

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

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 26 (1948)

Heft: 2

Artikel: Rundspruchversuche mit frequenzmodulierten Ultrakurzwellen

Autor: Klein, W. / Dufour, J.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874024>

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: 24.01.2026

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

équipées et fournissant des travaux remarquables. On y a recours en particulier à une nouvelle méthode spécialement intéressante d'étalonnage absolu des microphones à condensateurs par l'application du principe de la réciprocité; on obtient ainsi une précision encore jamais atteinte de 0,1 db (1%). On y fait aussi des essais systématiques sur les appareils récepteurs pour personnes dures d'oreille, pour lesquels on a développé de nouvelles méthodes de mesure. Pour les mesures d'isolement acoustique et d'absorption du son, il y a à disposition des laboratoires très bien installés et hautement appréciés par l'industrie intéressée.

Au début de 1947, dans presque tous les instituts de recherches et les laboratoires, en particulier dans ceux des universités, on travaillait encore à l'achèvement des travaux de recherches ordonnés par le ministère de la guerre. On est frappé de constater combien les instances compétentes ont su, aux Etats-Unis, mettre à la disposition de l'armée toutes les ressources scientifiques du pays et il est certain que la grande supériorité technique de l'armement américain est le résultat de cette mobilisation civile. Non seulement aucune force de travail n'a été en-

levée des laboratoires par la mobilisation, mais ceux-ci ont reçu encore du personnel de renfort et les moyens nécessaires pour poursuivre les recherches dont ils étaient chargés. L'armée s'est vu attribuer comme officiers techniques des spécialistes dont seules les connaissances professionnelles entraient en considération et non le grade militaire éventuel; au besoin, ces gens étaient promus directement colonels et même généraux, témoin David Sarnoff, président de la RCA, qui fut nommé directement brigadier-général. On n'a pas, dans ce pays, dépeuplé les laboratoires en leur enlevant les gens chargés de travaux scientifiques pour les transformer en terrassiers ou en ordonnances de bureau.

On sait qu'en Amérique tout est plus vaste et plus puissant, que les moyens à disposition sont infiniment plus abondants et l'on s'étonne à peine des proportions que prennent les choses. Cependant, on est toujours impressionné et l'on reste confondu par l'esprit qui anime la technique américaine. D'une part, c'est l'amabilité naturelle, le sens de l'hospitalité, la franchise de l'individu, de l'autre, l'organisation intelligente et rationnelle et la collaboration en grand dans tous les domaines.

Rundspruchversuche mit frequenzmodulierten Ultrakurzwellen

Von W. Klein und J. Dufour, Bern

621.396.97.029.6 : 621.396.619.018.4

(Fortsetzung und Schluss)

Abschnitt IV

Empfangsverzerrungen durch Mehrwegeausbreitung

Bei der Untersuchung der Empfangsverhältnisse in ausgesprochenen Schattenzonen ergaben sich oft unerwartet grosse Feldstärken, doch war der Empfang meistens gleichzeitig durch Verzerrungen ganz eigentümlicher Art beeinträchtigt. Es zeigte sich, dass das Auftreten dieser Verzerrungen teilweise abhängig war von der Antennenlage und von der Antennenrichtung, jedoch im übrigen zeitlich völlig stabil und reproduzierbar, soweit durch die Versuche festgestellt werden konnte. Die Ursache dieser Erscheinung ist bekannt unter dem Namen Mehrwegeausbreitung und wurde bereits von Crosby, hauptsächlich im Zusammenhange mit der Ausbreitung von Kurzwellen auf grosse Entfernung über die Ionosphäre, behandelt. In neuester Zeit ist dieses Problem auch mit Rücksicht auf den frequenzmodulierten Ultrakurzwellen-Rundspruch von verschiedenen Autoren einer genaueren mathematischen Analyse unterzogen worden*), während aber über die tatsächlichen Auswirkungen dieses Phänomens in der Praxis und insbesondere im Zusammenhang mit der Geländegestaltung bisher wenig bekannt wurde.

Interessant in dieser Beziehung ist vor allem die Grössenordnung der auftretenden Reflexionen mit Rücksicht auf die topographischen Verhältnisse und die Kenntnis der Grenzbedingungen, unter welchen noch hörbare Empfangsverzerrungen auftreten.

Um diese Erscheinungen etwas näher zu analysieren, wurde der frequenzmodulierte Versuchssender Chasseral für die zusätzliche wahlweise Aussendung tönfrequenter Impulse von ungefähr 5 μ sec. Dauer eingerichtet. Die entsprechende Massnahme wurde auch auf der Empfängerseite getroffen, wobei der gesamte bis zum Oszilloskop durchlaufene Kanal auf dem Schirm der Kathodenstrahlröhre eine Impulsbreite von etwa 10 μ sec. für den ungestörten Impuls ergab. Damit war es möglich Weglängendifferenzen von 1...2 km gerade noch festzustellen, entsprechend der Bandbreite von rund 150 kHz des frequenzmodulierten Uebertragungskanal.

Mit dieser Einrichtung konnten nun Impulsbild und Empfang frequenzmodulierter Signale (diskreter Ton bzw. Rundspruchprogramm) am gleichen Standort nebeneinander beobachtet werden, eine Methode, die sich als sehr aufschlussreich erwies. Die Erfahrung zeigte, dass unter den erwähnten Bedingungen ein sauberes Impulsbild im wesentlichen auch einem unverzerrten Empfang entsprach und umgekehrt.

*) Siehe Bibliographie unter 13 bis 16.

Allerdings zeigte sich bei diesen Versuchen nun der Nachteil der kleinen Senderleistung besonders deutlich, indem es oft schwierig war, bei den geringen Feldstärken in den Schattenzonen einen genügend störungsfreien Beobachtungsort zu finden. Die Impulsspitzenleistung betrug ungefähr 50 Watt.

Abschätzung der Grenzbedingungen für hörbare Verzerrungen (2 Wege)

Die Resultierende zweier beliebiger ebener Vektoren $A \cdot e^{j\varphi_1}$ und $B \cdot e^{j\varphi_2}$ ergibt sich aus nachstehender Figur 28 zu

$$C \cdot e^{j\varphi_3} = \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \cdot e^{j\left(\varphi_1 + \arctg \frac{B \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{A + B \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}\right)} \quad (1)$$

$$\text{Mit } \left. \begin{array}{l} A = 1 \\ B = x \end{array} \right\} A = x \quad (2)$$

vereinfacht sich Gleichung (1) zu

$$C \cdot e^{j\varphi_3} = \sqrt{1 + x^2 - 2x \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \cdot e^{j\left(\varphi_1 + \arctg \frac{x \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{1 + x \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}\right)} \quad (1a)$$

Soll der Vektor $e^{j\varphi_1}$ ein frequenzmoduliertes Signal beliebiger Anfangsphase darstellen, und $x \cdot e^{j\varphi_2}$ dasselbe Signal, behaftet mit einer konstanten relativen zeitlichen Verzögerung, so sind für die Phasenwinkel folgende Werte zu substituieren:

$$\varphi_1 = \omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_N} \cos(\omega_N t) \quad (3)$$

$$\varphi_2 = \omega_0 (t - \Delta t) + \frac{\Delta \omega}{\omega_N} \cos[\omega_N (t - \Delta t)] \quad (4)$$

Hierin bedeutet: ω_0 Trägerfrequenz
 $\Delta \omega$ max. Frequenzhub
 (Kreisfrequenz)
 $\Delta t = \frac{\Delta l}{c}$ zeitl. Verzögerung zwischen beiden Übertragungswegen
 (c Ausbreitungsgeschwindigkeit)
 ω_N Modulationsfrequenz

Solange der Amplitudenbegrenzer arbeitet, ist für das Signal am Ausgang des Empfangsdiskriminators allein der Verlauf der Momentanfrequenz ω_t massgebend, für welche sich mit obiger Substitution das bekannte Resultat ergibt:

$$\omega_t = \frac{d}{dt}(\varphi_3) = \omega_0 - \Delta \omega \sin \omega_N t + 2 \Delta \omega \sin\left(\frac{\Delta t \omega_N}{2}\right) \cdot \frac{x + \cos \varphi}{x + \frac{1}{x} + 2 \cos \varphi} \cdot \cos\left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2}\right) \quad (5)$$

Hierin bedeutet φ die Winkeldifferenz der Vektoren A und B:

$$\varphi = (\varphi_2 - \varphi_1) = -\Delta t \omega_0 + 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_N} \sin\left(\frac{\Delta t \omega_N}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2}\right) \quad (6)$$

Vektor-Diagramm.

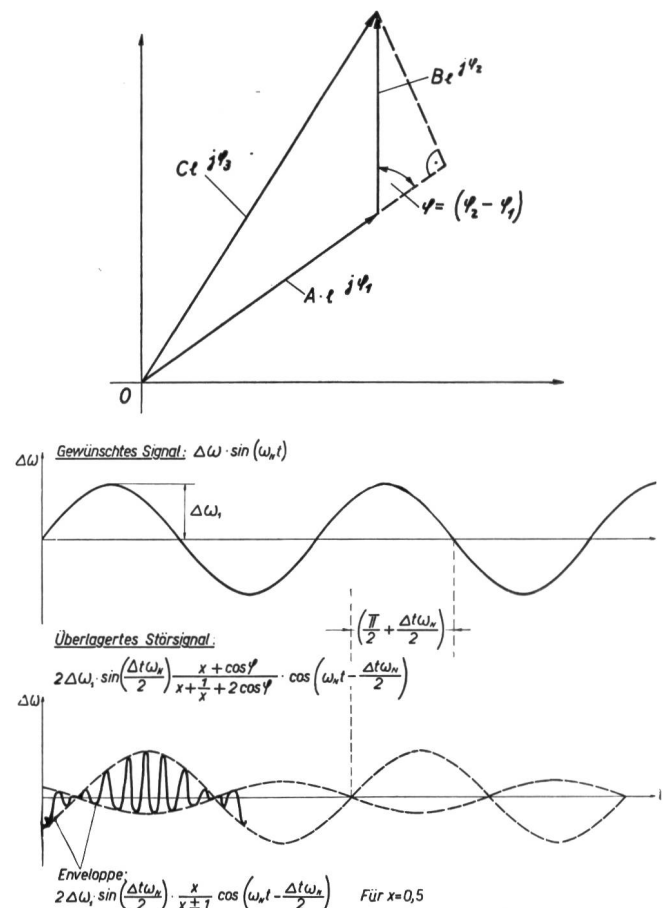


Fig. 28. Verzerrung durch Zweizeige-Ausbreitung bei Modulation mit einem diskreten Ton

Der erste Summand der Gleichung ergibt ein Gleichstromglied, das bei richtig abgestimmtem Empfänger zu Null wird, der zweite das gewünschte Signal, der dritte die Störung infolge der Zweizeige-Ausbreitung. Die exakte mathematische Analyse dieser Formel (Fourier-Zerlegung) ist bereits ziemlich kompliziert*, und ein allgemeiner Ueberblick auf diesem Wege wird erschwert durch die umfangreiche Rechenarbeit, welche mit einer numerischen Auswertung bei den zahlreich vorhandenen Parametern verbunden wäre. Wir wollen uns daher auf eine nähere Betrachtung der Gleichung (5) beschränken und versuchen, die

Grenzbedingungen für ungestörten Empfang mit Hilfe der maximal auftretenden Störampplitude abzuschätzen.

Die Störungsfunktion U_{ST} , welche einfach als Ueberlagerung zum gewünschten Signal in Erscheinung tritt, lässt sich für unsere Zwecke mit genügender Näherung noch etwas übersichtlicher darstellen, indem praktisch hauptsächlich Winkel unter 45° für $\frac{\omega_N \Delta t}{2}$ interessant sind, so dass die Sinusfunktion durch das Argument ersetzt werden kann (Fehler $< 10\%$). Die Störung schreibt sich dann:

$$U_{ST} \simeq \omega_N \Delta t \Delta \omega \frac{x + \cos \varphi(t)}{x + \frac{1}{x} + 2 \cos \varphi(t)} \cos \left(\omega_N t - \frac{\omega_N \Delta t}{2} \right) = S(t) \cos \left(\omega_N t - \frac{\omega_N \Delta t}{2} \right) \quad (5a)$$

$$\varphi(t) \simeq -\omega_0 \Delta t + \Delta \omega \Delta t \sin \left(\omega_N t - \frac{\omega_N \Delta t}{2} \right) \quad (6a)$$

Es ergibt sich somit im wesentlichen eine Störschwingung $S(t)$ mit der Periodizität des Winkels $\varphi(t)$, behaftet mit einer Schwebung (Envelope) von der Frequenz des Modulations-Signals (Fig. 28).

Während einer Halbperiode der Modulationsfrequenz, das heisst zwischen den beiden Hub-Extrema $+\Delta \omega$ und $-\Delta \omega$, durchläuft die Störschwingung mindestens

$$n = \frac{2 \Delta \omega}{\pi \omega_N} \sin \left(\frac{\omega_N \Delta t}{2} \right) \simeq \frac{\Delta \omega \Delta t}{\pi} \quad (7)$$

Maxima bzw. Minima, und die mittlere Grundfrequenz $\bar{\omega}_{St}$ der überlagerten Störschwingung beträgt dann

$$\bar{\omega}_{St} = 2n \cdot \omega_N \simeq \frac{2 \Delta \omega \Delta t}{\pi} \cdot \omega_N \quad (8)$$

mindestens aber ω_N . Interessant ist die Feststellung, dass n in dem betrachteten Bereich nicht von ω_N abhängt.

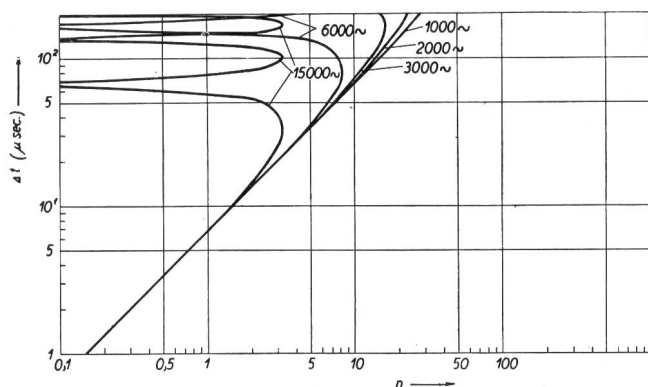


Fig. 29. Minimale Anzahl Störimpulse n pro Halbperiode des Modulations-Signals für einen Hub von ± 75 kHz, mit

$$f_N = \frac{\omega_N}{2\pi} \text{ als Parameter } (f_N = 1000 \dots 15000 \sim)$$

$$n = \frac{\Delta \omega}{\omega_N} \sin \frac{\Delta t \omega_N}{2}$$

$$\text{für kleine } \angle \left(\frac{\Delta t \omega_N}{2} \right) : n \simeq \frac{\Delta t \Delta \omega}{\pi}$$

*) Siehe Bibliographie unter 13 bis 16.

Für $x < 1$ ist die max. mögliche Störampitude mit $\cos \varphi(t) = -1$ gegeben durch

$$S(t)_{\max} \simeq \frac{\omega_N \Delta t}{1 - \frac{1}{x}} \cdot \Delta \omega \quad (9)$$

Das tatsächliche Auftreten dieser grössten Amplitude hängt natürlich von den Anfangsbedingungen ab ($\omega_0 \cdot \Delta t$ und $\omega_N \cdot \Delta t$), doch ist ohne weiteres ersicht-

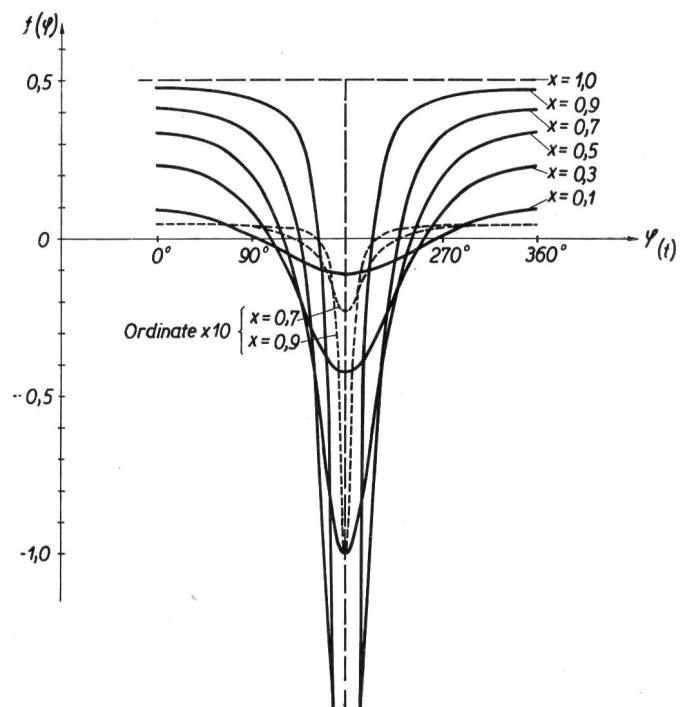


Fig. 30. Störungsverlauf in Funktion des Differenzwinkels φ bei verschiedenen Amplitudenverhältnissen x

$$f(\varphi) = \frac{x + \cos \varphi(t)}{x + \frac{1}{x} + \cos \varphi(t)}$$

$$\varphi = -\Delta t \omega_0 + 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_N} \sin \frac{\Delta t \omega_N}{2} \cdot \sin \left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2} \right)$$

$$\text{Für kleine } \angle \left(\frac{\Delta t \omega_N}{2} \right):$$

$$\varphi \simeq -\Delta t \omega_0 + \Delta t \cdot \Delta \omega \sin \left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2} \right)$$

lich, dass für genügend grosse n , praktisch bereits für etwa $n > 2$, stets damit gerechnet werden muss. $n > 2$ entspricht aber bei einem Hub von ± 75 KHz einer Weglängendifferenz von $\Delta l > 4$ km, was bei den praktischen Beobachtungen sehr häufig vorkam. (Wirksame Reflexionen mit Weglängendifferenzen bis zu 30 km.)

