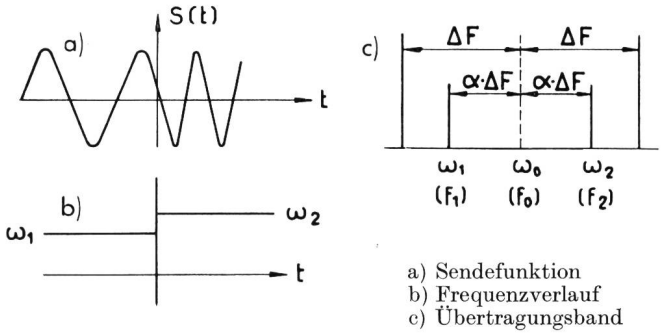


Fig. 2.
Spektrum beim Schrittwechselsenden (Modulationsindex $m = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$ als Parameter)

Die Signalfrequenzen f_1 und f_2 sollen symmetrisch im Durchlassbereich des Übertragungssystems liegen. Die Bandbreite des Übertragungssystems betrage $2\Delta F$ und der Abstand der Frequenzen ω_1 und ω_2 vom Träger ω_o soll durch einen Faktor α gegeben sein, wie in Fig. 3 dargestellt.



a) Sendefunktion
b) Frequenzverlauf
c) Übertragungsband

Fig. 3. Sprungfunktion bei der Frequenzmodulation und Lage der Frequenzen im Übertragungsband eines idealen Bandpasses.

Die Sendefunktion kann mit Hilfe der Sprungfunktion $\sigma_o(t)$ wie folgt dargestellt werden:

$$S_1(t) = \sin(\omega_1 t + \varphi_o) - \sigma_o(t)\sin(\omega_1 t + \varphi_0) + \sigma_o(t)\sin(\omega_2 t + \varphi_o) \tag{8}$$

$\omega_1 = \omega_o - \alpha\,\Delta\omega$ $\omega_2 = \omega_o + \alpha\,\Delta\omega$

Die Frequenzen liegen unsymmetrisch im Durchlassbereich des ideal angenommenen Bandfilters (unendlich steile Flanken, konstante Dämpfung im Durchlassbereich, keine Phasenverzerrungen). Die zu (8) gehörende Empfangsfunktion lässt sich für die obigen Übertragungsverhältnisse wie folgt angeben [3]:

$$S_2(t) = \sin(\omega_1 t + \varphi_0) - g_1(t)\sin(\omega_1 t + \varphi_0) + g_2(t)\cos(\omega_1 t + \varphi_0) + g_1(t)\sin(\omega_2 t + \varphi_0) + g_2(t)\cos(\omega_2 t + \varphi_0) \quad (9)$$

wobei:

$$g_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi}\mathrm{Si}(1+\alpha)\frac{\Delta\omega}{2}(t - t_0) + \frac{1}{2\pi}\mathrm{Si}(1-\alpha)\frac{\Delta\omega}{2}(t - t_0) \quad (10)$$

$$g_2(t) = \frac{1}{2}\mathrm{Ci}(1+\alpha)\frac{\Delta\omega}{2}(t - t_0) \quad (11) \qquad \mathrm{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x}\,dx \quad (12)$$

$$\mathrm{Ci}(x) = -\int_x^\infty \frac{\cos x}{x}\,dx \quad (13)$$

$$S_2(t) = \cos(\alpha\Delta\omega \cdot t)\cdot\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + [(2g_1(t) - 1)\sin\alpha\Delta\omega t + 2g_2(t)\cos\alpha\Delta\omega t]\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (14)$$

$$S_2(t) = P(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + Q(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (15)$$

$$S_2(t) = \sqrt{P^2 + Q^2}\sin\Big(\omega_0 t + \underbrace{\varphi_0 + \mathrm{arc\,tg}\frac{P}{Q}}_{\psi}\Big) \quad (16)$$

$$P(t) = \cos(\alpha\Delta\omega t) \quad (17)$$

$$Q(t) = (2g_1 - 1)\sin(\alpha\Delta\omega t) + 2g_2\cos(\alpha\Delta\omega\cdot t) \quad (18)$$

Die Empfangsfunktion $S_2(t)$ ist, wie aus der Gleichung (16) ersichtlich, zugleich amplituden- und frequenzmoduliert. Die momentane Frequenzabweichung lässt sich wie folgt bestimmen:

$$\omega_m = \frac{d\psi}{dt} = \frac{P.\dot{Q} - Q\dot{P}}{P^2 + Q^2} \quad (19)$$

bei kleinem α: $P^2 + Q^2 \simeq 1$

$$\omega_m = \alpha\frac{\Delta\omega}{2}(2g_1 - 1) \quad (20)$$

Die Funktion g_1 besteht im wesentlichen aus zwei Schrittfunktionen von der Amplitude ½ und den beiden Übergangszeiten:

$$\tau_1 = \frac{1}{1+\alpha}\cdot\frac{\pi}{\Delta\omega} \quad (21)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{1-\alpha}\cdot\frac{\pi}{\Delta\omega} \quad (22)$$

Daraus folgt der Verlauf der Momentanfrequenz Fig. 4:

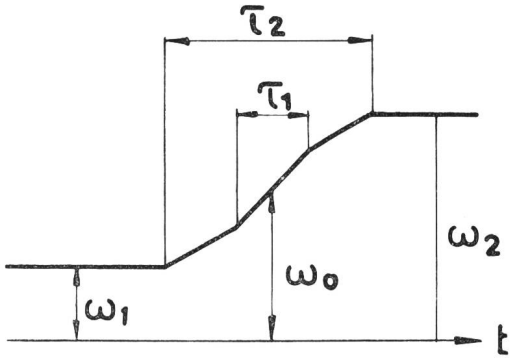


Fig. 4. Verlauf der Momentanfrequenz

Die Einschwingzeit ist durch τ_2 gegeben. Sie wird kleiner, wenn α kleiner gewählt werden kann (kleiner Frequenzhub). Durch die Verkleinerung des Frequenzhubes werden also die Verzerrungen, die durch die Bandbegrenzung entstehen, kleiner. Anderseits bedingt ein kleiner Frequenzhub ein schlechtes Signal/Stör-Verhältnis.

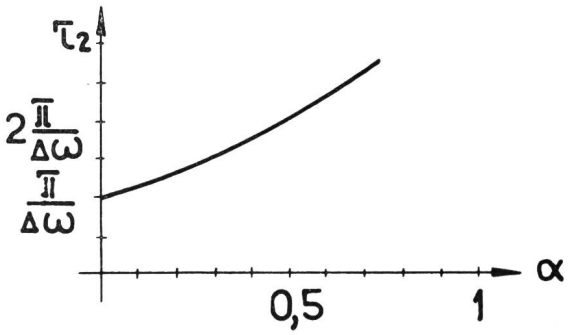


Fig. 5. Einschwingzeit des idealen Bandpasses von der Breite 2 △ F für verschiedene Frequenzhube

Entsprechend der zulässigen Einschwingzeit muss die Bandbreite des Systems bestimmt werden. Da die wirkliche Bandpasskurve an den Flanken nicht unendlich steil ist, ist die tatsächliche Einschwingzeit kleiner als diejenige, die voranstehend berechnet wurde. Bei zulässigen Verzerrungen beträgt die erforderliche Bandbreite in der Gleichstromtelegraphie 40 Hz, in der Einton-Wechselstromtelegraphie 80 Hz [3, 6] (bei 50 Baud/sek. Telegraphiergeschwindigkeit). In der direkten FM-Telegraphie über Kabel hat man auch mit einer Bandbreite von 80 Hz je Kanal gute Resultate erzielt [9, 12, 13], wobei der Frequenzhub 30...35 Hz gewählt wurde. In der drahtlosen FM-Telegraphie, die naturgemäss grössere Störungen aufweist, wurden grössere Frequenzhube und Bandbreiten je Kanal verwendet [11]. In der indirekten FM-Telegraphie braucht man grössere Bandbreiten, um die Verzerrungen in zulässigen Grenzen halten zu können [9, 11, 13]. Die Differenz zwischen den Frequenzen der beiden Oszillatoren muss mehr als etwa 150 Hz betragen, die Bandbreite je Kanal etwa 200 Hz und mehr.

Im allgemeinen ist die erforderliche Bandbreite für irgendeine Nachricht eine Funktion der Übertragungsgeschwindigkeit und der unvermeidlichen Störungen [23, 24]. Die Kapazität eines Übertragungssystems (je Zeiteinheit übertragbare Signale) ist nach *Shannon* [24]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N}\right) \text{ bits/sek. (binäre Einheiten/sek.)},$$

B: Bandbreite
P: Mittlere Nutzleistung
N: Störleistung im Band B (thermisches Rauschen)

Die bereits angegebene Formel für die Kanalkapazität gilt für kontinuierliche Kanäle (Telephonie, Rundfunk, Fernsehen usw.). Für einen diskreten Kanal (zum Beispiel Telegraphie) ist die Formel für die Kanalkapazität unter Vernachlässigung der Störungen [25]:

$$C = m \log_2 n$$

n: die Anzahl möglicher Kombinationen (z.B. $n = 2^5$)
m: muss proportional mit der Bandbreite des Kanals sein.

$$m = k \cdot B \qquad k = \text{Konstante}$$
$$C = k \cdot B \log_2 n$$

Gegenüberstellung der direkten und indirekten Frequenzmodulation in der Telegraphie

Wie bereits erwähnt, bestehen zwei Methoden zur Frequenzmodulation der Telegraphiesignale:

a) die direkte Frequenzmodulation = «Verstimmen»,
b) die indirekte Frequenzmodulation = «Umschaltung».

Das erste Verfahren entspricht einer echten Frequenzmodulation, da die Schwingung im Tastmoment keinen Phasensprung erleidet. Es entsteht ein kohärenter Schwingungszug mit stetigem Frequenzübergang. Bei der Umschaltung zwischen zwei unabhängigen Oszillatoren entsteht dagegen im Tastmoment ein Phasensprung statistisch wechselnder Grösse. Es überlagern sich zwei inkohärente Schwingungsvorgänge. Dementsprechend sind auch die Frequenzspektren im allgemeinen ganz anders (s. Fig. 6).

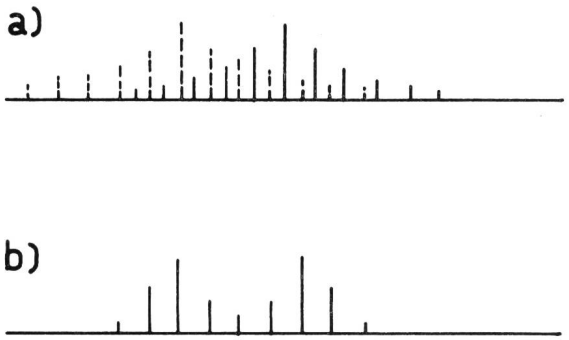


Fig. 6. Frequenzspektrum des Schrittwechselsignals
a) bei Umschaltung
b) bei Verstimmen

Die Wahl des Frequenzabstandes $f_2 - f_1$ hängt von den zulässigen Verzerrungen ab. Für eine gewisse Verzerrung kann er beim «Verstimmen» kleiner gemacht werden als beim «Umschalten».

II. Teil

Praktische Ausführung

Aufteilung des Frequenzbandes und Wahl des Tastverfahrens

Als Tastverfahren wird die «Umschaltung», das heisst die Umschaltung zwischen zwei unabhängigen Generatoren gewählt, da man diese auch für andere Kanäle auf anderen Trägerkabeln mitverwenden kann. Nun stellt sich die wichtige Frage, wie gross der Frequenzabstand der beiden Oszillatoren sein soll. Um gegenseitige Störungen möglichst zu vermeiden und mit möglichst wenigen Filtern auszukommen, wird $f_2 - f_1 = 300$ Hz gewählt. Mit 300 Hz Abstand können im Band 8...12 kHz zwölf Frequenzen untergebracht werden, das heisst sechs Telegraphiekanäle.

$f_1 = 8000$ Hz
$f_2 = 8300$ Hz $\rightarrow f_0 = 8150$ Hz usw.
$f_2 - f_1 = 300$ Hz «Hub» $= f_0 - f_1 = f_2 - f_0 = 150$ Hz.

Forderungen an das System und schematischer Aufbau

Das System muss einfach, betriebssicher und möglichst billig sein, mit andern Worten, es sollen möglichst wenig Röhren und frequenzbestimmende Elemente (Filter usw.) verwendet werden (Fig. 7).

