

FUNKTECHNISCHE MONATSHEFTE

FÜR RUNDFUNK / HOCHFREQUENZTECHNIK UND GRENZGEBIETE
BEGRÜNDET VON DR. P. GEHNE UND PROF. DR. G. LEITHÄUSER

Bezugspreis vierteljährlich RM 3,— / Beim Postbezug sind hierin die Zeitungsgebühr von 9 Pf. und die Verpackungskosten von 2 Pf. enthalten / Die Zustellungsgebühr beträgt im Vierteljahr 6 Pf.

MAI 1942

HEFT 5

Bedeutung und Grundlagen der modernen Telegraphieverbindungen

Von H. SIMON

Zusammenfassung

Viele Leser wird es interessieren, über das Gebiet der modernen Telegraphie einiges Wissenswertes zu erfahren, denn die Telegraphie hat sehr viel Verwandtes mit den Problemen der Telephonie und des Funks. Vorliegender Aufsatz stellt eine knappe Zusammenstellung der in- und ausländischen Literatur dar. Die Entwicklung ging von den langsamen Morsegeräten zu den schnellarbeitenden Telegraphen. Mit der Schaffung einer von jedem Laien bedienbaren Fernschreibmaschine und der Mehrfachausnutzung der Leitungen durch die Trägerstromtelegraphie nahm die Telegraphie einen ungeahnten Aufschwung.

Zuerst wird der Leser mit dem wirtschaftlichen Problem der Leitungsausnutzung bekannt gemacht und lernt dann die mannigfachen Möglichkeiten der Telegraphiekanäle kennen, die Gleichstromtelegraphie und die Wechselstromtelegraphiekanäle mit Einfach- und Mehrfachsystemen. Sodann folgt ein Abschnitt über Wirkungsweise und Betriebsarten der Wechselstromtelegraphie. Es folgen die Methoden der Frequenzzerlegung und Tastung auf der Sendeseite. Das Problem der Frequenztrennung wird in einem besonderen Abschnitt besprochen. Ein weiteres Kapitel erläutert Frequenzverteilung, Bandbreite, Telegraphiergeschwindigkeit und Leistung. Auf der Empfangsseite werden Verstärkung, Gleichrichtung, Relais und Pegelreglung erklärt. Der folgende Abschnitt bringt etwas über Reichweite, Verzerrungen, Entzerrung und Meßeinrichtungen. Zum Schluß ist ein ausführliches Literaturverzeichnis angegeben.

Die Telegraphiekanäle

Lange Zeit bildete die Freileitung die einzige Telegraphenverbindung. Sie wird auch heute noch verwendet, wo geographische Verhältnisse das Verlegen von Kabeln erschweren, wo die Verbindung relativ kurz und von untergeordneter Bedeutung ist oder die Telegrammdichte sehr gering ist. Wegen der hohen Unterhaltungskosten bedeuten aber diese Freileitungen sowie die einfach ausgenutzten Telegraphenkabel eine unerträgliche finanzielle Belastung. Auf der Suche nach neuen billigeren Telegraphiewegen kam man dann auf die Trägerstromtelegraphie (auch Wechselstromtelegraphie genannt) auf vorhandenen Telephoniekabeln.

Die ungeheuer rasche Entwicklung und Ausbreitung der Fernspreckwege schien zunächst den Telegraphenverkehr sehr stark zu schmälern. Aber die Einführung der Fernschreibmaschine einerseits und die zunehmende Ausbreitung der Mehrfachfrequenztelegraphie andererseits ergaben die Möglichkeit, die vorhandenen Leitungsnetze weitestgehend auszunutzen und damit rentabel zu machen. Die Telegraphenverwaltungen aller Länder verwenden heute Telegraphiesysteme, bei denen schon vorhandene

Fernspreckkreise ausgenutzt werden. Es muß angestrebt werden, daß ein Telegramm wesentlich billiger wird als ein zu gleicher Zeit auf der Leitung laufendes Gespräch.

In den Anfängen der Telegraphie übermittelte man die einzelnen Zeichen durch verschieden lange Gleichstromstöße oder Gleichstromunterbrechungen über eine Leitung. Man konnte zuerst immer nur in einer Richtung Zeichen geben, d. h. der Betrieb zwischen den Stationen erfolgte abwechselnd. Einer der ersten Fortschritte war der sogenannte Duplexbetrieb (Abb. 1). In einer Brücken- oder Differentialschaltung

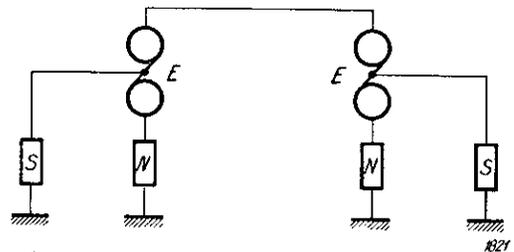


Abb. 1. Duplexbetrieb in Differentialschaltung

kann jede Station ohne Rücksicht darauf, daß ihr Empfangsgerät *E* die Zeichen aufnimmt und an die Schreibapparate weitergibt, mit ihrem Zeichengeber *S* (Sender) über die Leitung morse. Für einen ungestörten Betrieb ist es wichtig, daß die Leitung beiderseits mit einem Endnetzwerk *N* abgeschlossen ist, das ihren Scheinwiderstand genau nachbildet. Der Duplexverkehr findet bei vielen Arten der Telegraphie Anwendung.

Im folgenden werden zunächst die Möglichkeiten aufgezählt, wie man beim Arbeiten mit Gleich- und Wechselstrom sowohl gleichzeitig auf einer Leitung telephonieren und telegraphieren kann als auch gleichzeitig mehrere Telegramme senden und empfangen kann.

a) Gleichstromtelegraphie (Lit. 1, 5)

Verwendet man eine Fernspreckdoppelleitung zum gleichzeitigen Telegraphieren mit Gleichstrom, so spricht man von *Simultantelegraphie* (Abb. 2). Hierbei geht der Wechselstrom von der einen Telephoniestation *T* über einen Übertrager, die Leitung und einen zweiten Übertrager zur Empfangsstation. Die Telegraphiezuleitung geht über die Mitte der Übertrager, wobei Siebketten die Sprechtöne abriegeln. Simultanschaltungen sind aber nur für störschwache Freileitungen brauchbar, weil von den Adern der Fernspreckkreise Erde ferngehalten werden muß.

Verwendet man für Telephonie zwei Doppelleitungen (= ein Vierer) für zwei Gespräche, so läßt sich ein drittes Gespräch über den sogenannten *Phantomkreis* führen. Dieser wird über die Mitte der vier Leitungs-

übertrager geschlossen. Jetzt lassen sich die Mittelanzapfungen der Phantomkreisübertrager als Telegraphiezuleitung verwenden und man spricht von Vierertelegraphie.

Sind zwei Vierer in Betrieb, so bildet man über die Mitte der vier Phantomkreisübertrager einen neuen Phantomkreis für einen siebenten Fernsprechkreis. Über

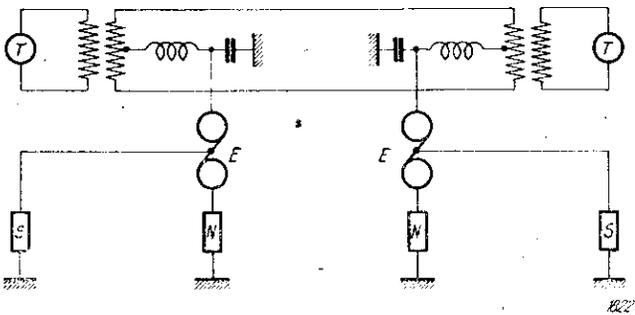


Abb. 2. Fernsprechkreis mit Simultantelegraphie

die Mittelanzapfungen seiner Übertrager läßt sich ebenfalls telegraphieren und man nennt diese Betriebsweise Achtertelegraphie.

Eine weitere wichtige Verbesserung wurde in der Unterlagerungstelegraphie geschaffen, die gegenüber der Achtertelegraphie die vierfache Zahl an Übertragungswegen schafft. Sie benutzt die beiden Stammlösungen eines mit Telephonie belegten Vierers einzeln. International wurde festgelegt, daß für Sprechübertragungen ein Frequenzband von 300 bis 2700 Hz ausreicht. Die Telegraphie erfordert etwa ein Band von

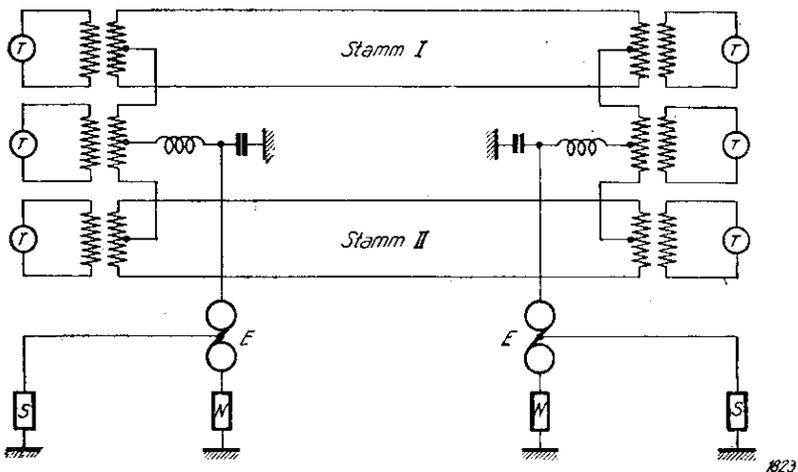


Abb. 3. Vierertelegraphie

40 Hz. Elektrische Weichen geben nun der Telegraphie den Weg über 0 bis 60 Hz frei, der Telephonie das Band oberhalb 160 Hz. Der große Abstand der Bänder ermöglicht einen geringen Filteraufwand und erlaubt die Anwendung relativ großer Telegraphierströme für einen sicheren Betrieb.

b) Die Wechselstromtelegraphiekkanäle

(Lit. 1 bis 5)

Der Gedanke, Wechselströme als Träger von Telegraphiezeichen zu verwenden und durch Siebmittel bei Mehrfachbetrieb zu trennen, wurde schon in den achtziger Jahren von Gray und Mercadier verwirklicht. In den neunziger Jahren machten auch Pupin, Hutin und Leblanc sowie Stone-Stone Vorschläge. Während die ersteren mechanisch abgestimmte Empfänger benutzten, hatten letztere schon elektrisch abgestimmte Resonanzkreise. Diese Erfindungen waren aber zum Mißerfolg verurteilt, weil man sich über die Modulationsvorgänge noch nicht im klaren war und geeignete Filter, Ver-

stärker und Gleichrichter fehlten. Erst nachdem die Hochvakuumröhre erfunden war und in Deutschland K. W. Wagner, in Amerika A. Campbell unabhängig voneinander die Theorie der Wellensiebe entwickelt hatten, begann die rasche Entwicklung der Wechselstromtelegraphiesysteme.

Die Ausnutzung der Kabel ist ganz verschiedenartig und man kennt heute folgende wichtigsten Systeme:

1. Einfachsysteme

a) Wechselstrom - Unterlagerungstelegraphie (WUT). Obwohl ihre Ausführung teuer wird, hat sie sich neuerdings in den nordischen Ländern durchgesetzt und die GUT verdrängt. Infolge Auftretens von Erdströmen bei Nordlichterscheinungen suchte man nach Telegrapheneinrichtungen ohne Erdrückleitung, also für Doppelleitungsbetrieb. Man arbeitet unterhalb des Sprachbandes mit einer Trägerfrequenz von 150 Hz. (Synchronisierung der Träger bei Duplexverkehr mit 50 Hz). (Lit. 22).

b) Eintonteleggraphie (ETT). Durch Verwendung von im Sprachgebiet liegenden Frequenzen (meist 1500 Hz) wird eine Fernschreibverbindung über die im Fernsprechweg liegenden Übertragungs- und Vermittlungseinrichtungen nach dem Selbstanschlußsystem hergestellt. (Lit. 25).

c) Überlagerungstelegraphie (ÜT). Man verwendet hier eine Trägerfrequenz von 3200 Hz. Bei leicht pupinisierten Kabeln (Grenzfrequenz = 3500 Hz) wird das über dem Sprachband liegende unbenutzte Frequenzgebiet ausgenutzt. (Lit. 19, 20, 21).

d) Die Kanaltelegraphie verwendet einen Kanal mitten im Sprechband für Telegraphie mit gleichzeitiger Telephonie.

2. Mehrfachsysteme

a) Tonfrequenzsystem, 12 bzw. 18 Kanäle bei schwer- bzw. mittelpupinisierten Kabeln. Die Frequenzen liegen zwischen 420 und 1740 bzw. 2460 Hz im Abstand von je 120 Hz. (Lit. 1 bis 18).

b) WT-System für das Fernmessen der Elektrizitätswerke. Frequenzen: 360 ... 1720 Hz; Abstand 80 Hz.

c) MT-System für Freileitungen mit je 4 Frequenzen in jeder Richtung (4,02—4,26—4,5—4,74 und 6,18—6,42—6,66—6,9 kHz) nutzt den Frequenzbereich zwischen der niederfrequenten Sprache und den trägerfrequenten Sprechkanälen usw. Kommt in Frage für Länder, die über große Freileitungstrecken verfügen und wegen der hohen Kosten noch nicht zum Kabelbetrieb übergegangen sind (z. B. Indien, China, Norwegen, Schweden, Spanien). (Lit. 23, 24).

d) ÜT-System für das Fernmessen von Werken. Frequenzen zwischen 2700 und 3900 Hz mit 6 Kanälen im Abstand von 240 Hz.

e) Die Hochfrequenztelegraphie (HFT) moduliert Hochfrequenztelephoniekkanäle mit Mehrfachtonfrequenztelegraphie statt mit Sprache.

f) Die Modulation drahtloser Wellen mit Mehrfachwechselstromtelegraphie.

Grundsätzliche

Wirkungsweise und Betriebsarten der WT

Senderseitig erzeugt man eine Trägerfrequenz, die einer Telegraphenverbindung zugeordnet wird. Der Lauf des Trägers wird in einer besonderen Sendetastenschaltung unterbrochen oder geschlossen. Diese Funktion wird von einem Senderrelais oder einem Modler erfüllt. Der so mit Telegraphiezeichen modulierte Träger wird nun durch die

Sendefilter geleitet und gelangt dann auf die Leitung. Wie in Kapitel I schon erwähnt wurde, werden 12 oder 18 Trägerfrequenzen zugleich auf die Leitung gegeben. Die Filter aller Sendegeräte liegen einfach parallel am Kabel. Auf der Empfangsseite liegen ebensoviele Empfangsfilter parallel, die jetzt die zugeordneten Frequenzen herausziehen und ihrem Empfangsverstärker zu-

werden. Dazu sind Frequenzweichen nötig, die das Frequenzband unterteilen. Das eine Band vermittelt den Verkehr zwischen den Endämtern, das andere mit dem Staffellamt. Nachteilig macht sich bemerkbar, daß die einmal durch die Frequenzweichen getroffene Unterteilung des Frequenzbandes nicht mehr zu ändern ist. Unterteilt man die Verbindung in Abschnitte mit Sende-

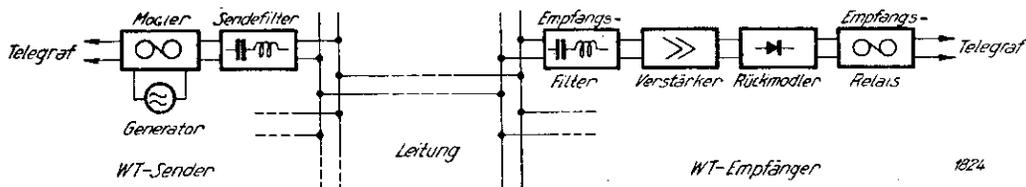


Abb. 4. Grundsätzliches Schaltbild einer WT-Verbindung

führen. Nach der Verstärkung werden sie gleichgerichtet und die gleichgerichteten Ströme steuern die Empfangsrelais, die wiederum die Telegraphenapparate betätigen. (Abb. 4) (Lit. 1).

und Empfangseinrichtungen im Zwischenamt, so lassen sich die durchgehenden und einseitigen Verbindungen je nach Bedarf herstellen.