Ein anschauliches Bild über den ungefähren zeitlichen Störungsverlauf für diesen Fall ergibt sich, wenn man die Amplitude in Funktion des Winkels $\varphi(t)$ aufzeichnet (Fig. 30). Mit abnehmendem x nähert sich die Störung einer einfachen harmonischen Schwingung, während in umgekehrter Richtung der Impulscharakter immer ausgeprägter wird. Im Grenzfall ($x = 1$) ergibt sich für $\varphi = (2n + 1)\pi$ ein unendlich hoher Impuls. Dies ist leicht zu verstehen aus dem Vektorbild Fig. 28, indem für $\varphi = \pi$ ein Phasensprung auftritt.

Mit Hilfe der Enveloppe für die Extremwerte der Störampplitude, wofür $\cos \varphi(t) = \pm 1$ zu setzen ist, lässt sich nun der Verlauf der Störungsfunktion näherungsweise leicht aufzeichnen (siehe Fig. 28).

Eine genauere Betrachtung müsste allerdings berücksichtigen, dass sich $\varphi(t)$ nicht linear, sondern sinusförmig mit der Zeit ändert, so dass die Form der Störampplituden nach Fig. 30 entsprechend zusammengedrängt oder auseinandergezogen erscheint. Für eine Abschätzung der Verzerrungen interessiert nun aber hauptsächlich die maximale Störampplitude, das

heisst der Bereich um $\cos\left(\omega_N t - \frac{\omega_N \Delta t}{2}\right) = \pm 1$. Nach

Gleichung (6a) ist in diesem Moment die Aenderungs-
geschwindigkeit für $\varphi(t)$ maximal, das heisst $\frac{\pi}{2}$ mal

grösser als bei linearer Zeitabhängigkeit, so dass der Störimpuls hier demzufolge weniger breit ausfällt. Dies kann mit einem entsprechenden Korrekturfaktor berücksichtigt werden.

Für die tatsächlich an den Lautsprecherklemmen auftretende Störampplitude muss nun der Frequenzgang bzw. die Impulsdurchlässigkeit des Niederfrequenzverstärkers berücksichtigt werden, insbesondere auch die Wirkung der Frequenzbandbeschränkung (De-Emphasis). Bei 3000 Hertz beträgt der Amplitudenabfall bereits über 6 db, um bei noch höheren Frequenzen annähernd proportional zuzunehmen. Impulse, die kürzer als etwa 350 $\mu\text{sec.}$ sind, erleiden eine entsprechende Amplitudenverminderung (siehe Anhang III).

Für unsere Zwecke schreibt sich dann die Störampplitude an den Lautsprecherklemmen in sehr angenäherter Form

$$S_{\max_L} \sim S_{\max} \cdot \frac{T}{350 \cdot 10^{-6}} \sim \frac{\omega_N \Delta t}{1 - \frac{1}{x}} \cdot \frac{T}{350 \cdot 10^{-6}} \Delta \omega \quad (10)$$

Gültig für $T \leq 350 \mu\text{sec.}$

Die Schwingungsweite T ist dabei nach Fig. 30 etwa auf der Nulllinie zu messen.

Mit wachsender Modulationsfrequenz ω_N nimmt also die maximale Störampplitude an den Lautsprecherklemmen zunächst proportional zu, bis T einen kritischen Wert erreicht ($\sim 350 \cdot 10^{-6} \text{ sec.}$), um dann annähernd konstant zu bleiben, indem das Ansteigen der Amplitude am Diskriminatorausgang durch den Frequenzgang des Niederfrequenzverstärkers (De-Emphasis) kompensiert wird ($T < \sim 350 \mu\text{sec.}$).

Durch Einführen der mittleren Grundfrequenz der Störschwingung nach Gleichung (8) lässt sich Gleichung (10) für diesen Fall noch vereinfachen, indem

$$T = \frac{K_J}{\frac{\pi}{2} \cdot f_{ST}} = \frac{K_J}{\Delta \omega \Delta t f_N} = 2\pi \frac{K_J}{\Delta \omega \Delta t \omega_N} \quad (\text{sec.}) \quad (11)$$

K_J ist dabei das Verhältnis der Schwingungsweite der Störung zur Schwingungsweite einer reinen Sinus-Schwingung (π) entsprechend Fig. 30. Der Faktor $\frac{\pi}{2}$ ist die früher erwähnte Korrektur für die zeitliche Impulsverkürzung für $n \geq 2$. Für $n \sim 1$ fällt dieser Faktor weg.

Damit ergibt sich

$$S_{\max_L} \sim 2 \frac{K_J \cdot 10^6}{\pi 350 \left(1 - \frac{1}{x}\right)} \left[\frac{\text{Radian}}{\text{sec.}} \right] \\ = \frac{2860 K_J}{1 - \frac{1}{x}} \left[\frac{\text{Per.}}{\text{sec.}} \right] \quad (10 a)$$

Gültig für $T \leq 350 \cdot 10^{-6}$

Das heisst, solange die Bedingung für T erfüllt ist, ist der maximal mögliche und für $n \geq 2$ auch mit grosser Wahrscheinlichkeit auftretende Störhub an den Lautsprecherklemmen S_{\max_L} unabhängig von der Modulationstiefe und im wesentlichen durch x allein bestimmt, zum Beispiel

$x = 0,9$	$K_J \sim 0,35$	$S_{\max_L} \sim 10\,000 \text{ Per/sec}$
$0,5$	$0,65$	1860 Per/sec
$0,3$	$0,8$	1000 Per/sec
$0,1$	1	320 Per/sec

An den Diskriminatorklemmen hat die Gleichung (10) oder (10a) natürlich keine Gültigkeit.

Die Bedingung für T ist bei grösseren Weglängendifferenzen schon mit kleinem Hub erfüllbar, wobei sich für die Modulationsfrequenz nach Gleichung (11) die Forderung stellt

$$f_N \geq \frac{K_J}{T_{\max} \cdot \Delta \omega \Delta t} = \frac{2860 K_J}{\Delta \omega \Delta t} \quad (12)$$

Für eine Weglängendifferenz von 15 km, was noch ganz im Rahmen der praktischen Erfahrung liegt,

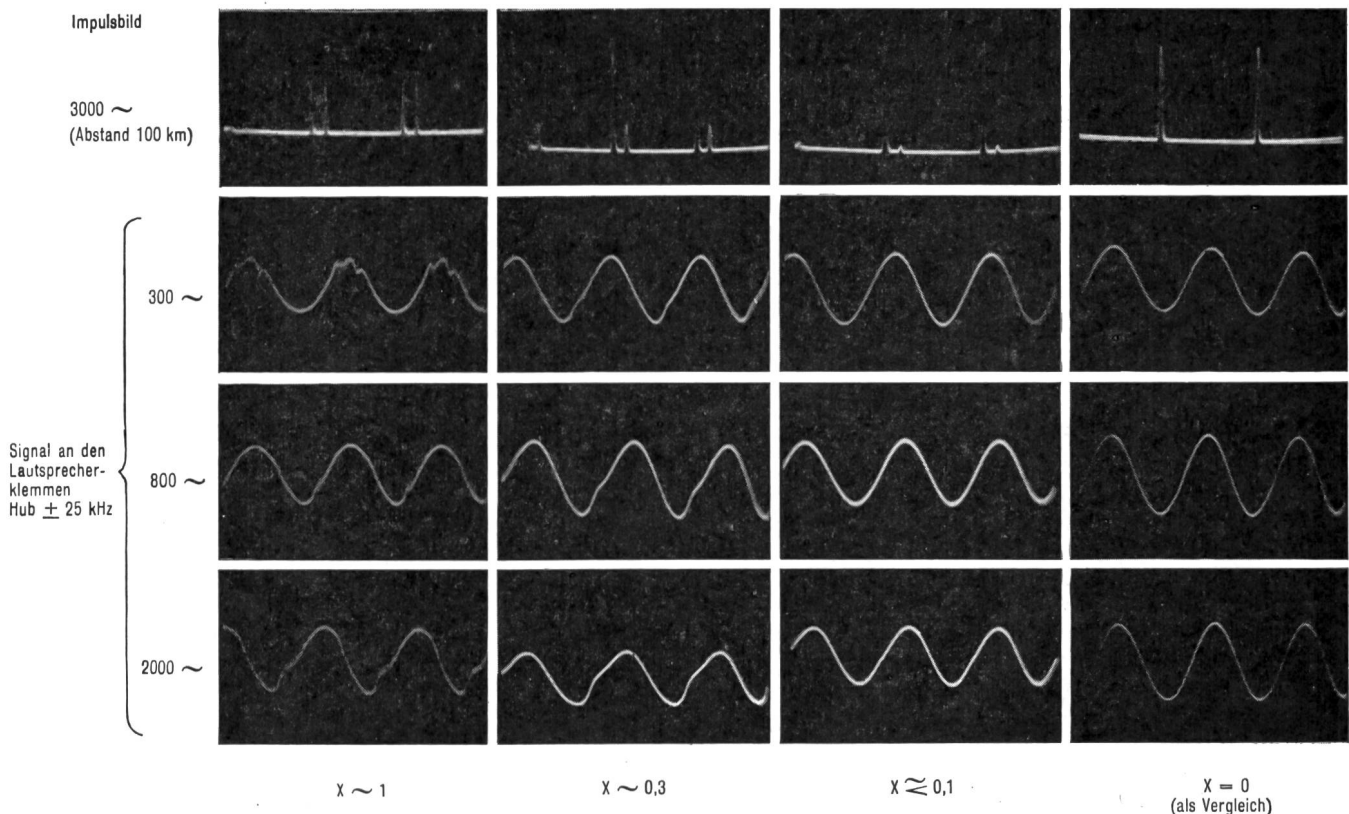


Fig. 31. Messbeispiel für Verzerrungen mit beträchtlicher Weglängendifferenz (15 km) und variablem Amplitudenverhältnis x . (Die deutlich sichtbare Impulsverbreiterung des Mutterimpulses zeigt das Vorhandensein eines dritten Übertragungsweges mit kleiner Weglängendifferenz an, der nicht ganz eliminiert werden konnte)

ergibt sich für einen maximalen Hub von ± 75 KHz

$$f_N \geq 122 \text{ K}_J \left[\frac{\text{Per.}}{\text{sec.}} \right]$$

Beträgt der Hub nur $\pm 7,5$ KHz, so wird entsprechend

$$f_N \geq 1220 \text{ K}_J \left[\frac{\text{Per.}}{\text{sec.}} \right]$$

Die mittlere Grundfrequenz der Störmodulation beträgt in beiden Fällen

$$f_{st} \geq \frac{2\Delta \omega \Delta t}{\pi} f_N = 1830 \text{ K}_J \left[\frac{\text{Per.}}{\text{sec.}} \right]$$

Wie man sieht, liegen die hauptsächlich interessierenden niederen Harmonischen noch ganz im empfindlichen Teil der Gehörkurve und kommen daher voll zur Geltung.

Es ist nun ohne weiteres klar, dass für eine gute Empfangsqualität ein Störhub von 1000 Hertz, entsprechend $x = 0,3$, bei kleineren Modulationstiefen unzulässig ist. Man kommt so zum Schlusse, dass für einen verzerrungsfreien Empfang bei grösseren Weglängendifferenzen x nicht wesentlich grösser als etwa 0,1 sein darf, was auch mit den praktischen Versuchsergebnissen ziemlich gut übereinstimmt.

Es ist eine typische Eigenart dieser Ausbreitungsverzerrungen, dass die Grösse des Störhubes primär nicht von der Modulationstiefe abhängt, wie dies

bei gewöhnlichen Kennlinienverzerrungen der Fall ist, sondern vom Momentanwert des Differenzwinkels φ zwischen den beiden Feldvektoren und insbesondere von dessen momentaner Phasenänderungsgeschwindigkeit $\frac{d\varphi}{dt}$. Bei genügend grossen

Weglängendifferenzen können daher solche Störbuckel bei einem komplizierten Modulations-Signal grundsätzlich über den ganzen Hubbereich auftreten, weshalb denn auch die Verzerrungen bei Programm-Modulation im allgemeinen stärker in Erscheinung treten als mit einem reinen Sinuston. In ganz extremen Fällen wurde sogar die Sprache bis zur Unkenntlichkeit verzerrt.

Mit abnehmender Weglängendifferenz ($n < 1$) wird die Anfangsphase bei unmoduliertem Träger ($\omega_0 \Delta t$) immer mehr ausschlaggebend für die Grösse der auftretenden Störmodulation. Der Differenzwinkel vollführt dann während einer halben Modulationsperiode bei maximalem Hub weniger als eine ganze Umdrehung, so dass der kritische Wert $\varphi = 180^\circ$ eventuell gar nicht mehr durchlaufen wird; die Wahrscheinlichkeit dieses Ereignisses ist dann noch um so geringer, je kleiner der Hub ist.

Die ungünstigste Anfangsbedingung liegt vor, wenn die beiden Spannungsvektoren im unmodulierten Zustand in Gegenphase liegen, das heisst für $\omega_0 \Delta t = 180^\circ$.

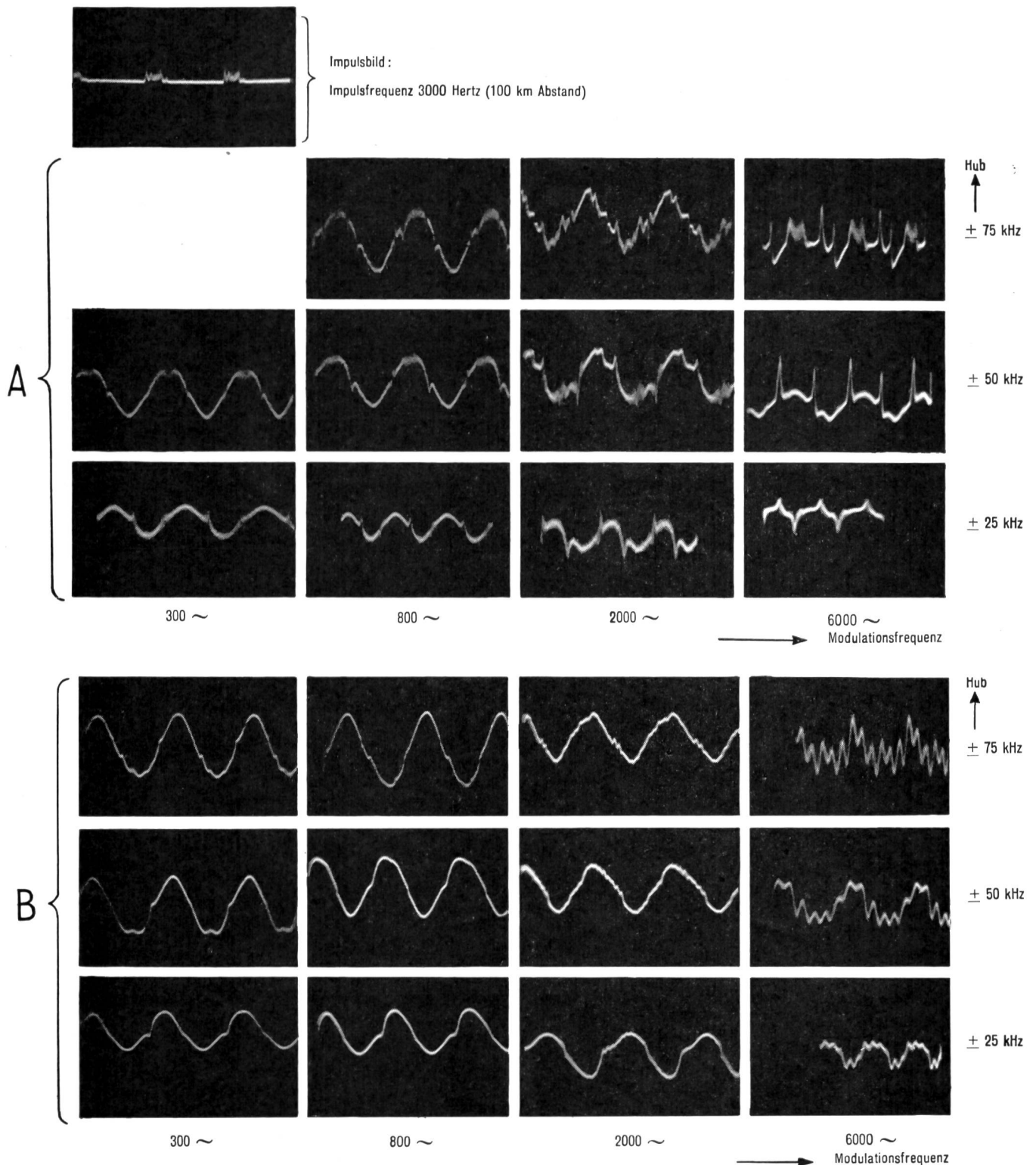


Fig. 32. Extremer Fall von Verzerrungen im Thunerseebecken.