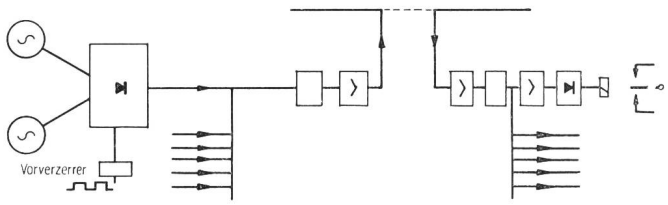


Fig. 7. Schematischer Aufbau

Besondere Aufmerksamkeit soll dem Verzerrer und dem Modulator geschenkt werden. Diese beiden Elemente sollen so sein, dass man am Ausgang des Modulators weich an- und abklingende Übergänge bekommt. Die Seitenbänder der höheren Harmonischen der Signalfrequenz sollen möglichst unterdrückt werden. Am Leitungsanfang soll der Pegel eines Telegraphiekanals – 2 Neper, bezogen auf 1 mW, betragen. Der Wellenwiderstand der Leitung ist im Frequenzbereich 8...12 kHz, 160 Ω (im Verstärkeramt Zürich gemessen). Daraus folgt die Leistung eines jeden Telegraphiekanals N = 0,02 mW oder die

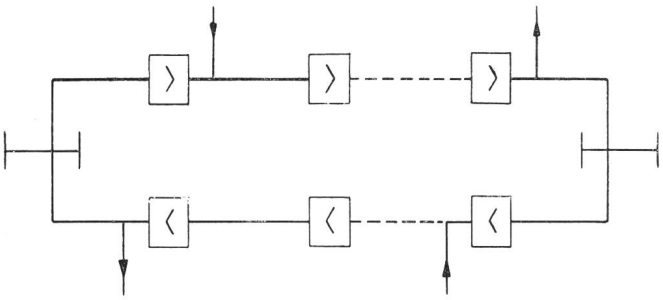


Fig. 8. Anschluss der Telegraphiekanäle an die Leitung

Spannung am Leitungsanfang an 80 Ω, U = 40 mV. Als Leitung steht eine Vierdraht-Trägertelephonieleitung zur Verfügung. Die Telegraphiekanäle werden nach dem ersten Leitungsverstärker hochohmig an die Leitung angeschlossen, und nach dem letzten Leitungsverstärker werden sie wiederum hochohmig von der Leitung weggeführt.

Oszillatoren

Die Oszillatoren müssen folgende Bedingungen erfüllen:

a) Genügende Frequenzstabilität, ohne besondere Massnahmen;
b) genügende Amplitudenstabilität;
c) möglichst kleiner Aufwand.

Die gestellten Bedingungen können durch einen LC-Oszillator erfüllt werden, soweit man dazu die geeignete Schaltung und die geeigneten Schaltelemente (L und C mit inversem Temperaturkoeffizienten) wählt. Die Transitronschaltung erfüllt unsere Bedingungen in genügendem Masse, weshalb sie für die Oszillatoren der laboratoriumsmässigen Versuchsanlage gewählt wurde. Auch die Klapposzillatorschaltung wäre sehr gut (vgl. Fig. 9).

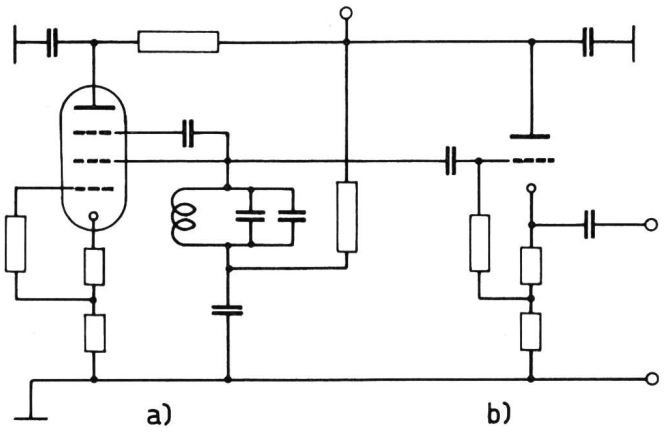


Fig. 9. Transitronoszillator mit Entkopplungsstufe
a) Oszillator
b) Entkopplungsstufe mit niederohmigem Ausgang

Modulation, Wahl des Modulators

Wir entschieden uns für getrennte Oszillatoren, damit wir sie auch für Telegraphiekanäle auf anderen Trägerkabeln verwenden können. Es stehen uns nun verschiedene Möglichkeiten zur Verfügng, um die Oszillatoren im Takte der Telegraphiezeichen zu modulieren.

a) Relaismodulator (Fig. 10).

Trotz des einfachen Aufbaues kommt diese Art Modulator für uns nicht in Frage, da er erstens steilere Impulsflanken liefert, was ein weites Frequenzspektrum zur Folge hat, und zweitens das Kontaktrelais wegen seiner mechanisch bewegten Teile eine regelmässige Wartung erfordert. Prellungen und Unregelmässigkeiten in den Umschlagzeiten verursachen zusätzliche Verzerrungen.

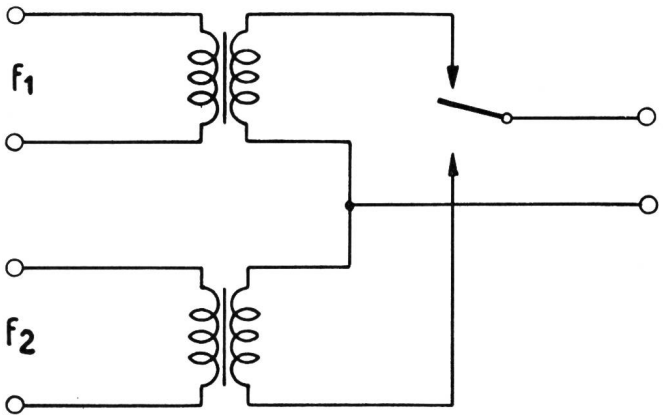


Fig. 10. Relaismodulator

b) Diodenmodulator (Fig. 11).

Als Dioden werden Kristalldioden oder Kupferoxydul-Gleichrichter verwendet. Diese haben gegenüber Hochvakuumdioden den Vorteil, dass sie keine Heizspannungsquelle brauchen und dass ihre Lebens-

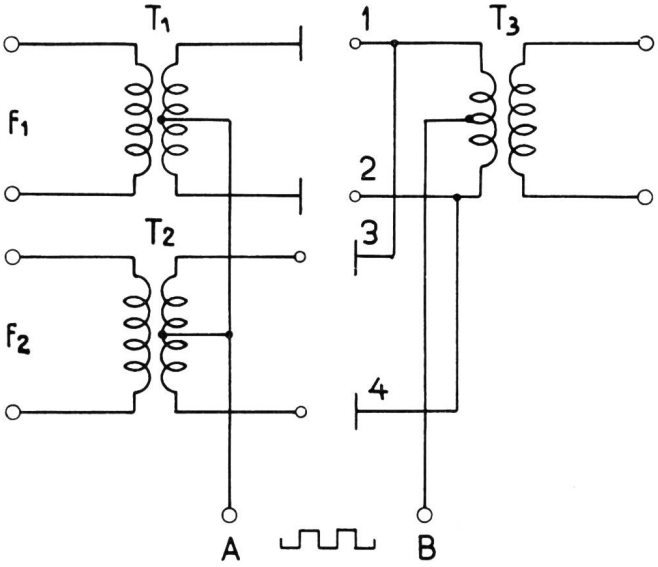


Fig. 11. Diodenmodulator

dauer, bei richtiger Belastung, sehr lang ist. Die Funktionsweise des Modulators ist sehr einfach. Wenn der Punkt A (Fig. 11) gegenüber B positiv ist, so leiten die Dioden (1) und (2), während die Dioden

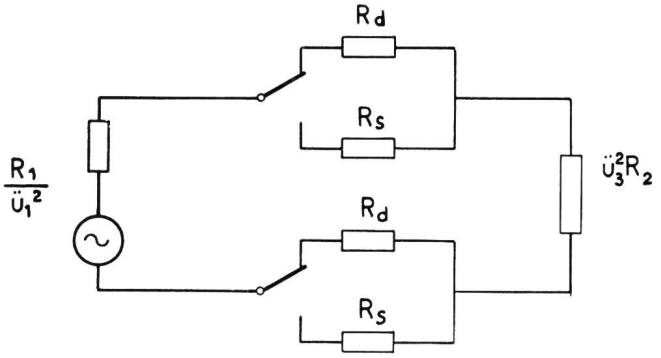


Fig. 12. Vereinfachtes Ersatzbild des Modulators
R_d = Durchlasswiderstand
R_s = Sperrwiderstand

(3) und (4) sperren. Somit ist die Frequenz f_1 allein auf der Leitung. Wird B positiv gegenüber A, so leiten die Dioden (3) und (4), und die Dioden (1) und (2) sperren. In dieser Schaltung werden die Kristalldioden als gesteuerte Schalter verwendet. Es müssen daher solche Dioden gewählt werden, deren Durchlasswiderstand klein und Sperrwiderstand möglichst gross ist. Betrachtet man in Fig. 11 die Dioden (1) und (2) und reduziert die Primärseite des Übertragers T1 auf die Sekundärseite und die Sekundärseite von T3 auf die Primärseite, so erhält man, gemäss Fig. 12, die Bedingungen für den Belastungswiderstand:

$$1)\ \ \ddot{u}\,\tfrac{2}{3}\,R_2 \gg 2\,R_d$$

$$2)\ \ \ddot{u}\,\tfrac{2}{3}\,R_2 \ll 2\,R_s$$

Folgerung: $\ddot{u}\,\tfrac{2}{3}\,R_2 = 2\sqrt{R_d\,R_s}$

(über Maxima der Betriebsdämpfungsdifferenz)

Bisher haben wir die Modulatordioden als nicht lineare Widerstände aufgefasst, die eine u-i-Kennlinie, wie in Fig. 13 dargestellt, aufweisen.

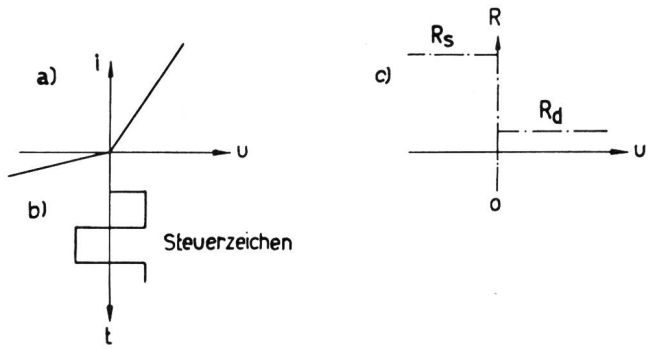


Fig. 13. Idealisierte Diode als gesteuerter Widerstand
a = idealisierte Diodenkennlinie
b = Steuerzeichen
c = Verlauf des Diodenwiderstandes in Funktion der Steuerspannung

In Wirklichkeit ist die Beziehung zwischen i und u, sowohl im Durchlassbereich als auch im Sperrbereich, nicht linear [21, 22]. Bei den meisten Dioden kann man praktisch den Sperrwiderstand unendlich annehmen, so dass die u-i-Kennlinie, je nach dem Arbeitspunkt, wie folgt dargestellt werden kann: $i = A_1 \cdot u^{\alpha_1}$, wobei A_1 und α_1 empirische Konstanten sind. Der Exponent α_1 variiert von Typ zu Typ und je nach dem Gebiet der Kennlinie, die man darstellen will. Für die meisten Trockengleichrichter liegt α_1 zwischen 2...4, während er bei Hochvakuumdioden in der Grössenordnung von $\frac{3}{2}$ liegt.

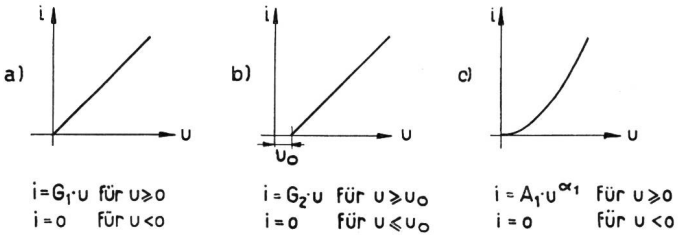


Fig. 14. Vereinfachte Diodenkennlinien

Die Steuerzeichen werden durch das Senderelais eines Fernschreibers erzeugt. Um den Einfluss der möglichen Prellungen zu vermeiden, wird dem Modulator ein Telegraphieverzerrer vorgeschaltet, der aus einigen LC- oder RC-Gliedern bestehen kann. Es soll nun das Spektrum der Telegraphiesignale nach dem Modulator untersucht sowie der Einfluss der Kennlinie der Dioden und des Telegraphieverzerrers auf das Sendespektrum festgestellt werden.