Im gewöhnlichen Verkehr zwischen zwei Endstationen benutzt man Vierdrahtverbindungen, und zwar jeden

Wo sehr starke Störungen auf Leitungen eine Einfachastung unmöglich machen — und auch bei Mehrfachtelegraphie auf kurzen Wellen —, hilft man sich durch

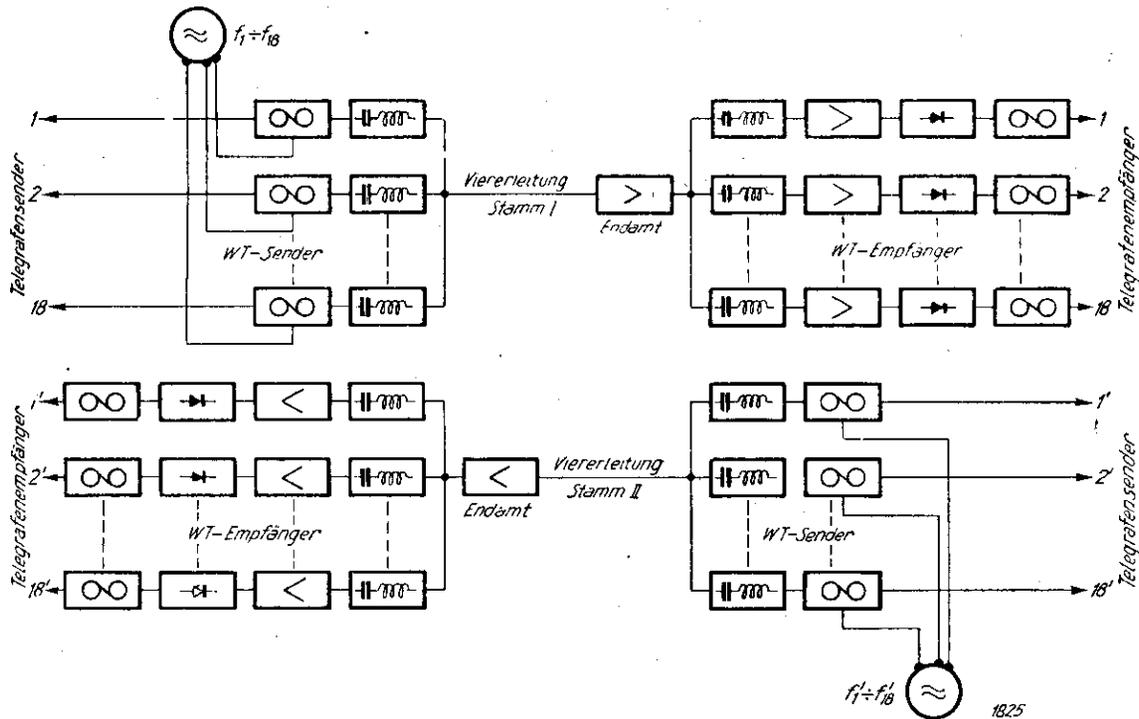


Abb. 5. 18fach-WT auf einer Vierdrahtverbindung

Stamm für eine Richtung. Die im Fernsprechverkehr notwendigen Endgabelschaltungen und jeweils der erste Verstärker in Senderichtung fallen fort. Abb. 5 zeigt eine Blockschaltung für eine Vierdrahtverbindung mit 18 Frequenzen in beiden Richtungen.

Anwendung der Doppeltontastung. Hat man für die Übertragung einer Nachricht zwei Tonfrequenzen zur Verfügung, so überträgt man zweckmäßig mit der ersten die Zeichen und mit der zweiten die Pausen des Telegraphietextes. Das Frequenzgemisch gelangt auf der Empfangs-

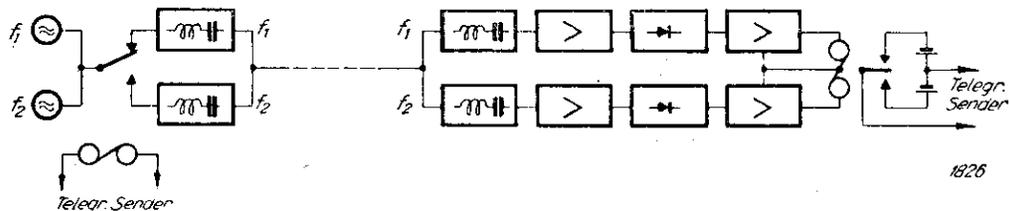


Abb. 6. Doppeltontastung

Besteht bei den Ämtern nicht das Bedürfnis, den ganzen WT-Satz zwischen zwei Stationen auszunutzen, so können die verbleibenden Kanäle zur Verbindung mit Zwischenstationen, sogenannten Staffellämtern, benutzt

seite in zwei normale WT-Empfänger, die je eine der beiden Tonfrequenzen herausziehen, verstärken und demodulieren. Die beiden gleichgerichteten Empfangsströme gibt man auf die Differentialwicklung eines ein-

fachen neutral eingestellten Empfangsrelais, so daß sie entgegengesetzte Durchflutungen erzeugen. (Abb. 6). (Lit. 59).

Bei Mehrfachtelegraphie über kurze Wellen tritt öfter der selektive Trägerschwund ein. Beim Doppeltonverfahren würden dann beide Kanäle ausfallen. Hier nutzt man die Tatsache, daß zwangsläufig beim Schwund die ersten Oberwellen der Trägerfrequenzen entstehen. Das oben erklärte Schema des Doppeltonbetriebes behält man bei. Das Empfangsrelais bekommt aber zwei Differentialwicklungen; die von zwei weiteren Empfängern angesteuerte Wicklung ist den Frequenzen $2f_1$ und $2f_2$ zugeordnet und arbeitet bei Trägerschwund. Diese Arbeitsweise nennt man Doppeltontelegraphieverfahren mit harmonischem Empfang (Lit. 58).

Ebenfalls für störanfällige Übertragungswege wird neuerdings das Verfahren der Phasensprungtastung genannt (Lit. 60), wobei während der Zeichengabe die Phase des Trägers um 180° gedreht wird.

Die Sendeseite

a) Frequenzerzeugung

1. Frequenzerzeugung mit dem Tonrad (Lit. 1, 8, 10)

Das Tonrad stellt eine tourenregulierte Wechselstrommaschine dar. Der konstruktive Aufbau ist so gewählt, daß der Antriebsmotor nebst Fliehkraftregler und Generatorsatz auf einer Welle sitzen. Der Fliehkraftregler hält bei Schwankungen der Antriebsspannungen von $\pm 10\%$ die Drehzahl der Maschine auf $\pm 2\%$ konstant, was einer Frequenzkonstanz von zirka $0,2\%$ entspricht.

Der Antriebsmotor ist ein Gleichstromnebenschlusmotor und wird von einer Einrichtung aus Widerständen und Schützen selbsttätig angelassen. Der Erregerstrom wird von Eisenwasserstoffwiderständen konstant gehalten.

Zwischen Fliehkraftregler und Motor sitzt auf der Maschinenwelle der Läufer des Tonfrequenzgenerators. 12 oder 18 am Umfang gleichmäßig gezahnte Tonräder aus geblättern Eisen sitzen nebeneinander. Sie sind gegeneinander in geschickter Weise so verdreht, daß die gegenseitige Phasenlage der erzeugten Frequenzen die durch nichtlineares Übersprechen auf der Leitung entstehenden Störspannungen auf ein Minimum beschränkt. Die Anzahl der Zähne wird bei jedem Läufer durch die zu erzeugende Frequenz bestimmt. Der Ständer trägt die Erregerwicklung, eine gemeinsame Wicklung für alle Frequenzen, und für jede Frequenz eine Arbeitswicklung, in der die Tonfrequenzspannung nach dem Prinzip der magnetischen Kommutierung erzeugt wird. Dreht sich der Läufer, so wird die Richtung des Arbeitswicklungen durchsetzenden Flusses dauernd umgekehrt, also in der Wicklung eine Wechselspannung erzeugt. Die gezahnten Ständerkränze sind um je eine Zahnbreite gegeneinander versetzt. So beeinflussen sich benachbarte Spannungen nicht, weil der Gesamtfluß je Kranz konstant bleibt.

Zum Überprüfen der Drehzahl, die ja die Frequenz bestimmt, ist ein Frequenzprüfgerät vorhanden, das den Phasensprung in einem Resonanzkreis zur Anzeige von Frequenzabweichungen ausnutzt. Die Kontrolle einer einzigen Frequenz ist vollkommen ausreichend, weil alle Zahnräder zur Erzeugung der Träger auf einer Welle sitzen. Frequenzschwankungen von $0,02\%$ können bequem abgelesen werden.

Die Spannung sämtlicher Frequenzen beträgt etwa 20 Volt bei einer abgebbaren Leistung von zirka 2 Watt. Die Frequenzen liegen im Abstand 120 Hz von 420 bis 1740 bzw. 2460 Hz.

In Europa und speziell in Deutschland wird fast ausschließlich das Tonrad zur Erzeugung der Trägerfrequenzen für Wechselstromtelegraphie benutzt.

2. Frequenzerzeugung mit dem rückgekoppelten Röhrengenerator

In einfacher Rückkopplungsschaltung werden die Trägerfrequenzen erzeugt, wobei die Höhe der Frequenz durch Änderung der Kapazitäts- bzw. Induktivitätswerte des Schwingkreises eingestellt wird. Die Frequenzkonstanz beträgt etwa $0,2\%$. Sie ist abhängig von der Konstanz der Schwingkreiselemente, des Heizstromes und der Anodenspannung. Die Schaltungen sind so aufgebaut, daß Änderungen des Heizstromes und der Anodenspannung bis zu 10% Frequenzänderungen bis zu $0,5\%$ zur Folge haben.

Der Röhrengenerator wurde zu Anfang der WT-Entwicklung viel benutzt, heute teilweise auch in Amerika. Er wurde in seiner einfachen Form vom Tonrad verdrängt aus Gründen, die im vorigen Abschnitt erwähnt wurden. In der Überlagerungstelegraphie (ÜT) wird der Röhrengenerator noch heute im allgemeinen angewandt, da es sich hier nur um eine Frequenz (3180 oder 3540 Hz) handelt. (Sendeleistung 1 mW am Pegel 0.) (Lit. 19, 20, 21.)

3. Stimmgabelgenerator

Beim Stimmgabelgenerator wird die Schwingung der Stimmgabel dadurch aufrechterhalten, daß die in einer Spule des Magnetsystems induzierten Spannungen auf das Gitter einer Röhre gelangen und der so bewirkte Anodenwechselstrom über eine weitere Magnetwicklung die Schwingneigung der Stimmgabel im richtigen Sinn unterstützt. In der WT benutzt wird er wahrscheinlich nur von der General Electric Co. in einer Ausführung für 60 mW an 600Ω .

4. Filtergenerator der japanischen WT. (Lit. 17)

Der Filtergenerator (Abb. 7) stellt eine Rückkopplungsschaltung mit einem Hochpaßfilter dar. L und C sind die Filterelemente, R der Rückkopplungswiderstand, R_s ein Stabilisierungswiderstand. Praktisch läßt sich auch ein Tiefpaß anwenden. Beim Hochpaß fällt aber der

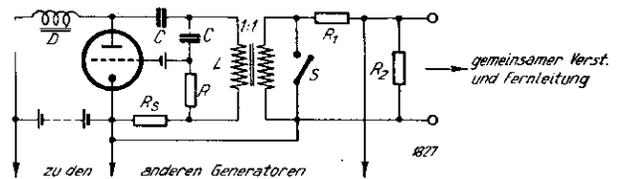


Abb. 7. Filtergenerator

sonst notwendige Sperrblock für den Anodengleichstrom weg. An L wird die Trägerfrequenz induktiv abgenommen und über den Relaiskontakt S gesteuert. Die Rückkopplungsspannung wird am Rückkopplungswiderstand, der den Abschluß des Filters darstellt, abgenommen. Für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz — diese liegt in der Nähe der Grenzfrequenz — ist die Phasenbedingung $-\pi$ zwar erfüllt, aber eine Selbsterregung des Generators findet nicht statt, weil die Amplituden stark gedämpft werden. Oberhalb der Resonanzfrequenz sind die Amplituden ungedämpft, hingegen die Phasenbedingung nicht erfüllt, denn der Winkel ändert sich von $-\pi$ auf Null. Mit anderen Worten: der Generator liefert eine reine Sinusspannung, wenn der Rückkopplungswiderstand so eingestellt wird, daß nahe bei der Grenzfrequenz die Wirkkomponente der Rückkopplungsspannung gerade den richtigen Betrag hat. Alle Generatoren liegen parallel an R_2 , der den Eingang zum gemeinsamen Sendeverstärker darstellt. Letzterer ist direkt an die Fernleitung angeschlossen (keine Sendefilter).

Der Filtergenerator ist äußerst selektiv. Heizstrom- und Anodenspannungsschwankungen von etwa 2% bringen Frequenzänderungen von weniger als 1 Hz mit sich. (Genauigkeit von rund $1/1000$.)

b) Tastung

Die Tastung stellt einen Modulationsvorgang dar. Es wird hierbei die Trägerfrequenz im Takte der dem Tastkreis zugeführten Gleichstromzeichen schlagartig ein- und ausgeschaltet, d. h. 100prozentig ausmoduliert. Bislang benutzte man ein mechanisches Organ für diesen Vorgang, das Senderelais. Allmählich wird aber das Senderelais von Schaltorganen verdrängt, die nicht mehr mechanisch, sondern rein elektrisch arbeiten.

1. Senderelais (Lit. 31 bis 35)

Als Senderelais wird ein Telegraphenrelais verwandt, das polarisiert ist. Die Relaispule wird mit Zeichen-Doppelstrom erregt, wodurch sich der Anker abwechselnd an Zeichen- oder Trennkontakt legt. Der Relaisanker legt dann jeweils die Trägerspannung an den Eingangsabschlußwiderstand der Sendefilter, die zur Fernleitung führen, oder er schließt den Generator über Trennkontakt und Regelwiderstand kurz. Es sind grundsätzlich zwei Arbeitsweisen üblich. Man sendet entweder mit Ruhestrom oder mit Arbeitsstrom. In der Ruhestromschaltung wird, solange das Zeichen dauert, der Generator kurzgeschlossen und während der Pause gelangt der Träger an die Leitung. Bei der Arbeitsstromschaltung ist der Vorgang gerade umgekehrt (Abb. 8).

