

Veröffentlichungen

aus dem Gebiete der

Nachrichtentechnik

Küpfmüller	Restdämpfung von Fernleitungen
Mayer-Hözlner	Übertragungsgüte im Funksprechen Berlin–New York
Kaden- Ellenberger	Bauungenauigkeiten bei Freileitungen für Trägerfrequenzsysteme
Thierbach- Vogel	Einheitliche Grundgeräte für trägerfrequente Mehrfachausnutzung

ELFTER JAHRGANG · 1941 · ZWEITE FOLGE

SIEMENS & HALSKE AG · BERLIN-SIEMENSSTADT

INHALT

K. Küpfmüller	Die Restdämpfung von Fernleitungen Sonderdruck aus dem „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens“, Jahrg. 1940, S. 9.. .. .	1
H. F. Mayer und E. Hölzler	Die Steigerung der Übertragungsgüte im Funksprechverkehr Berlin—New York Sonderdruck aus dem „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens“, Jahrg. 1940, S. 264	9
H. Kaden und G. Ellenberger	Die zulässigen Bauungenauigkeiten bei Freileitungen für Trägerfrequenzsysteme Sonderdruck aus „Europäischer Fernsprechdienst“, 58. Folge (1941), S. 235	19
D. Thierbach und F. Vogel	Über die Entwicklung einheitlicher Grundgeräte für die trägerfrequente Mehrfachausnutzung von Fernsprechlei- tungen Sonderdruck aus „Hochfrequenztechnik und Elektro- akustik“, Bd. 58 (1941), Heft 5.. .. .	33

Ausgegeben am 1. Dezember 1941

Anfragen: Sämtliche Anfragen, die den Inhalt und die Zustellung dieser Veröffentlichungen betreffen, sind zu richten an die „Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik“, Berlin-Siemensstadt, Wernerwerk Hochbau.

Erscheinungsweise: Die „Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik“ (VN) erscheinen in zwangloser Folge hauptsächlich als Sammlung von Sonderdrucken der Aufsätze von Angehörigen der Siemens-Werke.

Die Restdämpfung von Fernleitungen

Von K. Küpfmüller

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG
Sonderdruck aus dem „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens“, Jahrgang 1940, Seite 9—27

I. Die technische Bedeutung der Restdämpfung

Unter den für die Übertragungsgüte maßgebenden Faktoren einer Fernsprechübertragung steht die Sprachlautstärke im Fernhörer an erster Stelle. Die Forderung einer ausreichenden Lautstärke hat allerdings im Laufe der Entwicklung der Nachrichtentechnik verschiedene Bedeutung gehabt. Lange Zeit bestimmte sie die mit Hilfe der Telephonie überbrückbaren Entfernungen. In der Zeit vor der Einführung der Verstärker in die Fernsprechverbindungen war die Dämpfung zwischen den Fernämtern durch die natürlichen Eigenschaften der Leitungen festgelegt. Die mit der Länge der Verbindungen zunehmende Dämpfung setzte durch die damit verbundene Verminderung der Lautstärke der Übertragungsmöglichkeit eine Grenze. Die Verwendung stärkerer Leiter war das einzige Mittel, diese Grenze hinauszurücken. In der untenstehenden Tabelle sind einige Zahlenwerte für die Dämpfung von Fernleitungen aus dieser Zeit angegeben.

Restdämpfung älterer Fernleitungen

Leitungsart	Dämpfungsbeleg für 800 Hz; mN/km	Dämpfung, Neper			
		200 km	500 km	1000 km	2000 km
Freileitung 2 mm Cu	8,3	1,7	4,2	—	—
„ 3 „ „	4,3	0,9	2,2	4,3	—
„ 4 „ „	2,7	0,5	1,4	2,1	—
„ 5 „ „	1,9	0,4	0,9	1,9	3,8
Pupinkabel 2 „ „	5,0	1,0	2,5	—	—
„ 3 „ „	3,1	0,6	1,6	3,1	—

Mit den damals verwendeten Fernsprechapparaten ergab sich folgende Faustregel für die Beurteilung der Übertragungsgüte einer Sprechverbindung hinsichtlich der Lautstärke:

- Leitungsdämpfung: 1 = sehr gut
2 = gut
3 = genügend
4 = schlecht.

Bei größeren Entfernungen mußte man sich mit Lautstärken begnügen, die weit unter dem heute als zulässig angesehenen Maß liegen.

Die Bedeutung der Leitungsdämpfung änderte sich grundlegend mit der Einführung der Verstärker. Durch Zwischenverstärker in passend gewählten Abständen konnte nunmehr grundsätzlich die Wirkung der Leitungsdämpfung aufgehoben werden. Bald zeigte sich aber, daß trotzdem die Restdämpfung der Fernleitungen nicht auf jeden beliebigen Wert herabgesetzt werden kann. Der Grund liegt bekanntlich darin, daß die Teilnehmerapparate und Anschlußleitungen zweidrahtig ausgeführt werden, während die Zwischenverstärker wegen der einseitigen Wirkung der Verstärkerröhren vier Anschlüsse benötigen. Durch die zweidrahtige Ausführung der Teilnehmeranschlüsse ist eine Kopplung zwischen Sende- und Empfangsstromkreis bedingt, die zu Echo- und Rückkopplungsstörungen führen kann und um so mehr in Erscheinung tritt, je kleiner die Restdämpfung der Leitung gemacht wird.

Die Restdämpfung einer Fernleitung ist definiert durch das Verhältnis von halber EMK E am Eingang zur Spannung U_2 am Ausgang der Leitung für den Fall, daß

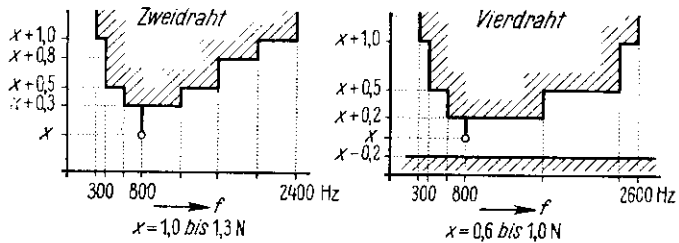


Bild 1. Restdämpfungsgrenzen für Zweidraht- und Vierdrahtleitungen nach CCIF 1936.

die Leitung an beiden Enden auf Widerstände von 600 Ohm arbeitet:

$$b_r = \ln \frac{E}{2 U_2} \text{ Neper.} \quad (1)$$

Die Restdämpfung bezieht sich immer auf den zwischen den beiden Endfernämtern liegenden Abschnitt der Fernsprechverbindung. Vom CCIF (Weißbuch 1936) sind die durch Bild 1 dargestellten Festlegungen für die Restdämpfung von Zweidraht- und Vierdrahtleitungen getroffen worden. Die zulässigen Grenzen für die Restdämpfung sind danach auf den Wert bei der Frequenz 800 Hz bezogen; dieser ist in bestimmten, verhältnismäßig engen Grenzen festgelegt, nämlich 1,0 bis 1,3 N für Zweidrahtleitungen und 0,6 bis 1,0 N für Vierdrahtleitungen. Wenn abgekürzt von Restdämpfung gesprochen wird, so ist dieser Wert bei 800 Hz gemeint.

Die Sprachlautstärke beim hörenden Teilnehmer wird im Vergleich zur Lautstärke des Sprechers durch die Bezugsdämpfung gemessen. Der Nullpunkt der Bezugsdämpfung ist durch den Fernspreicheikreis definiert. Bild 2 zeigt, welche Bezugsdämpfungswerte beim un-

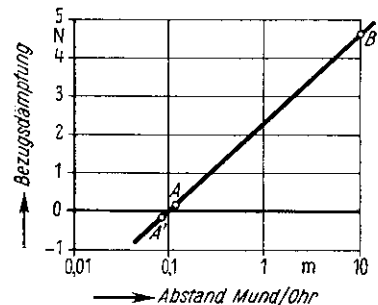


Bild 2. Bezugsdämpfung bei unmittelbarem Hören im Freien oder im schalgedämpften Raum. 0 N Bezugsdämpfung entsprechen einem Abstand zwischen Mund und Ohr von 10 cm
A'B = Bereich der bei Fernsprechverbindungen zugelassenen Bezugsdämpfung

mittelbaren Sprechen von Mund zu Ohr im Freien oder in einem schallgedämpften Raum auftreten. Der Nullpunkt der Bezugsdämpfung entspricht also einem Abstand zwischen Mund und Ohr von rund 10 cm. Der Punkt A gibt die mittlere Bezugsdämpfung (0,2 N) von normalen Fernsprechstationen an, die über eine sehr kurze Leitung miteinander verbunden sind. Die Lautstärke im Fernhörer entspricht also hier der Lautstärke, die man beim direkten Sprechen in 20 cm Abstand vom Ohr erhält. Infolge der fabrikatorischen Streuung der Eigenschaften der Fernsprechstationen sowie zeitlicher Änderungen kommen auch noch kleinere Bezugsdämpfungen vor. Die untere Grenze ist etwa durch den Punkt A' (-0,2 N) gegeben. Der Punkt B zeigt den Wert von 4,6 N, der nach den Festlegungen des CCIF als höchstzulässiger Wert der Bezugsdämpfung einer ganzen Fernsprechverbindung gilt. Er entspricht also einem Abstand von Mund zu Ohr von etwa 10 m und ist so gewählt, daß die verdeckende Wirkung der gewöhnlichen Raumgeräusche bereits zu einer merklichen Herabsetzung der Sprechverständlichkeit führt. Zwischen den Punkten A' und B liegen die Werte, die heute als zulässig angesehen werden.

Bei der Betrachtung der Frage, welcher Anteil der Bezugsdämpfung durch die Restdämpfung der Fernleitung beansprucht wird, muß berücksichtigt werden, daß infolge der nach Bild 1 zulässigen Dämpfungsverzerrung die mit Sprache gemessene Bezugsdämpfung der Fernleitung höher sein kann als die Restdämpfung bei 800 Hz. Werden die nach Bild 1 zugelassenen Grenzen gerade ausgenutzt, so beträgt der durch die Dämpfungsverzerrung bedingte Zuschlag zur Restdämpfung für 800 Hz bei Zweidrahtleitungen etwa 0,3 N, bei Vierdrahtleitungen etwa 0,15 N.

Der Unterschied zwischen der Bezugsdämpfung der Fernleitung und dem für die ganze Verbindung zulässigen Wert von 4,6 N ergibt den für die Ortsnetze (Netzgruppen) zur Verfügung stehenden Betrag. Er ist mitbestimmend für den in den Ortsnetzen für die Leitungen entstehenden Materialaufwand. Eine Verkleinerung der Restdämpfung ermöglicht die Verwendung von dünneren Leitern im Ortsnetz. Die Frage der Festlegung der Restdämpfung hat also heute im wesentlichen eine wirtschaftliche Bedeutung für die Ortsnetze. Die Restdämpfung der Fernverbindungen beträgt rund 1 N. Könnte sie z. B. auf 0 N herabgesetzt werden, so könnten 0,5 N mehr an Dämpfung in den Ortsnetzen verbraucht werden. Dieser Wert gleicht aber bereits der mittleren Dämpfung der Leitungen im Ortsnetz. Die Frage der zulässigen und zweckmäßigen Restdämpfung der Fernleitungen ist daher besonders in neuerer Zeit verschiedentlich genauer untersucht worden^{1) 2)}.

Im folgenden wird die Frage besprochen, welche Hilfsmittel und Möglichkeiten für eine Herabsetzung der Restdämpfung der Fernleitungen grundsätzlich zur Verfügung stehen. Dazu sollen zunächst kurz die Gründe betrachtet werden, die zur Zeit die untere Grenze der Restdämpfung bestimmen.

II. Die Grenzen der Restdämpfung

1. Zweidrahtleitungen

Die Faktoren, die bei der Festlegung der Restdämpfung einer Fernleitung beachtet werden müssen, sind:

- Nebensprechen,
- Echo und Stabilität,
- zeitliche Schwankungen.

Bei den Zweidrahtleitungen steht die Stabilität an erster Stelle. Sie wird durch die Pfeifsicherheit gemessen; das ist die Verstärkung, die in den Hin- und Rückweg eingefügt werden muß, damit der Pfeifpunkt erreicht wird.

Zur Vereinfachung des Betriebes und der Überwachung wird verlangt, daß die Fernleitung auch bei offenen Enden noch ausreichend stabil ist. Für die Pfeifsicherheit gilt daher folgendes: Nimmt man zunächst an, daß die Leitungsabschnitte vollkommen homogen und die Leitungsnachbildungen in den Verstärkern ideal seien, so entstehen die Rückflüsse nur an den offenen Enden; dort ist die Fehlerdämpfung 0. Für einen vollständigen Umlauf ergibt sich eine Dämpfung von $2 b_r$, wenn mit b_r die Restdämpfung der Zweidrahtleitung bezeichnet wird. Es muß daher eine Verstärkung vom Betrage b_r in den Hin- und den Rückweg eingefügt werden, damit die Verbindung pfeift; die Pfeifsicherheit ist also gleich der Restdämpfung b_r . Infolge der Leitungsungleichmäßigkeiten und der Nachbildungsfehler kommen nun zu dem betrachteten Rückkopplungsweg noch weitere Wege hinzu, so daß die Pfeifsicherheit kleiner wird; bei den Zweidrahtleitungen gilt also:

$$\text{Pfeifsicherheit} < \text{Restdämpfung.}$$

Der Unterschied zwischen Pfeifsicherheit und Restdämpfung beträgt je nach der Zahl der Zwischenverstärker und der Leitungsart etwa 0,2 bis 0,8 N. Wird die Restdämpfung erniedrigt, so vermindert sich auch die Pfeifsicherheit. Mit Rücksicht auf die zeitlichen Schwankungen der Dämpfungen und Verstärkungen, die insbesondere durch Temperaturschwankungen und durch Schwankungen der Versorgungsspannungen der Verstärker verursacht werden, wird verlangt, daß die Pfeifsicherheit einer Zweidrahtleitung mit offenen Enden mindestens 0,2 N betragen soll. Dadurch ist die untere Grenze für die Restdämpfung der Zweidrahtleitungen bestimmt.

2. Vierdrahtleitungen

Hier bildet das Echo die wichtigste Begrenzung der Restdämpfung. Nach dem Schema des Bildes 3 gilt für

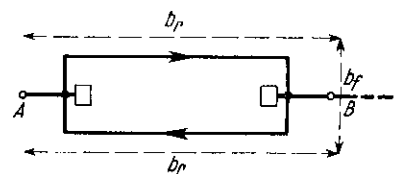


Bild 3. Dämpfung des ersten Sprecherechos.

die Echodämpfung der Fernleitung

$$b_e = 2 b_r + b_f. \quad (2)$$

Diese Echodämpfung b_e muß größer als ein bestimmter Grenzwert b_{e0} sein, damit die Echostörungen unschädlich sind; daraus ergibt sich die Forderung eines Mindestwertes für die Restdämpfung:

$$b_r \geq \frac{1}{2} b_{e0} - \frac{1}{2} b_f \quad (3)$$

Die Fehlerdämpfung b_f ist in der Hauptsache durch die elektrische Ungleichmäßigkeit der Teilnehmeranschlußleitungen und die Eigenschaften der Fernsprechapparate bestimmt. Nach den Messungen von Oehlen³⁾ kommen in den zur Zeit vorliegenden Netzen Werte von b_f bis herab zu etwa 0,3 N vor; 5 vH aller Werte liegen unter 0,5 N, 50 vH unter 0,85 N.

Die Feststellungen über die mindestens notwendige Echodämpfung b_{e0} gehen nun verhältnismäßig weit auseinander. Für Leitungen mit Echosperrern ist dies in Bild 4 gezeigt. Die Kurve a gibt die auf Grund von Messungen der Deutschen Reichspost⁴⁾ vom CCIF festgelegten Werte, Kurve b ist von der ATT angegeben⁵⁾; Kurve c gibt von S & H gemessene Werte für Gabelechosperrern an⁶⁾.

³⁾ P. Oehlen, EFD 1939, 53, S. 298.

⁴⁾ P. Oehlen, EFD 1939, 53, S. 282.

⁵⁾ L. G. Abraham, Bell Syst. Techn. J. 1933, 12, S. 517.

⁶⁾ F. Strecker, TFT 1937, 26.

¹⁾ H. F. Mayer und W. Rabanus, Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1937, S. 45.

²⁾ H. Düll, EFD 1939, 53, S. 271.

Die großen Unterschiede zwischen den verschiedenen Beobachtungen sind hauptsächlich durch drei Einflüsse bedingt, nämlich den Aufbau und die Eigenschaften der verwendeten Echosperrern, die Beobachtungstechnik und die elektrischen Nebenbedingungen.

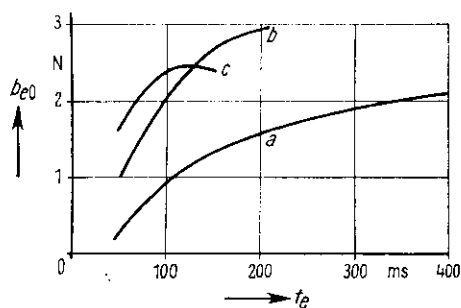


Bild 4. Mindestens notwendige Echodämpfung einer Fernleitung in Abhängigkeit von der gesamten Echoaufzeit.

- a -- DRP
- b -- ATT
- c -- Gabelechosperrern S & H

Im Aufbau der Echosperrern werden zwar gewisse allgemeine Vorschriften beachtet, die durch Definitionen des CCI erfaßt sind. So ist z. B. die Ansprechempfindlichkeit durch die Dämpfung definiert, die man zwischen einen Normalgenerator (1 mW, 600 Ohm) und einen Widerstand von 600 Ohm einschalten muß, um die im Nebenschluß dazu liegende Echosperrern in Betrieb zu setzen, d. h. mindestens 0,7 N Dämpfung in den Rückweg des Echos einzuführen; die Kurven des Bildes 4 gelten für eine Empfindlichkeit von ungefähr 3,5 N. Dagegen kann die Wirksamkeit der Echosperrern im einzelnen trotz der Einhaltung dieser Vorschrift sehr verschiedenartig sein; sie ist z. B. mitbestimmt durch die Form der Kennlinie, nach der die Dämpfung im Rückweg des Echos mit der anregenden Spannung ansteigt, durch die Ansprech- und Nachwirkzeiten, durch deren Abhängigkeit von der Spannung, durch die Unterschiede in der Wirkung von Frequenzgemischen im Vergleich zu Sinusströmen und eine Reihe anderer Einflüsse, die nicht durch allgemeingültige Vorschriften erfaßt sind. Diese Verschiedenheiten treten besonders beim Vergleich stetig und unstetig arbeitender Echosperrern auf.

Hinsichtlich der Beobachtungstechnik ist besonders die Fragestellung entscheidend, durch die eine Grenze für die Zulässigkeit des Echos gefunden werden soll. Es ist z. B. wesentlich, ob bestimmte Beobachter gefragt werden, wann sie die Störung für unerheblich betrachten, oder ob sie feststellen sollen, wann das Echo als störend empfunden wird oder ob betriebsmäßige Fernsprecherverbindungen und die Äußerungen der an dem Versuch nur passiv beteiligten Fernsprechteilnehmer beobachtet werden. Bei den Versuchen der Deutschen Reichspost hatten die Beobachter die Aufgabe, die Echodämpfung der Leitung so einzustellen, daß die Echoreste ihrer Ansicht nach von einem gewöhnlichen Teilnehmer nicht als störend empfunden würden. Von diesen Ergebnissen verschiedener Beobachter wurde der Mittelwert gebildet; so ergaben sich die Werte der Kurve a (Bild 4). Hätte man statt dessen die Werte gewählt, bei denen 95 vH der Beobachter das Echo als nicht störend bezeichneten, so hätten sich höhere Echodämpfungswerte ergeben, und zwar ziemlich genau die Werte der Kurve b. Dagegen bezeichneten 50 vH der Beobachter Echodämpfungen als zulässig, die noch etwa 0,3 N unter der Kurve a liegen; 5 vH der Beobachter hielten sogar noch Werte für zulässig, die um 0,6 N bis 1 N tiefer liegen als die Kurve a. Auch daraus ist ersichtlich, wie groß der Einfluß der Definition der zulässigen Echodämpfung auf das Ergebnis ist.

Schließlich spielen Nebengeräusche, insbesondere das Rückhören und die Geräuschstörungen, für die Störwirkung des Echos eine erhebliche Rolle, und zwar im Sinne einer Verdeckung des störenden Echorestes. Bei stärkerem Rückhören und stärkerem Geräusch ist eine niedrigere Echodämpfung zulässig. So betrug z. B. die Rückhördämpfung der Teilnehmerapparate bei der Aufnahme der Kurve a 1,8 N. Nach Beobachtungen von Strecker⁶⁾ kann angenommen werden, daß bei Herabsetzung der Rückhördämpfung von 1,8 N auf den praktisch vorkommenden mittleren Wert von 0,8 N die Kurve a um 0,6 bis 0,7 N tiefer liegen würde. Andere Größen, die von Einfluß sind, sind noch die Lautstärke des Sprechers sowie insbesondere die Sende- und Empfangsbezugsdämpfung der Teilnehmeranschlüsse. Je größer die Sende- und Empfangsbezugsdämpfungen sind, um so kleiner darf unter sonst gleichen Verhältnissen die Echodämpfung der Fernleitung sein, ohne daß das Echo störend wird. Die Dämpfung der Leitungen zwischen dem Teilnehmerapparat und dem Fernamt erniedrigt den zulässigen Mindestwert der Echodämpfung der Fernleitung.

Wenn man alle diese Faktoren betrachtet, so erkennt man, daß die durch das Echo bestimmte untere Grenze der Restdämpfung von Vierdrahtleitungen eine durchaus nicht so eindeutig definierte Größe ist wie etwa die durch die Pfeifsicherheit gegebene Grenze. Der Streubereich der Kurve a ist nach oben etwa bis zu den durch die Kurven b und c dargestellten Werten ausgedehnt zu denken und hat nach unten infolge der verschiedenen möglichen Bedingungen hinsichtlich Rückhören, Störgeräusche, Bezugsdämpfung der Teilnehmeranschlüsse eine Breite von mindestens 1 bis 2 N.

Auf Grund der Kurve a (Bild 4) können die Mindestwerte der Restdämpfung für die verschiedenen Laufzeiten berechnet werden. Das Ergebnis ist durch Bild 5 dar-

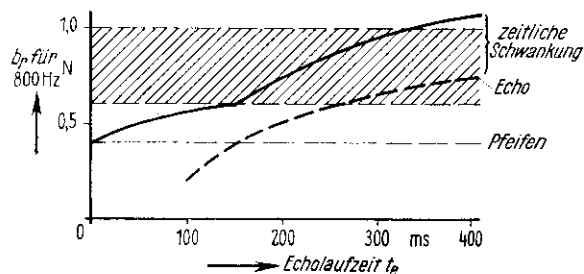


Bild 5. Mit Rücksicht auf Echo, Pfeifen und zeitliche Schwankungen mindestens notwendige Restdämpfung einer Vierdrahtleitung.

gestellt⁷⁾. Unterhalb etwa 150 Millisekunden ist danach die Restdämpfung durch die Pfeifsicherheit bestimmt, darüber durch die Echowirkungen. Für die zeitlichen Schwankungen ist ein Spielraum gelassen, der mit wachsender Leitungslänge ansteigt. Der schraffierte Bereich gibt an, in welchen Grenzen die Restdämpfung nach den bereits erwähnten CCI-Bestimmungen liegen soll. In Anbetracht des großen Streuungsgebietes, das der Kurve a nach dem oben Gesagten zugeschrieben werden muß, erscheinen diese Grenzen zweckmäßig gewählt.

III. Die Verminderung der Restdämpfung

In Bild 6 ist der grundsätzliche Aufbau einer Fernverbindung zwischen zwei Netzgruppen mit Wahlbetrieb gemäß einem neueren Vorschlag⁸⁾ dargestellt. Dieser Vorschlag berücksichtigt, daß erfahrungsgemäß bei neuzeitlichen Zweidraht- und Vierdrahtleitungen eine einheitliche Restdämpfung von 0,6 N erreicht werden kann. Bei zwischenstaatlichen Verbindungen mit zwei Leitungsabschnitten

⁷⁾ H. F. Mayer und W. Rabanus a. a. O.

⁸⁾ H. Düll a. a. O.

zwischen den beiden letzten Durchgangsfernämtern muß dann mit einer Restdämpfung von 1,0 N gerechnet werden infolge des für zwischenstaatliche Fernleitungen zugelassenen Spielraums der Durchgangsdämpfung von $\pm 0,1$ N und einer zeitlichen Schwankung von $\pm 0,2$ N. Die Dämpfung der Verbindungsleitungen zwischen Endfernamt EF (Netzgruppenmittelpunkt) und Ortsamt OA (Wählvermittlungsstelle) soll im Regelfall höchstens 0,3 N betragen. Entstehen jedoch für die zweckmäßige Ausgestaltung der Netzgruppe bei Verwendung von 1,4 mm-

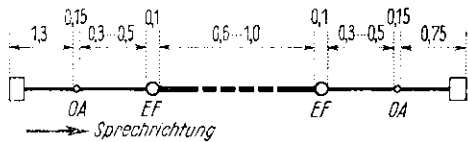


Bild 6. Dämpfungsplan einer Sprechverbindung mit 4,6 N Bezugsdämpfung.

Leitern durch diese Vorschriften Schwierigkeiten, so darf diese Dämpfung bis 0,5 N erhöht werden. Die angegebenen Grenzwerte der Sende- und Empfangsbezugsdämpfung für die Abschnitte zwischen Teilnehmerapparaten und Vermittlungsstellen bedeuten, daß Gleichstromwiderstände der Leitungen bis etwa 600 Ohm zulässig sind.

Mit der Restdämpfung der Fernverbindung sind also auch die Dämpfungen der Abschnitte im Ortsnetz ziemlich starr festgelegt. Die Frage nach der Möglichkeit einer weiteren Herabsetzung der Restdämpfung entsteht aus zwei Gründen: einmal ist es erwünscht, den Materialaufwand in den Netzgruppen weiter herabzusetzen, zum andern ist der Höchstwert der Bezugsdämpfung von 4,6 N, der wegen des eingangs erwähnten Frequenzganges der Restdämpfung noch um 0,3 N höher liegen kann, besonders in Fällen stärkeren Raumgeräusches nicht mehr ganz befriedigend. Daher ist es von Interesse, die verschiedenen Möglichkeiten und Wege einer Herabsetzung der Restdämpfung zu betrachten, wenn auch die Verhältnisse zur Zeit noch nicht so geklärt sind, daß man einen dieser Wege sofort beschreiben könnte. Die wichtigsten Möglichkeiten, die grundsätzlich zur Verfügung stehen, sind die Verbesserung der elektrischen Gleichmäßigkeit der Ortsnetze, die Anwendung von Verstärkern im Ortsnetz, die vierdrähtige Leitungsführung und der Zweibegebetrieb mit Trägerfrequenz auf den Teilnehmerleitungen. Sie werden im folgenden besprochen.

1. Vergleichmäßigung der Ortsnetze

Die Ortsnetze weisen außer den elektrischen Ungleichmäßigkeiten im Längsaufbau der Leitungen, die die Rückflüsse an den Endpunkten der Fernverbindungen bestimmen, noch einen großen Streubereich der Dämpfungen auf, da je nach der Lage der Teilnehmer in dem Versorgungsgebiet des Endfernamtes die verschiedensten Entfernungen zu diesem vorkommen. Die Bezugsdämpfungen der Fernverbindungen liegen daher etwa zwischen 1,0 und 4,6 N. Bei den Teilnehmern, die sich dicht am Endfernamt befinden, treten infolge der niedrigen Sende- und Empfangsbezugsdämpfungen die stärksten Echowirkungen auf; diese Teilnehmeranschlüsse bestimmen daher die untere zulässige Grenze der Restdämpfung der Fernleitungen hinsichtlich der Echostörungen.

Eine Vergrößerung der Bezugsdämpfung der kürzesten Teilnehmeranschlüsse vermindert demnach die Anforderungen an die Restdämpfung. Daher läßt sich grundsätzlich durch künstliche Erhöhung der Bezugsdämpfung dieser Teilnehmeranschlüsse eine Verbesserung erzielen. Es könnte z. B. die Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen zwischen Endfernamt und Ortsamt auf einen bestimmten Wert ergänzt werden. Wählt man hierfür beispielsweise 0,3 N, so würde ein Betrag von $2 \cdot (0,3 + 0,1) = 0,8$ N zu der im Fernamt gemessenen Echodämpfung hinzu-

kommen, oder, anders ausgedrückt: die Kurve a (Bild 4) könnte um 0,8 N gesenkt werden. Damit würde sich die entsprechende Grenzkurve in Bild 5 um 0,4 N nach unten verschieben. In dem praktisch wichtigen Bereich der Echolaufzeiten (etwa unter 200 Millisekunden) würde dann das Echo für die Bemessung der Restdämpfung bedeutungslos werden. Der Bereich von 1,0 bis 4,6 N der Bezugsdämpfung würde damit zunächst auf den Bereich zwischen 1,8 und 4,6 N eingeschränkt werden, d. h. die mittlere Bezugsdämpfung der Fernverbindungen würde größer werden. Wegen des Wegfalls der Echobedingung ist jedoch nunmehr eine Verminderung der Restdämpfung der Fernleitungen möglich, die teils zur Senkung der mittleren und maximalen Bezugsdämpfung, teils zur Materialeinsparung in der Netzgruppe verwendet werden könnte. In welchem Maße eine solche Verminderung der Dämpfung durchführbar ist und auf welchen Dämpfungswert die Fernvermittlungsleitungen zweckmäßig ergänzt werden, hängt noch davon ab, wie weit die Pfeisicherheit der Fernleitungen erhöht werden kann. Die elektrischen Ungleichmäßigkeiten im Längsaufbau der Ortsnetze würden durch die Dämpfungsergänzung der Fernvermittlungsleitungen bereits vermindert werden; sie ließen sich weiter verbessern durch zusätzliche Anpassungsmaßnahmen in den Vermittlungsstellen. Diese sowie die erforderlichen Dämpfungsnetzwerke bedeuten andererseits einen zusätzlichen Aufwand, der gegen die erreichten Vorteile der Dämpfungsverminderung abgewogen werden muß.