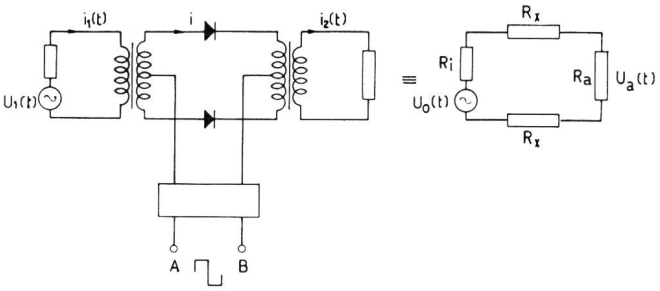


Fig. 15. Modulator und seine Ersatzschaltung
$R_x = \frac{du}{di}$ = Wechselstromwiderstand der Dioden
R_i = transformierter Innenwiderstand der Trägerstromquelle
R_a = transformierter Ausgangswiderstand

Aus Fig. 15 folgt:

$$U_a(t) = \frac{R_a}{R_i + R_a + 2\,R_x(t)}\,U_o(t)$$

$U_0\,(t) = U_0 \sin \omega_1 t \,.\, R_a$, R_i sind feste Grössen; R_x (Diodenwiderstand) wird durch die Steuerzeichen gesteuert.

$$R_x = \frac{du}{di} = f\,(u)$$

u = Die Spannung, die an der Diode liegt.

$$u = U_{st}(t) + k\,U_o(t) \text{ wobei } k = \frac{2\,R_x}{R_i + R_a + 2R_x}$$

Die Spannung, die an der Diode liegt, setzt sich aus den Telegraphiesteuerzeichen und aus einem vom Steuerzeichen abhängigen Teil der Trägerspannung $k\ U_0\ (t)$ (im Sperrbereich ist der Faktor $k = 1$, im Durchlassbereich k sehr klein im allgemeinen).

$$\text{Der Faktor } \frac{R_a}{R_i + R_a + 2R_x} = A\,(U_{st}, U_o\,(t))$$

gibt die Umhüllende der Ausgangsspannung.

Nun soll unter Zugrundelegung der Diodenkennlinien (Fig. 14) dieser Faktor analysiert werden.

a) Kennlinie der Diode a (Fig. 14) $U_0 \ll U_{st}$. Der Fall b kann wie der Fall a behandelt werden, da im allgemeinen

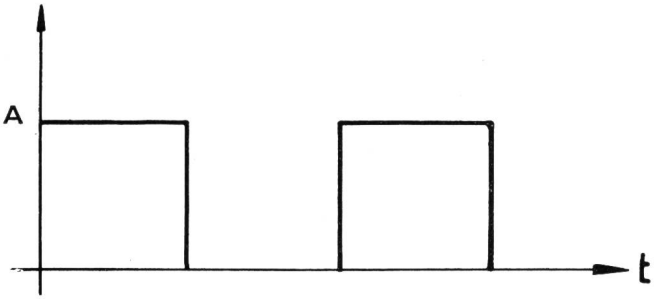
$$R_x = R_o \quad \text{für} \quad U_{st} > 0$$

$$R_x = \infty \quad \text{für} \quad U_{st} < 0$$

In diesem Falle gibt es einen rechteckigen Verlauf für die modulierte Spannung. Der vorgeschaltete Telegraphieverzerrer hat, abgesehen vom Nulldurchgang, auf diesen Verlauf keinen Einfluss:

$$A\,(U_{st}, U_o) = \frac{R_a}{R_a + R_i + 2\,R_o} \qquad \text{für } U_{st} > 0$$

$$A\,(U_{st}, U_o) = 0 \qquad \text{für } U_{st} < 0$$



In Wirklichkeit sind Nulldurchgänge nicht so plötzlich, da erstens der Sperrwiderstand nicht unendlich gross ist und der Übergang vom Sperrbereich in den Durchlassbereich nicht sprunghaft, sondern stetig geschieht. Die Steuerzeichen besitzen eine endliche Flankensteilheit, je nach der Grenzfrequenz des Vorverzerrers.

b) Die Kennlinie der Diode soll quadratisch angenommen werden:

$$i = S \cdot u^2$$

$$\frac{di}{du} = 2\,Su = \frac{1}{R_x}$$

$$u = U_{st} + \frac{2\,R_x}{R_a + R_i + 2R_x}\,U_o$$

$$R_x = \frac{1}{2S\left(U_{st} + \frac{2\,R_x}{R + 2\,R_x}\,U_o\right)}$$

nach R_x gelöst, ergibt es:

$$R_x = \frac{(1 - SU_{st}R) + \sqrt{(1 - SU_{st}R)^2 + R(4SU_{st} + 4SU_o)}}{4\,SU_{st} + 4\,SU_o}$$

Dies muss in der Formel für $U_a(t)$ (Seite 95) eingesetzt werden. Wenn der Verlauf von U_{st} und die Grössen R, S, U_0 (t) bekannt sind, so kann man die Umhüllende der Ausgangsspannung und ihr Frequenzspektrum mit Hilfe von *Fourier*reihen oder *Fourier*integralen angeben, je nachdem, ob U_{st} periodisch oder als Einzelsignal gegeben ist.

Es sollen nun zwei Beispiele, unter Annahme einer quadratischen Kennlinie, gerechnet werden. Ähnlich kann man auch mit exponentiellen Kennlinien rechnen, indem man von der Reihenentwicklung der Exponentialfunktion Gebrauch macht. Die Bestimmungsgleichung für R_x wird ein Polynom höheren Grades, je nach der gewünschten Genauigkeit (Abbrechen der Reihe). Da die Behandlung der quadratischen Kennlinie rechnerisch einfacher ist und trotzdem kein grundsätzlicher Unterschied in der Rechnung vorliegt, wollen wir diese Kennlinie der Berechnung zugrunde legen. Für den Verlauf der Steuerspannung sollen zwei extreme Fälle angenommen werden:

a) Verlauf der Steuerspannung rechteckig: Die Ausgangszeichen des Modulators verlaufen praktisch rechteckig. Es entsteht ausserdem eine gewisse quadratische Verzerrung, die vom Aussteuerbereich der Kennlinie in Durchlassrichtung abhängig ist.

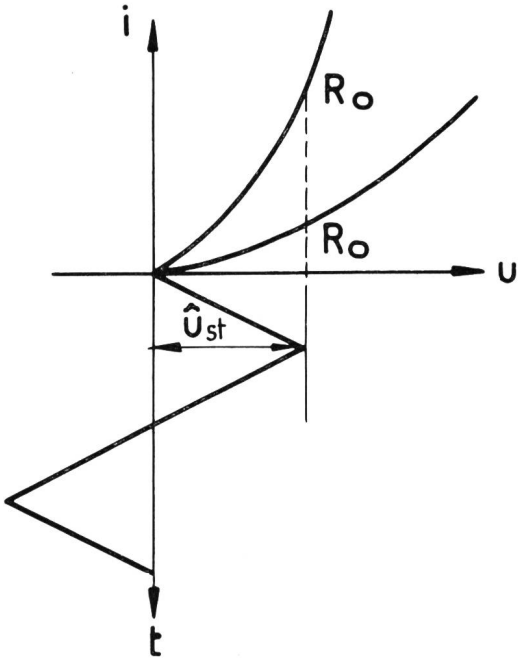


Fig. 16. Quadratische Diodenkennlinien mit verschiedener Steilheit und dreieckförmiger Steuerspannung

b) Verlauf der Steuerspannung dreieckig, gemäss Fig. 16, das heisst, das Spektrum der vom Fernschreiber gelieferten Telegraphieimpulse wird praktisch auf die Grundharmonische beschränkt. Fig. 17 zeigt die berechneten Verläufe der Ausgangsspannung mit zwei Kennlinien verschiedener Steilheit. Fig. 18 zeigt die tatsächlichen Verläufe der Ausgangsspannung mit 1 N 35 und mit Kupferoxydul-Gleichrichter (Hofrela-Messgleichrichter) als Modulatordiode.

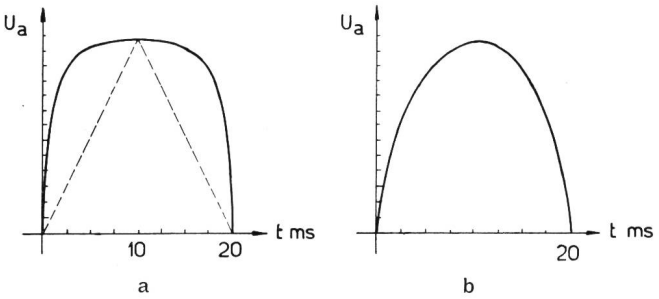


Fig. 17. Umhüllende des mit dreieckförmigem Signal modulierten Trägers.

a = berechnete Umhüllende der Ausgangsspannung, unter der Annahme:

$\hat{U}_{st} = 1$ V; $\hat{U}_o = 1$ V
$R = R_i + R_a = 4000\ \Omega$
$R_o = 100\ \Omega$

b = berechnete Umhüllende der Ausgangsspannung, unter der Annahme:

$\hat{U}_{st} = 1$ V; $\hat{U}_o = 1$ V
$R_a + R_i = R = 4000\ \Omega$
$R_o = 500\ \Omega$

Der erste berechnete Fall entspricht ungefähr den Dioden 1 N 34 (1 N 35), die wir in dem Modulator verwendet haben. Der berechnete Verlauf der Ausgangsspannung entspricht gut dem tatsächlichen

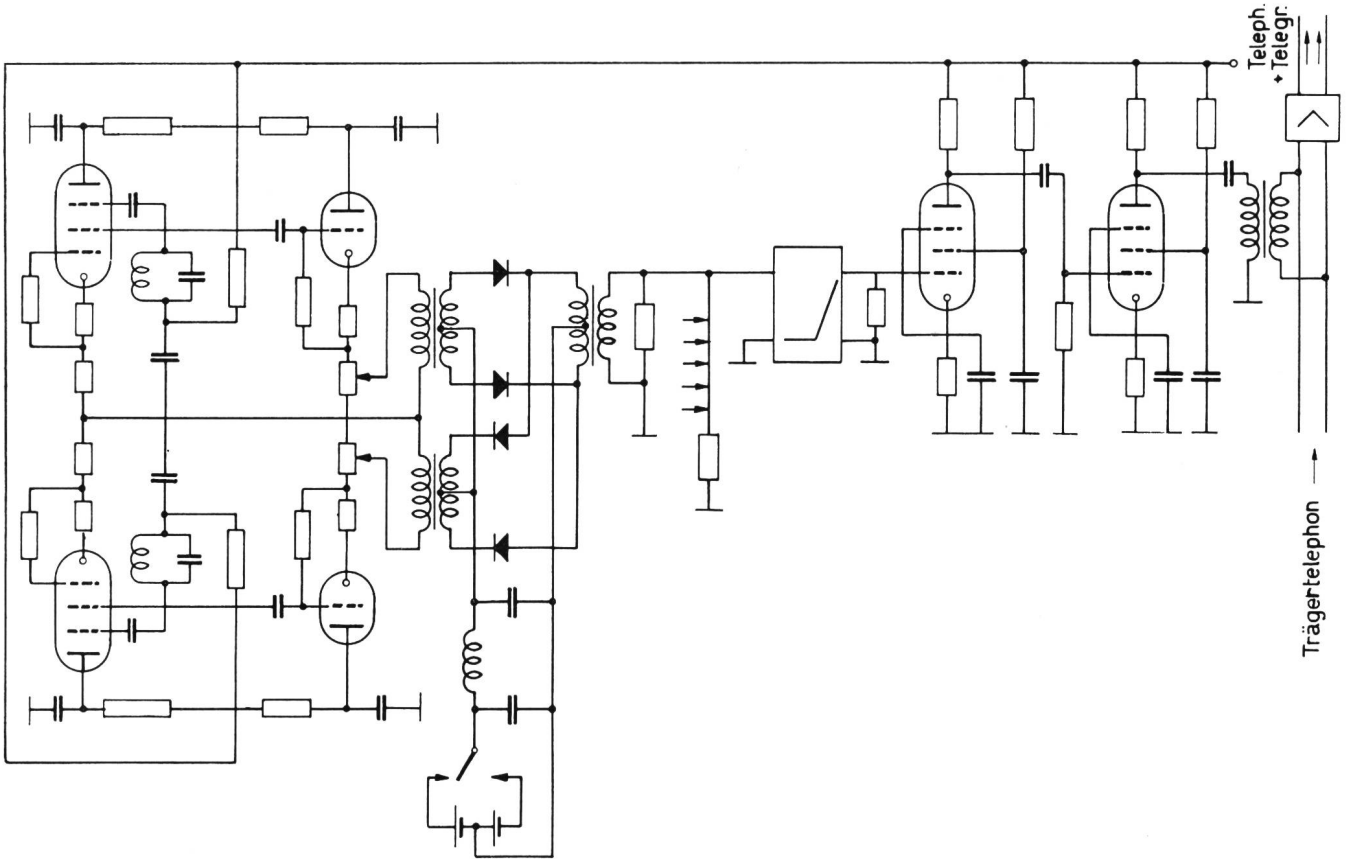


Fig. 18a. Schaltung und Aufbau des Senders

(s. Fig. 18). Der zweite berechnete Fall ist ein Extremfall, den man mit gewissen Kupferoxydul-Gleichrichtern annähern kann (s. Fig. 18). Bei der Berechnung wurde das Spektrum der Steuerzeichen praktisch auf die Grundharmonische beschränkt. Aus dem Verlauf der Ausgangsspannung ersieht man, dass die Seitenbänder in der Ausgangsspannung stärker vertreten sind als im Steuerzeichen. Gegenüber der Rechteckschwingung sind die höheren Harmonischen, je nach der Diodenkennlinie, in der Ausgangsspannung schwächer vertreten.

