

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 36 (1945)
Heft: 15

Artikel: Ausgewählte Kapitel aus der Sender-Messtechnik
Autor: Wehrlin, H.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1056488>

Nutzungsbedingungen

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

Conditions d'utilisation

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

Terms of use

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

Download PDF: 17.02.2026

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

Ausgleichsringen ausreichen. Eine weitere Kupfersparnis kann allenfalls noch im Erregerkupfer gemacht werden, indem man den unter der Polfläche befindlichen Luftspalt δ um etwa 30 % verkleinert. Dasselbe trifft auch für den Luftspalt der Wendepole δ_W zur Verkleinerung der AW_{K+W}/Pol zu.

Es wurde bisher eine wichtige Grösse ausser acht gelassen, und zwar betrifft dies die Reaktanzspannung u_R . Während die Reaktanzspannung bei kompensierten Maschinen eine ganz untergeordnete Rolle spielt, ist dagegen die Kenntnis des Wertes von u_R bestimmd für die Ausführungsmöglichkeit der im Entwurf vorliegenden, nicht kompensierten Maschine. Uebersteigt u_R (nach meinem

Erachten) den Grenzwert 5 V, so werden die Schwierigkeiten zur Erreichung einer guten Kommutierung um so grösser, je höher man geht. Es hat demnach keinen Sinn, sich in kritische Grenzonen zu begeben, um dann zur Einsicht zu kommen, dass es besser gewesen wäre, sie nicht zu streifen. Deshalb bin ich der Meinung, dass es angezeigt ist, nicht kompensierte Maschinen nur dann auszuführen, wenn die Berechnung der Reaktanzspannung einen Wert ergibt, der wesentlich unterhalb der Grenzspannung liegt und das andere weite Feld den kompensierten Maschinen zu überlassen.

Adresse des Autors:

Emil Dick, Ingenieur, Gümligen b. Bern.

Ausgewählte Kapitel aus der Sender-Messtechnik

Vortrag, gehalten an der 8. Hochfrequenztagung des SEV am 1. September 1944 in Bern,
von H. Wehrlin, Bern

621.396.71.0014

Die Sender-Messtechnik hat sich mit Erscheinungen und Methoden zu befassen, die von der klassischen Starkstrom-Messtechnik abweichen. Es werden in kurzen Zügen folgende Punkte behandelt:

- a) Welche theoretischen Grundlagen bedingen diese Abweichungen?
- b) Welche Qualitätsbedingungen werden an einen Sender gestellt?
- c) Diskussion einiger spezieller Methoden der Leistungsmessung von hochfrequentem Wechselstrom.

Am Schluss der Arbeit folgen einige Angaben über die wichtigste einschlägige Literatur.

Einleitung

Wer sauber und gut misst, hat die Hälfte des Weges zur Lösung seines Problems gewonnen. Das Wechselspiel zwischen dem zu erwartenden vorausberechneten Resultat und dem objektiv verifizierten Messergebnis hat sich noch immer fruchtbar erwiesen, die Erkenntnis gefördert und für künftige rationelle Dimensionierungen geeignete Grundlagen ergeben.

Dem steht gegenüber, dass das Messen in der noch relativ jungen Hochfrequenz-Technik ein erhebliches Quantum an neuen Kenntnissen und Wissen dort voraussetzt, wo in der Starkstromtechnik seit langem erhärtete Anschauungen und bewährte Methoden ein relativ unbeschwertes Routine-Arbeiten erlauben. Die Hochfrequenztechnik verlangt unbedingt saubere Arbeit, und ein Abweichen vom Prinzip der hochfrequenten Sauberkeit führt in den meisten Fällen zu einem Misserfolg.

1. Theoretische Betrachtungen^{1...5, 19, 21)*}

Die grundlegenden Unterschiede, die die Hochfrequenz-Messtechnik gegenüber Messungen bei Gleichstrom oder Industriefrequenz mit sich bringt, seien folgendermassen kurz diskutiert.

Unter Industriefrequenz sollen in diesem Zusammenhang Frequenzen der Grössenordnung von 16^{2/3} oder 50 Hz verstanden werden. Die Niederfrequenz-Technik arbeitet mit Frequenzen von 30...15000 Hz,

La technique des mesures des émetteurs s'écarte de la technique classique, en raison des phénomènes et des méthodes qui entrent en jeu. Le conférencier a traité brièvement les points suivants:

- a) Quelles sont les considérations théoriques qui interviennent dans ce cas spécial?
- b) A quelles exigences les émetteurs doivent-ils satisfaire, au point de vue de la qualité?
- c) Discussion de quelques méthodes particulières pour la mesure de la puissance du courant alternatif à haute fréquence.

Cet exposé se termine par une bibliographie des principales publications relatives à ces mesures.

die Hochfrequenz-Technik mit Frequenzen über 15 kHz, während die Sendermesstechnik den gesamten Frequenz-Bereich umfasst.

Die erste sich aus der Maxwellschen Auffassung ergebende **Grundgleichung** lautet:

$$\text{div } s = 0$$

$$s = s_v + s_l = \frac{di}{dA}$$

$$i = \frac{dQ}{dt}$$

s Stromdichte

s_v Verschiebungsstromdichte

s_l Leiterstromdichte

i Strom

Q Ladung

A Leiterquerschnitt

Das heisst, in einem quellenfreien System ist immer die Kontinuität des elektrischen Stromes gewährleistet. Diese Gleichung stellt also die allgemeine Form des *ersten Kirchhoffschen Gesetzes* dar, des Inhaltes, dass in jedem Strom-Verzweigungspunkt die Summe aller Ströme gleich Null ist. Siehe Punkt B in Fig. 1a.

Während sich das erste Kirchhoffsche Gesetz jedoch nur auf Leiterströme beschränkt, werden in diese Gleichung auch die Verschiebungsströme einzbezogen. Die Stromdichte s , d. h. Ladung Q , dividiert durch Zeit und Fläche, ist ein Vektor mit den Komponenten Leiterstromdichte und Verschiebungsstromdichte. Während man in der Gleichstrom-

*) Siehe Literatur am Schluss.

und allgemein in der Starkstromtechnik — ausgenommen in der Hochspannungstechnik — gewohnt ist, die Verschiebungsströme zu vernachlässigen, sind diese in der Hochfrequenztechnik von massgebender, bei Kurzwellen sogar von überwiegender

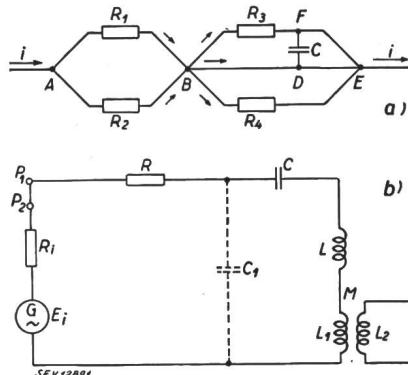


Fig. 1.
Netzwerke zur Erläuterung der Grundgesetze der Wechselstromtechnik

Bedeutung. Man darf den Gedanken nicht ausser acht lassen, dass der elektrische Strom nicht an das Vorhandensein eines Leiters gebunden ist, sondern auch im Dielektrikum fliesst und dass ausser den Ableitungsverlusten auch durch Um-Polarisation bedingte dielektrische Verluste auftreten.