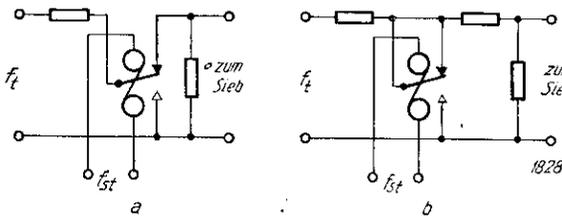


Abb. 8. Sendeschaltungen mit polarisiertem Senderelais: a) Arbeitsstromschaltung; b) Ruhestromschaltung

Relais haben im Telegraphenbetrieb viele Nachteile, deren Beseitigung schwer gelingt; zudem ist ihre Wartung kostspielig. Ein Relais hat immer eine gewisse Umschlagzeit und je nach seiner Konstruktion mehr oder weniger Ankerprellung. Infolgedessen leidet die getreue Wiedergabe der Zeichen, es treten Verzerrungen auf. Außerdem macht sich ein mechanischer Verschleiß, besonders die Kontaktabnutzung unangenehm bemerkbar.

2. Kontaktlose Sendetastschaltung (Modler) (Lit. 16, 49)

Wegen der oben geschilderten Nachteile hat man heute das Senderelais fast nicht mehr benutzt. Man suchte nach einer Schaltung, die ohne bewegliche Teile rein elektrisch arbeitet. Der wesentliche Baustein für solche Tastschaltungen ist der kleine Trockengleichrichter. Er wird als veränderlicher Widerstand in den Weg der Trägerfrequenz gelegt; wie sich sein Widerstand mit der angelegten Steuerspannung ändert, ist in Abb. 9 gezeigt. In nicht ausgesteuertem Zustand hat die Gleichrichterzelle den Ruhewiderstand R_0 . Steuert man in Flußrichtung aus, so ändert sich der Wert stetig auf einen kleinen Wert R_d , dem Durchlaßwiderstand, und bei einer Aussteuerung in Sperrrichtung erreicht man bald den Höchst- oder Sperrwiderstand R_s , der um Größenordnungen von R_d verschieden sein kann. Man legt also diese Gleich-

richterzellen in geeigneter Weise in den Stromlauf der Trägerfrequenz und steuert sie mit den Gleichstromzeichen der Telegraphenapparate aus. Um den Gleichstrom von den übrigen Kreisen fernzuhalten, schaltet man die Gleichrichter im Zug des Trägers zwischen zwei Übertrager T_1 und T_2 . In Abb. 10 a und b sind deutsche Modlerschaltungen gezeigt, die von allen bisher bekannten in- und ausländischen Modlern am besten durchgebildet sind. Diese Anordnungen eignen sich besonders für Trägerfrequenzgeneratoren mit hohem Innenwiderstand. Man sieht zwischen den Übertragern eine Gegentaktschaltung, die für Telegraphiezwecke am geeignetsten ist, sie läßt Träger- und Seitenbänder durch, während die niederfrequenten Steuerfrequenzen bei der Bildung des Modulationsproduktes herausfallen. Bei der Einwegschaltung (das heißt, man würde nur in einem Längszweig ein Gleichrichterelement haben) fällt das Niederfrequenzband nicht heraus und bei der Doppelgegentaktschaltung oder Ringmodulatorschaltung fällt das Niederfrequenzband und der Träger heraus. In den Bildern 10 a und b sind nun Gleichrichter in Gegentaktschaltung angegeben, und zwar liegen diese sowohl in beiden Längszweigen als auch in beiden Querszweigen. Steuert man über die Mittelanzapfungen der Übertrager die Gleichrichter zur Sperrung des Trägers aus, so werden die Längsgleichrichter hochohmig. Die Quergleichrichter gehen auf einen kleinen Widerstandswert und schließen die Trägerfrequenzspannung kurz. Bei Umpolung der Steuerspannung werden die Längsgleichrichter durchlässig, während die Quergleichrichter hochohmig werden. Der Steuerkreis ist durch die Differentialübertrager praktisch vom Wechselstromkreis entkoppelt. Sind die beiden Längsgleichrichter in ihrem Durchlaßwiderstand verschieden, was aus fabrikatorischen Gründen nie ganz zu vermeiden ist, so tritt in den Differentialwicklungen ein Differenzstrom auf; dieser induziert in der andern Wicklung einen Störpuls und verursacht Zeichenverzerrungen. Deshalb ist die letzte Differentialwicklung aufgetrennt und der Steuerstrom über zwei Symmetrierwiderstände zugeführt. Wechselstrommäßig ist die Auftrennung der Wicklung durch einen Überbrückungskondensator rückgängig gemacht.

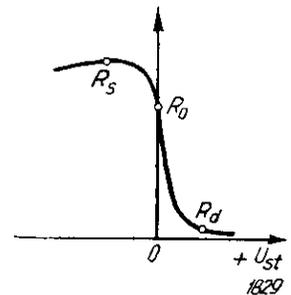


Abb. 9. Gleichrichterkennlinie

Eine wesentliche Verbesserung erfuhr der Modler durch die Einführung der „eindeutigen Ruhelage“. Die Telegraphenapparate, die das Senderelais bzw. den Modler steuern, haben eine Gebeeinrichtung mit mechanischen Teilen, mechanisch bewegte Kontakte, die infolge ihrer trägen Masse und Reibung nicht beliebig schnell umlegen können. Zwischen Zeichen und Pause liegt immer eine, wenn auch kleine Umschlagzeit des Kontaktes, die zur Zeichenverkürzung oder -verlängerung (d. h. Zeichenverzerrung) beiträgt. Wird nun der Modler in einfacherer Form als in Bild 10 a und b ausgeführt, indem man z. B. die Quergleichrichter mit den Längsgleichrichtern gemeinsam aus Anfang und Ende einer einzigen Sekundärwick-

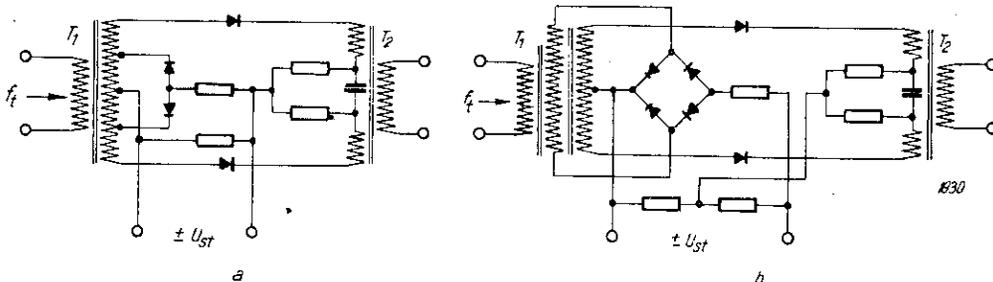


Abb. 10 a. Modlerschaltung mit kleiner Ruhedämpfung

Abb. 10 b. Modlerschaltung mit großer Ruhedämpfung

lung des Eingangsübertragers speisen kann, so gibt der Modler während der Umschlagzeit an die Leitung die halbe Trägerspannung ab. Während der Umschlagzeit ist die Steuerspannung nämlich null, und alle Gleichrichter nehmen den Ruhewiderstand R_0 an. Der halben Trägerspannung entspricht aber der Ansprechwert des Empfangsrelais. Wie sich dieses Relais einstellen wird, hängt dann von Störspannungen auf der Leitung, kleinen Fehleinstellungen der Empfänger u. a. ab. Um die so entstehenden Verzerrungen zu vermeiden, sorgt man dafür, daß die Modler bei fehlender Steuerspannung nahezu die volle Trägerspannung abgeben (Modler mit kleiner Ruhedämpfung) oder nur einen sehr kleinen Trägerrest durchlassen (Modler mit großer Ruhedämpfung). Man kann sich überlegen, daß für die Ruhedämpfung das Verhältnis der Ruhewiderstände R_0 der Gleichrichter im Längs- und Querzweig maßgebend ist. Die R_0 -Widerstände der Längs- und Quergleichrichter werden verschieden, wenn man für höhere Widerstandswerte mehrere Gleichrichter in Reihe schaltet und für niedrigere Widerstandswerte die Parallelschaltung anwendet. Ein billigeres und wirkungsvolleres Mittel ist in Bild 10 angewendet. Dort wird der Ruhewiderstand derart geändert, daß Längs- und Querzweige an verschiedene Anzapfungen und Windungen des Eingangsübertragers gelegt sind, wobei sich R_0 mit dem Quadrat des jeweiligen Übersetzungsverhältnisses ändert.

Da der Modler praktisch trägheitslos arbeitet, spricht er auch auf die Prellungen der Sendekontakte des Telegraphenapparates an; hierdurch entstehen zusätzliche Zeichenverzerrungen. Das Arbeiten mit dem Modler erfordert, daß man immer zwischen den Telegraphensender und die Steuerleitung des Modlers einen Tiefpaß schaltet, dessen Grenzfrequenz mehrmals größer ist als die Telegraphiergrundfrequenz. Da die Einschwingzeit des Tiefpasses umgekehrt proportional der doppelten Grenzfrequenz ist, gelangen kurzzeitige Impulse wie Prellungen nicht in den Trägerkanal.

3. Glimmstreckenmodler (Lit. 22)

Erwähnenswert ist noch eine Modlerschaltung, die mit Glimmstrecken arbeitet und praktisch ebenfalls trägheitslos steuert. Im Bild 11 ist der einfache Aufbau skizziert. In jeder der Zuleitungen vom Generator zum Sendefilter liegt eine Glimmstrecke. Durch zwei symmetrisch geteilte Widerstände oder Drosseln, die zu beiden Seiten der Steuerorgane quer zur Leitung liegen, wird eine Brücke gebildet. Ist die an die Symmetriepunkte gelegte Spannung größer als die Zündspannung der Glimmlampen, so zünden diese plötzlich, d. h. ihr Widerstand springt von dem bisher unendlichen Wert auf einen endlichen, der Trägerstrom kann jetzt fließen. Die Tastung

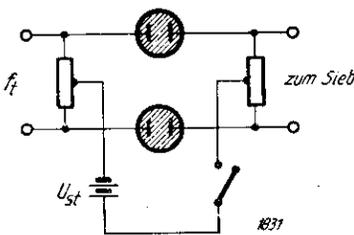


Abb.11. Glimmstreckenmodler

darf allerdings nur mit Einfachstrom erfolgen.

Die Frequenztrennung

a) Frequenztrennung auf der Sendeseite

1. Amplitudenwiderstände als Spannungsteiler

Die einzelnen Trägerfrequenzen, die von ihren Tastkreisen moduliert sind, müssen nun gemeinsam der Fernleitung zugeführt werden, wobei sie sich gegenseitig nicht stören dürfen. Ein früher angewandtes Mittel ist die Schaltung, die in Abb. 12 wiedergegeben ist. Für alle Frequenzen sind veränderliche Widerstände hintereinander in den Gitterkreis einer Sendeverstärkerröhre gelegt. Die Röhre arbeitet mit negativer Gittervorspannung, führt also keinen Gitterstrom. Auf diese Weise

kann eine Trägerfrequenz an den Amplitudenwiderständen des Nachbarsenders keinen Spannungsabfall erzeugen, kann diesen also nicht beeinflussen. Die Sender laufen bei dieser Methode praktisch leer.

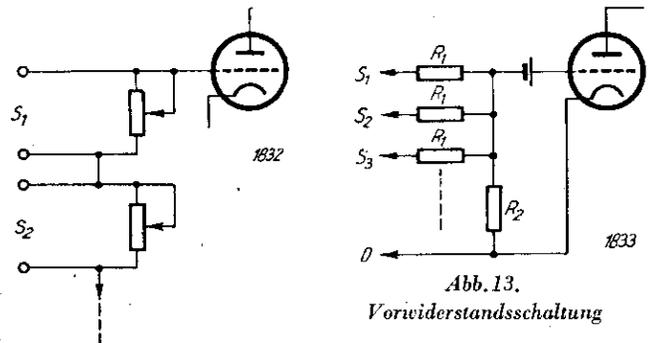


Abb.12. Amplitudenwiderstände als Spannungsteiler

2. Vorwiderstandsschaltung

Wenn aus praktischen Gründen die Sender einseitig verbunden sind, läßt sich jeder Träger über einen großen Vorwiderstand (R_1) an einen 10- bis 100mal kleineren Eingangswiderstand (R_2) des gemeinsamen Verstärkers legen. Auf diese Weise gibt es unter den Sendern nur sehr geringe Rückwirkung (siehe Abb. 13).

3. Sendefilter (Lit. 51 bis 55)

Heute werden fast durchweg Sendefilter verwendet, die eine unabhängige, störungsfreie Modulation der Träger erlauben. Die Filter stellen Impedanznetzwerke dar, die in ihrem Übertragungsbereich einen kleinen Kennwiderstand und eine kleine Loch- oder Durchlaßdämpfung haben. In den Sperrgebieten zu beiden Seiten des Lochbereiches verzeichnen sie einen außerordentlich steilen Dämpfungs- und Kennwiderstandsverlauf. Die Ausgänge der Sendefilter liegen parallel über einem Ringübertrager (Symmetrieübertrager) am Kabel. Eingangsseitig sind alle Filter mit ihrem Kennwiderstand abgeschlossen, wodurch die Ein- und Ausschwingvorgänge kleingehalten werden können.

b) Frequenztrennung auf der Empfangsseite

1. Empfangsfilter (Lit. 51 bis 55)

Die Trennung der einzelnen Frequenzbereiche auf der Empfangsseite wird meist mit Filtern vorgenommen, die ähnlich aufgebaut sind wie die Sendefilter. Sie dürfen keine geringere Trennfähigkeit besitzen als die Sendefilter, eher eine doppelt so große. Wir kommen später darauf zurück. Eingangsseitig liegen die Empfangsfilter parallel über dem Ringübertrager am Verstärkerendamt. Ausgangsseitig sind veränderliche Dämpfungsglieder zur groben Pegeleinstellung angeschlossen und das Ganze wieder mit dem Kennwiderstand abgeschlossen, um an den Empfangsverstärker gelegt zu werden.

Filtertypen: Da die Empfangsfilter meist aus noch zu erwähnenden Gründen trennfähiger sind als die Sendesiebe, d. h. einen größeren Aufwand an Elementen haben, sollen sie in der folgenden Aufstellung der WT-Filter allein dargestellt und ganz kurz erläutert werden.

Doppelsieb (Lit. 1): Im Anfang der Entwicklung verwandte man fast ausschließlich das abgestimmte Doppelsieb (Bild 14), ein Abzweigsieb in T-Form. Im Längszweig liegt ein Serienresonanzkreis, im Querzweig ein Parallelresonanzkreis, beide sind auf den Träger abgestimmt. Für die Resonanzfrequenz bedeutet der Längskreis einen geringen Widerstand, der Querkreis einen sehr hohen, weshalb das Netzwerk Frequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz gut durchläßt. Alle höheren und tieferen Frequenzen werden mehr und mehr gesperrt, weil der Längskreis eine erhebliche Widerstandszunahme erfährt und der Querkreis im gleichen Maß seinen Widerstand verkleinert, also einen Kurzschluß darstellt. Wie noch gezeigt wird, bringt der Aufbau eine

Schwierigkeit mit sich. Die Impedanzwerte im Querzweig werden bei den erforderlichen relativ schmalen Durchlaßbereichen sehr extrem, d. h. die Spulen sehr klein, die Kondensatoren sehr groß, also beides Ursachen größerer Verluste, schwerer Abgleiches und schlechter Temperaturkonstanz. Deshalb suchte man nach anderen Typen ohne diese Mängel.