Da die Kennlinien der Kristalldioden und auch der anderen Trockengleichrichter stark temperaturabhängig sind, besonders in der Nähe des Nullpunk-

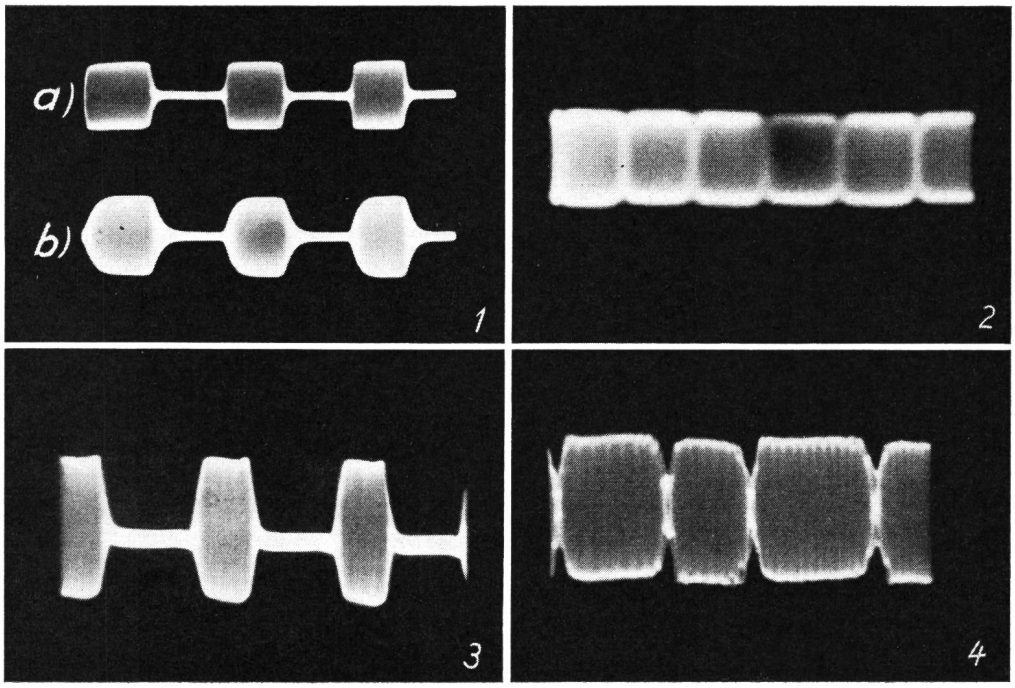


Fig. 18b.
Vom Schirm des Kathodenstrahloszillographen aufgenommene Bilder einiger Telegraphiesignale

1a = f_1 allein. Ausgangszeichen des Modulators mit Kristalldioden (1 N 35)
1b = Empfangszeichen nach dem Selektivglied des Empfängers
2 = Sendesignale am Ausgang des Modulators (1 N 35)
3 = Ausgangszeichen des Modulators mit Kupferoxydul-Gleichrichter
4 = Sendesignale am Modulatorausgang. Modulator mit Kupferoxydul-Gleichrichtern

tes [21], empfiehlt es sich, mit grösseren Steuerspannungen zu arbeiten. In diesem Falle kann man die Diodenkennlinien durch eine Gerade (geknickt) ersetzen, wie in Fig. 14a dargestellt, wobei die Ausgangsspannung einen rechteckigen Verlauf nimmt, unabhängig von der Form der Steuerzeichen. Die Dauer des Rechteckes ist durch die Nulldurchgänge der Steuerzeichen gegeben. Um die Nulldurchgänge der Ausgangsspannung sauber zu gestalten und mögliche Prelleinflüsse des Senderelais zu vermeiden, muss ein Tiefpass vor den Modulator geschaltet werden (Grenzfrequenz = 60...80 Hz).

Zusammenschluss der Kanäle und Anschluss an die Leitung

Die übliche Lösung wäre die Verwendung geeigneter Bandfilter für jeden Kanal, die dann hochohmig an die Leitung angeschlossen würden. Eine zweite Möglichkeit besteht in der Verwendung einer Trennröhre für jeden Kanal, die man anodenseitig parallel und dann über einen Symmetrieübertrager an die Leitung schalten müsste. Eine dritte Möglichkeit ist die Verwendung einer Frequenzweiche. Eine vierte Möglichkeit ist die Zusammenschaltung der Kanäle über Dämpfungsglieder, von der hier als der ökonomischsten Lösung Gebrauch gemacht wurde.

Schaltung über Dämpfungsglieder und Trennröhre

Durch die Spannungsteilung an R_3 und R_4 verliert man Spannung. Die Röhre V_1 gleicht diesen Verlust aus. Die Röhre V_2 ist die eigentliche Trennröhre.

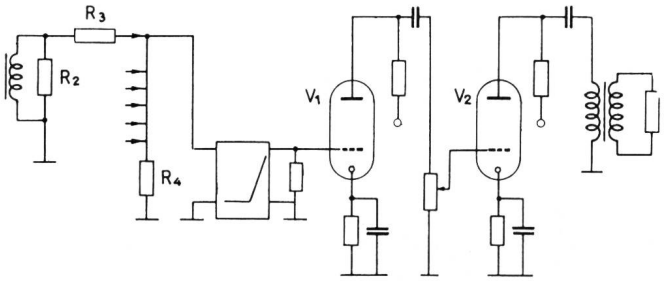


Fig. 19. Zusammenschluss der Kanäle und Anschluss an die Leitung

Der Röhre V_1 ist ein TP-Filter (fg = 12 kHz), kombiniert mit einem Resonanzübertrager (Übertragungsband 8...12 kHz), vorgeschaltet, um die von den Telegraphiekanälen herrührenden Störspannungen, die in der Frequenz oberhalb 12 kHz liegen können, von den Telephoniekanälen fernzuhalten.

Empfänger, Anschluss an die Leitung

Der Empfänger wird über einen Symmetrieübertrager durch einen Kathodenfolger hochohmig an die Leitung angeschlossen. Nach dem Kathodenfolger ist zur Trennung der Telegraphiekanäle von den Telephonkanälen ein TP-Filter in die Schaltung (fg = 12 kHz) eingebaut. Dem TP folgt ein gemeinsamer Verstärker für alle Telegraphiekanäle mit niederohmigem Ausgang.

Trennung der Kanäle und Demodulation

Zur Selektion der einzelnen Kanäle sollen keine Bandfilter verwendet werden, wie dies in den letzten Jahren in der Trägerfrequenztechnik üblich geworden ist, sondern es soll der Empfänger so ausgebildet werden, dass er zugleich die Selektion besorgt. Die Aufgaben des Empfängers sind also das Herausnehmen des gewünschten Signals aus einem Gemisch verschiedener Signale und die Demodulation der empfangenen Signale. Zur Demodulation frequenzmodulierter Signale dienen die bekannten Diskriminatoren (Phasendiskriminator, Diskriminator mit verstimmten Kreisen usw.). Die Diskriminatoren sind im allgemeinen durch Diodenstrecken gedämpft, weshalb ihre Selektivität nicht sehr gross ist. Gewöhnlich befinden sich aber vor dem Diskriminator selektive HF- und ZF-Verstärker, so dass man die Selektivität des Diskriminators nicht künstlich hochtreiben muss. An den Empfänger wird die Forderung gestellt, dass er genügend Empfindlichkeit aufweise, das heisst möglichst grosse Verstärkung mit möglichst geringem Aufwand an Material und Bandbreite. Erwünscht ist ein Frequenzgang, wie er in Fig. 20 dargestellt ist.

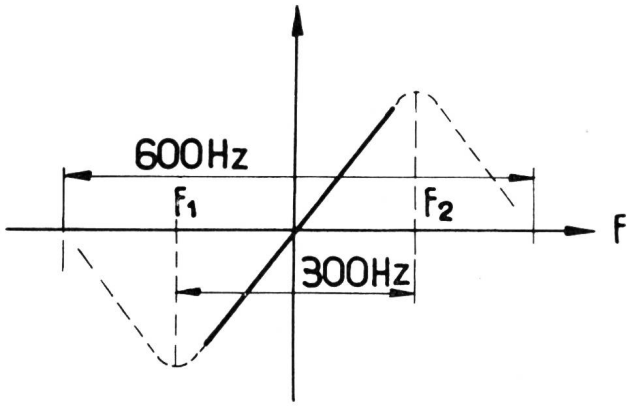


Fig. 20. Erwünschter Frequenzgang des Empfängers

Die Linearität der Charakteristik ist nicht notwendig, da man kein ausgesprochen frequenzmoduliertes Signal hat. Die obige Charakteristik wurde mit einem Selektivglied gemäss Fig. 21 erreicht.

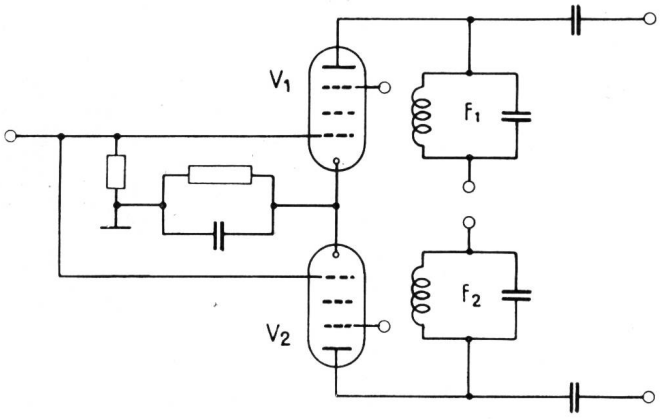


Fig. 21. Selektivglied des Empfängers

Eingangsseitig sind die Röhren V_1 und V_2 parallel geschaltet, anodenseitig sind sie je mit einem Schwingkreis belastet, der auf f_1 bzw. f_2 abgestimmt ist. Die effektive Güte der Kreise wird so gewählt, dass die 3-dB-Bandbreite 70...80 Hz beträgt. Diesem Selektivglied folgt der eigentliche Demodulator. Es wurden zwei verschiedene Demodulatorarten praktisch untersucht; auf weitere Möglichkeiten wird hingewiesen.

a) Demodulator mit Anodengleichrichtung,
b) Demodulator mit Flip-Flop,
c) Amplitudendiskriminator.

a) Der Demodulator besteht aus zwei Endpentoden, deren Arbeitspunkte unter dem Cut-off-Punkt liegen, so dass beide Röhren, wenn kein Signal da ist, gesperrt sind. Ist f_1 da, so liefert der Kreis I eine viel grössere Spannung als der Kreis II, so dass die Röhre V_3 leitet, während V_4 immer noch sperrt. Verschwindet f_1, kommt f_2, so leitet die Röhre V_4, und das Relais schlägt um. Wird über den Kanal telegraphiert, so führen die Röhren V_3 und V_4 abwechselnd Strom. Der gemeinsame Kathodenwiderstand bewirkt, dass die Arbeitspunkte der Röhren noch mehr nach links wandern. Dies bewirkt, dass die Störspannungen am Gitter der sperrenden Röhre diese nicht zum Leiten bringen kann.

