

WANDERFELDVERSTÄRKER*

Von

T. BERCELI

Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik, Budapest

(Eingegangen am 17. März, 1960)

Vorgelegt von Prof. Dr. L. KOZMA

In dieser Arbeit werden zunächst Probleme des Wanderfeld-Endverstärkers einer Breitband-Richtfunk-Fernmeldeeinrichtung behandelt, dann kurz die für Meßzwecke entwickelten Wanderfeldverstärker berührt und endlich ein neues Verfahren zur optimalen Bemessung von Koppelwendeln erörtert.

Es wird dabei von den Ergebnissen einer Arbeit Gebrauch gemacht, die in der Abteilung I des Forschungsinstituts für Fernmeldetechnik (Távközlési Kutató Intézet), Budapest, durchgeführt wurde. Die verwendeten Wanderfeldröhren sowie die in sie eingebauten Koppelwendel wurden von den Mitarbeitern der Abteilung II des erwähnten Instituts entwickelt.

1. Wanderfeld-Endverstärker für Breitband-Richtfunkeinrichtung

1.1 Allgemeine Beschreibung der Breitband-Richtfunkeinrichtung

Wir wollen zunächst die gegenständliche Breitband-Richtfunkeinrichtung in großen Zügen beschreiben, um dann auf die Probleme des in ihr verwendeten Wanderfeld-Endverstärkers überzugehen. In einem Mikrowellen-Kanal der Richtfunkeinrichtung kann ein Fernsehprogramm auf 2500 km übertragen werden. Die Richtfunkeinrichtung arbeitet im Frequenzband von 4 GHz. Die senderseitige Endstelle ist schematisch folgendermaßen aufgebaut: Die Trägerfrequenz von 70 MHz wird im Modulator durch das zu übertragende Signal moduliert, das frequenzmodulierte Signal in den ZF-Stufen auf den gewünschten Pegel verstärkt und begrenzt, worauf das Mikrowellen-Signal durch den Wanderfeldverstärker verstärkt und von der Antenne ausgestrahlt wird. Die empfangsseitige Endstelle hat folgenden schematischen Aufbau: Das von der Antenne empfangene Signal wird in der Empfänger-mischstufe auf die Zwischenfrequenz von 70 MHz transponiert und im ZF-

* Vortrag, gehalten am 7. Dezember 1959 gelegentlich der wissenschaftlichen Festtagung anlässlich des 10jährigen Bestandes der Fakultät für Elektrizitätslehre an der Budapester Technischen Universität.

Verstärker auf den gewünschten Pegel verstärkt. Das frequenzmodulierte Signal wird dann im Demodulator demoduliert. Für den gleichzeitigen Betrieb mehrerer Mikrowellen-Kanäle soll senderseitig vor der Antenne, empfangsseitig hinter der Antenne ein Abzweigefilter eingeschaltet werden. Eine Relaisstation enthält alle Einheiten der senderseitigen und empfangsseitigen Endstelle, mit der Ausnahme der Modulator- und Demodulatorstufe.

Bild 1 zeigt den Schrank einer Relaisstation, der alle Stromkreise einschließlich der Abzweigefilter der Empfangs- und der Sendeseite enthält, die zur Übertragung eines Mikrowellen-Kanals notwendig sind. Im Bild sind nur die elektronischen Stufen zu sehen, da die Hohlleiterbauteile im Inneren des Schrankes untergebracht sind.

1.2 Beschreibung des Wanderfeld-Endverstärkers

Die Wanderfeldverstärkerstufe befindet sich in den 300 mm hohen Schubfächern 1 und 2 (s. Bild 1). Die Wanderfeldverstärkerstufe besteht aus folgenden Einzelteilen: aus einer Wanderfeldröhre Typ HO2, einer Hochspannungsstromquelle, einem Fokussiermagnet, einem verstellbaren Übergangsstück, aus Verzögerungs- und Schutzstromkreisen, einem Ventilator und einem Meßgerät für das Messen der Ausgangsleistung.

Zur Wahl der Kopplungsart für den Wanderfeldverstärker möchten wir einige Bemerkungen machen. Für die Kopplung kommen grundsätzlich zwei Ausführungsarten in Frage, mit Hohlleiterkoppelglied oder mit Wendel. Die Wendel hat vor dem Hohlleiterkoppelglied den Vorzug, eine sehr große, mehr als eine Oktave umfassende Bandbreite zu haben, sie braucht daher beim Frequenzwechsel nicht verstellt zu werden. Ihre Abmessungen sind klein und zur Leitung der Energie können dünne Kabel verwendet werden. Zur Energieleitung bei der Ein- und Auskopplung des Wanderfeldverstärkers wird solcherart kein großer Raum benötigt, was sich besonders im Falle von Permanentmagneten vorteilhaft auswirkt. Der Anschluß an die Hohlleiterbauteile der Einrichtung läßt sich mit flexiblen Kabeln leicht bewerkstelligen. Dagegen haben die Koppelwendel den Nachteil eines etwas zu großen Stchwellenverhältnisses und Verlustes. Die Anpassung kann jedoch mit Hilfe von Anpassungsgliedern verbessert werden, die im Hohlleiter untergebracht werden. Auf Grund solcher Erwägungen wurde für die Breitband-Richtfunkeinrichtung die Wanderfeldröhre Typ HO2 gewählt.