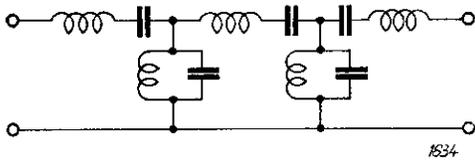


Abb. 14.
Doppelsieb

Filter mit induktiver Kopplung (Lit. 7): Bereits 1928 entwickelte Siemens einen Filtertyp mit induktiver Kopplung, der Spulen- und Kondensatorwerte wesentlich günstiger gestaltete (Abb. 15). Ein Glied wurde als Sendefilter und zwei als Empfangsfilter gebaut. Durch rechnerische Umwandlung gelangt man vom Doppelsieb zu diesem Filter.

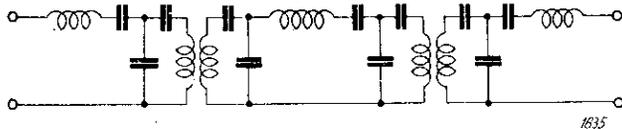


Abb. 15. Filter mit induktiver Kopplung

Kreuzfilter (Lit. 10): 1930 brachte die AEG einen Kreuzfiltertyp heraus. Das Sendefilter ist ein Kreuzglied mit je einem Spannungs- und einem Stromresonanzglied in zwei gegenüberliegenden Zweigen und je einem Spannungsresonanzkreis in den übrigen Zweigen. Das Empfangsfilter (Bild 16) ist eine Kreuzgliedform mit je einem

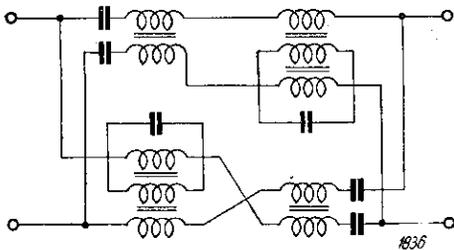


Abb. 16.
Kreuzfilter

Spannungs- und einem Stromresonanzglied in jedem Zweig. Der Vorteil der Anordnung besteht neben günstigen Elementenwerten in großer Steilheit der Dämpfungskurven und symmetrischem Aufbau. Auch die symmetrische Lage der Dämpfungsflanken zur Trägerfrequenz ist angenehm, eine Eigenschaft, die das Doppelsieb nicht erfüllt. Unangenehm ist der komplizierte Spulenaufbau mit seinen vielen Wicklungen.

Filter aus gekoppelten veränderlichen Abstimmkreisen (Lit. 54): Diese Art Filter (Abb. 17) wurde von dem Bellkonzern in Amerika entwickelt. Die Filter sind relativ billig, da für ein Glied nur eine Spulenordnung erforderlich ist. Eine Spule ist verschiebbar gegenüber der anderen festen Spule. An einer geeichten Skala ist der Kopplungsgrad leicht einstellbar. Ein kleiner Teil jeder Kapazität ist als veränderliche Einheit ausgebildet, die kleine Abstimmkorrekturen erlaubt. So läßt sich die Bandbreite jeweils den Erfordernissen anpassen. Die Spulen sind hier als Luftspulen ausgebildet, die Modulationseffekte ausschließen. Das Sendefilter ist eingliedrig, das Empfangsfilter besteht aus zwei Gliedern, zwischen denen eine veränderliche Zusatzdämpfung geschaltet ist.

Transformationsfilter (Lit. 13): 1932 entwickelte die Standard Electric Co. eine Filtertype (Abb. 18) aus dem Doppelsieb heraus, unter Beibehaltung

seiner Filtereigenschaften. Der unbequeme Querzweig wurde durch einen Vierpol von gleichen Eigenschaften ersetzt und so alle Elemente in praktisch gut durchführbare Größen mit kleinen Toleranzen gebraucht. Infolge der besseren Elemente ist die erzielte Grunddämpfung wesentlich kleiner als beim Doppelsieb.

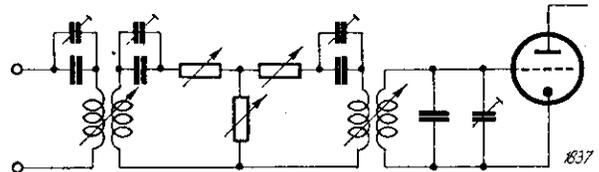


Abb. 17. Filter aus gekoppelten veränderlichen Abstimmkreisen

Zickzackfilter (Lit. 55): Dieser Filtertyp wurde 1936 vom Ericsson-Konzern in Schweden herausgebracht. Er stellt ein auf dem Weg der Frequenztransformation gefundenes Abzweigsieb dar. Er ist in vielen Varianten möglich, und in dem beigefügten (Abb. 19) soll nur ein Beispiel angeführt werden, bei dem sowohl im Längs- als auch im Querzweig ein Spulenelement und zwei Kondensatorelemente benötigt werden.

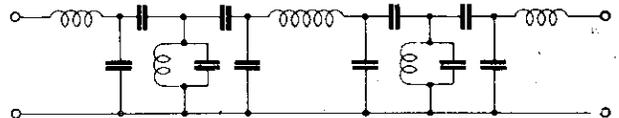


Abb. 18. Transformationsfilter

Differentialsieb (Brückenfilter) (Lit. 53): Dieses Filter wurde 1934 von Siemens & Halske entwickelt und wird heute meistens in der deutschen WT benutzt, da es bei den geringen Bandbreiten der Telegraphenkanäle eine wirtschaftliche Form darstellt. Die einfachste Ausführung enthält (im Gegensatz zu Abb. 20) außer dem Differenzübertrager nur zwei Serienresonanz

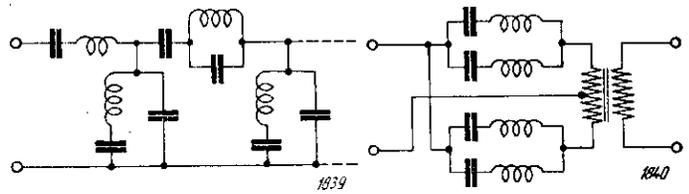


Abb. 20. Differentialsieb

kreise. Die Eigenschwingungen des einen Kreises legt man etwas oberhalb, die des anderen etwas unterhalb der durchzulassenden Trägerfrequenz; d. h. für den Träger ist der erstere kapazitiv, der zweite Kreis induktiv, also sind die Ströme um 180° gedreht. Die Wicklungen des Differenzübertragers sind nun so hintereinandergeschaltet, daß sich die Wirkung der Ströme addiert, so daß auf der Sekundärseite des Übertragers eine Spannung induziert wird. Das Differentialsieb läßt die Trägerfrequenz passieren. Frequenzen außerhalb der Grenzfrequenzen finden in den beiden Schwingungskreisen ungefähr gleiche Scheinwiderstände und Phasenbeziehungen vor; d. h. die Ströme heben sich in der Differenzwicklung auf. Auf der Sekundärseite werden keine Spannungen induziert, die Frequenzen werden nicht durchgelassen. Eine Versteilung der Dämpfungskurven (mit gleichzeitiger Wellenwiderstandsebnung) erreicht man bequem, wenn man in einen oder in beide Brückenarme mehrere Schwingungskreise legt. Unter der Wertigkeit des Filters versteht man die um eins verminderte Anzahl der Kreise. Höher als vierwertig baut man keine Differentialsiebe. Die Empfangsfilter werden dreiwertig, die Sendefilter zweiwertig ausgeführt.

Die Vorteile der Differentialsiebe gegenüber den Abzweigsieben sind folgende: Alle Siebe liegen parallel und werden über einen gemeinsamen Differenzüber-

trager an den Wellenwiderstand der Leitung (300Ω) angepaßt. Die Induktivitätswerte der Spulen sind für den gleichen Wellenwiderstand von der Lochfrequenz unabhängig und unterscheiden sich in einem Glied um etwa den Faktor zwei. Zu große Spulen haben erhebliche Eigenkapazitäten. Man macht daher den Kennwiderstand 200Ω . So bleiben die Spulwerte in der Größenordnung von 1 H. Die Spulen werden sehr oft als Massekern- (Ring-) Spulen ausgeführt mit verschiedenen Permeabilitäten je nach Größe der Induktivität. Die Kondensatoren werden bei den verwandten Kennwiderständen so klein, daß sie aus Glimmer angefertigt werden, wodurch man geringe Verluste im Filter erzielt. Die Temperaturkoeffizienten von Spulen und Kondensatoren sind klein und dem Wert nach gleich groß, aber entgegengesetzt, so daß insgesamt die Temperatur sehr wenig Einfluß auf die Filter hat. Die Resonanzkreise müssen sehr exakt abgeglichen sein. Kleine Abweichungen machen sich nicht im Loch-, sondern im Sperrbereich bemerkbar. (Wenn aber der Abgleich genau ist, ist bei der vorhandenen hohen Temperaturkonstanz nicht zu befürchten, daß die Dämpfungsminima in den Sperrbereichen merklich wandern.) Die Differenzübertrager müssen sehr streunungsarm und exakt symmetrisch gebaut werden.

2. Rückkopplungsverstärker (Lit. 17)

Während man gewöhnlich in der WT empfangsseitig erst die Frequenzen aussieht und dann verstärkt, wurde in Japan 1936 ein Rückkopplungsverstärker veröffentlicht, genannt „Carrier Selector“. Die Grundlage für diesen Apparat bietet eine Schaltung, die „duplex feedback amplifier“ (Duplex-Rückkopplungsverstärker) ge-

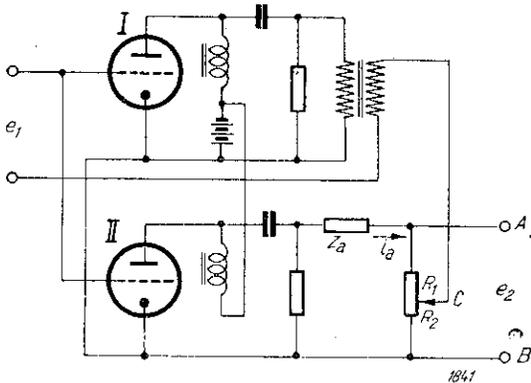


Abb. 21. Duplex Feedback Amplifier

nannt wird und in Abb. 21 wiedergegeben ist. Zwei Verstärker liegen eingangs parallel. Die Ausgangsspannung des ersten Verstärkers wird durch einen Übertrager wieder gleichphasig zu der Eingangsspannung abgenommen; ihr Betrag ist etwas kleiner als derjenige der Ausgangsspannung des ersten Verstärkers. Die Summe der beiden Ausgangsspannungen wird auf den Eingang rückgekoppelt, das ist aber jeweils eine kleine Spannung gleicher Phase und gleicher Größe wie die Eingangsspannung. Durch diese Anordnung bleibt der Anodenstrom des Verstärkers 2 bei konstanter Eingangsspannung und beliebigem Z_a konstant und frequenzunabhängig. Er ist abgesehen von der Eingangsspannung nur noch durch den Rückkopplungswiderstand R_1 bestimmt.

Als Widerstand Z_a wird nun eine Reihenschaltung von Stromresonanzkreisen benutzt (Abb. 22), die auf die einzelnen Trägerfrequenzen abgestimmt sind. Betrachtet man einen einzelnen Resonanzkreis, so bedeutet die übrigen nur eine erhebliche Vergrößerung des Innenwiderstandes, was einer geringen Pseudodämpfung des Kreises gleichkommt. Auf diese Weise erübrigt sich die Verwendung von Pentoden mit sehr hohem Innenwiderstand und die Röhrenzahl bleibt klein.

3. Selektive Empfangsverstärker

Selektive Empfangsverstärker oder Bandempfinger werden meistens in Japan benutzt. Im Prinzip stellen sie durch frequenztrennende Schaltungen gekoppelte Verstärkerstufen dar, die wir nicht näher besprechen brauchen. Nur eine Ausführung sei erwähnt. Diese ist der als Filtergenerator beschriebenen Schaltung (Abb. 7) sehr ähnlich. Man läßt den Stabilisierungswiderstand R_s , der die Verstärkung herabsetzt, weg und schleift die Eingangsspannung in die Gitterzuleitung ein. Der genaue Frequenzabgleich erfolgt durch Abgleichen der Spule L und die Verstärkung wird durch Einstellung des Rückkopplungswiderstandes R bestimmt.

Frequenzverteilung, Bandbreite, Leistung und Telegraphiergeschwindigkeit

Wir haben schon erwähnt, daß das Tasten der Trägerfrequenz mit einem Modulationsvorgang identisch ist. Es entstehen nämlich neben dem Träger weitere Frequenzen, sogenannte Seitenbänder. Diese liegen symmetrisch zum Träger und ihre Amplituden nehmen mit wachsendem Abstand langsam ab.

Betrachten wir zunächst das Ein- und Ausschalten einer Trägerfrequenz. Im Augenblick des Schaltens der Trägerfrequenz entsteht ein Frequenzband, dessen Teilschwingungen sich über den ganzen Frequenzbereich von Null bis Unendlich erstrecken. Die Amplituden der Teilschwingungen nehmen vom Träger aus nach beiden Seiten sehr stark ab. Betrachten wir nun nicht einen einzelnen Schaltvorgang, sondern das Senden von Wechseln. Das bedeutet einen Rechteckkurvenzug, der symmetrisch zur Zeitachse liegt. Diese Rechteckkurve läßt sich in der bekannten Fourierschen Reihe mathematisch darstellen.

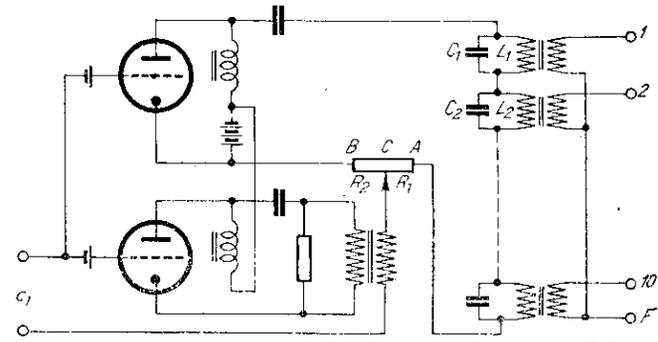


Abb. 22. Constant current type carrier selector circuit

Je mehr Glieder berücksichtigt werden, desto größer ist die Annäherung an den Rechteckverlauf. Die Auswertung ergibt kein Frequenzband wie beim Schaltvorgang, sondern ein Frequenzspektrum aus Frequenzen in bestimmten Abständen. Allerdings nehmen die Amplituden wie oben vom Träger nach beiden Seiten sehr stark ab.

Aus diesen beiden Betrachtungen läßt sich schließen, daß die Amplituden der Teilschwingungen in der Nähe des Trägers erheblich groß sind, aber schon bei der Trägerfrequenz \pm der doppelten Punktfrequenz sehr klein sind. Man braucht demnach für eine leserliche Übertragung nur noch ungefähr den Bereich Träger \pm Punktfrequenz. Daraus geht nun hervor, daß die erreichbare Telegraphiergeschwindigkeit, die ja in der Punktfrequenz ausgedrückt ist, von der Bandbreite der Filter bestimmt wird.