Beispiel: Ist unter der Annahme einer Kapazität von ca. 100 pF bei Industriefrequenz das Kirchhoffsche Gesetz im Punkt F der Fig. 1a noch gültig, so ist dies bei Hochfrequenz nicht mehr der Fall.

$$i_{R_3} \neq i_{FE}$$

Das zweite aus der *Maxwellschen Anschauung* sich ergebende *Grundgesetz* wird durch die Gleichung

$$\oint \mathfrak{E} ds = - \frac{d \sum \Phi N}{dt}$$

beschrieben. Es ist das *Induktionsgesetz* oder das *Grundgesetz vom magnetischen Kreis* und stellt die untrennbare Verknüpfung zwischen Strom und Magnetfeld dar. Die linke Seite dieser Gleichung heisst die elektrische Umlaufspannung und stellt die durch die elektrischen Feldkräfte geleistete Arbeit dar. \mathfrak{E} ist die Tangential-Komponente der elektrischen Feldstärke in Richtung des Bahnelementes ds . Die rechte Seite umschreibt den magnetischen Schwund bzw. die zeitliche Aenderung der Summe aller verketteten und unverketteten Gesamtflüsse ΦN .

Es ist die allgemeine Form des *zweiten Kirchhoff'schen* oder *Ohmschen Gesetzes*, nämlich dann, wenn der Ausdruck auf der rechten Seite Null wird. Es besagt in diesem Fall, dass die Summe aller Ohmschen, induktiven oder eingeprägten Spannungen eines geschlossenen Systems gleich Null ist. Es umschreibt unter anderem auch eine Reihe von Erscheinungen der Wechselstromtechnik, die in der Starkstromtechnik im allgemeinen vernachlässigt werden dürfen; in kurzen Worten gesagt, es erinnert uns daran, dass bei hoher Frequenz die Induk-

tivität kleiner Drahtschlaufen, Spannungsabfälle relativ kurzer Anschlüsse, Kopplungen, Streuungen, Resonanzen, Stromverdrängung, Wirbelströme und anderes, das wir bei Industriefrequenz in den meisten Fällen vernachlässigen dürfen, in der Hochfrequenztechnik von ausschlaggebender Bedeutung wird.

Es sei dies an Hand der Fig. 1b beispielweise angedeutet. Denken wir uns an Stelle der Raumkapazität C_1 einen Kurzschluss, so ist nach dem Ohmschen Gesetz die Summe der Spannungsabfälle an den Widerständen R_1 und R gleich der EMK E_1 . Im gezeichneten Zustand sind jedoch die durch die Verschiebungsströme in den Kapazitäten C und C_1 bedingten Spannungsabfälle sowie die durch die Induktivitäten L , L_1 , M und der gesamten Schlaufe bedingten Gegenspannungen zu berücksichtigen.

Die *Stromverdrängung (Skineffekt)*, die in der normalen Wechselstromtechnik im allgemeinen nur bei grossen Leistungen und Strömen zu berücksichtigen ist, muss in der Hochfrequenztechnik ganz spezielle Aufmerksamkeit erhalten. Die Stromleitung erfolgt nicht wie bei Gleichstrom über den ganzen Querschnitt gleichmässig, sondern nur an der Oberfläche des Leiters und die Eindringtiefen sind minimal. Die *Eindringtiefe*, bei der Abschwächung auf den $e^{-2\pi}$ ten Teil eintritt, ergibt sich aus folgendem Ausdruck

$$d = \frac{c}{\sqrt{4\pi\omega\sigma\mu}}$$

wo

d die Eindringtiefe
 c eine Konstante (Lichtgeschwindigkeit = $3 \cdot 10^{10}$ cm/s)
 ω die Kreisfrequenz = $2\pi f$
 σ die spez. Leitfähigkeit
 μ die Permeabilität

bedeuten.

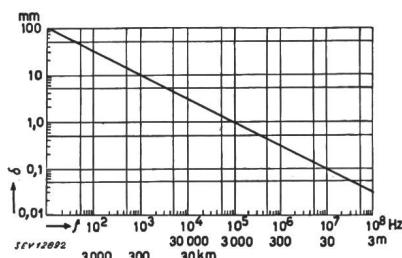


Fig. 2.
Eindringtiefe δ
für Kupfer in Ab-
hängigkeit von der
Frequenz f

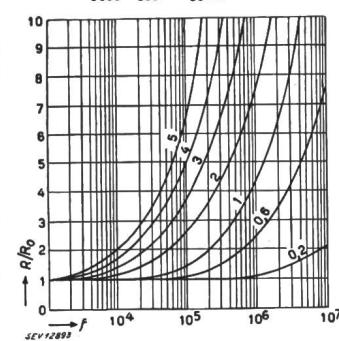


Fig. 3
Widerstandszunahme durch
Skineffekt für Drahtstärken
von 0,2...5 mm Ø

Die hierdurch bedingte Zunahme des Widerstandes ist beträchtlich (Fig. 2 und 3). Diese Erscheinung wirkt sich in der Hochfrequenztechnik sowohl in der Konstruktion als auch in der Messtechnik speziell aus. Es werden daher in der Hoch-

frequenztechnik statt voller Drähte und Stäbe Röhren verwendet, die Oberfläche wird versilbert, man braucht fein unterteilte Hochfrequenz-Litzen usw. Es ist wesentlich, sich Gedanken zu machen, an welchem Ort wir Ströme und Temperaturen messen, wie sich Messinstrumente, z. B. Hitzdraht- und Thermoinstrumente, bei hohen Frequenzen verhalten usw.

Mit *Resonanzerscheinungen* hat sich die Starkstromtechnik nur in speziellen Fällen zu befassen. In der Hochfrequenztechnik sind sie die Grundlage überhaupt. Resonanz tritt bekanntlich in einem durch Kapazität C und Induktivität L gebildeten Schwingungskreis dann ein (Fig. 1b), wenn die Blindkomponenten der Impedanz gleich gross werden, also der Klammerausdruck der Gleichung

$$\Re = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

gleich Null ist. Je nach Schaltung unterscheiden wir zwischen Serie- oder Spannungsresonanz und Parallel- oder Stromresonanz.

Der Zusammenhang zwischen den Bestimmungsgrössen des Schwingkreises und der Frequenz oder Wellenlänge ist annähernd durch folgende Gleichungen gegeben

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = 2\pi c \sqrt{LC}$$

Die Dämpfung durch das logarithmische Dekrement

$$\vartheta = \pi \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}} = \pi \operatorname{tg} \delta = \frac{\pi}{Q}$$

- \Re Komplexer Scheinwiderstand
- R Summe aller ohmschen Komponenten, d. h. der Last- und Verlustwiderstände
- ω Kreisfrequenz $= 2\pi f$
- f_r Resonanzfrequenz in Hz
- L Summe aller induktiven Komponenten in H
- C Summe aller kapazitiven Komponenten in F
- c Lichtgeschwindigkeit $3 \cdot 10^8$ m/s
- λ Wellenlänge in m
- G Güte bzw. Resonanzschärfe $\cong \frac{\omega L}{R}$
- $\operatorname{tg} \delta$ Verlustwinkel in W/VA

Gewollte und ungewollte Resonanzen spielen in der Hochfrequenz-Messtechnik eine grosse Rolle. Manches Instrument hat auf Grund dieser Erscheinung sein Leben gelassen und manche Messung wurde durch ungenügende, die Resonanz oder Dämpfung betreffende Ueberlegung gefälscht.