In übertragungstechnischer Hinsicht werden bei diesem Verfahren die elektrischen Endpunkte der Fernleitung zu den Ortsämtern hin vorverlegt.

2. Verstärker in der Netzgruppe

Die Vorverlegung der übertragungstechnischen Endpunkte der Fernleitungen zum Teilnehmer läßt sich noch weitergehend durchführen, wenn in der Netzgruppe Verstärker eingesetzt werden. Es gibt dazu zwei Möglichkeiten: die Einschaltung von Verstärkern im Endfernamt (Netzgruppenmittelpunkt) und die Einschaltung von Verstärkern in Ortsämtern (Knotenämter). Beides sind bereits erprobte Wege, die sich aber noch nicht allgemein durchgesetzt haben.

Beim Einsatz von Verstärkern in den Endfernämtern kann dort genau so wie bei den Verteiler- und Durchgangfernämtern zwischen Endverkehr und Durchgangverkehr unterschieden werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, mit verminderter Restdämpfung zu arbeiten, wenn längere Fernvermittlungsleitungen angeschlossen werden. Bild 7 zeigt als Beispiel den grundsätzlichen Auf-

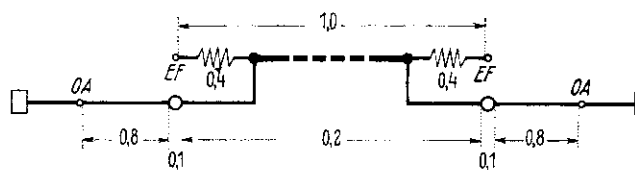


Bild 7. Unterscheidung zwischen End- und Durchgangverkehr in den Endfernämtern zwecks Verminderung der Bezugsdämpfung bei vergrößerter Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen.

bau solcher Verbindungen. Die Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen kann hier z. B. auf 0,8 N erhöht werden, ohne daß die zulässige Bezugsdämpfung der Verbindungen überschritten wird. Andererseits werden auch die Bedingungen hinsichtlich Pfeisicherheit und Echo eingehalten, wenn die Durchgangsschaltung auf Verbindungsleitungen mit Dämpfungen über etwa 0,4 N beschränkt wird. Die näher beim Fernamt liegenden Ortsämter werden in den Endverkehr einbezogen, also über die Verlängerungsleitungen von 0,4 N angeschlossen.

Die Einschaltung von Verstärkern im Ortsamt (Knotenamt) wirkt sich in ähnlicher Weise aus. Auch dieses Verfahren ist bereits mit Erfolg angewendet worden, und zwar mit Verstärkern von etwa 0,5 N Verstärkung, so daß die Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen um diesen Betrag höher sein darf⁹⁾. Hinderlich für die allgemeine Einführung solcher Verstärker ist zur Zeit noch der notwendige Aufwand in den Ortsämtern (Verstärker, Stromversorgung, Überwachungseinrichtungen), der der Ersparnis im Netz gegenübersteht. Mit der fortschreitenden Entwicklung der Technik werden diese Aufwendungen allerdings relativ immer geringer werden, so daß auch dieser Weg für die Zukunft von Bedeutung sein dürfte.

3. Vierdrätige Leitungsführung

Die Frage ist naheliegend, ob es nicht möglich ist, auf die zweidrätige Leitungsführung, die die Ursache der einschränkenden Forderungen für die Restdämpfung bildet, zu verzichten. In der Tat zeigt sich ganz allgemein ein deutliches Streben der Technik zur vierdrätigen Ausführung der Sprechverbindungen. Die Zweidrahtleitungen, die ursprünglich den Hauptteil des Fernnetzes bildeten, während die Vierdrahtleitungen auf die großen Entfernungen beschränkt waren, werden mehr und mehr durch Vierdrahtleitungen ersetzt; ihr Anwendungsgebiet schrumpft immer enger auf den Bereich kleiner Entfernungen zusammen. Dazu trägt besonders auch die Entwicklung der Trägerfrequenztechnik bei, die in wirtschaftlicher Weise Verbindungen mit Vierdraht Eigenschaften zur Verfügung stellt. Die Gründe für die Anwendung von Zweidrahtkreisen sind ausschließlich wirtschaftlicher Natur. Zweidrahtleitungen sind bei kleinen Entfernungen billiger als Vierdrahtleitungen, im Materialaufwand dagegen den Vierdrahtleitungen gleichwertig und den Trägerfrequenzstromkreisen weit unterlegen. Für die Durchschaltung in den Schaltstellen des Fernnetzes im Wählbetrieb wird heute schon durchweg vierdrätige Ausführung angestrebt¹⁰⁾.

Das Ideal in übertragungstechnischer Hinsicht wäre eine vollständige Vierdrahtverbindung zwischen den Teilnehmern (Bild 8). Bei einer solchen Verbindung fallen die

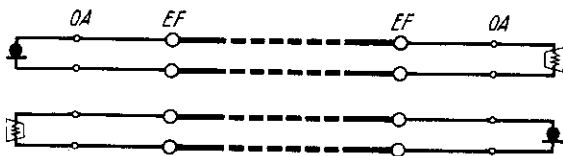


Bild 8. Vollständige Vierdrahtverbindung.

Bedingungen der Pfeifsicherheit und Echostörung praktisch weg. Eine gewisse Kopplung zwischen den beiden Stromwegen ist außer durch das Nebensprechen zwischen den Leitungen durch die akustische Übertragung zwischen Fernhörer und Mikrophon des Handapparats gegeben, die jedoch verhältnismäßig gering ist. Bild 9 zeigt als Beispiel die Dämpfungskurve zwischen Fernhörer und Mikrophon eines normalen Teilnehmerapparates, und zwar a in betriebsmäßiger Lage des Apparates am Kopf, b bei einem auf dem Tisch liegenden Apparat. Die Dämpfung ist durchweg größer als 1 N. Selbst bei einer Bezugsdämpfung von 0 N wäre danach noch ein hinreichender Abstand vom Pfeifpunkt vorhanden. Die Restdämpfung des Fernleitungsabschnittes könnte auf Null oder sogar auf einen beträchtlichen negativen Wert eingestellt werden. Die Leitungen des Ortsnetzes könnten grundsätzlich mit entsprechend höherer Dämpfung bemessen werden. Dazu kommt noch ein Dämpfungsgewinn durch den Wegfall der Brückenschaltung im Fernsprechapparat von etwa 0,4 N.

Durch den Wegfall der Gabelschaltungen würden auch die Zwischenverstärker vereinfacht werden; Echosperrern würden überflüssig werden.

So groß aber auch die übertragungstechnischen Vorteile eines solchen Systems wären, so können sie beim gegenwärtigen Stand der technischen Hilfsmittel doch nicht ausgenutzt werden, und zwar aus folgenden Gründen: Zunächst ist die Möglichkeit der Herabsetzung der Leiterstärken in den Anschlußleitungen aus mechanischen Gründen begrenzt; Leiterstärken unter 0,5 mm ergeben bei der

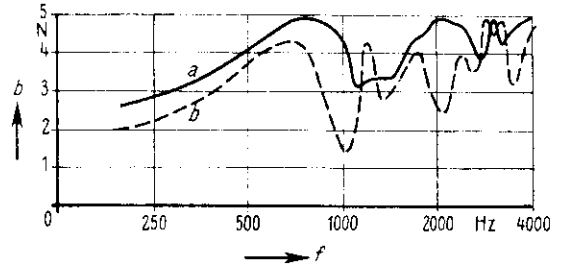


Bild 9. Dämpfung zwischen Eingang des Fernhörers und Ausgang des Mikrophons bei einem Handapparat.

Herstellung und Verlegung der Kabel Schwierigkeiten. Ferner kann der Leitungswiderstand mit Rücksicht auf die einzuhaltende Mindeststromstärke der Wählpulse nicht mehr erheblich vergrößert werden, obwohl der Mikrophonspeisestrom kleiner werden dürfte. Aus diesen Gründen würde die vierdrätige Ausführung des Ortsnetzes trotz der größeren zulässigen Dämpfung einen erhöhten Materialaufwand erfordern. Dazu käme noch ein zusätzlicher Aufwand in den Vermittlungsstellen, da auch dort die Verdrahtung und die Durchschaltung vierdrätig ausgeführt werden müßten.

Diese Schwierigkeiten fallen weg, wenn das Vierdrahtprinzip der Fernleitungen nur bis zu den Endfernämtern durchgeführt wird. Wird damit gleichzeitig die vierdrätige Durchschaltung in allen Schaltstellen der Fernverbindung sowie die in Abschnitt 1 besprochene Vergleichmäßigung der Ortsnetze hinsichtlich der Dämpfungsstreuung verbunden, so werden auch die durch die Echowirkung gegebenen Einschränkungen der Restdämpfung vermieden. Die Stabilitätsverhältnisse vereinfachen sich zu den Bedingungen einer einfachen Vierdrahtverbindung mit zwei Gabeln. Übertragungstechnisch können dann die Ortsämter an die Stelle der Endfernämter treten, d. h. die für die Restdämpfung geltenden Feststellungen müssen auf den Abschnitt OA—EF—Fernleitung—EF—OA angewendet werden. Nach Bild 5 kann die Dämpfung dieses Abschnitts selbst für die größten Laufzeiten auf etwa 1,0 N herabgesetzt werden. Die maximale Bezugsdämpfung der Verbindungen wird $1,3 + 0,15 + 1,0 + 0,15 + 0,75 = 3,35$ N. Da der Abschnitt zwischen den Endfernämtern dabei eine negative Restdämpfung hat und daher mit offenen Enden nicht mehr stabil ist, müßte allerdings eine besondere Überwachungsprüfung für die Stabilität eingeführt werden (betriebsmäßiger Abschluß der Fernleitung) sowie eine besondere Abschlußschaltung der Fernleitungen. Grundsätzlich ermöglicht dieses Verfahren also die Verminderung der maximalen Bezugsdämpfung um mehr als 1 N bei gleichzeitiger Erhöhung der zulässigen Dämpfung für die Fernvermittlungsleitungen.

Bild 10 zeigt ein Beispiel für den Aufbau einer solchen Verbindung beliebiger Länge. Bei einer Pfeifsicherheit von 0,2 N mit offenen Enden in den Ortsämtern muß die Fehlerdämpfung der Fernvermittlungsleitungen größer als 1,6 N sein, eine Bedingung, die leicht einzuhalten ist. Eine Schwierigkeit entsteht wegen der hohen Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen, wenn diese Leitungen gleichzeitig für den Verkehr innerhalb der Netzgruppe

⁹⁾ M. Langer, EFD 1933, 31.

¹⁰⁾ M. Langer, TFT 1938, 27, S. 413.

verwendet werden sollen. Es muß dann entweder in Kauf genommen werden, daß die maximale Bezugsdämpfung der Ortsverbindungen mit 4,05 N größer ist als die maximale Dämpfung der Fernverbindungen, oder es müssen für diese Verbindungen Verstärker mit etwa 0,6 N Verstärkung im Netzgruppenmittelpunkt angewendet werden. Auch hier sind es also im wesentlichen nur wirt-

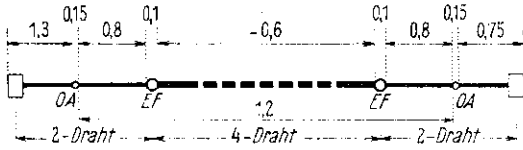


Bild 10. Aufbau von Sprechverbindungen bei ausschließlicher Verwendung von Vierdrahtleitungen im Fernnetz. Bei verringertem Materialaufwand in den Bezirksnetzen beträgt die höchste Bezugsdämpfung 3,5 N.

schaftliche Aufwendungen, die der Einführung zur Zeit entgegenstehen, insbesondere der Ersatz der Zweidrahtfernleitungen durch Vierdrahtleitungen und der Einsatz von Verstärkern im Endfernamt.

4. Zweibandbetrieb auf den Teilnehmerleitungen

Um die übertragungstechnischen Vorteile des Vierdrahtsystems mit der zweidrahtigen Ausführung zu vereinigen, sind verschiedentlich Vorschläge gemacht worden, die Teilnehmerleitungen mit Trägerfrequenz zweibandmäßig zu betreiben¹¹⁾. Grundsätzlich kann das Trägerfrequenzband entweder für den Mikrophoneil oder für den Fernhöreil zur Verfügung gestellt werden, so daß sich die beiden in Bild 11 dargestellten Möglichkeiten ergeben.

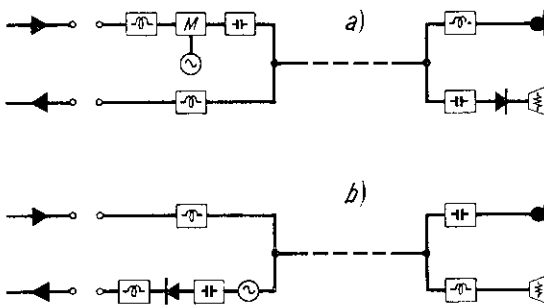


Bild 11.

Zweibandübertragung zwischen Fernamt und Teilnehmer.

- a = Richtung Teilnehmer — Amt niederfrequent
Richtung Amt — Teilnehmer trägerfrequent;
- b = Richtung Teilnehmer — Amt trägerfrequent
Richtung Amt — Teilnehmer niederfrequent.

Da das Verfahren des Zweibandbetriebes auf Teilnehmeranschlüssen an anderer Stelle demnächst ausführlich behandelt werden wird, sollen hier nur der Vollständigkeit halber einige grundsätzliche Bemerkungen gemacht werden.

Wenn die Fernleitungen ebenfalls nach dem Zweiwegprinzip ausgeführt werden (vierdrähtig oder trägerfrequent und vierdrähtige Durchschaltung), so entspricht eine solche Fernsprechverbindung elektrisch der idealen Vierdrahtverbindung (Bild 8). Es fallen die Echostörungen und die Stabilitätsschwierigkeiten weg; Echosperrungen sind unnötig. Die Restdämpfung der Fernleitung kann in weiten Grenzen beliebig gewählt werden; die Bezugsdämpfung

¹¹⁾ Espenschied, USA-Pat. 1917960 vom 24. 4. 1931, und Gladenbeck, ETZ 1938, 59, S. 771.

der Verbindung kann ebenfalls grundsätzlich auf den günstigsten Wert eingestellt werden. Ein weiterer Vorteil des Zweibandverfahrens ist der, daß das Nahnebsprechen im Ortsnetz wegfällt, da für die beiden Sprechrichtungen verschiedene Frequenzbänder benutzt werden; lediglich das Fernnebsprechen bleibt wirksam, das verhältnismäßig niedrigen Anforderungen genügen muß.

Dem stehen jedoch Nachteile gegenüber, die durch die Anwendung der hohen Frequenzen im Ortsnetz bedingt sind. Die Trägerfrequenz muß entsprechend der Sprachbandbreite 6 bis 8 kHz betragen. Bis zu dieser Frequenz müssen daher Sprechströme im Ortsnetz übertragen werden. Bei den Teilnehmeranschlußleitungen ist infolge des kleinen Mikrofonwiderstandes die Betriebsdämpfung im wesentlichen durch die Leiterwiderstände bestimmt; die Leitungskapazität hat nur einen untergeordneten Einfluß, so daß die Betriebsdämpfung mit der Frequenz nur langsam wächst. Immerhin beträgt der Zuwachs der Betriebsdämpfung für eine Frequenz von 8 kHz im ungünstigsten Fall rund 1 N. Besonders ungünstig wirkt sich jedoch das breite Übertragungsfrequenzband der Zweibandtelephonie bei den Fernvermittlungsleitungen aus. Hier werden gegenwärtig pupinisierte Leitungen verwendet, deren Grenzfrequenz die Übertragung des breiten Bandes verbietet. Die Erhöhung der Grenzfrequenz durch eine dafür günstigere Spulenbelastung vergrößert aber die Leitungsdämpfung, und zwar ungefähr im Verhältnis der Grenzfrequenzen, d. h. etwa mit dem Faktor 2,5 bei einem Frequenzband von z. B. 8 kHz gegenüber 3,2 kHz. Wenn daher die durch die Einführung des Zweibandverfahrens ermöglichte Verringerung der Restdämpfung zu einer merklichen Herabsetzung des Kupferaufwandes in der Netzgruppe oder Vergrößerung ihres Radius führen soll, kommt man zu Dämpfungen der Fernvermittlungsleitungen von mindestens $2,5 \cdot 0,8 \text{ N} = 2 \text{ N}$.

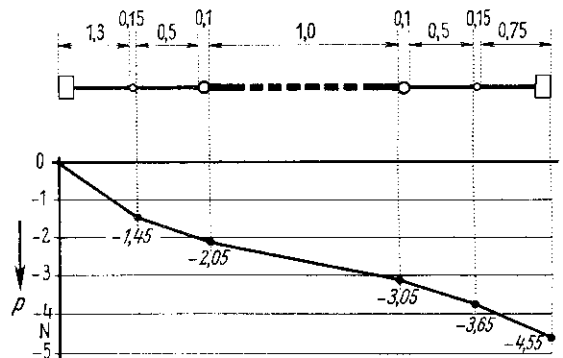


Bild 12.

Bezugspegeldiagramm einer Sprechverbindung nach Bild 6. Höchste Bezugsdämpfung 4,6 N.

Die Bilder 12 und 13 sollen die Pegelverhältnisse einer solchen Verbindung mit denen einer Verbindung des bisherigen Planes vergleichen. In den beiden Bildern sind Diagramme des „Bezugspegels“ dargestellt. Der Nullpunkt dieser Diagramme ist durch den Fernspreichkreis festgelegt; er entspricht im elektrischen Teil Spitzenleistungen von etwa 5 mW.

Bei Bild 12 ist der Verbindungsaufbau nach Bild 6 bei maximalen Dämpfungen zugrunde gelegt; die Bezugsdämpfung der ganzen Verbindung beträgt 4,55 N.

Bild 13 zeigt die Verhältnisse bei der Zweibandübertragung nach Bild 11a. Die Sendebezugsdämpfung ergibt sich hier aus dem in Bild 12 angegebenen Wert von 1,3 N mit einem Zuschlag von 0,2 N wegen der Teilnehmerweiche und einem Abzug von 0,6 N wegen des Wegfalls der Brückenschaltung im Teilnehmerapparat. Für die Fernvermittlungsleitung sind entsprechend dem oben Aus-

geführten 2 N angesetzt; dies bedeutet im Materialaufwand etwa den gleichen Gewinn, wie wenn der Höchstwert der Planungsämpfung bei Niederfrequenzbetrieb von

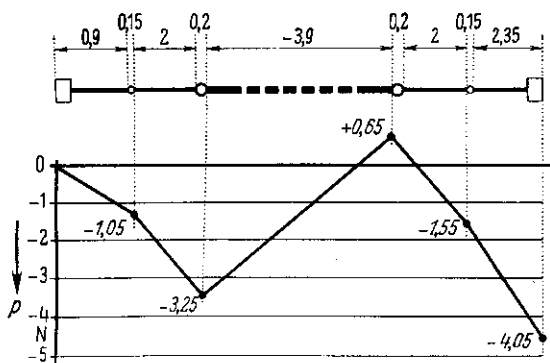


Bild 13. Bezugspegeldiagramm einer Sprechverbindung nach Bild 11a.

Höchste Bezugsämpfung 4,1 N; verminderter Leitungsaufwand im Bezirksnetz.

0,5 auf 0,8 N erhöht werden würde. Für die Amtsweiche im Fernamt wurde ein Zuschlag von 0,1 N gemacht. Die Empfangsbezugsämpfung setzt sich wie folgt zusammen:

Ausgangswert nach Bild 12	0,75 N
Zuschlag wegen der höheren Leitungsdämpfung	1,0 N
Zuschlag wegen der Teilnehmerweiche	0,2 N
Zuschlag wegen des Gleichrichters	0,8 N
Abzug wegen Wegfalls der Brückenschaltung	-0,4 N
Summe	2,35 N.

Schließlich ist angenommen, daß die Bezugsämpfung der ganzen Verbindung durch das Zweibandverfahren um 0,5 N verbessert werden soll. Sie beträgt in Bild 13 4,05 N.

Der Vergleich der Bilder 12 und 13 zeigt nun, daß ein wesentlicher Unterschied zwischen den beiden Übertragungsverfahren darin besteht, daß bei Zweibandbetrieb am Ausgang der Fernverbindung mit einem sehr viel höheren Bezugspegel gearbeitet werden muß. Der dort für die zugrundegelegte lange Verbindung nach Bild 13 auftretende Wert von $+0,65$ N bedeutet Spitzenleistungen des Seitenbandes von etwa 18 mW. Berücksichtigt man, daß der Trägerpegel ein- bis zweimal so groß sein muß wie der Seitenbandpegel, so ergibt sich ein weiterer Zuschlag von 0,7 bis 1,1 N, also eine Spitzenleistung von 72 bis 160 mW. Würde man dabei die jetzige Schaltungstechnik in der Netzgruppe beibehalten, bei der ein von der Lage des Teilnehmers abhängiger Dämpfungsausgleich nicht gemacht wird, so würden am Eingang der Netzgruppe im ungünstigsten Fall Spitzenleistungen verarbeitet werden

müssen, die noch um etwa $2 \cdot 0,4 = 2,4$ N höher liegen, nämlich bei Wegfall der Fernvermittlungsleitung und kürzester Teilnehmerleitung. Am Eingang der Netzgruppe würden sich damit Spitzenleistungen von 8,8 bis 20 W ergeben, die einen entsprechenden Aufwand an Verstärkern bedingen würden. Wird zur Vermeidung der dabei entstehenden niedrigen Bezugsämpfungen der Verbindungen ($-1,7$ N) eine Vergleichmäßigung der Leitungsdämpfungen vorgenommen, so kann z. B. die minimale Bezugsämpfung auf 1,5 N begrenzt werden. Die Überhöhung des Ausgangspegels der Fernleitung würde dann nur noch $\frac{1}{2} \cdot (4 - 1,5) = 1,25$ N betragen. Immerhin müßten dabei noch Spitzenleistungen von 0,9 bis 2 W verarbeitet werden.

Ein Ausweg zur Vermeidung derartiger Verstärkerleistungen besteht natürlich darin, Zwischenverstärker in den Ortsämtern einzusetzen. Dadurch würde sich aber wieder dort ein erheblicher zusätzlicher Aufwand ergeben. Auch hier ist also die Frage offen, wie weit der Gewinn an Material im Ortsnetz und an Bezugsämpfung der Verbindungen durch den Mehraufwand an Geräten, durch die dazu notwendigen Überwachungseinrichtungen und die Komplikation des Betriebes gerechtfertigt ist. Auch tritt hier die im vorigen Abschnitt bereits besprochene Schwierigkeit für die Verbindungen innerhalb der Netzgruppe, die über die Fernvermittlungsleitungen gehen, in erhöhtem Maße auf.

IV. Schluß

Der Überblick über die verschiedenen Möglichkeiten zeigt, daß eine Reihe von technischen Mitteln für die betrachtete Aufgabe der Verbesserung der Fernsprechnetze hinsichtlich Lautstärke und Materialaufwand zur Verfügung steht, daß aber jeder Änderung verhältnismäßig enge Grenzen gezogen sind, insbesondere wegen des im Vergleich zum Gewinn beträchtlichen zusätzlichen Aufwandes. Daraus geht einerseits hervor, daß die gegenwärtigen Grundlagen des Netzplanes zweckmäßig gewählt sind, andererseits wird es aber mit der fortschreitenden Entwicklung aller Bauelemente möglich werden, Verbesserungen in dieser Richtung durchzuführen.

Der natürliche Gang der Entwicklung dürfte zunächst in der weiteren Ausdehnung der Zweigesysteme (Vierdrahtsysteme) und in einem weiteren Vordringen der Zwischenverstärker nach den Enden der Sprechverbindung hin bestehen. Ein wichtiges Hilfsmittel dazu kann die Verminderung der elektrischen Ungleichmäßigkeiten im Aufbau der Netzgruppen und Ortsnetze bilden. Es ist damit grundsätzlich möglich, die übertragungstechnischen Endpunkte der Fernleitungen in die Ortsämter zu verlegen, so daß die Dämpfung der Fernvermittlungsleitungen vergrößert und gleichzeitig die gesamte Bezugsämpfung der Verbindungen herabgesetzt werden kann.

Die Steigerung der Übertragungsgüte im Funksprechverkehr Berlin—New York

Von H. F. Mayer und E. Hölzler

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG
Sonderdruck aus dem „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens“, Jahrgang 1940, S. 261-285

Mit der Verbindung zwischen Berlin und New York, die am 10. Juli 1940 dem Verkehr übergeben wurde, hat Deutschland den zwölften unmittelbaren Funk-Fernsprechkreis in Dienst gestellt¹⁾. Der neuen Verbindung kommt dadurch besondere Bedeutung zu, daß sie gegenüber den bisherigen Funk-Fernsprechkreisen wichtige technische Fortschritte aufweist.

Die einzelnen Apparate und Einrichtungen der Verbindung sind bereits an anderer Stelle genauer beschrieben worden²⁾. Im folgenden werden daher keine technischen Einzelheiten der Geräte mitgeteilt, sondern es wird eine Übersicht über die grundsätzlichen Erscheinungen gegeben, die bei der Kurzwellenübertragung auftreten, und es wird ihr Einfluß auf die Übertragungsgüte bei den älteren und der neuen Verbindung gegenübergestellt. Es handelt sich dabei im wesentlichen um bekannte Dinge, die hier zusammenfassend dargestellt werden.

Die hauptsächlichsten Ursachen für die Minderung der Übertragungsgüte bei den bisherigen Funk-Fernsprechkreisen, die sämtlich nach dem Zweiseitenbandverfahren mit übertragenem Träger arbeiten, sind

- a) Schwund. Dieser verursacht besonders bei Kurzwellen häufige Lautstärkeschwankungen und starke nichtlineare Verzerrungen;
- b) Geräusch. Das Verhältnis Geräuschlautstärke : Nutzlautstärke ist, da die Übertragungsbedingungen stark wechseln, bei Funk-Fernsprechkreisen zeitweilig um ein Vielfaches ungünstiger als bei Sprechkreisen auf Leitungen.

Die neue Verbindung weist nun eine Reihe von neuen technischen Maßnahmen auf, die darauf abzielen, einerseits die Wirkungen des Schwundes herabzusetzen, andererseits das Verhältnis Nutzlautstärke : Geräuschlautstärke zu verbessern. Es sei vorweggenommen festzustellen, daß diese Maßnahmen zu einem vollen Erfolg geführt haben; tatsächlich ist die neue Verbindung, insbesondere was Konstanz der Lautstärke, Linearität und Geräuschfreiheit betrifft, praktisch ebenso gut wie ein guter Sprechkreis auf Leitungen. Eine weitere Folge dieser Verbesserungen war die Möglichkeit, den Funkkreis gleichzeitig mit zwei Sprachkanälen zu belegen, die außerdem zu einem Rundfunkkreis doppelter Bandbreite zusammengefaßt werden können.

Bevor auf die Verhältnisse im einzelnen eingegangen wird, soll noch eine kurze Übersicht über die Maßnahmen, die zu diesen Verbesserungen führten, gegeben werden.

Hier ist an erster Stelle der Übergang vom Zweiseitenbandverfahren mit übertragenem Träger zum Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger zu nennen. Wie noch im einzelnen gezeigt wird, hat das neue Verfahren, das bekanntlich bei der Leitungstelephonie schon in großem Umfang angewendet wird, gerade bei drahtloser Übertragung entscheidende Vorteile. Das Einseitenbandverfahren führt zu einer praktisch vollkommenen Beseitigung der kurz-

zeitigen Lautstärkeschwankungen und der nichtlinearen Verzerrungen durch Schwund sowie zu einer Erhöhung der ausgestrahlten Nutzleistung und damit zu einer Herabsetzung des Geräusches. Eine weitere Minderung des Geräusches tritt dadurch auf, daß beim Empfänger nur die einfache Bandbreite — gegenüber der doppelten Bandbreite bei Zweiseitenbandübertragung — erforderlich ist, wodurch er nur halb so viel Geräusch aufnimmt.

Auch die weiteren Maßnahmen, die im zweiten Teil behandelt werden, befassen sich mit der Verringerung des Schwundes und der Verbesserung des Verhältnisses Nutzlautstärke : Geräuschlautstärke; es sind dies im einzelnen: scharf gerichtete, steuerbare Empfangsantennen nach dem „Musa Receiving System“³⁾ sowie selbsttätige Amplitudenregler zur Geräuschminderung⁴⁾.

Daneben weist die Verbindung noch eine neuartige Pfeifsperre sowie eine Sprachverschlüsselung auf, ferner sind Einrichtungen vorgesehen für die Konstanthaltung der Frequenz auf der Sendeseite und die selbsttätige Frequenznachstellung auf der Empfangsseite. Jedoch sind diese Maßnahmen weniger von grundsätzlicher Bedeutung und werden daher im folgenden nicht weiter betrachtet.

I. Einseitenbandübertragung im drahtlosen Nachrichtenverkehr

1. Übertragungsfaktor und Lautstärke

Das Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger ist schon seit langem bekannt und wird besonders in neuerer Zeit bei der Telephonie auf Leitungen in großem Umfang angewendet, z. B. auf den koaxialen Kabeln. Die Gründe sind hier ausschließlich wirtschaftlicher Natur, hauptsächlich Ersparnis an Frequenzband und Sendeleistung. In bezug auf die Güte der Sprachübertragung besteht jedoch bei der Leitungstelephonie kein grundsätzlicher Unterschied zwischen Ein- und Zweiseitenbandübertragung. Anders liegen die Verhältnisse bei der drahtlosen Übertragung. Hier hat das Einseitenbandverfahren noch weitere Vorteile, die mit dem Zweiseitenbandverfahren grundsätzlich nicht erzielbar sind. Die tiefere Ursache hierfür liegt darin, daß bei einer Drahtverbindung der Übertragungsweg durch den metallischen Leiter eindeutig festgelegt ist, während der drahtlose Übertragungsweg örtlich und zeitlich in gewisser Weise unbestimmt ist. Diese Unbestimmtheit des Übertragungsweges führt beim Zweiseitenbandverfahren zu störenden Erscheinungen, wie Lautstärkeschwankungen der Sprache und nichtlinearen Verzerrungen, die bei Einseitenbandübertragung mit unterdrücktem Träger nicht auftreten. Es sollen daher zunächst die Eigenschaften des drahtlosen Übertragungsweges betrachtet werden.

