

Über die Reichweite drahtloser Anlagen
im Wellengebiet von 1 cm bis 20 m

Von der Fakultät für Elektrotechnik
der Technischen Hochschule Darmstadt
zur Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte
D i s s e r t a t i o n

vorgelegt von

Dipl.-Ing. W i l h e l m S t e p p
aus Darmstadt

Berichterstatter: Professor Dr. H. Busch
Mitberichterstatter: Professor Dr. A. Walther

Tag der Einreichung: 13. Juli 1946
Tag der mündlichen Prüfung: 29. März 1947

I. Einführung

Aus der Fülle des bereitstehenden, in langjähriger Arbeit bei der Firma Telefunken gesammelten Stoffes soll in dieser Arbeit die Frage nach der Abhängigkeit der Reichweite drahtloser Nachrichtenverbindungen und der Funkmeßgeräte von der Wellenlänge im Gebiet von 1 cm bis 20 m Wellenlänge herausgegriffen werden. Weitere Fragen, die beim Entwurf von Anlagen auftreten, werden hier nicht behandelt. Sie liefern Zusatzbedingungen, die ohne Einschränkung der Gültigkeit der Ergebnisse dieser Arbeit berücksichtigt werden können. Derartige Zusatzbedingungen sind z.B.:

Begrenzung der Antennenabmessungen, der Geräteabmessungen oder -gewichte, Festlegung der Größe der Antennenbündlung oder der Meßgenauigkeit der Anlagen, Forderung nach geringster Störbarkeit usw.

Die Arbeit ist folgendermaßen gegliedert:

Zu Beginn werden allgemeine Formeln für die Reichweite drahtloser Anlagen hergeleitet. Sodann werden die in das Reichweitengesetz eingehenden Einzelgrößen besprochen und dabei eine Reihe grundlegender Fragen der Hochfrequenztechnik behandelt. Aus diesem Fragenkreis sei genannt:

- 1) Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Gebiet von 1 cm bis 20 m Wellenlänge.

Unter erheblichem Aufwand an theoretischen Arbeiten und an Rechenkräften wurde diese Frage behandelt, und die Ergebnisse wurden durch das Experiment geprüft. Aus der Zahl des Frequenzgebietes erklärt es sich, daß bei vergleichenden Betrachtungen

in dieser Arbeit der Ausdruck "lange Wellen" das Gebiet bezeichnet, in dem noch gelegentlich Reflexionserscheinungen an der Ionosphäre beobachtet werden ($20 \text{ m} \leq \lambda \leq 5 \text{ m}$), während "mittlere Wellen" im Gebiet $5 \text{ m} \leq \lambda \leq 1 \text{ m}$ liegen und "kurze Wellen" Dezimeter- und Zentimeterwellen sind.

2) Ermittlung der am Empfänger auftretenden Mindeststörung

Im Gebiet $\lambda \geq 15 \text{ m}$ sind die Störungen des Nachrichtenverkehrs im allgemeinen durch atmosphärische Störungen, die des Funkmeßbetriebs durch den Telefonie- und Telegrafieverkehr festgelegt. Ein Ausweichen in unbesetzte Frequenzbänder ist im zweiten Fall infolge der relativ großen Bandbreite nicht möglich.

Unterhalb $\lambda = 15 \text{ m}$, in dem Gebiet, in dem keine Reflexion an der Ionosphäre mehr stattfindet, brechen bei wachsender Frequenz diese Störungen fast plötzlich ab. Die Störleistungen gehen im Nachrichtenverkehr auf etwa $1/100$ zurück. Im Funkmeßbetrieb ist der Faktor etwa $1/1000$.

Die Reststörungen aber sind entgegen den Erwartungen nicht durch das ^{Wärmerauschen} oder den inneren Störpegel des Raumes, sondern durch ^{eine} Störstrahlung festgelegt, die im wesentlichen aus der Milchstraße einfällt. Die Amplitude dieser Störung fällt mit fallender Wellenlänge und verschwindet bei $\lambda = 2 \text{ m}$ im inneren Störpegel.

Bei weiter fallender Wellenlänge, heute noch unterhalb $\lambda = 2 \text{ m}$, steigen die inneren Störungen durch Kreis- und Röhrenrauschen auf Grund technischer Schwierigkeiten im Röhrenbau mit wachsender Frequenz wieder an. Die Höhe des Störpegels für Wellenlängen über $\lambda = 20 \text{ m}$ war seit einigen Jahren vermessen, für kürzere Wellenlängen wurde er in Deutschland erstmalig von uns entdeckt und untersucht.

3) Bestimmung der günstigsten Bandbreiten der Anlagen.

Größtmögliche Reichweite erfordert günstigstes Rauschverhältnis; d.h. die Bandbreiten der Anlagen sind so zu wählen, daß das Verhältnis aus Nutz- und Störleistung ein Maximum wird.

Die günstigste Bandbreite ist vom Spektrum des zu übertragenden Zeichens abhängig. Für Sonderfälle, nämlich für die Übertragung von Impulsen, werden einige Rechnungen durchgeführt. Eine abschließende Behandlung der Frage fehlt noch. Insbesondere bedarf die Behandlung des Empfangs modulierter Impulse, die auf noch nicht tabellierte Funktionen führt, gründlicherer Untersuchung. Die hier durchgeführten Rechnungen zu dieser Frage lehnen sich an bisher ausgeführte Gerätedimensionierungen an.

4) Aufnahme von Empfangs- bzw. Reflexionsdiagrammen von Dipolantennen.

Die Empfangsdiagramme von linearen Strahlern sind weder experimentell noch theoretisch in ausreichendem Maße bekannt. Die Diagramme wurden daher im Bereich $5/16 \leq l/\lambda \leq 64/16$ in Schritten von $\lambda/16$ experimentell aufgenommen und zur Klärung weiterer Fragen herangezogen. Die Länge der Strahler ist $2l$.

5) Bestimmung der Reflexionsdiagramme starrer Körper und einer Maßzahl für die Größe der mittleren reflektierten Leistung.

Die Reflexionsdiagramme kompliziert aufgebauter Körper und ihre mittlere reflektierte Leistung werden in Abhängigkeit von der Wellenlänge experimentell ermittelt und empirisch gefundene Formeln für die relative, am Ziel zerstreute Leistung angegeben. Besonders sorgfältig wurden Flugzeuge vermessen, die durch eine einzige Zahlenangabe in ihrem mittleren Rückstrahlverhalten festgelegt wurden, da sie einen definierten Aufbau besitzen und Punktziele darstellen. Errechnete Werte für geometrisch einfache Körper ergänzen diesen Abschnitt.

6) Weitere im einzelnen hier nicht mehr aufzuzählende Beobachtungen und Messungen ergänzen die Arbeit.

Am Schluß werden unter Berücksichtigung der großen Zahl verschiedenartiger Gesetze und Naturerscheinungen die Gleichungen zusammengestellt, welche die Reichweite von Nachrichtenverbindungen und von Funkmeßgeräten bestimmen, an Hand einiger Zahlenbeispiele und Kurven näher erläutert und diejenigen Wellenlängen ermittelt, die bei gegebenem Geräteaufwand, d.i. bei gegebenen Geräteleistungen und Antennengrößen, die größte Reichweite liefern.

Dabei zeigt es sich, daß es keine "günstigste Wellenlänge" schlechthin gibt, sondern daß ihre Größe mit wachsendem Geräteaufwand anwächst. Mit anderen Worten heißt dies, daß die günstigste Wellenlänge um so größere Werte annimmt, je größer die Entfernung ist, die mit geringstem Aufwand überbrückt werden soll.

Zwei Paare von Sondergebieten zeichnen sich bei diesen Betrachtungen besonders deutlich ab und zeigen verschiedene z.T. sogar gegenläufige Abhängigkeiten der Reichweite von der Wellenlänge. Es sind dies einmal das Gebiet diesseits der optischen Sicht und das Gebiet jenseits der Grenze der optischen Sicht, und zum andern das Gebiet in unmittelbarer Bodennähe und das Gebiet großer Höhen.

Bei der Untersuchung der Abhängigkeit der Reichweite von der Wellenlänge ergeben sich zwangsläufig auch die "Reichweitekurven" der Anlagen, d.i. die Abhängigkeit der Reichweite von den Aufstellungshöhen von Geräten bzw. Zielen. In den ersten Jahren der Funkmeßtechnik war deren Einfluß zu wenig bekannt. Diese Tatsache gab Anlaß zu folgeschweren Fehlentscheidungen.