Das Auftreten wilder Schwingungen hat seine Ursache in unerwünschten Resonanzen.

Das Auftreten *stehender oder forschreitender Wellen* auf Leitungen wird durch die Telegraphengleichungen beschrieben. In Fällen, in denen die räumliche Ausdehnung der Leiter in die Grössenordnung der Wellenlänge kommt, muss die räumliche Verteilung des Stromes, der Spannung, der

Impedanz, der Dämpfung usw. längs einer Leitung berücksichtigt werden und zwingt den Hochfrequenztechniker immer wieder zu der Ueberlegung, dass es nicht nur auf den Ausschlag seiner Instrumente, sondern auch auf deren Einschaltort ankommt. Aus den Ansätzen der *Telegraphengleichungen* ergeben sich folgende Leitungsgleichungen. Mit diesen Gleichungen können grundsätzlich alle interessierenden Aufgaben gelöst werden.

$$\boxed{\begin{aligned} U_1 &= U_2 \cosh yl + I_2 \beta \sinh yl \\ I_1 &= I_2 \cosh yl + \frac{U_2}{\beta} \sinh yl \end{aligned}}$$

$$y = \beta + j\alpha$$

Hierin bedeuten U_1 und I_1 Spannung und Strom am Anfang, U_2 und I_2 am Ende der Leitung.

y Fortpflanzungskonstante
 β Dämpfungskonstante
 α Phasenkonstante

Sowohl die Zweidraht- als auch die konzentrische Leitung sind wichtige Konstruktionselemente und Messinstrumente der Hochfrequenztechnik geworden. Sie werden an Stelle von Schwingkreisen und Transformatoren verwendet. Die Leitungstheorie ist für die Antennen, spez. die Richtstrahler, von grundlegender Bedeutung und die Ultrakurzwellen-, spez. die Dezimeterwellen-Messtechnik basiert im wesentlichen auf der Kenntnis der Leitungseigenschaften.

Zuletzt sei die *Strahlung* erwähnt, was durch folgende zwei Formeln angedeutet sei

$$\mathfrak{S} = [\mathfrak{E} \mathfrak{H}]$$

wo

\mathfrak{S} den Poyntingschen Strahlungsvektor (W/cm^2), welcher gleich ist dem vektoriellen Produkt aus
 \mathfrak{E} elektrischer Feldstärke (V/cm) und
 \mathfrak{H} magnetischer Feldstärke (A/cm)

bedeutet.

In der linear polarisierten Welle stehen \mathfrak{E} und \mathfrak{H} aufeinander senkrecht und der Vektor \mathfrak{S} steht wiederum senkrecht auf der durch die Vektoren \mathfrak{E} und \mathfrak{H} gegebenen Ebene.

Die drei Vektoren \mathfrak{E} , \mathfrak{H} und \mathfrak{S} bilden in der Fortpflanzungsrichtung ein Rechtssystem.

Zwischen Hin- und Rückleitung einer Energieleitung strömt die Energie in der Luft fast parallel zu den Drähten. In den Drähten selbst strömt sie gegen die Drahtachse zu und verwandelt sich in Joulesche Verlustwärme. Bei der Entladung eines Kondensators tritt sie seitlich aus. Eine Dipol- bzw. eine lineare Antenne, die man sich durch Oeffnen der Beläge eines Kondensators entstanden denkt, strahlt senkrecht zu ihrer Achse.

Die *Strahlungsleistung* ergibt sich aus dem Stromquadrat mal dem *Strahlungswiderstand* und dieser wieder berechnet sich aus folgender Formel

$$R_s = 1600 \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda} \right)^2$$

Der Strahlungswiderstand R_s ist proportional dem Quadrat der effektiven Antennenhöhe h_{eff} und umgekehrt proportional dem Quadrat der Wellenlänge λ .

Hiermit seien einige der wichtigsten, in der Hochfrequenz-Messtechnik speziell zu berücksichtigende Erscheinungen angedeutet und in Erinnerung gerufen und es kann wohl im übrigen auf die äusserst reichhaltige Literatur, speziell auf die grundlegenden Maxwellschen Ausführungen verwiesen werden. Zusammenfassend kann gesagt werden:

Das Wesen der Hochfrequenztechnik liegt im Auftreten von

Verschiebungsströmen,
dielektrischen Verlusten,
Stromverdrängung,
Skineffekt,
Wirbelströmen,
Resonanzen,
fortschreitenden und stehenden Leitungswellen
und der Strahlung.

2. Qualitätsbedingungen^{6...18, 22, 23)}

Der grundsätzliche Aufbau eines Senders kann wohl als bekannt vorausgesetzt werden. Es sei kurz wiederholt: Der Sender besteht aus einem *Oszillator*, dem eigentlichen Erzeuger des hochfrequenten Trägers der Nachricht, und aus einem *Modulator*, bzw. Verstärker der elektrischen Nachrichten oder Sprachschwingungen, oder einer entsprechenden Tasteinrichtung bei Telegraphiebetrieb. Je nach dem Zweck folgen dem Oszillator einige *Trenn- und Vervielfacherstufen* bis zur eigentlichen *Leistungs-Endstufe*. Für die Modulation, d. h. das Aufbringen der Nachrichtenschwingung auf den hochfrequenten Träger, existieren eine Reihe besonderer Methoden, über die zu berichten nicht im Rahmen dieser Arbeit liegt. Im allgemeinen erfolgt die Modulation in einer der letzten Stufen oder der Endstufe, um die Möglichkeiten für nichtlineare Verzerrungen auf ein Minimum zu bringen. Die Endstufe ist über geeignete Kopplungselemente an die Energieleitung (Antennenleitung) angepasst. Für das Ganze bedarf es noch der nötigen Energie lieferungs-, Kühlungs- und allfälliger Verriegelungs-Anlage.

Die Pflichten und Qualitätsbedingungen^{6...17)}, die ein solcher Sender erfüllen muss, sind schon weitgehend national oder international geregelt. Ich verweise auch auf die diversen Konferenzen des CCIR, speziell diejenigen von Kairo 1938 und Madrid 1932. Die Beschlüsse des CCIF, die amerikanischen FCC Standards, die Standards IRE for Transmitters und zum Schluss auch die Gesetze und Bestimmungen unserer Bundesbehörden sowie die Vorschriften des SEV (HIV, VAF) beschäftigen sich ebenfalls mit diesem Thema.

Die die eigentliche Nachricht betreffende Qualität^{18, 22, 23)} wird durch Frequenzgang, Klirrfaktor, Modulationsgrad, Geräuschpegel und Eingangspegel, sowie die Silbenverständlichkeit umschrieben.