Beim plötzlichen Ein- und Ausschalten des Trägers treten im Filter Ein- und Ausschwingvorgänge auf. Diese sind bedingt durch das Fehlen der Frequenzen außerhalb des Lochbereiches. Zur Bestimmung der höchstmöglichen Telegraphiergeschwindigkeit muß man annehmen, daß die Dauer eines Punktes höchstens gleich der Einschwingzeit sein darf. Küpfmüller hat aus der Resonanzkurve

eines Senders eine Näherungsformel für die Einschwingzeit gefunden, wobei die Bandbreite in der 0,6 fachen Höhe der Resonanzkurve angegeben wurde.

$$\text{Für } f_2 - f_1 = 80 \text{ Hz ist } \tau = \frac{0,8}{f_2 - f_1} = 0,01 \text{ sec}$$

Man drückt gern die Näherungsformel in dem Gesetz aus: Einschwingzeit \times Bandbreite = 1 (Lit. 56).

Der CCIT, der internationale Ausschuß zur Beratung der Fragen für Telegraphie, hat eine Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Bauds (Stromschritte in der Sekunde) empfohlen, da man erwartet, daß sich die Fernschreibmaschine immer mehr einführen wird. Mit Rücksicht auf den Vierfach-Baudot-Telegraphenapparat, der mit 67 Bauds arbeitet, machte man die Bandbreite 80 Hz. Hierbei versteht man unter der Bandbreite den Abstand derjenigen beiden Punkte auf der Gesamtdämpfungskurve (Sendefilter + Empfangsfilter), deren Dämpfung um 0,5 Neper über der Grunddämpfung liegt. Die schon bei der Betrachtung des Tonrades erwähnte Trägerfrequenzeinteilung (420, 540 . . . 1020 . . . 1740 . . . 2460) ist vom CCIT empfohlen worden und läßt sich in die allgemeine Form bringen:

$$(2n - 1) \cdot 60 \text{ Hz} \quad \text{für } n = 4, 5, 6 \dots$$

Das sind also ungradzahlige Vielfache der Grundzahl 60. Die sich ergebende untere Frequenz 420 wurde gewählt mit Rücksicht auf die untere Grenzfrequenz der Leistungsverstärker. Für die 12 fach-WT liegt die höchste Trägerfrequenz bei 1740 Hz entsprechend einer Kabelgrenzfrequenz von mindestens 2900 Hz, für die 18 fach-WT bei 2460 Hz entsprechend einer erforderlichen Grenzfrequenz von mindestens 3500 Hz. Das heißt, die Ausnutzung nach oben ist von der Pupinisierung der Leitung abhängig. Die Verstärker können die Restdämpfung des Kabels in der Nähe der Grenzfrequenz nicht mehr ausgleichen und die Phasenverzerrung wird dort sehr groß.

Die Gründe für die Verteilung nach ungradzahligen Vielfachen (die Bedingung wurde von HAMILTON und NYQUIST sowie von KÜPFMÜLLER aufgestellt) sind folgende: Leitungen, Röhren und Übertrager sind nichtlineare Gebilde im Nachrichtensystem. Sie bilden Kombinationstöne erster und zweiter Ordnung, wobei neben den doppelten Frequenzen ($2f_1, 2f_2 \dots$) noch die Differenz- und Summentöne ($f_1 + f_2, f_2 - f_1, \dots$) stören. Sind nun die Trägerfrequenzen ungradzahlige Vielfache einer Grundfrequenz, so werden die störenden Kombinationstöne gradzahlige Vielfache der Grundfrequenz und fallen zwischen die Träger, wo sie durch die Sperrdämpfung der Siebe unschädlich gemacht werden. Die störenden Kombinationstöne zweiter Ordnung ($3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$) sind dagegen ungradzahlige Vielfache der Grundfrequenz, das heißt, sie fallen auf die Träger.

Die Höhe der Sendeleistung hängt u. a. von den Eigenschaften der Leitung ab. Ein CCI-Beschluß legt fest, daß die dem Kabel zugeführte mittlere Wechselstromleistung an keinem Punkt der Leitung mehr als 5 mW betragen darf, und zwar dies mit Rücksicht auf die Störung der Nachbaradern. Der CCIT verschärfte die Forderung dahin, daß die Spitzenleistung für den ungünstigsten Fall der Addition aller Effektivwerte der einzelnen Trägerfrequenzen von den Leistungsverstärkern noch verzerrungsfrei übertragen wird, d. h. 5 mW beträgt. Der CCIT definierte die Nennleistung N am Kabeleingang zu

$$N = \frac{(n \cdot U)^2}{|Z|} \quad \text{oder} \quad U = \frac{1}{n} \sqrt{N \cdot |Z|}$$

mit den Bezeichnungen: p = Pegel an der untersuchten Stelle, n = Anzahl der Telegraphierkanäle, U = Effektivwert der Spannung je Kanal am Kabeleingang und $|Z|$ = Scheinwiderstandsbetrag der Leitung (Lit. 8).

Aus der Beziehung für N ergibt sich die an einem Punkt längs der Leitung gemessene Spannung U für eine Trägerfrequenz. Für eine Leistung N von 5 mW und Pegel O an 800 Ω Wellenwiderstand berechnet sich dann

für 12 Kanäle eine Spannung 0,17 V und für 18 Kanäle 0,11 V. In der deutschen WT betragen die Sendespannungen an 800 Ω 0,14 V für 12 und 0,09 V für 18 Kanäle. Die Wahl der Sendespannung ist bedingt

1. von der Übersprechersicherheit gegen Nachbaradern,
2. von dem nichtlinearen Übersprechen der Kanäle untereinander (etwa proportional dem Quadrat der Sendespannung),
3. von dem allgemeinen Störpegel der Leitung (unabhängig von der Sendespannung).

Der Punkt für das Minimum der relativen Gesamtstörung liegt im allgemeinen unterhalb des vom CCIT angegebenen Höchstwertes.

Die Empfangsseite

a) Verstärkung und Gleichrichtung

Zu diesen beiden Punkten ist wenig zu sagen, weil beide aus der allgemeinen Fernmeldetechnik bekannt sind. Zunächst muß die Tonfrequenz, nachdem sie durch die Filter gelaufen ist, soweit verstärkt werden, daß der nachfolgende Kupferoxydulgleichrichter, der heute den Röhrengleichrichter in unserem Fall verdrängt hat, die empfindlichen Empfangsrelais aussteuern kann. Weniger empfindliche Relais werden indirekt über eine Leistungsröhre angesteuert.

Hinter dem letzten Vierdrahtverstärker steht beim Pegel O eine Leistung von 1 mW zur Verfügung, so daß die an den einzelnen Empfängern verfügbare Spannung um etwa 0,5 Neper größer ist als die Mindestspannung. Es ist nämlich im internationalen Betrieb eine Leitungsdämpfungsänderung von $\pm 0,5$ Neper zugelassen. Diese wird dann durch eine eingebaute, noch zu erwähnende automatische Pegelregulierung ausgeglichen.

Als Verstärkerröhren werden zur Erzielung hoher Betriebssicherheit nur technische Verstärkerröhren verwandt. Diese sind zwar teuer in der Anschaffung, aber hochkonstant in den Daten und in so engen Toleranzen fabriziert, daß sie ohne geringste Nachregulierung gegeneinander ausgetauscht werden können. Ihre Lebensdauer ist auch unter normalen Betriebsbedingungen größer als 5000 Std. Zur Regulierung des Heizstromes der Röhren benutzt man einen Eisenwasserstoffwiderstand, mit dem man die Stromstärke auf 3 % konstant hält.

Als Demodulator verwendet man oft den Kupferoxydulgleichrichter in Graetzschaltung mit Temperaturkompensation. Er hat den Vorteil, daß man Doppelgleichrichtung anwenden und damit höhere Telegraphiergeschwindigkeiten erreichen kann. (Bei 50 Bauds entspricht eine Punktlänge 0,02 sec, das sind bei 420 Hz 16,8 Halbwellen; eine Halbwelle macht dann 6 % der Punktlänge aus.) Außerdem ist sein innerer Widerstand viel kleiner als der einer Röhre, es tritt praktisch keine Abnutzung ein und das Nachregulieren der Gittervorspannung fällt fort.

b) Empfangsrelais

(Lit. 31 bis 35)

1. zum Aufbau

Als Empfangsrelais wird stets ein polarisiertes Telegraphenrelais benutzt. Diese sind in letzter Zeit immer mehr verfeinert worden, um den wachsenden Anforderungen zu genügen. Man unterscheidet folgende Hauptforderungen: 1. Höchste Empfindlichkeit. 2. Lange Konstanz der Einstellung. 3. Sichere und genaue Zeichenwiedergabe bei geringen Wartungskosten. Das polarisierte Relais ist in seiner Arbeitsweise grundsätzlich verschieden vom gewöhnlichen neutralen Relais, denn es spricht auf die Richtung des Arbeitsstromes an und arbeitet empfindlicher. Die Wirkungsweise des Relais sei als bekannt vorausgesetzt. Die Konstruktionen der einzelnen ausgeführten Relais Typen sind sehr verschiedenartig. Bei der Konstruktion müssen folgende Gesichtspunkte

punkte beachtet werden. Zwecks Erreichung sicherer und genauer Zeichenwiedergabe, also geringer Verzerrung der Zeichen, ist optimaler Pol- und Magnetabstand zu wahren. Zur Erhöhung der Ansprechempfindlichkeit und Herabsetzung der Eigenverzerrung ist eine Federlagerung des Ankers von Vorteil. Diese reibungsarme Lagerung hat erhöhte Prellneigung zur Folge, die aber beseitigt werden kann, wenn man an den Kontaktseiten des Ankers Dämpfungsfedern anbringt, die sich beim Kontakgeben berühren. Die Prellungen werden dann durch die Reibung zwischen den Federn gedämpft. Zur Verringerung der einseitigen Verzerrung verwendet man einen magnetischen Werkstoff geringer Koerzitivkraft und sehr widerstandsfähiges Kontaktmaterial. Der mechanische Aufbau soll versteift und von Temperatureinflüssen unabhängig sein. Im Telegraphenbetrieb verlangt man eine möglichst kleine Umschlagzeit des Ankers und einen hohen Kontaktdruck. Dieses Ziel wird begünstigt, wenn die magnetische Zugkraft des Dauerflusses die Federkraft des Ankers etwas überwiegt; hierdurch befindet sich der Anker in der Mittelstellung im labilen Gleichgewicht, er hat zwei Ruhestellungen.

2. Anpassung an die Röhre bzw. Gleichrichter

Hierzu ist folgendes zu sagen: Die Stromdifferenz zwischen Maximal- und Minimalstrom sowie die aus den Gleichrichtern zur Verfügung stehende Verschiebungsspannung bestimmen die Steilheit der Röhre. Die elek-

trische Zeitkonstante des Relaiskreises $\frac{L}{R + R_i}$ muß mög-

lichst klein gemacht werden. L und R des Relais liegen fest. So bleibt noch übrig, eine Röhre mit möglichst hohem Innenwiderstand zu wählen. Die Relaiswicklung selber wird meistens mit einem Kondensator überbrückt, die die restliche Tonfrequenz ableiten soll.

3. Steuerverfahren

Nach der Gleichrichtung des modulierten Trägers ergibt sich Einfachstrom. Zur Steuerung des polarisierten Relais kennt man zwei Wege. Einmal stellt man das Relais nicht neutral ein und läßt den Anker im unerregten Zustand stets am Trennkontakt liegen. Das Verfahren hat Nachteile beim Einstellen. Der zweite Weg wird heute durchweg besprochen. Das Relais wird neutral eingestellt und erhält die nötige einseitige Vorspannung durch eine besondere (Kompensations- oder) Haltestromwicklung, die von einem konstanten Gleichstrom durchflossen wird. Die Kompensations-AW müssen, abgesehen vom Vorzeichen, gleich der Summe aus Ruhestrom-AW und Arbeitsstrom-AW sein. Dann ist die Gesamtdurchflutung für Trenn- und Zeichenstrom dem Betrag nach gleich. Zu beachten wäre noch, daß der Kompensationskreis einen hohen Vorwiderstand (am besten noch eine Drossel) erhält, d. h. mit hoher Spannung betrieben wird, damit die Wicklung nicht im Kurzschluß arbeitet und so das Relais zum Verzögerungsrelais werden läßt.

4. Neuere Begriffe vom CCIT definiert*)

Die Empfindlichkeit ist diejenige Stromstärke oder Amperewindungszahl, die ein Wechselstrom von 25 Hz annehmen muß, um ein Relais überhaupt arbeiten zu lassen. Die notwendige Erregung nimmt das Relais auf, wenn es in bester Neutrallage die Telegraphierzeichen mit einer Verzerrung von nur 5% wiedergibt, wobei die Umschlagszeit nicht größer als 5 ms sein darf. Die Betriebskonstanz eines Relais soll durch die Zeit angegeben werden, nach deren Ablauf bei einem mit dem Doppelten der notwendigen Erregung arbeitenden Relais die einseitige Verzerrung der wiedergegebenen Zeichen auf 5% angestiegen ist.

Die magnetische Stabilität wird durch das Verhältnis einer unmittelbar vorausgegangenen starken Gleichstromerregung des Relais zur notwendigen Erregung angegeben, wenn das mit dem Doppelten dieser Erregung gesteuerte Relais durch die Vormagnetisierung eine einseitige Verzerrung von 5% erfährt. Die mechanische Stabilität wird durch die Kontaktverschiebung angegeben, die eine einseitige Verzerrung von 5% hervorruft, wenn das Relais wieder mit dem Doppelten der notwendigen Erregung gespeist wird. Die elektrischen Eigenschaften der Relais werden angegeben durch den Ohmschen Widerstand, den Wirkwiderstand und die wirksame Induktivität bei Erregung durch sinusförmigen Wechselstrom von 25 Hz in Abhängigkeit vom Strom, die Zahl der Windungen jeder Wicklung. Die im zwischenstaatlichen Betrieb verwendeten Telegraphenrelais sollen ferner möglichst geringe Prellzeiten aufweisen. Noch zulässig ist für Senderrelais 1 ms, für Empfangsrelais 2 ms, wenn sie mit sinusförmigem Wechselstrom von 25 Hz bei der doppelten notwendigen Erregung arbeiten.

c) Pegelreglung

(Lit. 8, 46, 48)

Auf dem langen Weg, den die Nachricht vom Sender zum Empfänger machen muß, treten Leitungsstörungen und Fremdspannungen auf, welche die Zeichen verzerren und verstümmeln. Die Wechselstromzeichen kommen nicht mit konstanter Amplitude an, sondern es treten Pegelschwankungen auf. Diese Pegelschwankungen sind aber die Ursache von Zeichenverzerrungen, und zwar bekommt man bei einer Dämpfungsänderung von 0,2 Np schon etwa 20% Verzerrung.