Die Kurzwellenübertragung geht so vor sich, daß die vom Sender S ausgestrahlten Wellenbündel mehrmals zwischen der Heaviside-Kelly-Schicht und der Erdoberfläche reflektiert werden, bis sie den Empfänger E erreichen. Dies ist schematisch in Bild 1 dargestellt.

Die Einfallswinkel φ des Empfangsstrahls gegen die Erdoberfläche sind, wie Messungen auf der Strecke Nordamerika—Deutschland²⁾ ergeben haben, ziemlich groß. Ein sehr häufiger Wert liegt bei 24° . Aus den gemessenen Schichthöhen³⁾, die größtenteils bei etwa $h = 250$ km liegen, ist die Anzahl n der Reflexionen an der Ionosphäre leicht zu berechnen. Es gilt angenähert

$$n = \varphi \cdot \frac{l}{2h}$$

Setzt man $\varphi = 24^\circ = 0,42$; $h = 250$ km; $l = 6000$ km ein, so erhält man $n \approx 5$. Eine mehrmalige Spiegelung an der Heavisideschicht entspricht also durchaus den praktischen Verhältnissen. In Bild 1 sind zwei Strahlen eingezeichnet, die nach zwei- bzw. dreimaliger Spiegelung

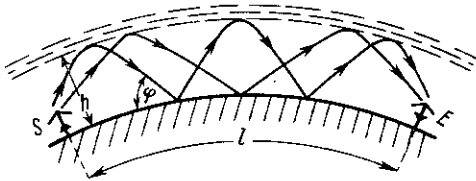


Bild 1. Schema der Kurzwellenübertragung.

den Empfänger erreichen. Die hauptsächlichsten Schwierigkeiten bei der Übertragung rühren einerseits von den dauernden Änderungen in der Höhe und Beschaffenheit der reflektierenden Schicht her, andererseits von der gleichzeitigen Übertragung mehrerer Strahlen verschiedener Weglänge. Zur Klärung der grundsätzlichen Einflüsse genügt es dabei, wenn man von den vielen Übertragungswegen zwischen Sender und Empfänger zwei herausgreift, wie dies in Bild 1 angedeutet ist. Jeder Weg ist für sich verzerrungsfrei; der eine, der die flacheren Einfallswinkel hat, möge eine Laufzeit t_0 besitzen, der andere, längere, eine Laufzeit $t_0 + \tau$. Beide Wege mögen den gleichen Übertragungsfaktor $A_1 = 1$ besitzen. Wird nun eine einzelne Sinusschwingung der Frequenz $f = \frac{\omega}{2\pi}$ gesendet, so erhält man am Empfangsort als resultierende Schwingung

$$\sin \omega(t - t_0) + \sin \omega(t - t_0 - \tau) = 2 \cos \frac{\omega \tau}{2} \cdot \sin \omega(t - t_0 - \frac{\tau}{2})$$

Es ergibt sich eine Schwingung der Frequenz f , die mit der mittleren Laufzeit $t_0 + \frac{\tau}{2}$ übertragen wird und deren Amplitude den Wert $2 \cos \frac{\omega \tau}{2}$ hat. Man kann daher diesen Wert als den Übertragungsfaktor A_2 der drahtlosen Strecke bezeichnen:

$$A_2 = 2 \cdot \cos \frac{\omega \tau}{2} = 2 \cos(\pi \tau f) \quad (1)$$

Negative Werte des Übertragungsfaktors bedeuten dabei eine Phasenverschiebung um 180° . Das Zweiwegsystem

kann also ersetzt werden durch ein Einwegsystem, das den von der Frequenz f abhängigen Übertragungsfaktor A_2 hat, sonst aber verzerrungsfrei ist. Den Verlauf von A_2 in Abhängigkeit von der Frequenz f zeigt Bild 2. Die Amplitude schwankt zwischen den Werten 0 und 2, d. h. zwischen völliger Auslöschung und Verdopplung der Amplituden. Das Auslöschung einzelner Frequenzen bezeichnet man gewöhnlich als „selektiven Schwund“; dieser beruht also auf der Interferenz zweier oder mehrerer Strahlen, die jeder für sich mit gutem Wirkungsgrad übertragen werden. Wenn der Übertragungsfaktor gleichzeitig für alle Strahlen klein wird und deshalb die Lautstärke abnimmt oder verschwindet, spricht man von „totalem Schwund“. Dieser wird hier nicht weiter betrachtet.

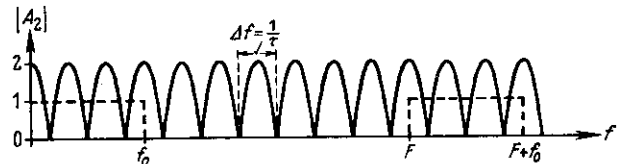


Bild 2. Übertragungsfaktor eines Zweiwegsystems.

Der Abstand zwischen zwei Nulldurchgängen des Übertragungsfaktors ist

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \quad (2)$$

Im praktischen Betrieb, z. B. von Europa nach Amerika, kann man mit Laufzeitdifferenzen rechnen, die bis zu 10 vH der Übertragungszeit t_0 betragen³⁾. Im vorliegenden Fall ist $t_0 \approx 20$ ms. Nimmt man als häufig vorkommenden Wert $\tau = 1$ ms an, so erhält man

$$\Delta f = 1000 \text{ Hz.}$$

Ein Sprachband von $f_0 = 3000$ Hz Breite über ein solches System als Niederfrequenz übertragen, hätte also Minima bei 500 Hz, 1500 Hz und 2500 Hz und Maxima bei 0 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz und 3000 Hz. Derselbe grundsätzliche Verlauf liegt vor, wenn das Sprachband trägerfrequent als Einseitenband übertragen wird, z. B. als oberes Seitenband der Trägerfrequenz F (vgl. Bild 2).

Ändert sich nun die Schichthöhe und damit die Laufzeitdifferenz τ , so werden sämtliche Abstände zwischen den Nullstellen gemäß Gleichung (2) kleiner oder größer. Für den Übertragungskanal, der im Vergleich zur Null- oder Trägerfrequenz F sehr schmal ist, bedeutet das ein Wandern der Kurve des Übertragungsfaktors nach tieferen oder höheren Frequenzen, und zwar verursacht eine geringe Änderung von τ bereits eine bedeutende Verschiebung der Nullstellen von A_2 . Ändert sich beispielsweise τ um $\Delta \tau$, so verschiebt sich die Lage einer Nullstelle gemäß Gleichung (1) um

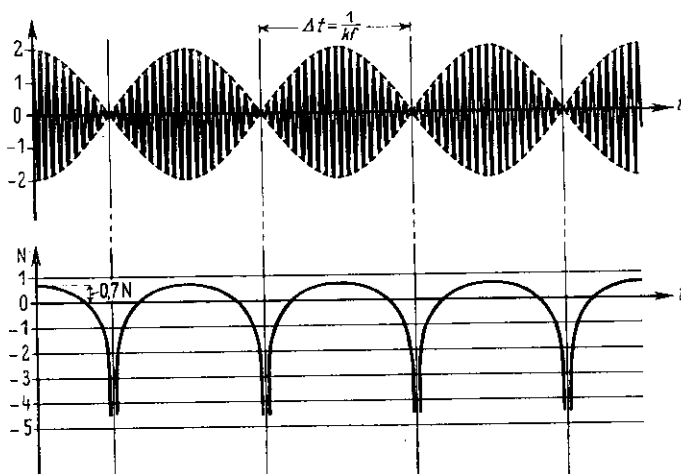


Bild 3. Zeitlicher Verlauf der empfangenen Schwingung. Oben: Empfangsspannung, unten: Empfangspegel

$$\Delta f = f \cdot \frac{\Delta \tau}{\tau}, \quad (3)$$

da $f \cdot \tau = (f \cdot \tau) = \tau \cdot (f \cdot \tau) = c$ sein muß.

Eine Änderung der Wegdifferenz der beiden Strahlen um 300 m ... verursacht durch Heben oder Senken der reflektierenden Schicht ... entspricht z. B. $\Delta \tau = 10^{-3}$ ms und bewirkt bei $f = 20$ MHz und $\tau = 1$ ms gemäß Gleichung (3) eine Verschiebung der Nullstellen um $\Delta f = 20$ kHz.

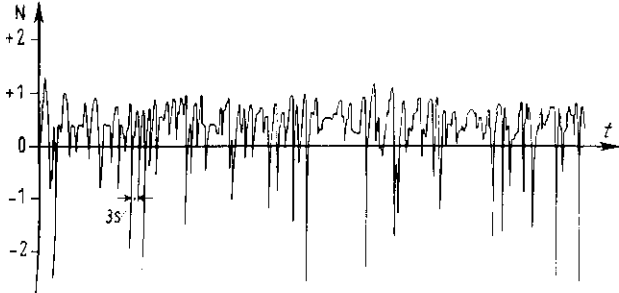


Bild 4. Ausschnitt aus einem Registrierstreifen.

Setzt man τ für ein kurzes Zeitintervall als lineare Funktion der Zeit t an, also

$$\tau = \tau_0 + kt,$$

wobei $k = \frac{d\tau}{dt} = \frac{1}{c} \frac{dl}{dt}$ bedeutet ($c =$ Lichtgeschwindigkeit, $l =$ Länge des Übertragungsweges), so wird gemäß Gleichung (1) der Übertragungsfaktor A_0 für eine bestimmte Frequenz f eine Funktion der Zeit

$$A_0 = 2 \cos \pi f (\tau_0 + kt). \quad (4)$$

Bild 3 zeigt die empfangene Schwingung als Funktion der Zeit. Ihre Frequenz ist f , ihre Amplitude schwankt zeitlich zwischen 0 und 2. Die Zahl der Schwingungen je Sekunde ist

$$n = \frac{f}{c} \frac{dl}{dt}. \quad (5)$$

Wie man aus der Gleichung (5) erkennt, erfolgen die Schwankungen der Empfangsamplitude um so schneller, je höher f ist; sie sind daher besonders bei kurzen Wellen ausgeprägt. Eine Änderung des Weglängenunterschiedes von 30 m/s ergibt bei $f = 20$ MHz den Wert $n = 2$, d. h. man erhält zwei Auslöschungen je Sekunde.

Vier Beispiele mögen die Mannigfaltigkeit der vorkommenden Werte zeigen. Bild 4 zeigt einen Ausschnitt aus einem Registrierstreifen, der an der Verbindung Berlin - New York aufgenommen wurde. Hierbei wurde in New York eine Frequenz $f \approx 20$ MHz mit konstanter Amplitude ausgesendet und in Berlin empfangen. Man erkennt die grundsätzliche Übereinstimmung mit Bild 3; ziemlich regelmäßig alle 3 s tritt eine Auslöschung ein. Man kann hier-

aus schließen, daß sich während der Beobachtung die Wegdifferenz der beiden interferierenden Strahlen um 5 m/s änderte.

Bild 5 zeigt ein Pegelschreiberdiagramm. Hierbei wurde in Berlin gesendet, in New York eine Schleife gebildet und in Berlin wieder empfangen. Die Auslöschungen auf dem Pegelstreifen haben Abstände von etwa 1 cm. Hierfür braucht das Laufwerk etwa 10 s. Man hat also hier etwa eine Auslöschung in 10 Sekunden.

Als weiteres Beispiel zeigt Bild 6 ein drahtlos übermitteltes Schwarz-Weiß-Bild. Die schwarzen Stellen bedeuten dabei abgestrahlte Trägerschwingung, die weißen unterbrochene. Die Auslöschungen durch Schwund erkennt man an den zusätzlichen weißen Streifen, die das

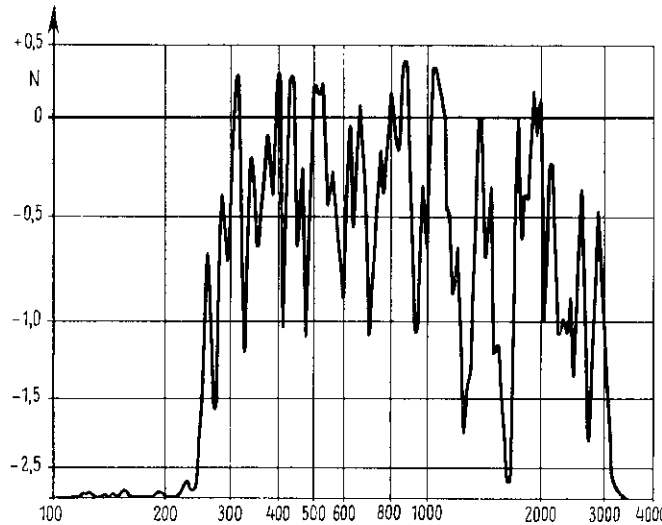


Bild 5. Pegelschreiberdiagramm auf der Schleife Berlin - New York - Berlin.

Bild durchziehen. Die Bildbreite entspricht einer Abtastzeit von 1 s. Man sieht, daß alle möglichen Häufigkeiten der Auslöschung vorkommen.

Schließlich zeigt Bild 7 noch eine direkte Filmaufnahme des Amplitudenspektrums, die bei Versuchen zwischen der Berliner Send- und Empfangsstelle (Entfernung etwa 50 km) gemacht wurde. Hierzu wurde der Binsseitenbandsender mit einem gleichmäßigen Amplitudenspektrum moduliert, das sich von 300 ... 3000 Hz erstreckte. Das empfangene Spektrum wurde mit dem ausgesendeten so synchronisiert, daß man auf dem Schirm einer Braunschenschen Röhre ein stehendes Bild erhielt. Der zeitliche Abstand der einzelnen Filmaufnahmen ist $\frac{1}{3}$ Sekunde. Die Auslöschungen sind, besonders auf den ersten Bildern, sehr schön zu erkennen. Aus ihrem Abstand $\Delta f = 800$ Hz



Bild 6. Beispiel für die Häufigkeit von Auslöschungen bei Bildübertragungen.

berechnet sich die Laufzeitdifferenz τ zu etwa 1,25 ms und die Höhe der reflektierenden Schicht zu etwa 200 km. Man sieht ferner, daß die Auslöschungen nach hohen Frequenzen zu wandern, und zwar um etwa 500 Hz je Sekunde. Nennt man diese Geschwindigkeit v , so läßt sich die Wegänderung des reflektierten Strahles nach folgender Beziehung berechnen:

$$\frac{dl}{dt} = \frac{\lambda}{\Delta f} \cdot v. \quad (5a)$$

Hierin hat $\frac{dl}{dt}$ die gleiche Bedeutung wie in (5); λ ist die Wellenlänge. Mit den Daten $\Delta f = 800$ Hz, $\lambda = 30$ m erhält man eine Weglängenänderung von etwa 20 m/s.

Beim Einseitenbandverfahren wird am Empfangsort der Träger der Kreisfrequenz Ω mit konstanter großer Ampli-

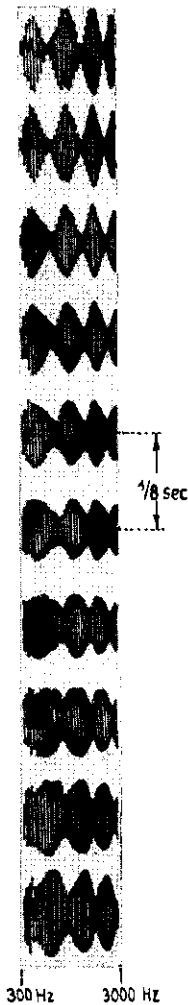


Bild 7. Filmaufnahme des Amplitudenspektrums.

tude zugesetzt. Aus der Seitenbandfrequenz $\Omega + \omega$ erhält man durch Gleichrichtung die Niederfrequenz ω zurück, und zwar ist der Übertragungsfaktor, bezogen auf die Niederfrequenz, nach der Gleichrichtung bis auf einen konstanten Faktor

$$A_\omega = \left| \cos \frac{(\Omega + \omega) \tau}{2} \right| \quad (6)$$

Er zeigt also das gleiche Bild wie der Übertragungsfaktor A_2 des hochfrequenten Weges allein (Bild 2) mit Auslöschungen im Abstand $\Delta f = 1/\tau$. Diese Auslöschungen wandern wegen der hohen Frequenz $\Omega + \omega$ längs der Frequenzachse mit beträchtlicher Geschwindigkeit, wenn τ nicht konstant ist.

Die starken Schwankungen des Übertragungsfaktors A nach Bild 4 oder Bild 5 erwecken den Anschein, daß eine

Sprachübertragung hierdurch ernsthaft geschädigt wird. Dies ist aber, solange man das Einseitenbandverfahren ohne übertragenen Träger benutzt, durchaus nicht der Fall. Beispielsweise ergab die Verbindung, an der das Pegelschreiberdiagramm von Bild 5 aufgenommen wurde, eine sehr gute Verständigung. Ähnliche Verhältnisse wie bei der drahtlosen Zweizege-Übertragung liegen ja auch akustisch bei einer Sprechverständigung in geschlossenen Räumen vor, die man als durchaus ungestört empfindet. Die

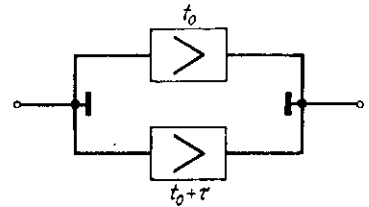


Bild 8. Übertragungssystem mit Echo.

Lautstärke des von den Wänden zurückgeworfenen Schalles, der als Echo zum Hörer gelangt, ist hier ebenfalls vergleichbar mit der Lautstärke der direkten Übertragung, ferner haben die Laufzeitdifferenzen eine ähnliche Größe wie die der drahtlosen Übertragung. Das Ohr scheint gegen derartige Echoerscheinungen, die ja sehr häufig in der Natur vorkommen, sehr unempfindlich zu sein. Eine drahtlose Strecke stellt also ein Übertragungssystem mit Echo dar. Es ist eine alte Erfahrung, daß z. B. bei niederfrequenten Vierdrahtleitungen das Echo nicht stört, solange der Zeitunterschied zwischen Echo und direkter Übertragung unterhalb einer gewissen Grenze bleibt. Zeitunterschiede kleiner als 30 ms sind überhaupt durch Beobachtung der Sprachqualität nicht feststellbar, und die Laufzeitunterschiede von wenigen ms bei drahtlosen Verbindungen sind gänzlich ohne Einfluß auf die Verständlichkeit. Dasselbe gilt auch für die trägerfrequente Sprachübertragung nach dem Einseitenbandverfahren, wo jeder Niederfrequenzschwingung eine einzige Trägerfrequenzschwingung entspricht. Andauernde Sinusschwingungen haben zwar,

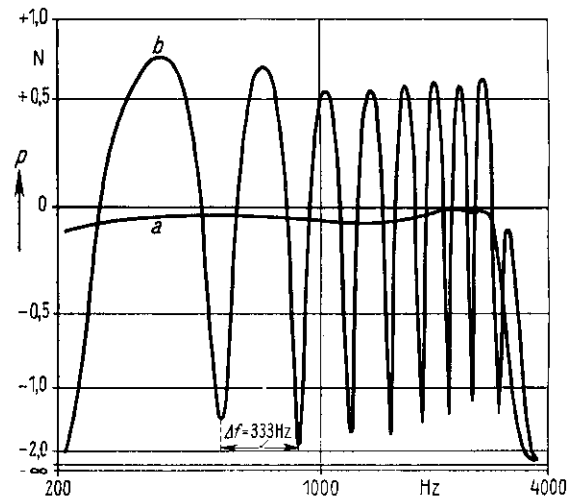


Bild 9. Übertragungsfaktor a ohne und b mit Echo.

wie oben gezeigt wurde, einen frequenz- und zeitabhängigen Übertragungsfaktor. Die Sprache stellt jedoch ein Gemisch aus sehr vielen Schwingungen dar, und wenn einzelne Sprachschwingungen durch Interferenz geschwächt werden, so werden dafür andere Schwingungen verstärkt, so daß die Lautstärke sehr angenähert konstant bleibt, auch wenn sich die Maxima und Minima des Übertragungsfaktors zeitlich verschieben. Der für einzelne andauernde Sinusschwingungen von der Frequenz und Zeit abhängige Übertragungsfaktor hat, über das Sprachband genommen, einen zeitlich konstanten Mittelwert und ergibt daher

auch eine konstante Lautstärke. Nichtlineare Verzerrungen können hierbei nicht auftreten, da bei der Gleichrichtung der Träger mit großer und konstanter Amplitude zu- gesetzt wird.

Um den Einfluß des Echos zahlenmäßig zu kennzeichnen, wurden an einem künstlichen Zweiwegesystem Verständlichkeitsmessungen gemacht. Das System (Bild 8) bestand aus einem direkten Übertragungsweg mit einem Frequenzband von 300...3000 Hz und einem dazu pa-

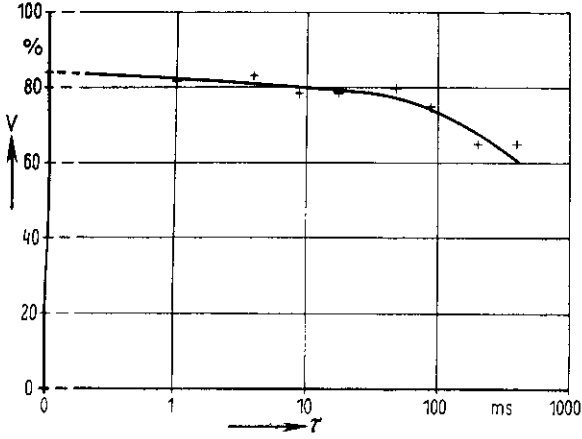


Bild 10. Abhängigkeit der Verständlichkeit

rallelen zweiten Weg, der eine einstellbare Laufzeit enthielt. Hierfür wurden bei kleinen Laufzeiten Kettenleiter, bei großen Laufzeiten Stahlbandmaschinen benutzt. Der Übertragungsfaktor im direkten und im Echoweg war gleich. Gemessen wurde mit normalen Fernsprech-Teilnehmerstationen. Bild 9 zeigt den Übertragungsfaktor des Systems in Form eines Pegeldiagramms, und zwar die Kurve a ohne Echo, die Kurve b mit Echo bei einer Echozeit von $\tau = 3$ ms. Trotz der großen Unterschiede zwischen den Kurven a und b ist die Lautstärke und die Qualität der Sprache ohne und mit Echo die gleiche, da hier der Laufzeitunterschied so klein ist, daß die über den Echoweg kommende Sprache nicht als getrenntes Echo wahrnehmbar wird. Um die Wirkung der Echos zu erfassen, wurden bei der Messung nicht die gewöhnlichen, vom CCIF vorgeschriebenen Silben gewählt, sondern jeweils zwei solche Silben aneinandergehängt. Das Er-

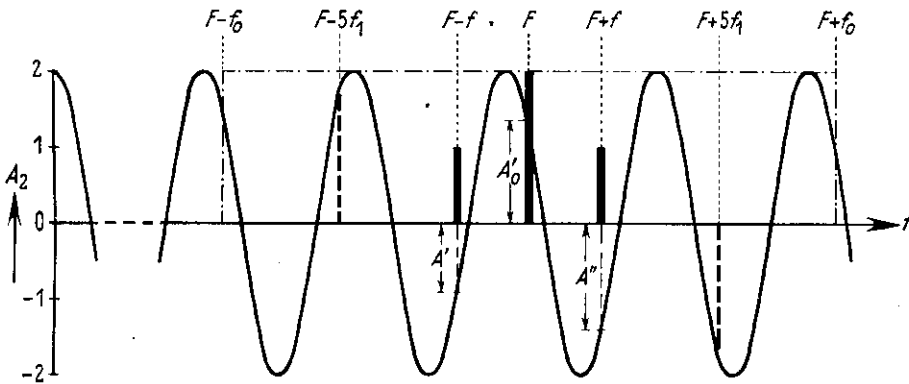


Bild 11. Wirkung des Zweiwegsystems bei Zweiseitenbandübertragung.

gebnis der Messungen zeigt Bild 10. Man sieht, daß bei den praktisch vorkommenden Laufzeitdifferenzen die Verständlichkeit sehr wenig leidet. Erst bei sehr großen Echolaufzeiten, bei denen das Echo der ersten Silbe in die zweite hineinfällt, sinkt die Verständlichkeit merkbar ab*). Laufzeitunterschiede von wenigen ms, wie sie bei Funkverbindungen vorkommen, haben also beim Einseitenbandverfahren auf die Güte der Sprachübertragung keinen Einfluß.

*) Ähnliche Ergebnisse erhielt A. Rabinovich⁷⁾ bei rein akustischen Messungen.

Die Verhältnisse werden sofort viel ungünstiger, wenn neben dem einen Seitenband auch noch die Trägerschwingung übertragen wird. Nach der Demodulation ergibt sich dann eine Lautstärke, die durch das Produkt aus der Amplitude der Trägerfrequenz Ω und der Amplitude der Seitenbandschwingungen $\Omega + \omega$ gegeben ist. Während die vielen Seitenbandschwingungen im Mittel einen zeitlich konstanten Faktor ergeben, ist der von der Trägerschwingung Ω herrührende Faktor zeitlich nicht konstant. Die niederfrequente Lautstärke macht daher alle Schwankungen der Amplitude der Trägerfrequenz mit. Ein Absinken der Trägeramplitude bedeutet ferner eine Erhöhung des Modulationsgrades und führt daher zu den bekannten Erscheinungen der nichtlinearen Verzerrung, die bei Einseitenbandübertragung ohne Träger nicht auftreten.

Der auf die Niederfrequenz ω nach der Gleichrichtung bezogene Übertragungsfaktor ist bis auf eine Konstante gleich dem Produkt aus dem Übertragungsfaktor der Trägerfrequenz Ω und der Seitenbandfrequenz $\Omega + \omega$, also

$$A_{\omega} = \left| \cos \frac{\Omega \tau}{2} \cdot \cos \frac{(\Omega + \omega) \tau}{2} \right|. \quad (7)$$

Man ersieht auch hieraus, daß die Niederfrequenz ω alle Amplitudenschwankungen der Trägerfrequenz Ω mitmacht.

Noch verwickelter werden die Vorgänge, wenn außerdem auch noch das zweite Seitenband übertragen wird. Am einfachsten übersieht man die Verhältnisse wieder, wenn man für das Zweiwegesystem das Ersatzsystem mit verzerrungsfreier Phase und einem Übertragungsfaktor nach Bild 2 einführt. Bild 11 sei ein vergrößerter Ausschnitt aus Bild 2 in der Nähe des übertragenen Bandes, also bei hohen Frequenzen. Die Trägerschwingung $F = \Omega/2\pi$ möge mit einer Sinusschwingung der Frequenz $f = \frac{\omega}{2\pi}$ voll moduliert sein, so daß neben dem Träger der Amplitude A_0 noch zwei Frequenzen $F - f$ und $F + f$ der Amplitude $\frac{1}{2} A_0$ vorhanden sind.

Infolge des frequenzabhängigen Übertragungsfaktors entstehen daraus beim Empfänger die Amplituden A'_0 und $\frac{1}{2} A'$ bzw. $\frac{1}{2} A''$. Die Amplitude A_{ω} der niederfrequenten Grundschwingung mit der Frequenz $f = \frac{\omega}{2\pi}$ ist dann nach der Gleichrichtung gegeben durch das Produkt aus der Trägeramplitude und der Summe der beiden Seiten-

bandamplituden. Die Phase braucht nicht berücksichtigt zu werden, da das System in dieser Hinsicht verzerrungsfrei ist. Man erhält also mit Hilfe von Gleichung (1)

$$A_{\omega} = A'_0 \cdot \frac{1}{2} (A' + A'')$$

$$A_{\omega} = A_0^2 \cdot 2 \cos \frac{\Omega \tau}{2} \cdot \left(\cos \frac{\Omega - \omega}{2} \tau + \cos \frac{\Omega + \omega}{2} \tau \right)$$

oder nach Fortlassen der unwesentlichen Konstanten

$$A_{\omega} = \left| \cos \frac{\Omega \tau}{2} \cdot \cos \frac{\omega \tau}{2} \right|. \quad (8)$$

Zunächst erkennt man, daß die Niederfrequenzamplitude alle Schwankungen der Trägerfrequenzamplitude mitmacht, und zwar gehen die Schwankungen hier quadratisch, d. h. mit verstärkter Wirkung, ein. Man erkennt ferner aus dem zweiten Faktor, daß bestimmte Niederfrequenzgebiete bei $f = \frac{1}{2\tau}, \frac{3}{2\tau}, \frac{5}{2\tau}$ usw. dauernd geschwächt werden im Gegensatz zur Einseitenbandübertragung, wo sich die Interferenzstellen auch schon bei sehr kleinen Veränderungen von τ sehr schnell verschieben.

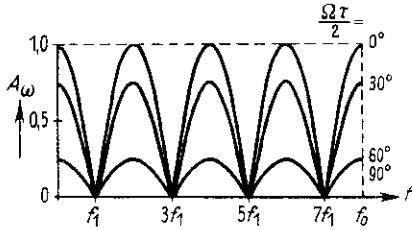


Bild 12. Übertragungsfaktor für die Niederfrequenz beim Zweiseitenbandverfahren.