- A = Verzerrtes Signal an den Diskriminatorklemmen. Die Zahl der Störspitzen vermindert sich mit kleinerem Hub. (In den Oszillogrammen macht sich der Rauschpegel teilweise bemerkbar)
- B = Verzerrtes Signal an den Lautsprecherklemmen. Bei den hohen Modulationsfrequenzen ist deutlich eine überlagerte, schwach gedämpfte Sinusschwingung von ungefähr 35 000 Hz zu bemerken, welche von einer Schwingneigung des NF-Verstärkers herrührt und nicht zum Bild der Ausbreitungsverzerrungen gehört. Durch genügend kräftige Impulse am Diskriminator-Ausgang wird diese Schwingung angeregt

Das Bild zeigt deutlich, dass die Verzerrungen im Lautsprecher auch bei kleiner Modulationstiefe gross sind (Weglängendifferenzen bis 27 km, geringe Amplitudenunterschiede)

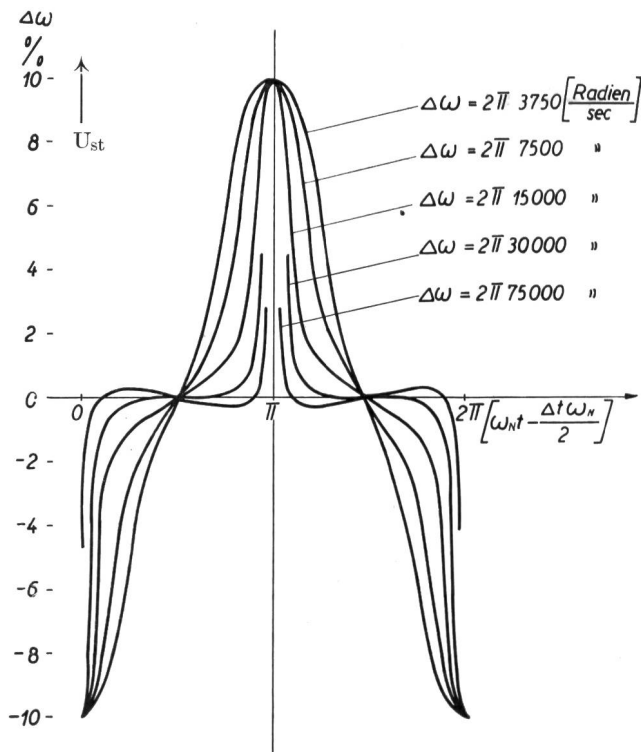


Fig. 33. Zeitlicher Verlauf der Störungsfunktion

$$U_{st} = S(t) \cdot \cos\left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2}\right)$$

für kleine Weglängendifferenzen bei ungünstiger Anfangsphase und geringem Amplitudenunterschied am Diskriminatorausgang

Rechenwerte: $\Delta l = 2 \text{ km}$ ($\Delta t = 6,6 \mu\text{sec}$) $\left. \vphantom{\Delta l = 2 \text{ km}} \right\} \Delta t \cdot \omega_N = 0,063$
 $\omega_N = 2 \pi \cdot 1500$
 $\Delta t \cdot \omega_0 = \pi$ (ungünstigster Fall)
 $x = 0,9$

Fig. 33 gibt den nach Gleichung (5a) berechneten Störungsverlauf für diesen Fall mit $x = 0,9$ und einem Weglängenunterschied von $\Delta l = 2 \text{ km}$ bei verschiedener Modulationstiefe. Die Amplitudenwerte sind hier in Hubprozenten an den Diskriminator клемmen angegeben und beziehen sich auf eine Modulationsfrequenz von 1500 Hertz. Dieselbe Figur gilt auch zum Beispiel für $\Delta l = 1 \text{ km}$ und 3000 Hertz, das heisst für gleichbleibendes Produkt $\Delta t \cdot \omega_N = 0,063$. Mit abnehmendem Hub nähert sich die Störung, unter Beibehaltung der relativen Amplitude, der Sinusform. Bei Erreichen der Sinusform wäre der Klirrfaktor Null, da für $n < 1$ die Grundharmonische der Störung $S(t)$ mit der Modulationsfrequenz zusammenfällt.

Beim maximalen Hub von $\pm 75 \text{ KHz}$ wird die Störampplitude an den Lautsprecherklemmen unter den erwähnten Bedingungen durch die Frequenzbandbescheidung auf etwa 2% des Nutzhubes reduziert, bei $\pm 15 \text{ KHz}$ auf rund 5%. Mit noch kleinerem Hub steigt zwar die relative Amplitude des Störungsterms am Ausgang des Diskriminators bis auf 10%, doch ist dann der Anteil der unschädlichen Grundharmonischen bereits beträchtlich und der Klirrfaktor entsprechend niedriger.

Die Abhängigkeit von den Anfangsbedingungen für eine Modulationstiefe von 20% ($\pm 15 \text{ kHz}$) unter sonst gleichen Verhältnissen zeigt Fig. 34. Bei einer kleinen Verschiebung der Anfangsphase sinkt die Störampplitude auf vernachlässigbar kleine Werte. Praktisch heisst dies, dass eine kleine Lageänderung der Antenne aus dem Interferenzminimum $\Delta t \omega_0 = 180^\circ$ die Verzerrung beheben würde. Die gleiche Wirkung ergibt eine Verkleinerung von x , was bei den meist gleichzeitig vorhandenen lokalen Interferenzen ebenfalls durch eine kleine Standortverschiebung oder dann durch Richtungsänderung der Empfangsantenne erreicht werden kann.

Im allgemeinen wird man aber die Antenne ohnehin nicht gerade so aufstellen, dass eine minimale Empfangsspannung auftritt. Einzig in dem Fall, da die Empfangsenergie über verschieden lange Wege aus der gleichen Richtung einfällt, lässt sich die Situation auch bei kleinen Weglängendifferenzen durch empfangsseitige Massnahmen gar nicht mehr beeinflussen. Solche Verhältnisse scheinen zum Beispiel in der Gegend von Frutigen und Erlenbach vorzuliegen (Fig. 43); eine eindeutige praktische Untersuchung erforderte hier jedoch eine wesentlich

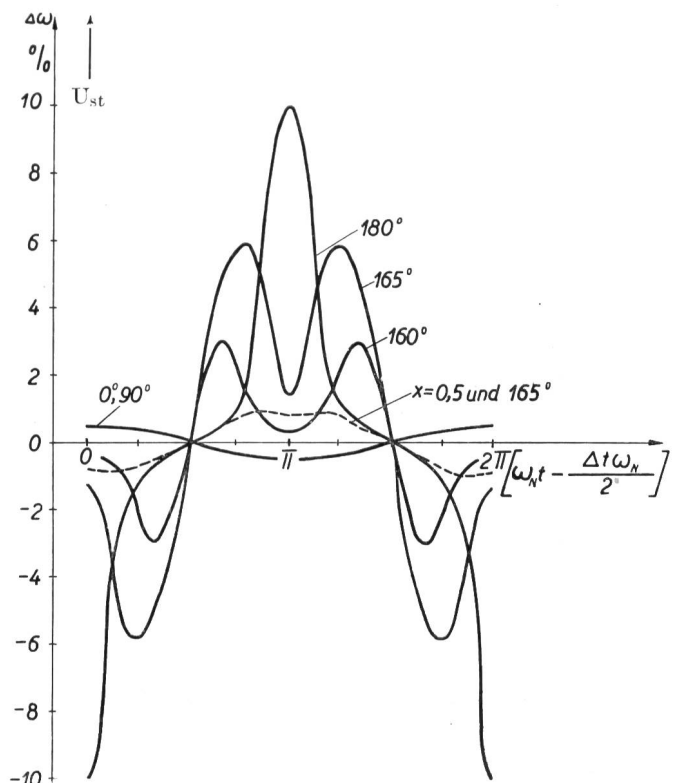


Fig. 34. Zeitlicher Verlauf der Störungsfunktion

$$U_{st} = S(t) \cdot \cos\left(\omega_N t - \frac{\Delta t \omega_N}{2}\right)$$

für kleine Weglängendifferenzen und geringen Amplitudenunterschied bei variabler Anfangsphase am Diskriminatorausgang. (Die Gradzahlen $0^\circ \dots 180^\circ$ beziehen sich auf die Anfangsphase $\Delta t \omega_0$.)

Rechenwerte: Hub $\pm 15 \text{ kHz}$,
 $x = 0,9$
 $\Delta t \omega_N = 0,063$
 (z. B. 1500 Hertz und $6,6 \mu\text{sec}$.)

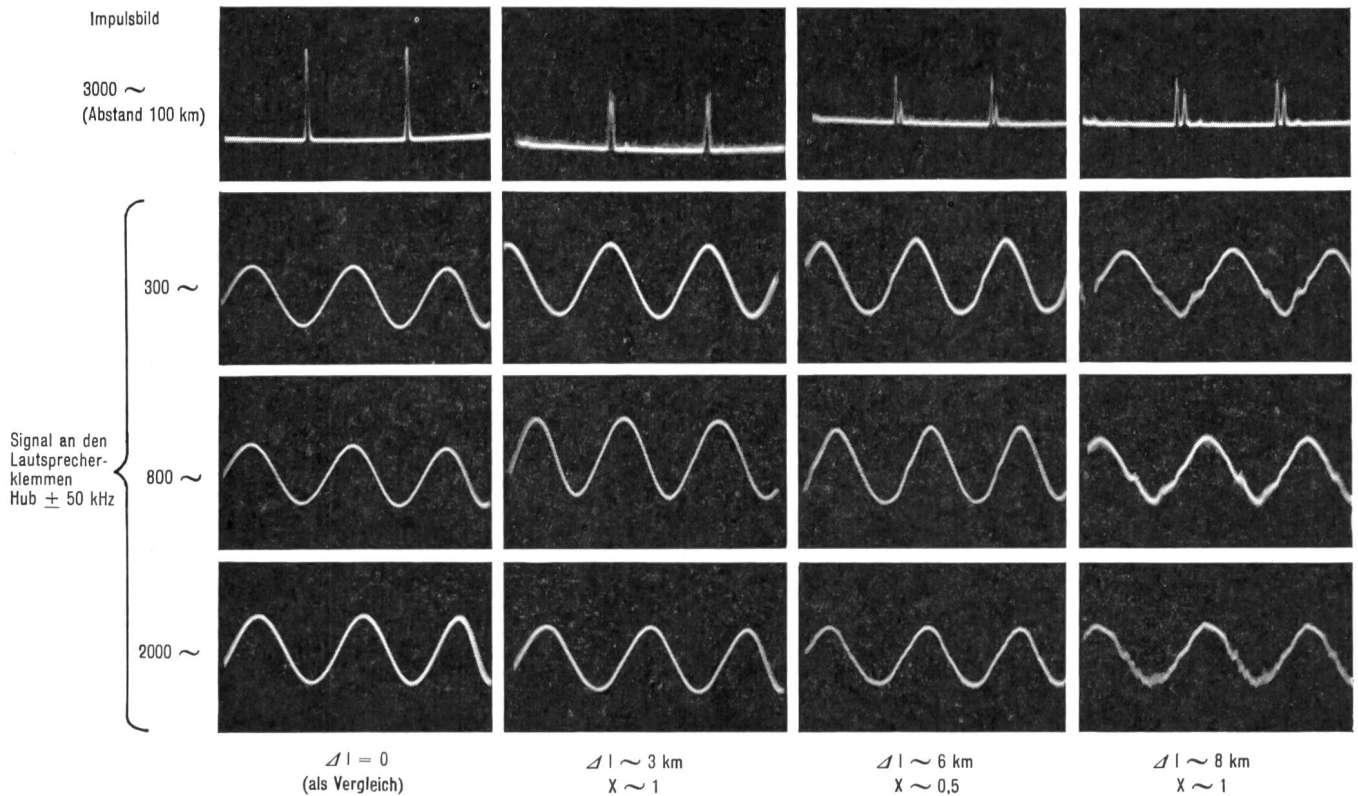


Fig. 35. Messbeispiel für Verzerrungen mit geringem Amplitudenunterschied ($x_l \rightarrow 1$) und verschiedener Weglängendifferenz

grössere Senderleistung. $x \approx 1$ bedeutet in einem solchen Falle allerdings, dass mit $\Delta t \omega_0 = 180^\circ$ für die Zenterfrequenz überhaupt keine wirksame Reflexion auftritt, das heisst, es sind dann nur kleinere x -Werte interessant.

Eine etwas eingehendere Betrachtung ergibt, dass praktisch Weglängendifferenzen unter 1...1,5 km auch bei geringem Amplitudenunterschied der Feldvektoren als ungefährlich anzusehen sind, was sich ebenfalls mit den Versuchsergebnissen deckt. Der Differenzwinkel φ durchläuft mit 1 km Weglängendifferenz bei maximalem Hub $\pm \Delta \omega \cdot \Delta t = \pm 1,57$ Radian oder $\pm 90^\circ$.

Dieser kritische Weglängenunterschied ändert sich proportional mit dem Hub (bzw. der übertragenen

Bandbreite) des Systems und schreibt sich allgemein:

$$\Delta l_{\min} \approx \frac{c}{4 \cdot \Delta F} \quad (12)$$

worin c die Ausbreitungsgeschwindigkeit und ΔF den maximalen Frequenzhub bedeutet.

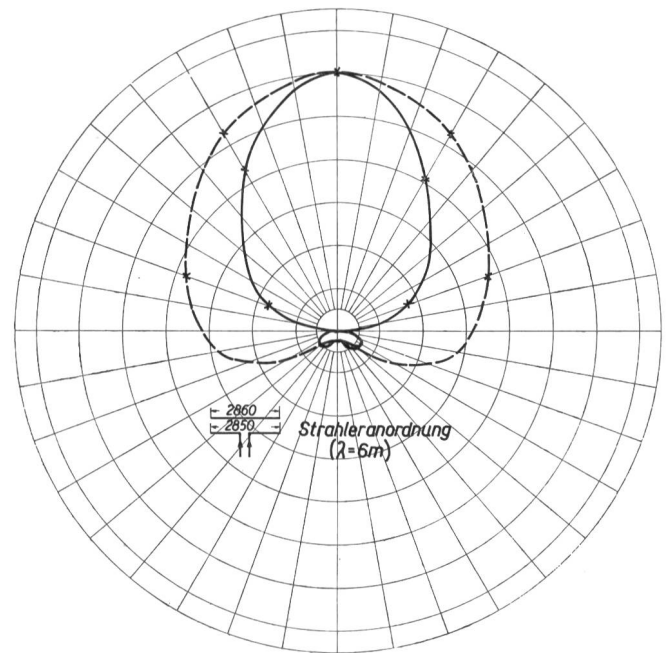


Fig. 37. Richtantenne nach McPetrie, bestehend aus zwei Dipolelementen nach Fig. 36. Gemessene Strahlungscharakteristik
 ————— in der Strahlerebene
 - - - - - senkrecht zur Strahlerebene

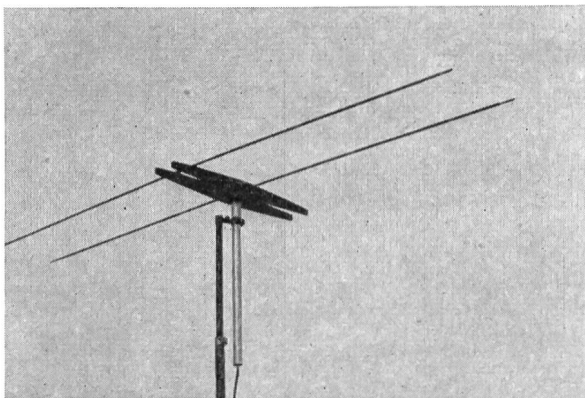


Fig. 36. Richtantenne für die Untersuchung der Empfangsverzerrungen durch Mehrwege-Ausbreitung

In der Praxis sind nun meistens nicht nur zwei, sondern gleichzeitig mehrere Uebertragungswege vorhanden, so dass sehr komplizierte Verhältnisse entstehen. Wesentliches Kriterium für das Auftreten hörbarer Verzerrungen ist aber auch dann die grösste Weglängendifferenz Δl und/oder das ungünstigste Amplitudenverhältnis x .

Die Untersuchungsergebnisse im Neuenburger- und Thunerseebecken

Mit Hilfe der Impulsmethode und unter paralleler Beobachtung der frequenzmodulierten Empfangssignale (Ton und Programm) wurden jene Gebiete, in denen Empfangsverzerrungen beobachtet oder vermutet wurden, teilweise etwas näher untersucht, hauptsächlich auch mit der Absicht, die Grössenordnung der reflektierten Felder und die Art der praktisch wirksamen Sekundärstrahler näher zu erfassen.

Um die Sekundärstrahler leichter zu lokalisieren, wurde empfangsseitig eine einfache Richtantenne verwendet, bestehend aus einem galvanisch er-

regten Halbwellendipol und einem strahlungserregten Leitdipol in $\frac{\lambda}{20}$ Abstand nach McPetrie *)

(Fig. 36 und 37). Mit einer solchen Antenne ergibt sich bereits eine ziemlich wirksame Unterdrückung der Rückwärts-Strahlung, und in bezug auf Aussehen und Platzbeanspruchung dürfte eine ähnliche Anordnung für die praktische Anwendung zur Verbesserung der Empfangsverhältnisse tragbar sein. Die Abstimmung ist indessen etwas kritisch.

Wir müssen uns hier nun auf die Besprechung der wichtigsten Ergebnisse beschränken.

Allgemein lässt sich feststellen, dass in unseren Verhältnissen das Auftreten von Ausbreitungsverzerrungen an zwei Voraussetzungen gebunden ist:

Das fragliche Gebiet muss im Senderschatten liegen, und in der weiteren Umgebung des Empfangsortes müssen gebirgige Erhebungen vorhanden sein, deren vom Sender direkt beleuchtete Seite auch vom Empfangsort aus gut sichtbar ist («Spiegel»).

*) Siehe Bibliographie unter 17.