Während die Reichweite bei vertikaler Polarisation und Wellenlängen über 50 m in dem im allgemeinen zur Verfügung stehenden Höhenbereich praktisch unabhängig von der Aufstellungshöhe der Geräte ist, besteht ein erheblicher Einfluß bei horizontal polarisierten und bei vertikal polarisierten kurzen Wellen.

Die z.Zt. zur Verfügung stehenden Versuchsergebnisse werden z.T. zur Bestimmung der Konstanten, die im Reichweitegesetz auftreten, herangezogen und dienen zum anderen Teil zur Prüfung der theoretischen Ergebnisse.

G l i e d e r u n g .

	Seite
I. <u>Einführung</u>	1
<u>Gliederung</u>	5
II. <u>Theorie und Unterlagen für die Geräteplanung</u>	9
A. <u>Kurze Beschreibung der verwendeten Geräte und Bezeichnungen</u>	9
B. <u>Zusammenstellung der Bezeichnungen</u>	11
C. <u>Definition der Bestimmungsstücke des Reichweite- gesetzes</u>	12
D. <u>Ableitung einer Reichweiteformel für Nachrichten- verbindungen und für Funkmeßgeräte, falls Sender und Empfänger den gleichen Aufstellungsort besitzen</u>	13
E. <u>Ableitung von Näherungsbeziehungen für die Reich- weite</u>	15
1. Kleine Entfernungen, geringe Höhen und Aus- schluß des Gebietes langer vertikal polari- sierter Wellen	15
2. Strahlung in den freien Raum	16
3. Empfang oder Beobachtung jenseits der Grenze der optischen Sicht	17
F. <u>Ableitung einer zweiten Reichweiteformel für Funk- meßgeräte und den Fall, daß das Ziel durch einen kurzen Ersatzdipol dargestellt wird</u>	18
G. <u>Beziehung zwischen Ersatzdipolzahl und der Abmes- sung eines kurzen Ersatzdipols</u>	20

	Seite
H. <u>Reichweite von Anlagen, bei denen Sender und Empfänger in größerer Entfernung voneinander aufgebaut sind</u>	20
J. <u>Reichweite für den Fall, daß sich das Ziel nicht im Maximum der Antennencharakteristik befindet</u>	23
K. <u>Untersuchung der einzelnen Bestimmungstücke und ihres Einflusses auf die Reichweite</u>	24
1. Die Senderleistung	24
2. Empfangsgrenzleistung (Störpegel, Empfindlichkeit und optimale Bandbreite)	25
3. Empfangsgrenzleistung bei geringer Impulsfrequenz	39
4. Absorptionsfläche einer Antenne	41
5. Der Aufwand	42
6. Der Ausbreitungsfaktor (Reichweite in Abhängigkeit von der Wellenlänge sowie von den Geräte- und Zielhöhen)	43
7. Die Ersatzdipolzahl und der Rückstrahlquerschnitt verschiedener Reflektoren	54
a) Flugzeug	56
b) Dipolhaufen	62
c) Meeresoberfläche	65
d) Ionisierte Gase	70
e) Einfachere Körper (Kugel, Platten, Tripel- spiegel)	71
III. <u>Meß- und Beobachtungsergebnisse</u>	72

	Seite
A. <u>Verschiedene Beobachtungsergebnisse</u>	72
1. Die Außenstörungen	72
2. Reflexion am Meeresspiegel (Seeschlange)	73
3. Siderisches Rauschen	75
4. Reflexion an der Ionosphäre	76
5. Kurzzeitig auftretende Scheinziele	78
6. Strahlenbrechung in der Troposphäre	79
7. Streuung der Werte der wahren Reichweite	80
8. Reflexion an Wolken	81
9. Scheinziele über Wasser	82
10. Rauigkeit der Meeresoberfläche'	82
11. Reichweiteschwund im Dezimeter- und Zentimeter- wellenbereich bei großen Entfernungen	84
B. <u>Über das Zielverhalten</u>	85
1. Schwankungen der Zielamplitude bei feststehender Polarisationsrichtung der elektrischen Feld- stärke	85
2. Polarisationsdrehung bei Reflexion	86
3. Abhängigkeit der Reflexionskennlinie von der Polarisationsrichtung	87
C. <u>Erprobung ausgeführter Anlagen (Versuchsergebnisse)</u>	88
1. Geräte mit langen Wellen	88
(20 m \cong λ \cong 10 m) (Gerätegruppe 1)	
2. Geräte auf mittlerer Welle	88
(λ = 2,4 m) (Gerätegruppe 2)	
3. (Geräte auf kurzer Welle)	88
(80 cm \cong λ \cong 9 cm) (Gerätegruppe 3 bis 5)	

	Seite
IV. <u>Zusammenfassung der Ergebnisse und Ermittlung der günstigsten Wellenlänge</u>	101
A. <u>Zusammenstellung allgemein gültiger Gesichtspunkte</u>	102
B. <u>Ermittlung der günstigsten Wellenlänge</u>	104
1. Ausbreitung der elektromagnetischen Strahlung in freien Raum	
2. Ausbreitung über dem Erdboden bei kleinen Ent- fernungen, kleinen Geräte- und Zielhöhen und bei Ausschluß vertikal polarisierter langer Wellen	
3. Ausbreitung jenseits der Grenze der optischen Sicht	
4. Reichweite in Abhängigkeit vom Aufwand für ver- schiedene Wellenlängen	
5. Schrifttum	
V. <u>Mathematische Ableitungen</u>	114
A. <u>Beziehung zwischen Ersatzdipolzahl und Rück- strahlquerschnitt</u>	115
B. <u>Ersatzdipolzahl von Düppeln</u>	116
C. <u>Beziehung zwischen Störfeldstärke und Störleistung</u>	117
D. <u>Beziehungen aus dem Gebiet der Impulstechnik</u>	120
1. Frequenzspektrum	
2. Kurvenform nach Beschneidung des Frequenzbandes	
3. Das Störverhältnis	

II. Theorie und Unterlagen für die Geräteplanung.

A) Kurze Beschreibung der verwendeten Geräte und Bezeichnungen.

Alle Geräte, mit denen die folgenden Messungen ausgeführt wurden, bestehen grundsätzlich aus einem Sende- und einem Empfangsteil. Zur Sendeeinrichtung zählen drei Stufen: ein Steuergenerator MG niedriger Frequenz (etwa 25 Hz bis 7500 Hz), ein Impulsgenerator IG zur Erzeugung kurzer Spannungstöße (im folgenden Gleichstromimpulse genannt) und ein Hochfrequenzsender S großer Leistung (Zahlenangabe Tabelle 1). Der Empfangszweig besteht aus einem Verstärker V mit Hochfrequenz-, Misch-, Zwischenfrequenz-, Gleichrichter- und Niederfrequenzstufen sowie dem Anzeigegerät O.

Sende- und Empfangszweig können gemäß Bild 1 ohne irgendeine Verbindung räumlich sehr weit voneinander aufgestellt sein, oder sie können immer noch mit getrennter Sende- und Empfangsantenne A_s und A_E dicht nebeneinander stehen. In den meisten Fällen jedoch benutzt man nach Bild 2 für beide Zweige eine gemeinsame Antenne A (Simultanbetrieb). Zum Schutz des Empfängers vor der hohen Senderspannung und zur Verriegelung falschen Energieflusses werden verschiedene Maßnahmen benutzt, auf die im einzelnen jedoch nicht näher eingegangen werden kann.