Die Verzerrung durch Pegeländerung macht sich bei der Umsetzung der elektrischen Zeichen in die mechanischen Ankerbewegungen des Empfangsrelais bemerkbar. In Abb. 23 sind die Magnetflüsse des Empfangsrelais dargestellt für den Verlauf eines Zeichens. Die ausgezogene Linie zeigt den angenäherten Verlauf des Arbeitsflusses bei Normalpegel. Während der Zeit τ steigt der Fluß an, bleibt je nach der Zeichenlänge bzw. der Telegraphiergeschwindigkeit eine gewisse Zeit erhalten und fällt dann wieder in der Zeit τ auf Null ab. Diese Zeit τ ist die Einschwingzeit der Filter und des übrigen Übertragungssystems, also eine konstante Größe für eine bestimmte Anlage. In dieser Zeit bauen sich die Zeichen nach komplizierten Gesetzen auf und ab. Wir nähern diesen Vorgang hier durch eine gerade Linie an und erhalten also eine Trapezkurve. Die strichpunktierte Linie gibt den konstanten Haltefluß in der zweiten Relaiswicklung an. Er wird so eingestellt, daß er halb so groß ist wie der Arbeitsfluß bei Normalpegel. Da der Haltefluß dem Arbeitsfluß entgegengerichtet wird, schlägt das Relais immer an den Schnittpunkten der Kurven um. t_2 ist dann die Zeichenlänge, die die Relaiskontakte weitergeben. Bild 23 zeigt anschaulich, daß wegen der konstanten Einschwingzeit τ eine Pegelerhöhung bzw. eine Vergrößerung des Arbeitsflusses eine Zeichenverlängerung zur Folge hat. Die Zeichenlänge ist z. B. t_2' geworden. Ebenso erklärlich ist nun die Tatsache, daß eine Pegelverringerung eine Zeichenverkürzung hervorruft.

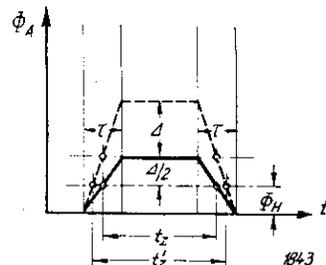


Abb. 23. Magnetflüsse im Empfangsrelais

Übertragungssystems, also eine konstante Größe für eine bestimmte Anlage. In dieser Zeit bauen sich die Zeichen nach komplizierten Gesetzen auf und ab. Wir nähern diesen Vorgang hier durch eine gerade Linie an und erhalten also eine Trapezkurve. Die strichpunktierte Linie gibt den konstanten Haltefluß in der zweiten Relaiswicklung an. Er wird so eingestellt, daß er halb so groß ist wie der Arbeitsfluß bei Normalpegel. Da der Haltefluß dem Arbeitsfluß entgegengerichtet wird, schlägt das Relais immer an den Schnittpunkten der Kurven um. t_2 ist dann die Zeichenlänge, die die Relaiskontakte weitergeben. Bild 23 zeigt anschaulich, daß wegen der konstanten Einschwingzeit τ eine Pegelerhöhung bzw. eine Vergrößerung des Arbeitsflusses eine Zeichenverlängerung zur Folge hat. Die Zeichenlänge ist z. B. t_2' geworden. Ebenso erklärlich ist nun die Tatsache, daß eine Pegelverringerung eine Zeichenverkürzung hervorruft.

Nach diesen Überlegungen verstehen wir, daß man den Arbeitsstrom des Relais konstant halten muß. Wenn man im Empfänger eine Röhre so betreibt, daß ihr Anodenstrom bei schwankender Steuerspannung konstant bleibt, so kann das Empfangsrelais richtig arbeiten. (Die Er-

*) TFT 1934, H. 7.

regung der Haltestromwicklung muß so eingestellt werden, daß Zeichenstromschritt und Trennstromschritt gleich sind.) Die Verstärkerröhre zeigt das geforderte Verhalten, wenn man den Arbeitspunkt in die Mitte des Kennlinienbereiches legt und die Betriebsspannungen des Rohres so wählt, daß der Steuerbereich vom kleinsten Pegel gerade angesteuert wird. Der Anodenstrom hat dann noch keine Formverzerrung. Die Schaltung ist so anzulegen, daß im Gitterkreis die Gittervorspannungsquelle und eine Parallelschaltung eines Widerstandes R und einer Kapazität C liegt. Wächst die Aussteuerung über den Minimalpegel, so wird der auftretende Gitterstrom den Arbeitspunkt um den Wert $R \cdot I_g$ ins Negative verlagern. Damit bleibt der regulierte Anodenstrom in erster Näherung konstant. Die negativen Kuppen der Sinuswellen des Anodenstromes sind aber je nach der Größe der Aussteuerung mehr oder weniger beschnitten. Diese Formverzerrung der Trägerfrequenzamplitude stört nicht sehr, da deren Grundwelle erhalten bleibt. Meist folgt auf die geregelte Verstärkerstufe ein Gleichrichter, der diese Grundwelle gleichrichtet. Die Zeitkonstante $C \cdot R$ wird für das längste Telegraphenzeichen passend gewählt und liegt größenordnungsmäßig bei 1 sec. Plötzliche Pegeländerungen ergeben dann natürlich Zeichenfehler.

Wir wollen jetzt die Abb. 23 noch einmal betrachten. Unter der Voraussetzung, daß der Arbeitsfluß im Relais proportional der Steuerspannung der Röhre ist, betrachten wir das Diagramm jetzt als den zeitlichen Verlauf der Steuerspannung, und zwar als Hüllkurve eines Trägerfrequenzzeichens. Die strichpunktierte Linie be-

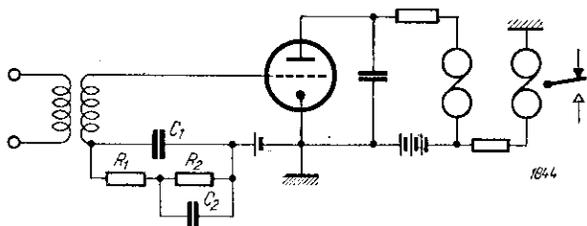


Abb. 24. Empfangsgleichrichter mit großem Pegelbereich

deutet diejenige Steuerspannung, bei der der Relaisanker umlegt. Das ausgezogene Trapez ist ein Zeichen mit kleinstem Pegel, es ist so hoch, daß noch kein Gitterstrom fließt, und die Zeichenlänge ist t_1 . Das gestrichelte Trapez ist ein um den Pegel A erhöhtes Zeichen. Die Zeichenlänge ist jetzt t_2 , das Zeichen ist zu lang. Aus den Dreiecken, die über den Einschwingzeiten τ stehen, kann man leicht ableiten, daß bei einer Verlagerung der Steuerspannung um $A/2$ wieder die richtige Zeichenlänge erreicht wird.

Die folgende im Bild 24 gezeigte Schaltung benutzt diese Erkenntnis. Das Regelglied ist in den Gitterkreis einer Gleichrichterröhre eingebaut. Es hat die Aufgabe, die Ansprechempfindlichkeit des Empfängers um die Hälfte der Pegelerhöhung herabzusetzen. Die Schaltung besteht aus zwei gleichen Widerständen R_1 und R_2 in Reihe. Parallel zu R_2 liegt C_2 und parallel zum Ganzen C_1 . Die Widerstände sind groß gegen den Gitterwiderstand, so daß praktisch der ganze Spannungsabfall des Gitterstromes an ihnen liegt. Die Zeitkonstanten sind $T_1 = C_1 R_1 \cong 10$ ms und $T_2 = C_2 R_2 \cong 3$ s. Bei einer Pegelerhöhung liegt die zusätzliche Spannung A an den Widerständen; da die beiden Widerstände gleich sind und T_2 groß ist, wird C_2 auf $A/2$ aufgeladen und behält die Ladung auch während der Wechselstromperioden bei. Während die Verlagerungsspannung an R_2 bei der ganzen Zeichengabe besteht, bildet sich eine gleich große Übersteuerungsspannung an R_1 aus, die aber wegen der kleinen Zeitkonstante T_1 nur im Augenblick der Übersteuerung wirksam ist. Ist die Zeichengabe beendet, so werden die Wechselspannungsamplituden kleiner, in gleicher Weise geht die Über-

steuerungsspannung zurück, so daß die wirksame Hüllkurve zunächst noch unverändert bleibt, bis die Übersteuerungsspannung verschwunden ist. Da nun die Verlagerungsspannung weiter bestehen bleibt, erscheint das Zeichen um diese verlagert, d. h. die Ansprechpunkte haben die gleiche zeitliche Entfernung wie beim Minimalpegel. Da die Verlagerungsspannung von der Wechselspannungsamplitude abhängt, kann sie nur beim Eintreffen von Trägerspannung auftreten. Man wählt daher die Ruhestromschaltung, damit auch für das zuerst eintreffende Zeichen der Empfänger auf den richtigen Pegel eingestellt ist.

Während die einfache Pegelschaltung etwa $\pm 0,3$ Np ausregelt, hat die zuletzt beschriebene Schaltung einen erweiterten Regelbereich von etwa $\pm 0,7$ Np, wobei die Verzerrungen unter 10 % liegen.

Weitere Vergrößerung der Pegelbereiche ist möglich durch Verwendung eines Hilfsrelais (siehe Journal of the Inst. of Tel. and Tel. of Japan, April 1935).

Verzerrungen und Reichweite

(Lit. 38, 39, 46, 47)

Die Telegraphierzeichen bestehen aus einer Folge von Stromschritten verschiedener Zeitdauer und wechselnder Stromrichtung. Die zu übermittelnde Nachricht ist in der Reihenfolge und Länge der Stromschritte enthalten. Die Zeichensysteme der modernen Maschinentelegraphie sind so ausgebildet, daß die Zeichenlängen ein ganzes Vielfaches einer Längeneinheit (Stromschritt) sind. Bei der genormten Telegraphiergeschwindigkeit von 50 Bauds (= Stromschritte in der Sekunde) = 25 Hz dauert der Stromschritt 0,02 sec.

Man spricht von einer verzerrungsfreien Übertragung, wenn die Kontaktgaben der Tasteinrichtung, abgesehen von der zeitlichen Differenz, die durch die endliche Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Zeichen gegeben ist, mit den entsprechenden Kontaktgaben der Empfangseinrichtung genau übereinstimmen. Auf ihrem Weg zum Empfangsrelais gelangen die ursprünglich rechteckig getasteten Zeichen über Verstärker, Leitungen, Siebketten und Relaisübertragungen, die alle verschiedene Übertragungseigenschaften haben und deshalb die Zeichen sehr verschiedenweise beeinflussen. Dabei wird die Zeichenform mehr oder weniger abgerundet und nach komplizierten Gesetzen verformt. Da im Übertragungsweg nicht nur Ohmsche Widerstände liegen, so wird empfangsseitig ein Einschwingvorgang ausgelöst, der einen stetigen Übergang von einem Zustand über die neutrale Linie zum andern darstellt. Der Verlauf des Vorgangs ist allein bestimmt durch die im Zuge der Leitung liegenden elektrischen Größen. Unter der neutralen Linie versteht man die Stromstärke, bei der der Anker eines idealen Empfangsrelais umschlägt. „Verzerrung“ der Zeichen tritt dann auf, wenn sich aufeinanderfolgende Einschwingvorgänge so überlagern, daß der zeitliche Abstand der Durchgänge durch die neutrale Linie, das sind also die Ansprechpunkte der Relais, empfangsseitig nicht mehr dem Abstand der Kontaktgabe in der Tastschaltung entspricht. Das gleiche tritt auf, wenn Störströme sich den Einschwingvorgängen überlagern oder Pegeländerungen auftreten. Auch Batterieunsymmetrien und Relaisfehler kommen u. a. vor.

Unter der Verzerrung eines einzelnen Zeichens versteht man nun das Verhältnis der (auf der neutralen Linie betrachteten) Änderung der Zeichenlänge zur wahren Länge eines Stromschrittes in Prozent ausgedrückt. Hieraus ist aber nicht zu folgern, daß die Verzerrung allgemein gleich diesem Verhältnis ist. Das ist nur gültig für ein alleinstehendes Punktzeichen. Sehr oft definiert man das prozentuale Verhältnis der größten bei einer Folge von Telegraphierzeichen vorkommenden zeitlichen

Verlängerung oder Verkürzung zur Zeitdauer des kürzesten Telegraphieschrittes als Verzerrung.

Der CCIT hat folgende Begriffe geprägt:

„Die theoretische Unschärfe ist gleich der Differenz zwischen dem Höchst- und Mindestwert der Zeit, die zwischen einem Schaltvorgang auf der Sendeseite und dem zugehörigen Ansprechpunkt des Relais auf der Empfangsseite liegt, wenn keine äußeren Einflüsse wirksam sind.“

Die wirksame Unschärfe berücksichtigt noch die äußeren Einflüsse. Der Verzerrungsgrad δ ist dann festgesetzt worden als das Verhältnis der Unschärfe zu dem der Telegraphiergeschwindigkeit entsprechenden Elementarintervall (Stromschritt), also ist

$$\delta = \frac{t_{\max} - t_{\min}}{\tau_p} = \text{Unschärfe} \cdot \text{Telegraphiergeschwindigkeit}$$

(Baud). (Für die Fernschreibmaschine ist außerdem noch ein sogenannter Bezugsverzerrungsgrad (Start-Stop-Verzerrungsgrad) definiert, wobei nicht die Länge der einzelnen Telegraphieschritte betrachtet wird, sondern allein ihre Lage gegenüber dem Einsatz des Anlaufschrittes. S. TFT 1940, H. 4.)

Die Erscheinungen und Ursachen der Verzerrung sind recht verschieden. Man unterscheidet folgende drei Verzerrungsgruppen:

a) Die einseitige Verzerrung

Sie ist durch Verlängerung oder Verkürzung der Zeichenimpulse um einen konstanten Betrag bedingt, während die Trennimpulse um den gleichen Betrag verkürzt oder verlängert sind. Einseitige Verzerrungen treten auf durch unsymmetrische Stromquellen, Gleichstromfremdspannungen und einseitige Relaiseinstellungen.

b) Die Einschwingverzerrung

(auch charakteristische oder regelmäßige Verzerrung genannt)

Einschwingvorgänge (z. B. in Kabel und Filtern) bewirken, daß gleichlange Impulse um einen gleichen Betrag verlängert oder verkürzt werden, unabhängig davon, ob es Zeichen- oder Trennimpulse sind.

(Es kommen auch Kombinationen von a und b vor, sogenannte unsymmetrische Verzerrungen, wobei Ein- und Ausschaltvorgang verschieden sind.)

c) Die unregelmäßige Verzerrung

Wie der Name sagt, treten diese Verzerrungen unregelmäßig auf. Als Ursachen werden angegeben Prelungen, Kontaktverschmutzungen und mechanische Mängel von Relais sowie magnetische Störfelder wechselnder Stärke. Weiter führen Störströme auf Leitungen und Nachbildfehler zu unregelmäßigen Verzerrungen.

Ein idealer Telegraphenapparat läßt eine Verzerrung bis zu 50 % zu, aber die gebräuchlichen Geräte machen schon bei geringerer Verzerrung Fehler. Der Spielraum der Apparate ist verschieden. Bei den Fernschreibmaschinen ist etwa 40 % zulässig für die Empfangsgeräte; die Schreibmaschinensender haben etwa Fehler von $\pm 5\%$. Schnelltelegraphen lassen ungefähr $\pm 45\%$ zu.

Der CCIT hat festgesetzt, daß die Betriebsverzerrung der gesamten Verbindungen kleiner als 28 % und die des Teilabschnittes davon kleiner als 10 % sein soll.

Die Reichweite einer WT-Verbindung ergibt sich aus der Forderung, daß die Gesamtverzerrung innerhalb des Spielraumes des Telegraphenapparates liegen muß. Betrachten wir einmal einen Kanal. Die verschiedenen Frequenzen haben eine verschiedene Laufzeit, und so entsteht eine Verflachung des Stromanstiegs. Der Laufzeitunterschied zwischen den höchsten und tiefsten Frequenzen des Kanals darf höchstens so groß sein, daß die Kabeleinschwingvorgänge den Einschwingvorgängen in den Siebketten gleich werden. Die Sendesiebe sorgen deshalb dafür, daß die Zeichen so weit erweicht werden, bis

das Kabel hauptsächlich nur noch mit den Lochfrequenzen (= Träger \pm Punktfrequenz) einschwingt, wobei die Lochbreite etwa das 2,4fache der Punktfrequenz beträgt.