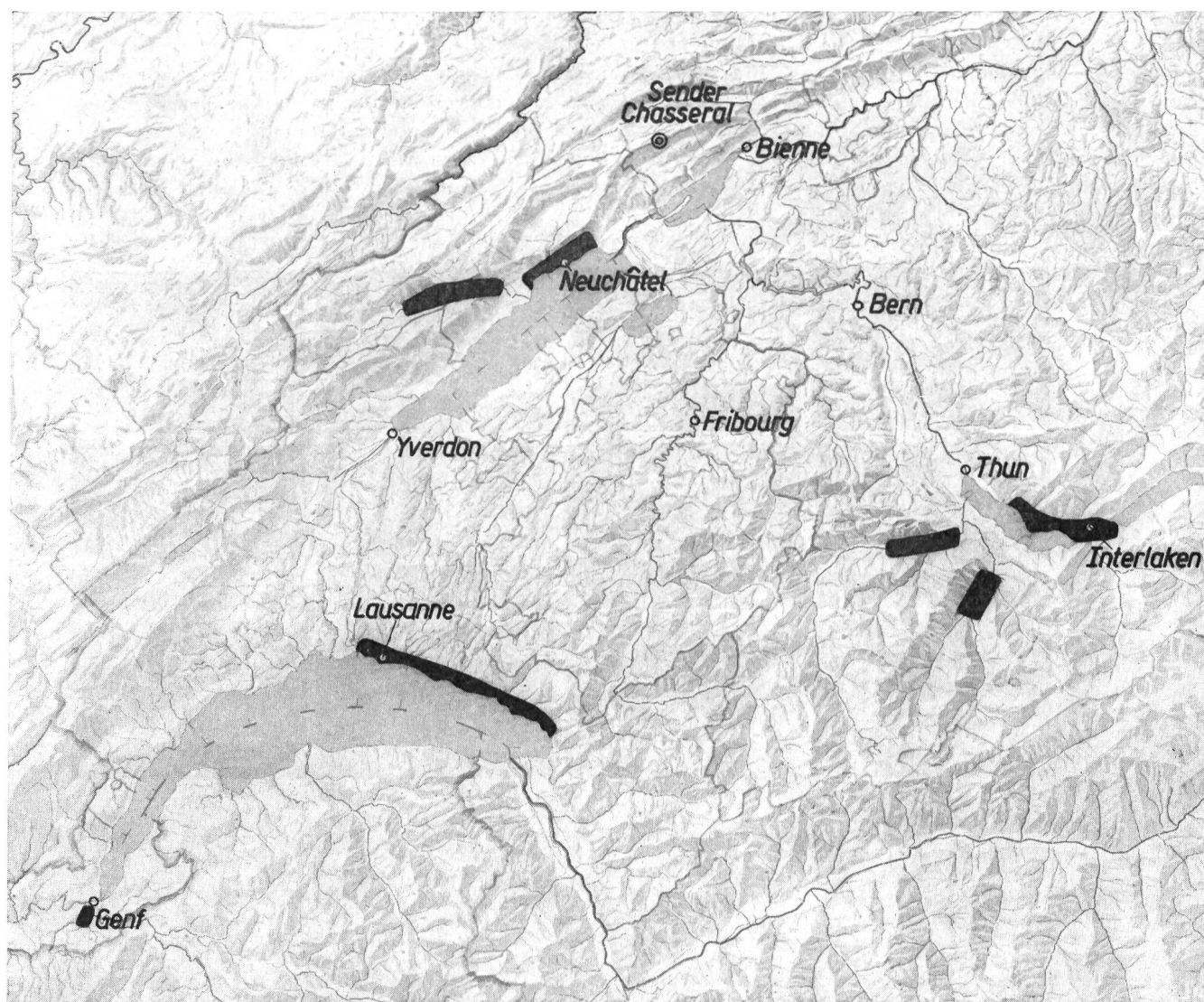


Fig. 38. Uebersicht der Empfangszonen, in denen Verzerrungen durch Mehrwege-Ausbreitung festgestellt wurden (Senderbasis Chasseral)

Das Kartenbild Fig. 38 gibt zunächst einmal einen Ueberblick der Gebiete, in denen Ausbreitungsverzerrungen festgestellt wurden, ohne damit einen Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben. Mit Ausnahme des durch die Reflexion vom Salève gestörten kleinen Raumes südöstlich von Genf, das einen Grenzfall darstellt (wenig im Schatten, bei ganz flachem Wellen-Einfall), handelt es sich ausschliesslich um ausgesprochen tiefe Schattengebiete, welche die genannte Bedingung erfüllen.

Die nähere Betrachtung zeigt, dass man in bezug auf Ausbreitungsverzerrungen drei charakteristische Empfangszonen unterscheiden kann.

Zone A, im Bereich der direkten Senderstrahlung, wozu auch noch Gebiete zu zählen sind, die leicht abgeschattet sind, solange der Beugungsverlust weniger als etwa 1 Grössenordnung beträgt. Ein Merkmal dieser Zone ist die durchschnittlich wesentlich höhere Feldstärke mit horizontal polarisierten Wellen. Ausbreitungsverzerrungen sind hier völlig bedeutungslos. Diese Zone umfasst vorwiegend das gesamte Mittelland, soweit es im Messbereich lag. Ein Versuch in Bern (Schattengrenze) ergab zum Beispiel, dass sich die Sekundärstrahlung vom Gurten her erst bemerkbar macht, wenn man die primär einfallende Empfangs-Spannung um 1...2 Grössenordnungen reduzierte, während gleichzeitig die Sekundärstrahlung optimal aufgenommen wurde (siehe Fig. 40a).

Zone B, ausgesprochene Schattengebiete, wobei der primäre Beugungsverlust 2 Grössenordnungen oder mehr beträgt. Das Empfangsfeld wird hier unter den eingangs erwähnten Voraussetzungen vorwiegend durch die Sekundärstrahler beherrscht. Die Empfangsverzerrungen sind im allgemeinen sehr gross und es ist vorauszusehen, dass man sie in den meisten Fällen durch Verwendung einer einfachen Richtantenne auf der Empfängerseite nicht genügend herabsetzen kann, insbesondere dann nicht, wenn das Empfangsfeld durch mehrere Sekundärstrahler in annähernd gleicher Richtung bestimmt wird. Typische Beispiele hiefür in bezug auf die Senderbasis Chasseral sind die Alpentäler und das nördliche Genfersee-Ufer von Lausanne bis zur Rhone-Einmündung. Die Haupteinfallrichtung der Empfangsenergie liegt dann oft gerade auf der dem Sender abgekehrten Seite, wie dies am Genfersee oder in Sigriswil der Fall ist (Fig. 39).

Ein Charakteristikum dieser Empfangszone ist die vorwiegend höhere Feldstärke mit vertikal polarisierten Wellen, bezogen auf gleiche Abstrahlungsintensität am Senderstandort. Man muss daraus schliessen, dass im Durchschnitt horizontal polarisierte Wellen an gebirgigen Erhebungen stärker absorbiert werden als vertikale. Diese Tendenz lässt sich einigermaßen verstehen, wenn man annimmt, dass die wirksamen Reflexionen von vorwiegend vertikal orientierten Flächenteilen herrühren. Nicht

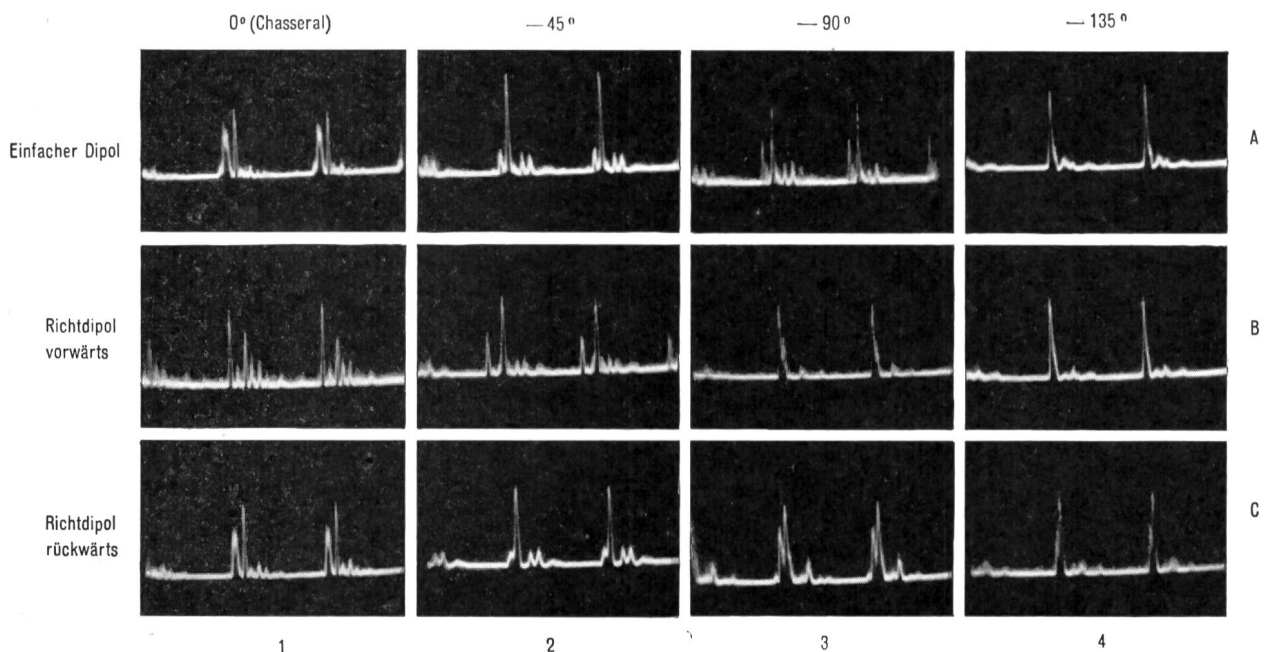


Fig. 39. Impulsempfang in Sigriswil (Thunersee), Zone B. Polarisation horizontal. Impulsfrequenz 3000 Hz; Impulsgruppenabstand 100 km. Das Feld wird sichtlich durch Sekundärstrahler beherrscht. Das Impulsbild A 1 für den einfachen Dipol, Richtung Chasseral, zeigt von links nach rechts folgende Uebertragungswege: Chasseral (kleiner Anfangsimpuls)-Gantrischkette und evtl. Niesen (breiter hoher Impuls)-Westgrat Morgenberghorn (höchster Impuls)-Leissigengrat-Sulegg-2 weitere, nicht genau lokalisierte Reflexionen. Aus den Oszillogrammen B 1 und C 1 ist die Wirkung des Richtdipols deutlich erkennbar: In der Vorwärtsrichtung wird der primäre Senderimpuls stark angehoben, ohne indessen die Störimpulse genügend zu überragen, in der Rückwärtsrichtung fehlt der Mutterimpuls gänzlich, das Bild stimmt aber im weiteren fast genau mit dem Oszillogramm A 1 überein. Es ist indessen zu beachten, dass der breite Anfangsimpuls hier auf die Reflexion vom Sigriswiler- und Niederhorngrat zurückzuführen ist. Die Empfangsspannung in der Vorwärtsrichtung ist wesentlich kleiner. Ein unverzerrter Empfang war praktisch in keiner Richtung möglich. Der Hauptimpuls im Oszillogramm B 4 ist immer noch aus 2 Reflexionen zusammengesetzt (Sigriswiler- und Niederhorngrat)

abgeklärt und auch nicht untersucht ist dabei der Einfluss starker Bewaldung.

Zone C, das Uebergangsgebiet zwischen A und B, wobei das Feld zwar noch merklich durch Beugung von der primären Anregung bestimmt wird, der Beugungsverlust aber bereits etwa 1 Grössenordnung beträgt. Typische Beispiele hierfür sind Thun, Neuenburg und das kleine Gebiet südöstlich von Genf. In dieser Zone können auch beträchtliche Verzerrungen auftreten, doch lassen sie sich oft durch

eine günstige Antennenlage oder -richtung beseitigen (Fig. 40). In bezug auf das Feldstärke-Verhältnis mit horizontaler und vertikaler Polarisation liegt hier nicht mehr eine so eindeutige Bevorzugung vor, doch scheint im allgemeinen noch horizontal etwas zu überwiegen.

Aus dieser Zoneneinteilung ist bereits ersichtlich, dass die durch die störenden Sekundärstrahler verursachten Feldstärken mindestens 1...2 Grössenordnungen tiefer liegen als die ungestörte freie Feldstärke.

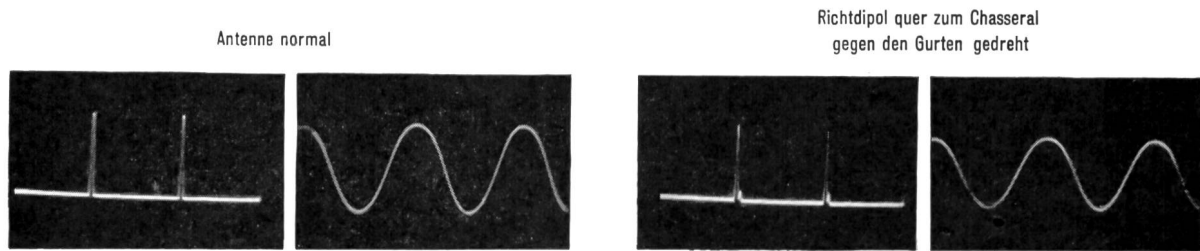


Fig. 40a. Empfangsbild in Bern (Zone A) mit absichtlich falsch gerichteter Antenne; Polarisation horizontal. Impuls- und Modulationsfrequenz 3000 Hz

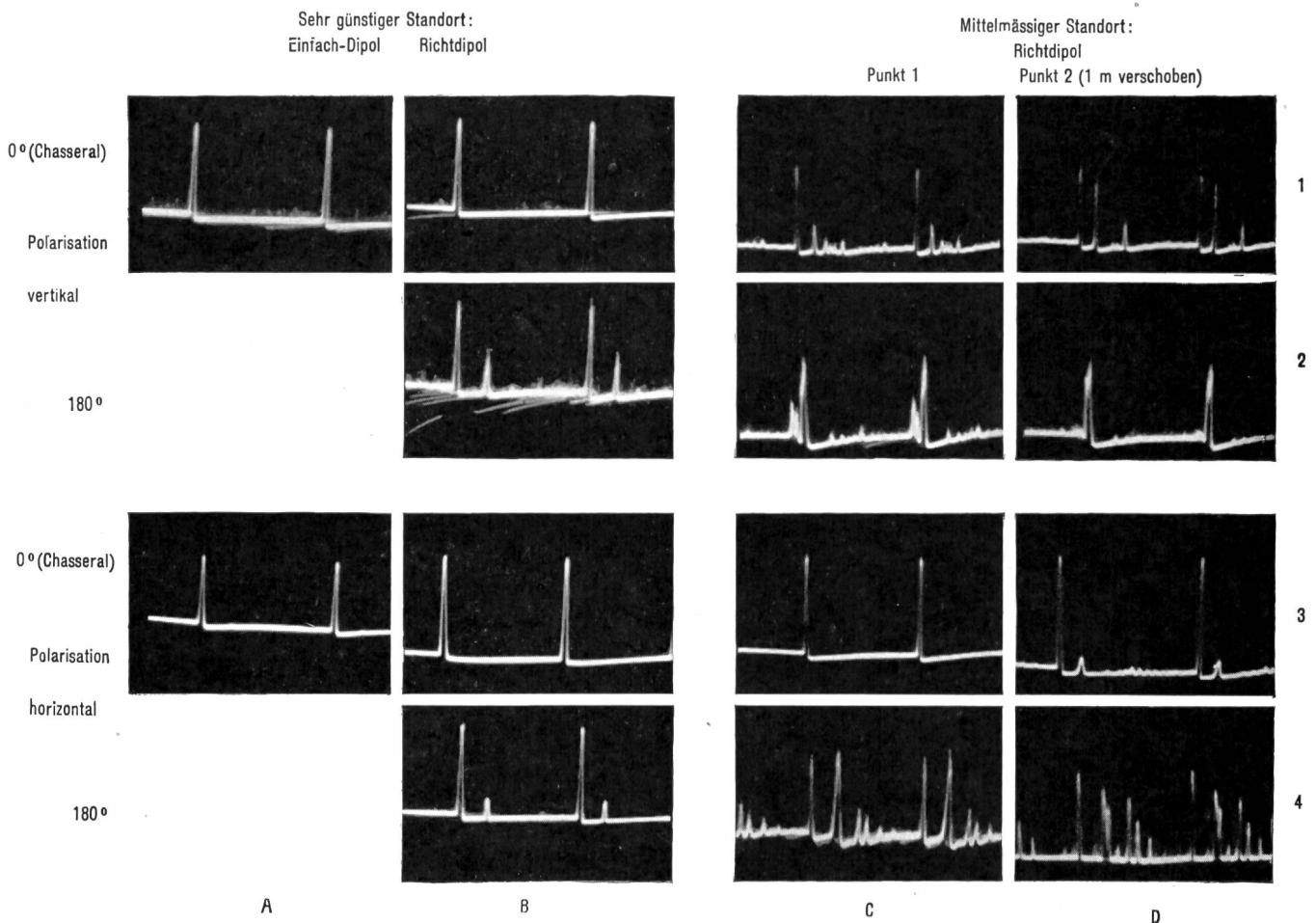


Fig. 40b. Empfangsbeispiele aus Neuenburg (Zone C), welche die beträchtlichen Unterschiede bei Standortwechsel und kleinen Antennenverschiebungen zeigen. Impuls- und Modulationsfrequenz 3000 Hz.

Impulsfolge: B₂ = Chasseral—Montagne de Boudry*)

C₁ = Chasseral—Mont Vully—Montagne de Boudry—Creux du Van—unbekannt—Mont Aubert—Freiburger Alpen

C₂ = Mont Vully—Gegend von Charmontel—Montagne de Boudry—Mont Aubert—Freiburger Alpen

D₁ = Chasseral—Mont Vully—Mont Aubert

D₂ = Montagne de Boudry (aufgelöster Impuls) usw.

*) Das Bild ist infolge Autozündstörungen etwas undeutlich

Eine solche Einteilung kann indessen nur die grossen Linien wiedergeben. Im Einzelfall sind die Verhältnisse meist ausserordentlich verwickelt und zum vornherein schwer zu überblicken. Ausser dem an und für sich schon komplizierten freien Interferenzfeld der verschiedenen Uebertragungswege spielen hier praktisch alle die Zufälligkeiten der Umgebung (Bodenreflexionen, lokale Interferenzen), welche schon im primären Senderfeld eine stark ausgeprägte Feinstruktur ergeben, für jede einfallende Komponente wieder auf andere Art mit, so dass sich das Bild der Amplitudenverhältnisse x bei verschiedenen Antennenstandorten völlig verändern kann. Es ist auch möglich, dass der gleiche Sekundärstrahler infolge Reflexion an nahegelegenen Haus-

wänden aus mehr als einer Richtung empfangen wird, was die Wirksamkeit einer Richtantenne herabmindert. Solche Fälle wurden zum Beispiel in Neuenburg beobachtet.