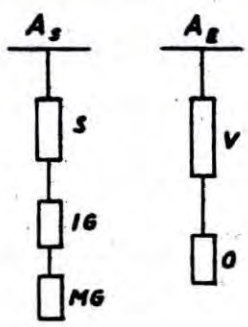


Bild 1

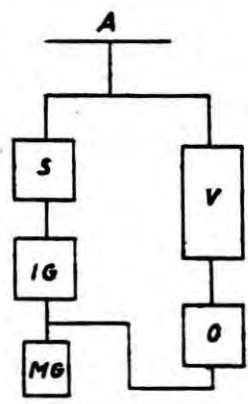


Bild 2

Der Betrieb und die Wirkungsweise einer solchen Anlage entspricht dem aus der Akustik bekannten Echolot. Der Generator MG erzeugt Sinusschwingungen deren Frequenz - im folgenden Ablenkfrequenz f genannt - die Größe des Entfernungsbereiches e_M festlegt

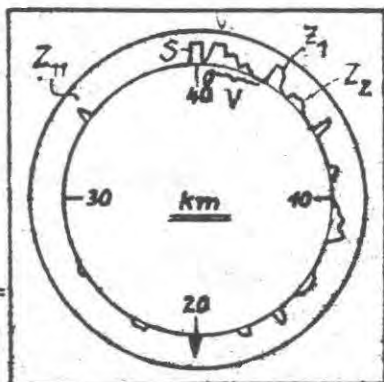
Bei jedem zweiten Nulldurchgang dieser Schwingung wird von dem Impuls-generator IG ein kurzer rechteckiger Spannungstoß ausge-
 1884 (Bild S. 121). Die Länge τ dieses Gleichstromimpulses liegt
 bei einer bis einigen Mikrosekunden. Genaue Zahlenwerte können
 der Tab. 26 entnommen werden. Diese Impulse werden einem Hochfre-
 quenzsender S zugeführt, so daß dieser während des Impulses
 schwingt. Seine Schwingungsform wird als Hochfrequenzimpuls be-
 zeichnet. Wird die Energie der Antenne A zugeführt, so hat jeder
 ausgesandte Wellenzug eine Länge $c\tau$, wobei c die Lichtgeschwin-
 digkeit und τ die Impulslänge ist.

Werden nun die Wellen an einem Zielobjekt reflektiert, so
 trifft das Echo um eine bestimmte Zeitdifferenz später am Empfänger
 ein als der direkte Senderimpuls. Alle ankommenden Impulse werden
 mit dem Verstärker, dessen Bandbreite Δ ungefähr gleich der resi-
 prakten Impulslänge ist, verstärkt und in dem direkt nach Entfer-
 nungen geeichten Anzeigegerät sichtbar gemacht. Auf Anregung des
 Verfassers benutzt man hierzu meist einen Kathodenstrahl-oscillo-
 graphen mit kreisförmiger Ablenkung, dessen Ablenkspannung gemäß
 Bild 2, wenn möglich, vom Generator MG synchronisiert wird. Wo
 dies durch eine räumliche Trennung nicht möglich ist, wird der
 direkt einfallende Senderimpuls zur Synchronisierung benutzt.
 So erscheint ähnlich Bild 3 in einem stehenden Bild zunächst bei
 der Entfernung 0 der Senderimpuls. Es folgt das von unvermeidlich
 Anschwingvorgängen herrührende "Vorgebirge". Dann kommen in
 wachsenden Entfernungen Echos, die von Gebäuden, Baumgruppen, Ber-
 gen, Luftzielen und dgl. kommen. Die Größe des Meßbereichs

$$e_M = \frac{c}{2\Delta}$$

ist durch die Impulsfrequenz gegeben. Befinden sich Ziele in grös-
 serer Entfernung als e_M , so wird die Anlage mehrdeutig, da alle
 Ziele im Bereich von 0 bis e_M aufgezeichnet werden.

Dieser Empfangskanal
 wird "Übersichtszweig",
 das Anzeigegerät O
 "Übersichtsröhre" ge-
 nannt.
 Das Gerät "Würzburg"
 besass noch einen, zum
 Übersichtszweig paral-
 lel angeordneten "Mess-
 zweig".



Anzeigegerät O
 für einen Entfernungsbe-
 reich 0-40 km mit Sende-
 impuls S, Vorgebirge V
 und Zielamplituden Z_1

Bild 3

B. Zusammenstellung der verwendeten Zeichen.

- e = Entfernung (Sender-Empfänger) bei Nachrichtenverbindungen bzw. (Gerät-Ziel) bei Funkmeßgeräten.
- r = Reichweite der Anlage
- N_s = Senderleistung
- N_e = am Empfängereingang zur Verfügung stehende Leistung
- N_{egr} = Empfangsgrenzleistung
- v = Empfindlichkeit des Empfängers
- b = seine Bandbreite
- F = Absorptionsfläche der Antenne
- K = Aufwand
- A = Ausbreitungsfaktor
- z = Ersatzdipolzahl
- Q_r = Rückstrahlquerschnitt
- h_1 = Aufbauhöhe des Senders
- h_2 = Aufbauhöhe des Empfängers
- h_1 = Aufbauhöhe von Sender und Empfänger
- h_2 = Zielhöhe
- k = Boltzmannsche Konstante
- T = absolute Temperatur
- τ = Impulsbreite
- 2l = Dipollänge
- Z_D = Wellenwiderstand des Dipols
- R_D = Scheinwiderstand des Dipols
- R_e = Strahlungswiderstand des Dipols
- \bar{S} = Leistungsdichte der elektromagnetischen Strahlung
- E_{fr} = Feldstärke bei Ausbreitung im freien Raum
- E_{rel} = relative Feldstärke (Definition S. 47)
- f = Frequenz
- ω = $2\pi f$ = Kreisfrequenz
- Ω = Kreisfrequenz der Trägerwelle oder
- Ω = räumlicher Winkel
- r(h) = Reichweitenkurve, d.i. die Reichweite in Abhängigkeit von Empfänger- oder Zielhöhe
- ↑ = vertikale Polarisation
- = horizontale " "
- ↕ = Kurzzeichen für Polarisation
- σ = Seitenwinkel
- γ = Höhenwinkel gegen die Horizontale

C) Definition der Bestimmungsstücke des Reichweitengesetzes.

Die Reichweite r ist die maximale Entfernung, bei der gerade noch ein Betrieb durchgeführt werden kann. Bei weiterer Steigerung der Entfernung ist das Empfangszeichen im Störrauschen nicht mehr zu erkennen.

Die Senderleistung eines Funkmeßgerätes N_s ist der Effektivwert der Leistung während der Impulsdauer.

Die Empfangsgrenzleistung N_{egr} ist die Leistung, die am Empfangsereingang an der Grenze der Erkennbarkeit zur Verfügung steht.

Die Absorptionsfläche F einer Antenne ist die senkrecht zur Strahlungsrichtung stehende Fläche, durch welche eine ebene, ungestörte elektromagnetische Welle ebenso viel Leistung transportiert wie durch die Antenne maximal, also bei Anpassung, dem Feld entzogen werden kann.

Der Aufwand K ist durch folgende Beziehungen definiert:

$$K^4 = \frac{N_s}{N_{egr}} \cdot F_s \cdot F_e \quad \text{oder im Simultanbetrieb:}$$
$$F_s = F_e = F$$

$$K^4 = \frac{N_s}{N_{egr}} \cdot F^2$$

Der Ausbreitungsfaktor A ist das Verhältnis der tatsächlich auftretenden Feldstärke bei Ausbreitung über einem reflektierenden Medium (Boden, Wasser) zu der Feldstärke, die in der gleichen Entfernung auftritt, falls die Ausbreitung im freien Raum erfolgt ($2 \leq A \leq \infty$).

Die Ersatzdipolzahl z eines Zieles gibt an, wieviel mehr Energie das Ziel reflektiert als ein einzelner, zur elektrischen Feldstärke parallel orientierter, abgestimmter Dipol, der im Kurzschluss arbeitet.

Der Rückstrahlquerschnitt Q_r eines Zieles ist die senkrecht zur Strahlungsrichtung stehende Fläche, durch die die am Ziel ankommende Welle ebenso viel Leistung transportiert, wie ein Kugelstrahler aussenden müßte, der am Empfangsort die Rückstrahlenergie anliefert.

Die Empfindlichkeit v einer Empfangsanlage gibt an, wieviel mal die Störung grösser ist als die durch Naturgesetz gegebene minimale, nämlich die des Wärmerauschens der Antenne bei Zimmertemperatur allein ($v \geq 1$).

Die Boltzmannsche Konstante hat den Wert

$$k = 1,375 \cdot 10^{-23} \text{ Wattsec} \cdot \text{Grad}^{-1}$$

Für eine mittlere Temperatur $t = 18^{\circ}$ Cel. wird

$$kT = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Watt Hz}^{-1}$$

Der Effektivwert der Feldstärke bei Strahlung im freien Raum errechnet sich für eine Rundstrahlantenne und eine Sendeleistung $N_s = 1 \text{ KW}$ aus:

$$(10) \quad E_{\text{eff}} = \frac{2,12 \cdot 10^5}{r(\text{km})} \text{ } \mu\text{V/m}$$

D) Ableitung einer Reichweiteformel für Nachrichtenverbindungen und für Funkmessgeräte, falls Sender und Empfänger den gleichen Aufstellungsort besitzen.