Die Wanderfeldröhre Typ HO2 ist für Gleichstrom so eingestellt, daß die höchste Spannung an der Beschleunigungsanode liegt, während die Wendelspannung niedriger ist. Zwischen der Beschleunigungsanode und der Wendel bildet sich also eine sogenannte Ionenfalle aus und die elektrische Feldstärke ist von der Beschleunigungsanode nach der Wendel zu gerichtet. Durch den mit großer Geschwindigkeit sich fortpflanzenden Elektronenstrahl werden im

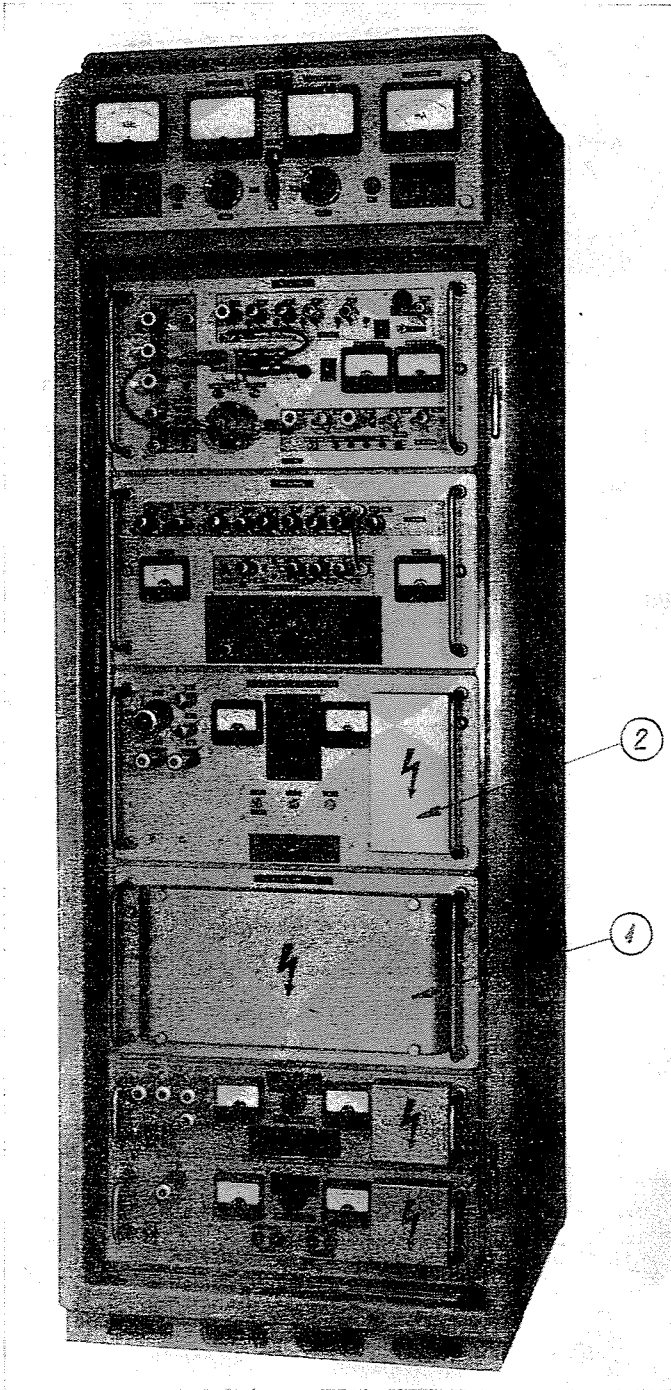


Bild 1. Der Schrank einer Relaisstation der Breitband-Richtfunkeinrichtung

Inneren der Wendel Ionen erregt, die aber nicht an die Kathode gelangen, so daß diese eine erheblich längere Lebensdauer hat. Die Spannung des Kollektors ist wesentlich niedriger als die der Wendel. Dadurch wird der Gleichstrom-Wirkungsgrad der Röhre bedeutend verbessert und die Dissipation des Kollektors vermindert, was die Kühlung günstig beeinflußt. Durch die hohle Ausbildung des Kollektors wird verhindert, daß die sekundären Elektronen den Kollektorraum verlassen.

Die Hochspannungsstromquelle ermöglicht die Durchführung der oben geschilderten Gleichstromeinstellung. Die Kollektorspannung wird weder stabilisiert, noch beachtlich gefiltert, da die Wechselwirkung zwischen Elektronenbündel und Hochfrequenzfeld durch die Kollektorspannung nicht beeinflußt wird. Die Spannungen der Beschleunigungsanode und der Wendel liefert eine gemeinsame hochstabile Stromquelle. Die Schaltung ist so angelegt, daß die Spannung der Beschleunigungsanode bei Einstellung der Spannungen auf beliebige Werte stets größer ist als die Wendelspannung, so daß das Zustandekommen der Ionenfalle stets gesichert ist.

Zur Fokussierung des Elektronenbündels dient ein Permanentmagnet, der aus Magnetstäben der Zusammensetzung AlNiCo-5 besteht und ein 210 mm langes und 550 Gauß starkes Magnetfeld erzeugt. Die Fokussierung des Bündels erfordert ein homogenes axiales Magnetfeld. Die radiale Komponente des Magnetfeldes in der Nähe der Achse darf nach unseren Erfahrungen nicht größer sein als 3 Gauß. Die Erfüllung dieser Forderung wird durch eine im Magnet untergebrachte homogenisierende Scheibenreihe gesichert. An den beiden Enden des Magnets befindet sich je eine Einstellvorrichtung, mit deren Hilfe die Wanderfeldröhre im Magneten in der geeigneten Lage eingestellt werden kann.

Die Zuführungs- und Ableitungskabel der Wanderfeldröhre sind an die Hohlleiterbauteile der Einrichtung über verstellbare Übergänge angeschlossen. Das Stehwellenverhältnis am Eingang und am Ausgang der Wanderfeldröhre, gemessen am koaxialen Anschlußglied, ist kleiner als 2. Die Anpassung des Wanderfeldverstärkers an die Hohlleiterbauteile wird durch die Regelung des Übergangs verbessert. Dadurch sinkt das im Hohlleiter in Richtung zum Wanderfeldverstärker gemessene Stehwellenverhältnis unter 1,3. Der weiteren Verbesserung der Anpassung dient je ein im Eingangs- bzw. im Ausgangshohlleiter untergebrachter Ferritisolator.