Für die Feststellung der Reflexionsintensitäten wurden möglichst freie Standorte mit ungehinderter Sicht zu allen in Frage stehenden Sekundärstrahlern ausgesucht, um hier die lokalen Zufälligkeiten soweit als möglich auszuschalten. Auf diese Weise dürfte mindestens die Grössenordnung richtig erfasst worden sein. Eine genauere Untersuchung auf statistischer Basis wäre ausserordentlich umfangreich und in diesem Zusammenhange kaum gerechtfertigt. Da zudem insgesamt eine grössere Zahl von Sekundärstrahlern, oft von verschiedenen Orten aus, erfasst

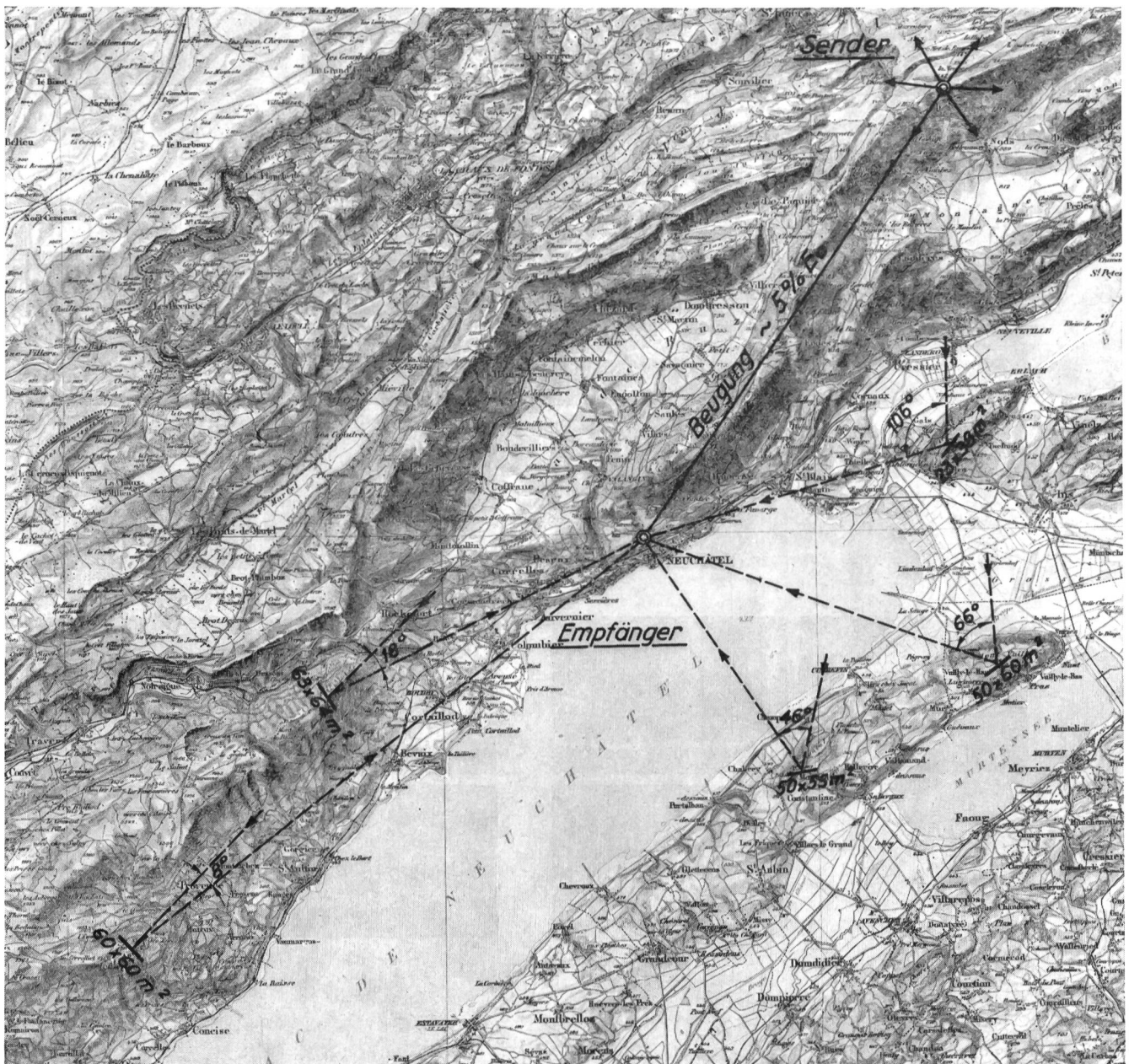


Fig. 41. In der Gegend von Neuenburg hauptsächlich störende Sekundärstrahler (siehe auch Fig. 42). Die bei den einzelnen Reflektoren angegebenen Zahlen beziehen sich auf die Fläche (Höhe mal Breite) eines idealen Ersatzspiegels, welcher an dem betreffenden, möglichst günstig gewählten Mess-Standort in Neuenburg dieselbe Feldstärke ergeben würde. Siehe Text

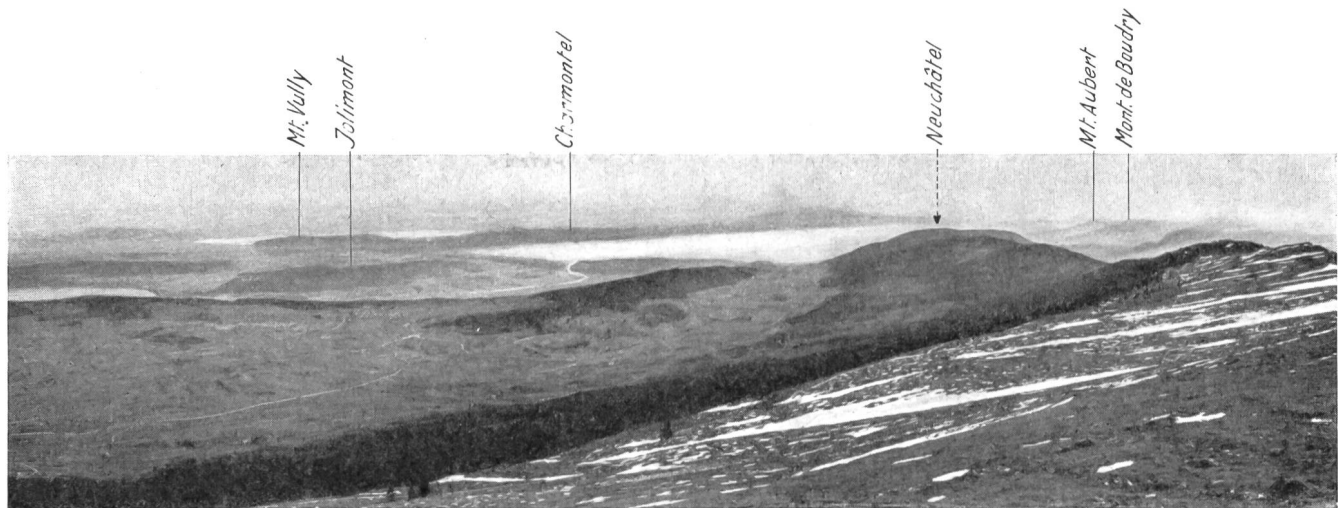


Fig. 42. Sicht von der Höhenstation Chasseral gegen Neuenburger- und Murtensee. Die Anschriften bezeichnen die in Neuenburg hauptsächlich störenden Sekundärstrahler (siehe auch Fig. 41). Neuenburg selbst ist durch den Chaumont völlig verdeckt

wurde, ergibt sich hieraus bereits eine gewisse Mittelwertbildung.

Um eine Vorstellung über die Wirksamkeit verschiedener Reflektoren zu gewinnen, wurde jeweils die Grösse eines ideal reflektierenden, ebenen Ersatzspiegels ausgerechnet (vollkommen leitende, metallische Ebene), der anstelle des natürlichen Sekundärstrahlers bei freier Ausbreitung am Empfangsort dieselbe Feldstärke ergeben würde. Vorausgesetzt wurde optimale Richtung dieses Spiegels bezüglich Empfangsort.

Die Feldstärke, welche infolge Reflexion an diesem idealen ebenen Spiegel bei freier Ausbreitung am Empfangsort auftritt, schreibt sich nach Anhang III als

$$E_R = 60 \cdot \frac{F_R \cos \alpha}{d_1 \cdot d_2 \cdot \lambda} \cdot \sqrt{\frac{N_s}{R_s}}$$

Darin bedeuten

F_R	Fläche des Spiegels
2α	Winkel zwischen einfallendem und reflektiertem Strahl (Strahlungsmaximum)
d_1	Entfernung Sender-Sekundärstrahler
d_2	Entfernung Empfänger-Sekundärstrahler
N_s	Leistung am Senderdipol
R_s	Strahlungswiderstand des Dipols (= 70 Ω)

Für eine Wellenlänge von 6 m und die für diese Versuche verwendete Dauerleistung von 25 W ergibt sich

$$F_R \cos \alpha = a \cdot b \cdot \cos \alpha = 0,17 \cdot d_1 \cdot d_2 \cdot E_R$$

$$E_R \text{ in } \left[\frac{V}{m} \right]$$

Die Annahme freier Ausbreitung dürfte der Wirklichkeit einigermassen nahe kommen, indem als Sekundärstrahler ausschliesslich ausgeprägte Bodenerhebungen mit freier Sicht sowohl zum Sender als zum Empfänger auftraten. Jedenfalls sind die Bedingungen gut vergleichbar. Der absolute Wert der

Feldstärke konnte mit Impulsen nur approximativ festgestellt werden.

Das Ergebnis zeigt, dass die senkrecht auf die Einfallrichtung projizierte Fläche ($F_R \cdot \cos \alpha$) des Ersatzspiegels bei vergleichbaren Verhältnissen stets in derselben Grössenordnung liegt (Kartenbild Fig. 41 und 43). Eine ausgeprägte Richtungsabhängigkeit ist im allgemeinen nicht festzustellen. Auch die Aenderung der Entfernung zwischen Reflektor und Empfänger beeinflusst die Grösse des Ersatzspiegels nicht merklich in positivem oder negativem Sinne. Das heisst, die Reflexion ist im wesentlichen diffus, wie dies bei der beliebig unregelmässigen Oberflächengestaltung der Berge auch zu erwarten ist.

In der folgenden Tabelle II sind Empfangsfeldstärken und Grösse der Ersatzspiegel für einige an verschiedenen Orten festgestellte Sekundärstrahler im Thunersee-Becken zusammengestellt. Dieselben Werte für die Ersatzspiegel sind im Kartenbild Fig. 43 eingetragen.

Für grössere, steile Erhebungen (Jungfrau, Sigriswilergrat usw.), welche sowohl vom Sender als vom Empfänger aus gut sichtbar sind, ergeben sich Ersatzflächen bis zu einigen Tausend Quadratmetern; für kleinere, mehr hügelartige (Gurten, Jolimont usw.) bis zu einigen Hundert Quadratmetern.

Die Tatsache, dass verschiedene Sekundärstrahler Reflexionsintensitäten gleicher Grössenordnung ergeben, ist nun hauptsächlich für die Empfangsverhältnisse in der Zone B ungünstig, indem es dann selten gelingt, mit einer einfachen Richtantenne eine geeignete Uebertragungsrichtung genügend gut zu isolieren, so dass das Amplitudenverhältnis $x < 0,1$ erfüllt ist. Infolge des Fehlens einer ausgezeichneten Reflexionsstelle ist ausserdem der reflektierte Impuls manchmal zeitlich bereits etwas aufgelöst (verbreitert), und damit der Empfang über diesen Weg eventuell an sich schon mit Verzerrungen behaftet. So ist es leicht zu verstehen, dass es zum

TABELLE II

Sekundärstrahler	Gipfelhöhe ca.	Empfangs- ort	Reflektierte Feld- stärke bei $N_S \approx 25 \text{ W}$	Sicht Chasseral-Reflektor-Empfangsort	Ersatzreflektor Höhe \times Breite
Niesen	2300 m	Sigriswil Merligen Scherzligen	20 $\mu\text{V/m}$ 8 » 5 »	frei frei annähernd frei durch Häuser etwas behindert	44 \times 54 m 27 \times 32 » 27 \times 28 »
Jungfraumassiv	4100 m	S M Sch Interlaken	3 $\mu\text{V/m}$ 4 » 3 » 15 »	oberhalb oberster Teil frei 2500 m frei » » » grossenteils frei	36 \times 36 » 39 \times 39 » 41 \times 41 » 63 \times 64 »
Suleggkette	2400 m	S M I	10 $\mu\text{V/m}$ 10 » 32 »	oberhalb oberer Teil frei 2000 m frei oberer Teil frei frei	46 \times 46 » 41 \times 41 » 52 \times 58 »
Gantrischmassiv	2100 m	S Sch	3 $\mu\text{V/m}$ 40 »	oberhalb flacher Anlauf 1500 m frei frei	25 \times 50 » 60 \times 88 »
Sigriswilergrat (Spitze Fluh)	1700 m	S Sch	40 $\mu\text{V/m}$ 10 »	oberhalb frei 1300 m frei oberer Teil frei	34 \times 35 » 34 \times 35 »
Westgrat Morgenberg- horn (Gegend Hornegg)	1600 m	S M	45 $\mu\text{V/m}$ 15 »	oberhalb frei 1000 m frei frei	71 \times 72 » 35 \times 36 »
Leissigengrat		S M	6 $\mu\text{V/m}$ 9 »	frei frei frei	30 \times 30 » 32 \times 32 »
Niederhorngrat	1300 m	S M	22 $\mu\text{V/m}$ 15 »	oberster teilweise frei Teil frei frei	30 \times 30 » 19 \times 20 »

Legende: S = Sigriswil; M = Merligen; Sch = Scherzligen (Thun); I = Interlaken

Beispiel in Sigriswil nicht möglich war, bei der grossen Zahl der vorhandenen Reflexionen eine Antennenlage zu finden, die einen verzerrungsfreien Empfang ermöglicht hätte (Fig. 39). Dabei ist zu beachten, dass man hier mit einem genügend starken Sender auf dem Chasseral (5 KW und einer 5mal besseren Leistungsbündelung) leicht Feldstärken in der Grössenordnung von 1 mV/m erzielen könnte. Die Feldstärke des primären Beugungsfeldes ist dabei rund 10mal geringer.

In den engeren Alpentälern, zum Beispiel im Simmental, ist die Zahl der wirksamen Sekundärstrahler meist wesentlich kleiner, ebenso sind die Weglängenunterschiede geringer. Es ist anzunehmen, dass man auch hier noch in manchen Fällen durch Streustrahlung genügende Feldstärken erzielen könnte, dass sich aber die praktischen Empfangsverhältnisse bezüglich Verzerrungen wahrscheinlich auch nicht sehr günstig gestalten würden. Eine nähere Untersuchung war hier wegen der kleinen Senderleistung nicht möglich.

Man kann sich fragen, wie die Verhältnisse bezüglich Ausbreitungsverzerrungen sich vom rein technischen Standpunkte aus verbessern liessen.

Die Tragweite einer Bandbreitenreduktion ist auf Grund der früheren Ueberlegungen ohne weiteres klar. Ein Hubverhältnis von 1 statt 5 würde die untere Grenze der Weglängendifferenz für hörbare Verzerrungen von 1...1,5 km auf 5...7,5 km erhöhen, was zweifellos eine beträchtliche Verminderung der gestörten Empfangszonen und eine erhöhte Wirksamkeit der Richtantenne zur Folge hätte. Andererseits würden dadurch die typischen Vorteile des Breitbandsystems preisgegeben, ohne dass die Abhilfe vollständig wäre, weil wirksame Sekundärstrahler mit Weglängendifferenzen bis zu 25...30 km vorkommen.

Unter Beibehaltung des untersuchten Uebertragungssystems, mit einem Hubverhältnis von 5, müsste voraussichtlich auf die Erfassung von Empfangsgebieten durch Streustrahlung mittels weniger, starker Sender verzichtet werden. Solche Gebiete wären dann durch eine grössere Zahl günstig aufgestellter und parallel betriebener Mehrprogramm-sender zu versorgen, welche allerdings sehr geringe Leistungen aufweisen könnten (10...50 W für jedes Programm).

Eine ähnliche Lösung liesse sich auf der Basis der Impulsmodulation (Zeitmultiplexverfahren) treffen,

wegen eine Erfassung von Empfangsgebieten durch Streustrahlung aller Voraussicht nach hier noch auf grössere Schwierigkeiten stossen dürfte, wenn nicht auf den Hauptvorteil dieses Systems, den Zeitmultiplex, verzichtet wird (Nebensprechen).

Schliesslich wäre auch die altbekannte Amplituden-Modulation in Betracht zu ziehen. Es lässt sich leicht zeigen, dass die Verzerrungen durch Mehrwege-Ausbreitung bei gleicher Bandbreite wesentlich kleiner sind als mit Frequenzmodulation. Da man

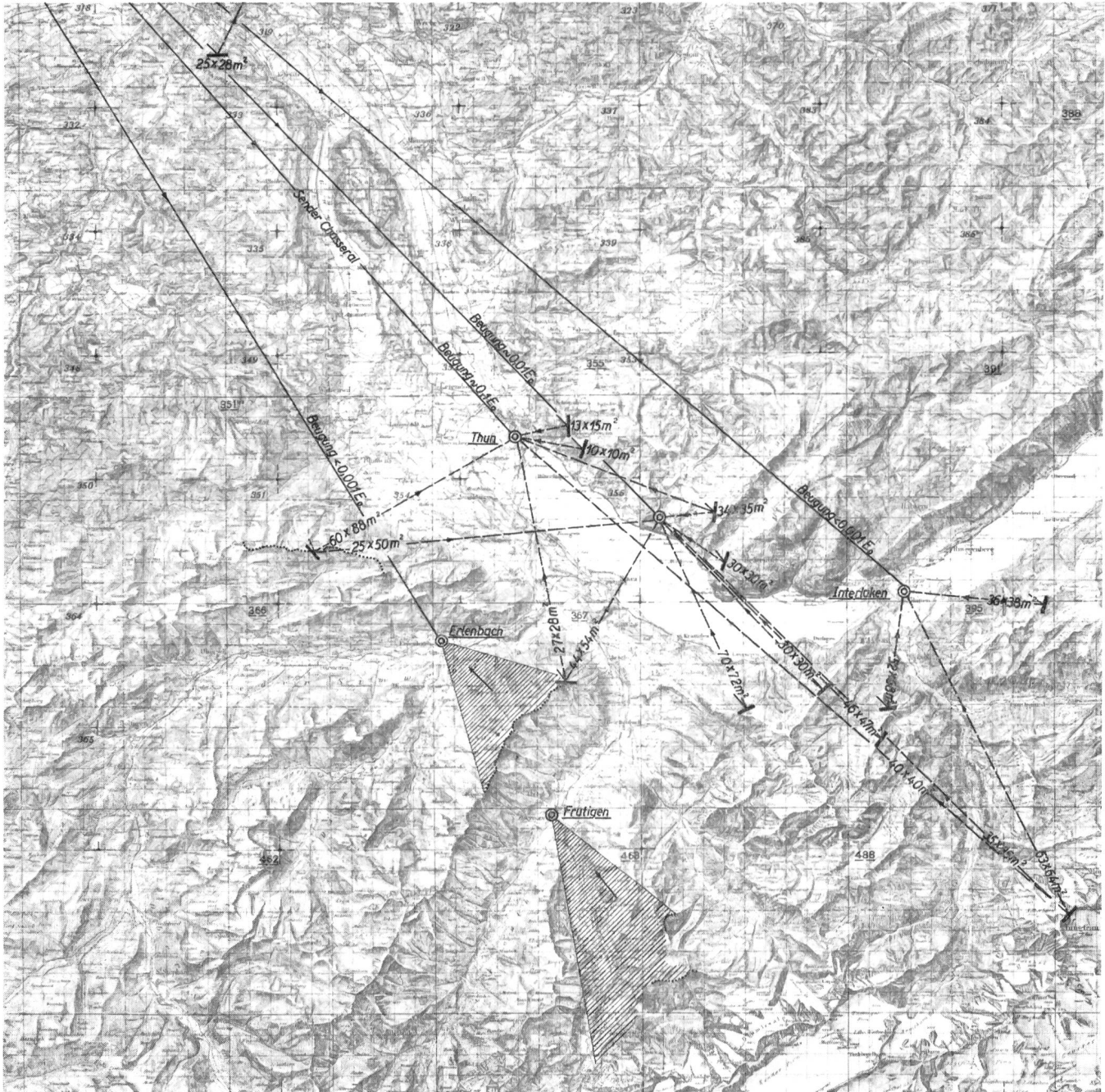


Fig. 43. Die wichtigsten Sekundärstrahler im Thunerseebecken. Die angegebenen Mess-Standorte Thun, Sigriswil und Interlaken weisen verschiedene Grössenordnungen der Beugungsintensität auf.