An einem Empfänger steht in der Entfernung e vom Sender die Empfangsenergie

$$(1) \quad N_e = N_s \frac{F_s F_e}{\lambda^2 e^2} A^2$$

zur Verfügung. Eine kurze Betrachtung soll Gl. (1) zunächst plausibel machen. Ihre Ableitung findet sich in [2]. Definitionsgemäss ist die von einer Empfangsantenne mit der Absorptionsfläche F_e maximal, d.h. bei Anpassung, aus einer ebenen Welle entnommene Leistung:

$$N_e = \mathcal{N} F_e .$$

Dabei ist \mathcal{N} die Leistungsdichte an der Empfangsantenne, die bei Ausbreitung im freien Raum proportional der Sendeleistung und umgekehrt proportional dem Quadrat der Entfernung sein muss. Das Verhältnis der Leistungsdichten bei Ausbreitung über einem reflektierenden Boden, zu denen bei Ausbreitung im freien Raum ist definitionsgemäss A^2 .

Schließlich ist die Leistungsdichte σ noch proportional der Bündelung der Sendeantenne und damit proportional $\frac{F_s}{\lambda^2}$. Dabei ist F_s die Absorptionsfläche der Sendeantenne.

Auf Grund des Reziprozitätstheorems gilt für dieselbe Richtantenne am selben Klemmenpaar $F_s = F_e$. Dabei wird die Forderung der Anpassung im Sendefall sinnlos, denn ihre Charakteristik ist unabhängig davon.

Mit der Empfangsgrenzleistung $N_e = N_{egr}$ ergibt sich aus (1) unmittelbar die Reichweite einer Nachrichtenverbindung zu:

$$(1a) \quad r = \frac{K^2}{\lambda} A$$

Die Reichweite eines Funkmeßgerätes ergibt sich aus (1) wie folgt:

Ersetzt man das Ziel durch eine Zahl z von abgestimmten, statistisch über einen gewissen Bereich mit gleicher Wahrscheinlichkeitsdichte verteilten, zum elektrischen Feldstärkevektor parallel gerichteten Dipolen, die die Energie absorbieren und zerstreuen, so wird für ein Funkmeßgerät mit der Absorptionsfläche eines $\lambda/2$ -Dipols $F_d = 3/8 \pi \lambda^2$ die vom Einzeldipol bei Anpassung absorbierte Leistung:

$$N_d = N_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2 e^2} A^2$$

Da der Dipol nicht angepaßt ist, sondern im Kurzschluß arbeitet, wird der Strom verdoppelt, die umgesetzte Leistung vervierfacht:

$$N_{dk} = 4 N_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2 e^2} A^2$$

Diese Leistung strahlt jeder der z Ersatzdipole aus. Am Empfangsort steht daher im Mittel die Leistung zur Verfügung:

$$N_e = 4 z N_s F_s F_e \frac{F_d^2}{\lambda^4} \left(\frac{A}{e}\right)^4 = \frac{9}{16\pi^2} z N_s F_s F_e \left(\frac{A}{e}\right)^4$$

$$(2) \quad N_e \approx \frac{1}{16} z N_s F_s F_e \frac{A^4}{e^4}$$

Mit der Empfängergrenzleistung N_{egr} gilt daher für die Reichweite r :

$$r^4 = \frac{1}{16} z \frac{N_s}{N_{egr}} F_s F_e A^4$$

Die Reichweite einer Funkmeßverbindung genügt also der Formel:

(3)

$$r = 0,5 \sqrt[4]{z} K A$$

Wird z durch den "Pückstrahlquerschnitt" Q_r (vgl. VA) ersetzt

$$z = \frac{4\pi}{9} \frac{Q_r}{\lambda^2}$$

so geht Gleichung (3) über in:

(3a)
$$r = 0,54 \frac{\sqrt[4]{Q_r}}{\sqrt{\lambda}} K A$$

Die vom Ziel an der Reichweitengrenze reflektierte Leistung:

Für Simultanbetrieb entnimmt man aus obigen Gleichungen:

$$N_d = P_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2 r^2} A^2 ; \quad 4 z N_d = 4 z N_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2 r^2} A^2$$

$$N_{egr} = 4 z P_d \frac{F_d F_e}{\lambda^2 r^2} A^2 ; \quad 4 z N_d = N_{egr} \frac{\lambda^2 r^2}{F_d F_e} \frac{1}{A^2}$$

(4)
$$N_{Ziel} = 4 z N_d = 2 \sqrt{z} \sqrt{P_s N_{egr}}$$

E) Ableitung von Näherungsbeziehungen für die Reichweite:

In drei Grenzfällen werden einfache Näherungsgleichungen für den Ausbreitungsfaktor A abgeleitet, die zu übersichtlicheren Reichweiteformeln führen.

1. Kleine Entfernungen, geringe Ziel- und Gerätehöhen $\frac{h}{e} \ll 1$, horizontale oder kurze, vertikal polarisierte elektromagnetische Wellen ($\lambda \leq 1 \text{ m}$).

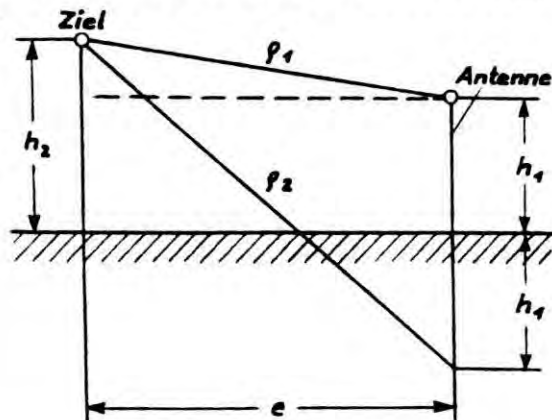


Bild 4

Geometrische Beziehungen bei kleinen Entfernungen.

$$\varrho_1^2 = e^2 + (h_2 - h_1)^2$$

$$\varrho_2^2 = e^2 + (h_2 + h_1)^2$$

$$(\varrho_2^2 - \varrho_1^2) = (\varrho_2 - \varrho_1)(\varrho_2 + \varrho_1) \approx (\varrho_2 - \varrho_1) 2e = 4h_1 h_2$$

$$\varrho_2 - \varrho_1 = 2 \frac{h_1 h_2}{e}$$

Der Strecke entspricht ein elektrischer Phasenunterschied von

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2 \frac{h_1 h_2}{e}$$

Bei den unter 1. gemachten Voraussetzungen gilt für den Reflexionskoeffizienten näherungsweise: $R = -1$. □

Dann addieren sich direkter und reflektierter Strahl zu:

$$E_{\text{res}} = 2E \sin \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{e}$$

Daher wird der Ausbreitungsfaktor:

$$(5) \quad A = 2 \sin \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{e}$$

Wird außerdem noch $\frac{2\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{e} \ll 1$, so gilt:

$$(5a) \quad A \approx \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_1 h_2}{e}$$

(5a) eingesetzt in (3) ergibt für die Reichweite bei geringer Ziel- und Gerätehöhe mit $R = -1$:

$$(3b) \quad r = 2,5 \sqrt[3]{z \sqrt{K} \sqrt{\frac{h_1 h_2}{\lambda}}}$$

2. Strahlung in den freien Raum oder große Zielhöhe bei geringer Entfernung.

Falls die Strahlung durch den freien Raum erfolgt, ist der Ausbreitungsfaktor konstant ($A = 1$).

Bei horizontaler Abstrahlung und großer Zielhöhe schwankt A zwischen den Werten 0 und 2. Man rechnet im Funkmeßbetrieb zweckmäßigerweise mit einem mittleren Wert $A = 1$ oder für die Maximalreichweite mit $A = 2$, einem Wert, der häufig, aber nicht immer voll

erreicht wird. Wenn der von der Strahlung zurückzulegende Weg sich nicht laufend ändert, kann natürlich auch der strenge Wert für A eingesetzt werden.

Die Reichweite eines Funkmeßgerätes wird unter diesen Bedingungen:

$$(3c) \quad r = (0,5 \text{ bis } 1) \sqrt[4]{z} K.$$

Der Faktor 1 entspricht $A = 2$. Er liefert die Entfernung, bei der das Ziel erstmalig erfaßt wird. Es verschwindet dann aber bei fallender Entfernung wieder über eine größere Strecke, um bei noch kleinerer Entfernung erneut aufgefaßt zu werden.

Der Faktor 0,5 entspricht $A = 1$. Das Ziel wird meist früher erfaßt, als es die Rechnung liefert, verschwindet aber nur noch selten in den dann nur noch schmalen Feldstärkesätteln (vgl. II K6).