Die Hochspannung wird durch den Verzögerungsstromkreis mit einer Verzögerung von 1,5 min. nach der Einschaltung der Heizspannung angeschaltet, was vor allem den Schutz der Wanderfeldröhre bezweckt. Übersteigt der Strom der Wendel 2,5 mA, oder bleibt die Kühlung aus, so wird die Hochspannung durch die Schutzstromkreise ausgeschaltet. Den Kollektor der Wanderfeldröhre kühlt ein Ventilator, der die Temperatur des Kollektors bei einer Dissipation von 70 W und einer Umgebungstemperatur von 20° C auf

100° C hält. Der Indikator der Ausgangsleistung überwacht den Signalpegel am Ausgang der Wanderfeldröhre und gibt Alarm, sobald der Pegel unter einen gegebenen Wert absinkt.

Die wichtigsten Kenngrößen der entwickelten Wanderfeld-Endverstärkerstufe sind folgende: der Arbeitspegel am Eingang beträgt 5 mW, die Verstärkung bei diesem Pegel ist 28 dB, der Ausgangspegel hat also einen Wert von 3 W. Die Ausgangsleistung bei Sättigung liegt höher als 5 W, der Rauschfaktor unter 30 dB.

1.3 Die Messung der AM-PM Konversion

Die AM-PM Konversion des Wanderfeldverstärkers wurde untersucht. Der Begriff der AM-PM Konversion besagt, daß durch die Veränderung der Amplitude des an den Eingang des Verstärkers gegebenen Signals die Phase des Ausgangssignals verändert wird. Bei der Übertragung frequenzmodulierter Signale kommt dieser Erscheinung große Bedeutung zu, da die Amplitudenschwankungen des übertragenen Signals infolge der AM-PM Konversion eine Verzerrung hervorrufen.

Die AM-PM Konversion wurde nach der Methode der Intermodulationsmessung untersucht. An den Eingang des Verstärkers wurden gleichzeitig zwei Signale gegeben. Zwischen den beiden Signalen bestand ein Pegelunterschied von 30 dB und ein Frequenzunterschied von 100 MHz. Am Ausgang wurden zufolge der AM-PM Konversion drei Signale gefunden, deren Pegel gemessen wurden. Anhand der solcherart bekannten Pegel ergibt sich für die AM-PM Konversion die Formel

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta P} = 13,2 \left[S_1^2 - \frac{1}{4}(1+S_1^2 - S_2^2)^2 \right]^{1/2}, \text{ [Grad/dB]} \quad (1)$$

worin S_1 die relative Amplitude des Signals mit dem um 30 dB niedrigeren Pegel und S_2 die relative Amplitude des am Ausgang erscheinenden neuen Signals ist.

Der Koeffizient der AM-PM-Konversion des Wanderfeldverstärkers ist von der Aussteuerung des Verstärkers abhängig. Die auf Grund unserer Messungen ermittelte Abhängigkeit des Koeffizienten der AM-PM-Konversion von der Eingangsleistung veranschaulicht Bild 2. Bei Fernsehübertragungen wird der Wanderfeldverstärker gemäß Bild 2 durch ein Eingangssignal mit einem Pegel von 5 mW angesteuert.

1.4 Die Untersuchung des Rauschens

Ein ernstes Problem stellte die Einstellung des Wanderfeldverstärkers auf das Rauschminimum dar. Die früheren Empfehlungen der CCIR für

Richtfunkverbindungen sahen für die Übertragung frequenzmodulierter FS-Signale besondere Normen für das sogenannte Dreieckrauschen und für das weiße Rauschen vor. Zur Erfüllung dieser Normen war eine besondere Nachstellung des Wanderfeldverstärkers nicht erforderlich.

Die im Oktober 1958 in Monte Carlo stattgefundene Plenarsitzung der CMTT nahm jedoch neue Empfehlungen an, denen zufolge das Rauschen bei FS-Übertragungen visometrisch gewiegt zu messen ist. Die Norm der erwähnten Sitzung der CMTT für das visometrisch gemessene Rauschen ist bis zu einem gewissen Grade strenger als es die früheren waren, und zwar hinsichtlich der Interferenzen, der Erregungen und des weißen Rauschens.

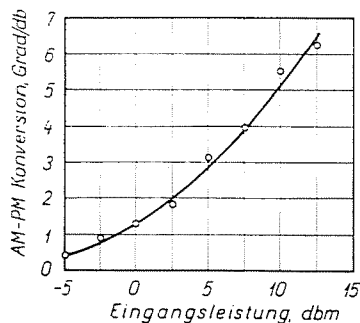


Bild 2. AM-PM Konversion in Abhängigkeit von der Eingangsleistung

Die Erfüllung der neuen Normen machte die Einstellung des Wanderfeldverstärkers auf das Rauschminimum erforderlich.

Die Einstellung des Wanderfeldverstärkers auf das Rauschminimum wurde auf folgende Weise durchgeführt. Zunächst wurde der Wanderfeldverstärker nicht in die Einrichtung eingeschaltet, sondern an seiner Stelle eine Überbrückung durch Kabel hergestellt. In dieser Anordnung wurde an einer Übertragungsstrecke das Signal-Rausch-Verhältnis gemessen, wobei sich ein Wert von 73 dB ergab. Zum visometrischen Messen des Rauschens bedienten wir uns des Rauschens eines quadratischen Röhrenvoltmeters. Danach wurde der Wanderfeldverstärker in die Verbindung eingeschaltet und der gleiche Empfangspegel eingestellt wie zuvor. Dabei durfte sich das Signal-Rausch-Verhältnis um höchstens 0,5 dB vermindern. Hierzu mußte vor allem die Lage der Wanderfeldröhre im Magnet verändert und sodann die Elektrodenspannungen dem Rauschminimum entsprechend eingestellt werden. Besonders wesentlich hängt das Rauschen von der Lage der Wanderfeldröhre im Magnet ab, ferner ist es stark von der Spannung der Fokussierelektrode und weniger von der Spannung der Wendel abhängig.