Beeinflussungen der Telegraphiergeschwindigkeit durch Leitungseinschwingvorgänge sind selbst bei großen Entfernungen nicht festzustellen, können aber vorkommen, wenn man sich der Grenzfrequenz der Kabel zu sehr nähert. Die Leitungseinschwingzeit für ein Wechselstromzeichen errechnet sich aus der Laufzeitdifferenz der höchsten und tiefsten Frequenz des Kanals. Dabei ist zu beachten, daß als Bandbreite 80 Hz einzusetzen sind, weil diese zur Übertragung unbedingt erforderlich sind und dabei der Kanal der höchsten Trägerfrequenz zu berücksichtigen ist, da hier die Laufzeitdifferenz am größten ist. Man geht von der Formel für das Winkelmaß einer pupinisierten Leitung aus, bezogen auf ein Spulenfeld. Die erste Ableitung nach der Frequenz liefert die Laufzeit wie folgt:

$$\tau = \frac{d a}{d \omega} = \frac{2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \cdot l \cdot s$$

Wir bestimmen die Laufzeitdifferenz für den 18. Kanal. Die Leitungslänge sei $l = 1000$ km, die Spulenfeldlänge $s = 1,7$ km und die Grenzfrequenz der Leitung $f_0 = 3500$ Hz. Die untere Kanalfrequenz ist $f_1 = 2420$ Hz und die obere $f_2 = 2500$ Hz. Nach dem Einsetzen in obige Formel erhält man: $\tau_{g2} - \tau_{g1} = 0,0894 - 0,0868 = 0,0026$ sec. Das heißt, die Laufzeitdifferenz beträgt etwa 2,6 ms auf 1000 km. Nach KÜPFMÜLLER (ENT 1924, S. 145) ist die Einschwingzeit der Siebketten

$$t_i = \frac{5,5}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{5,5}{2\pi \cdot 80} = 0,011 \text{ sec}$$

umgekehrt proportional der Bandbreite und errechnet sich zu 11 ms. Dann ergibt sich die mögliche Kabellänge zu $\frac{0,011}{0,0026} \cdot 1000 = 4200$ km. Das 12fach-System über-

brückt auf alle Fälle eine Entfernung von 2000 km betriebssicher, das 18fach-System etwa 1600 km. Versuchsweise wurden auch schon 8000 km fehlerfrei über 4 Relaisstationen überbrückt.

Entzerrung

a) Regenerative oder entzerrnde Übertragung

Die Verzerrungen, die in einem Leitungsabschnitt entstehen, werden in den nächsten in voller Größe weitergegeben. Da die regelmäßige Verzerrung mit dem Quadrat der Entfernung wächst, besteht z. B. die Möglichkeit, durch Einschalten einer Relaisübertragung die Verzerrung zu verringern.

Bei allen Systemen, die mit einem festen Einheitsstromschritt arbeiten, läßt sich eine Lochstreifenvermittlung einschalten. Die Zeichen werden in einem Lochstreifen gespeichert und in ihrer ursprünglichen Länge weitergegeben.

Dann kennt man noch rotierende Übertragungen, wo die Zeichen von Nockenwalzen aufgenommen werden. Die Impulse werden dann in Relais gespeichert und über eine zweite Walze weitergesandt. Zur Entzerrung lassen sich auch abgestimmte Stimmgabeln und elektrische Schwingkreise benutzen.

b) Glühlampen-Amplitudengrenzer für Sprechkanäle

Läuft ein Telegraphenkanal neben einem Fernsprechkanal einher (z. B. bei der ÜT), so entstehen durch den letzteren zusätzliche Verzerrungen. Bei den unregelmäßig vorkommenden höchsten Lautstärken der Sprache werden die Leitungsverstärker so übersteuert, daß Verzerrungen der Telegraphiezeichen bis zu 50 % auftreten. Dieser Mangel wird heute durch einen Amplitudengrenzer beseitigt, den man in Gestalt einer Glühlampe in die Leitung einbaut. Diese hält die Verzerrung der Tele-

graphie immer unter 6 %, ohne die Sprachverständlichkeit zu mindern.

c) Entzerrung durch Beeinflussung der Relaiszeit

Sendeseitig verwendet man heute schon trägheitslos arbeitende Sendetastenschaltungen statt der Senderelais. Diese Schaltungen sind bereits weiter oben beschrieben worden.

Die Empfangsseite kann auf folgende Weise entzerrt werden:

1. Beschleunigung des Empfangsrelais durch einen Transformator (Abb. 25)

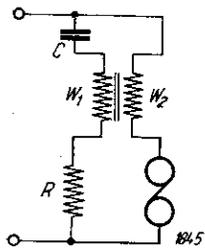


Abb. 25. Relais mit Transformator

Wenn in der angegebenen Schaltung die Primär-AW größer als die Sekundär-AW ist und die beiden Durchflutungen gegeneinander arbeiten, so wird sekundär eine EMK induziert, die die gleiche Richtung hat wie die angelegte Spannung. Der sekundäre Strom steigt also schneller an. Diese prinzipielle Schaltung wird aber wegen des hohen Aufwandes selten benutzt.

2. Relais mit Impulswicklung (Abb. 26)

In der WUT verwendet man ein Relais mit Impulswicklung (JW) und Zeichenwicklung (ZW); durch letztere fließt der Zeichenstrom direkt. JW erhält über den Kondensator K_1 aperiodische Impulse beim Beginn und

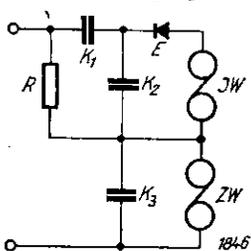


Abb. 26. Relais mit Impulswicklung

Ende des Zeichens. Das Gleichrichterelement verleiht beiden Impulsenden gleichen Charakter; es dient als Ausgleichselement für die Widerstandskomponente beider Stromrichtungen. K_2 und K_3 sollen die Wechselstromkomponenten des gleichgerichteten Zeichenstromes aufnehmen (Lit. 10).

3. Relais mit Vibrationskreis nach Gulstad (Abb. 27)

Der Kreis enthält eine Hilfswicklung auf dem Empfangsrelais, einen Kondensator und zwei Widerstände. Sobald der Arbeitsstrom beim Umkehren durch den Nullwert geht, bewegt ein durch den Widerstandszweig des Vibrationskreises fließender Strom den Relaisanker zum andern Kontakt. Während der Anker zwischen den Kontakten schwebt, wird der Kondensator über die Wicklung und den Widerstand teilweise entladen. Der Entladestrom beschleunigt den Anker. Sobald dieser den andern Kontakt berührt hat, vollendet ein vorübergehender Strom die Entladung des Kondensators und lädt ihn umgekehrt auf. Inzwischen bleibt der Anker fest gegen diesen Kontakt gedrückt, bis der Arbeitsstrom umsteuert. Der Vorgang bedeutet eine Vergrößerung der Empfindlichkeit, Verkürzung der Umschlagzeit und Verminderung des Kontaktprellens (Lit. 27).

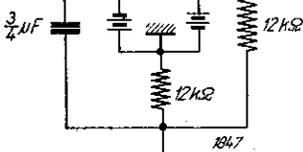


Abb. 27.

Relais mit Vibrationskreis

4. Impulsschaltung (Abb. 28)

Die pegelregulierten, tonfrequenten Zeichen gelangen über einen Zwischenübertrager zu zwei Kupferoxydulgleichrichtern in Graetschschaltung. Der Gleichrichter Gl_2 , der sogenannte Haltestromgleichrichter, gibt beim eintref-

fenden Signal eine Gleichspannung ab und steuert damit die folgende Röhre, die das Relais betätigt, mit einer zusätzlichen negativen Vorspannung aus. Der Gleichrichter Gl_1 , auch Impulsleichrichter genannt, gibt die gleichgerichteten Zeichen auf den Impulsübertrager. Auf der Sekundärseite wird dann eine Spannung $M \cdot di/dt$ induziert, d. h. der Impulsübertrager gibt auf das Gitter der folgenden Röhre eine der Ableitung der Zeichenform entsprechende zusätzliche Spannung. Beim Auftreffen des Zeichens erscheint am Gitter ein negativer Impuls, beim Löschen des Zeichens ein positiver Impuls. Das Relais wird also im Augenblick des Schaltens mit einer viel größeren AW belastet, der Anker schlägt beschleunigt

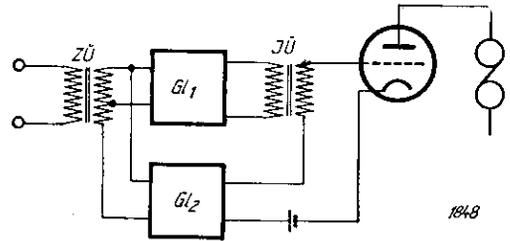


Abb. 28. Impulsschaltung

um. Das Verfahren ist nur anwendbar, wenn die Anodenstromcharakteristik einen zusätzlichen Aussteuerbereich nach beiden Seiten erlaubt. Andernfalls laufen sich die Impulse im Kurvenursprung und im Gitterstromgebiet tot.

5. Trigger-Relais (Abb. 29)

Das Trigger-Relais (Lit. 16) stellt eine Röhrenkippschaltung dar, die abgerundete Zeichen empfängt und in größere rechteckige Gleichstromzeichen verwandelt, mit denen dann die Steuerrelais für die Telegraphenapparate betätigt werden. Die Zeichen werden in einem Trockengleichrichter gleichgerichtet und gelangen an den Eingang der Schaltung. Wenn keine Zeichen ankommen, wird die erste Röhre V_1 durch eine von dem Anodenstromkreis der zweiten Röhre V_2 abgenommene Gittervorspannung gesperrt. Sobald die Zeichen einsetzen, wird

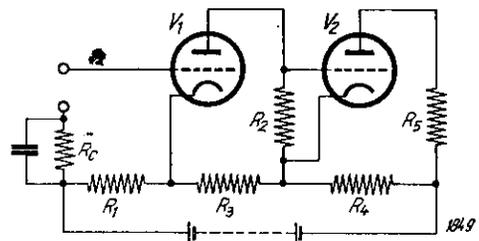


Abb. 29. Trigger-Relais

V_1 durch die vom Gleichrichter kommende positive Gitterspannung entriegelt. Der auftretende Anodenstrom erzeugt am Gitter von V_2 eine negative Vorspannung, so daß deren Anodenstrom verschwindet. Hierdurch verschwindet wiederum die negative Gittervorspannung an V_1 , die Wirkung der Zeichen wird unterstützt und der Zeichenanstieg im Anodenkreis von V_2 wird beschleunigt. Bei einem passenden Wert für R_1 tritt dieser Vorgang (triggering) beim Anlegen der Zeichenspannung plötzlich auf, d. h. der Anodenstrom im Endrohr wird in einem Augenblick zu Null. Beim Verschwinden der Zeichen spielt sich ein ähnlicher Vorgang in umgekehrter Richtung ab, und der zu Anfang beschriebene Zustand ist augenblicklich erreicht.

Eine Pegelregulierung ist ebenfalls eingebaut. Der Kondensator wird bei zu großem Pegel durch Gitterstrom negativ geladen und wirkt beim Abfall der Zeichenkurve als zusätzliche negative Vorspannung. Daher setzt der Anodenstrom von V_2 schon bei einem höheren Wert der Zeichenkurve wieder ein als dem, der dem Ansprechen

der Schaltung entsprochen hatte. So wird das Zeichen wieder auf seine ursprüngliche Länge gebracht.

Zum Schluß dieses Kapitels muß noch gesagt werden, daß sich nicht alle Entzerrungsmaßnahmen für einen Fernschreibbetrieb eignen.

Meßeinrichtungen

(Lit. 41 bis 45)

Ein betriebsmäßiger Versuch mit Telegraphenverbindungen kann immer nur ergeben, daß eine Übertragung gut oder schlecht ist. Um eine quantitative Beurteilung der Güte einer Übertragung zu bekommen, muß man die auftretenden Verzerrungen messen können.

a) Das integrierende Galvanometer (Abb. 30)

Die einseitige Verzerrung — das ist die Verzerrung durch ungleiche Batterien, nichtneutrale Relaisstellungen oder Unsymmetrie der Übertragungsorgane — und die regelmäßige Verzerrung, die durch Verschiebung der Ansprechpunkte des Empfangsrelais infolge Überlagerung von Einschwingvorgängen entsteht, bilden zusammen die Systemverzerrung. Letztere läßt sich mit einer einfachen Methode messen, die früher viel benutzt worden ist.

Wie Abb. 30 zeigt, benötigt man ein sehr träges Drehspulmilliamperemeter mit dem Nullpunkt in der Mitte, eine Batterie, zwei induktionsfreie Widerstände und einen Umschalter. Zur Messung muß das Relais mit periodischen Zeichen gesteuert werden (z. B. 1:5 = 1 Trennstromschritt und 5 Zeichenstromschritte oder umgekehrt 5:1). Das als integrierendes Galvanometer benutzte Instrument zeigt dann den Mittelwert des Stromes an, wie folgende Formel aussagt:

$$\alpha = c \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i dt = c \cdot i \frac{T_1}{T_1 + T_2}$$

Der Galvanometerausschlag α ist also proportional der Zeit, in welcher der Anker am Trenn- oder Zeichenkontakt liegt, geteilt durch die Summe. Wird also z. B. das Relais 1:4

getastet, so zeigt das Instrument $\frac{1}{1+4} = \frac{1}{5}$ des Vollausschlages an. Nun verändert man R_2 soweit, daß der Vollausschlag von 100° wieder erreicht wird. Wird jetzt der Verzerrungsmeßapparat vom Senderrelais abgeschaltet und hinter dem Empfangsrelais angeschlossen, so ändert sich der Strom vom vorher gemessenen Wert I , welcher der Zeit T_1 entspricht, auf einen der Verzerrung

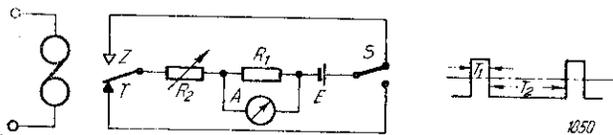


Abb. 30. Integrierendes Galvanometer

des Zeichens entsprechenden, der Zeit T' proportionalen Strom I' . Dann ergibt sich nach der Definition der Verzerrung p wie folgt:

$$p = 100 \cdot \frac{T_1 - T_1'}{T_1} = 100 \cdot \frac{I - I'}{I} \%$$

Liegt der Schalter S bei der Messung an einem Relaiskontakt, der die kürzere Zeit geschlossen ist, so mißt man Punktzeichen 1:4; umgekehrt wird Zeichengabe 4:1 gemessen. Um Unsymmetrien der Meßanordnung zu eliminieren, wird die Relaispule kommutiert und Schalter s umgelegt. Beträgt der Endausschlag des Instrumentes 100 Skalenteile, so liest man die Verzerrung direkt aus dem Rückgang des Zeigers $100 - \alpha$ ab.

b) Verzerrungsmesser mit Stroboskop (Abb. 31)

Außer den Systemverzerrungen treten noch unregelmäßige Verzerrungen auf, wenn Störströme auf die Leitungen kommen oder die Relais infolge mechanischer Mängel ungleichmäßig arbeiten. Diese letzte Art der

Verzerrung und damit die Gesamtverzerrung kann mit der oben beschriebenen Methode nicht erfaßt werden. Von der Reichspost wird daher heute ein Verzerrungsmesser verwandt, der nach anderen Grundsätzen arbeitet und alle Verzerrungsarten berücksichtigt. Der Apparat zeigt optisch den genauen Einsatz eines jeden Zeichens an.