Der beschriebene Empfänger arbeitet richtig, wenn das Eingangssignal einen gewissen Wert nicht unterschreitet oder überschreitet. Er lässt also gewisse Pegelschwankungen zu. Man kann den Normalpegel so wählen, dass beim niedrigsten Eingangspegel die Relaisströme gross genug zum Steuern des Relais sind. Da das Empfangsrelais sehr empfindlich ist und die Endpentoden beim Normalpegel genügend Strom liefern, kann man beträchtliche Pegelschwankungen zulassen (siehe: Messungen).

b) Die Endstufe besteht aus einer Flip-Flop-Schaltung (bistabiler Multivibrator). Um eine Flip-Flop-Schaltung durch die Telegraphiesignale steuern zu können, muss man diese vorher gleichrichten. Zur Vermeidung der Belastung der Resonanzkreise wird eine Kathodenfolgerstufe zwischen die Resonanzkreise und Gleichrichter geschaltet. Die Gleichrichterschaltung ist die bekannte Spannungsverdopplerschaltung mit Kristallgleichrichtern mit grosser Sperrspannung oder mit Hochvakuumdioden. Ist f_1 da, so liefert der Kreis I eine grössere Spannung als der Kreis II, Punkt A (Fig. 22) wird negativer gegenüber der Erde und Punkt B. Das Differenzierglied sorgt dafür, dass das Gitter der Röhre V_5 eine negative Spitze bekommt und sperrt. Geht nun f_1

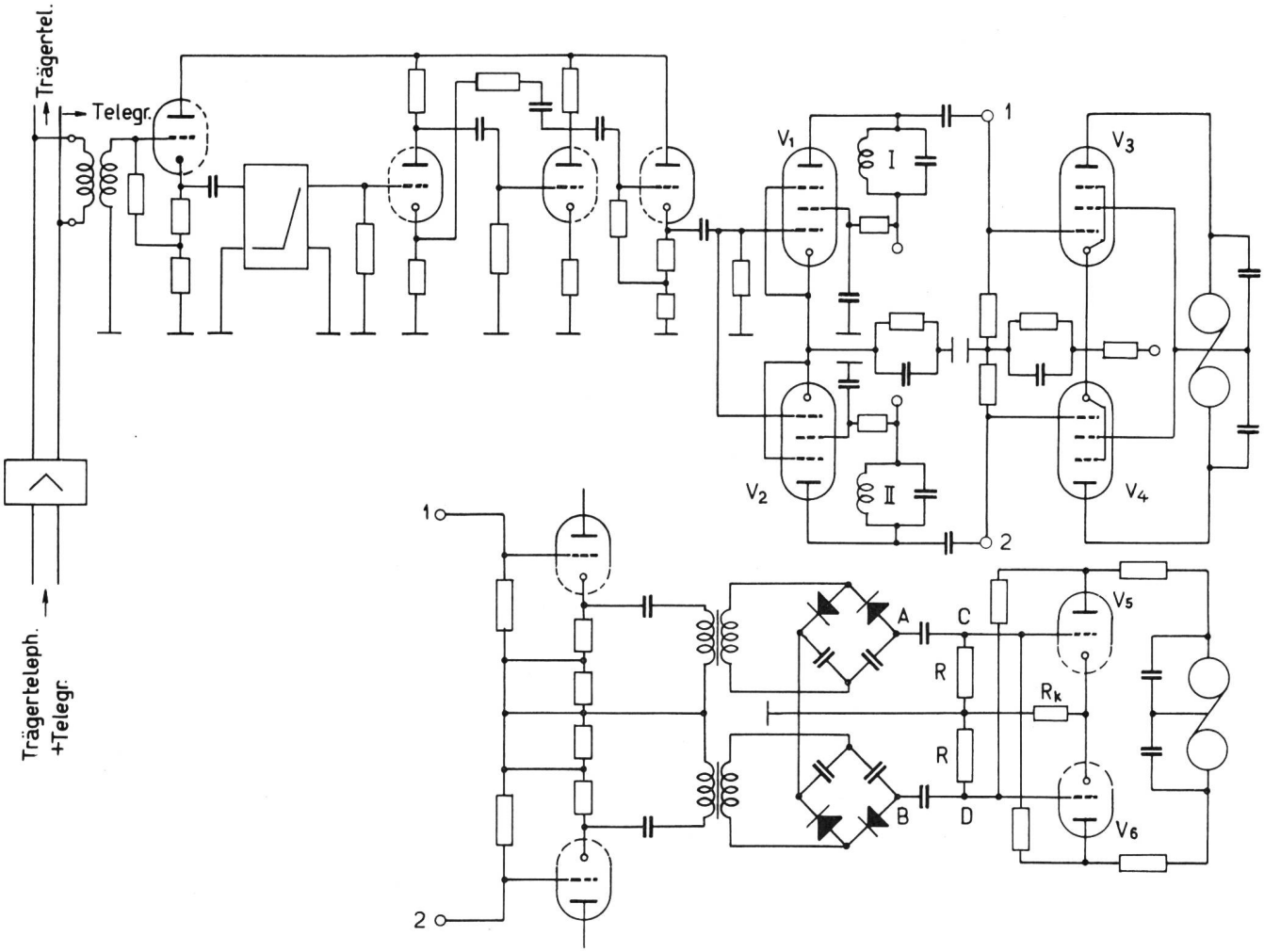
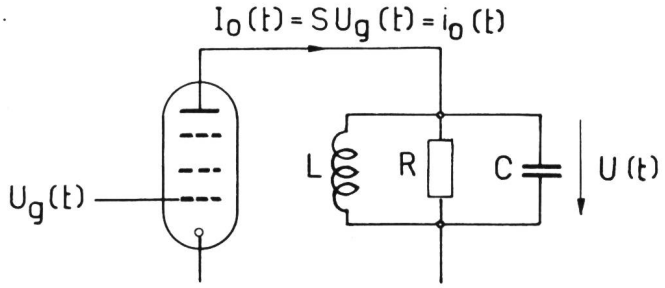


Fig. 22. Empfänger

weg und es kommt f_2, so erhält das Gitter der Röhre V_5 eine positive Spitze vom weggehenden f_1, und V_2 bekommt eine negative Spitze vom ankommenden f_2. Unter diesen Bedingungen sperrt die Röhre V_6 und leitet die Röhre V_5. Die ankommenden und weggehenden Signale unterstützen sich gegenseitig in ihren Wirkungen. Koppelt man in Fig. 22 die Punkte A und B direkt mit den Gittern der nachfolgenden Röhren, so entsteht eine neue Endstufe (Gleichstromverstärker). Die Rückkopplung ist nicht mehr so wirksam, da die Gleichrichterdioden zu R parallel liegen. Wenn kein Signal da ist, leiten beide Röhren $J_{a1} = J_{a2} = 10$ mA, bei $R_k = 0$. Kommt f_1, wird Punkt A viel negativer als Punkt B, so dass die Röhre V_5 sperrt und die Röhre V_6 leitend bleibt. Beim Verschwinden von f_1 und Erscheinen von f_2 sind die Verhältnisse umgekehrt. Bei diesen letzten Endstufen erfordert die Gleichrichterschaltung und die Wahl der Dioden (Kristalldioden) eine gewisse Sorgfalt. Die Symmetrie der Schaltung ist zur Kleinhaltung der Verzerrungen wichtig.

Analytische Behandlung des Empfängers

Das Verhalten des Empfängers wird hauptsächlich durch die Resonanzkreise bestimmt.



$$i_0(t) = I_0 e^{j\omega t} \qquad I_0 = 1 \text{ angenommen}$$

$$j\omega = p$$

$$U_{(P)} = I_{(P)} \cdot Z_{(P)}$$

$$I_{(P)} = \frac{1}{p - j\omega}, \quad Z_{(P)} = \frac{1}{\frac{1}{R} + pC + \frac{1}{PL}} = \frac{p}{C} \cdot \frac{1}{(p+\alpha)^2 - \Omega^2}$$

$$\text{wobei } \alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{1}{2Q\sqrt{LC}} = \frac{\Omega}{2Q}; \quad \Omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}$$

nach dem Faltungssatz:

$$u(t) = \int_0^t i(t-\tau)\, Z(\tau)\, d\tau$$

$$u(t) = |Z| \sin(\omega t - \varphi) - |Z| \left[\left(\frac{\alpha}{\Omega} \sin\varphi + \frac{\alpha^2 + \Omega^2}{\Omega\omega} \cos\varphi\right) \sin\Omega t - \sin\varphi \cos\Omega t\right] e^{-\alpha t}$$

$$\text{für } Q \geqslant 1, \quad |\omega - \Omega| \leqslant \Omega, \quad \Omega \simeq \frac{1}{LC}$$

$$\varphi = 0$$

$$u(t) = |Z| \sin\omega t - |Z| e^{-\frac{\Omega}{2Q} t} \sin\Omega t$$

$$\text{für } \omega = \Omega \qquad |Z| = R$$

$$u(t) = R \sin\omega t \left(1 - e^{-\alpha t}\right)$$

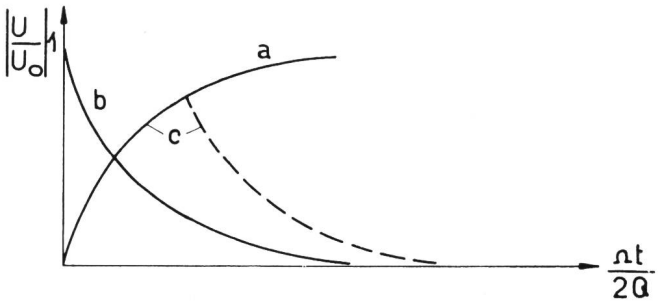


Fig. 23. Spannungsverlauf am Resonanzkreis bei $\omega = \Omega$ (Einhüllende)
a = Einschaltvorgang
b = Ausschaltvorgang
c = Impulsverlauf

Die Fig. 23 zeigt den Spannungsverlauf am Resonanzkreis beim Empfang eines rechteckigen Signals, für den Fall, dass der Kreis auf Resonanz abgestimmt ist. Für den Ein- und Ausschwingvorgang (für die Form der Kurve) ist die Grösse α massgebend.

$$\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\Omega}{2Q} = \frac{2\pi f_0}{2Q} = \frac{\pi f_0}{Q} = \pi B = \frac{1}{\tau_0}$$

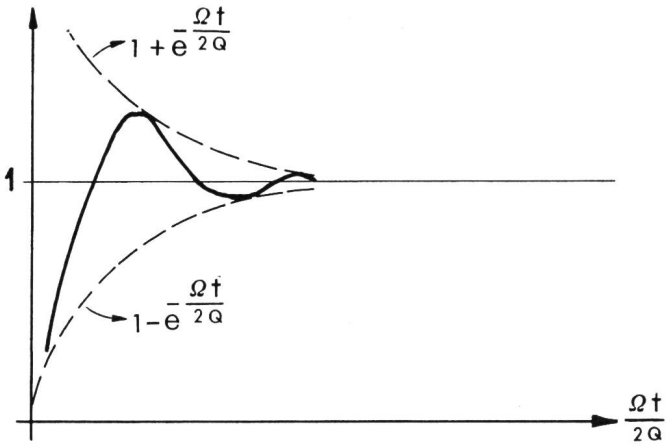


Fig. 24. Spannungsverlauf am Resonanzkreis bei $\omega \neq \Omega$ und $|\omega - \Omega| \leqslant \Omega$ (vergrössert gezeichnet)

$$B = \frac{f_0}{Q} = \text{Bandbreite des Kreises}$$

$$\tau_0 = \frac{1}{\pi B} = \text{Einschwingzeit}$$

Bei $t = 4\,\tau_0$ erreicht die Spannung praktisch ihre volle Amplitude. Daraus ergibt sich die Bedingung bei $\tau_p = 20$ ms, dass $(4\,\tau_0)_{max.} = 20$ ms.

Bei den Kreisen, die in den Empfängern verwendet wurden, ist $B = f_0/Q = 60...80$ Hz das heisst $\tau_0 = 4...5$ ms ($Q = 130...100$) gewählt, und damit wurde eine gute Impulsform erhalten. Die beigelegten Bilder und die gemessenen Verzerrungen bestätigen dies.

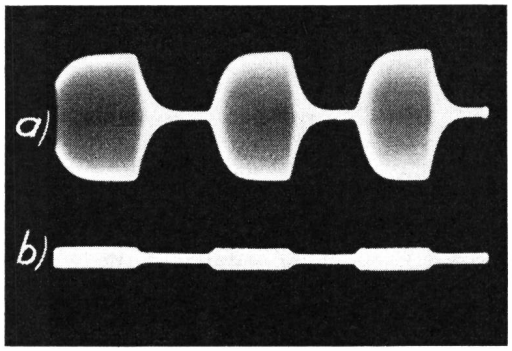


Fig. 24a. Ein- und Ausschwingvorgang im Empfangskreis
a) entspricht Fig. 23 c. $\omega = \Omega = 8000$ Hz (Signalfrequenz gleich der Resonanzfrequenz) (Impulslänge 20 ms)
b) entspricht Fig. 24. $|\omega - \Omega| = 300$ Hz (Signalfrequenz weicht von der Resonanzfrequenz ab)
$\omega = 8000$ Hz
$\Omega = 8300$ Hz

III. Teil

Messungen

Es wurden Verzerrungsmessungen mit dem laboratoriumsmässig aufgebauten Kanal unter verschiedenen Bedingungen durchgeführt. Als Verzerrungsmessgerät wurde das bekannte Gerät nach der stroboskopischen Methode verwendet. Es wurden die Störempfindlichkeit und der Einfluss der Pegelschwankungen und der Interferenzen auf die Verzerrung gemessen.