A_{ω} ist in Bild 12 dargestellt. Man sieht, daß tatsächlich bestimmte Frequenzen $f_1, 3f_1, 5f_1$ usw. dauernd ausfallen ($f_1 = \frac{1}{2\tau}$). Diese Frequenzen liegen im Trägerfrequenzband so, daß das untere Seitenband bei der Demodulation den entgegengesetzten Beitrag liefert wie das obere (vgl. die gestrichelten Amplituden bei $\pm 5f_1$ in Bild 11). Für die dazwischenliegenden Frequenzen schwankt die Amplitude zwischen 0 und 1 je nach der Lage der Trägerfrequenz F zur Kurve des Übertragungsfaktors A_{ω} in Bild 10. Während also bei einer Änderung der Schichthöhe und damit der Laufzeitdifferenz τ beim Einseitenbandverfahren die Berandungskurve der Amplituden hin und her wandert, führt sie beim Zweiseitenbandverfahren dauernde Schwankungen zwischen Null und ihrem Höchstwert aus.

2. Nichtlineare Verzerrung

Beim Einseitenbandsystem ohne übertragenen Träger treten durch die Schwunderscheinungen keine nichtlinearen

frequente Schwingung und rechts die entstehende niederfrequente Schwingung dargestellt. Oben ist die ungestörte Übertragung wiedergegeben. Man sieht, daß bereits der Ausfall eines Seitenbandes (Mitte) die Kurvenform stark verzerrt. Bei Auslöschung des Trägers wird die Grundschwingung, wie auch aus Bild 12 unten hervorgeht, überhaupt nicht übertragen, es ergeben sich nur die höheren Harmonischen. Da dieser Zustand, wie oben gezeigt wurde, sehr häufig eintritt, leidet die Übertragungsgüte beträchtlich. Derartige Verzerrungen können bei der Einseitenbandübertragung mit unterdrücktem Träger grundsätzlich nicht auftreten. Um den Einfluß des Trägerschwundes auf die Sprachgüte zahlenmäßig zu belegen, wurden Verständlichkeitsmessungen an einem Übertragungssystem nach Bild 14 vorgenommen. Sprache, die mit einer normalen Teilnehmerstation aufgenommen wurde, wird in einem Ringmodulator M einer Trägerschwingung der Frequenz $F = 80$ kHz aufmoduliert. Im Ringmodulator wird die Trägerschwingung unterdrückt. Über eine Eichleitung b kann sie in gewünschtem Maße wieder zugesetzt werden. Das gesamte Gemisch wird dann verstärkt und linear gleichgerichtet. Im übrigen erfolgte die Messung in der gleichen Form wie die oben beschriebene Echomesung. Das Ergebnis zeigt Bild 15. Wie erwartet, nimmt die Verständlichkeit mit wachsender Trägerschwingung S rasch ab. Es ist ein großer Vorteil des Einseitenbandverfahrens mit unterdrücktem Träger, daß der Einfluß des Trägerschwundes auf die Lautstärke sowie die nichtlinearen Verzerrungen wegfällt.

3. Geräusch

Der Übergang vom Zweiseitenbandverfahren mit übertragenem Träger zum Einseitenbandverfahren mit unterdrücktem Träger ist auch auf das Verhältnis Nutzlautstärke: Geräuschlautstärke von günstigem Einfluß. Während man z. B. zur Übertragung einer Sinusschwingung beim Zweiseitenbandverfahren drei Frequenzen aussenden muß — nämlich die beiden Seitenbandfrequenzen und die Trägerfrequenz — und die Leistung des Senders entsprechend auf diese drei Frequenzen aufteilen muß, kann beim Einseitenbandverfahren die volle Leistung für die eine ausgestrahlte Seitenbandfrequenz verwendet werden.

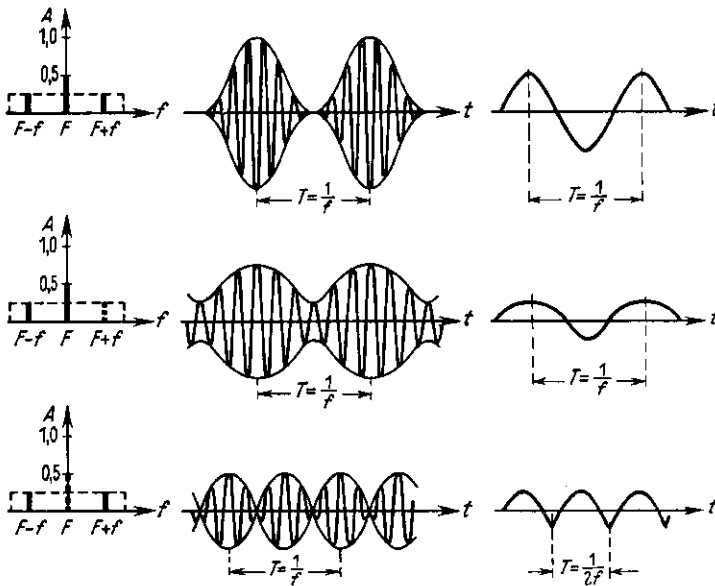


Bild 13. Ungestörte Übertragung (oben) sowie nichtlineare Verzerrungen bei Ausfall eines Seitenbandes (Mitte) und des Trägers (unten).

Verzerrungen auf. Anders verhält es sich bei Systemen mit übertragenem Träger. Hier entstehen, besonders durch das Auslöschen des Trägers, starke nichtlineare Verzerrungen. Diese sind besonders stark beim Zweiseitenbandsystem mit übertragenem Träger. Bild 13 zeigt dies für den Fall der Auslöschung eines Seitenbandes und des Trägers. Links ist jeweils das Amplitudenspektrum, in der Mitte die hoch-

Wie man aus Bild 13 oben ersieht, hat bei voller Aussteuerung jedes der beiden Seitenbänder den Wert $\frac{A}{4}$; ihre Summe und damit die niederfrequente Amplitude nach der Gleichrichtung ist $\frac{A}{2}$. Demgegenüber ist beim Einseitenbandverfahren die Nachrichtenamplitude $A = 1$. Hierdurch

gewinnt man an dem Verhältnis Nutzlautstärke : Geräuschlautstärke den Faktor 2 oder an Sendeleistung den Faktor 4. Einen weiteren Leistungsfaktor 2 gewinnt man beim Empfänger, da dieser nur das einfache Band aufnimmt, ein Zweiseitenbandempfänger jedoch die doppelte Bandbreite und daher auch doppelt so viel Geräusch aufnehmen muß. Ferner wurde bei der neuen Anlage Berlin—New York die Sendeleistung auf 80 kW erhöht, während die Sendeleistung der älteren Anlagen nur etwa 20 kW beträgt.

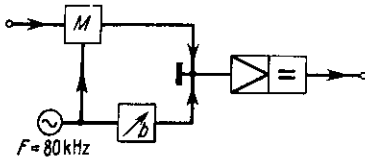


Bild 14. Schaltung mit definiertem Trägerzusatz.

Gegenüber den älteren Anlagen gewinnt man also folgende Faktoren:

Erhöhung der Sendeleistung von 20 kW auf 80 kW	Faktor 4
Bessere Senderausnutzung mit Einseitenband	„ 4
Einfache Bandbreite beim Empfänger	„ 2
	Leistungsfaktor 32

Man gewinnt daher fast den Faktor 6 oder $\frac{1}{2} \ln 32 = 1,8 N$ an Geräuschabstand.

Ein weiterer Gewinn kommt durch die Art der Pegelregelung bei Ein- und Zweiseitenbandsystemen. Bei Zweiseitenbandsystemen verwendet man den Träger zur Empfindlichkeitssteuerung des Empfängers. Schwund des Trägers bedeutet eine Erhöhung der Empfangsverstärkung und damit ein Anwachsen der Geräusche. Die Regelung muß sehr schnell arbeiten, um dem Trägerschwund zu folgen; man hat daher bei einer solchen Verbindung eine stark schwankende Geräuschlautstärke, die zu Zeiten des Trägerschwundes besonders groß wird.

Beim Einseitenbandsystem treten — wenigstens innerhalb kurzer Zeiträume — keine Schwankungen der Laut-

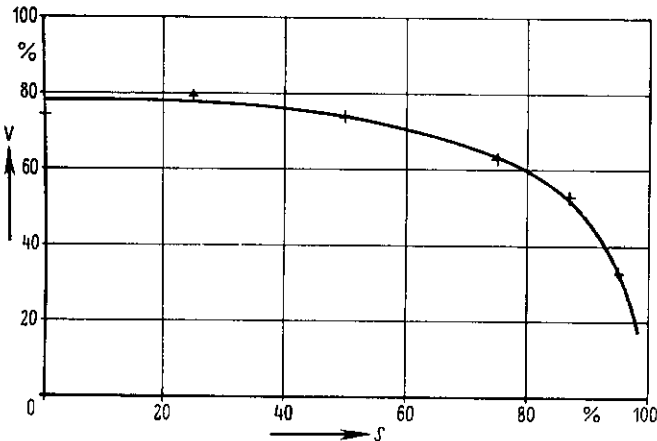


Bild 15. Verständlichkeit V in Abhängigkeit vom Trägerschwund S.

stärke auf. Um noch langsame Gänge der Lautstärke auszugleichen, hat man bei der neuen Verbindung ebenfalls eine Pegelregelung vorgesehen, indem man an Stelle des Trägers eine Steuerschwingung mit konstanter (kleiner) Amplitude überträgt. Nach der Ausbeugung am Empfänger zeigt diese Regelfrequenz starken selektiven Schwund (vgl. z. B. Bild 4). Der zeitliche Mittelwert ändert sich jedoch nur sehr langsam. Zur Pegelregelung wird daher nicht die Amplitude der Regelfrequenz selbst, sondern ihr zeitlicher Mittelwert benutzt. Das starke Anwachsen der Störungen zu Zeiten des Schwundes der Regelfrequenz wird

daher vermieden. Auch hierin ist das Einseitenbandsystem dem Zweiseitenbandsystem überlegen.

Um diese Verbesserungen nachzuprüfen, wurden Messungen des Geräuschabstandes bei der neuen Verbindung und bei einer älteren Verbindung, die nach dem Zweiseitenbandverfahren arbeitet, durchgeführt. Bild 16 zeigt das Ergebnis in Form von Kurven der Summenhäufigkeit. Bei der älteren Verbindung (Kurve a) beträgt der Geräuschabstand im Mittel 3,1 N, bei der neuen Verbindung (Kurve b) während der gleichen Versuchszeit im Mittel 5,4 N. Dieses bedeutet einen Gewinn um 2,3 N oder eine Senkung der Geräuschspannung um den Faktor 10.

Bei einem Vergleich mit Kabelleitungen muß man berücksichtigen, daß zur Messung der Geräuschabstände von Bild 16 das gleiche Instrument für Sprache und Geräusch verwendet wird. Bei einer Kabelverbindung beträgt die höchstzulässige Geräuschspannung am Ende 2,5 mV. Der Geräuschwert der Sprache am Anfang der Verbindung ist etwa 300 mV, am Ende entsprechend einer Restdämpfung von 0,8 N etwa 135 mV. Das ergibt einen kleinsten zulässigen Geräuschabstand von $\ln \frac{135}{2,5} = 4 N$.

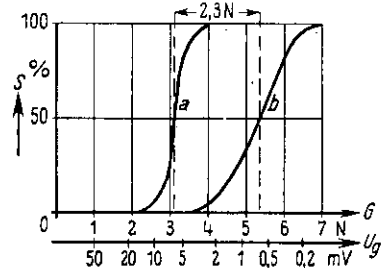


Bild 16. Geräuschabstand einer älteren (a) und der neuen Verbindung (b).

In Bild 16 ist jedem Geräuschabstand die so berechnete Geräuschspannung zugeordnet. Ein Abstand von 5,4 N entspricht dann einer Geräuschspannung von nur 0,6 mV. Die Geräuschstörungen auf der drahtlosen Strecke Berlin—New York sind daher im Mittel ebenso klein wie bei guten Kabelleitungen.

4. Kreuzmodulation

Auch bei Störungen durch starke Nachbarsender hat das Einseitenbandverfahren große Vorteile. Werden zwei Nachrichten nach dem Zweiseitenbandverfahren gleichzeitig über ein System mit gekrümmter Kennlinie, z. B. eine Verstärkerröhre, übertragen, so ist durch nichtlineares Nebensprechen dritten Grades jede Nachricht im Kanal der anderen zu hören⁸⁾. Diese Verhältnisse liegen im Empfänger vor, wenn neben dem gewünschten Sender noch ein starker Nachbarsender vorhanden ist. Bild 17 zeigt dies für das Beispiel eines Telegraphiestörers. Der Empfänger möge auf den gewünschten Träger F_0 , der ein Zweiseitenbandprogramm überträgt, abgestimmt sein. Die Dämpfung der Hochfrequenz-Abstimmkreise ist durch die gestrichelte Berandungskurve angedeutet. Außerdem werde noch ein starker Telegraphiesender mit der Trägerfrequenz F_1 empfangen, der mit einer Telegraphierfrequenz f_1 getastet ist. Beim Durchlaufen der Verstärkerröhren bilden sich durch Nichtlinearität dritten Grades Kombinationstöne der Frequenz

$$(F_1 \pm f_1) - F_1 + F_0 = F_0 \pm f_1.$$

Es entstehen also die beiden gestrichelt gezeichneten Schwingungen der Frequenz f_1 neben dem Nutzträger, die als störende Telegraphiezeichen in den Pausen der Nachrichtenübertragung bemerkbar sind. Wird dagegen die Nachricht nach dem Einseitenbandverfahren ohne Träger empfangen, so können sich Kombinationstöne, die in das Nachrichtenband fallen, nur bilden, wenn die nutzbare

Nachricht selbst vorhanden ist, wenn z. B. gesprochen wird. In diesem Fall sind aber die Störungen sehr viel geringer und außerdem noch unverständlich. Bei starken Störungen ist der Unterschied besonders kraß. Zu Versuchszwecken wurde der Empfänger für den Dienst Berlin—New York zeitweise als normaler Zweiseitenbandempfänger betrieben. Es kam dann vor, daß die gewünschte Nachricht — ein amerikanischer Rundfunksender — vollkommen

geht, die interferierenden Strahlen unter verschiedenem Winkel einfallen, ist es durch eine sehr richtungsempfindliche Antenne möglich, einen bestimmten Strahl allein zu empfangen und so Interferenz zu vermeiden oder doch herabzusetzen. Die Verbindung Berlin—New York sollte auf deutscher Seite eine solche Anlage mit sechs Antennen erhalten. Leider mußten die Arbeiten wegen des Krieges unterbrochen werden, immerhin sei über das sehr interessante Prinzip des Systems schon jetzt berichtet.

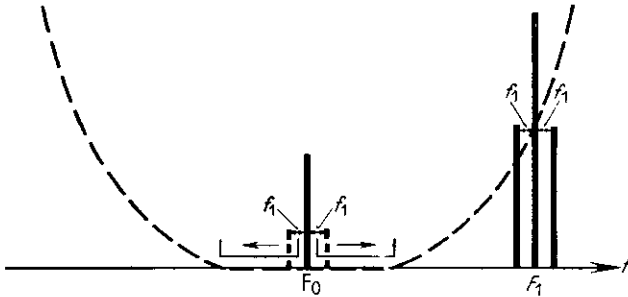


Bild 17. Durch Telegraphie gestörter Empfang.

durch das Programm europäischer Sender überdeckt wurde, so daß man diese zu empfangen glaubte. Beim Umschalten auf Einseitenbandempfang hatte man dann plötzlich den ungestörten Empfang des fernen Senders.

II. Weitere Maßnahmen zur Steigerung der Übertragungsgüte

1. Steuerbare Vielfachantennen

Wenn auch der Schwund, wie oben gezeigt wurde, auf die Sprachübertragung beim Einseitenbandverfahren von untergeordnetem Einfluß ist, so ist es doch erwünscht, ihn möglichst zu verringern. Beispielsweise ist eine Ausnutzung des drahtlosen Übertragungskanal mit Vielfach-Wechselstromtelegraphie, wie sie auf Leitungen üblich ist, nicht ohne weiteres möglich; ferner ruft der Schwund bei Programmübertragung Klangfarbeänderungen hervor und gibt manche Geräusche, wie z. B. Händeklatschen, entstellt wieder.

In Richtung der einfallenden Strahlen, deren Front in Bild 18 durch die Linie F—F gegeben sein möge, ist eine Reihe von Antennen 1...n in gleicher Höhe über dem Erdboden und in gleichem Abstand d voneinander aufgestellt. Die erste Antenne ist direkt mit dem Empfänger E verbunden, die anderen über Kabel und einstellbare Phasenschieber mit den Phasenwinkeln Φ , 2Φ , 3Φ usw. Diese sind durch Getriebe starr miteinander in der Weise gekuppelt, daß alle Phasenwinkel proportional geändert werden können. Der in der Antenne 1 induzierte Strom sei als Bezugsgröße genommen, er möge die Amplitude $A_1 = 1$ und die Phase $a_1 = 0$ haben. Der in der Antenne 2 induzierte Strom ist beim Empfänger um die Phase Φ verspätet, abzüglich des Phasenwinkels Φ' , der dem Weg vom Punkte P bis zur Antenne 1 entspricht. Dieser Winkel ist aber gegeben durch die einfache Beziehung

$$\frac{\Phi'}{2\pi} = \frac{d \cdot \cos \varphi}{\lambda}$$

wenn λ die Wellenlänge bedeutet. Man erhält also für die zweite Antenne

$$a_2 = \Phi - 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos \varphi \quad (10)$$

und entsprechend für die k-te Antenne

$$a_k = (k-1) \left(\Phi - \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right). \quad (11)$$

Für einen bestimmten Einfallswinkel φ und eine bestimmte Wellenlänge λ kann nun Φ immer so eingestellt werden, daß alle $a_k = 0$ werden, das heißt, die Antennenströme $J_2, J_3 \dots$ sind amplituden- und phasengleich mit J_1 . Im

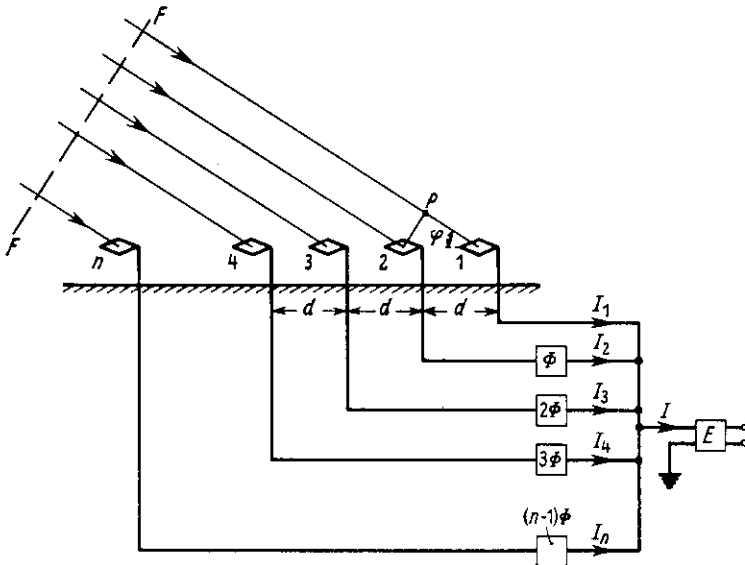


Bild 18. Schema des Vielfachantennensystems.

Die Zusammenschaltung mehrerer Empfänger, die in bestimmter Entfernung voneinander aufgestellt werden, bringt eine gewisse Verbesserung, faßt aber das Übel nicht an der Wurzel. Dieser Erfolg war erst dem Vielfach-Empfangssystem mit steuerbaren Antennen (MUSA-System) von H. T. Friis und C. B. Feldman⁹⁾ beschieden. Dieses Empfangssystem gestattet, gleichsam wie mit einem Fernrohr, aus den vielen, unter verschiedenen Winkeln einfallenden Wellenbündeln ein ganz bestimmtes auszusondern und für sich zu empfangen. Da, wie aus Bild 1 hervor-

ganzen erhält man also eine lineare Addition aller Ströme, die Empfangsamplitude ist

$$A = nA_1. \quad (12)$$

Dies ist in Bild 19c für ein praktisches Beispiel ($n = 10$; $d = 200$ m; $\lambda = 20$ m; $\varphi = 28^\circ$) dargestellt.

Ändert sich nun der Einfallswinkel φ der Strahlen etwas, so ändert sich im gleichen Maß die Entfernung vom Punkt P bis zur Antenne 1, und die einzelnen Antennenströme haben alle bestimmte Phasenunterschiede a . Da der Abstand d immer groß gegen die Wellenlänge ge-

wählt wird, ergeben kleine Abweichungen vom Winkel φ bereits große Phasendifferenzen. In Bild 19 a, b und d, e ist die vektorielle Addition der Ströme für Abweichungen $\Delta\varphi$ von $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ ausgeführt. Man sieht, daß die Empfangsamplitude sofort sehr viel kleiner wird. Bild 20 zeigt den genauen Verlauf von A in der Umgebung von $\varphi = 28^\circ$. Bild 21 zeigt das Richtungsdiagramm einer solchen Antenne in Polarkoordinaten; man erkennt die

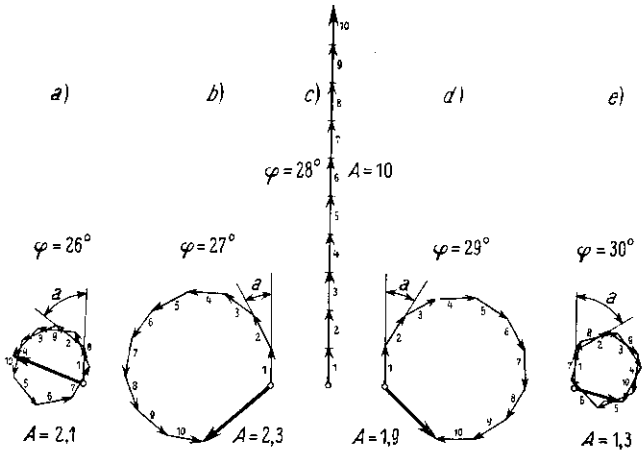


Bild 19. Vektorielle Zusammensetzung der Antennenströme.

außerordentliche Schärfe des Empfangsstrahles. Man kann also durch Änderung von Φ den Empfangswinkel beliebig einstellen und kann so ein ganz bestimmtes, scharf abgegrenztes Wellenbündel aus der Vielzahl der einfallenden Strahlen ausblenden; man wählt natürlich immer das am stärksten einfallende. Praktisch verwendet man zwei solcher Antennensysteme, von denen das eine mit einem Hilfsempfänger verbunden ist, der fortlaufend durch Veränderung von Φ den günstigsten Einfallswinkel φ absucht. Von diesem Hilfsempfänger aus werden dann die Phasenwinkel des Betriebsantennensystems auf die günstigsten Werte eingestellt.

Außer der Verringerung des Schwundes bringt das System noch eine weitere Verbesserung des Verhältnisses Nutzamplitude zur Störampplitude. Während die Nachrichtenströme der einzelnen Antennen sich linear zusam-

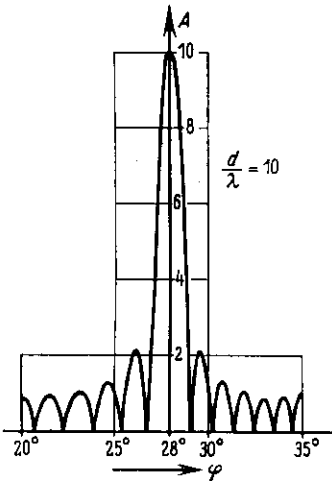


Bild 20. Abhängigkeit der Empfangsamplitude A vom Einfallswinkel φ .

mensetzen, erhöhen sich die Geräusche nur mit der Quadratwurzel aus der Antennenzahl n , da sie sich leistungsmäßig addieren. Man erhält also eine Erhöhung des Geräuschabstandes um den Betrag

$$\frac{1}{2} \ln n \text{ Neper.}$$

Bei $n = 10$ Antennen macht dies 1,2 N aus.

2. Selbsttätige Amplitudenregler

Wenn eine Funkverbindung mit einem Landfernsprech-

netz zusammengeschaltet wird, so sind die Sprechspannungen, die vom Landnetz kommen und den Sender aussteuern sollen, sehr verschieden. Mißt man in jedem Gespräch die Höchstwerte der Sprechspannungen, so schwanken diese von Gespräch zu Gespräch um etwa 3 N. Es ist daher eine bewährte Technik bei Funkfernprechkreisen¹⁾ — sie wurde auch für die neue Verbindung übernommen —, diesen Unterschied auszuregeln, so daß der Sender immer voll ausgesteuert wird.

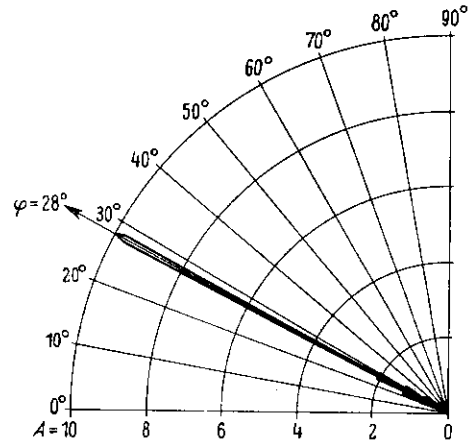


Bild 21. Polardiagramm der Empfangsamplitude.

Darüber hinaus hat man nun versucht, die Volumenschwankungen innerhalb eines Gesprächs, die größtmäßig ebenfalls 3 N betragen, während der Übertragung zu verkleinern. Im „Amplitudenpresser“¹⁰⁾ — das ist ein Dämpfungsregler, der von der Sprache selbst gesteuert wird — werden die schwächeren Sprachamplituden gehoben, so daß sie z. B. nicht mehr 3 N, sondern nur noch 1,5 N unter dem Höchstwert liegen. Auf der Empfangsseite wird in einem ähnlichen Gerät, dem „Amplituden-dehner“, das natürliche Verhältnis der Sprachamplituden wiederhergestellt, d. h. die schwächeren Amplituden werden gesenkt. Unterwegs aufgenommene Geräusche werden damit entsprechend stark gesenkt.

Nun hat sich bei den komplizierten Übertragungsverhältnissen, die bei Kurzwellen herrschen, der Dehner nicht besonders bewährt. Der Hauptgrund ist der, daß dieses

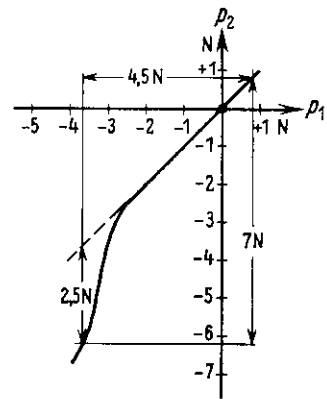


Bild 22. Kennlinie des Geräuschminderers.

Gerät infolge seiner „dehnenden“ Wirkung alle Volumenschwankungen, wie sie etwa infolge ungenau arbeitender Schwundregelung entstehen können, vergrößert. Sinkt z. B. die Amplitude vor dem Dehner um 0,5 N, so sinkt sie dahinter bereits um 1,0 N.

Man hat daher in dem sogenannten „Geräuschminderer“¹¹⁾ die dehnende Wirkung auf die Geräusche beschränkt. Dieses Gerät ist bei der neuen Verbindung im Betrieb und hat sich sehr bewährt. Es ist ebenfalls ein sprachgesteuerter Dämpfungsregler mit einer Kennlinie

nach Bild 22. In dem Volumenbereich der Sprache, der von $+ 0,8$ N (5 mW) bis zu etwa -3 N herabreicht, ist die Verstärkung 0, die Sprechströme werden unverändert übertragen. In den Sprechpausen, wo nur die Geräusche wirksam sind, dämpft das Gerät dagegen stark. Wie Bild 21 zeigt, wird z. B. ein Geräusch, das 4,5 N Abstand hat, um weitere 2,5 N gedämpft, so daß der Abstand hinter dem Geräuschminderer 7 N beträgt. Das Verschwinden der Geräusche in den Pausen macht sich sehr angenehm bemerkbar. Versuche haben ergeben, daß die Einfügung des Gerätes so wirkt, wie wenn im Mittel der Geräuschabstand um 0,4 N höher wäre. Wenn man

bedenkt, daß dies einer Erhöhung der Senderleistung auf das Doppelte gleichkommt, so ist dies, wirtschaftlich gesehen, bei dem geringen Aufwand des Geräuschminderers ein sehr gutes Ergebnis.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der Übergang vom Zweiseitenbandverfahren zum Einseitenbandverfahren einen großen Fortschritt in bezug auf Konstanz der Lautstärke, Linearität und Minderung der Geräusche mit sich gebracht hat. Im Verein mit den übrigen Verbesserungen entspricht die Verbindung Berlin—New York in ihrer Übertragungsgüte durchaus den sonstigen Fernverbindungen, die in Kabelleitungen verlaufen.

Schrifttum

1. K. Höpfner: Eröffnung des Fernsprechverkehrs zwischen Deutschland und Argentinien. EFD 1929, H. 11, S. 6.
W. Hahn und W. Zerbel: Funkfernsprechverbindungen mit Übersee. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1938, S. 287.
2. Telefunken-Mitteilungen Nr. 86, 1941.
3. F. A. Polkinghorn: A Single Sideband MUSA Receiving System for Commercial Operation on Transatlantic Radio Telephone Circuits. Bell Syst. Techn. J. 19, 1940, H. 2, S. 306.
4. F. Strecker und E. Hölzler: Funksprechkreise als Glieder des Weltfernsprechnetzes. Telefunken-Zeitung 20, 1939, Nr. 80, S. 63, und Veröff. Nachr.-Techn. 1939, 1. Folge, S. 65.
5. E. Schüttlöffel und G. Vogt: Die Einfallswinkel der Kurzwellenstrahlung im Überseeverkehr. VDE-Fachberichte 1939, S. 48.
6. Vgl. z. B. B. Beckmann, W. Menzel, F. Vilbig: Über die praktische Bedeutung der Ionosphärenforschung für den Funkdienst. TFT 29, 1940, H. 4, S. 106.
7. A. Rabinovich: Über die Hörbarkeit von Echos und ihren Einfluß auf die Verständlichkeit der Sprache. Journ. techn. Phys. (Moskau) 10, 1940, H. 8, S. 605.
8. F. Strecker: Nichtlineares Nebensprechen bei gemeinsamer Übertragung mehrerer modulierter Trägerwellen. H. u. E. 49, 1937, H. 5, S. 165, und Veröff. Nachr.-Techn. 1937, 2. Folge, S. 257.
E. Hölzler: Das nichtlineare Nebensprechen in Mehrfachsystemen mit übertragenen Trägern. H. u. E. 52, 1938, H. 4, S. 137, und Veröff. Nachr.-Techn. 1938, 3. Folge, S. 519.
9. H. T. Friis und C. B. Feldman: A Multiple Unit Steerable Antenna for Short-Wave Reception. Bell Syst. T. J. 16, 1937, S. 337.
10. R. C. Mathes und S. B. Wright: The Compendor, an Aid against Radio Static. Bell Syst. T. J. 13, 1934, S. 315.
11. N. C. Norman: A Noise-Reducer for Radio-Telephone Circuits. Bell Lab. Rec. 15, 1937, S. 281.