3. Das Zielgebiet liegt hinter der Grenze der optischen Sicht.

Im Gebiet jenseits der optischen Sicht fällt die Feldstärke angenähert exponentiell mit der Entfernung. Es gilt:

$$E = E_1 \frac{e^{-Br}}{\sqrt{r}}$$

und für den freien Raum:

$$E_{fr} = E_2 \frac{1}{r}$$

Dann wird $A = C \frac{\sqrt{r}}{e^{-Br}}$ mit $C = \frac{E_1}{E_2} = C(\lambda; \uparrow; h_1; h_2)$.

E_2 ist durch Gl.10 gegeben, E_1 kann aus den Kurven des Feldstärkeatlases errechnet werden. (Siehe Seite 44 u. [7]).

In (3) eingesetzt ergibt:

$$e^{Br} = \frac{0,5 C}{\sqrt{r}} \sqrt[4]{z} K$$

Nach [7] gilt streng $E = \text{const.} \frac{e^{-Br}}{\sqrt{r}}$. Mit ausreichender Näherung kann hier für große Entfernungen \sqrt{r} im Nenner \sqrt{r} unberücksichtigt bleiben, da dort e^{-Br} den Feldstärkeverlauf im wesentlichen bestimmt.

$$(3d) \quad r = \frac{1}{B} \cdot (C_1 + \ln \sqrt[4]{z} K)$$

Besitzen zwei nebeneinander stehende Geräte, die auf gleicher Wellenlänge arbeiten, verschiedenen Aufwand Σ , so errechnet sich

der Unterschied ihrer Reichweiten aus:

$$e^{\beta(r_2 - r_1)} = e^{\beta \Delta r} = \frac{K_2}{K_1}$$

$$\Delta r = \frac{1}{\beta} \ln \frac{K_2}{K_1}$$

Aus (2b) und (3c) dagegen ergibt sich:

$$\frac{r_2}{r_1} = \left(\frac{K_2}{K_1} \right)^n$$

d.h. bei Änderung des Aufwandes wächst die Reichweite innerhalb der einzusehenden Gebiete mit einer Potenz des Aufwandverhältnisses, jenseits der Grenze der optischen Sicht dagegen liefert ein gegebenes Aufwandverhältnis nur eine feste Gewinnstrecke, der relative Reichweitengewinn wird schnell gering.

F. Ableitung einer zweiten Reichweiteformel für Funkmeßgeräte.

Das Ziel werde durch einen kurzen Ersatzdipol dargestellt.

Falls die Zielabmessungen in Richtung des elektrischen Feldstärkevektors kleiner als die halbe Wellenlänge werden, bietet es Vorteile, das Ziel durch einen kurzen Dipol von der Länge $2l \ll \frac{\lambda}{2}$ darzustellen. "Kurz" bedeutet hier klein gegen die halbe Wellenlänge.

Bekanntlich ist in diesem Fall:

$$1. R_s = 80 \pi^2 \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda} \right)^2 \quad [\text{Ohm}]$$

$$2. E = 60 \pi \frac{h_{\text{eff}} J \quad [\text{Amp}]}{\lambda r \quad [\text{m}]} = 6,7 \frac{\sqrt{N_s \quad [\text{Watt}]}}{r \quad [\text{m}]} \quad [\text{V/m}]$$

$$3. \gamma = \frac{E^2 \quad [\text{Volt/m}]}{120 \pi} \quad [\text{Watt m}^{-2}]$$

$$4. N_e = N_s \frac{F_s F_e}{\lambda^2 r^2} = \gamma F_e$$

Falls die Dipollänge $2l < \frac{\lambda}{2}$ ist, gilt mit guter Näherung:

$$5. h_{\text{eff}} = l$$

Näherungsweise benutzt man in der Praxis die Formel für den Scheinwiderstand des Dipols

$$6. R_d \approx -j Z_d \cotg \frac{2\pi}{\lambda} l \approx -j \frac{Z_d}{2\pi} \frac{\lambda}{l}$$

da der durch den Strahlungswiderstand R_s gegebene Wirkwiderstand klein gegen den Blindwiderstand ist. Damit wird:

a) Vom Sender am Ort des Dipols erzeugte Feldstärke mit (4):

$$E_1^2 = 120\pi \frac{F_s N_s}{\lambda^2 r^2}$$

b) Die E.M.K. im Dipol:

$$E = E_1 h_{\text{eff}} = E_1 l$$

c) Der Strom im Dipol:

$$J_d = \frac{E}{Z_d} = 2\pi \frac{E_1 l}{Z_d \lambda}, \text{ da } R_s \ll |Z_d|$$

d) Am Empfangsort vom Dipolstrom erzeugte Feldstärke mit 2.

$$E_2 = 60\pi \frac{l}{r\lambda} 2\pi \frac{E_1 l}{Z_d \lambda}$$

und mit a)

$$E_2 = 120\pi^2 \frac{1}{r Z_d} \frac{l^3}{\lambda^2} \sqrt{120\pi} \frac{\sqrt{F_s N_s}}{\lambda r}$$

e) Zur Verfügung stehende Empfangsleistung:

$$P_e = \sigma F_e = \frac{E_2^2}{120\pi} F_e = (120\pi^2)^2 \frac{1}{r^4 Z_d^2} F_s F_e N_s \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6$$

f) Reichweite mit der Empfangsgrenzleistung N_{egr} :

$$r^4 = \left(\frac{120\pi^2}{Z_d}\right)^2 \frac{N_s}{N_{\text{egr}}} \times F_s F_e \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6$$

Nun ist:

$$\left(\frac{120\pi^2}{Z_d}\right)^2 \approx \left(\frac{120\pi^2}{200}\right)^2 = 5,9^2 = 35$$

dabei ist $Z_0 = 200$ Ohm ein Wert für einen mittleren Drahtdurchmesser. Also wird:

$$(3e) \quad r = 2,4 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^{3/2} \text{ K A}$$

G) Beziehung zwischen Ersatzdipolzahl und der Abmessung eines kurzen Ersatzdipols.

Es gilt

$$r^4 = \frac{1}{16} z K^4$$

$$r^4 = 35 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6 K^4$$

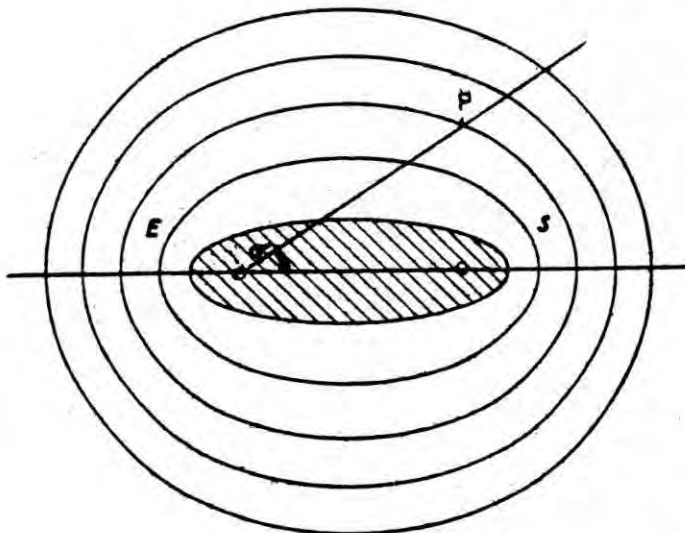
$$(6) \quad \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6 = \frac{1}{560} z$$

$$\frac{l}{\lambda} = 0,35 z^{1/6}$$

E) Die Reichweite von Funkmeßanlagen, bei denen Sender und Empfänger in größerer Entfernung voneinander aufgebaut sind.

Stehen in einer Funkmeßanlage nur ein einziger Sender und in größerem Abstand von ihm mehrere Empfangsanlagen zur Verfügung, so ergibt sich folgendes Meßverfahren.

Der vom Sender direkt einfallende Impuls dient zur Synchronisierung der Empfangsanlagen. Gemessen wird die Zeitspanne zwischen dem Eintreffen des von einem Ziel reflektierten und des direkt einfallenden Impulses. Sie ist proportional der Wegdifferenz aus (Sender-Ziel-Empfänger) und (Sender-Empfänger). Der geometrische Ort aller zu einer festen Wegdifferenz gehörenden Punkte ist eine Ellipse, deren Brennpunkte Sender- und Empfänger-aufbauort sind. Der Ellipsenparameter wächst mit wachsender Wegdifferenz.