Als Störspannungsquelle wurde ein Radioempfänger verwendet, dessen Antenne kurzgeschlossen wurde. Das entstehende thermische Rauschen wurde in einem regulierbaren Verstärker verstärkt. Mit einem Hochpassfilter hat man die Frequenzen unterhalb von 4 kHz unterdrückt, so dass am Eingang des

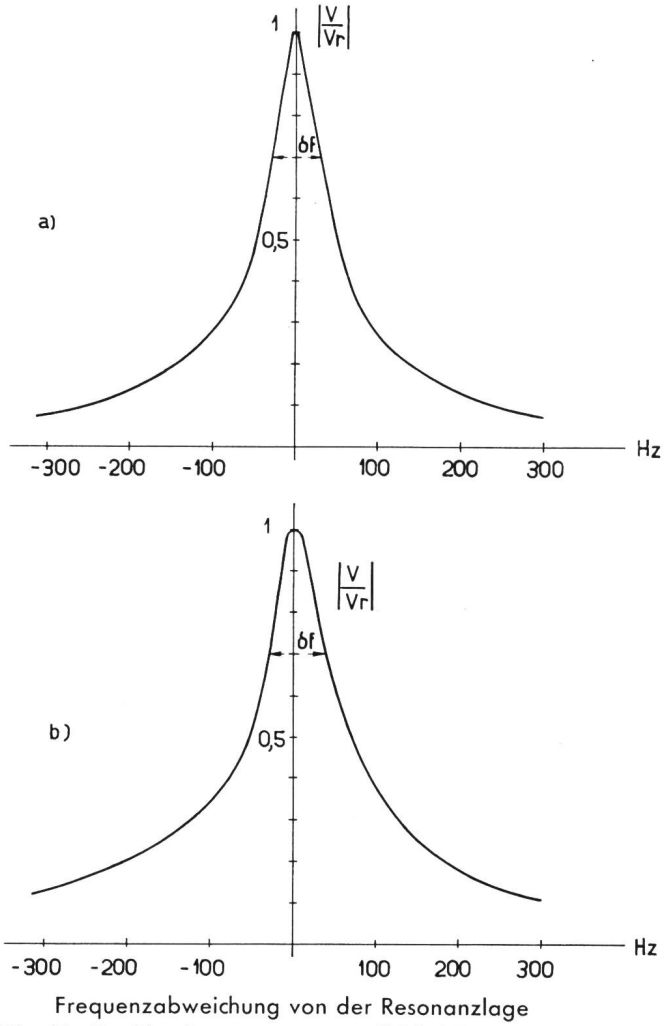


Fig. 26. Im Empfänger gemessene Selektivität des Empfangskreises I
a = mit L = 16 mHy; $f_r = 8000$ Hz; $\delta f = 60$ Hz; $Q_{eff} = 133$
b = mit L = 25 mHy; $f_r = 8000$ Hz; $\delta f = 70$ Hz; $Q_{eff} = 115$

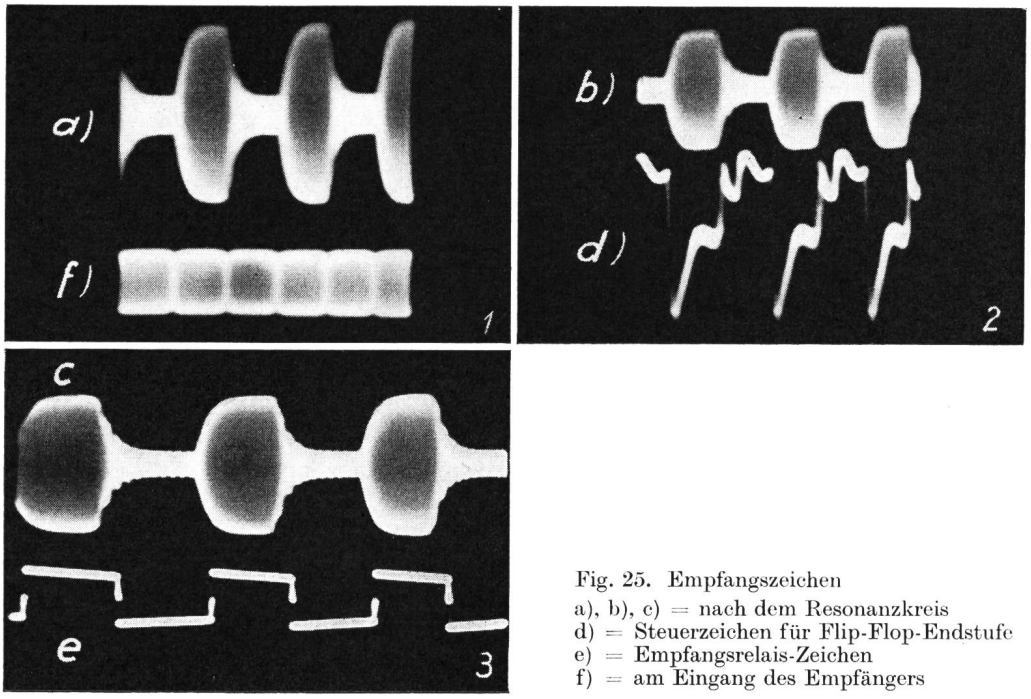


Fig. 25. Empfangszeichen
a), b), c) = nach dem Resonanzkreis
d) = Steuerzeichen für Flip-Flop-Endstufe
e) = Empfangsrelais-Zeichen
f) = am Eingang des Empfängers

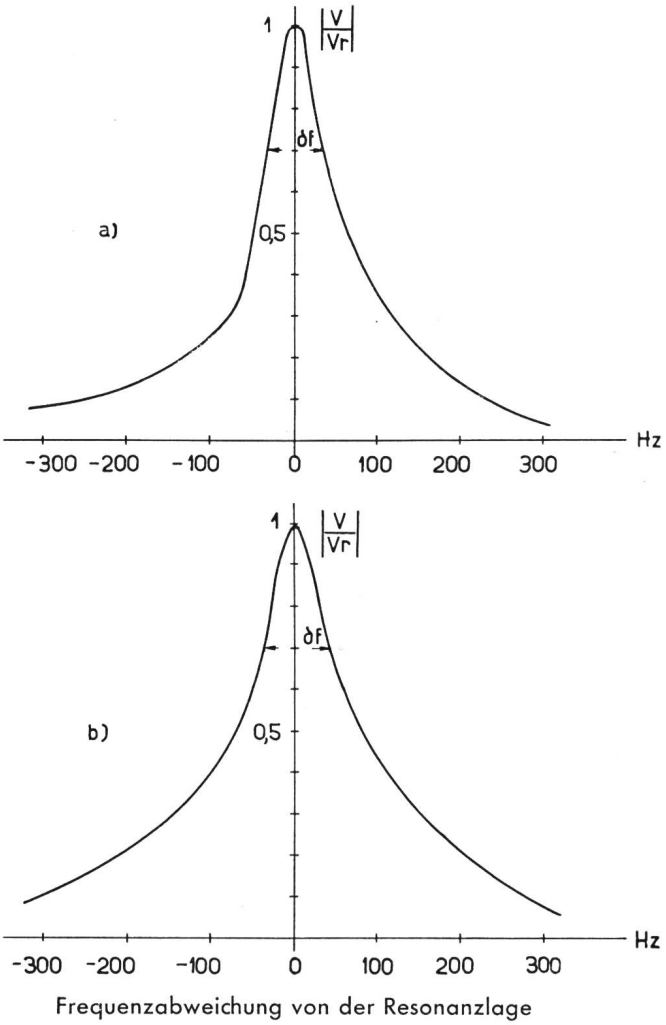


Fig. 27. Im Empfänger gemessene Selektivität des Empfangskreises II

a = mit L = 16 mHy; f_r = 8300 Hz; δf = 60 Hz; Q_{eff} = 138

b = mit L = 25 mHy; f_r = 8300 Hz; δf = 75 Hz; Q_{eff} = 110

Kanalempfängers eine Rauschspannung, die das Band von 4...12 kHz belegte, zur Verfügung stand. Durch eine Kontrolle mit dem Wellenmesser wurde festgestellt, dass alle Frequenzen im Band 4...12 kHz im Rauschspektrum gleich stark vertreten waren.

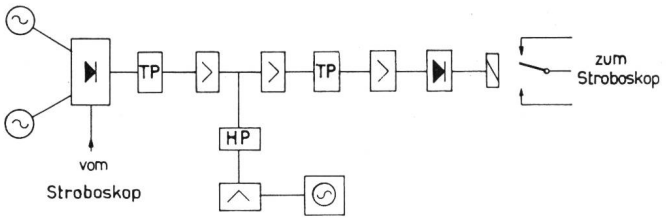


Fig. 28. Schema der Messanordnung

Die Signalspannung wie auch die Rauschspannung wurden mit einem Effektivwert anzeigenden Röhrenvoltmeter gemessen. Für das Verhältnis Signal zu Störung wurde die Rauschspannung auf ein 600 Hz breites Frequenzband bezogen.

Interferenzmessungen

Wenn alle sechs Kanäle in Betrieb sind, so sind jeden Augenblick sechs Frequenzen auf der Leitung, die anderen sechs sind gesperrt. Wenn ein Kanal schon da ist, so muss man noch fünf Frequenzen auf die Leitung geben (zum Beispiel die dem aufgebauten Kanal nächstliegenden Frequenzen 8600, 9200, 9500, 10 400, 11 000 Hz). Bei der Interferenzmessung wurden vier Frequenzen zugleich mit einer Unterbrechungsfrequenz von 30 Hz auf die Leitung ge-

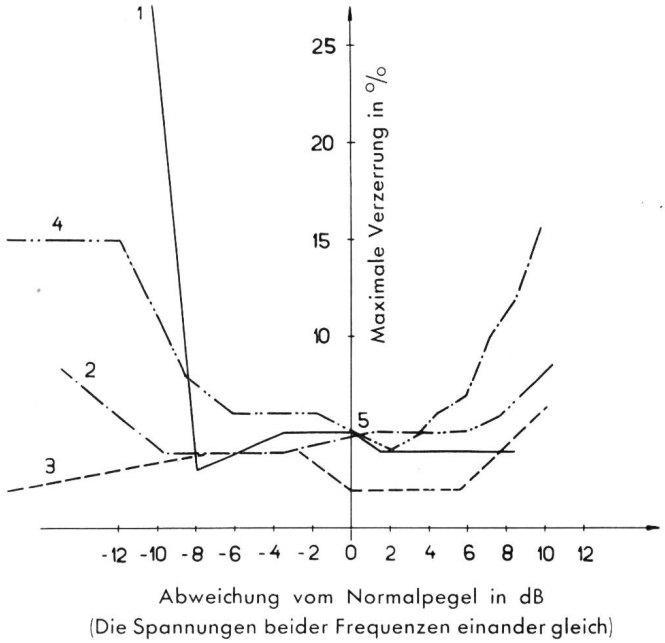


Fig. 29. Gemessene Verzerrungen in Funktion der Pegelschwankungen

(1) = gehört zum Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe, wobei als Normalpegel U_0 = 100 mV am Eingang der Selektivstufe festgesetzt wurde

(2) = gehört zum Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe, wobei U_0 = 30 mV

(3, 4) = gehören zum Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe, wo U_0 = 80 mV

Die Messungen wurden bei der normalen Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Baud/sek., bei den Kurven 1, 2, 3 mit Zeichen 1:1, bei der Kurve 4 mit Text durchgeführt

geben. Das ist der extremste Fall, der im Betrieb vorkommen kann. In Wirklichkeit werden die Einsätze verschiedener Kanäle statistischer Natur sein. Die Wahrscheinlichkeit für gleichzeitiges Einsetzen ist gering.