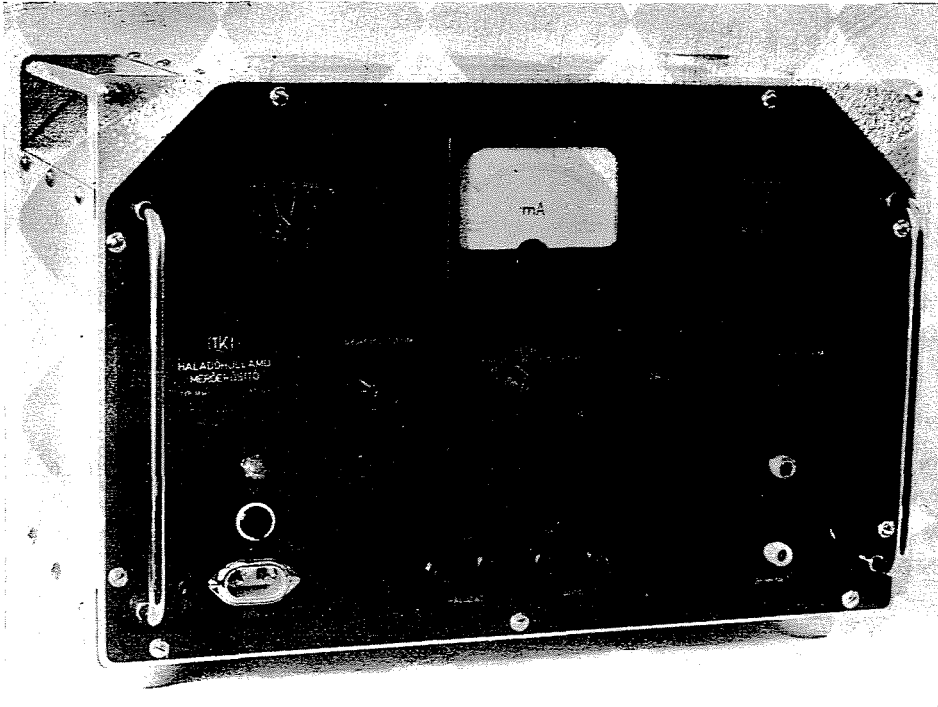


Bild 3. Der Wanderfeldmeßverstärker

2. Wanderfeldmeßverstärker

Im folgenden soll kurz über die für Meßzwecke entwickelten Wanderfeldverstärker berichtet werden. Diese Meßverstärker sind in einen Kasten eingebaut und in tragbarer Ausführung hergestellt, wie aus Bild 3 ersichtlich. Das zu verstärkende Signal ist einer koaxialen Anschlußbuchse in der rechten unteren Ecke der Frontplatte zuzuleiten. Das verstärkte Signal erscheint an einer über der vorigen befindlichen Anschlußbuchse. An der Frontplatte sind noch die zur Einstellung der Wanderfeldröhre nötigen Bedienungsknöpfe und ein Gerät zu sehen, mit dem der Strom der Elektroden der Wanderfeldröhre gemessen werden kann.

Vom Wanderfeldmeßverstärker wurden zwei verschiedene Typen gebaut. Die erste, die mit einer Wanderfeldröhre Typ HO1 ausgestattet ist, dient zur Verwendung im Frequenzband von 1500–3000 MHz. Die Verstärkung ist im ganzen Band größer als 25 dB, die Sättigungsleistung beträgt mindestens 1 W. Für die Fokussierung des Elektronenbündels ist ein 700 Gauß starkes Magnetfeld erforderlich, das durch einen Elektromagneten

erzeugt wird. Die ungefähr 1000 V hohen Spannungen für Wendel und Kollektor liefert eine gemeinsame Stabilisatorstufe, die etwa 500 V betragende Spannung für die Beschleunigungsanode hingegen eine weitere, von der vorherigen unabhängig regelbare Stabilisatorstufe. Die Hochspannung wird durch die Verzögerungsschaltung 1,5 min. nach der Einschaltung des Meßverstärkers angeschaltet, jedoch durch einen Schutzstromkreis ausgeschaltet, wenn der Strom der Wendel 2,5 mA übersteigt.

Der zweite Typ des Meßverstärkers gibt im Frequenzband von 3000—4000 MHz eine Verstärkung von mindestens 27 dB. Seine Sättigungsleistung ist höher als 5 W. In diesem Meßverstärker wurde die Wanderfeldröhre Typ HO2 verwendet. Das zur Fokussierung des Elektronenbündels erforderliche, 550 Gauß starke Magnetfeld wird durch einen Permanentmagnet erzeugt.

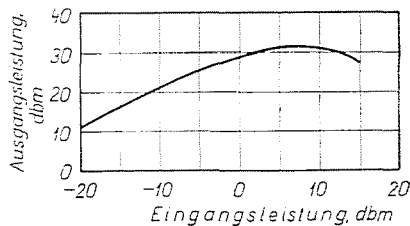


Bild 4. Die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung

Der Aufbau des Meßverstärkers ist dem der im vorigen behandelten Endverstärkerstufe ähnlich, weshalb hier auf die Beschreibung seiner Einzelheiten verzichtet werden kann.

Die Ein- bzw. Auskopplung der Energie erfolgt in den in den Meßverstärkern verwendeten Wanderfeldröhren mittels einer Koppelwendel. Der wesentliche Vorzug der Koppelwendel besteht in ihrer sehr großen, mehr als eine Oktave umfassenden Bandbreite, die die Ausnutzung der inneren Bandbreite der Wanderfeldröhre ermöglicht, so daß der Meßverstärker in einem sehr weiten Frequenzbereich ohne Nachstellung benutzt werden kann.