Konstruktion des Zielortes, falls Sende- und Empfangsanlage eines Funkmeßgerätes in größerer Entfernung voneinander aufgebaut sind.

Bild 5

Wird diese am Empfangsort gemessen, und gleichzeitig von hier aus die Richtung des Zieles gepeilt, so ist durch beide Angaben der Ort des Zieles eindeutig bestimmt (s. Bild 5). Wird die Laufzeitdifferenz kleiner als die Impulsdauer, so können beide Impulse nicht mehr getrennt werden; das bedeutet, es gibt eine kleinste Ellipse, auf deren Fläche die Messanordnung versagt. (Tote Ellipse). (Im Bilde schraffiert).

Die Reichweitenkurven.

Entsprechend der Ableitung im Abschnitt II D ergibt sich hier, falls die Entfernung Sender-Ziel mit e_1 , der Ausbreitungsfaktor für diese Strecke mit $A_1 (h_1'; e_1; h_2)$, entsprechend die Entfernung Ziel-Empfänger mit e_2 und der Ausbreitungsfaktor für diese Strecke mit $A_2 (h_2'; e_2; h_1)$, die Aufbauhöhe des Senders mit h_1' , die des Empfängers mit h_2' und die Zielhöhe mit h_2 bezeichnet wird.

Empfangsleistung am Ziel:

$$N_{ed} = N_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2} \left(\frac{A_1}{e_1}\right)^2 .$$

Die vom Ziel zerstreute Leistung wird:

$$N_{sd} = 4\pi N_s \frac{F_s F_d}{\lambda^2} \left(\frac{A_1}{e_1}\right)^2 .$$

Die am Empfänger bereitstehende Leistung ist:

$$N_e = N_{sd} \frac{F_d F_e}{\lambda^2} \left(\frac{A_2}{r_2}\right)^2$$

und mit

$$F_d = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$$

wird

$$N_e = \left(\frac{3}{8\pi}\right)^2 \cdot N_s F_s F_e \left(\frac{A_1}{r_1}\right)^2 \left(\frac{A_2}{r_2}\right)^2$$

Setzt man

$$\left(\frac{r_1}{A_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{r_2}{A_2}\right)^2 = \left(\frac{3}{4\pi}\right)^2 \cdot K^4 = C^2 = M^2 N^2$$

mit

$$\frac{r_1}{A_1} = M; \quad \frac{r_2}{A_2} = \frac{C}{M}$$

so bestimmen die letzten beiden Gleichungen die Radien zweier Kreise um Sender und Empfänger, deren Schnittpunkte zwei Punkte einer Kurve liefern, die das für die angenommene Zielhöhe h_2 durch die Anlage erfaßbare Gebiet einschließt. Weitere Punkte der gleichen Kurve erhält man durch Wahl neuer Werte für M .

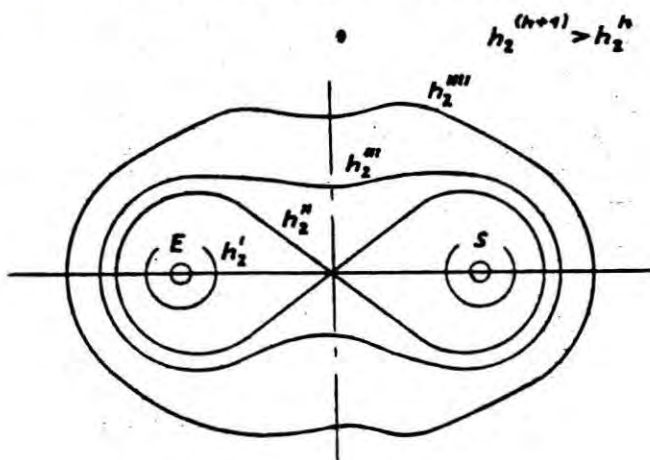


Bild 6

Reichweite eines Funkmeßgerätes als Funktion der Zielhöhe h_2 . falls Sende- und Empfangsanlage in größerer Entfernung voneinander aufgebaut sind.

Bei kleinen Zielhöhen werden die Ziele nur in unmittelbarer Nähe von Sender und Empfänger erfaßt, im Zwischengebiet verloren. Mit wachsender Zielhöhe weiten sich die Gebiete auf, in denen das Ziel erfaßt wird, und vereinigen sich schließlich. Das vereinigte Gebiet nimmt mit wachsender Zielhöhe mehr und mehr Ellipsenform an. Falls die Zielentfernung groß ist gegen die Entfernung Sender-Empfänger, sind die Reichweitekurven ellipsenähnlich, bei kleiner Zielentfernung ähneln sie Lemniskaten.

Während des Krieges wurden von uns derartige Anlagen an der Nordsee und am Atlantik in bester Zusammenarbeit mit den Sendern der englischen Groß-Suchanlagen ohne Störungen durch den englischen Stördienst betrieben.

Meßflüge konnten zwar nicht mehr durchgeführt werden, doch lieferten Beobachtungen bei Einflügen englischer Verbände in großen Höhen Reichweiten bis zu 400 km. In diesen Anlagen waren horizontal polarisierte Wellen von etwa 13 m Länge eingesetzt.

(g) Einfluß der Antennencharakteristik auf die Reichweite, falls das Ziel nicht im Strahlungsmaximum liegt.

Bezeichnet man mit σ den Seitenwinkel, mit γ den Höhenwinkel einer Antennencharakteristik und mit $B(\sigma, \gamma)$ diese selbst ist außerdem ihre Maximalamplitude $B_{\max} = 1$, so tritt in der Ableitung der Reichweiteformel im Abschnitt C anstelle des Wertes A der Ausdruck (A, B) und die Formel für die Reichweite wird:

$$r = 0,5 \sqrt[4]{z K A B(\sigma, \gamma)}$$

Der Einfluß einer starken Antennenbündelung wird in den Reichweitekurven der Würzmann-Anlagen, Tabelle 20, 3a und 3b deutlich.

K) Untersuchung der einzelnen Bestimmungstücke und ihres Einflusses auf die Reichweite.

Die Größen, die in das Reichweitengesetz eingehen, werden im folgenden Abschnitt betrachtet und im Zusammenhang damit werden grundsätzliche Fragen besprochen. Günstigste Bemessungsvorschriften für die Gerätedimensionierung werden ermittelt und Grenzwerte aufgezeichnet, die teils durch Naturgesetze, teils durch praktische Forderungen gegeben sind.

Das Zusammenspiel der Einzelgrößen und die Auswertung der Ergebnisse werden erst am Schluß der Arbeit behandelt.

1. Die Senderleistung

Über die Senderleistung ist wenig grundsätzliches zu bemerken.

Im Nachrichtenverkehr ist die Leistung so hoch zu wählen, daß die Verbindung sichergestellt ist, d.h. daß das Störverhältnis eine gegebene Größe nicht unterschreitet (Gleichung 1).

Bei den Funkmeßgeräten auf dem Dezimeter- und Zentimeterwellengebiet wurde die bisher technisch darstellbare Maximalleistung angesetzt, wenn nicht Raum- oder Gewichtsbeschränkungen einmal Grenzen erzwingen. Störend große Reichweiten waren im Normalbetrieb noch nicht erreicht.

Folgende Zusammenstellung gibt einen Überblick über die Ende 1944 eingesetzten Impulsleistungen.

λ (m)	N_e (kW)	Bemerkungen
13	3 000	Englische Anlagen; Leistung geschätzt
20+13	300	Kleine deutsche Versuchsanlagen
2,4	80	Wassermann
0,5	10-20	Seriengeräte; Würzburg, Mannheim
0,5	150	Versuchsgeräte; Würzburg, Gigant, Jagdschloß Michael
0,1	20	Seriengeräte; Rotterdam
0,1	100	Laborsender
0,1	1 000	Röhrenentwicklung in Bearbeitung
0,03	20	Vormuster einer Serie

Tab. 1

Natürliche Grenzen für die Leistung gibt es nicht. Ende 1944 wurde im gesamten, hier angeführten Wellenbereich mit wesentlichen Leistungsteigerungen gerechnet.

Wachsende Senderleistung bringt neben der Steigerung der Reichweite eine Verringerung der Empfindlichkeit gegen Anlagen, die Störwellen aussenden.

Die vom Ziel reflektierte Leistung liegt bei den heute eingesetzten Geräten nach Gl.(4) S.15 in der Grössenordnung 0,1 bis 10 mW.