Tabelle I. **Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe**

Gleichrichter-Dioden: DS60

Verzerrungen in % bei folgenden Zeichen:

$U_{N\,mV}$	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
50	4	12	8	7	13
60	2	7	5	6	9
70	2	3–6	2–5	5	5–6
80	2	3–5	2–4	2–4	5
90	2	2–4	2–4	0–4	3–5
100	2	2–4	2–3	0–3	3–5

Das Funktionieren der Apparatur wurde ausserdem noch mit dem folgenden Text kontrolliert:

5) KAUFEN SIE JEDE WOCHE VIER GUTE BEQUEME PELZE XY 1234567890

Tabelle II. **Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe**
Dioden: DS60

U_N	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
20	7	12	12	11	7
30	5	10	10	10	5
40	3	2–6	5	6	1–4
50	0–3	2–4	0–3	0–5	2–4
60	0–3	2–4	0–4	2–4	3–5
70	0–4	3–5	0–5	0–5	4–6
80	4–7	3–10	3–6	0–5	5–9
60*	3–5	3–5	0–4	0–5	0–4

* Bei dieser Messung waren die Frequenzen 8600, 9200, 9800, 10 400 Hz mit je 60 mV als Interferenzfrequenzen eingeschaltet, wobei sie mit ~ 30 Hz getastet wurden.

Tabelle III. **Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe**
Gleichrichter-Dioden: 1N34
Verzerrungen in % bei Zeichen

U_{NmV}	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
10	2–5	2–6	3–6	0–6	0–5
20	2–5	2–6	3–6	3–7	2–4
30	2–3	3–5	3–5	0–6	0–3
40	3–4	2–4	0–3	0–5	2–4
50	0–3	1–4	0–3	0–3	0–5
60	3	2–4	0–3	4–5	1–4
70	4–6	4–8	0–4	10	3–5
80	25	30	0–4	25	7

Tabelle IV. Dioden: 1N58

U_{NmV}	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
10	0–7	4–9	5–7	2–8	0–7
20	4–6	5–8	5–7	4–8	2–5
30	2–4	3–6	3–6	2–6	2–4
40	1–4	2–5	1–4	1–5	1–4
50	2–3	2–5	1–4	2–5	1–4
60	10	12	0–4	9	2–6

Diskussion der Messresultate und Vergleich verschiedener Empfänger auf Grund der Messresultate Pegelschwankungen

Wie aus Fig. 29 ersichtlich, können am meisten Pegelschwankungen beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe zugelassen werden. Wenn man

Tabelle V. **Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe**
Interferenzfrequenzen: 8600, 9200, 9800, 10 400 Hz
Verzerrungen in % bei folgenden Zeichen:

U_{Nutz} mV	$U_{interf.}$ pro Sp. Q.	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
mV 50	mV 100	4–10	5–11	2–9	7	7
75	100	6	6–7	6	5	5
100	100	4–5	4–5	5	3–4	1–4
125	100	3–4	0–4	0–4	0–4	0–4
150	100	3	2–4	0–4	0–3	0–3
175	100	3	0–3	0–4	0–3	0–3
200	100	3	0–4	0–4	0–3	0–3
150	150	4–5	0–5	0–6	0–4	0–5
200	200	4–5	0–6	0–6	5	0–3–(5)
250	250	4–6	0–7	0–7	6	0–5
50	200	20	25	15	—	—
100	200	4–5	0–5	0–6	0–5	0–5
150	200	3–4	6	0–6	0–5	0–5
150	200	4	6	6	0–5	0–5
100	100	4–5	0–5	6	0–4	0–4[1])
100	100	4–6	0–6	6	0–6	0–5[2])
100	100	5–7	0–7	0–7	0–7	0–8[3])
100	100	4	6	6	6	6[4])

Bei [1]), [2]), [3]) war noch zusätzlich eine Rauschspannung im Band 8...12 kHz zugeschaltet; diese beträgt bei [1]) 30 mV, bei [2]) 60 mV, bei [3]) 100 mV.

Die Messung [4]) gehört zum Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe.

Tabelle VI. **Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe**
Verzerrungen in % bei folgenden Zeichen (ohne Interferenz):

U_{NmV}	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
30	3	0–6	0–4	0–4	5
60	5	0–7	0–5	0–4	6
80	5	0–7	0–5	0–4	7
100	5	0–7	0–6	0–4	7
150	7	0–8	0–6	0–4	8
200	8	0–9	0–7	0–4	10

als Vergleichsbasis die Messungen mit Zeichen 1:1 bei 10% Zeichenverzerrung nimmt, so können folgende Pegelschwankungen zugelassen werden:

1. Beim Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe: —8,5 dB bis mehr als +15 dB,
2. beim Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe: —16 dB bis + 7 dB,
3. beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe: etwa — 20 dB bis +14 dB, bei Text: —9,5 dB bis +12 dB.

Tabelle VII, mit Interferenz

Interferenzfrequenzen: 8600, 9200, 9800, 10 400 Hz

U_{NmV}	$U_{int.\ mV}$	1:1	Text	2:2	1:6	6:1
30	30	5	6	6–8	0–5	0–7
60	60	6	0–8	0–8	0–5	8
80	80	6–8	0–8	0–7	0–5	8
100	100	8–10	0–9	0–7	0–5	8
150	150	8–10	10	0–8	0–5	8–10
200	200	8–10	11	0–8	0–6	8–10
80	160	9	10	6–8	0–5	6–9

Lässt man die Spannung der einen Frequenz konstant (Normalpegel) und macht die der anderen variabel (Fig. 29), so ergeben sich mit der gleichen Vergleichsbasis folgende Resultate:

1. Beim Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe: —7,5 dB bis +7,5 dB,
2. beim Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe: —2,5 dB bis +2,5 dB,
3. beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe: —3,5 dB bis +5 dB.

Störempfindlichkeit

Vergleicht man in Fig. 30, 31, 32 die Kurven für Normalpegel miteinander, so ergeben sich bei 10 % Zeichenverzerrung folgende Signal/Stör-Verhältnisse:

1. Beim Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe: 8,5 dB.
2. Beim Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe: 10 dB.
3. Beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe: 11 dB.

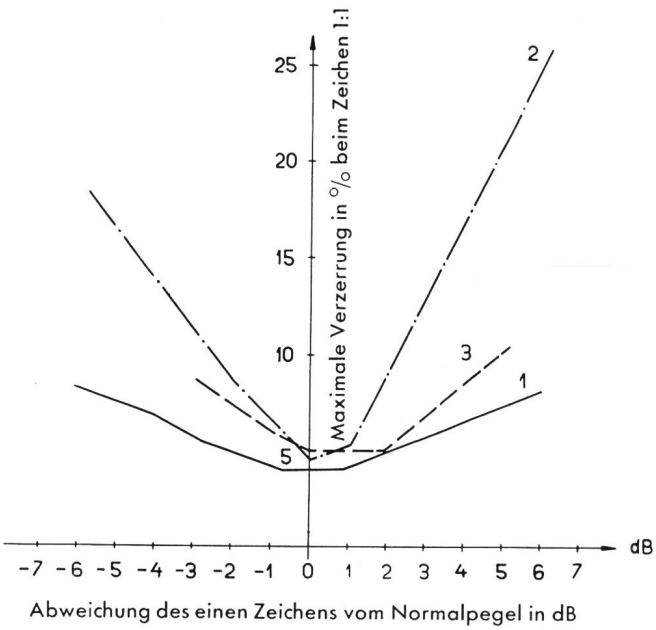


Fig. 30. Gemessene Verzerrungen in Funktion der Pegelschwankungen.
(1) = gehört zum Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe, wobei $U_1 = U_0 = 100$ mV; U_2 = variabel ($f_1 = 8000$ Hz) ($f_2 = 8300$ Hz)
(2) = gehört zum Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe, wobei $U_1 = U_0 = 30$ mV; U_2 = variabel
(3) = gehört zum Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe, wobei $U_1 = U_0 = 80$ mV; U_2 = variabel

Wenn das Signal/Stör-Verhältnis mehr als 15 dB beträgt, so wird die Zeichenverzerrung nicht mehr merklich durch die Störungen beeinflusst. Dies ist bei allen drei Empfängertypen der Fall.

Auf Grund der Vergleiche bezüglich Pegelschwankungen und Störempfindlichkeit zeigt es sich, dass der Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe besser ist als die anderen zwei. Bei diesem Empfänger wird das Empfangsrelais durch die Vorderkanten der Telegraphieimpulse gesteuert, so dass der störende Einfluss der Ausschwingvorgänge an den Hinterkanten eliminiert wird.

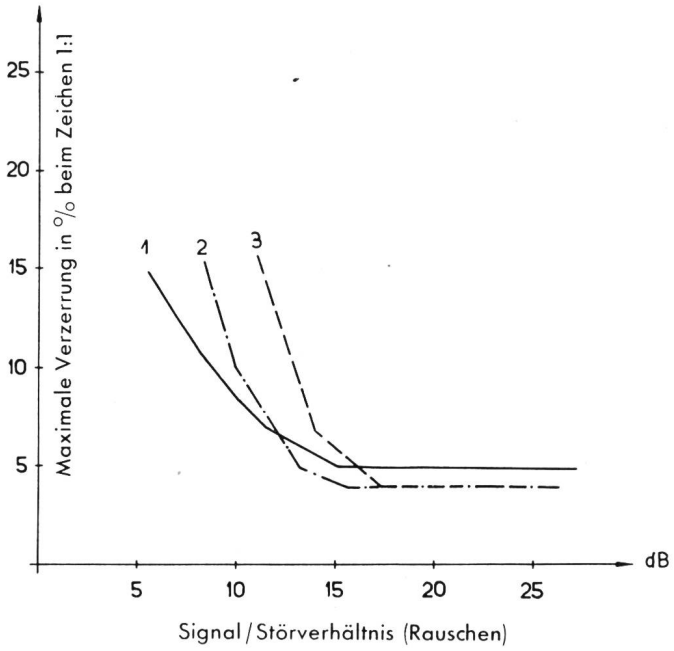


Fig. 31. Abhängigkeit der Zeichenverzerrung des Signal/Stör-Verhältnisses beim Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe bei verschiedenen Nutzpegeln:
(1) = U_{sign} = 100 mV am Eingang der Selektivstufe
(2) = U_{sign} = 50 mV am Eingang der Selektivstufe
(3) = U_{sign} = 40 mV am Eingang der Selektivstufe
Die Störspannung wurde auch am Eingang der Selektivstufe gemessen. Es stand eine Rauschspannung im Band 8...12 kHz zur Verfügung. Für die Berechnung des Signal/Stör-Verhältnisses wurde die Rauschspannung auf ein 600 Hz breites Band bezogen.

Einfluss der Telegraphiergeschwindigkeit auf Zeichenverzerrungen

Die Telegraphiergeschwindigkeit kann bei allen drei Empfängertypen zwischen 40...60 Baud/sek. schwanken, ohne dass die Verzerrungen merklich beeinflusst werden.

In den *Tabellen I...VII* wurden gemessene Zeichenverzerrungen (bei Zeichen 1:1, Text 2:2, 1:6, 6:1) mit und ohne Interferenz bei verschiedenen Pegeln zusammengestellt. Ein Vergleich der Interferenzmessungen zeigt (*Tabelle V* und *Tabelle VII*), dass der Empfänger mit Flip-Flop-Endstufe auch hier besser ist als die anderen zwei. Bei diesem Empfänger

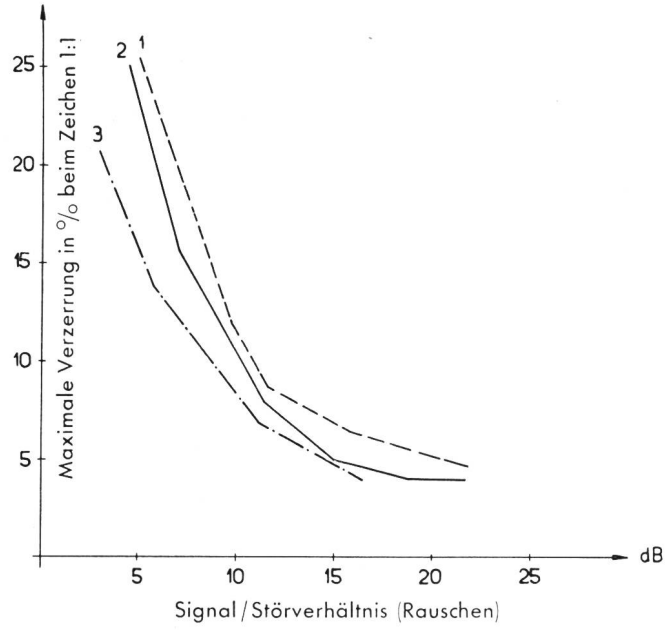


Fig. 32. Abhängigkeit der Zeichenverzerrung vom Signal- zu Störverhältnis beim Empfänger mit Gleichstromverstärker-Endstufe bei verschiedenen Nutzpegeln:
(1) = U_{sign} = 15 mV am Eingang der Selektivstufe
(2) = U_{sign} = 30 mV am Eingang der Selektivstufe
(3) = U_{sign} = 20 mV am Eingang der Selektivstufe

ist der Einfluss der Interferenzen unter normalen Bedingungen überhaupt kaum merkbar.