Den Wanderfeldverstärker kennzeichnet u. a. die Tatsache, daß die Ausgangsleistung nur bei niedrigen Pegeln linear mit der Erhöhung der Eingangsleistung zunimmt, während dieser Zusammenhang bei höheren Pegeln nicht mehr linear ist (siehe Bild 4). Mit der Erhöhung der Eingangsleistung nimmt die Ausgangsleistung immer langsamer zu, um schließlich einen Pegel zu erreichen, über den hinaus sich die Ausgangsleistung nicht mehr erhöht, so sehr man auch die Eingangsleistung steigern mag. Die Ausgangsleistung erreicht also ihren Sättigungswert.

Die hier entwickelten Meßverstärker bewähren sich besonders bei Labormessungen im Mikrowellenbereich und eignen sich vor allem auch zur Erhöhung des Signalpegels. Bei den Messungen muß aber beachtet werden, daß man

nur bei niedrigen Pegeln-lineare Verstärkungen erhält, bei höheren Pegeln muß also das am Ausgang des Meßverstärkers gemessene Signal als Bezugspegel zugrunde genommen werden. Ferner ist in Betracht zu ziehen, daß der Innenleiter der eingangs- und ausgangseitigen Anschlußbuchse des Meßverstärkers keinen metallischen Kontakt mit dem äußeren Leiter hat, da die Kopplung der Energie in der Wanderfeldröhre mittels Koppelwendel geschieht. Bei Messungen, die mit koaxialer Kristallhalterung durchzuführen sind, muß daher besonders für den Schluß des Gleichstromkreises des Kristalls gesorgt werden.

3. Die optimale Bemessung von Koppelwendeln

Im weiteren soll ein neues Verfahren der optimalen Bemessung von Koppelwendeln beschrieben werden. In unseren Berechnungen wurde — abweichend von der im Schrifttum üblichen Bemessungsart — auch die Wirkung der Abschirmung der Wendel berücksichtigt. Damit konnten für die Abmessungen der Wendel Werte erzielt werden, die Versuchsergebnisse besser annähern als die bisherigen.

3.1 Gekoppelte Wellenleiter

Zwischen zwei Wellenleitern, die ihrer Längsachse entlang miteinander ständig gekoppelt sind, besteht bekanntlich eine stetige Energiefluktuation. Die Energie geht aus dem einen Wellenleiter in den anderen über, kehrt aus diesem in den ersten zurück, um wieder in den anderen überzugehen usw. In diese Bewegung ist entweder die gesamte Energie oder ein Teil von ihr einbezogen, je nachdem, ob im Falle der Trennung der beiden Wellenleiter die Phasengeschwindigkeit der Fortpflanzung in ihnen gleich ist oder nicht.

Bei Koppelwendeln besteht die Aufgabe in der einmaligen vollständigen Energieübertragung, die Länge der Koppelglieder muß also gleich der Hälfte der Periodenlänge der Energiefluktuation sein. Eine weitere Bedingung besteht darin, daß die Phasengeschwindigkeit der Fortpflanzung längs der Koppelwendel mit der Phasengeschwindigkeit der Fortpflanzung längs der inneren Wendel übereinstimmen muß. Außerdem muß die Drehrichtung der Wendel entgegengesetzt sein.

Den Längsschnitt der Koppelwendel und der inneren Wendel veranschaulicht Bild 5, das auch die kennzeichnenden Abmessungen der Wendel zeigt. Die Steigung der Koppelwendel ist größer als die der inneren Wendel, wodurch die Gleichheit der Phasengeschwindigkeiten verbürgt wird. Im folgenden werden wir uns nur mit dem Fall entgegengesetzt gewickelter Koaxialwendel gleicher Phasengeschwindigkeit befassen.

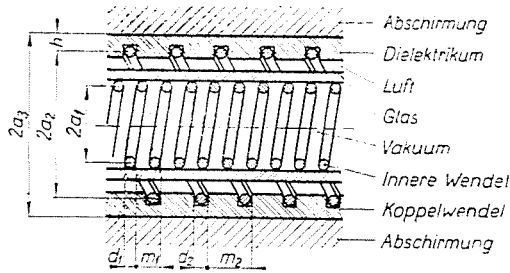


Bild 5. Längsschnitt der Koppelwendel und der inneren Wendel

3.2 Annähernde Berechnung

Die Berechnung beruht auf folgenden vereinfachenden Voraussetzungen: Die wirkliche Wendel wird durch ein unendlich langes, wendelartig leitendes zylindrisches Rohr mit dem Radius a ersetzt, dessen Stärke unendlich klein ist. Für diesen Fall ergibt sich der Kopplungskoeffizient zwischen den beiden Wendeln näherungsweise zu

$$k_{1,2} = e^{-\beta(a_2 - a_1)}. \quad (2)$$

Hier bedeutet $k_{1,2}$ den Kopplungskoeffizienten zwischen den beiden Wendeln, a_1 den durchschnittlichen Radius der inneren Wendel, a_2 den durchschnittlichen Radius der Koppelwendel und β den gemeinsamen Phasenfaktor der Fortpflanzung längs der gekoppelten Wendel, der auf Grund der Phasengeschwindigkeit folgendermaßen geschrieben werden kann:

$$\beta = \frac{\omega}{v}. \quad (3)$$

Der Phasenfaktor der zwischen den gekoppelten Wendeln zustandekommenden Energiefluktuation ist

$$\beta_c = 2\beta k, \quad (4)$$

woraus sich die Wellenlänge der Energiefluktuation

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\beta_c} \quad (5)$$

ergibt.