Der Frequenzgang der Modulation wird meist auf eine mittlere, gut übertragbare Frequenz, z. B.

800 oder 1000 Hz bezogen (Fig. 4). Trägt man als Abszisse die Modulationsfrequenz, als Ordinate den Modulationsgrad oder das Verhältnis der gleichgerichteten zur Modulationseingangsspannung im Spannungsverhältnis db oder Np auf, so erhält man die dargestellte Kurve.

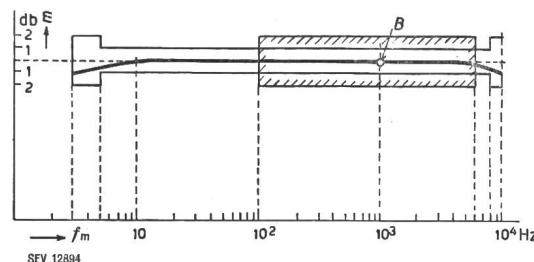


Fig. 4.
Frequenzgang des Modulationsgrades

m Modulationsgrad, f_m Modulationsfrequenz
B Bezugspunkt, — ususgemäß eingehaltene Garantiegrenze,
/// Empfehlungen des FCC.

Die Pflichtwerte bei *Rundspruchsendern* sind zurzeit meist folgende:

$$50 \dots 8000 \text{ Hz} \pm 0,115 \text{ Np}^*)$$

$$30 \dots 10000 \text{ Hz} \pm 0,2 \text{ Np}$$

bezogen auf 800 Hz.

Sie sind jedoch mit Rücksicht auf die international geregelte Wellenverteilung zu weitgehend, so dass z. B. die FCC Standards entsprechend dem von CCIR vorgeschriebenen 9 kHz Abstand der Senderwellen einen Frequenzgang von

$$100 \dots 5000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ db}$$

bezogen auf 1000 Hz empfehlen^{6..8, 12, 13)}. Die technische Entwicklung ist jedoch soweit gediehen, dass ohne erheblichen Mehraufwand eine bessere Qualität gegeben werden kann. Dort, wo es mit Rücksicht auf den Frequenzabstand nötig ist oder verlangt wird, können 9-kHz-Sperren vorgesehen werden. Es ist daher die Tendenz vorhanden, die Bedingungen, den Gehörseigenschaften Rechnung tragend, optimal auf den Grenzwert

$$50 \dots 15000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ db}$$

bezogen auf 1000 Hz zu erweitern^{22, 23)}. Die Einhaltung dieser Bedingungen kann bei Mittelwellen-Rundspruchsendern infolge kleiner Antennendämpfung eventuell Schwierigkeiten mit sich bringen und kommt für Langwellensender nicht in Frage. Die Modulations-Schaltungstechnik gibt aber, soweit dies bei sauberer Dimensionierung noch nötig ist,

$$*) \beta_{\text{Nep}} = \ln \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}$$

$$\beta_{\text{db}} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

$$\beta_{\text{db}} = 8,686 \beta_{\text{Np}}$$

$$\beta_{\text{Np}} = 0,115 \beta_{\text{db}}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \text{Spannungsverhältnis}$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \text{Leistungsverhältnis}$$

Mittel zur Vorentzerrung des Frequenzgangs in die Hand, eventuell unter Verzicht auf einen gewissen Anteil an Verstärkung oder Modulationstiefe. Bei UKW-Sendern mit Frequenz-Modulation gehören die Bedingungen jedoch schon zum Bestand guter Ingenieurtechnik.

Bei *Telephonie-Sendern*^{10, 11)} wird ein Uebertragungsbereich nach CCIF von 300...2600 Hz verlangt, soll jedoch wenn möglich auf 200...3000 Hz oder mehr erweitert werden.

Der *Klirrfaktor* ist ein Mass für die nicht linearen Verzerrungen und wird je nach dem Messverfahren durch folgende Gleichungen definiert:

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n \omega^2}{U_1 \omega}}$$

oder

$$k' = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n \omega^2}{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}}$$

k wird in % angegeben und es bedeuten $U_1 \omega$ den Effektivwert der Grundharmonischen $U_n \omega$ denjenigen der Oberwellen, gemessen am Ausgang eines nicht linearen Vierpols, wenn an seinem Eingang eine reine Sinus-Spannung der Grundfrequenz angelegt wird.

Unter *Klirrdämpfung* wird das reziproke Verhältnis, in Neper oder Dezibel ausgedrückt, verstanden.

Früher wurden für die Messungen zur Erreichung reiner Sinus-Spannungen dem Tongenerator Tonreiniger nachgeschaltet. Heute stehen Tongeneratoren zur Verfügung, die direkt eine Spannung mit einem Klirrfaktor nicht grösser als einige Bruchteile eines % abgeben.

Der Klirrfaktor wird meist in Funktion der Modulations-Eingangs-Spannung oder des Modulationsgrades aufgetragen. Als Bedingung gilt im allgemeinen (Fig. 5)

bei Rundspruch-Sendern $k < 4\%$,

bei *Telephonie-Sendern* $k < 5\%$,

bei *Telephonie-Sendern* $k < 10\%$ (wenn sie nicht in Verbindung mit dem offiziellen Telephonennetz arbeiten),

gemessen bei einer Messfrequenz von 400 Hz und einem maximalen Modulationsgrad von 80 %.

In den *FCC Standards* werden für Rundspruch-Sender folgende Empfehlungen gegeben^{6, 7, 8)}

$k < 5\%$ von 0...84 % Modulation

$k < 7,5\%$ von 85...95 % »

gemessen bei 50, 100, 400, 1000, 5000 und 7500 Hz, unter Berücksichtigung der Harmonischen bis zur zehnten Ordnung, jedoch nicht höher als 16 000 Hz.

Die neue Schaltungstechnik (Gegenkopplung) sowie moderne Röhren und bessere Messgeräte, die rationelles Messen erlauben, gestatten, diese Werte wesentlich zu unterbieten und der Feinstruktur des Klirrfaktors in Funktion des Frequenzgangs nachzugehen.

Gegenüber Bestrebungen, die Bedingungen schärfner zu gestalten, scheint mir jedoch eine gewisse Vorsicht am Platze, mit Rücksicht auf die allfällige schaltungsmässige Komplikation der Anlagen und die rationelle Dimensionierung, sowie die Messtechnik und Betriebsüberwachung, unter Berücksichtigung des derzeitigen technischen Standes des ganzen Uebertragungskanals von Mikrofon, Uebertragungsleitung, Empfänger bis zum Lautsprecher sowie der Gehörseigenschaften^{22, 23)}. Es ist von wenig Nutzen, unter Komplikationen der Schaltung einen messtechnischen Gewinn zu erhalten, der sich gehörsmässig nur unwesentlich auswirkt.

Unter Umständen, speziell bei Kleingeräten, wird auf einen Teil der in Vorliegendem besprochenen Qualitätsbedingungen verzichtet und es wird beim Gerät nur nach genormten Logatom-Tabellen durch Durchsprechen bestimmter Silbengruppen die *Silbenverständlichkeit* bestimmt, bzw. verlangt. Der Zusammenhang zwischen Verständlichkeit, Frequenzgang, Klirrfaktor und Geräuschpegel ist jedoch eingehend untersucht und mehrfach veröffentlicht worden.