In Thun beträgt der Beugungsverlust des primären Senderfeldes rund 1 Grössenordnung bezüglich der Feldstärke. Empfangsverzerrungen wurden hier nur bei falscher Antennenrichtung festgestellt.

In Sigriswil beträgt der Beugungsverlust rund 2 Grössenordnungen und die Feldstärke verschiedener Sekundärstrahler ist hier infolge der günstigen relativen Lage bereits höher als die primäre. Eine verzerrungsfreie Lage konnte praktisch nicht gefunden werden.

In Interlaken konnte der primäre Senderimpuls nicht mehr festgestellt werden, d. h. der Beugungsverlust beträgt schon über 3 Grössenordnungen, stets bezogen auf die freie Feldstärke. Eine nähere Untersuchung der Empfangsverhältnisse war hier infolge des Störpegels, bzw. der kleinen Senderleistung, nicht möglich.

In der Gegend von Erlenbach und Frutigen konnte nur festgestellt werden, dass die einfallende Empfangsenergie zur Hauptsache aus dem bezeichneten Sektor herrührt.

Die auf dem Kartenbild bei den einzelnen Reflektoren angegebenen Zahlenwerte beziehen sich, wie bei Fig. 41, auf die Fläche des Ersatzspiegels. Siehe auch vorstehende Tabelle II.

impulsartige Störungen heute auch bei diesem System sehr wirksam unterdrücken kann, und da in den Bevölkerungszentren nach den Versuchsergebnissen mindestens bei den Störspitzen der Impulscharakter vorwiegt, sind gewisse Möglichkeiten in dieser Richtung nicht von der Hand zu weisen. Andererseits ist zu berücksichtigen, dass gerade Gebiete der Zone B vorwiegend schwach besiedelt sein werden. In typisch ländlichen Verhältnissen ist aber oft das Empfängergeräusch ausschlaggebend, wobei bezüglich Geräuschunterdrückung unzweideutig der Vorteil bei den Breitbandsystemen liegt.

Eine technisch ideale Lösung bezüglich Ausbreitungsverzerrungen wäre geboten durch das klassische Einseitenbandsystem mit unterdrücktem Träger. Damit könnten zweifellos gewisse Empfangsgebiete mittels Streustrahlung der Erdoberfläche erfasst werden. Eine Anwendung auf ein Ultrakurzwellen-Mehrprogrammsystem bietet aber schon rein apparatetechnisch gewisse Schwierigkeiten, besonders auf der Empfängerseite.

Ob und in welcher Form ein möglicher Ultrakurzwellen-Rundspruch-Dienst einzuführen wäre, ist natürlich weitgehend auch eine Frage des Bedarfes. Eine ganze Reihe weiterer wichtiger und oft ausschlaggebender Gesichtspunkte wären in diesem Zusammenhange zu berücksichtigen, die nicht in den Rahmen einer rein technischen Untersuchung gehören. Eine solche Fragestellung steht daher hier auch nicht zur Diskussion. Der Gesichtspunkt der Ausbreitungsverzerrungen liefert dazu nur einen, wenn auch wesentlichen technischen Beitrag.

Abschnitt V

Die optimale Polarisation der Wellen

Diese Frage ist eigentlich mit den vorhergehenden Kapiteln bereits beantwortet und kann daher kurz behandelt werden.

Fast alle massgebenden Gesichtspunkte ergeben eine deutliche Bevorzugung der horizontalen Polarisation. Die Feldstärken in der hauptsächlich interessierenden Zone A sind günstiger, auch wenn die Abstrahlungsverhältnisse auf dem Chasseral für beide Polarisationsrichtungen dieselben wären (Fig. 44). Die Streustrahlung scheint im Durchschnitt geringer zu sein, so dass der Bereich der hörbaren Ausbreitungsverzerrungen voraussichtlich etwas weiter hinausgeschoben wird (Zone C). Im gleichen Sinne wirkt der bessere Richteffekt einer einfachen Empfangsantenne in der Dipolebene (Fig. 37).

Die bessere Feldstärke mit vertikaler Polarisation in der Empfangszone B (Fig. 46) würde erst dann von Bedeutung, wenn ein verzerrungsfreies Übertragungssystem, zum Beispiel Einseitenbandübertragung mit unterdrücktem Träger, zur Anwendung gelangte. Bei Verwendung einer Dachantenne für den Empfang wäre zwar vom ästhetischen Gesichtspunkt aus

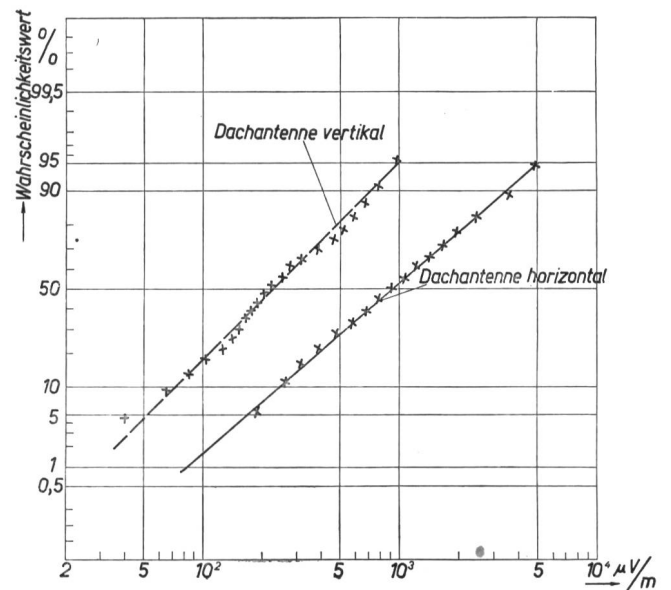


Fig. 44. Feldstärkeverteilung in der Stadt Bern mit Dachantenne. Senderleistung Chasseral 50 W. Die Standorte waren über die ganze Stadt verteilt. Der beobachtete maximale Wert entspricht einer aussergewöhnlich günstigen Empfangslage (Schosshalde)

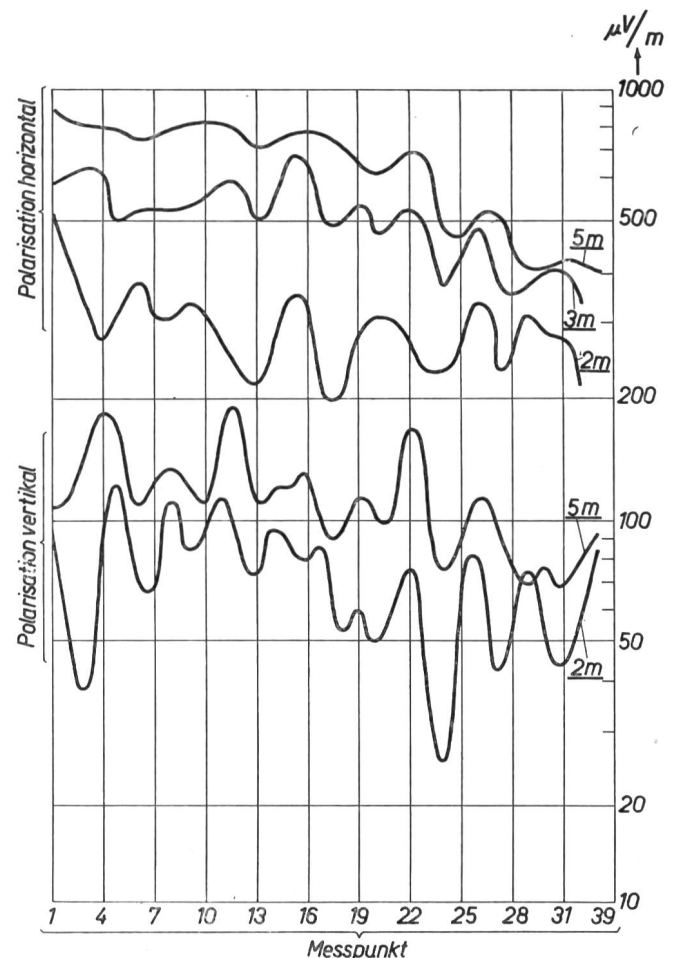


Fig. 45. Typischer Verlauf der Feldstärke auf einem grösseren Flachdach bei verschiedener Antennenhöhe 2...5 m über Dach. Die Messpunkte 1...39 verlaufen in der Richtung vom Sender weg

vertikale Polarisation vielleicht vorzuziehen, doch sind andererseits die lokalen Interferenzen mit Rücksicht auf die vorwiegend vertikale Orientierung der störenden Gegenstände bei horizontaler Polarisation geringer. Ein typisches Interferenzbild auf einem Flachdach mit Aufbau zeigt Fig. 45.

Auch in bezug auf den mittleren Störpegel scheint eine geringe Bevorzugung der horizontalen Polarisation vorzuliegen. Bei Verwendung von Sendantennen mit schwacher Bündelung ergibt sich bei Höhenstationen die Tendenz, horizontal polarisiert bei richtig gewählter Antennenhöhe kräftiger abzustrahlen als vertikal (Brewster-Winkel). Die Antennenkonstruktion ist eher einfacher, indem der Mast selbst in die elektrisch neutrale Ebene gelegt werden kann.

Damit dürfte diese Frage genügend beleuchtet sein.

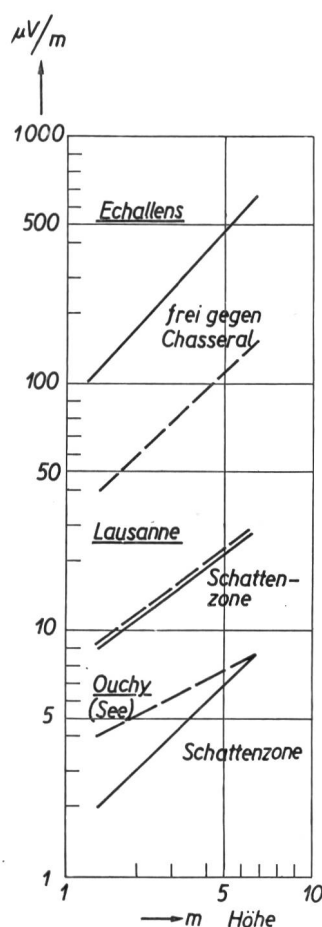


Fig. 46. Typischer Verlauf der Feldstärke in Bodennähe in verschiedenen Empfangszonen bei vergleichbarer Entfernung vom Sender

———— Polarisation horizontal
 - - - - - Polarisation vertikal

(Für den Vergleich ist die örtlich bedingte günstigere Abstrahlung mit horizontaler Polarisation auf dem Chasseral nach Abschnitt I zu berücksichtigen.)

In Lausanne und Ouchy wird das Empfangsfeld vorwiegend durch Sekundärstrahler beherrscht (Alpen südlich des Genfersees). Dementsprechend ergeben sich Ausbreitungsverzerrungen. Bei zahlreichen anderen Messungen war das Ergebnis ähnlich, doch war der Verlauf der Höhenabhängigkeit im einzelnen je nach den lokalen Empfangsbedingungen natürlich oft stark verschieden

Abchnitt VI

Empfangs-Schwund durch troposphärische Einflüsse und Interferenzstörungen über die Ionosphäre

Systematische Beobachtungen über Schwunderscheinungen wurden nicht durchgeführt. Es konnten aber in keinem Falle während der Messungen in den verschiedenen Empfangszonen Schwunderscheinungen von Bedeutung festgestellt werden. Einen genügenden Aufschluss dürften indessen erst Registrierungen über grössere Zeiträume ergeben.

Allgemein ist bekannt, dass Schwunderscheinungen auf dem Ultrakurzwellen-Gebiet nur auf grössere Entfernungen bei sehr flachem Welleneinfall eine merkliche Rolle spielen. Dies könnte zum Beispiel der Fall sein auf der Strecke Chasseral—Genf. Soweit heute bekannt, liegt der Grund hierfür einerseits in der ungünstigen Phase der Bodenreflexion, andererseits darin, dass die Brechung sich in den untersten Schichten der Atmosphäre am stärksten verändert. Die Verhältnisse in der Empfangszone B dürften aller Voraussicht nach auch über längere Zeitperioden bemerkenswert stabil bleiben, weil hier die beiden Teilstrecken Sender-Sekundärstrahler und Sekundärstrahler-Empfänger gute Sichtverhältnisse aufweisen.

Interferenzstörungen bzw. Empfang weit entfernter Sender über die Ionosphäre konnten während der Durchführung der Versuche nur in einigen Fällen beobachtet werden. So wurde zum Beispiel am 6. Juni 1946 der amplitudenmodulierte Tonsender des Londoner Fernsenders auf 41,5 MHz mit ziemlich guter Lautstärke empfangen. (Feldstärke rasch schwankend im Bereich von ungefähr 10...100 $\mu\text{V/m}$). Am gleichen Tage wurde auch ein frequenzmodulierter, wahrscheinlich dänischer Rundspruchsender etwas oberhalb 50 MHz empfangen (Feldstärke unter 10 $\mu\text{V/m}$). Spätere Beobachtungen in dieser Richtung verliefen dann aber wieder ergebnislos. Ausserdem wurden mehrmals zahlreiche nicht näher identifizierbare Militärsender im Bereich von 40...50 MHz, hauptsächlich aus nördlicher und nordwestlicher Richtung, aufgenommen (Feldstärke unter 10 $\mu\text{V/m}$). Aus diesen gelegentlichen Beobachtungen zu einer Zeit, da jedenfalls nur sehr wenige stärkere Sender in dem in Frage stehenden Wellenbereich auf unserem Kontinent und meist noch unregelmässig im Betrieb waren, ergibt sich, dass die Möglichkeit von sporadischen Interferenzstörungen in Zonen geringer Empfangsfeldstärke auf diesem Band nicht von der Hand zu weisen ist.

Die Frage der sporadischen Interferenzen über die Ionosphäre ist nun aber heute ja bereits ziemlich weitgehend abgeklärt (Verbindungen auf 5 m Wellenlänge England-Schweiz usw.), und das Band für den frequenzmodulierten Rundspruch ist aus diesem Grunde inzwischen in den Bereich von 100 MHz verlegt worden. Ob das 50-MHz-Band trotzdem noch für Rundspruchzwecke wird benützt werden können, was mit Rücksicht auf die Beugung in

gewissen Gebieten möglicherweise wünschbar wäre, hängt damit nicht mehr bloss von den nationalen Bedürfnissen ab.

Eine grundsätzliche Aenderung in den Versuchsergebnissen ist aber im weiteren mit einer Uebertragungsfrequenz von 100 MHz statt 50 MHz noch nicht zu erwarten.

Zusammenfassung

Das Gesamtergebnis der vorliegenden Untersuchung über die Ausbreitungs- und Empfangsverhältnisse mit frequenzmodulierten Ultrakurzwellen bezüglich des Senderstandortes Chasseral zeigt, dass in jenen Empfangsgebieten, wo das primäre Senderfeld stark vorherrscht, das heisst bei direkter Sicht mit dem Sender oder im Bereich schwacher Beugung (Zone A), ein qualitativ einwandfreier Empfang sichergestellt werden kann. Dies ist der Fall vor allem im Mittelland und in den angrenzenden Randzonen des Jura und der Voralpen. Die Anforderungen an die Empfangsfeldstärke mit Rücksicht auf den äusseren Störpegel sind zwar nach den durchgeführten Messungen eher höher, als auf Grund der amerikanischen Empfehlungen der F.C.C. zu erwarten war, jedenfalls für eine Geräuschkämpfung von -60 db, bezogen auf maximale Modulationstiefe. Es sei indessen bemerkt, dass der Begriff des störungsfreien Empfanges nirgends eindeutig definiert ist, so dass die Festlegung einer Mindestfeldstärke aus der statistischen Störverteilung in einem charakteristischen Empfangsgebiet weitgehend eine Ermessensfrage ist. Da andererseits in unserem Lande zahlreiche günstige Senderstandorte (Höhenstationen) von Natur aus zur Verfügung stehen, könnten die erforderlichen Empfangsfeldstärken in dem erwähnten Gebiet trotzdem mit wenigen Sendern mässiger Leistung erzielt werden (Mehrprogrammssender).