Die zulässigen Bauungenauigkeiten bei Freileitungen für Trägerfrequenzsysteme*)

Von H. Kaden VDE und G. Ellenberger

Veröffentlichung aus dem Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Europäischer Fernsprehdienst“, 58. Folge (1941), S. 235

A. Einleitung

Werden mehrere Leitungen auf demselben Freileitungsgestänge gleichzeitig mit Trägerfrequenzsystemen ausgenutzt, so ist die gegenseitige Beeinflussung der Leitungen, das sogenannte Nebensprechen, ausschlaggebend dafür, wie man sie bemißt und baut. Das wichtigste Mittel zur Verringerung des Nebensprechens ist das Kreuzen der Leitungen [1]**), das die fremden Beeinflussungen auf einer Leitung in bestimmten Abständen systematisch gegeneinanderschaltet und daher aufhebt, ein Erfolg, der jedoch nur dann vollkommen eintritt, wenn die Leitungsabmessungen in jedem Kreuzungsabschnitt genau gleich sind. Diese Bedingung wird aber in Wirklichkeit nicht erfüllt, weil bei dem praktischen Bau mit Abweichungen von den Sollabmessungen, mit sogenannten Bauungenauigkeiten, gerechnet werden muß, die regellos nach Größe und Vorzeichen über die Leitungslänge verteilt sind. Bei Freileitungen nennt man die durch Ungenauigkeiten entstehenden Kopplungen auch Baufehlerkopplungen, die im Gegensatz zu den durch das Kreuzen aufgehobenen systematischen Kopplungen unsystematischer Art sind. Bezüglich der Berechnung des Nebensprechens zwischen ausgekreuzten Leitungen liegen daher die Verhältnisse ähnlich wie bei Kabeln, bei denen bekanntlich das Nebensprechen ebenfalls auf Grund regellos verteilter Kopplungen zustande kommt. Die zulässigen Baufehlerkopplungen bei Freileitungen ergeben sich demnach aus den geforderten Nebensprechdämpfungen nach den gleichen Formeln, wie sie für Kabel bekannt sind. Das Ziel dieser Arbeit ist es, aus den so ermittelten Baufehlerkopplungen die noch zulässigen Abweichungen von den Sollabmessungen zu berechnen. Diese Angaben sind sowohl für den Konstrukteur wichtig, der nach ihnen die einzelnen Bauteile, wie z. B. Querträger, Isolatorstützen, Abbindungen an den Isolatoren, Werkstoff der Drähte usw. so zu bemessen hat, daß eine ausreichende Sicherheit gegen zeitliche Änderungen gewährleistet ist, als auch für den Bauleiter auf der Strecke, der danach die Bauweise einrichtet hat. Die Baufehlerkopplungen entstehen durch folgende Baufehler:

- Drahtdurchgangsdifferenzen,
- Stangenabstandsfehler,
- unregelmäßige Leitungsführung,
- Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren und
- Widerstandsdifferenzen der Leitungsdrähte.

Im folgenden wird zunächst der Zusammenhang zwischen diesen Baufehlern und den Kopplungen berechnet, um dann aus den Anforderungen an das Nebensprechen die zulässigen Abweichungen von den Sollabmessungen ermitteln zu können. Als praktisches Beispiel wird ein Gestänge für die gleichzeitige Ausnutzung von vier Doppelleitungen mit Trägerfrequenzsystemen bis 160 kHz behandelt.

B. Berechnung der Baufehlerkopplungen

1. Kopplungen infolge von Drahtdurchgangsdifferenzen

Die Baufehler infolge von Drahtdurchgangsdifferenzen nehmen bei dem Bau einer Freileitung die größte Auf-

merksamkeit in Anspruch. Bekanntlich müssen die Drähte mit einem solchen Durchhang gespannt werden, daß selbst bei den tiefsten Temperaturen ihre Zugbeanspruchung das zulässige Maß nicht überschreitet. Es genügen schon außerordentlich geringe Unterschiede in den Drahtlängen, um merkliche Differenzen in den Durchhängen hervorzurufen. So verursacht z. B. eine Verlängerung des Drahtes um 1 mm bei 50 m Spannweite und einem Durchhang von 40 cm eine Durchgangsänderung von 2,5 cm. Daher ist es auch unmöglich, die Durchhänge auf Grund von Längenmessungen der Drähte einzuregulieren. Vielmehr muß man zu besonderen Verfahren übergehen, unter denen die sogenannte Anschlagmethode am bekanntesten ist; die Drähte werden dabei auf gleiche Fortpflanzungsgeschwindigkeit ihrer elastischen Transversalwellen abgeglichen [2]. Die Durchhänge sind nämlich umgekehrt proportional den Zugspannungen und daher proportional dem Quadrat der Wellenlaufzeit innerhalb eines Spannungsfeldes.

Das deutsche Reichspostgestänge und dasjenige mit horizontaler Leitungslage sind in Deutschland am meisten bekannt (Abb. 1). Das Reichspostgestänge (Abb. 1 a) mit seiner schrägen Leitungsführung hat den

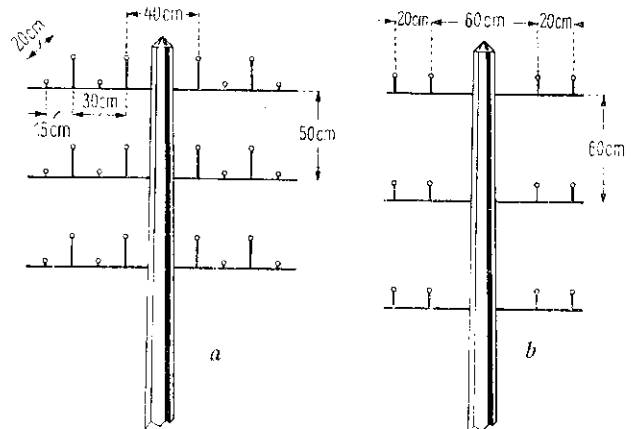


Abb. 1. Reichspostgestänge (links) und Trägerfrequenzgestänge für Frequenzen bis 30 kHz (rechts)

großen Vorteil der außerordentlich guten Raumausnutzung. Infolge der Nähe und der schrägen Lage der Leitungen sind jedoch die Kopplungen so empfindlich gegen geringe Durchhangsdifferenzen, daß es sich grundsätzlich nicht für eine Vielfachausnutzung mit Trägerfrequenzsystemen eignet. Eine oberflächliche Betrachtung genügt, um den Unterschied zwischen den beiden erwähnten Gestängen aufzuzeigen. Nach Gleichung (1), weiter unten, ist die Übersprechkopplung zwischen zwei Doppelleitungen proportional dem Logarithmus eines Doppelverhältnisses aus den vier Drahtabständen r_{13} , r_{14} , r_{23} und r_{24} zwischen den Drähten 1, 2, 3, 4; hierbei bilden die Drähte 1 und 2 die Doppelleitung I und die Drähte 3 und 4 die Doppelleitung II. Wenn nun ein Draht mehr als die anderen drei Drähte durchhängt (z. B. Draht 3, Abb. 2 a), so ist die Änderung des Drahtabstandes r_{23} bei dem Reichspostgestänge in erster Näherung proportional der Durchhangsdifferenz δ_3 . Hiergegen ist die Änderung des Abstandes r_{13} zu vernach-

*) An diesen Untersuchungen haben ferner H. Kaufmann und F. Sommer mitgearbeitet.

**) Vgl. unter Schrifttum.

lässigen, weil sie von zweiter Ordnung klein ist. Bei nebeneinanderliegenden Stämmen der horizontalen Anordnung dagegen geht die Durchgangsdifferenz sowohl

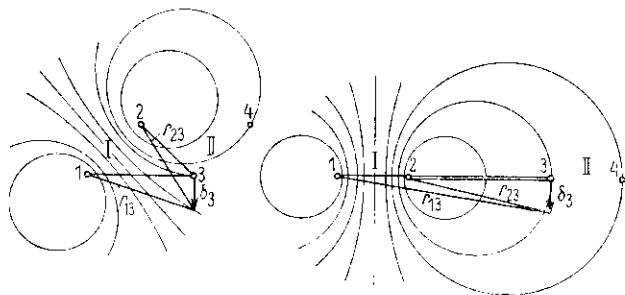


Abb. 2. Der Einfluß von Durchgangsänderungen δ beim Reichspostgestänge (links) und beim Gestänge mit horizontaler Anordnung (rechts)

für r_{23} als auch für r_{13} erst in zweiter Ordnung ein (Abb. 2 b), weil die Durchgangsvergrößerung auf den ursprünglichen Drahtabständen senkrecht steht. Bei untereinanderliegenden Stämmen des Reichspostgestänges ist die Kopplung weniger empfindlich gegen Durchgangsverschiedenheiten. Hierin ist es annähernd gleichwertig dem Gestänge mit horizontaler Leitungslage (Abb. 1 b), gleichen Abstand der Querträger vorausgesetzt. Der Unterschied zwischen den beiden Leiteranordnungen der Abb. 2 zeigt sich auch bei Betrachtung des Feldlinienverlaufs. In Abb. 2 a und b sind die magnetischen Kraftlinien des störenden Stammes I, die zugleich elektrische Potentiallinien sind, eingezeichnet. Man erkennt, daß eine Durchgangsänderung des Drahtes 3 bei der Reichspostanordnung (Abb. 2 a) für Stamm II eine Änderung des vom Stamm I herrührenden magnetischen Flusses und eine Änderung der elektrischen Spannung des Stammes II verursacht, weil die Feldlinien unter nahezu 90° geschnitten werden. Dies bedeutet eine magnetische und elektrische Kopplung zwischen Stamm I und II. Im Falle der horizontalen Leitungslage der Abb. 2 b dagegen sind die Kopplungseffekte von zweiter Ordnung klein, weil der Draht 3 bei einer Durchgangsänderung tangential der Feldlinie geführt wird. Die folgenden Untersuchungen sollen sich daher auf das für Trägerstromsysteme besonders geeignete Gestänge mit horizontaler Anordnung beschränken.

Wir gehen von den bekannten Kopplungsformeln für zwei Doppelleitungen aus, bei denen entsprechend den drei Leitungssystemen (zwei Stammleitungen und eine Viererleitung) drei Kopplungen bestehen, und zwar die Übersprechkopplung k_1 zwischen den Stammleitungen und die beiden Mitsprechkopplungen k_2 und k_3 zwischen Stamm I bzw. Stamm II und dem Vierer. Obgleich der Vierer nicht ausgenutzt wird, muß er doch in Betracht gezogen werden, weil er als dritte Leitung bei dem doppelten Nebensprechen über dritte Leitungen wirksam ist (siehe Abschnitt C). Wir wählen eine Anordnung entsprechend Abb. 3, bei der die Drähte eines

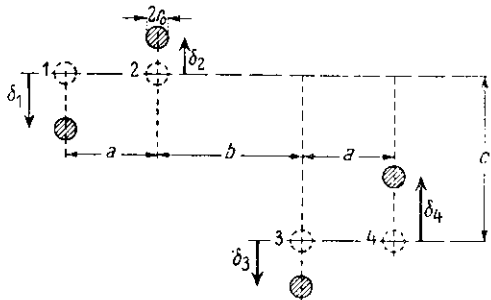


Abb. 3. Zur Berechnung der Kopplungen zwischen zwei Doppelleitungen infolge von Drahtdurchgangsdifferenzen

Stammes den Abstand a und den Drahtradius r_0 haben. Der waagerechte Abstand der beiden inneren Drähte zweier Stämme soll b und der senkrechte Abstand der Stämme c sein. Die allgemein gültigen Formeln für die Kopplungsbläge K' (Kopplungen pro Längeneinheit) lauten [3]:

$$k'_1 = \frac{2 C_s^2}{\pi \epsilon_0} \ln \frac{r_{23} r_{14}}{r_{13} r_{24}} = 72 \left(\frac{C_s}{nF/km} \right)^2 f_1 \frac{\rho F}{km} \quad (1a)$$

$$k'_2 = \frac{C_s C_v}{2 \pi \epsilon_0} \ln \frac{r_{23} r_{24}}{r_{13} r_{11}} = 18 \frac{C_s}{nF/km} \frac{C_v}{nF/km} f_2 \frac{\rho F}{km} \quad (1b)$$

$$k'_3 = \frac{C_s C_v}{2 \pi \epsilon_0} \ln \frac{r_{14} r_{24}}{r_{13} r_{23}} = 18 \frac{C_s}{nF/km} \frac{C_v}{nF/km} f_3 \frac{\rho F}{km} \quad (1c)$$

Hierin bedeuten C_s die Stammkapazitäten und C_v die Viererkapazität, welche sich nach den bekannten Formeln berechnen:

$$C_s = \frac{\pi \epsilon_0}{\ln \frac{a}{r_0}} = \frac{16^3}{36 \ln \frac{a}{r_0}} \frac{nF}{km} \quad (2a)$$

$$C_v = \frac{4 \pi \epsilon_0}{\ln \frac{r_{13} r_{14} r_{23} r_{24}}{r_0^2 a^2}} = \frac{16^3}{9 \ln \frac{r_{13} r_{14} r_{23} r_{24}}{r_0^2 a^2}} \frac{nF}{km} \quad (2b)$$

Die Kopplungen sind hiernach proportional dem Logarithmus aus Doppelverhältnissen der Drahtabstände. Diese Logarithmen werden entsprechend Gl. (1) im folgenden durch die Funktionen f_1, f_2 und f_3 abgekürzt. Es wird nun angenommen, daß die Durchgänge aller vier Drähte einer Viererkombination voneinander abweichen. Bei zwei Leitungen auf dem gleichen Querträger sollen die Abweichungen von dem mittleren Durchgang aller vier Drähte aus genommen werden. Befinden sich die Stämme auf verschiedenen Querträgern, so können die Abweichungen δ z. B. aus den Laufzeitunterschieden, die gegen den arithmetischen Mittelwert der vier Wellenlaufzeiten je Spannfeld gerechnet sind ermittelt werden. Die Abweichungen $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ und δ_4 seien nach Vorzeichen und Größe voneinander verschieden; ihr arithmetischer Mittelwert für das jeweilige Spannfeld verschwindet:

$$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4 = 0. \quad (3)$$

Um nun die Auswirkung dieser Durchgangsdifferenzen auf die Kopplungen zu erkennen, untersuchen wir zunächst die Änderung Δf der Funktionen f in Gl. (1) infolge der Durchgangsverschiedenheiten. Zu diesem Zweck entwickeln wir f nach Potenzen von δ und erhalten dann für die Änderungen Δf von f die Beziehungen:

$$\Delta f_1 = -A_1 [(A_2 - A_4) + (A_1 - A_3)] + A_2 (A_1 - A_4) + A_0 (A_2 - A_3) - B_1 [(A_2 - A_4)^2 + (A_1 - A_3)^2] + B_2 (A_1 - A_4)^2 + B_0 (A_2 - A_3)^2 - C_1 [(A_2 - A_4)^3 + (A_1 - A_3)^3] + C_2 (A_1 - A_4)^3 + C_0 (A_2 - A_3)^3 \quad (4a)$$

$$\Delta f_2 = -A_1 [(A_2 - A_4) - (A_1 - A_3)] - A_2 (A_1 - A_4) + A_0 (A_2 - A_3) + B_1 [(A_2 - A_4)^2 - (A_1 - A_3)^2] - B_2 (A_1 - A_4)^2 + B_0 (A_2 - A_3)^2 + C_1 [(A_2 - A_4)^3 - (A_1 - A_3)^3] - C_2 (A_1 - A_4)^3 + C_0 (A_2 - A_3)^3 \quad (4b)$$

$$\Delta f_3 = -A_1 [(A_2 - A_4) - (A_1 - A_3)] + A_2 (A_1 - A_4) - A_0 (A_2 - A_3) + B_1 [(A_2 - A_4)^2 - (A_1 - A_3)^2] + B_2 (A_1 - A_4)^2 - B_0 (A_2 - A_3)^2 + C_1 [(A_2 - A_4)^3 - (A_1 - A_3)^3] + C_2 (A_1 - A_4)^3 - C_0 (A_2 - A_3)^3. \quad (4c)$$

In diesen Formeln ist Δ die auf den Abstand a bezogene Drahtdurchgangsdifferenz:

$$\Delta = \frac{\delta}{a} \quad (5)$$

In den Formeln (4) ist bereits die Parabelform der Durchhänge berücksichtigt, indem entsprechend Anhang I über den Mastabstand w (Spannfeld, Spannweite) integriert und durch w dividiert wurde. Demnach stellen die Δf nach Gl. (4) ein Maß für die mittleren Kopplungsänderungen innerhalb eines Spannfeldes dar. Die Konstanten A , B und C hängen von den Abmessungen des Gestänges wie folgt ab:

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{3} \frac{ac}{b^2 + c^2}; & A_1 &= \frac{2}{3} \frac{ac}{(a+b)^2 + c^2}; \\ A_2 &= \frac{2}{3} \frac{ac}{(2a+b)^2 + c^2}; \\ B_0 &= \frac{4}{15} \frac{(b^2 - c^2)a^2}{(b^2 + c^2)^2}; & B_1 &= \frac{4}{15} \frac{[(a+b)^2 - c^2]a^2}{[(a+b)^2 + c^2]^2}; \\ B_2 &= \frac{4}{15} \frac{[(2a+b)^2 - c^2]a^2}{[(2a+b)^2 + c^2]^2}; \\ C_0 &= \frac{16}{105} \frac{(c^2 - 3b^2)a^3c}{(b^2 + c^2)^3}; & C_1 &= \frac{16}{105} \frac{[c^2 - 3(a+b)^2]a^3c}{[(a+b)^2 + c^2]^3}; \\ C_2 &= \frac{16}{105} \frac{[c^2 - 3(2a+b)^2]a^3c}{[(2a+b)^2 + c^2]^3} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Man erkennt, daß die Koeffizienten A der linearen Glieder und C der Glieder dritter Ordnung verschwinden, wenn die Leitungen auf demselben Querträger liegen, weil dann entsprechend Abb. 3 $c = 0$ ist. In diesem Fall sind daher die Baufehlerkopplungen besonders klein. Aus den Gl. (4) und (6) geht ferner hervor, daß die Kopplungen um so kleiner sind, je weiter die Stammleitungen voneinander entfernt sind. Das durch die Kopplungen verursachte Nebensprechen (siehe Abschnitt C) wird mit steigender Frequenz immer stärker; daher müssen b und c gegenüber a um so größer gemacht werden, je höher die Frequenz ist.

Es besteht nun die Aufgabe, die unsystematischen Anteile von Δf nach Gl. (4) herauszufinden. Diese sind dadurch definiert, daß ihre Mittelwerte über alle Spannfelder verschwinden müssen. Die Δf nach Gl. (4) enthalten quadratische Glieder, deren Mittelwerte bekanntlich nicht Null sind. Diese Mittelwerte liefern einen kleinen Anteil $(\Delta f)_{\text{unsys}}$ an den systematischen Kopplungen, die durch die Kreuzungen wegfallen. Mit den in Anhang II angegebenen Formeln ergeben sich aus Gl. (4) die systematischen Anteile zu:

$$(\Delta f_1)_{\text{sys}} = 2(-2B_1 + B_0 + B_2) \frac{4}{3} \Delta^2 \quad (7a)$$

$$(\Delta f_2)_{\text{sys}} = 2(B_0 - B_2) \frac{4}{3} \Delta^2 \quad (7b)$$

$$(\Delta f_3)_{\text{sys}} = -2(B_0 - B_2) \frac{4}{3} \Delta^2, \quad (7c)$$

wobei Δ^2 das mittlere Quadrat der relativen Durchgangsdifferenz ist, genommen über alle Spannfelder. Zieht man diese Werte von den entsprechenden Werten Δf der Gl. (4) ab, so erhält man die gesuchten unsystematischen Anteile von Δf :

$$(\Delta f)_{\text{unsys}} = \Delta f - (\Delta f)_{\text{sys}}, \quad (8)$$

deren arithmetische Mittelwerte verschwinden. Ähnlich wie bei Kabeln interessiert auch hier für die Baufehlerkopplungen ihr quadratischer Mittelwert, genommen über alle Spannfelder. Um ihn zu bilden, werden die Größen $(\Delta f)_{\text{unsys}}$ von sämtlichen Spannfeldern quadriert und dann die Mittelwerte gebildet, wobei die Beziehungen des Anhangs II benutzt werden müssen:

$$\begin{aligned} (\overline{\Delta f_1})_{\text{unsys}}^2 &= 2 \left[(A_0 - A_1)^2 + (A_2 - A_1)^2 \right] \frac{4}{3} \Delta^2 \\ &+ 8 \left[2B_1^2 + B_0^2 + B_2^2 - B_1(B_0 + B_2) \right. \\ &+ 3(C_0 - C_1)(A_0 - A_1) + 3(C_2 - C_1) \\ &\left. (A_2 - A_1) \right] \frac{16}{9} (\Delta^2)^2 \end{aligned} \quad (9a)$$

$$\begin{aligned} (\overline{\Delta f_2})_{\text{unsys}}^2 &= (\Delta f_3)_{\text{unsys}}^2 = 2 \left[2A_1^2 + A_0^2 + A_2^2 \right] \frac{4}{3} \Delta^2 \\ &+ 8 \left[2B_1^2 + B_0^2 + B_2^2 \right. \\ &\left. + 6A_1C_1 + 3A_0C_0 + 3A_2C_2 \right] \frac{16}{9} (\Delta^2)^2. \end{aligned} \quad (9b)$$

Wir sind jetzt in der Lage, die Formeln für den quadratischen Mittelwert k_{unsys}^2 der Baufehlerkopplungen anzugeben. Die Baufehlerkopplung k_{unsys} für die willkürlich zu wählende Leitungslänge l ergibt sich durch Summation über die Anzahl von Spannfeldern der Länge w , die in der Länge l der Leitung enthalten sind. Daher gelten folgende Beziehungen:

$$(k_1)_{\text{unsys}} = \frac{2}{\pi \epsilon_0} \frac{C_s}{w} \frac{l/w}{1} (\Delta f_1)_{\text{unsys}} \quad (10a)$$

$$(k_2)_{\text{unsys}} = \frac{C_s C_v}{2\pi \epsilon_0} \frac{l/w}{w} \frac{1}{1} (\Delta f_2)_{\text{unsys}} \quad (10b)$$

$$(k_3)_{\text{unsys}} = \frac{C_s C_v}{2\pi \epsilon_0} \frac{l/w}{w} \frac{1}{1} (\Delta f_3)_{\text{unsys}} \quad (10c)$$

Um nun von diesen Ausdrücken den quadratischen Mittelwert zu bilden, werden sie zunächst quadriert. Wegen der unsystematischen Verteilung fallen alle gemischten Glieder fort, und es bleibt nur die Summe der quadratischen Glieder übrig. Man erhält so durch Bildung der Mittelwerte die Formeln:

$$\begin{aligned} \sqrt{\overline{(k_1)_{\text{unsys}}^2}} &= \frac{2}{\pi \epsilon_0} \frac{C_s}{w} \sqrt{w \cdot l \cdot (\Delta f_1)_{\text{unsys}}^2} \\ &= 72 \left(\frac{C_s}{nF/km} \right)^2 \sqrt{w/km \cdot l/km \cdot (\Delta f_1)_{\text{unsys}}^2} \cdot P \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\overline{(k_2)_{\text{unsys}}^2}} &= \sqrt{\overline{(k_3)_{\text{unsys}}^2}} \\ &= \frac{C_s C_v}{2\pi \epsilon_0} \sqrt{w \cdot l \cdot (\Delta f_2)_{\text{unsys}}^2} \\ &= 18 \frac{C_s}{nF/km} \frac{C_v}{nF/km} \sqrt{w/km \cdot l/km \cdot (\Delta f_2)_{\text{unsys}}^2} \cdot P \end{aligned} \quad (11b)$$

Dieses sind die gesuchten quadratischen Mittelwerte der Baufehlerkopplungen für eine Leitung der Länge l , wobei die Ausdrücke $(\Delta f)_{\text{unsys}}$ nach Gl. (9) zu berechnen sind. Man erkennt aus Gl. (11), daß die Baufehlerkopplungen mit der Wurzel aus der Leitungslänge l zunehmen, wie es auch für die Kopplungen bei Kabeln der Fall ist.

Um die Ausrechnung der relativen Durchgangsdifferenzen Δ aus den zulässigen Kopplungen zu erleichtern, sind die in Gl. (11) vorkommenden Funktionen $(\Delta f)_{\text{unsys}}^2$ in Abhängigkeit von dem quadratischen Mittelwert $\sqrt{\overline{\Delta^2}}$ der Durchgangsdifferenzen nach Gl. (9) in den Abb. 4 bis 9 aufgetragen. Dabei sind die drei wichtigsten Anordnungen angenommen, und zwar in Abb. 4 und 5 für zwei Stämme auf demselben Querträger, in Abb. 6 und 7 für untereinanderliegende Stämme und in Abb. 8 und 9 für Stämme, die unter einem Winkel von 45° zueinander liegen.

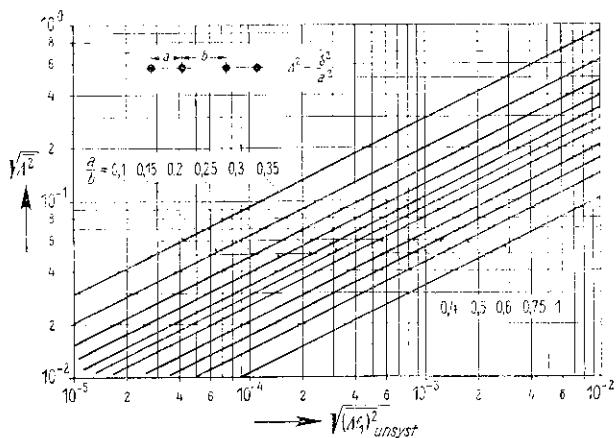


Abb. 4. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_1 \rangle^2_{unsyst}}$ der Übersprechkopplungen k_1 zwischen zwei nebeneinanderliegenden Stämmen infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11a)

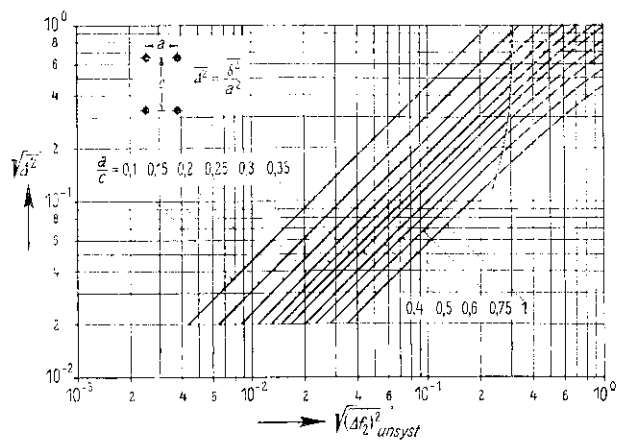


Abb. 7. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_2 \rangle^2_{unsyst}}$ der Mitsprechkopplungen k_2 zwischen zwei untereinanderliegenden Stämmen infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11b)

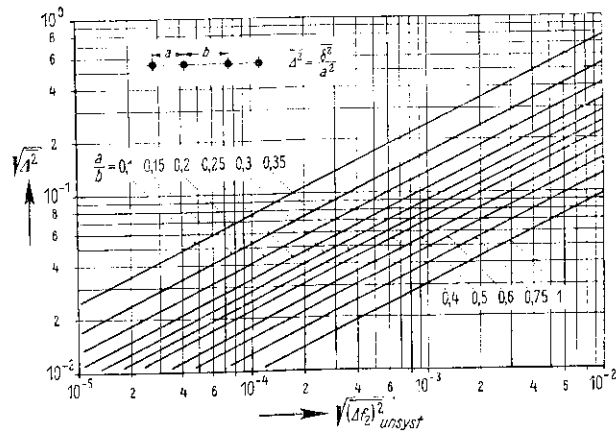


Abb. 5. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_2 \rangle^2_{unsyst}}$ der Mitsprechkopplungen k_2 zwischen zwei nebeneinanderliegenden Stämmen infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11b)

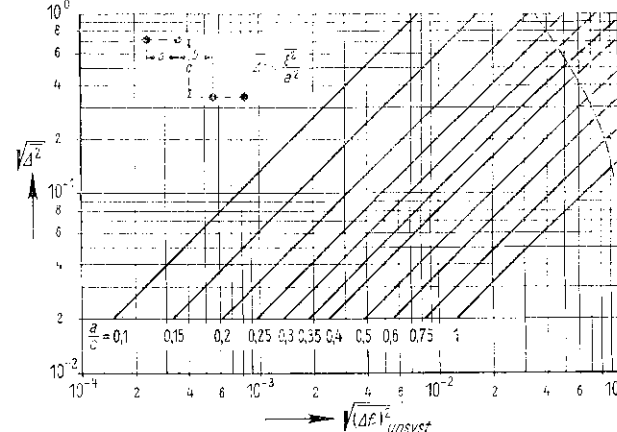


Abb. 8. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_1 \rangle^2_{unsyst}}$ der Übersprechkopplungen k_1 zwischen zwei Stämmen, die unter einem Winkel von 45° zueinander liegen, infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11a)

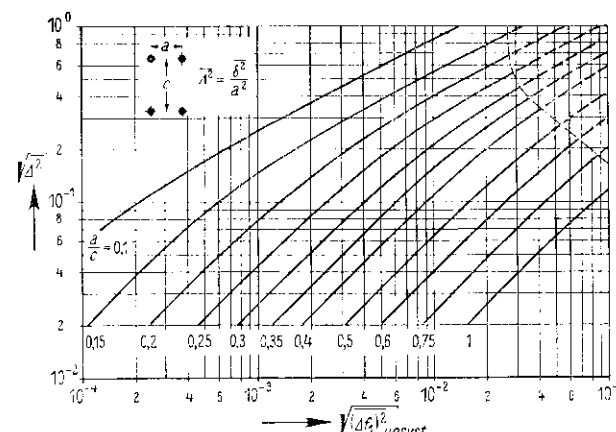


Abb. 6. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_1 \rangle^2_{unsyst}}$ der Übersprechkopplungen k_1 zwischen zwei untereinanderliegenden Stämmen infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11a)

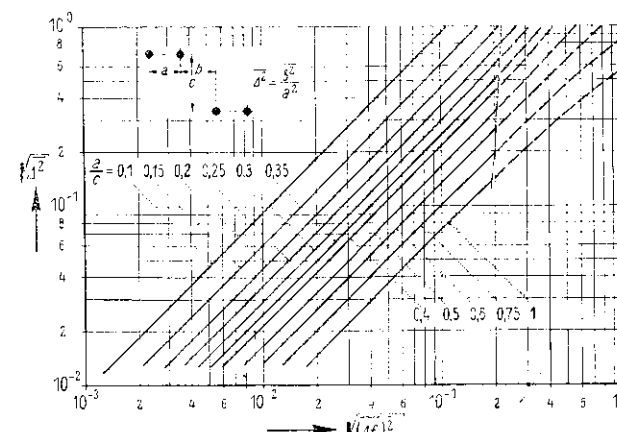


Abb. 9. Zur Berechnung des quadratischen Mittelwertes $\sqrt{\langle k_2 \rangle^2_{unsyst}}$ der Mitsprechkopplungen k_2 zwischen zwei Stämmen, die unter einem Winkel von 45° zueinander liegen, infolge von Durchgangsdifferenzen nach Gl. (11b)

In den Abb. 4 bis 9 ist die ungefähre Grenze, bis zu der die Entwicklungen (4) gut konvergieren, strichpunktiert eingezeichnet. In dem Bereich, in welchem die Konvergenz weniger gut ist, sind die Kurven gestrichelt gezeichnet.