Die *Modulationscharakteristik* (s. Fig. 5) gibt uns ein weiteres Bild über die Linearität, sowie gemeinsam mit dem zulässigen Geräusch und Eingangspiegel Aufschluss über die verfügbare *Dynamik* der Uebertragung. Hierunter ist das Verhältnis des lautesten zum leisesten unverzerrt und ungestört übertragenen Signals zu verstehen.

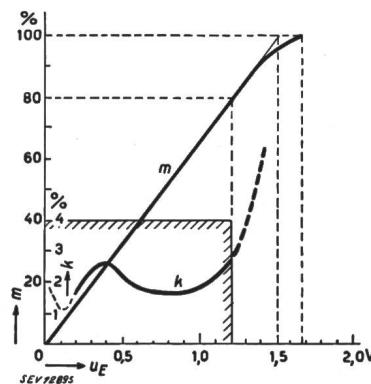


Fig. 5.
Modulations-
charakteristik und
Klirrfaktorverlauf
 m Modulationsgrad
in %, k Klirrfaktor
in %, U_E Modula-
tionseingangspan-
nung in V, /// Klirr-
faktorgarantiegrenze

An Hand dieser Charakteristik werden die für den Frequenzgang und den Klirrfaktor massgebenden Modulationsgrade festgelegt. Zusätzlich zu dieser Charakteristik werden gelegentlich die statischen *Steuer-Charakteristiken* aufgenommen, z. B. bei Gitterspannungsmodulation der Anodenstrom in Funktion der Gittergleichspannung.

Der *Geräuschpegel* wird über ein international definiertes Ohrkurvensieb, das den physiologischen Eigenschaften des Ohres Rechnung trägt, oder mit dem CCIF-Geräuschspannungsmesser gemessen und soll z. B. besser als 60 db, bezogen auf einen Modulationsgrad von 100 %, sein. Die FCC-Standards^{6, 7, 8)} geben hier jedoch ohne das Ohrkurvensieb die Werte von 50 db, bezogen auf 100 % Modulation von 150...5000 Hz und 40 db ausserhalb dieses Bereiches an.

Der *niederfrequente Eingangspiegel* wird bei Stationen, die über Leitungen moduliert werden,

dem Normalpegel entsprechen und dieser beträgt 1 mW bei 600 Ohm^{10, 11)}.

Mit der weiteren Ausbildung der Messtechnik zeichnen sich bereits auch in vermehrtem Masse noch weitergehende Untersuchungen über die Modulationsqualität ab, die über kurz oder lang zu zusätzlichen Anforderungen führen werden. Es seien hier Untersuchungen über Kombinations- und Differenztöne, Verlauf des Phasenmasses in Funktion der Modulationsfrequenz, Untersuchung des Modulationsstosses, unerwünschte Phasen- oder Frequenz-Modulation etc. erwähnt.

Bei Telegraphie-Betrieb werden meist Bedingungen für Tastgeschwindigkeit, Zeichenform, Tastclicks, Einschwingvorgänge usw. einzuhalten sein.

Es folgen nun die den hochfrequenten Träger betreffenden Bedingungen. Die Wellenbereiche sind bereits je nach Verwendungszweck international geregelt. Der Kunde hingegen bestimmt den Verwendungszweck und gibt allfällige Fixwellen bekannt. Das gleiche trifft für die Frequenzkonstanz und Einstellungsgenauigkeit zu^{12, 13)}. Sie beträgt z. B.

für Rundspruchsender im Bereich

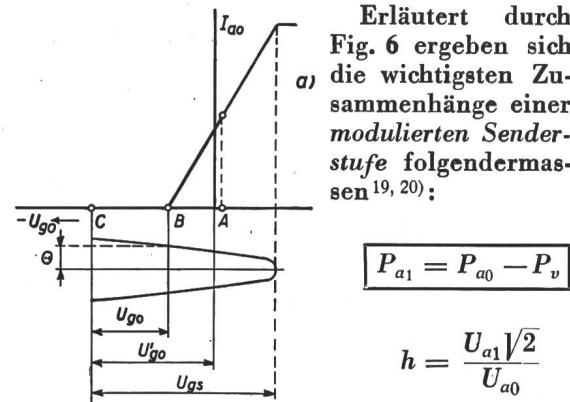
über 200 m besser als 20 Hz
unter 200 m besser als 0,005 %.

Ueber die Harmonischen des Trägers wurde international viel diskutiert^{12, 13)}. Es wurden folgende Werte in der Vollzugsverordnung der Kairo-Konferenz empfohlen: Bei Wellenlänge grösser als 100 m darf eine beliebige Oberwelle den Wert von 0,3 mV pro Meter gemessen, in einem Abstand von 5 km von der Senderantenne nicht überschreiten. Es entspricht dies einer Strahlungsleistung von max. 25 mW. Bei Wellen unter 100 m muss die Leistung einer Harmonischen 40 db unter der Leistung der Grundfrequenz liegen, darf jedoch 200 mW nicht übersteigen. Ueber die Messmethoden bzw. das Gewicht dieser Werte für allfällige Interferenzen zwischen den Stationen scheinen die Diskussionen noch nicht eindeutig abgeschlossen zu sein.

Als Leistung wird die sogenannte Antennenkreisleistung des unmodulierten Trägers angegeben. Ueber deren Bestimmung werden im nächsten Kapitel noch einige Bemerkungen zur Sprache kommen. Ausser diesen, die Qualität der Modulation und des Trägers bestimmenden Forderungen sind weitere Ansprüche zu erfüllen. Es seien genannt die aufgenommene Primärleistung bei einem bestimmten Modulationsgrad, der Gesamtwirkungsgrad, das einwandfreie Funktionieren bei Netzzspannungsschwankungen, z. B. $\pm 5\%$ für die Spannung, $\pm 2^{1/2}\%$ für die Netzfrequenz. Es werden Versuche über die Stabilität vorgeschrieben, es werden die sogenannten Störwellenproben durchgeführt. Der Sender muss eine bestimmte Uebermodulation ertragen. Es werden Versuche über Stabilität bei Siebkreisresonanzen durchgeführt. Die Kühlungsverhältnisse und die Erwärmung von Kontaktstellen werden an Hand von Dauerversuchen konstatiert. Es werden Zeiten vorgeschrieben für die Erstellung der Betriebsbereitschaft, für die

Durchführung eines Wellenwechsels. Bei transportablen Geräten kommen Untersuchungen über Einflüsse der Aussentemperatur, Feuchtigkeit, Kondenswasser, Erschütterungen, Einfluss grosser Höhe und anderes dazu.

Ausser diesen, quasi die Abnahmepflichten des Senders betreffenden Messungen hat der Labor-Ingenieur sich mit der Kontrolle seiner Annahmen und Berechnungen zu befassen.