Die restlose Übertragung der Energie erfordert, daß die Länge der Koppelwendel gleich der Hälfte der Wellenlänge λ_c sei, daß also

$$L = \frac{\lambda_c}{2} = \frac{\pi}{\beta_c}. \quad (6)$$

Zwecks guter Anpassung der Koppelwendel an das Koaxialkabel muß die Wendel abgeschirmt werden. Bei der Berechnung des Kopplungskoeffizienten ist auch die Wirkung der Abschirmung der Koppelwendel zu berücksichtigen. Dabei wird von der Näherung Gebrauch gemacht, daß die Abschirmung ebenfalls als eine wendelartig leitende zylindrische Fläche betrachtet wird. Auf diese Weise lassen sich drei Kopplungskoeffizienten berechnen. Für den resultierenden Kopplungskoeffizienten gilt die Formel

$$k = k_{1,2} \sqrt{\frac{1 - k_{2,3}^2}{1 - k_{1,3}^2}}. \quad (7)$$

Hier ist $k_{1,2}$ der Kopplungskoeffizient zwischen der inneren Wendel und der Koppelwendel, $k_{2,3}$ der Kopplungskoeffizient zwischen der Koppelwendel und der Abschirmung und $k_{1,3}$ der Kopplungskoeffizient zwischen der inneren Wendel und der Abschirmung. Die Werte dieser Koeffizienten erhält man aus (2) unter sinngemäßer Anwendung der dortigen Indizes.

3.3 Der Phasenfaktor der Energiefluktuation

Bei der Bestimmung des Phasenfaktors der Energiefluktuation wird — abweichend von den aus dem Schrifttum bekannten Berechnungsmethoden — auch die Wirkung der Abschirmung berücksichtigt. Dementsprechend hat man für die Beziehung zwischen dem Phasenfaktor der Energiefluktuation und dem der Fortpflanzung längs der einzelnen Wendel in dimensionsloser Form die Formel

$$\beta_c a_1 = 2\beta a_1 e^{-\beta a_1 \left(\frac{z}{a_1} - 1 \right)} \sqrt{\frac{1 - e^{-2\beta a_1 \frac{h}{a_1}}}{1 - e^{-2\beta a_1 \left(\frac{z}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right)}}}. \quad (8)$$

Diese Formel ergibt zugleich auch annähernd die Frequenzabhängigkeit des Phasenfaktors der Energiefluktuation, da der Phasenfaktor der Fortpflanzung längs der einzelnen Wendel verhältnismäßig mit der Frequenz ist.

In (8) sind zwei Kenngrößen enthalten: $\frac{a_2}{a_1}$, das Verhältnis des durchschnittlichen Radius der Koppelwendel zum durchschnittlichen Radius der inneren Wendel, und $\frac{h}{a_1}$, das Verhältnis des von der Abschirmung gemessenen Abstandes der Koppelwendel zum durchschnittlichen Radius der inneren Wendel. Dementsprechend haben wir die durch (8) beschriebene Beziehung in zwei Schaubildern aufgetragen.

Bild 6 zeigt die Abhängigkeit der Größe $\beta_c a_1$ von βa_1 für verschiedene Werte des Verhältnisses $\frac{a_2}{a_1}$ bei $\frac{h}{a_1} = 0,4$. Wie ersichtlich, haben die Kurven ein Maximum. Mit zunehmendem $\frac{a_2}{a_1}$ verschiebt sich die Maximumstelle in Richtung der höheren Werte von βa_1 . Es läßt sich ferner feststellen, daß sich $\beta_c a_1$ bei unverändertem βa_1 mit abnehmendem $\frac{a_2}{a_1}$ erhöhen wird, d. h. bei unverändertem Radius der inneren Wendel wird zur vollständigen Energieübertragung eine kürzere Koppelwendel benötigt, wenn die Koppelwendel näher an die innere Wendel zu liegen kommt.

Bild 7 stellt die Abhängigkeit der Größe $\beta_c a_1$ von βa_1 für verschiedene Werte von $\frac{h}{a_1}$ dar, wenn $\frac{a_2}{a_1} = 2$. Die dem Parameter $\frac{h}{a_1} = \infty$ zugehörige Kurve

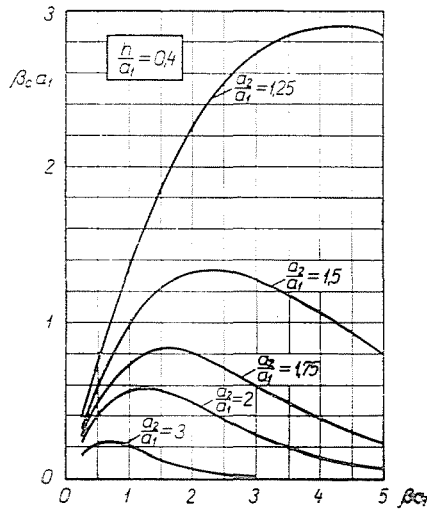


Bild 6. Der Phasenfaktor der Energiefluktuation in Abhängigkeit vom Phasenfaktor der Fortpflanzung längs der alleinstehenden Wendel für verschiedene Werte von $\frac{a_2}{a_1}$ bei $\frac{h}{a_1} = 0,4$

entspricht dem Fall, wenn die Koppelwendel nicht abgeschirmt ist. Die anderen Kurven zeigen die Wirkung der Abschirmung. Aus dem Bild geht hervor, daß man bei Berücksichtigung der Wirkung der Abschirmung für β_c einen kleineren Wert und demzufolge einen höheren Wert für die Länge der Koppelwendel erhalten wird, als wenn man die Abschirmung nicht berücksichtigt. Unter Beachtung der Wirkung der Abschirmung erhält man also Werte, die die Versuchsergebnisse besser annähern.

Bild 7 läßt ferner erkennen, daß sich bei unverändertem βa_1 und Abnahme von $\frac{h}{a_1}$ auch der Wert $\beta_c a_1$ verkleinert. Bei unverändertem Radius der inneren Wendel vergrößert sich also mit abnehmendem Abstand zwischen der Koppelwendel und der Abschirmung die Länge der Koppelwendel. Zu erwähnen ist noch, daß sich das Maximum der Kurve $\beta_c a_1$ mit der Verminderung von $\frac{h}{a_1}$ in Richtung der höheren Werte von βa_1 verschiebt.