2. Empfangsgrenzleistung (Störpegel, Empfindlichkeit und optimale Bandbreite).

Eine Empfangsanlage ist umso günstiger je geringer die Mindestleistung ist, die ihr zugeführt werden muss, damit das Nutzzeichen noch in den Störungen erkannt werden kann. Während man viele Störquellen durch geeignete Wahl der Antennenbündlung und des Aufstellungsortes der Empfangsantenne ausschalten kann, lässt sich das Wärmerauschen der Antenne auf keine Weise beseitigen. Es liefert diejenige Störleistung, die nicht unterschritten werden kann.

Im praktischen Einsatz erhöhen bei Wellenlängen über 3 m meist unvermeidliche zusätzliche Aussenstörungen und heute noch bei Wellenlängen unter 2 m zusätzliche Innenstörungen wie Kreis- und Röhrenrauschen den günstigen Störwert.

Nach einem Vorschlag von K.Franz [3] wird der Faktor v , der angibt, wievielfach die tatsächliche Störleistung im Empfänger grösser ist als das durch das Wärmerauschen festgelegte Minimum, die "Empfindlichkeit" des Empfängers genannt. Die Empfindlichkeit ist also durch die inneren und äusseren Störquellen festgelegt.

Neben der Grösse der Rauschenergie bestimmt die Bandbreite der Empfangsanlage die effektive Störleistung.

Die Bandbreite einer Anlage wird durch das zu übertragende Frequenzspektrum festgelegt. Gelegentlich einmal fordert die Inkonstanz der Trägerwelle eines Senders oder einer Überlagererfrequenz bei technisch nicht voll ausgereiften Anlagen eine weitere Vergrösserung der Bandbreite.

Grundsätzlich ist die Bandbreite so auszulegen, dass das Störverhältnis, das ist das Verhältnis von Nutz- zu Störenergie ein Minimum wird, falls grösstmögliche Reichweite angestrebt wird.

Einige Formeln sollen diese Fragen ergänzen.

Die an den Klemmen jedes Ohmschen Widerstandes, also auch am Strahlungswiderstand einer Antenne maximal, d.h. bei Anpassung

entnehmbare Leistung des Wärmerauschens je Hertz Bandbreite ist proportional der absoluten Temperatur [11] ;

$$N_r = k T$$

Für $t = 18^\circ$ Celsius wird:

$$N_r = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W Hz}^{-1}$$

Dabei ist k die Boltzmannsche Konstante.

An einem Empfänger mit der Bandbreite b steht daher im günstigsten Falle, d.h. falls nur das Wärmerauschen des Raumes die Störung verursacht, die Störleistung

$$N_{\text{Stör}_{\min}} = b k T$$

zur Verfügung.

Durch zusätzliche äußere oder innere Störungen werden die gesamte Störleistung v -mal größer.

Die tatsächlich am Empfänger angelieferte Störleistung wird daher:

$$N_{\text{Stör}} = v b k T$$

Die Erfahrung hat gezeigt, daß im Funkmeßbetrieb ein Zeichen gerade dann noch zu erkennen ist, wenn die Nutz- und Rauschamplitude etwa gleich sind. Einen bildlichen Eindruck soll die Abbildung 6 vermitteln.



Bild 6

Nutzamplitude im Rauschen

Somit ergibt sich für die Empfangsgrenzleistung eines Funkmeßgerätes die Beziehung:

$$(8) \quad N_{\text{egr}} = v \cdot b \cdot k \cdot T = v \cdot b \cdot 4 \cdot 10^{-21} \text{ W}$$

Nur wenn die Impulsfrequenz relativ klein wird, d.h. unterhalb von 700 Hz, oder wenn gar im Einimpulsverfahren gearbeitet werden soll, wächst die erforderliche Empfangsgrenzleistung weiter an (s. Abschn. II, J 3).

Nur nebenbei sei erwähnt, daß zur Erreichung des günstigsten Störverhältnisses im Wellengebiet über $\lambda = 2$ m der Empfängereingang nicht an die Antenne angepaßt werden darf so daß die dort zur Verfügung gestellte Nutz- und Störleistung vom Empfänger nicht völlig absorbiert wird.

Bei längeren Wellen kann nämlich der Kreiswiderstand groß gegen den Rauschwiderstand des ersten Rohres gemacht werden so daß das Röhrenrauschen keine zusätzliche Störungen liefert. Bei kürzeren Wellen, heute unterhalb $\lambda = 1$ m, fällt der Wirkwiderstand der Gitterkathodenstrecke infolge der hier bemerkbar werdenden Laufzeiteinflüsse der Elektronen umgekehrt proportional dem Quadrat der Frequenz, so daß die durch ihn bedämpften Kreiswiderstände schnell unerwünscht kleine Werte annehmen; Kreis- und Rauschwiderstände werden vergleichbar, zusätzliches Röhrenrauschen verschlechtert die Empfindlichkeit der Anlage.

Äußere und innere Störungen, Empfindlichkeit.

Die Werte für die äußeren Störungen sind im wesentlichen durch den Versuch, die Werte für die optimale Bandbreite dagegen theoretisch ermittelt worden.

Zur Frage der äußeren Störungen sei zusammenfassend vorausgeschickt:

Im Wellenbereich bis 15 m herab bestimmen atmosphärische Störungen die Höhe des Störpegels für den üblichen kommerziellen drahtlosen Verkehr, die Störungen durch den Telegrafie- und Telephonieverkehr auf der ganzen Erde die Höhe des Störpegels für den Funkmeßbetrieb, da im letzten Fall infolge der großen Bandbreite ein Ausweichen in unbesetzte Frequenzbänder unmöglich wird und im Normalfall die Telegrafiestörungen wesentlich größer sind als die atmosphärischen Störungen. Unterhalb $\lambda = 15$ m verschwinden beide Störungsgruppen schnell praktisch völlig. Hier treten siderische Störungen auf, die in Deutschland wohl erstmalig in unseren Funkanlagen beobachtet und vermessen wurden. Frühere Beobachtungen von K.G. Jansky [8] wurden uns erst später bekannt. Die Störung wurde im 20 m-, 13m- und 10m-Band vermessen. K. Fränz hat in der

10 m - Anlage ausführlichere Beobachtungen durchgeführt und zu weiterer Vermessung eine Empfangsanlage auf 2 m Wellenlänge erstellt.

Unterhalb $\lambda = 1$ m verschwinden die siderischen Störungen im inneren Störpegel der Geräte. In dem Bereich kurzer Wellen, in dem keinerlei Reflexionen mehr an der Ionosphäre stattfinden, (die für längere Wellen als reflektierender Mantel um die Erde liegt,) kann der äußere Störpegel beliebig weit herabgedrückt werden, wenn durch hinreichend scharfe Antennenbündlung erreicht wird, daß weder Rauschenergie der Erde noch die einer extraterrestrischen Störquelle die Antenne trifft. In diesem Fall würde die Antenne laufend thermische Rauschenergie als elektromagnetische Strahlung in den Weltraum abstrahlen und sich dabei abkühlen.

Die Außenstörungen sind durch Naturvorgänge hervorgerufen und können nicht beeinflußt werden. Mit fortschreitender Entwicklung aber ist mit einem Rückgang der inneren Störungen zu rechnen.

Im praktischen Einsatz ist es wertlos, die Empfindlichkeit einer Empfangsanlage wesentlich günstiger auszulegen, als sie für das betreffende Wellengebiet durch die Außenstörungen festgelegt ist.

Aus einer Arbeit von K. Fränz übernehme ich wörtlich: [3]
"In Abb. 26 ist eine auf dem C&C.I. Kongreß, Bukarest, aufgestellte Übersicht über alle einschlägigen Daten wiedergegeben. Meßwerte für Wellenlängen unter 20 m wurden aus den Arbeiten [4], [10] ergänzt. Zum Vergleich ist die auf einen Dipol wirkende Feldstärke der Gleichgewichtsstrahlung von Zimmertemperatur eingetragen und diejenige Feldstärke, die beim heutigen Stand der Empfängertechnik ungefähr Gleichheit von Signalspannung und innerem Störpegel ergeben würde. Man sieht, daß im heute untersuchten Wellengebiet die Leistung der atmosphärischen Störungen proportional dem Quadrat der Wellenlänge ansteigt, während die Leistung der Gleichgewichtsstrahlung dem Quadrat der Wellenlänge umgekehrt proportional ist. Im UKW-Gebiet sind der äußere und der innere Störpegel etwa von gleicher Größenordnung. Die Größe der atmosphärischen Störungen ist starken zeitlichen Schwankungen unterworfen [18]."