Erläutert durch Fig. 6 ergeben sich die wichtigsten Zusammenhänge einer modulierten Senderstufe folgendermassen^{19, 20)}:

$$P_{a1} = P_{a0} - P_v$$

$$h = \frac{U_{a1}}{U_{a0}} \sqrt{2}$$

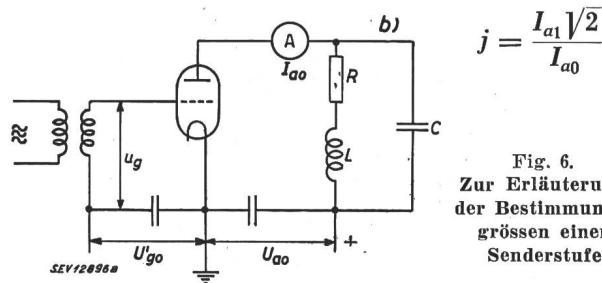


Fig. 6.
Zur Erläuterung
der Bestimmungs-
grössen einer
Senderstufe

$$\eta = \frac{1}{2} j h \cos \varphi = \frac{P_{a1}}{P_{a0}}$$

$$\cos \Theta = - \frac{U_{go}}{U_{gs}}$$

$$\vartheta = \frac{2\pi f_m}{f_r} \sqrt{\frac{I_m^2}{1-I}}$$

P_v Verlustleistung

P_{a0} Anodenleistung

P_{a1} abgegebene Wechselstromleistung

U_{a1} eff. Spannung der Grundharmonischen

U_{a0} Gleichspannung

I_{a1} Effektivwert des Wechselstromes

I_{a0} Gleichstrom

ϑ Dämpfungsdecrement

h Spannungsaussteuerung

f_m Modulationsfrequenz

j Stromaussteuerung

f_r Trägerfrequenz

η Wirkungsgrad

Θ Stromflusswinkel

Wesentlich ist offensichtlich die Bestimmung des Stufenwirkungsgrades, der abgegebenen Leistung, der für das Rohr maximal zulässigen Verlustleistung, der richtigen Aussteuerung bzw. Ankopplung, der Strom- und Spannungsaussteuerung, des Stromausflusswinkels, gegebenenfalls die Kontrolle der Neutralisation, alles Grössen, die sich allfällig auch auf die Qualität, bzw. den Klirrfaktor auswirken. Das Verhältnis der Blind- zur Wirkleistung ergibt uns ein Mass für die Dämpfung, für die Kreisverluste, sowie für die allfällige Beschneidung der Seitenbänder. Die meisten dieser Messun-

gen können auf Strom- oder Spannungsmessungen zurückgeführt werden, die jedoch mit den nötigen Vorsichtsmassnahmen auszuführen sind, wie Vermeidung von Mess-Schlaufen, Einschalten der Messinstrumente auf Erdpotential usw. (siehe erstes Kapitel).

3. Leistungsmessung hochfrequenter Wechselströme

Es zeigt sich, dass je nach den Verhältnissen die eine oder andere Methode Vorteile bietet oder zur Kontrolle bzw. Ergänzung herangezogen werden kann. Für die Messung wird allgemein an Stelle der Antenne ein Ersatzgebilde treten, die sogenannte *künstliche Antenne*. Von dieser kann der *Widerstand* bestimmt werden, durch *Strommessung* ist dann die Leistung zu berechnen. Eine derartige *künstliche Antenne* (Fig. 7) sollte nun möglichst folgenden Bedingungen genügen:

- Sie sollte eine rein Ohmsche Belastung darstellen.
- Ihr Widerstand sollte möglichst lastunabhängig sein.

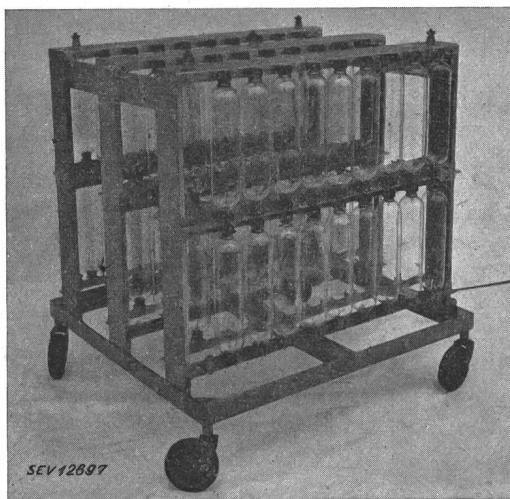


Fig. 7.
Künstliche Antenne gebildet aus Gruppen von
Widerstandslampen
Hasler A.-G.

Bei grossen Leistungen und speziell bei kurzen Wellen, d. h. hohen Frequenzen, trifft diese Forderung auf einige Schwierigkeiten. Grosse Leistung bedingt naturgemäß räumlich relativ grosse Gebilde. Hierdurch treten jedoch induktive oder kapazitive Komponenten der Impedanz auf, die leicht zu Fehlmessungen führen. Die eingeschalteten Amperemeter zeigen dann je nach ihrem Einschaltungsort verschiedene Werte. Eine Möglichkeit, dieser Erscheinung zu begegnen, besteht darin, diese Komponenten durch entsprechende Blindwiderstände zu kompensieren, z. B. durch einen entsprechend abgestimmten Serienschaltung.

Dies ist jedoch mit einfachen Mitteln im allgemeinen nur für eine bestimmte Frequenz möglich. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die geometrischen Abmessungen möglichst klein zu wäh-

len. Man verwendet z. B. an Stelle normaler Widerstände *Glühlampen* grosser Leistung in entsprechenden Kombinationen, *wassergekühlte Widerstände* oder durch eine Gegenlauf-Kühlung *zirkulierende Elektrolyte*. Hierdurch werden die Blindkomponenten verkleinert. Es treten aber je nach dem Fadenmaterial der Lampe oder der Temperatur der Elektrolyte Lastabhängigkeiten des Widerstandes auf. Diese Lastabhängigkeiten wirken sich für eine saubere Anpassung, Bestimmung und

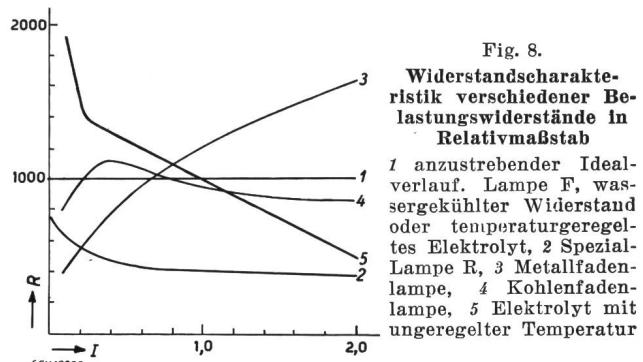


Fig. 8.
Widerstandscharakteristik verschiedener Belastungswiderstände in Relativmaßstab
1 anzustrebender Idealverlauf. Lampe F, wassergekühlter Widerstand oder temperaturgeregelter Elektrolyt, 2 Spezial-Lampe R, 3 Metallfadenlampe, 4 Kohlenfadenlampe, 5 Elektrolyt mit unregelbarer Temperatur
SEV 12898

Messung ungünstig aus. Anzustreben wäre die in Fig. 8 gezeigte Kurve 1. Die Kurven 2, 3, 4 und 5 zeigen die Charakteristiken verschiedener Belastungswiderstände. Zurzeit steht eine Lampe zur Verfügung, die der Idealcharakteristik bis auf wenige Prozente nahe kommt. Bei den Elektrolyt-Widerständen kann durch automatische Temperaturregelung eine angenäherte Lastunabhängigkeit erreicht werden. Es bieten sich außer dieser Strommessung am Lastwiderstand noch andere ergänzende Messmöglichkeiten.