In ausgesprochenen Schattenbereichen, wo das Empfangsfeld vorwiegend durch die Streufelder von Sekundärstrahlern bestimmt wird (Zone B), dürfte ein qualitativ befriedigender Empfang voraussichtlich in den meisten Fällen nicht zu erwarten sein, obschon in solchen Zonen oft recht erhebliche Empfangsfeldstärken beobachtet wurden. Dies ist vor allem im eigentlichen Alpengebiet der Fall. Der Grund dafür liegt im Auftreten sehr eigentümlicher Phasenverzerrungen infolge Mehrwege-Ausbreitung, sobald gewisse Minimalbedingungen bezüglich Weglängendifferenz und Amplitudenverhältnis von wenigstens zwei Komponenten erfüllt sind. Diese Minimalbedingungen liegen in der Grössenordnung von 1 km Weglängendifferenz und einem Amplitudenverhältnis von 0,1. Der Wert für die Weglängendifferenz hängt wesentlich vom verwendeten Hubverhältnis bzw. von der Bandbreite des Uebertragungssystems ab. Sollte praktisch sich die Aufgabe stellen, derartige Empfangsgebiete mittels Streustrahlung zu erfassen, so wäre hierfür aller Voraussicht nach ein Uebertragungssystem mit schmaler Bandbreite am

ehesten zu verwenden (Amplitudenmodulation, Einseitenbandsystem), wodurch dann aber natürlich die Vorzüge der Breitbandmodulation dahinfallen würden. Rein vom Standpunkte der Hochfrequenztechnik aus betrachtet könnten solche Empfangszonen auch durch eine grössere Zahl kleiner Bezirksender mit Breitbandmodulation bedient werden, da gegenseitige Störungen auch bei mehrfacher Verwendung der gleichen Wellenlängen nicht zu befürchten wären. Eine Senderleistung in der Grössenordnung von 10 Watt für jedes Programm dürfte hier in der Mehrzahl der Fälle ausreichen. Man muss sich nun aber selbstverständlich hüten, bloss auf Grund der vorliegenden Untersuchung bereits allzuweitreichende Schlussfolgerungen, auch wenn diese rein technischer Art sind, zu ziehen. Eine Weiterführung der Versuche mit einer genügend grossen Senderleistung erscheint gerade in dieser Empfangszone noch erwünscht.

Im Uebergangsgebiet zwischen den beiden vorerwähnten Empfangszonen A und B (Zone C) schliesslich sind die Empfangsverhältnisse bezüglich Ausbreitungsverzerrungen örtlich stark verschieden. Durch Verwendung einfacher Richtantennen für den Empfang lassen sich die Verzerrungen häufig eliminieren, unter Umständen auch durch geringfügige Veränderung der Antennenlage. In der Zone B ist diese Wahrscheinlichkeit sehr gering.

Im gesamten betrachtet ergibt sich eine deutliche Bevorzugung der horizontalen Polarisationsrichtung.

Kurzzeitiger Schwund konnte in keinem Fall beobachtet werden, und es ist anzunehmen, dass auch eventuelle langsame Schwunderscheinungen (Absorption, troposphärische Veränderungen) mindestens im primären Senderbereich kaum wesentlich störend wirken können.

Es muss nun den weiteren Untersuchungen überlassen bleiben, die gewonnenen Erkenntnisse zu vertiefen und aufgerollte Probleme, wie beispielsweise die Systemfrage, weiter abzuklären. Man darf aber doch wohl heute schon festhalten, dass die ultrakurzen Wellen, zunächst vom rein technischen Standpunkte aus betrachtet, auch für unsere schweizerischen Verhältnisse recht interessante Möglichkeiten eröffnen speziell auch mit Rücksicht auf eine hohe Uebertragungsqualität.

Unser Dank sei ausgesprochen insbesondere Herrn Dr. W. Gerber, Chef der Sektion Hochfrequenztechnik der Abteilung Versuche und Forschung der Generaldirektion PTT, für die Initiative und für interessante Anregungen zu dieser Arbeit, ferner der Sektion 4 der Kriegstechnischen Abteilung des E.M.D., welche uns eine komplette Ballonausrüstung für die Messungen mit der Feldstärke-sonde auf dem Chasseral überlassen hat. Besonderer Dank gebührt auch der Firma Hasler A.G. in Bern, welche den frequenzmodulierten Versuchssender entwickelte und frei zur Verfügung gestellt hat, weiter der Firma Auto-

phon A G. in Solothurn für die Entwicklung eines frequenzmodulierten Empfängers, sowie Herrn Kurt Hostettler für tatkräftige Mithilfe bei der Durchführung eines grossen Teils der Messungen.

Anhang I

Die Aufnahme vertikaler Richtstrahldiagramme mittels Ballonsonde

Der schematische Aufbau der Sonde ist an Hand von Fig. 47 ersichtlich. Für die Aufnahme des zu messenden 50-MHz-Signals dient ein Dipol von ungefähr 3 m Länge. In einer Hochfrequenzstufe wird dieses Signal zunächst verstärkt (ungefähr 10 mal) und in der folgenden Röhre im Gitterkreis gleichgerichtet, so dass die Gittervorspannung entsprechend der angelegten Hochfrequenzamplitude sich einstellt.

Der Anodenkreis dieser 2. Röhre (Audion) ist als veränderlicher Ladewiderstand in ein Glimmröhren-Kipprelais eingeschaltet, dessen Impulsfrequenz sich somit mit der Grösse der angelegten Hochfrequenzamplitude ändert. Bei jedem Impuls schaltet der Relaiskontakt kurzzeitig einen Oszillator mit einer Wellenlänge von ungefähr 3 m ein, dessen Signal über einen zweiten kleineren Dipol ausgestrahlt und auf dem Boden mit einem geeigneten Empfänger aufgenommen wird. Die Impulsfrequenz, welche zum Beispiel auf einem Papierstreifen registriert werden kann, gibt somit ein Mass für die einfallende Feldstärke.

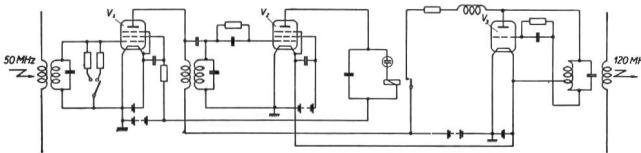


Fig. 47. Prinzipschema der Ballonsonde

Diese Anordnung benötigt sehr wenig Strom und dementsprechend leichte Batterien, der praktisch nützliche Messbereich ist aber verhältnismässig klein und bedingt, dass die Sonde vor dem Aufstieg auf einen geeigneten Empfindlichkeitsbereich eingestellt wird. Die erzielbare Messgenauigkeit ist dabei in erster Linie von der Spannungskonstanz der verwendeten Batterien abhängig. Die besonders anzeigeempfindlichen Spannungen wurden daher separaten Batterien entnommen. Das Totalgewicht der Sonde betrug ungefähr 1,8 kg, einschliesslich Batterien. Die Eichung erfolgte durch Vergleich mit einem bekannten Strahlungsfeld (Messrahmen, Feldstärkemessgerät).

Anhang II

Der Feldverlauf in Funktion der Antennenhöhe

Um einige Anhaltspunkte über die Zunahme der Feldstärke mit der Antennenhöhe zu erhalten, wurde die Höhenfunktion für verschiedene idealisierte Empfangsbedingungen berechnet. Es ist natürlich

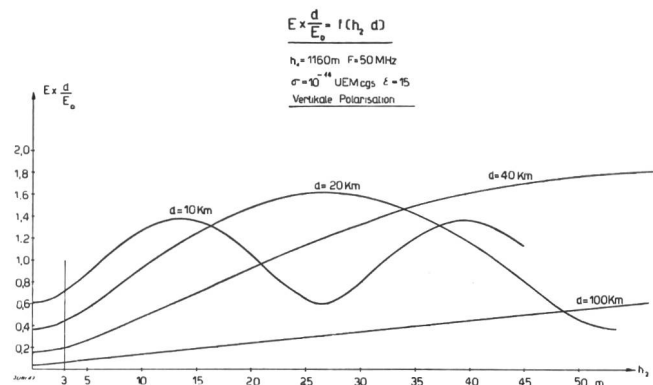


Fig. 48. Höhenfunktion der Feldstärke für verschiedene Distanzen. Vertikale Polarisation

praktisch unmöglich, eine solche Funktion für einen bestimmten Messpunkt zu berechnen, da in unserem Gelände stets eine grosse Zahl Reflexionen mit schlecht bestimmbaren Randbedingungen berücksichtigt werden müssten. Die Formeln von Norton*), welche für diese Berechnung benützt wurden, können aber doch gewisse Anhaltspunkte geben. Die Annahme für die Berechnung war folgende:
Höhe des Senders über dem eben angenommenen Boden

$$= 1160 \text{ m}$$

$$\epsilon = 15$$

$$\sigma = 10^{-14} \text{ E.M.E.}$$

Die Ergebnisse sind in den Fig. 48 und 49 dargestellt und geben die Feldstärke in Funktion der Antennenhöhe mit beiden Polarisationsarten für Entfernungen von 10, 20, 40 und 100 km vom Sender. Aus diesen Ergebnissen sind die Kurven der Fig. 50 abgeleitet, welche das Feldstärkeverhältnis für eine Höhe von 10 bzw. 3 m über Boden mit beiden Polarisationsrichtungen darstellen.

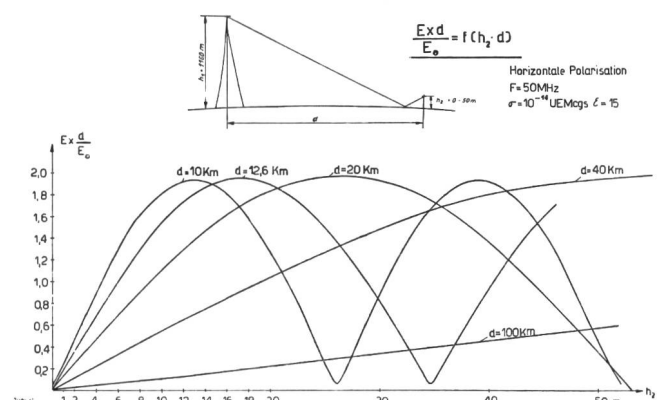


Fig. 49. Höhenfunktion der Feldstärke für verschiedene Distanzen. Horizontale Polarisation

Diese Werte gelten, wie bereits erwähnt, für horizontalen, ebenen Boden. Ist das Gelände in der nähern Umgebung der Empfangsantenne geneigt, so ergibt sich ein völlig anderer Verlauf der Höhen-

*) Siehe Bibliographie unter 11.

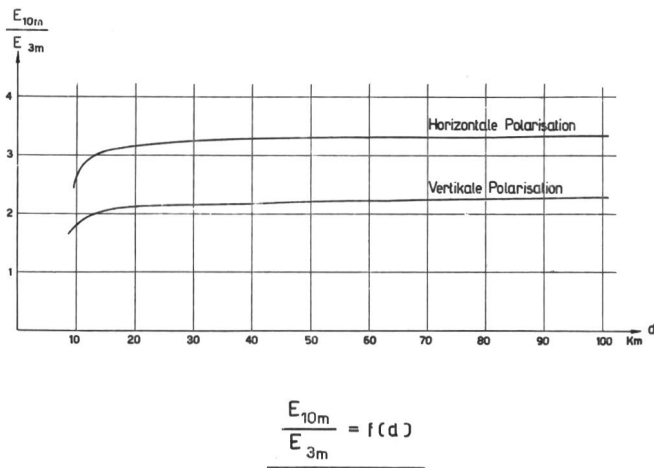


Fig. 50. Verhältnis der berechneten Feldstärken bei 10 m und 3 m Höhe über flachem Boden in Funktion der Entfernung vom Sender

funktionen. Fig. 51 gibt die Höhenabhängigkeit der Feldstärke für verschiedene Neigungswinkel α in Richtung auf den Sender zu, unter sonst gleichen Bedingungen wie bei den früheren Kurven, für eine Entfernung von 40 km. Wie man sieht, schwankt das Feldstärkeverhältnis für 10 m bzw. 3 m Antennenhöhe zwischen 3,3 und annähernd 0, wenn der Neigungswinkel Werte zwischen 0° und 17° annimmt.

Diese wenigen Beispiele zeigen für einen einfachen Fall, in welchen Grenzen die Feldstärke variieren kann, je nach den besonders lokalen Verhältnissen am Empfangsort. In Wirklichkeit sind meistens gleichzeitig mehrere Reflexionen und noch weitere Faktoren zu berücksichtigen, so dass es ziemlich schwierig erscheint, die Höhenabhängigkeit der Feldstärke durch eine Mittelwertbildung zu erfassen.

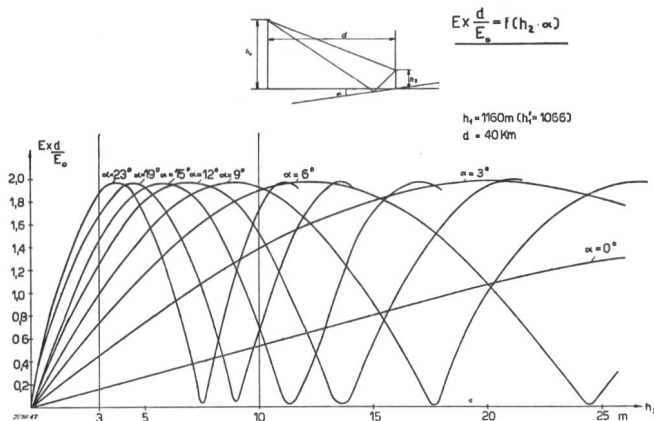


Fig. 51. Höhenfunktion der Feldstärke für verschiedene Geländewinkel α bei als eben angenommenem Boden (Horizontale Polarisation)

Anhang III

Gehörbeurteilung und Messung von Impulsstörungen

Wenn wir eine typische Impulsstörung am Ausgang eines frequenzmodulierten Empfängers analysieren, so hat ein einzeln betrachteter Impuls bei genügend grossem Tastverhältnis an den Lautsprecherklem-

men stets dieselbe Form und Länge, welche durch die Frequenzcharakteristik des Niederfrequenzverstärkers vorbestimmt ist. Eine Untersuchung ist daher besonders einfach.

Um den Zusammenhang zwischen Impulsamplitude und Störeindruck bzw. Anzeige des Messgerätes herzustellen, wurde die Störung durch Anregung des Niederfrequenzverstärkers mit genügend kurzen periodischen Impulsen künstlich erzeugt und ihre Lautheit mit einem Sinuston von 800...1000 Hertz über das ziemlich hochwertige Lautsprechersystem des Empfängers verglichen. Die Charakteristik des Lautsprechers wird damit in die Messung einbezogen. Unbestimmt ist der Einfluss der Raumakustik. Die verhältnismässig geringe Streuung der Resultate mit 4 verschiedenen Versuchspersonen ($< \pm 3 \text{ db}$) lässt aber annehmen, dass dieser Einfluss nicht sehr erheblich war. (Fig. 52).

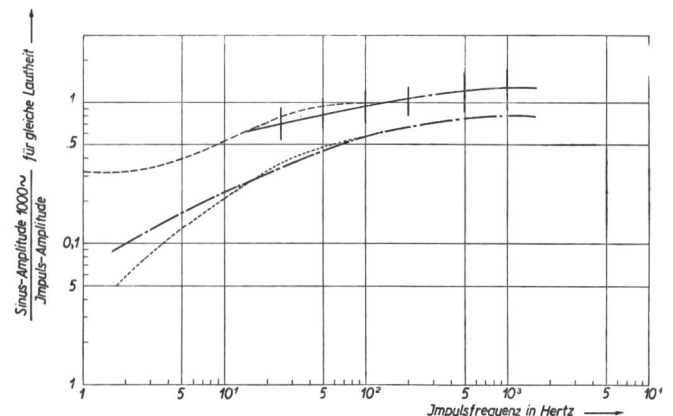


Fig. 52. Die relative Lautheit von Impulsstörungen am Ausgang des frequenzmodulierten Empfängers, verglichen mit einem Sinuston in Abhängigkeit von der Impulswiederholungsfrequenz

— Gehörbeurteilung (Mittel von 4 Personen)
- - - Exponentiell abklingender Knack mit einer Zeitkonstanten von 1 Millisekunde, nach Steudel
- . - Messung mit dem Störmessplatz nach CISPR
... Messung mit dem Störmessplatz nach CISPR und zusätzlichem Ohrkurvensieb (Siemens)

Das Ergebnis zeigt, dass Impulsstörungen, deren Wiederholungsfrequenz im Tonbereich liegt, über einen frequenzmodulierten Empfänger praktisch annähernd gleich laut empfunden werden, wie ein Sinuston gleicher Amplitude.

Dieses Resultat scheint auf den ersten Blick vielleicht etwas überraschend. Da aber die Impulslänge an den Lautsprecherklemmen ungefähr $380 \mu\text{sec.}$ beträgt, war auf Grund der von Steudel*) definierten kritischen Integrationszeit des Ohres von $\sim 300 \mu\text{sec.}$ ein ähnliches Ergebnis zu erwarten.

Zum Vergleich wurde in Fig. 52 der Verlauf für einen periodisch wiederholten, exponentiell abklingenden Knack mit einer Zeitkonstante von 10^{-3} Sekunden nach Steudel aufgezeichnet.

Die Messung mit dem Störmessplatz gibt im Bereich von 25...1000 Hertz einen ähnlichen Kurven-

*) Siehe Bibliographie unter 12.

verlauf wie die Gehörbeurteilung, liegt aber im Mittel ungefähr 5 db tiefer. Für Wiederholungsfrequenzen unterhalb etwa 10 Hertz scheint die Bewertung der Impulse mit dem Störmessplatz etwas zu niedrig. Praktisch äusserte sich dies so, dass bei der Störpegelmessung einzelne Schalterknacke bei einer Anzeige von -60 db am Instrument gelegentlich ganz schwach hörbar waren, während andere Störungen bei derselben Anzeige akustisch nicht mehr merklich in Erscheinung traten. Der Belästigungsgrad einzelner Knacke ist aber andererseits auch geringer, so dass hier eine gewisse Berücksichtigung dieser Eigenart erfolgt, welche in diesem Fall nicht unerwünscht ist.