Es ist für die praktischen Bedürfnisse oft zweckmäßiger, an Stelle der Durchgangsdifferenzen A gegen den Durchgangsmittelwert der vier Drähte beider Stämme die Differenzen A_d von zwei Drähten gegen den Durchgangsmittelwert des zugehörigen Stammes anzugeben (Anhang II, Abb. 16): Wenn man voraussetzt, daß die vier Durchgangsdifferenzen A_1, \dots, A_4 jedes Spannungsfeldes in bezug auf die Mittelbildung einander gleichwertig sind [siehe Anhang II, Gl. (20)], so gilt dann:

$$\sqrt{A_d^2} = \sqrt{\frac{2}{3}} A^2 \quad (12)$$

Bei dieser Betrachtungsweise müssen noch die Abweichungen A_s der Durchgangsmittelwerte der Stämme von dem Durchgangsmittelwert aller vier Drähte (Abb. 16) vorgeschrieben werden; diese ergeben sich aus der bekannten Beziehung:

$$A_d^2 + A_s^2 = A^2 \quad (13)$$

und aus (12) ohne weiteres zu:

$$\sqrt{A_s^2} = \sqrt{\frac{1}{3}} A^2 \quad (14)$$

Wenn sämtliche Spannungsfelder in bezug auf die Differenzbildung gleichwertig sind, lassen sich auch noch diejenigen Durchgangsdifferenzen A_g betrachten, die auf den Durchgangsmittelwert sämtlicher Durchhänge bezogen sind. Nach einer bekannten Beziehung der Statistik [siehe Anhang II, Formel (21)] gilt:

$$A^2 = \frac{3}{4} A_g^2 \quad (15)$$

$$A_d^2 = \frac{1}{2} A_g^2 \quad (16)$$

Der in Formel (9) auftretende Faktor $\frac{4}{3}$ entspricht dem Faktor der Gl. (15).

Nach Anhang III kann für die Maximalwerte der Abweichungen A , A_d , A_s und A_g etwa das Dreifache des entsprechenden quadratischen Mittelwertes erwartet werden.

Die bisherige Rechnung beschränkte sich auf die Ableitung der Formeln (11) für die kapazitiven Kopplungen. Die Drahtdurchgangsdifferenzen bewirken aber auch unsystematische magnetische Kopplungen. Bei Freileitungen ist im Trägerfrequenzgebiet die Wirkung der magnetischen Kopplung ebenso groß wie die Wirkung der kapazitiven Kopplung, wobei sich für das Nahnebensprechen beide Wirkungen summieren, während sie sich für das Fernnebensprechen aufheben [4]. Wie in Abschnitt C erläutert wird, bewirken die Durchgangsdifferenzen sowohl Fernnebensprechen infolge von Nahnebensprechen und Reflexionen an den Leitungsenden als auch Fernnebensprechen infolge doppelten Nahnebensprechens über die Viererleitung (siehe auch [5]). Für die hier eingehende, zum nahen Ende gerichtete Kopplungswirkung muß also das Doppelte der Kopplungswirkung genommen werden, die sich nach Gl. (11) ergibt. Diese Wirkung kann man entweder in kapazitiven oder in magnetischen Kopplungseinheiten ausdrücken. Benutzt man zur Berechnung der Nahnebensprechdämpfungen in Abschnitt C die Formeln (28) und (30), bei denen die elektromagnetische Nahnebensprechkopplung m_0 in magnetischen Einheiten ausgedrückt ist, so ist zu setzen:

$$\sqrt{1/m_{n1}^2} = \frac{1}{2} \sqrt{(k_1)_{\text{insyst}}^2 Z_s^2} \quad \text{für Übersprechen} \quad (17a)$$

$$\sqrt{1/m_{n2,3}^2} = \sqrt{(k_{2,3})_{\text{insyst}}^2 Z_s Z_v} \quad \text{für Mitsprechen} \quad (17b)$$

2. Kopplungen infolge von ungleichen Stangenabständen

Wenn ein Gestänge, auf dem für eine Leitung eine Kreuzung liegt, nicht an der vorgeschriebenen Stelle steht, so wird auf dem einen Kreuzungsabschnitt die Kopplung zwischen der gekreuzten Leitung und einer ungekreuzten Leitung z. B. vergrößert und auf dem folgenden Abschnitt um dieselbe Kopplung verkleinert. Infolgedessen heben sich die Kopplungen zweier Kreuzungsabschnitte nicht auf und es bleibt eine Restkopplung übrig. Steht das Kreuzungsgestänge um die Strecke Δw von der richtigen Stelle entfernt (Abb. 10), so ist daher die Restkopplung an dieser Stelle $2k' \cdot \Delta w$. Für die Leitungslänge l betragen die gesamten Restkopplungen als Summe der Restkopplungen je Kreuzungsabschnitt:

$$k_1 = 2k'_1 \sum_{n=1}^{1/s} (\Delta w)_n \quad (18a)$$

$$k_{2,3} = 2k'_{2,3} \sum_{n=1}^{1/s} (\Delta w)_n \quad (18b)$$

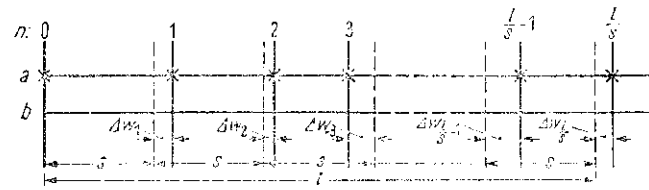


Abb. 10. Zur Berechnung der Kopplungen zwischen gekreuzten Leitungen a und b infolge von ungleichen Abständen der Gestänge

Hierin ist s der resultierende Kreuzungsschritt [1] einer regelmäßig gekreuzten Leitung entsprechend Abb. 10. Da die Abstandsfehler unsystematisch verteilt sind, bilden wir den quadratischen Mittelwert der Kopplungen nach Gl. (18). Man erhält dann die Beziehungen:

$$\sqrt{k_1^2} = 2k'_1 \sqrt{\frac{1}{s}} (\Delta w)^2 = 2 \cdot 10^{-3} \frac{k'_1}{\text{pF/km}} \sqrt{\frac{l}{s} \text{ km}} (\Delta w/m)^2 \text{ pF} \quad (19a)$$

$$\sqrt{k_2^2} = \sqrt{k_3^2} = 2k'_2 \sqrt{\frac{1}{s}} (\Delta w)^2 = 2 \cdot 10^{-3} \frac{k'_2}{\text{pF/km}} \sqrt{\frac{l}{s} \text{ km}} (\Delta w/m)^2 \text{ pF} \quad (19b)$$

aus denen man erkennt, daß die Stangenabstandsfehler Δw bei vorgegebenen Kopplungen um so kleiner sein müssen, je kleiner der Kreuzungsschritt s ist. Da die Leitungen um so enger gekreuzt werden, je höher die Frequenz ist, so sind die Gestänge der Trägerfrequenzleitungen besonders sorgfältig zu setzen.

In vielen Fällen ist das resultierende Kreuzungsschema zwischen zwei Leitungen so, daß längere Kreuzungsschritte mit kürzeren abwechseln [1]. In solchen Fällen ist in den Gl. (19) für s der kleinste resultierende Kreuzungsschritt einzusetzen, der vorkommt.

Für die Berechnung der Nebensprechdämpfung aus den kapazitiven Kopplungen nach Gl. (19) gilt dasselbe wie das am Ende des Abschnittes B, 1 Gesagte.

3. Kopplungen infolge unregelmäßiger Leitungsführung

a) Kopplungen infolge von Winkelpunkten

Die infolge von Winkelpunkten der Leitung zusätzlich auftretenden Kopplungen kommen dadurch zustande, daß die Drahtabstände vor und nach einem Winkelpunkt sich längs der Spannweite w ändern, wie dies die Abb. 11 zeigt. Insbesondere nimmt der Abstand der Drähte eines

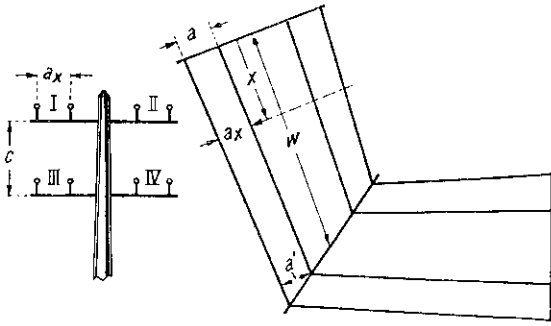


Abb. 11. Zur Berechnung der Kopplungen infolge von Winkelpunkten

Stammes von a auf den Wert a' ab. Die zusätzlichen Kopplungen für nebeneinanderliegende Stämme (z. B. I und II) sind Null, weil sich alle zugehörigen Drahtabstände [siehe Gl. (1)] längs der Spannweite proportional ändern. Außerdem ist die k_2 -Kopplung für untereinanderliegende Stämme (z. B. I und III) Null. Nachdem auch die zusätzlichen k_1 - und k_3 -Kopplungen für diagonal liegende Stämme (z. B. I und IV) belanglos sind, bleibt nur noch die Betrachtung der zusätzlichen k_1 -Kopplung für untereinanderliegende Stämme übrig:

Der zusätzliche Kopplungsbelag (Kopplung je Längeneinheit) ergibt sich, wenn man die in der Gl. (1a) auftretende Funktion f_1 nach $\frac{a-a'}{a} = \frac{\Delta a}{a}$ entwickelt. Die zusätzliche Kopplung für das ganze Spannfeld erhält man daraus durch Integration über die Spannweite w . Im ungünstigsten Falle addieren sich die zusätzlichen Kopplungen der Spannfelder vor und nach einem Winkelmast, nämlich dann, wenn die beiden Stämme (I und III) am Winkelmast keine resultierende Kreuzung haben. Es ist dann die durch einen Winkelmast hervorgerufene Änderung Δf_1 der Funktion f_1 :

$$\Delta f_1 = \frac{1}{2} \frac{\Delta a}{a} \frac{2w}{1 + \left(\frac{c}{a}\right)^2} \quad (20)$$

Diese Änderung Δf_1 ist unsystematisch, weil die Winkelmaste, d. h. die Δa unsystematisch verteilt sind und weil die k_1 -Kopplung an den verschiedenen Winkelmasten infolge des Kreuzungsplans verschiedenes Vorzeichen besitzt. Wir betrachten daher wieder den quadratischen Mittelwert. Wenn N die Anzahl der Winkelpunkte auf der Teillänge l bedeutet, so ist der quadratische Mittelwert $\sqrt{k_1^2}$ der zusätzlichen k_1 -Kopplung:

$$\begin{aligned} \sqrt{k_1^2} &= \frac{2 \epsilon_s^2}{\pi \epsilon_0} \frac{2w}{1 + \left(\frac{c}{a}\right)^2} \sqrt{\frac{(\Delta a)^2}{a^2} \cdot l \cdot N} \\ &= 72 \left(\frac{\epsilon_s}{nF/km}\right)^2 \frac{2w}{km} \frac{\sqrt{(\Delta a)^2 \cdot l \cdot N}}{1 + \left(\frac{c}{a}\right)^2} \text{ pF} \quad (21) \end{aligned}$$

Man kann unter Umständen auch Winkelmaste verwenden, bei denen der Abstand der Isolatorstützen auf jedem Querträger so vergrößert ist, daß der Drahtabstand a und der Abstand b der Stämme erhalten bleiben. Die Verwendung solcher Maste erübrigt sich im allgemeinen, weil die nach Formel (21) sich ergebenden Baufehlerkopplungen klein sind (siehe Abschnitt D).

b) Kopplungen in bergigem Gelände

Bei bergigem Gelände ändern sich die Kopplungen infolge Abstandsänderung untereinanderliegender Stämme. Diese Abstandsänderung hängt von der Steigung des Geländes ab. Für die Maßnahmen, die zur Vermeidung zu großer Baufehler hier getroffen werden müssen, lassen sich keine allgemeinen Richtlinien angeben. Man muß von Fall zu Fall entscheiden. Für entsprechende Fälle kann man z. B. die Maßnahmen ergreifen, wie sie in [11] beschrieben sind.

Für die Berechnung der Nebensprechdämpfung aus der kapazitiven Kopplung nach Gl. (21) gilt dasselbe wie das am Ende des Abschnittes B, 1 Gesagte.

4. Kopplungen infolge von Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren

Es ist bekannt, daß bei einem Vierer die Differenzen der Teilkapazitäten zur gemeinsamen Umgebung Kopplungen zwischen den verschiedenen Leitungssystemen dieses Vierers zur Folge haben. In erster Näherung verursachen diese Kapazitätsdifferenzen eine Kopplung zwischen je einem Stamm und der Viererleitung und zwischen den Stämmen und dem sog. unsymmetrischen System, das aus dem Vierer einerseits und der Umgebung andererseits gebildet wird. Wenn bei einer Freileitung die Kapazitäten zwischen den Drähten und der Stütze bzw. dem Querträger voneinander abweichen, so liegt hier ein ähnlicher Fall vor, da der metallische Querträger als gemeinsame Umgebung anzusehen ist. Vom Übertragungstechnischen Standpunkt aus ist die Viererleitung wichtiger als das unsymmetrische System, da dessen Dämpfung infolge der Erdrückleitung vor allem bei Trägerfrequenzen größer ist als die des Vierers [6]. Deswegen soll im folgenden nur die Wirkung der Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren auf die Mitsprechkopplungen k_2 und k_3 behandelt werden.

Haben z. B. entsprechend Abb. 12 die beiden Drähte (Isolatoren) 1 und 2 des Stammes I die Kapazitäten C_1

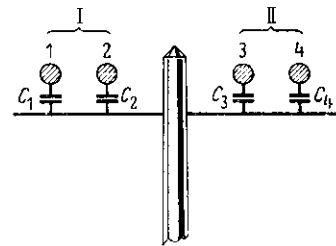


Abb. 12. Zur Berechnung der Kopplungen zwischen Stamm und Vierer, die von Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren herrühren

bzw. C_2 gegen den Querträger, die beiden Drähte (Isolatoren) 3 und 4 des Stammes II die Kapazitäten C_3 bzw. C_4 , so betragen bekanntlich die Beläge k' der kapazitiven Mitsprechkopplungen zwischen Stamm I bzw. Stamm II und dem Vierer

$$k_2' = \frac{C_1}{2} \frac{C_2}{w} \quad (22a)$$

$$k_3' = \frac{C_3}{2} \frac{C_4}{w} \quad (22b)$$

wobei w die Spannfeldlänge bedeutet.

Es ist zweckmäßig, an Stelle der Kapazitätsdifferenzen $C_1 - C_2$ bzw. $C_3 - C_4$ die Abweichung $(\Delta C)_{J_s}$ der Isolatorkapazitäten vom jeweiligen Mittelwert der Isolatorkapazitäten des betreffenden Stammes zu nehmen. Wir setzen also

$$(\Delta C)_{J_s} = \frac{C_1 - C_2}{2} = k_2' w \quad (23a)$$

bzw.

$$(\Delta C)_{J_s} = \frac{C_3 - C_4}{2} = k_3' w \quad (23b)$$

Der quadratische Mittelwert $\sqrt{(\Delta C)^2}$ der Kapazitätsdifferenzen für die Teillänge l berechnet sich dann nach der Formel

$$\sqrt{(\Delta C)^2} = \sqrt{\frac{1}{w} \int (\Delta C)^2_{J_s}} \quad (23c)$$

Die zulässigen Kapazitätsdifferenzen werden nach den im Abschnitt C angegebenen Formeln (29) und (31) ermittelt. Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Baufehlerkopplungen gehen hier auch die Fernnebensprechkopplungen ein, da eine für das ferne Ende entgegengesetzt wirkende gleich große Kopplung fehlt. Man erhält also für die Nahnebensprechkopplung $m_{n2,3}$ und für die Fernnebensprechkopplung $m_{g2,3}$ in magnetischen Einheiten, wie sie in den oben angegebenen Formeln eingehen, folgende Beziehung

$$\sqrt{|m_{n2,3}|^2} = \sqrt{|m_{g2,3}|^2} = \frac{1}{2} \sqrt{(\Delta C)^2 Z_s Z_v} \quad (24)$$

wobei $\sqrt{(\Delta C)^2}$ der quadratische Mittelwert der Kapazitätsdifferenzen für die Teillänge l nach Gl. (23c) ist. Zur Ermittlung dieses quadratischen Mittelwertes nach Gl. (23c) geht man am besten wie folgt vor: Aus einer genügend großen Anzahl von Meßwerten der Isolatorkapazität wird das mittlere Quadrat $(\Delta C)_g^2$ der Abweichungen $(\Delta C)_g$ der Meßwerte vom Gesamtmittelwert sämtlicher Meßwerte gebildet. Es gilt dann nach einer allgemeinen Formel der Statistik [vgl. Anhang II, Formel (21)] für das mittlere Quadrat der Abweichung $(\Delta C)_{J_s}$ von je zwei Isolatorkapazitäten von ihrem Mittelwert:

$$\sqrt{(\Delta C)_{J_s}^2} = \sqrt{\frac{1}{2} (\Delta C)_g^2} \quad (25a)$$

und nach (23c)

$$\sqrt{(\Delta C)^2} = \sqrt{\frac{1}{2w} \int (\Delta C)_g^2} \quad (25b)$$

5. Kopplungen infolge von Widerstandsdifferenzen

Die Widerstandsdifferenzen würden von Bedeutung werden, wenn man die Viererleitungen gleichzeitig mit den Stammlösungen ausnutzen wollte. Dies ist aber im Trägerfrequenzgebiet nicht üblich. Daher gehen die Widerstandsdifferenzen nur in das Fernnebensprechen infolge von doppeltem Nebensprechen über den Vierer ein. Die hierfür nach (29) und (31) berechneten zulässigen Widerstandsdifferenzen liegen in der Größenordnung von $1 \frac{\Omega}{\sqrt{\text{km}}}$. Der Schleifenwiderstand der

Stammlösungen beträgt etwa $5 \frac{\Omega}{\text{km}}$. Die wirklichen

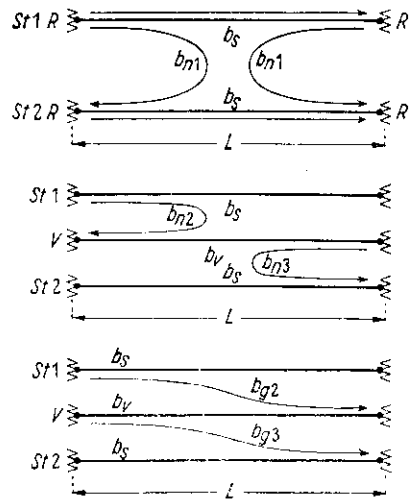
Widerstandsdifferenzen können unbeachtet bleiben, weil sie bei Verwendung annähernd gleichartiger Leitungsdrähte von selbst so klein sind, daß sie die oben angegebene Zulässigkeitsgrenze von $1 \frac{\Omega}{\sqrt{\text{km}}}$ bei weitem nicht erreichen.

C. Die Auswirkung der Baufehlerkopplungen auf das Nebensprechen

Die Trägerfrequenzsysteme für Weitverbindungen über Freileitungen sind so eingerichtet, daß die untere Gruppe der Sprechkanäle für die eine und die obere Gruppe für die andere Gesprächsrichtung dienen. Werden bei größeren Gesprächszahlen mehrere Systeme über ein Gestänge übertragen, so beschaltet man die Leitungen im gleichen Sinne, so daß gleiche Frequenzen auf verschiedenen Leitungen die gleiche Gesprächsrichtung haben. Auf diese Weise vermeidet man das Zusammenreffen niedriger Empfangsspannungen in der einen Leitung mit hohen Sendespannungen gleicher Frequenz in der Nachbarleitung. Würde man die Systeme im entgegengesetzten Sinne schalten, so wäre die gegenseitige Störwirkung besonders groß und damit die Anforderung an die Baugenauigkeit unnötig scharf.

Es kommt also bei mehreren mit Trägersystemen belegten Leitungen nur das sog. Fernnebensprechen zur Wirkung, während das Nahnebensprechen zunächst ohne Bedeutung ist. Bei Freileitungen besteht nun bekanntlich [4] der günstige Umstand, daß sich die Wirkungen der magnetischen und kapazitiven Kopplungen zwischen zwei Leitungen zum fernen Ende hin aufheben, so daß das unmittelbare Fernnebensprechen zwischen zwei Stammlösungen verschwindet. Es kommt daher nur das mittelbare Fernnebensprechen in Betracht; dieses kann verursacht werden:

- infolge von Reflexionen an den Leitungsenden im Zusammenwirken mit Nahnebensprechen (Abb. 13, oben),
- infolge von doppeltem Nahnebensprechen über eine dritte Leitung, welche meistens die eigene Viererleitung ist (Abb. 13, Mitte),
- infolge von doppeltem Fernnebensprechen über eine dritte Leitung, welche meistens die eigene Viererleitung ist (Abb. 13, unten).



St 1 - Stamm 1, St 2 - Stamm 2, V - Vierer

Abb. 13.

- Oben: Fernnebensprechen infolge von Nahnebensprechen und Reflexionen an den Leitungsenden
 Mitte: Fernnebensprechen infolge von doppeltem Nahnebensprechen über die Viererleitung V
 Unten: Fernnebensprechen infolge von doppeltem Fernnebensprechen über die Viererleitung V

Für die Berechnung dieser Effekte aus den Kopplungen gelten die gleichen Formeln, wie sie früher für Kabel abgeleitet wurden [5]. Das bei Kabeln noch auftretende Fernnebensprechen infolge von inneren Reflexionen im

Zusammenwirken mit dem Nahnebensprechen spielt bei Freileitungen keine Rolle, da die inneren Reflexionen infolge der hohen Kapazitätsgleichmäßigkeit sehr klein sind.

a) Fernnebensprechen infolge von Nahnebensprechen und Reflexionen an den Leitungsenden

Sind die Leitungen an den Enden mit einem Widerstand R abgeschlossen, der nicht mit ihrem Wellenwiderstand Z_s übereinstimmt und im allgemeinen komplex ist, so treten Reflexionen auf, die im Zusammenwirken mit dem Nahnebensprechen das Fernnebensprechen liefern (Abb. 13, oben). Die Berechnung ergibt für die mittlere Dämpfung b_g des Fernnebensprechens infolge der Baufehlerkopplungen die bekannte Beziehung:

$$b_g = b_{n1} + b_s + b_r = \frac{1}{2} \ln 2. \quad (26)$$

Hierin bedeuten b_r die Fehlerdämpfung an den Leitungsenden:

$$b_r = \ln \frac{Z_s + R}{Z_s - R} \quad (27)$$

b_s die Leitungsdämpfung der Stammleitung für die gesamte Leitungslänge L [7] und b_{n1} die mittlere Dämpfung des Nahnebensprechens zwischen zwei Stammleitungen:

$$b_{n1} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{4 Z_s^2 \beta_s}{\pi^2 f^2 m_{n1}^2} \right| + \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1}{e^{-2(b_s + b_v)}} \right| \quad (28)$$

In Gl. (28) bedeuten weiterhin:

β_s die Leitungsdämpfung einer Stammleitung je Teillänge l ,

f die Frequenz,

$|m_{n1}|^2$ das mittlere Quadrat der unsystematischen Nahübersprechkopplung je Teillänge l [Gl. (17 a)].

b) Fernnebensprechen infolge von doppeltem Nahnebensprechen über die Viererleitung

Entsprechend Abb. 13, Mitte kommt diese Erscheinung dadurch zustande, daß sich durch das Mitsprechen zwischen dem störenden Stamm und dem Vierer die Energierichtung im Vierer umkehrt. Das weitere Mitsprechen zwischen Vierer und gestörtem Stamm ist daher zum fernen Ende gerichtet, was Fernnebensprechen zwischen störendem und gestörtem Stamm bedeutet. Die mittlere Dämpfung b_g des Fernnebensprechens infolge der Baufehlerkopplungen ist hierbei nach der Formel

$$b_g = b_{n2} + b_{n3} + b_s = \frac{1}{2} \ln [2(b_s + b_v) - 1 + e^{-2(b_s + b_v)}] \quad (29)$$

zu berechnen, in der b_v die Leitungsdämpfung des Vierers für die gesamte Leitungslänge L und

$$b_{n2} + b_{n3} = \ln \left| \frac{2 Z_s Z_v (\beta_s + \beta_v)}{\pi^2 f^2 m_{n2}^2} \right| \quad (30)$$

die doppelte mittlere Nahmitsprechdämpfung bedeuten.

In Gl. (30) bedeuten weiterhin:

β_v die Leitungsdämpfung der Viererleitung je Teillänge l ,

Z_v den Wellenwiderstand der Viererleitung,

$|m_{n2}|^2$ das mittlere Quadrat der unsystematischen Nahmitsprechkopplung je Teillänge l [Gl. (17 b)].

c) Fernnebensprechen infolge von doppeltem Fernnebensprechen über die Viererleitung

Diese Erscheinung kommt hauptsächlich durch die Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren zustande, da hier

keine anderen für das ferne Ende entgegengesetzt wirkenden Kopplungen bestehen. Die Kopplungswirkung kann sich daher zum fernen Ende nicht aufheben. Nach Abb. 13, unten entsteht das Fernnebensprechen zwischen den beiden betrachteten Stämmen dadurch, daß zunächst direktes Fernnebensprechen im Vierer hervorgerufen wird. Die Spannung im Vierer ruft wiederum infolge der Kopplung zum Stamm 2 eine Spannung am fernen Ende des Stammes 2 hervor. Die mittlere Dämpfung b_g des Fernnebensprechens zwischen Stamm 1 und 2 infolge der Baufehlerkopplungen ist nach der Formel

$$b_g = b_{g2} + b_{g3} + b_v = \frac{1}{2} \ln \frac{1 - e^{-2(b_v - b_s)}}{4 \sin^2(b_v - b_s)} \quad (31)$$

zu berechnen, wobei

$$b_{g2} + b_{g3} = \ln \frac{Z_s Z_v}{\pi^2 f^2 m_{g2}^2 l} - \ln \frac{\sin(b_v - b_s)}{b_v - b_s} + b_v + b_s \quad (32)$$

die doppelte mittlere Fernmitsprechdämpfung zwischen Stamm und Vierer und $|m_{g2}|^2$ das mittlere Quadrat der unsystematischen Fernmitsprechkopplung für die Teillänge l bedeuten [siehe Gl. (24)].

Aus den Formeln (26), (29) und (31) in Verbindung mit (28), (30) und (32) ist ersichtlich, daß bei einer vorgegebenen Fernnebensprechforderung b_g die Baufehlerkopplungen m_n und m_g um so kleiner sein müssen, je höher die Frequenz f ist; um so genauer muß dann die Freileitung gebaut werden, damit die Baufehlerkopplungen den einwandfreien Parallelbetrieb zweier Trägerfrequenzsysteme nicht beeinträchtigen. Bei der Benutzung der Formeln (28) und (30) sind die bei vorgegebener Frequenz kleinsten Leitungsdämpfungen einzusetzen, also die Leitungsdämpfung bei trockenem Wetter [7]; für die Planung befindet man sich dann auf der sicheren Seite.

Mit den Gl. (29), (30) und (31), (32) läßt sich auch das unsystematische Fernnebensprechen infolge von doppeltem Nebensprechen zum unsymmetrischen System (siehe Abschnitt B, 4) berechnen. Man hat hier nur an Stelle der Größen des Vierers die entsprechenden Werte des unsymmetrischen Leitungssystems einzusetzen.