Die schönste und einwandfreieste ist die *kalorimetrische Methode*. Die Möglichkeit für eine solche besteht bei wassergekühlten Sender- und Modulatorröhren, sowie bei wassergekühlten und Elektrolyt-Widerständen. Die Leistung ergibt sich aus folgender Gleichung:

$$P = \frac{(\vartheta_a - \vartheta_e) Q}{0,24 t}$$

P Leistung in kW
 ϑ_a Austrittstemperatur in °C
 ϑ_e Eintrittstemperatur in °C
 Q/t Durchfluss in Litern pro Sekunde

z. B.
 ϑ_a 51,9°C
 ϑ_e 32°C
 t 100 l
 t 80,9 s
 P 103 kW

gleichzeitig wurde gemessen ein Kabelstrom

I_k 41 A bei
 R 61 Ω Impedanz des konzentrischen Kabels,

was sich mit der kalorischen Messung gut deckt.

Bei *Temperaturmessungen* mit Thermometern in der Nähe von Hochfrequenz-Feldern sei vor Quecksilberthermometern gewarnt, da die Messungen leicht durch Wirbelströme gefälscht werden.

Bei Lampenbelastung wurden mit gutem Erfolg *photometrische Methoden* zur Anwendung gebracht, in denen mit 50 Hz zunächst Eichkurven aufgenommen wurden und durch Vergleich auf gleiche Helligkeit mit der Vergleichslampe oder auf gleichen Ausschlag des Photometers die entsprechende Messung durchführbar ist. Speziell bei kurzen Wellen machen sich Skineffekte und Stromverteilung durch ungleiches Leuchten der Lampen, sowie Fluoreszenz und Glimmlicht bemerkbar, die wieder spezielle Vorsichtsmaßnahmen erfordern.

Bei luftgekühlten Röhren, speziell älteren Typen mit glühender Anode, erhielt ich mit dem *Pyrometer* guten Einblick in die Leistungsverhältnisse, indem ich zunächst das Rohr nur gleichstrommäßig belastete und die Ausschläge des Pyrometers in Verlustleistung eichte; so konnten bei nachträglich schwingendem Zustand die entsprechenden Schlüsse gezogen werden.

Ein ähnliches Verfahren führte unter speziellen Verhältnissen mit *Temperaturumschlagfarbe* zum Ziel, die im übrigen auch allgemein zum Studium von Erwärmungsfragen im Senderbau mit Vorteil zu verwenden ist.

An eine alte, mit einfachen Mitteln durchzuführende Methode möchte ich an dieser Stelle erinnern, die ich seinerzeit mit Nutzen viel anwandte. Es ist dies die 3-Amperemeter-Methode. Sie ist grundsätzlich überall dort einzusetzen, wo sich in einem 4-Pol ein Querglied befindet und kann außer zur Leistungsmessung auch zur Ermittlung der Grösse eines komplexen Widerstandes sowie als Abstimm-Methode zur Schaffung eines Watt-Punktes verwendet werden. Die Leistung ergibt sich aus folgenden Formeln:

$$P = I_3 U_3 \cos \varphi = I_3 I_c \frac{1}{\omega C} \cos \varphi$$

$$I = I_c + I_3$$

$$\cos \varphi = \frac{I}{I_3} \sqrt{1 - \left(\frac{I^2 + I_c^2 - I_3^2}{2 I I_c} \right)^2}$$

deren Grössen sich aus Fig. 9 selbst erklären. Wesentlich ist jedoch, dass die Instrumente vor der Messung gemeinsam genau geeicht werden.

Beispiel: $I = 1,82$ A
 $I_c = 1,74$ A
 $I_3 = 1,01$ A
 $\cos \varphi = 0,97$
 $c = 2990$ cm
 $\lambda = 405$ m
 $P = 108$ kW

Ueber Sender-Messtechnik wäre noch viel zu sagen. Im Rahmen dieses kurzen Exposé wurde versucht, grundlegende Gedanken zu diskutieren und anzuregen, sich über das Gesagte einige Gedanken zu machen. Es sei folgendes zusammengefasst:

1. Die Hochfrequenz-Technik ist jung und in ihren Erscheinungen vom bisher gewohnten abweichend. Die Grundgesetze wurden aber schon Ende

letzten Jahrhunderts von den Pionieren der Elektrotechnik formuliert. Ich verweise insbesondere auf Maxwell und es ist nützlich, sich gelegentlich in ruhigen Stunden ihrer zu erinnern.

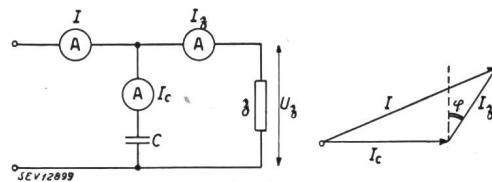


Fig. 9.
Zur Erläuterung der 3-Amperemetermethode

2. Der Senderbau gewinnt sowohl in der Nachrichtentechnik als auch für industrielle Zwecke immer grössere Bedeutung. Es zeigt sich dies in schon weitgehend nationalen und internationalen Normungsbestrebungen, d. h. im Festlegen der zu erreichenden Charakteristiken und Eigenschaften.

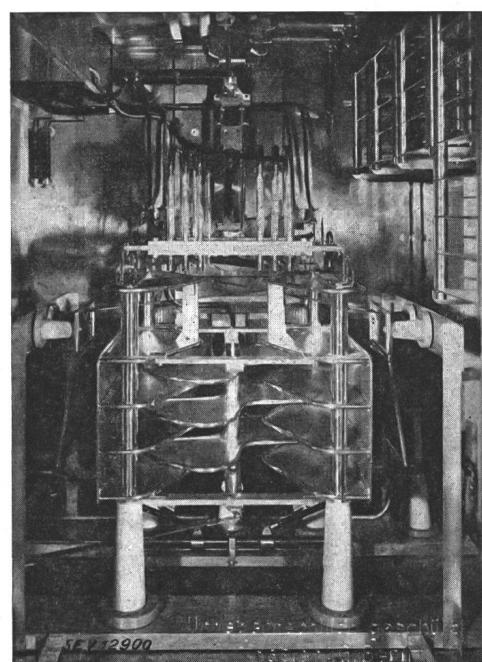


Fig. 10.
Blick in eine Kurzwellensenderstufe mittlerer Leistung
Hasler A.-G.

3. Die Hochfrequenz-Messtechnik ist noch entwicklungsfähiges Neuland und bietet Möglichkeiten, neue Methoden zu finden, alte mit Vorteil wieder einzusetzen, verschiedene Methoden sich ergänzen zu lassen, bis ein Maximum an messtechnischer Sicherheit erreicht wird, und es ist empfehlenswert, sich speziell auch in Grenzgebieten oder anderen Wissenszweigen umzusehen.