Das Gerät enthält einen Sender zum Senden unverzerrter Telegraphierzeichen und einen Empfänger, der als Stroboskop ausgebildet ist. Auf einer umlaufenden Scheibe sind zwei Glühlampen um 180° versetzt angeordnet. Die Nockenscheiben des Senders und die Stroboskopscheibe sitzen gemeinsam auf einer Antriebswelle eines Motors mit Fliehkraftregler. Zwischen Sender und Empfänger wird nun das zu untersuchende Übertragungssystem, z. B. ein vollkommener WT-Kanal, gelegt. Der Sender S kann je nach Bedarf Einfach- oder Doppelstrom geben. Er betätigt über die zu messende Telegraphierverbindung das Empfangsrelais ER des Verzerrungsmessers. Bei jedem Umschlagen des Ankers werden über den Überträger durch Ladeströme der Kon-

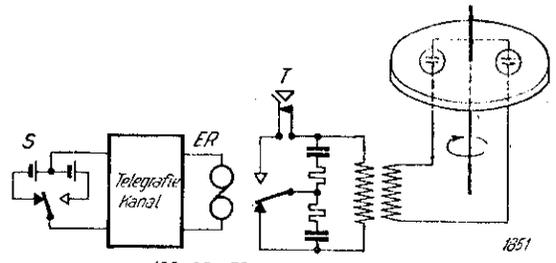


Abb. 31. Verzerrungsmesser

densatoren die Glühlampen kurzzeitig zum Zünden gebracht. Das Aufleuchten der unter Schlitzen montierten Glühlampen geschieht in Gestalt zweier am Rand der Scheibe diametral erscheinenden Lichtstreifen, von denen der eine quer unterteilt oder in anderer Ausführung nur kürzer ist. Die Zeitdauer des Stromschrittes entspricht einer halben Umdrehung der Scheibe. Beim Eintreffen unverzerrter Zeichen erscheinen an den Stellen, wo die Zeicheneinsätze waren, die Markierungen für die Zeichenenden. Die kurzen und langen Lichtstreifen wechseln aber entsprechend der Telegraphiergeschwindigkeit so schnell, daß sie sich für das Auge decken. Erst bei einer Zeichenverzerrung, wo also die Zeichenenden früher oder später einfallen, decken sich die Lichtstreifen nicht mehr. Die Abweichungen sind direkt in Prozenten abzulesen, weil die Halbringe der Skala in je 100 Teile geteilt sind. Die drehbare Skala läßt sich zur leichteren Ablesung mit dem Nullpunkt auf Zeicheneinsatz stellen (Ablesegenauigkeit 0,5%). Eine besondere Taste T erlaubt es, den Kondensatorkreis am Zeichenkontakt zu öffnen und so die Verzerrungsrichtung zu ermitteln.

Haben die Lichtspuren unabhängig von den gesendeten Zeichenkombinationen einen gleichbleibenden Abstand, dann liegt einseitige Verzerrung vor. Ist der Abstand bei Textzeichen oder 1:5/1:1/5:1-Zeichen nicht konstant, so wird der Verzerrungsmessung der größte Abstand zugrunde gelegt; das System hat dann eine regelmäßige Verzerrung. Gleichzeitig mit der regelmäßigen und einseitigen Verzerrung tritt die unregelmäßige Verzerrung auf, die durch unregelmäßige Schwankungen der Lichtmarken gekennzeichnet ist. Sie läßt sich allein ablesen, indem man durch Wechselsenden (1:1) die Regelverzerrung null macht und die einseitige Verzerrung durch Verstellen des Empfangsrelais beseitigt.

Mit Zusatzeinrichtungen läßt sich das Gerät für Relaismessungen und Bestimmung des Spielraumes von Telegraphiesystemen verwenden.

c) Verzerrungsmesser mit der Kathodenstrahlröhre

Auf einen Verzerrungsmesser mit Oszillographenröhre und Gleichlaufeinrichtung der Int. Tel. and Tel. Lab. Inc.

möchte ich hier nur hinweisen. Eine genaue Beschreibung des amerikanischen Meßgeräts findet man in Elektr. Nachr. Wesen Bd. 12 Nr. 3, 1934.

d) Leitungsüberwachungsgerät

Die Betriebssicherheit der Verbindungswege wird besonders durch folgende Leitungsstörungen herabgesetzt, die mit den oben beschriebenen Meßgeräten nicht erfaßt werden können: kurzzeitige Leitungsunterbrechungen, kurzzeitige Störspannungen hoher Amplitude und Änderungen der Restdämpfung nebst damit verbundenen Pegelschwankungen. Die Meßapparatur besteht in der Hauptsache aus einem vollständigen Empfänger für eine Frequenz und einem Fallbügelschreiber. Alle oben genannten Größen lassen sich über lange Zeiten aufschreiben, und bei stärkeren Störungen kann ein Alarmwecker bedient werden.

Nähere Angaben finden sich in TFT Bd. 29 H. 11, 1940.

e) Empfehlungen des CCIT für Verzerrungsmessungen

(5. Tagung in Warschau 1936)

Verzerrungsmessungen sollen erfolgen mit

1. Meßtext,
2. Zeichen 1 : 1,
3. Zeichen 2 : 2,
4. Zeichen 1 : 6 bzw. 6 : 1.

Der Meßtext ist so zu wählen, daß annähernd die Höchstverzerrung gemessen wird und auch Spring-schreiber mit ihm geprüft werden können. Bei diesen gibt der Meßtext die Zeichenfolge:

Bu, S, WR, Zl, Q, Zwischenraum, 9.

Schlußbetrachtung

Wenn auch dieser Aufsatz über die Telegraphenverbindungen wegen des beschränkten Umfangs keinen Anspruch auf Vollständigkeit haben kann, so wurde doch versucht, alles Wesentliche über die Grundlagen dieses Gebietes zu bringen. Wir verweisen noch auf die neueste Veröffentlichung von K. RECHE, Die Übertragungswege der Fernschreibtechnik. TFT 1941, H. 6.

Die Telegraphenapparate sind ebenso wie die Bildtelegraphen Spezialgebiete, die in geschlossenen Abhandlungen schon mehrfach behandelt wurden (siehe Lit. 57, 58). Die Anwendung der Telegraphie auf dem drahtlosen Weg ist noch zu sehr im Fluß der Entwicklung. Eine zusammenfassende Darstellung dieses Gebietes ist deshalb heute noch nicht zweckmäßig. Eine Berührung der betreffenden Probleme finden wir nebst Literaturangaben in „Telefunken Zeitung“, 20. Jahrg., Heft 80.

Zeichnungen vom Verfasser

Benutzte Literatur:

Bücher

1. A. JIPP: Moderne Telegrafie, Berlin 1934, Springer.
2. J. WALLOT: Theorie der Schwachstromtechnik, Berlin 1940, Springer.
3. K. KÜPFMÜLLER: Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Berlin 1939, Springer.
4. K. STRECKER: Hilfsbuch für die Elektrotechnik, Berlin 1932, Springer.
5. J. HERRMANN: Die elektrische Telegrafie mit Drahtleitung, Bd. 1, Sammlung Götschen 172.

Zeitschriften

6. F. LÜSCHEN: Tonfrequenzwechselstromtelegrafie, ETZ 44, S. 1 und 28, 1923.
7. A. CLAUSING: Stand der Tonfrequenz-Mehrfach-Telegrafie, ETZ 47, S. 500, 1926.
8. A. ARZMAIER und A. EBERT: Die Mehrfachwechselstromtelegrafie, TFT 23, S. 107, 1934.
9. SCHEPFMAN und EULENHOFER: Lorenzsystem, ETZ 50, S. 815, 1929.

10. WEDLER: AEG-System, TFT 18, S. 159, 1929; ETZ 52, S. 103, 1931.
11. M. WALD: Ein neues System für WT, ENT 5, H. 10, 1928.
12. CRUICKSHANK: Voice-frequency telegraphs, J. Inst. El. Eng. 67, S. 813, 1929.
13. LLOYD und ROSEWAY: A new voice-frequency telegraph system, El. Comm. 10, S. 184, 1932.
14. OWEN und MARTIN: A voice-frequency multi-channel telegraph system, Post Off. El. Engr. J. 25, S. 8, 1932.
15. SMITH und KELLEY: Carrier application to a telegraph plant, Electr. Engng. 51, S. 784, 1932.
16. EVANS und ARMAN: A new high-speed multi-channel carrier telegraph system, Post Off. El. Engr. J. 27, S. 241, 1935.
17. J. WATANABE: A new multiple telegraph system, Nippon El. Comm. Engng., 1936, Nr. 2.
18. A. WILCOCK: Multi-channel voice-frequency telegraphs, J. Inst. El. Engr. 79, S. 612.
19. W. HÄHNLE und H. NOACK: Überlagerungstelegraphie auf Fernsprechleitungen, TFT 22, S. 203, 1933.
20. JACOBSEN und MONTGOMERY: A super audio telegraph system, El. Comm. 13, S. 246, 1935.
21. H. NOACK und W. SCHAALLERER: Über Versuche und Erfahrungen mit Überlagerungstelegrafie auf Fernsprechleitungen, TFT 24, S. 316, 1935.
22. STORSTRÖM und WEDLER: Versuche mit einem Duplex-Wechselstrom-Telegrafie-System mit gleicher Untersprechfrequenz auf der Strecke Oslo—Drontheim, EFD, H. 46, S. 127, 1937.
23. A. ARZMAIER und V. ZAHRT: Die Mittelfrequenztelegrafie, VDE-Fachberichte, Bd. 9, S. 201, 1937.
24. H. FÜLLING und H. PRETSCH: Das Mittelfrequenz-Fernschreibsystem MFS, TFT 1940, H. 12.
25. A. ARZMAIER und H. RUDOLPH: Die Eintontelegrafie, TFT 24, S. 245, 1935.
26. H. RUDOLPH: Eine Umsetzerschaltung als Kopplungsglied zwischen ETT und Telegrafie mit Wählbetrieb, TFT 26, H. 4, 1937.
27. BELL, SHANK und BRANSON: Metallic polar-duplex telegraph system, Journal AIEE, S. 378, 1925.
28. H. WÜSTENEY: Die Begriffsbestimmung der Telegrafiergeschwindigkeit, TFT, Bd. 25, H. 10, 1936.
29. A. JIPP: Ausgleich der Ableitungsschwankungen für die Gleichstrom-Telegrafie auf Freileitungen, TFT 1937, H. 8.
30. A. JIPP: Telegrafie auf Freileitungen, TFT 1937, H. 9.
31. FRY und GARDNER: Polarized telegraph relays, Journal AIEE 1925, S. 378.
32. A. JIPP: Über Telegrafienrelais, TFT 20, 1931, S. 12.
33. F. SCHWECK und O. RÖMER: Ein gepoltes Telegrafienrelais hoher Empfindlichkeit, TFT 26, 1937, H. 5.
34. O. RÖMER, W. KELLER und F. BERCK: Telegrafienrelais, Siemens Ztschr. 1938, H. 6.
35. K. RECHE: Fortschritte der Relaisentwicklung, ETZ 1939, H. 25.
36. F. LÜSCHEN und K. KÜPFMÜLLER: Über die Wahl der Trägerfrequenzen für die Tonfrequenztelegrafie, ENT 4, 1927, S. 165.
37. H. STAHL: Versuche über eine günstige Verteilung der Trägerwellen in der Wechselstromtelegrafie, TFT 19, 1930, S. 340.
38. O. ERHARDT: Übertragungsleitwerte und Zeichenverzerrungen von Telegraphiersystemen mit linear von der Frequenz abhängiger Phase, ENT 11, 1935, S. 267.
39. H. JENSSEN: Zur Berechnung der Verzerrung von Telegrafienzeichen in der Wechselstromtelegrafie, TFT 22, 1933, S. 249.
40. A. JIPP: Ein einfaches graphisches Verfahren zur Ermittlung der Verzerrung von Telegraphierzeichen, TFT 25, H. 11.
41. G. KELLER: Der Verzerrungsmesser, ein vielseitiges Meßgerät für die Telegraphie, VDE-Fachberichte 1936, S. 173.
42. G. KELLER: Die Meßgeräte der Telegrafie, ETZ 1939, H. 25.
43. F. SCHWECK und R. WEILBACH: Ein neues Prüfergerät für Telegrafienrelais (Glimmlampenrelaismesser), TFT 1938, H. 10.
44. TERRY und BROOKES-SMITH: Gerät zur Messung von Verzerrungen der Telegrafierzeichen, El. Nachrichten-Wesen 1934, S. 121.
45. G. JUNGA und H. PRETSCH: Ein Leitungsüberwachungsgerät für die Wechselstromtelegraphie, TFT 29, 1940, H. 11.
46. H. FÜLLING: Die Bewertung der Übertragungsgüte von Fernschreibsystemen, TFT 1940, H. 4.
47. H. WÜSTENEY: Verzerrungen im Fernschreibbetrieb, Schwachstrom 1941, H. 3 und 4.
48. G. JUNGA: Eine Empfangsschaltung der Wechselstromtelegrafie mit großem Pegelbereich, TFT 27, 1938, H. 9.

49. E. BÄHR und G. JUNGA: Der Telegrafmodler, eine kontaktlose Sendetastschaltung für die Trägerfrequenztelegrafie, TFT 29, 1940, H. 2.
50. A. JIPP und A. ARZMAIER: Neues Aufbausystem für Wechselstromtelegraphie, TFT 30, 1941, H. 3.
51. E. SCHULZ: Theorie der elektrischen Schwingsiebe, TFT 1929.
52. A. JACOBY und A. SCHMID: Reaktanzvierpole als Filter, Veröff. a. d. G. d. Nachrichtentechnik 1932, 4. Folge, S. 279.
53. A. JAUMANN: Über die Eigenschaften und die Berechnung der mehrfachen Brückenfilter, ENT 9, 1932, S. 243.
54. L. A. KELLY: Direct solution of coupled circuit section filters, El. Engng., Bd. 51, 1932, S. 790.
55. T. LAURENT: Le filtre zig-zag un nouveau filtre passeband trouvé à l'aide des transformations fréquentielles, Ericsson Technics 1936, Nr. 1.
56. K. KÜPFMÜLLER: Über Einschwingvorgänge in Wellenfiltern, ENT 1, 1924, S. 141.
57. K. RECHE: Neue Bildtelegraphiegeräte, ETZ 1939, H. 50-51.
58. H. BITTER: Grundlagen der Bildtelegrafentechnik, TFT 1940, H. 8-10.
59. K. RECHE, A. ARZMAIER und R. ZIMMERMANN: Verringerung der Fehleranfälligkeit drahtloser Telegrafiewege durch Maßnahmen im Niederfrequenzteil der Übertragungssysteme, Telef. Ztg., 20. Jg., H. 80.
60. K. RECHE: Die Übertragungswege der Fernschreibtechnik, TFT 1941, H. 6.