D. Beispiel

Im folgenden wird an einem Beispiel der Einfluß der einzelnen Baufehler gezeigt; die gewonnenen Erkenntnisse werden für die Planung von Trägerfrequenzfreileitungen verwertet.

Auf einer Freileitung sollen gleichzeitig vier Trägerfrequenzsysteme aus je 15 Kanälen (MG 15-System) mit einem Frequenzbereich bis 160 kHz betrieben werden. Die Aufgabe besteht darin, die Abmessungen des Gestänges so zu wählen, daß sich die Forderungen an die Baugenaueigkeit noch erfüllen lassen; andererseits dürfen aus Wirtschaftlichkeitsgründen die Abmessungen nicht zu groß gemacht werden.

Die Trägerfrequenzsysteme werden in gleicher Richtung betrieben (siehe Abschnitt C), wobei Fernnebensprechen auftreten kann. Für das Beispiel sollen als Forderung für den Grundwert b_n der unsystematischen Fernnebensprechdämpfung je Verstärkerfeld die zwei Werte $b_n = 6$ N und $b_n = 7$ N zugrunde gelegt werden, die als Minimalwerte aufzufassen sind. Diese Forderung ist bei der höchsten Übertragungsfrequenz von 160 kHz einzuhalten. Die Verstärkerfeldlänge betrage $L = 80$ km, die Spannfeldlänge $w = 50$ m. Für die Fehlerdämpfung werde ein erreichbarer Wert $b_r = 2$ N angenommen.

Wir wählen das in Abb. 14 gezeichnete Gestänge mit horizontal liegenden Stämmen aus Hartkupferleitern von 3 mm Durchmesser. Die Verstärkerfeldämpfung bei 160 kHz beträgt dann $b_s = 1,9$ N bei trockenem und etwa $b_s = 3$ N bei nassem Wetter. Die Abmessungen des Gestänges sind so bestimmt worden, daß die obigen Forderungen bei Ausnutzung der größtmöglichen Baugenauigkeit eingehalten werden können, wie noch im einzelnen gezeigt wird. Die praktische Ausführung eines solchen Gestänges zeigt Abb. 15.

Die Rechnung ergibt, daß sich das unsystematische Fernnebensprechen hauptsächlich aus drei Anteilen zusammensetzt, und zwar hervorgerufen von den Drahtdurchhangsdifferenzen δ , von den Mastabstandsfehlern

Abb. 14. Trägerfrequenzgestänge für Frequenzen bis 160 kHz

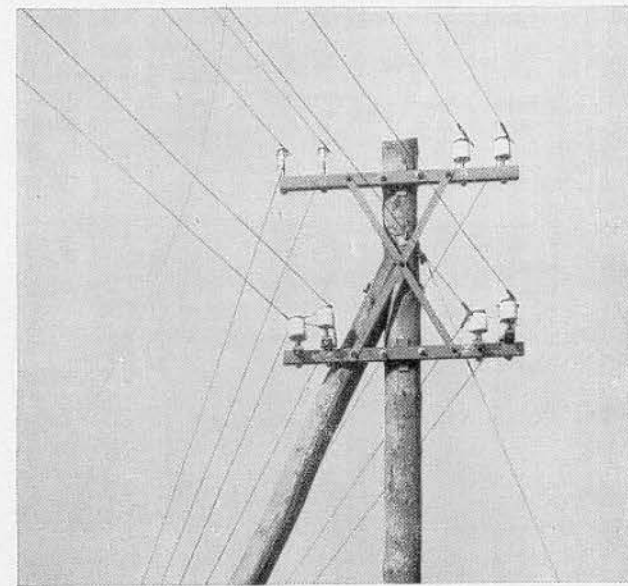


Abb. 15. Gestänge für vier Trägerfrequenz-Doppelleitungen (Winkelpunkt mit zwei Kreuzungen)

Δw und von den Kapazitätsdifferenzen ΔC der Isolatoren. Wir denken uns die drei Anteile von gleichem Einfluß auf die Fernnebensprechdämpfung. Im ungünstigsten Falle wirken alle Anteile gleichzeitig, wobei sich die durch sie verursachten Störspannungen quadratisch addieren. Daher ist die Forderung an die Fernnebensprechdämpfung für einen solchen Anteil um $\ln \sqrt{3}$ höher als die Forderung an die Fernnebensprechdämpfung für sämtliche Anteile zusammen. Rechnet man ferner mit der mittleren Fernnebensprechdämpfung entsprechend den Formeln (26), (29) und (31), so hat man den Grundwert b_0 noch um etwa 1 N zu erhöhen. Dieser Zuschlag entspricht der Tatsache, daß die maximalen Kopplungen etwa das Dreifache der mittleren Kopplungen sind (siehe Anhang III). Es ergibt sich somit insgesamt als Forderung an die mittlere Fernnebensprechdämpfung b_g für jeden Anteil und je Verstärkerfeld

$$b_g \geq b_0 + b_s + 1 + \ln \sqrt{3} = \begin{cases} b_s + 7,55 & \text{für } b_0 = 6 \text{ N} \\ b_s + 8,55 & \text{„ } b_0 = 7 \text{ N} \end{cases} \quad (33)$$

Mit dieser Forderung ergeben sich zunächst aus (26), (28) bzw. (29), (30) die zulässigen unsystematischen Kopplungen k_1 bzw. k_s nach Tafel I, woraus dann nach (11) und (19) die zulässigen Baufehler δ und Δw bestimmt werden müssen. Tafel II zeigt das Ergebnis

Tafel I. Zulässige Kopplungen berechnet aus der Forderung Gleichung (33)

Forderung	Kopplung	$\sqrt{k_1^2} / \sqrt{pF} / \sqrt{\text{km}}$	$\sqrt{k_s^2} / \sqrt{pF} / \sqrt{\text{km}}$
	$b_g - b_s = 7,55$ N		5,8
$b_g - b_s = 8,55$ N		2,1	9,0

der Rechnung für die in Abb. 14 vorkommenden drei gegenseitigen Lagen zweier Stämme. In der Tafel II sind die schärfsten Forderungen umrandet. Diese Forderungen müssen beim Bau eingehalten werden. Aus der Forderung (33) berechnet sich weiterhin nach (31) und (24) die schärfste Forderung für die Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren zu

$$\sqrt{(\Delta C)^2} = \begin{cases} 20 \frac{pF}{\sqrt{\text{km}}} & \text{für } b_0 = 6 \text{ N} \\ 12,5 \frac{pF}{\sqrt{\text{km}}} & \text{„ } b_0 = 7 \text{ N} \end{cases} \quad (34)$$

Die in Einzelfällen zulässigen maximalen Baufehler δ , Δw und ΔC dürfen etwa das Dreifache der angegebenen Mittelwerte betragen.

Die geforderte hohe Baugenauigkeit für die Drahtdurchhänge läßt sich praktisch erreichen. Umfangreiche Untersuchungen haben erwiesen, daß bei entsprechender Ausführung des Gestänges die Durchhänge mit der vorgeschriebenen Genauigkeit von $\sqrt{\delta^2} = 2,2$ cm einreguliert werden können, und daß nach den bisherigen Beobachtungen auch die zeitliche Änderung der Durchhangsdifferenzen vernachlässigbar klein ist. Die Zeitdauer der Versuche erstreckte sich vom Herbst über den Winter zum Sommer.

Zur Kontrolle der aufgestellten Formel (11) wurden die unsystematischen k_2 -Kopplungen an einem 400 m langen Mustergestänge nach Abb. 15 gemessen. Die Drahtdurchhänge waren mit großer Genauigkeit einreguliert und die Durchhangsdifferenzen δ gemessen worden. Deren quadratischer Mittelwert betrug $\sqrt{\delta^2} = 2$ cm. Tafel III zeigt die gemessenen und die aus den Durchhangsdifferenzen nach Formel (11 b) berechneten unsystematischen k_2 -Kopplungen.

Tafel III. Gemessene und berechnete k_2 -Kopplungen für das Gestänge der Abb. 15 bei einer Durchhangsdifferenz $\sqrt{\delta^2} = 2$ cm (Gestängeabstand $w = 50$ m).

Leiteranordnung	$\sqrt{k_2^2} / \sqrt{pF} / \sqrt{\text{km}}$	
	gemessen	berechnet
○ ○	6,5	7,3
○ ○		
○ ○	5,6	3,5
○ ○		

Leiteranordnung	Betriebsdaten								Zulässige Drahtdurch-	
	Betriebskapazität		Wellenwiderstand		Dämpfung bei 160 kHz u. trockenem Wetter		Systematische Kopplungen		Berechnet aus der Forderung	
	$C_s/nF/km$	$C_v/nF/Km$	Z_s/Ω	Z_v/Ω	$\beta_s/mN/Km$	$\beta_v/mN/km$	$k_1/pF/Km$	$k_2/pF/km$	b_g (26)	$b_g = 7,55 N$ und Gleichung (29)
○ ○ ○ ○	5,7	7,1	590	470	21,3	15,1	115	330	7,3	18,6
○ ○	5,7	7,1	590	470	24,3	15,1	115	0	7,5	4,3
○ ○	5,7	6,5	590	520	24,3	13,8	68	150	5,8	8,4

Betriebsdaten und Anforderungen an die Baugenauigkeit für das Freileitungsgestänge nach Abb. 14. Höchste Übertragungsdämpfung $b_1 = 2 N$. Spannfeldlänge $w = 50 m$. δ bezogen auf den Durchhangsmittelwert von je 4 Drähten. ΔC be-

Eine Kontrolle der Formel (11 a) für die unsystematische k_1 -Kopplung war nicht möglich, weil die berechneten und auch die beobachteten unsystematischen k_1 -Kopplungen innerhalb der Meßgenauigkeit liegen. Die Unterschiede zwischen den gemessenen und berechneten Werten in Tafel III sind darauf zurückzuführen, daß infolge der kurzen Leitungslänge von $l = 400 m$ die Mittelwertbildung noch unvollkommen ist. Bei der Berechnung der zulässigen Stangenabstandsfehler $\sqrt[3]{(A w)^2}$ nach Formel (19) wurde ein resultierender Kreuzungsschritt $s = w = 50 m$ eingesetzt, weil in dem Kreuzungsplan für vier Leitungen nach Abb. 14 und einer Frequenz ausnutzung bis 160 kHz der kürzeste Abstand zweier Kreuzungen gleich der Mastfeldlänge w ist [1]. Die in Tafel II geforderte Baugenauigkeit der Stangenabstände läßt sich bei sorgfältigem Bau einhalten.

Die Forderung (34) für die Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren läßt sich erfüllen, wenn die Isolatoren durch sorgfältige Fabrikation in ihrer Kapazität genügend gleichmäßig hergestellt werden. Es empfiehlt sich, vor dem Bau der Freileitung die zur Verwendung gelangenden Isolatoren statistisch zu untersuchen, indem die Abweichungen der Isolatorkapazitäten von ihrem Mittelwert bestimmt werden. Wenn diese Abweichungen größer sind als die nach (25), (24) und (31) berechneten, so muß man nach einem Gruppierungsverfahren je zwei Isolatoren so auswählen, daß ihre Kapazitätsdifferenz für die einzelnen Stämme hinreichend klein ist [12]. Im allgemeinen dürfte eine Gruppierung nicht notwendig sein, da die bisherigen Untersuchungen an den von der Deutschen Reichspost gebrauchten Isolatoren der Type RMK ergeben, daß der quadratische Mittelwert der Kapazitätsabweichungen kleiner ist, als der in der Tafel II angegebene zulässige Wert. Bei der Type RMK I betrug der quadratische Mittelwert der gemessenen Kapazitätsdifferenzen

$$9 \text{ pF}/\sqrt[3]{km},$$

bei der Type RMK II nur $5,5 \text{ pF}/\sqrt[3]{km}$.

Das Nebensprechen infolge von Winkelpunkten ist im allgemeinen vernachlässigbar. Zur Untersuchung der Größenordnung der hier möglichen Kopplungen nach

Formel (21) nehmen wir den ungünstigen Fall an, daß $N = 10$ Winkelpunkte je Kilometer vorhanden sind, und daß der maximale Leitungswinkel 45° beträgt. Hieraus berechnet sich nach Formel (21) eine unsystematische k_1 -Kopplung $\sqrt[3]{k_1^2} \approx 1 \frac{\text{pF}}{\sqrt[3]{km}}$, die noch klein ist gegenüber der zulässigen k_1 -Kopplung nach Tafel I.

Zusammenfassung

Die bei Freileitungen durch Baugenauigkeiten verursachten unsystematischen Kopplungen werden berechnet. Die wichtigsten Baufehler sind: Drahtdurchhangsdifferenzen, Stangenabstandsfehler, unregelmäßige Leitungsführung, Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren und Widerstandsdifferenzen der Leitungsdrähte. Der Zusammenhang der einzelnen Baufehler mit den durch sie verursachten Kopplungen wird theoretisch abgeleitet. Je höher die Übertragungsfrequenz ist, um so mehr geben die unsystematischen Kopplungen zu Nah- und Fernnebensprechen Anlaß. Am stärksten wirken sich hier die Drahtdurchhangsdifferenzen aus, so daß beim Bau von Trägerfrequenzfreileitungen der Durchhangsregulierung besondere Sorgfalt zuzuwenden ist. Für die gleichzeitige Übertragung von vier Trägerfrequenzsystemen mit 15 Kanälen (sog. MG 15-System) entsprechend einer höchsten Frequenz von 156 kHz wurde ein Gestänge mit horizontal liegenden Doppelleitungen entwickelt, bei dem nach den abgeleiteten Formeln die Durchhangsdifferenzen der Drähte im quadratischen Mittel den Wert von 2,2 cm nicht überschreiten dürfen, um einen Mindestgrundwert für das Fernnebensprechen von 7 N zu erreichen. An einem Versuchsgestänge wurde nachgewiesen, daß diese Anforderungen bei entsprechend sorgfältiger Bauweise praktisch erfüllbar sind. Erreicht wurden hierbei Durchhangsdifferenzen von im Mittel etwa 2 cm, deren Schwankungen im Laufe der Zeit sich als so klein erwiesen, daß die oben angegebene Grenze von 2,2 cm nicht überschritten wurde. Die Übereinstimmung zwischen den gemessenen Kopplungen und den aus den gemessenen Drahtdurchhangsdifferenzen berechneten Kopplungen ist befriedigend, so daß die abge-

Längsdifferenzen $\sqrt{\delta^2}/\text{cm}$		Zulässige Stangenabstandsfehler $\sqrt{(Aw)^2/n}$				Zulässige Kapazitätsdifferenzen der Isolatoren $\sqrt{(AC)^2}/\mu\text{F}/\text{Km}$	
Berechnet aus der Forderung $b_g - b_s = 8,55 \text{ N}$ und Gleichung (26) (29)		Berechnet aus der Forderung $b_g - b_s = 7,55 \text{ N}$ und Gleichung (26) (29)		Berechnet aus der Forderung $b_g - b_s = 8,55 \text{ N}$ und Gleichung (26) (29)		Berechnet aus der Forderung $b_g - b_s = 7,55 \text{ N}$ und Gleichung (31)	Berechnet aus der Forderung $b_g - b_s = 8,55 \text{ N}$ und Gleichung (31)
4,5	15	5,5	5,4	2,0	3,3		
3,8	2,7	5,5	keine Forderung	2,0	keine Forderung	20	12,5
2,2	5,0	9,0	11,8	3,3	7,2		

frequenz: $f = 160 \text{ kHz}$. Verstärkerfeldlänge: $L = 80 \text{ km}$. Leiter aus Hartkupfer von 3 mm Durchmesser. Fehlerzogen auf den Kapazitätsmittelwert von je 2 Isolatoren.

leiteten rechnerischen Unterlagen für die Projektierung von Trägerfrequenzfreileitungen als gesichert anzunehmen sind.

Schrifttum

- [1] H. Kaden und H. Kaufmann: Das Nebensprechen bei Freileitungen für Trägerfrequenzsysteme, TFT 1933, S. 566—577.
- [2] P. Thomas: Ein Verfahren zur Messung des Drahtdurchhangs von Fernmelde-Freileitungen, TFT 1932, S. 281—289.
- [3] H. Kaden: Über die Betriebs- und Kopplungskapazitäten zwischen den Leitungssystemen eines Vierers, Archiv für Elektrotechnik 1935, S. 149 bis 154.
- [4] K. Kumpf-müller: Die neuere Entwicklung der Trägerfrequenztelephonie auf Leitungen, EFD Heft 30 (1932), S. 229—238.
- [5] H. Kaden: Nebensprechen zwischen unbelasteten Leitungen in Fernsprechkabeln, EFD Heft 49 (1938), S. 173—180.
- [6] F. Pollaczek: Über das Feld einer unendlich langen wechselstromdurchflossenen Einfachleitung, ENT 1926, S. 339—359.
- [7] H. Kaden und H. Kaufmann: Die Übertragungskonstanten von Freileitungen, ENT 1938, S. 210—217.
- [8] R. Becker, H. Plaut, J. Runge: Anwendungen der mathematischen Statistik auf Probleme der Massenfabrikation, Springer, Berlin 1930.
- [9] E. Czuber: Wahrscheinlichkeitsrechnung I, 4. Auflage, 1924, S. 314.
- [10] Jahnke-Emde: Funktionentafeln, Teubner 1933, S. 97.
- [11] DRP 619 254.
- [12] DRP 691 018.

Anhang

I. Die Durchhangslinie

Für unsere Zwecke genügt es, wenn zur Vereinfachung die wirkliche Durchhangslinie (Kettenlinie) durch eine Parabel ersetzt wird (Abb. 16). Am tiefsten

Punkt der Parabel sei die Abweichung (Drahtdurchhangsdifferenz) des Durchhangs gegenüber dem Soll-durchhang (gestrichelte Kurve) δ .

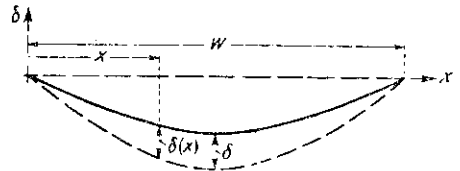


Abb. 16. Ersatz der Durchhangslinie durch eine Parabel

Für die vom Ort (x) abhängige und auf den Drahtabstand a bezogene Drahtdurchhangsdifferenz $A(x)$ gilt dann:

$$A(x) \frac{\delta(x)}{a} = \frac{4x}{w^2} (x - w)A \quad (1)$$

Bei der Berechnung der Kopplungen für ein ganzes Spannungsfeld [vgl. (4)] muß das Integral des Kopplungsbelags über die Spannweite gebildet werden. Hierbei tritt das folgende Integral auf:

$$\frac{1}{w} \int_0^w |A(x)|^n dx = \frac{4^n n!}{(n+1)(n+2)\dots(2n+1)} a^n \quad (2)$$

Man erhält aus dieser allgemeinen Formel für die in Frage kommenden Werte von $n = 1, 2$ und 3 die Zahlenfaktoren $\frac{2}{3}, \frac{8}{15}$ und $\frac{16}{35}$, die in den Formeln (6) des Abschnittes B auftreten.

II. Mittelwertbildungen

Die infolge von Drahtdurchhangsdifferenzen hervorgerufene unsystematische Kopplung eines Spannungsfeldes hängt nicht ab von den Drahtdurchhängen der übrigen Spannungsfelder. Es ist z. B. durchaus möglich, daß die Drahtdurchhangsmittelwerte von je vier Drähten verschiedener Spannungsfelder voneinander verschieden sind, ohne daß dadurch Baufehlerkopplungen aufzutreten brauchen. Die für die Baufehlerkopplungen maßgebenden Drahtdurchhangsdifferenzen sind daher zu bilden als

Differenz der Durchhänge der vier Drähte eines Spannungsfeldes von dem Durchgangsmittelwert der vier Drähte desselben Spannungsfeldes. Bei der Bildung der quadratischen Mittelwerte der Gl. (4) im Abschnitt B treten eine Reihe von Mittelwerten auf, die hier berechnet werden:

Zunächst gilt auf Grund der geschilderten Differenzbildung für jedes Spannungsfeld

$$\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \Delta_4 = 0. \quad (3)$$

Aus Symmetriegründen ist der arithmetische und der quadratische Mittelwert über alle Spannungsfelder für jede der vier Differenzen gleich groß:

$$\begin{aligned} \Delta_i &= 0 \\ \Delta_i^2 &= \Delta^2 \quad i = 1, 2, 3, 4, \end{aligned} \quad (4)$$

wobei Δ^2 das in der Formel (9) des Abschnittes B auftretende mittlere Quadrat der Differenzen bedeutet.

Nach (3) sind die vier Differenzen nicht unabhängig voneinander; daher sind die gemischten Mittelwerte $\Delta_i \Delta_k$ nicht Null. Wir werden die vier Differenzen durch drei voneinander unabhängige Differenzen ausdrücken, mit deren Hilfe alle gesuchten Mittelwerte berechnet werden können.

Als erste unabhängige Differenz wählen wir Δ_1 . Es lassen sich nun neue Differenzen Δ_2' , Δ_3' , Δ_4' bilden, indem Δ_2 , Δ_3 , Δ_4 nach (3) auf ihren Mittelwert $-\frac{\Delta_1}{3}$ bezogen werden

$$\begin{aligned} \Delta_2' &= \Delta_2 - \left(-\frac{\Delta_1}{3}\right) \\ \Delta_3' &= \Delta_3 - \left(-\frac{\Delta_1}{3}\right) \\ \Delta_4' &= \Delta_4 - \left(-\frac{\Delta_1}{3}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

mit

$$\Delta_2' + \Delta_3' + \Delta_4' = 0. \quad (6)$$

Der Mittelwert der neuen Differenzen über die Spannungsfelder mit ein und demselben, aber sonst beliebigen Δ_1 ist Null.

$$\Delta_i' = 0 \quad i = 2, 3, 4. \quad (7)$$

Bei Mittelung über alle Spannungsfelder gilt dann:

$$\Delta_1 \Delta_i' = \Delta_1 A_i' = 0 \quad i = 2, 3, 4, \quad (8)$$

d. h. die neuen Differenzen sind von Δ_1 unabhängig.

Wir wählen daher z. B. Δ_2' als zweite unabhängige Differenz und bilden wieder neue Differenzen Δ_3'' , Δ_4'' , indem Δ_3' und Δ_4' nach (6) auf ihren Mittelwert $-\frac{\Delta_2'}{2}$ bezogen werden

$$\begin{aligned} \Delta_3'' &= \Delta_3' - \left(-\frac{\Delta_2'}{2}\right) \\ \Delta_4'' &= \Delta_4' - \left(-\frac{\Delta_2'}{2}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

mit

$$\Delta_3'' + \Delta_4'' = 0. \quad (10)$$

Der Mittelwert dieser neuen Differenzen über die Spannungsfelder mit ein und demselben, aber sonst beliebigen Δ_1 und Δ_2' ist Null

$$\Delta_i'' = 0 \quad i = 3, 4. \quad (11)$$

Bei Mittelung über alle Spannungsfelder erhält man

$$\begin{aligned} \Delta_1 \Delta_i'' &= \Delta_1 A_i'' = 0 \\ \Delta_2' \Delta_i'' &= \Delta_2' A_i'' = 0 \end{aligned} \quad i = 3, 4, \quad (12)$$

d. h. die neuen Differenzen sind unabhängig von Δ_1 und

Δ_2' . Wählt man z. B. Δ_3'' als dritte unabhängige Differenz, so lassen sich jetzt die ursprünglichen Differenzen $\Delta_1, \dots, \Delta_4$ folgendermaßen durch die drei unabhängigen Differenzen $\Delta_1, \Delta_2', \Delta_3''$ ausdrücken:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \Delta_1 \\ \Delta_2 &= \Delta_2' - \frac{\Delta_1}{3} \\ \Delta_3 &= \Delta_3'' - \frac{\Delta_2'}{2} - \frac{\Delta_1}{3} \\ \Delta_4 &= -\Delta_3'' - \frac{\Delta_2'}{2} - \frac{\Delta_1}{3} \end{aligned} \quad (13)$$

mit $\Delta_1 \Delta_2' = 0$; $\Delta_1 \Delta_3'' = 0$; $\Delta_2' \Delta_3'' = 0$. (14)

Aus (13) und (14) ergibt sich noch durch Quadrieren und Mittelung über sämtliche Spannungsfelder

$$\Delta_1^2 = \Delta^2 : (\Delta_2')^2 = \frac{8}{9} \Delta^2 : (\Delta_3'')^2 = \frac{2}{3} \Delta^2. \quad (15)$$

Damit sind wir in der Lage, alle vorkommenden Mittelwerte über die ursprünglichen Differenzen zu berechnen. Es ergibt sich nach (13), (14) und (15):

$$\begin{aligned} \Delta_i^2 &= \Delta^2 \\ \Delta_i \Delta_k &= -\frac{1}{3} \Delta^2 \quad i \neq k \\ \Delta_i \Delta_k \Delta_l &= 0 \\ \Delta_i^4 &= 3 (\Delta^2)^2 \quad \text{bei Gauß'scher Verteilung} \\ \Delta_i^3 \Delta_k &= -(\Delta^2)^2 \quad i = k \\ \Delta_i^2 \Delta_k^2 &= \frac{11}{9} (\Delta^2)^2 \quad i \neq k \\ \Delta_i^2 \Delta_k \Delta_l &= -\frac{1}{9} (\Delta^2)^2 \quad i, k, l \text{ voneinander verschieden} \\ \Delta_i \Delta_2' \Delta_3'' \Delta_l &= \frac{1}{3} (\Delta^2)^2 \quad i, k, l = 1, 2, 3, 4 \end{aligned} \quad (16)$$

Aus Symmetriegründen könnte man für die Ableitung dieser Mittelwerte auch irgendeine andere Differenz Δ als erste unabhängige Differenz wählen.

Eine andere Möglichkeit, die ursprünglichen Differenzen $\Delta_1, \dots, \Delta_4$ durch drei unabhängige Differenzen auszudrücken, ist folgende. Man führt nach Abb. 17 ein:

- Δ_{dI} Abweichung der Drähte 1 und 2 vom Durchgangsmittelwert der Drähte 1 und 2,
- Δ_{dII} Abweichung der Drähte 3 und 4 vom Durchgangsmittelwert der Drähte 3 und 4,
- Δ_s Abweichung der Durchgangsmittelwerte der Stämme I und II vom Durchgangsmittelwert der vier Drähte.

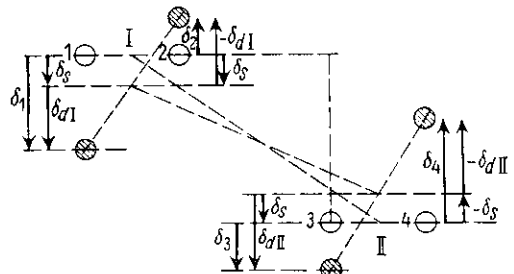


Abb. 17. Zur Einführung dreier voneinander unabhängiger Durchgangsdifferenzen

Der Zusammenhang mit den Differenzen $A_1 \dots A_4$ ist dann

$$\begin{aligned} A_1 &= A_{dI} + A_s \\ A_2 &= -A_{dI} + A_s \\ A_3 &= A_{dII} - A_s \\ A_4 &= -A_{dII} - A_s \end{aligned} \quad (17)$$

und

$$\begin{aligned} \overline{A_1^2} &= \overline{A_2^2} = \overline{A_{dI}^2} + \overline{A_s^2} \\ \overline{A_3^2} &= \overline{A_4^2} = \overline{A_{dII}^2} + \overline{A_s^2} \end{aligned} \quad (18)$$

Diese Einführung der drei Mittelwerte $\overline{A_{dI}^2}$, $\overline{A_{dII}^2}$, $\overline{A_s^2}$ wäre z. B. zweckmäßig für Freileitungen, bei denen die beiden Mittelwerte $\overline{A_{dI}^2}$ und $\overline{A_{dII}^2}$ voneinander verschieden sind. Es lassen sich damit den Formeln (9) im Abschnitt B entsprechende Formeln aufstellen, in welchen die drei obigen Mittelwerte auftreten. Für den im allgemeinen vorliegenden Fall, daß die vier Differenzen $A_1 \dots A_4$ einander gleichwertig sind, ergeben sich wieder die Formeln (9) des Abschnitts B. Es gilt nämlich dann nach (17) und (18)

$$\begin{aligned} \overline{A^2} &= \overline{A_d^2} + \overline{A_s^2} \quad i, k = 1, 2, 3, 4, \\ A_1 A_k &= -\overline{A_s^2} \quad i \neq k \end{aligned} \quad (19)$$

woraus sich ergibt

$$\begin{aligned} \overline{A_{dI}^2} = \overline{A_{dII}^2} = \overline{A_d^2} &= \frac{2}{3} \overline{A^2} \\ \overline{A_s^2} &= \frac{1}{3} \overline{A^2} \end{aligned} \quad (20)$$

In der Praxis wird meist der Mittelwert $\overline{A_d^2}$ benutzt; d. h. der Mittelwert für die Abweichung der zwei Drähte eines Stammes vom Durchgangsmittelwert der beiden Drähte.

Bei der Projektierung von Freileitungen kann man annehmen, daß sämtliche Spannungsfelder einander gleichwertig sind, weil beim Bau alle Durchhänge im Mittel gleich groß gemacht werden. Für diesen Fall lassen sich auch diejenigen Durchgangsdifferenzen A_k betrachten, die auf den Durchgangsmittelwert sämtlicher Durchhänge bezogen sind. Der Zusammenhang des quadratischen Mittelwerts dieser Differenzen A_k mit den oben eingeführten A^2 und A_s^2 ergibt sich aus einer allgemeinen Formel der Statistik [8].

$$\sqrt{\overline{A_{(n)}^2}} = \sqrt{\frac{n-1}{n}} \sqrt{\overline{A_g^2}}, \quad (21)$$

wobei $\sqrt{\overline{A_{(n)}^2}}$ den quadratischen Mittelwert derjenigen Differenzen bedeutet, die auf den Durchgangsmittelwert von je n Drähten bezogen sind. Aus (21) folgt

$$\begin{aligned} \text{für } n = 4: \quad \overline{A^2} &= \frac{3}{4} \overline{A_g^2} \\ \text{für } n = 2: \quad \overline{A_s^2} &= \frac{1}{2} \overline{A_g^2} \end{aligned} \quad (22)$$

Man kann also für den Fall, daß alle Spannungsfelder einander gleichwertig sind, in den Formeln (9) des Abschnitts B statt $\frac{4}{3} \overline{A^2}$ auch $\overline{A_g^2}$ einführen. In diesem Zusammenhange erklärt sich auch der in den Formeln (9) des Abschnitts B auftretende Faktor $\frac{4}{3}$.