Literaturangaben

1. Abraham-Becker: Theorie der Elektrizität.
2. Küpfmüller: Einführung in die theoretische Elektrotechnik.
3. Fraenkel: Theorie der Wechselströme.
4. Möller: Grundlagen und mathematische Hilfsmittel der HF-Technik.
5. Hund: Hochfrequenz-Messtechnik.

6. FCC: Rules governing Standard and high frequency Broadcasting Stations.
7. FCC: Standard of good Engineering Practice concerning Standard Broadcast Stations.
8. Electronics June 1941: Reference issue.
9. IRE: Standards on transmitters and antennas 1938.
10. CCIF: Beschlüsse Budapest 1934; Kopenhagen 1936; Oslo 1938.
11. CCIF: Weissbuch Siemens & Halske 1940.
12. CCIR: Réglement général des radiocommunications Kairo 1938; Madrid 1932.
13. Eidg. Gesetzsammlung 1940, Nr. 27: Internationales Telegraphen-Reglement.
14. Elektrizitäts-Gesetz 1902, Verordnungen 1933.
15. Verkehrsvorschrift A 101 PTT 1922/1942.
16. HIV des SEV 1940 mit Nachträgen.

17. VAF des SEV 1943, Publ. 172.
18. Gerber: Abnahmeprüfungen an Rundspruchsendern. Bull. SEV 1936, Nr. 1, S. 14...18.
19. Vilbig: Lehrbuch der Hochfrequenz-Technik.
20. Rothe-Kleinen: Elektronenröhren als End- und Senderverstärker.
21. Metzler: Erzwungene elektrische Schwingungen an rotationssymmetrischen Leitern bei zonaler Anregung. TFT 1943.
22. Keller: Ueber die Qualität der telephonischen Uebertragung. Bull. SEV 1943, Nr. 22, S. 666.
23. Furrer: Das Ohr und das Hören. Bull. SEV 1943, Nr. 22, S. 659.

Adresse des Autors:

Dr. H. Wehrli, Ingenieur, Dentenbergstrasse 10, Gümligen b. Bern.

Entwicklung der Mikrophone und Hörer

Auszug *) aus dem Vortrag,
gehalten an der 4. Schweizerischen Tagung für elektrische Nachrichtentechnik am 16. Juni 1945 in Zürich,
von H. Weber, Bern

621.395.6

Der Vortrag gibt einen Ueberblick über die qualitativen Bedingungen, die bei guter telephonischer Uebertragung an Mikrophone und Hörer gestellt werden müssen. Bei der Behandlung der Mikrophone befasst sich der Autor mit Frequenzgang und Lebensdauer, ferner mit der Verminderung der Bezugsdämpfung, des Frittereffektes, der nichtlinearen Verzerrungen, der Geräuschbildung und dem Schutz gegen Feuchtigkeit. Beim Telephonhörer sind Verbesserung des Frequenzganges und Verminderung der Bezugsdämpfung wichtig.

Aperçu des qualités exigées des microphones et des écouteurs, afin d'obtenir une bonne transmission téléphonique. En ce qui concerne les microphones, le conférencier traite de la caractéristique de fréquence et de la durée de ces appareils, ainsi que de la diminution de l'affaiblissement de référence, de l'effet de cohéreur, des distorsions non linéaires, de la formation des bruits et de la protection contre l'humidité. Quant aux écouteurs, il importe d'améliorer la caractéristique de fréquence et de réduire l'affaiblissement de référence.

Vor der Behandlung des eigentlichen Themas soll kurz etwas über das Mass gesagt werden, mit dem jede telephonische Uebertragung quantitativ und qualitativ gemessen wird. Das Urmass ist das unmittelbare Gespräch zweier Menschen, die sich in ruhiger Umgebung miteinander unterhalten. Der Mund ist Schallsender, die Luft Schallträger und beide Ohren sind zusammen der Schallempfänger. Ein Uebertragungssystem, wie die Telephonie es darstellt, wäre erst dann vollkommen, wenn akustisch die Illusion erzeugt würde, es fände ein unmittelbares Gespräch statt. Solche Uebertragungssysteme wollen die Ur- und Haupteichkreise der Telephonie sein. An ihnen wird jedes praktische System der telephonischen Uebertragung oder Teile davon sowohl quantitativ als auch qualitativ gemessen. Drei Teile werden unterschieden (Fig. 1):

1. Der Sender, bestehend aus Mikrophon, Teilnehmerstation, Teilnehmerleitung und Ortsamt.
2. Die Leitung, bestehend aus sämtlichen Zwischengliedern.
3. Der Empfänger, bestehend aus Ortsamt, Teilnehmerleitung, Station und Hörer.

Beim Ureickkreis hat jeder Teil bestimmte Eigenschaften in bezug auf Abhängigkeit des Uebertragungsmasses von der Frequenz, nichtlineare Verzerrungen usf. Das elektroakustische Uebertragungsmass von Sender und Empfänger wird in definierter Druckkammern gemessen. Die Praxis zeigte, dass der Ureickkreis des CCIF¹⁾ ein beinahe voll-

kommenes Uebertragungssystem darstellt, wenn alle seine Teile, für sich allein gemessen, eine flache Frequenzcharakteristik in einem Band von 100 bis 8000 Hz und möglichst kleine nichtlineare Verzerrungen aufweisen. Zur Beurteilung werden die Teile des kommerziellen Uebertragungssystems in

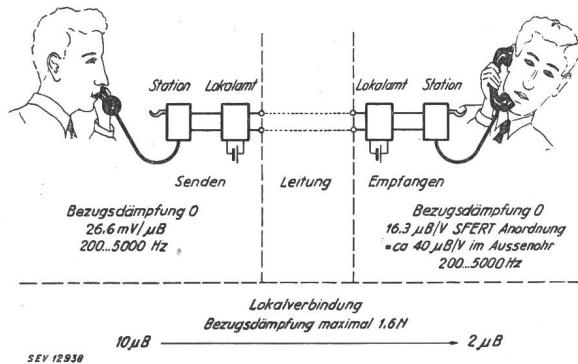


Fig. 1.
Prinzip des telephonischen Uebertragungssystems

Vergleich gesetzt zu den entsprechenden Teilen des Ureickkreises in bezug auf Lautstärke und Verständlichkeit. Der Vergleich muss subjektiv erfolgen, was grossen Personal- und Zeitaufwand bedeutet, wenn grössere Untersuchungen durchgeführt werden müssen. Die Lautstärke wird in Form einer Dämpfung angegeben, die in den Ureickkreis einzuschalten ist, um Gleichheit zu erzielen. Es ist die Bezugsdämpfung.

Für eine Lokalverbindung soll diese nicht grösser als 1,6 Neper sein, was lautstärkemässig einem direkten Gespräch im Abstand von etwa einem

*) Der Autor wird gelegentlich auf Spezialprobleme besonders zurückkommen.

¹⁾ Siehe Literaturverzeichnis am Schluss.