Der Pegel für alle akustischen Beobachtungen entsprach einer Leistung von ungefähr 200 mW an den Lautsprecherklemmen, bezogen auf volle Modulationstiefe, wobei die Beobachtungen jeweils in einem ruhigen Raum auf kurze Entfernung vom Lautsprecher erfolgten.

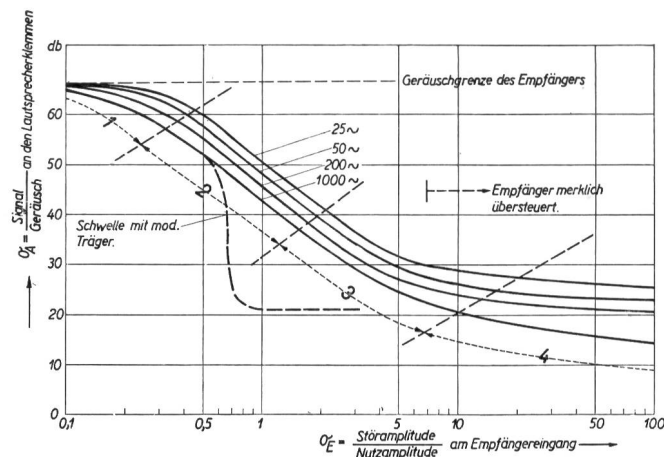


Fig. 53. Das Signal-zu-Geräusch-Verhältnis am Ausgang des frequenzmodulierten Empfängers bei Impulsstörungen mit verschiedener Wiederholungsfrequenz (25...1000 Hertz)

— Messung mit Störmessplatz nach CISPR mit unmoduliertem Träger
 - - - - - Ungefährer Verlauf mit moduliertem Träger

Die schrägen Zahlen 1 bis 4 beziehen sich auf die Beurteilung der Störung nach der Gehörskala Fig. 20

Fig. 53 zeigt die Wirkung von künstlich erzeugten Impulsstörungen verschiedener Wiederholungsfrequenz auf den Messempfänger. Auf den Empfänger-eingang wurde gleichzeitig ein konstantes unmoduliertes Trägersignal und ein mit Impulsen von weniger als $10 \mu\text{sec}$. Breite getastetes Störsignal gegeben, wobei das Amplitudenverhältnis beliebig variiert werden konnte.

Das Ergebnis zeigt das typische Verhalten von Impulsstörungen, das bei unmoduliertem Träger die Empfangsschwelle nicht erkennen lässt; diese ist in der Zeichnung gestrichelt angedeutet. Ebenso sinkt σ_A nicht unter einen bestimmten Wert (~ 21 db), solange der Empfänger nicht merklich übersteuert ist. Diese Uebersteuerungsgrenze hängt

weitgehend von der Empfängerkonstruktion ab und lag bei den untersuchten Modellen nicht unter $\sigma_E = 5$, so dass mit einem Messwert von $\sigma_A = 60$ db in keinem Fall irgendeine Uebersteuerung zu befürchten ist. Zündstörungen, die hauptsächlich im Bereich einer Wiederholungsfrequenz von 25...300 Hertz liegen, bewegen sich noch oberhalb der Empfangsschwelle. Bei Einzelknacken ist eine geringe Unterschreitung möglich, was aber mit Rücksicht auf den Charakter dieser Störung keine Bedeutung hat.

Versuche mit moduliertem Sender zeigten, dass für $\sigma_A = 60$ db auch mit verschiedenen Modulationszuständen praktisch keine Störung festzustellen war. Im Gegensatz dazu liess sich in der Gegend des Schwellwertes meist ein deutliches Anwachsen der Störlautstärke mit der Modulationstiefe feststellen.

Die in Fig. 53 eingetragenen schrägen Zahlen beziehen sich auf die Gehörbeurteilung (Skala nach Fig. 20) und lassen ebenfalls die Tendenz des Störmessgerätes erkennen, die Lautheit von langsamen Impulsfolgen eher etwas zu niedrig zu taxieren.

Anhang IV

Reflexion einer ebenen Welle an einer vollkommen leitenden, begrenzten Ebene (Spiegel)

Der Verlauf des sekundären Strahlungsfeldes lässt sich verhältnismässig einfach berechnen, wenn der Randeffect vernachlässigt wird. Nach Schelkunoff ist dies mit genügender Annäherung statthaft, sobald der kleinste Durchmesser des Spiegels (oder der Oeffnung) noch grösser als etwa eine Wellenlänge ist.

Unter dieser Voraussetzung darf man also annehmen, dass das primäre Feld nicht merklich verzerrt wird und dass eine gleichmässige Stromverteilung über die ganze Oberfläche eintritt (Fraunhofersche Beugungserscheinung). In die Terminologie der Richtantennen übersetzt heisst dies, die Absorptionsfläche des Spiegels ist dann gleich der geometrischen Fläche, bzw. gleich der Projektion der geometrischen Fläche senkrecht auf die Einfallsrichtung der Wellen bei schrägem Einfall.

Die Strahlungsintensität Φ einer beliebigen räumlichen Strahleranordnung lässt sich, unter der Voraussetzung, dass sämtliche Strahlerelemente identisch und gleichgerichtet sind, nach Schelkunoff in der Form darstellen

$$\Phi = \Phi_1 \cdot S^2 \quad (1)$$

Darin bedeutet Φ_1 die Strahlungscharakteristik eines einzelnen Strahlerelementes, im vorliegenden Falle ein flächenhaftes Stromelement, S den sogenannten Raumfaktor, welcher die örtliche Anordnung und die Anregungsbedingungen der einzelnen Strahlerelemente berücksichtigt.

Wir setzen voraus, dass der Spiegel rechteckförmig sei und in der xy-Ebene liege, wobei die Achsen gleichzeitig mit zwei Kanten zusammenfallen sollen.

Der Welleneinfall erfolge in der yz-Ebene unter einem Winkel α gegen die normal auf der Reflexionsebene stehende z-Achse. Die Polarisationsrichtung des Primärfeldes falle mit der x-Achse zusammen. Alle diese Annahmen sind nicht wesentlich für das Ergebnis, vereinfachen aber die Rechnung.

Die Stromfäden verlaufen in der x-Richtung, und man erhält für ein beliebig kleines, rechteckiges Flächenelement ΔF_R im Ursprung (in Kugelkoordinaten, mit üblicher Bezeichnung):

$$\Phi_{10} = \frac{Z_0}{8\lambda^2} (\cos^2 \vartheta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \cdot I_x^2 \cdot \Delta F_R^2 \quad (2)$$

I_x ist die Oberflächenstromdichte und durch die tangentielle Komponente des magnetischen Feldvektors bestimmt:

$$I_x = H_{ot} = 2H_0 \cos \alpha \quad (3)$$

Bei verlustfreier Reflexion wird an der Spiegelebene die tangentielle elektrische Feldkomponente zu Null und die magnetische verdoppelt. H_0 bezieht sich auf die primär einfallende Welle. Da H_{ot} unter den gemachten Voraussetzungen in der y-Richtung verläuft, stellt I_x die total resultierende Flächenstromdichte dar.

Bezeichnet Φ_s die Strahlungsintensität des primären Senderfeldes und d_1 die Entfernung zwischen Sender und Spiegel, so wird

$$H_0 = \frac{E_0}{Z_0} = \frac{1}{d_1} \sqrt{\frac{2\Phi_s}{Z_0}} \quad (4)$$

Die Strahlungsintensität eines Halbwellendipols in der Aequatorebene schreibt sich mit Hilfe des Strahlungswiderstandes R_s im Strombauch und der Strahlungsleistung N_s

$$S = \frac{\sin \left(\frac{n_x \cdot \pi \cdot l_x}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi \right)}{\sin \left(\frac{\pi l_x}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi \right)} \cdot \frac{\sin \left[\frac{n_y \pi l_y}{\lambda} (\sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha) \right]}{\sin \left[\frac{\pi l_y}{\lambda} (\sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha) \right]} \quad (11)$$

Für genügend kleine Flächenelemente $l_x \cdot l_y = \Delta F$ lässt sich auch schreiben

$$S = n_x n_y \cdot \frac{\sin \left(\frac{a \pi}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi \right)}{\frac{a \pi}{\lambda} \sin \vartheta \cos \alpha} \cdot \frac{\sin \left[\frac{b \pi}{\lambda} \sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha \right]}{\frac{b \pi}{\lambda} (\sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha)} \quad (11a)$$

Darin bedeuten a und b die Seitenlänge des Spiegels in der x- und y-Richtung. Damit ergibt sich

$$\Phi = \frac{Z_0 N_s \cos^2 \alpha F_R^2}{8 \pi^2 R_s \lambda^2 d_1^2} (\cos^2 \vartheta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \cdot \frac{\sin \left(\frac{a \pi}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi \right)}{\frac{a \pi}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi} \cdot \frac{\sin \left[\frac{b \pi}{\lambda} (\sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha) \right]}{\frac{b \pi}{\lambda} (\sin \vartheta \sin \varphi - \sin \alpha)} \quad (12)$$

Aus Gleichung (12) ist ersichtlich, dass das Hauptstrahlungsmaximum erwartungsgemäss für $\varphi = \frac{\pi}{2}$ und $\vartheta = \alpha$ auftritt, das heisst, die Hauptreflexion erfolgt unter demselben Gegenwinkel wie der Einfall

$$\Phi_s = \frac{Z_0}{8\lambda^2} I_s^2 \cdot \frac{\lambda^2}{\pi^2} = \frac{Z_0}{8\pi^2 R_s} \cdot N_s \quad (5)$$

Damit wird die Flächenstromdichte

$$I_x = \frac{\cos \alpha}{\pi \cdot d_1} \sqrt{\frac{N_s}{R_s}} \quad (6)$$

und die sekundäre Strahlungsintensität des Flächenelementes im Ursprung

$$\Phi_{10} = \frac{Z_0 \cdot N_s \cdot \cos^2 \alpha}{8 \pi^2 R_s \cdot \lambda^2 d_1^2} (\cos^2 \vartheta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \Delta F^2 \quad (2a)$$

Der Raumfaktor ist für jede Koordinate getrennt zu bestimmen nach

$$S = S_x \cdot S_y \cdot S_z \quad (7)$$

Hierin sind die einzelnen Faktoren gegeben durch

$$S_x = \frac{\sin \left(\frac{n_x}{2} \xi \right)}{\sin \left(\frac{1}{2} \xi \right)} \quad (8)$$

$$\xi = 2 \pi \frac{l_x}{\lambda} \sin \vartheta \cos \varphi - \delta_x \quad (9)$$

n_x ist die Zahl der Flächenelemente in der x-Richtung, l_x der Abstand und δ_x die Phasendifferenz zwischen zwei Flächenelementen, wie sie durch die Anregung gegeben ist. Im vorliegenden Falle ergibt sich nur in der x-Richtung eine Phasenabhängigkeit, S_z ist gleich 1.

$$\text{Mit } \delta_x = \frac{2 \pi}{\lambda} \cdot \Delta l_x = \frac{2 \pi}{\lambda} \cdot l_x \cdot \sin \alpha \quad (10)$$

ergibt sich für den Raumfaktor der Ausdruck:

für das sekundäre Strahlungsfeld des Spiegels eine Strahlungsintensität von

der ebenen Welle, das Strahlenbündel ist aber nun nicht mehr parallel. Es ist dann

$$\Phi_{\max \alpha} = \frac{Z_0 \cdot N_s}{8 \pi^2 R_s \lambda^2 d_1^2} (F_R \cdot \cos \alpha)^2 \quad (13)$$

Die durch den Spiegel am Empfangsort in der Ent-

fernung d_2 hervorgerufene Feldstärke bei freier Ausbreitung ergibt sich damit bei optimaler Einstellung des Spiegels zu

$$E_R = \frac{1}{d_2} \sqrt{2 Z_0 \cdot \Phi_{\max \alpha}} = \frac{60 F_R \cdot \cos \alpha}{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2} \sqrt{\frac{N_s}{R_s}} \quad (14)$$

Mit $R_s = 73 \text{ Ohm}$, $N_s = 25 \text{ Watt}$, $\lambda = 6 \text{ m}$ ergibt

sich numerisch eine Empfangsfeldstärke von

$$E_R = \frac{F_R \cos \alpha}{0,17 \cdot d_1 \cdot d_2} \left[\frac{V}{m} \right] \quad (15)$$

Dieser Wert wurde für die Berechnung der Ersatzspiegel im Kapitel über Verzerrungen durch Mehrwege-Ausbreitung verwendet.

Bibliographie

1. W. Gerber und F. Tank. Ueber die Ausbreitung der Ultrakurzwellen in der Schweiz. In: Probleme des Fernsehens. Vorträge und Diskussionsberichte. I. Internationale Fernseh-Tagung in Zürich, 19. bis 21. September 1938, veranstaltet von der Physikalischen Gesellschaft Zürich. Sonderheft Schweiz. Arch. f. angew. Wissensch. u. Techn. Solothurn 1938.
2. W. Gerber und F. Tank. Höhenstationen und Höhenverbindungen. Techn. Mitt. PTT 1947, Nr. 5, S. 177.
3. Charles R. Burrows. Radio Propagation over Plane Earth — Field Strength Curves. Bell Syst. Techn. J. **16**, 1937, No. 1, p. 45.
4. J.S. McPetrie. The Reflection Coefficient of the Earth's Surface for Radio Waves. J. Inst. Electr. Eng. **82**, 1938, No. 494, p. 214.
5. K.A. Norton. The Calculation of Ground-Wave Field Intensity over a Finitely Conducting spherical Earth. Proc. Inst. Radio Eng. **29**, 1941, No. 12, p. 623.
6. C. Gutton et F. Carbenay. Etude d'un cadre destiné aux mesures d'intensité du champ au voisinage d'une antenne. Ann. des PTT [Paris] 27. année, 1938, n° 1, p. 1.
7. Armig G. Kandoian. Three new Antenna Types and their Applications. Proc. Inst. Radio Eng. **34**, 1946, No. 2, p. 70.
8. Edwin H. Armstrong. A Method of Reducing Disturbances in Radio Signaling by a System of Frequency Modulation. Proc. Inst. Radio Eng. **24**, 1936, No. 5, p. 689.
9. Murray G. Crosby. Frequency Modulation Propagation Characteristics. Proc. Inst. Radio Eng. **24**, 1936, No. 6, p. 898.
10. Murray G. Crosby. Frequency Modulation Noise Characteristics. Proc. Inst. Radio Eng. **25**, 1937, No. 4, p. 472.
11. Murray G. Crosby. The Service Range of Frequency Modulation. RCA Review **6**, 1939/40, No. 3, p. 349.
12. Ulrich Steudel. Ueber Empfindung und Messung der Lautstärke. Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik **41**, 1933, H. 4, S. 116.
13. Murlan S. Corrington. Frequency-Modulation Distortion caused by Multipath Transmission. Proc. Inst. Radio Eng. **33**, 1945, No. 12, p. 878.
14. N. T. Meyers. Nonlinearity in Frequency-Modulation Radio Systems due to Multipath Propagation. Proc. Inst. Radio Eng. **34**, 1946, No. 5, p. 256.
15. Murlan S. Corrington. Frequency Modulation Distortion caused by Common- and Adjacent-Channel Interference. RCA Review **7**, 1946, No. 4, p. 522.
16. F.L.H.M. Stumpers. Interference Problems in Frequency Modulation. Philips Res. Rep. **2**, 1947, No. 2, p. 136.
17. J.S. McPetrie and J.A. Saxton. Some Experiments with Linear Aerials. Wireless Eng. **23**, 1946, No. 271, p. 107.
18. H. L. Kirke. Frequency Modulation: BBC Field Trials. B.B.C. Quarterly **2**, 1946, No. 2, p. 62.
19. M.G. Nicholson. Comparison of Amplitude- and Frequency-Modulation. Wireless Eng. **24**, 1947, No. 286, p. 197.
20. S.A. Schelkunoff. Electromagnetic Waves. New York 1943.
21. FM Standards of Good Engineering Practice as released by the Federal Communications Commission on September 20, 1945. FM and Television **5**, 1945, No. 10, p. 28.

Bern, im September 1947.

Das Telephon an der Schweizer Mustermesse in Basel

Von Walter Schäublin, Basel

654.1 (061.4) (494)

1. Historisches über die Rheinstadt Basel

Im schweizerischen Raume nimmt die Stadt Basel eine ganz eigenartige Stellung ein. Basel ist nicht, wie seine Schwesterstädte, in eine einheitliche Landschaft gebettet, sondern liegt geographisch just an der Grenze zwischen Hochland und Ebene, politisch und kulturell auf jener Scheidelinie, an der nach verschiedenen Lebensgesetzen sich entwickelnde Volksgemeinschaften zusammentreffen und in diesem Berührungspunkte miteinander verbunden bleiben.

Dort, wo der Rhein endgültig seinen Lauf nach Norden nimmt, liegt Basel zu beiden Seiten dieses bedeutsamen europäischen Stromes und eröffnet als erste grosse Siedelung den Reigen jener blühenden Rheinstädte, an die die Kultur des mitteleuropäischen Raumes durch lange Jahrhunderte hindurch gebunden war. Schon im Jahre 1125 wurde in Basel eine feste Brücke über den Rhein gebaut, die auf viele hundert Jahre die einzige blieb zwischen der

Le téléphone à la Foire suisse d'échantillons de Bâle

Par Walter Schäublin, Bâle

654.1 (061.4) (494)

1. Notice historique sur la cité rhénane de Bâle

La ville de Bâle occupe dans le cadre suisse une position tout à fait particulière. Elle ne repose pas comme ses sœurs au sein d'un paisible paysage; elle est située géographiquement juste à la limite entre le haut plateau et la plaine et, politiquement et culturellement, sur la ligne de démarcation de peuples qui se développent selon des conceptions de vie différentes et que ce point de contact unit l'un à l'autre.

Là où le Rhin dirige définitivement son cours vers le nord, Bâle s'étend sur les deux rives du grand fleuve européen; elle fut la première colonie humaine importante de ces parages et montra la voie à ces florissantes cités rhénanes au développement desquelles le progrès de la culture de cette partie de l'Europe centrale fut intimement lié pendant des siècles. En 1125 déjà, on y construisit un pont définitif sur le Rhin qui fut durant de nombreux siècles le seul franchissant le fleuve entre sa source et l'océan.