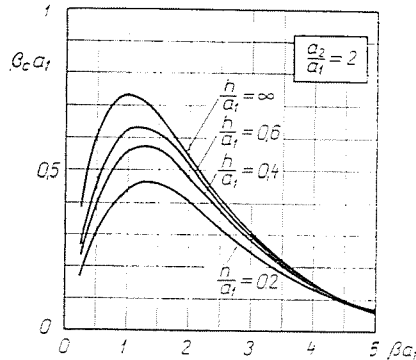


Bild 7. Der Phasenfaktor der Energiefluktuation in Abhängigkeit vom Phasenfaktor der Fortpflanzung längs der alleinstehenden Wendel für verschiedene Werte von $\frac{h}{a_1}$ bei $\frac{a_2}{a_1} = 2$

3.4 Optimales Verhältnis der Radien

Der Phasenfaktor der Energiefluktuation bleibt, wie aus den Bildern 6 und 7 ersichtlich, in der Umgebung des Maximums in einem breiten Band nahezu konstant. Koppellemente für Breitbandübertragung werden daher von uns so bemessen, daß das Maximum der Kurve $\beta_c a_1$ in die Mittelfrequenz des Arbeitsfrequenzbandes zu liegen komme. In der Praxis sind bei der Bemessung die Mittelfrequenz und die Abmessungen der inneren Wendel gegeben, während die Größe h durch den Wellenwiderstand des Ausführungskabels bestimmt wird. Solcherart stehen die Größen βa_1 und $\frac{h}{a_1}$ zur Verfügung, und aus ihnen ist das Verhältnis $\frac{a_2}{a_1}$ zu bestimmen, bei dem das Maximum beim gegebenen Wert von βa_1 liegt.

Die Stelle des Maximums kann bestimmt werden, indem man β_c nach β differenziert und den Differentialquotienten gleich Null setzt, wobei man folgende Gleichung erhält:

$$\frac{a_2}{a_1} - 1 - \frac{1}{\beta a_1} + \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right) \frac{e^{-2\beta a_1 \left(\frac{r_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{c_1} \right)}}{1 - e^{-2\beta r_1 \left(\frac{a_2}{a_1} - 1 + \frac{h}{a_1} \right)}} - \frac{h}{a_1} \frac{e^{-2\beta r_1 \frac{h}{c_1}}}{1 - e^{-2\beta r_1 \frac{h}{a_1}}} = 0. \quad (9)$$

Im Grenzfall $\frac{h}{a_1} = \infty$ vereinfacht sich (9) zu

$$\frac{a_2}{a_1} - 1 - \frac{1}{\beta a_1} = 0. \quad (10)$$

Dies entspricht dem Fall, daß der Abstand der Abschirmung von der Koppelwendel unendlich, d. h. daß die Koppelwendel nicht abgeschirmt ist. Danach ist die Wirkung der Abschirmung durch das vierte und fünfte Glied der linken Seite der Gleichung (9) gegeben.

Aus (9) läßt sich $\frac{a_2}{a_1}$ nicht ausdrücken, weshalb diese Gleichung für mehrere Werte von βa_1 und $\frac{h}{a_1}$ mit wiederholten Näherungen zahlenmäßig gelöst wurde. Die durch diese Lösungen ermittelten optimalen Werte des Verhältnisses $\frac{a_2}{a_1}$ sind in Bild 8 in Abhängigkeit von βa_1 für verschiedene Werte von $\frac{h}{a_1}$ aufgetragen. Wie man sieht, ergibt sich unter Berücksichtigung der Wirkung der Abschirmung für das optimale Verhältnis der Radien ein höherer Wert als ohne Rücksichtnahme auf diese Wirkung. Man erkennt ferner, daß sich der Wert des optimalen Verhältnisses der Radien mit abnehmendem Abstand zwischen der Koppelwendel und der Abschirmung erhöht.

Die optimale Bemessung der Koppelwendel wird folgendermaßen vorgenommen. Man liest von Bild 8 auf Grund der zur Verfügung stehenden Werte von βa_1 und $\frac{h}{a_1}$ die Größe des optimalen Verhältnisses der Radien ab. Anhand des so gewonnenen Wertes werden die Werte von β_c , d. h. die Phasenfaktoren der Energiefluktuation in der Mitte und an beiden Rändern des Bandes gemäß (8) errechnet. Wenn das Band nicht zu breit ist, so sind die β_c -Werte an seinen Rändern einander nahezu gleich. Danach wird der Durchschnitt aus den in Bandmitte und am unteren Rande des Bandes ermittelten Werten von β_c gebildet und aus dem Durchschnittswert die nötige Länge der Koppelwendel anhand der Gleichung (6) bestimmt. Ist das Band breit, dann weichen die

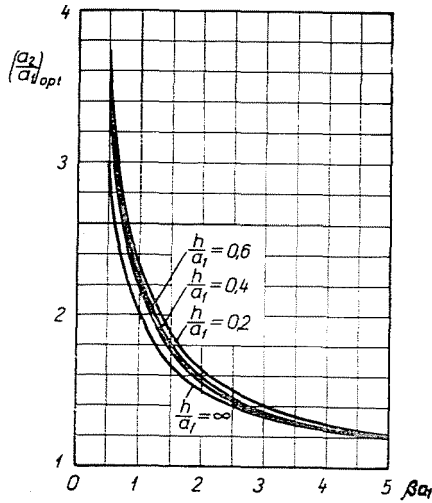


Bild 8.

Das optimale Radienverhältnis $\frac{a_2}{a_1}$ in Abhängigkeit von βa_1 für verschiedene Werte von $\frac{h}{a_1}$

Werte von β_c an den Rändern des Bandes voneinander wesentlich ab, wie dies aus Bild 6 und 7 klar hervorgeht. In diesem Fall muß das Verhältnis $\frac{a_2}{a_1}$ der Radien durch Probieren so lange erhöht werden, bis man an den Rändern des Bandes nahezu gleiche Werte für β_c erhält.