III. Zusammenhang zwischen quadratischem Mittelwert und Maximalwert

Für die Kopplungen und die Durchgangsdifferenzen gilt erfahrungsgemäß: Der Maximalwert ist ungefähr das Dreifache des quadratischen Mittelwertes. Dieser Zusammenhang läßt sich auch theoretisch erschließen, wenn man das Gauß'sche Verteilungsgesetz (z. B. für die Durchgangsdifferenzen)

$$\varphi(A) = \frac{h}{\sqrt{\pi}} e^{-h^2 A^2} \quad (23)$$

zugrunde legt [9].

Gegeben ist die Anzahl M der Spannungsfelder. Die Anzahl m derjenigen Differenzen, welche größer als das k -fache der mittleren Differenz $\sqrt{\overline{A^2}}$ sind, beträgt:

$$m = M \int_{\frac{k}{\sqrt{\overline{A^2}}}}^{\infty} 2 \frac{h}{\sqrt{\pi}} e^{-h^2 A^2} dA \quad (24)$$

Für $m \geq 1$ sind Differenzen zu erwarten, die größer als $k \cdot \sqrt{\overline{A^2}}$ sind. Für $m = 1$ ist eine solche Differenz zu erwarten. Diese Differenz ist zugleich die größte. Aus (24) ergibt sich so mit $m = 1$ ein Zusammenhang zwischen M und k :

$$1 = M \left[1 - \Phi \left(\frac{k}{\sqrt{\overline{A^2}}} \right) \right], \quad (25)$$

wo Φ das Fehlerintegral bedeutet [10].

Die durch (25) bestimmte Abhängigkeit des Faktors k von der Anzahl M gibt die folgende Tabelle

M:	21	81	196	389	1471	6667	16667
k:	2	2,4	2,8	3,0	3,4	3,8	4,0

Man erkennt, daß sich der Faktor k sehr wenig mit M ändert, und daß für die üblichen Spannungsfelderanzahlen M der Faktor bei 3 liegt. Die eine Differenz, die größer als $k \sqrt{\overline{A^2}}$ ist (größte Differenz), wird in der Nähe von $k \sqrt{\overline{A^2}}$ zu erwarten sein, weil die Wahrscheinlichkeit für eine größere Differenz infolge des Verteilungsgesetzes (23) wesentlich kleiner ist.

Über die Entwicklung einheitlicher Grundgeräte für die trägerfrequente Mehrfachausnutzung von Fernsprechleitungen

Von D. Thierbach und F. Vogel

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium der Wernerwerke und aus dem Wernerwerk für Verstärkergerät
der Siemens & Halske AG

Sonderdruck aus „Hochfrequenztechnik und Elektroakustik“ Bd. 58 (1941), Heft 5

Inhaltsübersicht.

- I. Einleitung
- II. Modulation und Trägerfrequenz-Unterdrückung
- III. Unterdrückung des zweiten Seitenbandes
- IV. Trägerstromerzeugung
- V. Verstärker, Entzerrer, Weichen, Regelung
- VI. Einzelteile und konstruktiver Zusammenbau
- VII. Zusammenfassung.

I. Einleitung.

Am Anfang ihrer Entwicklung war die trägerfrequente Nachrichtenübertragung über Leitungen nur eine — allerdings sehr willkommene — Notlösung, um den dringendsten Bedarf an neuen Nachrichtenverbindungen in kurzer Zeit zu decken. Zuerst wurden auf diese Art brachliegende Frequenzgebiete mit gutem Erfolg bei Freileitungen ausgenutzt, später folgten die ersten Trägerfrequenz-Einrichtungen für Kabelleitungen, und heute nutzt man auch Funkwege mehrfach aus. Die Fülle der neuen Aufgaben ließ zunächst einheitliche Grundlinien für die Entwicklung oder gar einheitliche Grundgeräte nicht aufkommen. Grob gesagt, für jeden Zweck wurde eine besondere Einrichtung entwickelt. Aber schon die Erfahrungen, die mit den ersten Geräten gemacht wurden, zeigten, daß die trägerfrequente Mehrfachausnutzung weit mehr als ein Hilfsmittel zur Überwindung augenblicklicher Schwierigkeiten ist. Die Trägerfrequenz-Verbindungen waren gegenüber den Niederfrequenz-Verbindungen nicht nur wirtschaftlicher, sondern auch technisch besser. Insbesondere für den Weitverkehr waren sie infolge ihrer kleineren Laufzeit und Laufzeitverzerrung erheblich günstiger. Die wirtschaftlichen und betriebstechnischen Vorteile, die die Trägerfrequenz-Technik bietet, sind neben der Möglichkeit des raschen Einsatzes Gründe genug, um Trägerfrequenz-Verbindungen schon bei der Netzplanung weitgehend vorzusehen, und zwar nicht nur in den höheren Ebenen des Netzplanes, sondern mit entsprechend einfach aufgebauten Geräten auch in den Netzgruppen.

Bei diesem Einsatz der Trägerfrequenz-Einrichtungen ergeben sich für ihre Entwicklung zwei Forderungen:

1. Die Trägerfrequenz-Einrichtungen müssen den Anforderungen eines allgemeinen Netzplanes entsprechen, d. h. die elektrischen Eigenschaften der Verbindungen

müssen einheitlich festgelegt sein und dürfen sich nicht ändern. Es müssen Restdämpfungsverlauf, Konstanz der Pegel, Geräuschfreiheit und Frequenztreue ganz bestimmten Spielbreiten genügen, ferner sollen geeignete Anschlußpunkte für die Durchverbindungen vorhanden sein, die wahlweise einzeln oder in Bündeln durchführbar sein müssen.

2. Die verschiedenen Trägerfrequenz-Einrichtungen sind nach einheitlichen Richtlinien zu entwickeln; für ihren Aufbau sind soweit wie möglich einheitliche Grundgeräte zu schaffen. Das hat nicht nur für die Entwicklung neuer Systeme und für die Fertigung der nunmehr in großen Stückzahlen benötigten TF-Geräte wesentliche Vorteile, sondern auch für das Personal, das die Geräte warten muß, sowie für die Lagerhaltung und für die Instandhaltung der Anlagen.

Über den Stand der in dieser Hinsicht geleisteten Entwicklungsarbeiten soll hier kurz berichtet werden, indem der Gang der Entwicklung und der Entwicklungsstand der wichtigsten Grundgeräte dargelegt wird.

Zu Beginn der Entwicklung von Trägerfrequenz-Einrichtungen war man sich noch über ganz grundlegende Fragen im Unklaren. Eine der Hauptfragen war z. B. die, ob man beide Seitenbänder und den Träger oder nur ein Seitenband übertragen soll, wobei der Träger mit voller oder geschwächter Amplitude übertragen oder aber ganz unterdrückt und in der Gegenstelle wieder zugefügt wird. Für jede Lösung ließen sich Vor- und Nachteile anführen. Die Unsicherheit in dieser Frage ist überwunden, und zwar hat sich die Übertragung mit einem Seitenband bei unterdrücktem Träger fast allgemein durchgesetzt. Nur für besondere Aufgaben, z. B., wenn es auf sehr einfach aufgebaute Geräte ankommt und eine günstigste Ausnutzung des Frequenzbandes nicht erforderlich ist, wendet man noch eines der anderen Verfahren an.

II. Modulation und Trägerfrequenz-Unterdrückung.

Bei allen Trägerfrequenz-Einrichtungen wird das Nachrichtenband durch den Modulationsvorgang aus seiner natürlichen Frequenzlage in eine höhere für die Übertragung vorgesehene Lage versetzt. Viel Arbeit ist für die Beherrschung dieses verwickelten Vorganges aufgewendet worden. Anfangs bildete die Elektronenröhre

den wesentlichen Teil der Modulatorschaltung, sie ist aber bald an den meisten Stellen durch den Sperrschicht-Gleichrichter abgelöst worden. Dieser hat einen wesentlich geringeren Raumbedarf und erfordert keine besonderen Betriebsspannungen. Heute ist die Entwicklung des Modulators so weit, daß dieses wichtige Gerät nur sehr wenig Raum beansprucht. Dabei erfordert es bei großer Lebensdauer praktisch keine Wartung.

Wie bereits erwähnt, wird bei den meisten Trägerfrequenz-Geräten der in seiner Amplitude gegenüber der Signalfrequenz starke Träger nicht mit übertragen. Die Unterdrückung des Trägers bringt eine günstige Bemessung der Verstärker und geringere Nebensprechgefahr mit sich; sie ist nicht zuletzt dadurch leicht möglich geworden, daß man heute die Sperrschicht-Gleichrichter mit hoher Gleichmäßigkeit herstellen kann. Es lassen sich dann Gegentaktschaltungen entwickeln, die ohne besondere Abstimm-Mittel neben anderen unerwünschten Modulationsprodukten den Träger so stark unterdrücken, daß an nachfolgende Filter oder Sperrkreise keine besonderen Anforderungen mehr gestellt werden. So hat der Modulator als eines der wichtigsten Bauelemente der Trägerfrequenz-Einrichtungen bereits die Stufe eines einheitlichen Grundgeräts erreicht. Er kann in neuzeitlicher Bauweise einheitlich sowohl bei verschiedenen Trägerfrequenz-Einrichtungen als auch in den verschiedenen Frequenzumsetzestufen eines mit Mehrfachumsetzung arbeitenden Systems (s. unten) eingesetzt werden.

III. Unterdrückung des zweiten Seitenbandes.

Für die Übertragung einer Nachricht genügt eines der beiden bei der Modulation entstehenden Seitenbänder. Von dem sich hieraus ergebenden großen Vorteil der Frequenzbandersparnis wird zumeist auch Gebrauch gemacht. Obwohl es Vorschläge gibt, durch Addition von Modulationsprodukten verschiedener Phase ein Seitenband zu unterdrücken, haben diese doch keine An-

wendung gefunden. Das bei der Modulation bzw. Demodulation jeweils nicht erwünschte Seitenband wird vielmehr durch Filter unterdrückt.

In tiefen Frequenzgebieten können die Anforderungen an die Konstanz und Abgleichgenauigkeit der Filter mit einfachen Mitteln erfüllt werden. Im Gebiet hoher Frequenzen ergeben sich jedoch durch den im Verhältnis zur Trägerfrequenz geringen Abstand der beiden Seitenbänder Schwierigkeiten. Es war deshalb von großem Vorteil, daß die Entwicklung der Modulatoren zu außerordentlich einfachen und kleinen Geräten geführt hatte und daß man so ohne großen Aufwand von der stufenweisen Frequenzumsetzung Gebrauch machen kann, d. h. das Nachrichtenband wird nicht unmittelbar, sondern in mehreren Stufen in seine Übertragungslage gebracht. Man erhält so zwischen den beiden Seitenbändern in den einzelnen Stufen relativ große Abstände und kann sie auch bei hoher Frequenzlage mit Filtern üblicher Bauart voneinander trennen. Modulatoren mit Gegentaktschaltung haben weiter den Vorteil, daß sich gewisse unerwünschte Modulationsprodukte aufheben. Solche Modulatoren mit kleinem Klirrfaktor ermöglichen die gleichzeitige Frequenzverschiebung mehrerer nebeneinander liegender Nachrichtenkanäle und ergeben so einen günstigen Aufbau von Systemen mit Mehrfachumsetzung durch Einführung der Gruppenumsetzung.

Die mehrstufige Frequenzumsetzung und die Gruppenumsetzung beschränken, was außerordentlich wichtig ist, die Zahl der Filtertypen je System. Das Breitbandsystem, das im Frequenzbereich von 90 bis 690 kHz 200 Kanäle über ein kcoaxiales Kabel überträgt, bietet hierfür ein gutes Beispiel. Man hat hier nicht 200 verschiedene Filtertypen mit verschiedenen Durchlaßbereichen gebaut, sondern man schafft sich nach einer Vorumsetzung in den Bereich von 3 bis 6 kHz mit Bandumsetzern Grundgruppen von je 10 Kanälen zwischen 30 und 60 kHz und füllt dann mit Hilfe von Gruppenumsetzern, die diese Grundgruppen als Ganzes umsetzen, den Übertragungsbereich von 90 bis 690 kHz lückenlos aus. So benötigt man an Filtertypen nur ein Vorumsetzer-, 10 Bandumsetzer- und 20 Gruppenumsetzerfilter, insgesamt also gegenüber 200 nur 31 verschiedene Filter, die außerdem infolge der Mehrfachumsetzung wesentlich geringeren Ansprüchen zu genügen haben und so verhältnismäßig einfach aufgebaut werden können. Obwohl die Gesamtzahl der Filter durch die Mehrfachumsetzung von 200 auf 420 gestiegen ist, wird der Gesamtaufwand hierdurch nicht erhöht. Ganz besonders wichtig aber ist es, daß die Mehrfachumsetzung die Möglichkeit ergibt, für verschiedene Systeme gemeinsame Grundgruppen zu schaffen. So dient die Grundgruppe des Breitbandsystems, erweitert um 5 Kanäle, zum Aufbau der 15-fach-Trägerfrequenz-Fernsprecheinrichtung MG für Freileitungen. Man hat also erreicht, daß die Teile, die in großer Zahl vorkommen, einheitlich aufgebaut sind. Nur die Gruppenumsetzer müssen, wenn auch gleich in ihrem Aufbau, in ihren Trägerfrequenzen und Filtern verschieden sein, da der Übertragungsbereich verschieden ist. Auf den Ausbau solcher allgemein verwendbarer Grundgruppen kann man entsprechend mehr Sorgfalt verwenden. Hier lohnt es sich, Entwicklungsarbeit zu leisten und für die Fertigung wesentlich verbilligende Einrichtungen einzuführen. Als Beispiel für die Filter von Grundgruppen seien die Vormodulationsfilter und Bandfilter des 3-kHz-B-Systems gezeigt sowie die entsprechenden Filter des U-Systems (Abb. 1).

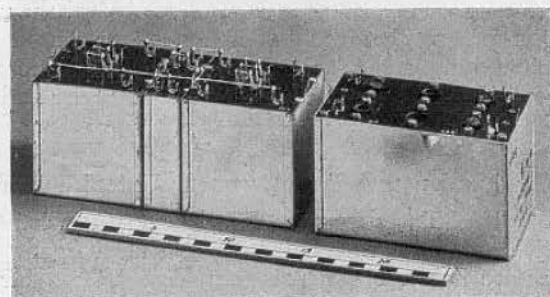
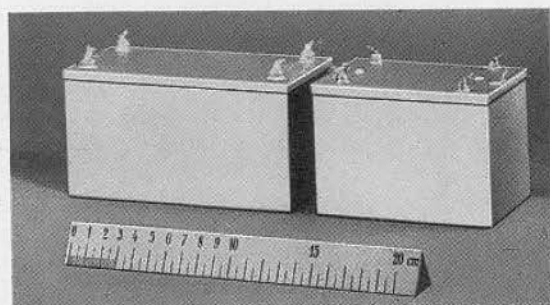


Abb. 1. Vorumsetzer- und Bandumsetzer-Filter für U-System (oben) und B-System (unten).

Wir haben gesehen, daß Filter und Modulator in enger Beziehung zueinander stehen; sie verwachsen dementsprechend im Laufe der Entwicklung auch immer mehr zu einer Einheit: dem Frequenzumsetzer. Abbildung 2 zeigt oben den Frequenzumsetzer des U-Systems. In einem Baukasten sind hier die Vor- und Bandumsetzer für beide Übertragungsrichtungen untergebracht. Der zugehörige Kanalverstärker nimmt einen halben Bau-

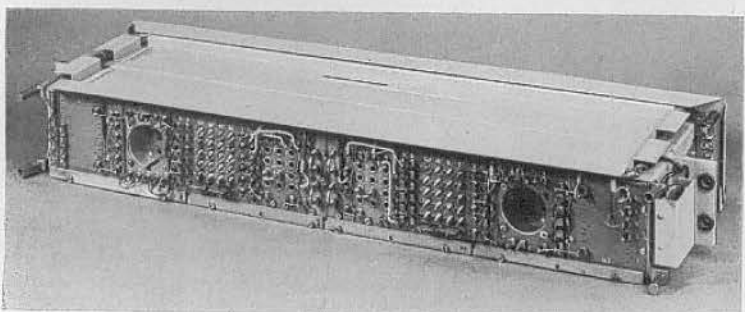
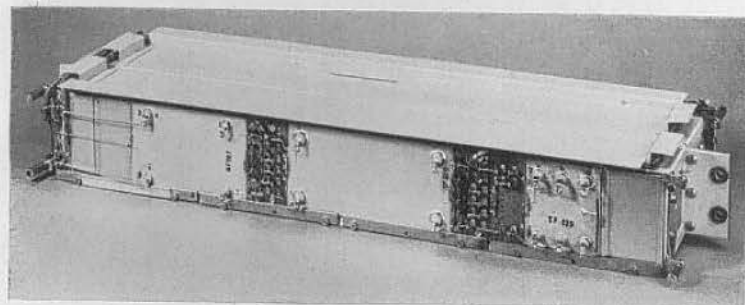


Abb. 2. Frequenzumsetzer (oben) und (unten) zwei Kanalverstärker (in einem Baukasten) für U-System.

kasten ein, so daß zwei Verstärker in einem Baukasten Platz finden (Abbildung 2 unten).

Zur Abtrennung des zweiten Seitenbandes werden häufig auch, besonders im Ausland, Kristallfilter benutzt. Auch hier ermöglicht die mehrstufige Modulation die Anwendung der Filter in dem für diese Elemente günstigen Frequenzbereich, der zwischen 60 und 108 kHz gewählt wird. Bei Vielband-Systemen werden auch hier einheitliche Grundgruppen für die verschiedenen Trägerfrequenz-Systeme benutzt.

IV. Trägerstromerzeugung.

Zur Speisung der Modulatoren mit Trägerstrom werden entsprechende Wechselstromquellen benötigt. Da in den meisten Fällen mit unterdrücktem Träger gearbeitet wird, muß am Empfangsort der Träger wieder zugesetzt werden. Sprache, Ruf und Fernschreiben (Telegrafieübertragung) lassen für den Unterschied beider Frequenzen nur eine Spanne von höchstens 10 bis 20 Hz zu. Da eine Verbindung sich aus mehreren TF-Abschnitten zusammensetzen kann, verringert sich diese Spielbreite für einen Abschnitt auf wenige Hz. Schon für einen Generator von 60 kHz erfordert das eine Konstanz der Frequenz von ungefähr $0,5 \times 10^{-4}$. Zunächst muß die Generatorfrequenz unabhängig von Schwankungen der Betriebsspannungen und unabhängig von den Röhren sein. Diese Aufgabe ist weitgehend gelöst, insbesondere durch sorgfältige Beachtung der Phasenverhältnisse im Rückkopplungsweg. Übrig bleiben dann die Fehler des frequenzbestimmenden Teiles des Schwingkreises. Bei einem Schwingkreis aus Spule und Kondensator werden

die Temperaturbeiwerte von Spule und Kondensator gegeneinander ausgeglichen. Ein Vielfach-Trägerfrequenz-System braucht aber eine größere Zahl von Frequenzen. Die Trägerfrequenzen werden meist so gewählt, daß sie in einem harmonischen Verhältnis zueinander stehen und auf eine gemeinsame Grundfrequenz zurückgeführt werden können, d. h. mit einem Grundgenerator können durch Verzerrung der Kurvenform und damit Vervielfachung der Grundfrequenz die benötigten Frequenzen gewonnen werden. Die Anforderungen an die Frequenzkonstanz verdichten sich dann auf einen Grundgenerator; er erhält einen Quarz- oder Stimmgabel-Schwingkreis. Nötigenfalls wird durch einen Thermostaten die Temperaturabhängigkeit weitgehend ausgeschaltet. Abbildung 3 zeigt den Grundgenerator für das U-System. Hier wird ein 60-kHz-Quarzgenerator zugrunde gelegt. Die Grundfrequenz beträgt 4 kHz und wird durch Teilung gewonnen.

Der Vielfachgenerator für das B- und MG-System ist ebenso aufgebaut; auch hier werden aus einem Grundgenerator von 60 kHz durch Teilung und Vervielfachung die notwendigen Trägerfrequenzen, und zwar Vielfache von 3 kHz gewonnen. Soweit möglich, werden in beiden Trägerstromgeräten gleiche Teile benutzt, zum mindesten aber das gleiche Verfahren angewendet.

V. Verstärker, Entzerrer, Weichen, Regelung.

Bisher wurden solche Teile eines Trägerfrequenz-Systems behandelt, die am ehesten einer Vereinheitlichung zugänglich waren. Schwieriger ist die Frage der Vereinheitlichung bei den Teilen

der Anlage, die mehr zum eigentlichen Übertragungsteil gehören, nämlich bei den Verstärkern, Entzerrern, Leitungsfiltern und den Einrichtungen für die selbsttätige Ausreglung von Dämpfungsschwankungen auf der Übertragungsstrecke. Alle diese Bauteile müssen naturgemäß auf das jeweilige Frequenzgebiet der Übertragung, die Leitungsart usw. abgestimmt sein. Auch sind hier in den technischen Lösungen die grundsätzlich einheitlichen Richtlinien noch nicht so ausgeprägt. Aber auf viele Fragen, die bei Beginn der Entwicklung noch ungelöst waren, gibt es heute eine feste Antwort. So tritt bei den Vielfach-Systemen die Aufgabe auf, mehrere Sprechkanäle, die im Frequenzband nebeneinander liegen, gemeinsam zu verstärken. Welche Leistung und welche Linearität muß ein solcher Verstärker haben, um technisch ausreichend, aber zugleich auch wirtschaftlich zu sein? Die Sprechströme eines einzelnen Bandes

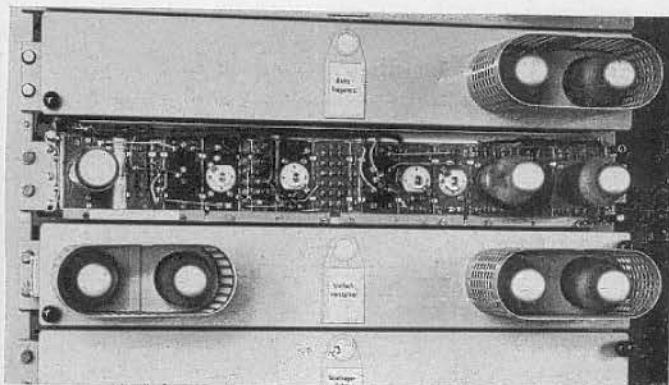


Abb. 3. Grundgenerator des U-Systems (geöffneter Baukasten).

haben einen außerordentlich verschiedenen und verwickelten zeitlichen Verlauf, und die Addition der Spannungen mehrerer solcher Bänder läßt sich nur schwer übersehen; aber Rechnung und Erfahrung haben hier die Wege gezeigt. Bemerkenswert ist, daß man dabei nicht nur an die Sprachübertragung, sondern auch an die Übertragung von Wechselstrom-Telegrafie und von Rufzeichen zu denken hat. Viel verwendet werden heute beim Aufbau des Verstärkers Mehrgitterröhren,

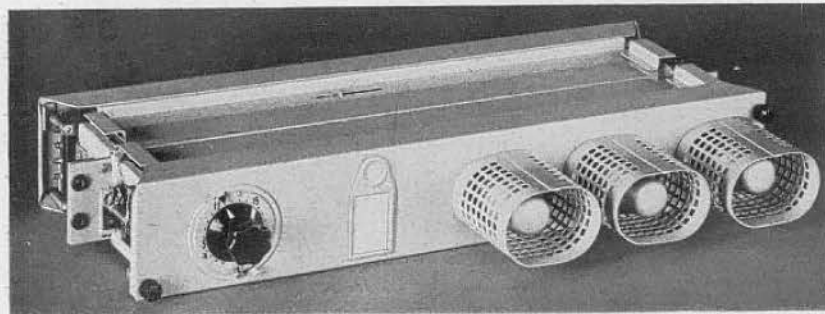


Abb. 4a. Verstärker für das U-System.

Tetroden- oder Pentoden, deren große Verstärkung je Stufe insbesondere bei linearisierten Verstärkern erhebliche Vorteile bringt. — Bei Trägerfrequenz-Systemen wird je Verstärkerfeld eine größere Dämpfung überbrückt, als es bei NF-Verbindungen bisher üblich war; ferner werden die Verstärker enger gesetzt als bei der NF-Technik. Die erhöhte Verstärkung und die größere Anzahl von Verstärkern bedingen einen sorgfältigen Dämpfungsausgleich. Dazu sind veränderbare Entzerrer entwickelt worden. Angewendet werden verschiedene Arten der Entzerrung, z. B. Entzerrung durch vorgeschaltete Vierpole oder durch Längsentzerrung im Röhren-Eingangskreis. Die Abbildungen 4a und 4b zeigen einen Verstärker mit veränderbarem Entzerrer für das Zwölf-fach-Trägerfrequenz-Fernsprech-System U für unbelastete Kabelleitungen.

Im Zusammenhang mit der Entzerrung muß noch die Aufgabe der selbsttätigen Pegelreglung erwähnt werden.

Bei Kabelleitungen sind es Temperaturschwankungen, bei Freileitungen Temperaturschwankungen und Niederschläge, die zu Dämpfungsänderungen Anlaß geben. Dabei ändert sich nicht nur die absolute Höhe der Dämpfung durch diese Witterungseinflüsse, sondern auch der Verlauf der Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Regelung soll insbesondere bei Übertragung mehrerer Bänder über einen Verstärker ohne Unterbrechung der Übertragung und genügend feinstufig vor sich gehen. Mit feinstufigen, von einem Motor angetriebenen Schaltern oder von einem Hilfsstrom gesteuerten Widerständen in Verbindung mit geeigneten Netzwerken ist die Aufgabe gelöst worden. Zur Steuerung dieser Einrichtungen dienen ein oder mehrere Hilfsfrequenzen, die mit über die Leitung übertragen werden, oder auch Gleichströme, deren Größe dem durch Temperaturschwankungen geänderten Widerstand der Leitung folgt.

VI. Einzelteile und konstruktiver Zusammenbau.

Bei der Betrachtung der Grundgeräte darf man nicht die Fortschritte im Einzelteilebau vergessen. Große Neuerungen der grundsätzlichen Schaltungen sind in den letzten Jahren nicht aufgekommen, wohl aber hat man Schaltung und Einzelteile immer mehr aufeinander abgestimmt. Man kennt heute die Eigenheiten der verschiedenen Einzelteile genauer und setzt diese von vornherein in Rechnung. Bei den Spulen verwendet man Ringkerne und Topfkern von räumlich immer kleineren Abmessungen. Bei den Kondensatoren hat man im Bau von Kunststoff- und Keramik-Kondensatoren besondere Fortschritte gemacht. An Übertragern stehen kleinere leistungsfähigere Arten zur Verfügung. — Wichtig ist weiter die Beherrschung des raumsparenden Aufbaues auch bei höherer Verstärkung und bei hohen Frequenzen. Unzulässige Kopplungen müssen vermieden werden, selbst wenn es sich darum handelt, die Einzelteile räumlich eng beieinander anzuordnen.

VII. Zusammenfassung.

Bei der Vielgestaltigkeit der Nachrichtennetze kommt man mit einem einzigen Trägerfrequenz-System nicht aus, denn die Bedingungen für die Übertragung über Freileitungen, Kabelleitungen oder drahtlose Strecken sind verschieden. Ebenso schwankt die Bündelung von einigen wenigen bis zu mehreren hundert Gesprächen auf einer Strecke. Man wird jedoch bemüht sein, mit einer Reihe von Bauformen auszukommen, von denen jede einzelne einen möglichst großen Aufgabenbereich umfaßt. Die Anforderungen an die Geräte werden dabei durch den Netzplan bestimmt.

Allen diesen Typen haben die besprochenen Entwicklungsarbeiten einheitliche Züge gegeben. Besonders bei den Vielfachsystemen wiederholen sich dieselben Geräte und Gerätegruppen. Als Beispiel wird angeführt die Grundgruppe für das Breitbandsystem für Kabel

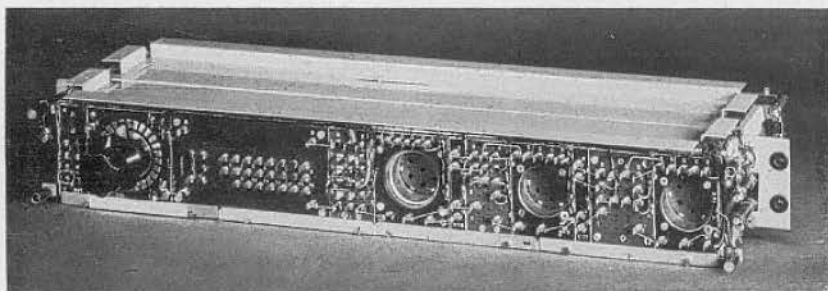


Abb. 4b. Verstärker für das U-System (Abdeckhaube abgenommen).

und das MG-System für Freileitungen. Hinzugefügt sei, daß Vielfachsysteme für Seekabel und drahtlose Strecken mit den gleichen Geräten aufgebaut werden.

Bei Systemen mit nur einem oder wenigen zusätzlichen Kanälen ist eine so weitgehende Vereinheitlichung der Geräte nicht möglich, es werden jedoch zum großen Teil gleiche Bauteile verwendet. Zum Beispiel ist überall der gleiche Modulator zu finden.