Bei der Anwendung der Frequenzmodulation in der drahtgebundenen Telegraphie muss man sich zuerst über die Art der Tastmethode (direkte Frequenzmodulation eines Trägergenerators oder Umtasten zwischen zwei unabhängigen Generatoren) entscheiden. Von diesem Entscheid hängt die Grösse des Frequenzhubes

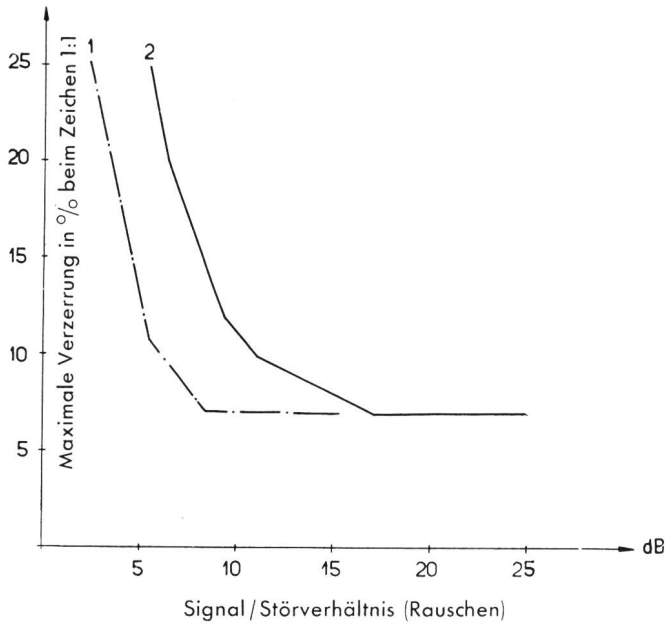


Fig. 33. Abhängigkeit der Zeichenverzerrung vom Signal- zum Störverhältnis beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe bei verschiedenen Nutzpegeln:
(1) = U_{sign} = 30 mV am Eingang der Selektivstufe
(2) = U_{sign} = 80 mV am Eingang der Selektivstufe

und die benötigte Bandbreite und damit auch der Aufbau des ganzen Systems ab. Bei der direkten Frequenzmodulation muss die Bandbreite eines Kanals mindestens doppelt so gross wie der Frequenzhub sein. Ein kleiner Hub gibt ein schlechtes Signalstörverhältnis, ein grosser Hub verursacht bei der Demodulation Verzerrungen. Beim Umtasten zwischen zwei unabhängigen Generatoren muss der Frequenzabstand so gross gewählt werden, dass die Verzerrungen, die in der Hauptsache durch die Phasenunstetigkeiten verursacht werden, nicht zu gross sind. Das Umtastverfahren braucht grössere Bandbreite als die direkte Frequenzmodulation eines Generators. Dagegen können die einzelnen Generatoren mit festen Frequenzen hinsichtlich ihrer Frequenzen und Amplituden stabiler gebaut werden als ein direkt frequenzmodulierter Generator. Ferner können diese Generatoren für eine Anzahl Kanäle gemeinsam verwendet werden.

Der verwendete Modulator ist sehr einfach und zuverlässig. Er gibt sehr saubere Zeichen. Die Signale sind fast rechteckig, wobei die scharfen Ecken etwas

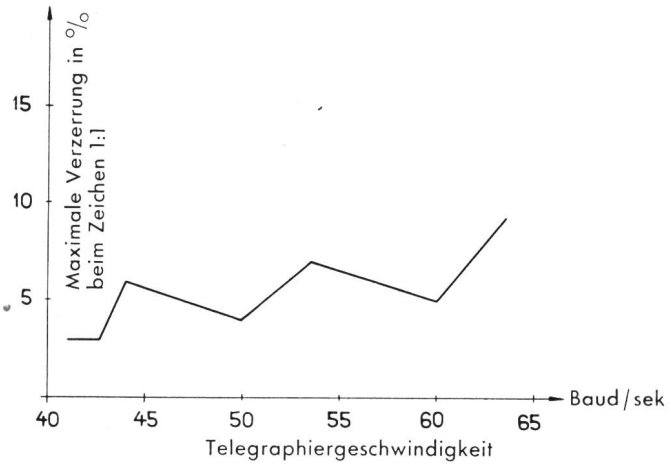


Fig. 34. Abhängigkeit der Zeichenverzerrung von der Telegraphiergeschwindigkeit beim Empfänger mit Anodengleichrichter-Endstufe

abgerundet sind. Dies ist ein Vorteil, da abgeflachte Signale gegen Störungen empfindlicher sind. Es stellt sich nun die Frage, wie man die zu erwartenden Interferenzen zwischen den Kanälen beherrschen kann. Die Messungen zeigen, dass bei den gewählten Frequenzabständen und bei der speziellen Ausbildung der Empfänger die Interferenzen die Zeichenverzerrung kaum beeinflussen. Die entwickelten Empfänger besorgen zugleich die Selektion und die Demodulation.

Als Filter sind nur die zwei TP verwendet worden. Ausser diesen sind noch vier Schwingkreise in jedem Kanal als frequenzbestimmende Glieder vorhanden (zwei in den Oszillatoren und zwei im Empfänger). Bei den Verzerrungsmessungen wurde der grösste Abstand zwischen den Lichtstrichen im Stroboskop als maximale Verzerrung abgelesen. Diese Verzerrungen, die in der Hauptsache durch die Phasen-

unstetigkeiten zwischen f_1 und f_2 entstehen, sind in Wirklichkeit manchmal positiv und manchmal negativ. Die gemessenen Verzerrungen sind also zu ungünstig gegenüber den tatsächlichen Verzerrungen bewertet. Es wurde bei den Messungen der extreme Fall ins Auge gefasst, dass die Zeichen gegenüber dem Startimpuls extrem verlängert oder verkürzt (durch den Ausgleichsvorgang) erscheinen.

Die nicht linearen Verzerrungen wurden nicht gesondert behandelt. Die oberen Harmonischen, die durch die Nichtlinearität der Leitungsverstärker entstehen können, sowie die durch Kreuzmodulation entstehenden Kombinationsfrequenzen fallen ausserhalb des Bandes, welches durch die Telegraphiekanäle belegt ist.

Bibliographie

[1] *A. Jipp.* Moderne Telegraphie. Berlin 1934.

[2] *F. Schiweck.* Fernschreibtechnik. Leipzig 1944.

[3] *K. Küpfmüller.* Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Zürich 1949.

[4] *B. Chance, V. Hughes* ... Waveforms. Massachusetts Institute of Technology. Radiation Laboratory Serie, Vol. 19. New York 1949.

[5] *G. E. Valley* and *H. Wallmann.* Vacuum Tube Amplifiers. Massachusetts Institute of Technology. Radiation Laboratory Serie, Vol. 18. New York 1948.

[6] *H. Simon.* Bedeutung und Grundlagen der modernen Telegraphieverbindungen. Funktechn. Mh. 1942, H. 5, S. 61...76.

[7] *K. Reche.* Übertragungswege der Fernschreibtechnik. Telegr.-Fernsprech-Funk- und Fernseh-Techn **30** (1941), 157...168.

[8] *E. Bär* und *G. Junga.* Der Telegraphenmodler, eine kontaktlose Sendetastschaltung für Trägerfrequenztelegraphie. Telegr.- Fernsprech-Funk- und Fernseh-Techn. **29** (1940), 49...54.

[9] *T. A. Jones* and *K. W. Pfleger.* Performance Characteristics of Various Carrier Telegraph Methods. Bell Syst. Techn. J. **25** (1946), 483...531.

[10] *F. B. Bramhall* and *J. E. Boughtwood.* Frequency Modulated Carrier Telegraph System. Electrical Engineering **61** (1942), Transactions 36...39.

[11] *J. R. Davey* and *A. L. Mette.* Frequency Shift Telegraphy-Radio and Wire Applications. Bell Syst. Techn. J. **27** (1948), 264...304.

[12] *J. L. Jatlow* and *B. B. Mahler.* Carrier Telegraph System Using Frequency Modulation. Electrical Communication **27** (1950), 205...213.

[13] *G. Hässler.* Frequenzmodulation für drahtgebundene Übertragung. Fernmeldetechn. Z. 3 (1950), 445...454.

[14] *K. Bohren* und *E. Schüepp.* FM-Telegraphie. Diplomarbeit aus dem Institut für Fernmeldetechnik der Eidg. Technischen Hochschule in Zürich. Zürich 1949.

[15] *A. B. Shone* and *R. T. Fatehchand.* The Measurement of Telegraph Distorsion. Electronic Engineering **20** (1948), 181...185.

[16] *F. Schiweck.* Verzerrungsmesser für Telegraphie nach dem Stroboskopverfahren. Telegr.- Fernsprech-Funk- u. Fernseh-Techn. **29** (1940), 81...84.

[17] *H. Fülling.* Die Bewertung der Übertragungsgüte von Fernschreibsystemen. Telegr.- Fernsprech-Funk- und Fernseh-Techn. **29** (1940), 100...105.

[18] *B. van der Pol.* Frequency Modulation. Proc. Inst. Radio Eng". **18** (1930), 1194...1205.

[19] *M. G. Crosby.* Frequency Modulation Noise Characteristics. Proc. Inst. Radio Eng". **25** (1937), 472...514.

[20] *L. J. Giacoletto.* Generalized Theory of Multitone Amplitude and Frequency Modulation. Proc. Inst. Radio Eng". **36** (1948), 240...243.

[21] *F. R. Stansel.* The Characteristics and some Applications of Varistors. Proc. Inst. Radio Eng". **39** (1951), 342...358.

[22] *D. G. Tucker.* Rectifier Resistance Laws. Wireless Eng. **25** (1948), 117...128.

[23] *R. V. L. Hartley.* Transmission of Information. Bell Syst. Techn. J. **7** (1928), 535...563.

[24] *C. E. Shannon.* A Mathematical Theory of Communications. Bell Syst. Techn. J. **27** (1948), 623...656.

[25] *R. Piloty.* Über die Beurteilung der Modulationssysteme mit Hilfe des nachrichtentheoretischen Begriffes der Kanalkapazität. Arch. elektr. Übertragung **4** (1950), 493...508.

Adresse des Verfassers: *B. Vural,* Dipl.-Ing. ETH, Badenerstr. 54, Schlieren-Zürich.

Nahschwundstatistik der schweizerischen Landessender seit der Einführung des Kopenhagener Planes*

Von *C. Glinz,* Bern

621.396.812.3

Zusammenfassung. *Als Fortsetzung einer früher an dieser Stelle erschienenen Arbeit werden die statistischen Ergebnisse der Nahschwundregistrierungen unserer Landessender für die Jahre 1950...52 miteinander verglichen und den alten Betriebszuständen gemäss dem Luzerner Plan (1934) gegenübergestellt. Einzig für Monte Ceneri ist das Kurvenbild der neuen Wellenlänge von 539 m völlig anders als bisher. Dieser Sender zeigt nun auch das von Beromünster her bekannte Verhalten des Nahschwundes: Maxima im Frühling und Herbst, Minima im Sommer und Winter. Der Einfluss der Elfjahresperiode der Sonnenaktivität auf alle drei Sender scheint nur sekundär zu sein. Die Grundlagen zu einer direkten Deutung fehlen immer noch. Zur indirekten Erklärung der Resultate sind einige Punkte neu hinzugefügt worden.*

Etude des évanouissements du champ des émetteurs nationaux suisses depuis la mise en vigueur du Plan de Copenhague*

Par *C. Glinz,* Berne

Résumé. *Cet article, qui fait suite au travail publié ici même en 1951, traite les enregistrements du champ des trois émetteurs nationaux suisses effectués dans la première zone d'évanouissements durant la période de 1950 à 1952. Les résultats sont comparés avec ceux qui concernent les anciennes longueurs d'ondes assignées par le plan de Lucerne (1934). Les résultats actuels pour Beromunster et Sottens ne diffèrent que de peu des courbes déjà établies. Pour Monte Ceneri, l'allure générale s'est fortement modifiée et ressemble maintenant beaucoup à celle de Beromunster sur 540 m: des maxima de fluctuations au printemps et en automne, des minima en été et en hiver. La corrélation avec le cycle undécennal des taches solaires est assez petite. Les bases fondamentales d'une interprétation exacte et convaincante font toujours défaut. Quelques points nouveaux touchant l'explication indirecte des résultats on été ajoutés.*