3.5 Versuchsergebnisse

Zwecks Prüfung der praktischen Anwendbarkeit dieses Bemessungsverfahrens wurden mehrere Versuchsreihen durchgeführt. An Koppelwendeln verschiedener Abmessungen wurden durch Messen die optimalen Abmessungen ermittelt. Zur Kennzeichnung der Güte der Wendel diente ein Wert, den wir das durchschnittliche Stehwellenverhältnis nannten. Dieser Wert wurde ermittelt, indem die Werte der Stehwellenverhältnisse der einzelnen Koppelwendel im gewünschten Band bei mehreren gewählten Frequenzen gemessen und aus diesen Werten ein Durchschnittswert gebildet wurde. Die beiden Enden der inneren Wendel waren während der Messungen störungsfrei abgeschlossen.

Als Beispiel zur Illustrierung der Versuchsergebnisse soll Bild 9 dienen, in welchem die Abhängigkeit des durchschnittlichen Stehwellenverhältnisses von der Länge der Koppelwendel, von ihrer Steigung und vom Durchmesser der Abschirmung dargestellt ist. Bei den Versuchen wurde zunächst die

Länge der Koppelwendel, sodann nach Feststellung der optimalen Länge die Steigung und schließlich nach Ermittlung der günstigsten Steigung der Durchmesser der Abschirmung geändert. Durch solche stufenweise Annäherung wurden die optimalen Abmessungen der Koppelwendel ermittelt. Die experimentell gewonnenen Abmessungen wichen von den durch das neue Verfahren ermittelten Werten im Durchschnitt nur um 10% ab. Bild 10 zeigt die Frequenzabhängigkeit des Stehwellenverhältnisses der Koppelwendel mit optimalen Abmessungen. Das Stehwellenverhältnis liegt im ganzen Band unter 1,4.

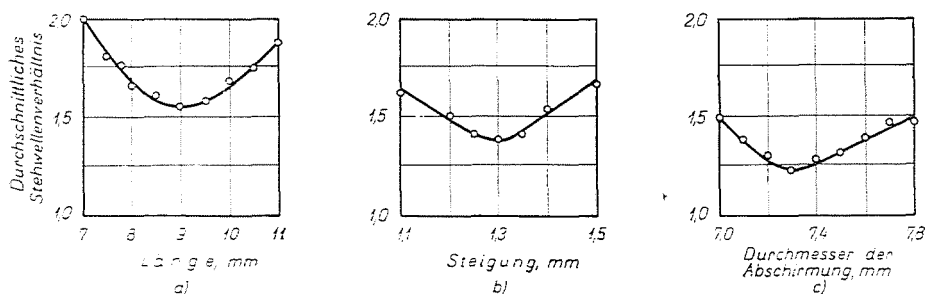


Bild 9. Durchschnittliches Stehwellenverhältnis in Abhängigkeit von den Wendelabmessungen

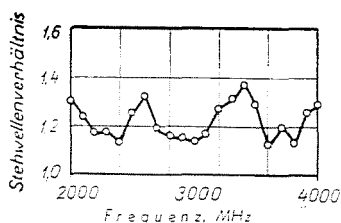


Bild 10. Die Frequenzabhängigkeit des Stehwellenverhältnisses der Koppelwendel von den optimalen Abmessungen

Experimentell wurden noch die Wirkungen der Drahtstärke, des Dielektrikums und des Abschlusses untersucht, ferner Messungen der Impedanz und der Verluste durchgeführt. Überdies befaßten wir uns auch mit den Problemen der fabrikmäßigen Herstellung von Koppelwendeln. Diese und andere Ergebnisse der theoretischen und experimentellen Untersuchung der Koppelwendel werden in einer anderen Arbeit des Verfassers behandelt, die demnächst in den »Acta Technica Acad. Hung.« erscheinen wird.

Zusammenfassung

Der Aufsatz beschreibt den Wanderfeld-Endverstärker einer für Übertragung auf große Entfernungen geeigneten Breitband-Richtfunkanlage. Nach einer kurzen Übersicht über die Teileinheiten des Wanderfeld-Endverstärkers werden Probleme der AM-PM Konversion und der visometrischen Signal-Rauschverhältnisse erörtert. Danach wird kurz

über zwei verschiedene Typen tragbarer Wanderfeldmeßverstärker referiert. Es folgt die Beschreibung eines Verfahrens zur optimalen Bemessung von Koppelwendeln, wobei auch die Wirkung ihrer Abschirmung berücksichtigt wird. Dadurch wurden für die Abmessungen der Koppelwendel Werte gewonnen, die die Versuchsergebnisse bedeutend besser annähern als die bisherigen. Endlich werden einige Versuchsergebnisse mitgeteilt.

Literatur

1. PIERCE, J. R.: *Traveling-Wave Tubes*. D. Van Nostrand Co., Inc., New York, 1950.
2. LAICO, J. P.—MCDOWELL, H. L.—MOSTER, C. R.: A Medium Power Traveling-Wave Tube for 6,000-Mc Radio Relay, *Bell System Techn. Journ.* Nov. 1956. S. 1285—1346.
3. LACY, P. D.: Helix Coupled Traveling-Wave Tube, *Electronics*, Nov. 1954. S. 132—135.
4. KRASSNUSCHKIN, P. E.—CHOCHLOW, R. V.: Periodischer Austausch der Energie in gekoppelten Hohlleitern (russisch). *Zeitschrift für techn. Physik*, Moskau, Jg. XIX., Aug. 1949. S. 931—942.
5. COOK, J. S.—KOMPNER, R.—QUATE, C. F.: Coupled Helices, *Bell System Techn. Journ.* Jan. 1956. S. 127—178.
6. WADE, G.—RYNN, N.: Coupled Helices for Use in Traveling-Wave Tubes, *IRE Trans.*, Vol. ED—2, Juli 1955, S. 15—24.

T. BERCELI; Budapest II. Gábor Áron u. 65. Ungarn.