Bei UKW hat der äußere Störpegel Rauschcharakter und ist beim Abhören vom thermischen Rauschen nicht zu unterscheiden, während bei längeren Wellen sich einem Grundrauschen das Frasseln deutlich erkennbarer Einzelstörungen überlagert.

Bei UKF haben die zeitlichen Variationen jedoch andere Gründe. Ein typisches Bild für die tägliche Variation des Störpegels bei $\lambda = 10$ m stellt Bild 15 dar. Die Intensität der Gleichgewichtsstrahlung von Zimmertemperatur ist dort als Einheit der Ordinate genommen. Im größten Teil des Tages liegt der Störpegel konstant bei dem 40-fachen der Gleichgewichtsstrahlung." (Eigene, mehrfach wiederholte Messungen lieferten im Mittel den Faktor 50). "Einmal am Tage ergibt sich jedoch ein sehr ausgeprägtes Maximum von 400 mit einer Halbwertsbreite von $\pm 1^h$. Das Maximum verschiebt sich von Tag zu Tag um 4 Minuten zu früheren Zeiten. Der Störpegel hat also einen Sternentag zur Periode, er enthält einen Anteil, der von einer festen Gegend des Fixsternhimmels" (bei diesen Messungen aus dem Schützen) "herkommt. Die Werte von Bild 15, wohl die höchsten, bisher gemessenen Werte des extraterrestrischen Störpegels, wurden mit einer Richtantenne aufgenommen, deren Öffnungswinkel zwischen den ersten Diagrammnullstellen $2\epsilon = 30^\circ$ betrug. Die Antenne war so gerichtet, daß einmal im Laufe jedes Tages die Vertikalebene maximalen Empfangs der Antenne mit der Symmetrieebene der Milchstraße zusammenfiel; zu diesem Zeitpunkt trat auch das Maximum der Störstrahlung auf. Jansky beobachtete ein 12 Stunden verschobenes, wesentlich schwächeres Maximum. Eigene Beobachtungen bei $\lambda = 2$ m mit Richtantenne von Öffnungswinkel $2\epsilon = 60^\circ$ ergaben, daß der Störpegel zu keiner Tageszeit größer als die Gleichgewichtsstrahlung von Zimmertemperatur ist." - Soweit K. Fränz - .

Wie oben bereits erwähnt, kann für den gesamten Wellenbereich für den keine Reflexion^{en} an der Ionosphäre mehr stattfinden, also für $\lambda \lesssim 5$ m der Wert des Störpegels unter den durch das Wärmerauschen gegebenen sinken, wenn durch hinreichend starke Antennenbündelung vermieden wird, daß die Gleichgewichtsstrahlung der Umgebung oder von extraterrestrischen Störquellen durch die Antenne empfangen werden (vgl. hierzu auch [23], [24]).

Die in Bild 16 eingetragene gestrichelte Linie verbindet Mittelwerte im Wellenbereich $\lambda \geq 13$ m mit den wahrscheinlichen Maximalwerten bei $\lambda = 2$ m. Bei 2 m Wellenlänge konnten die entsprechenden Mittelwerte bisher noch nicht gemessen werden, da Empfangsanlagen mit hinreichender Empfindlichkeit nicht zur Verfügung standen. Die Kurve, die den mittleren Störwerten entspricht, müßte voraussichtlich unter stärkerer Neigung vom Werte für $\lambda = 10$ m ab mit fallender Wellenlänge absinken.

Die Untersuchung des Störpegels für Wellenlängen unterhalb 10 m dürfte noch eine wertvolle physikalische Aufgabe darstellen.

Weitere Messungen im 20- und 13 m-Band mit Antennen, deren Hauptstrahlrichtung nach Nordwesten wies, lieferten Störwerte, die während des ganzen Tages konstant blieben.

Siderisches Rauschen

λ	2	10	13	20	m
ν	1	50	75	150	—

Tab. 2

Über die heute erreichte Empfindlichkeit im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich soll Tabelle 3 Aufschluß geben.

Empfindlichkeit von Empfangsanlagen für Dezimeter- und Zentimeterwellen.

Technischer Stand Ende 1944

λ (m)	ν	Bemerkungen
2	1-2	
0,5	150	Seriengeräte, Würzburg
0,5	12	HF-Verstärker
0,1	800	Mischdetektor
0,1	500	Werte noch nicht sicher bestätigt.
0,03	1000	

Tab. 3

Nach amerikanischen Angaben (Electronics, November 1945) wurden dort Empfindlichkeitswerte von $v = 50$ bis $\lambda = 3$ cm herab gemessen. Die deutsche Entwicklung auf dem cm-Wellengebiet war während des Krieges abgedrosselt worden und im letzten Kriegsjahr erst wieder im Anlauf. Die in der Tabelle 2 für $\lambda = 10$ cm und $\lambda = 3$ cm angegebenen Werte wurden an in Deutschland gebauten und an amerikanischen und englischen Beute-Detektoren gemessen.

Die günstigste Bandbreite.

Die Bandbreite ist so zu wählen, daß das günstigste Störverhältnis erreicht wird. In dem in dieser Arbeit allein behandelten Falle des Übersichtszweiges soll daher das Verhältnis von Impulsamplitude zur Rauschamplitude ein Maximum werden.

Die Höhe des Impulses wächst nach Gl. (10c) ^{S.34} mit dem Integral-sinus der Bandbreite, d.h. zunächst linear, um dann bei weiter wachsender Bandbreite gegen einen Grenzwert einzuschwingen. Die Rauschleistung je Hertz Bandbreite ist im hier betrachteten Frequenzgebiet konstant, die Rauschamplitude wächst daher proportional der Wurzel aus der Bandbreite. Das Maximum des Verhältnisses von Impuls- zu Rauschspannung wird also bei der Bandbreite erreicht, bei der die Impulsamplitude langsamer als die Wurzel aus der Bandbreite anwächst. Bei Verkleinerung der Bandbreite des Übertragungskanals tritt neben dem Rückgang der Impulshöhe gleichzeitig eine Verschleifung des rechteckigen Impulses auf, ein Vorgang, der zwar einen Einfluß auf die hier nicht behandelte Meßgenauigkeit hat, die Erkennbarkeit des Impulses im Störrauschen aber nicht ändert.

Die Ergebnisse einiger im Anhang durchgeführter Rechnungen sollen hier zusammengestellt werden.

Die entsprechenden Untersuchungen an Rauschstörungen werden einer bisher nur in ihrem ersten Teil veröffentlichten Arbeit von K. Fränz [3], [5], entnommen.

Aus Nutz- und Störungsenergie wird das Störverhältnis und sein von der Bandbreite abhängiges Optimum errechnet.

Dabei wird zur Vereinfachung Unabhängigkeit zwischen Nutz- und Störenergie angenommen, obwohl im Gleichrichter durch Mischung von Nutz- und Störleistung eine zusätzliche Störenergie entsteht,

die jedoch im interessierenden Grenzfall, wo Nutz- und Störspannung etwa gleich groß sind, nur von gleicher Größenordnung wie die der Rechnung zugrundegelegten Störungen sein kann.

Die hier mitgeteilten Ergebnisse stellen keine abschließenden Untersuchungen dar.

Das Nutzzeichen; Frequenzspektrum.

Das Spektrum eines Rechteckimpulses von der Breite τ hat die Form

$$f(x) = C \frac{\sin \frac{\tau}{2} x}{x}$$

Dabei bedeutet entweder bei periodischen Vorgängen:

$$x = n\omega_0$$

mit ω_0 = Grundfrequenz

und n = Ordnungszahl der Harmonischen

$$n = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots$$

oder bei einmaligen Vorgängen und bei solchen, bei denen keine strenge Periodizität gewahrt ist:

$$x = \omega$$

mit ω = laufende Frequenz.

Ein Hochfrequenzimpuls mit gleicher Hüllkurve besitzt folgendes Spektrum:

$$f(x) = C \left\{ \frac{\sin \frac{\tau}{2} x_+}{x_+} + \frac{\sin \frac{\tau}{2} x_-}{x_-} \right\}$$

Hier wird entweder:

$$x_- = \Omega - n\omega_0; \quad x_+ = \Omega + n\omega_0$$

oder
$$x_- = \Omega - \omega; \quad x_+ = \Omega + \omega$$

mit Ω = Trägerfrequenz.

Die Darstellung des Spektrums über positiven und negativen Frequenzen ist zweckmäßig, da sie die mathematische Formulierung wesentlich vereinfacht.

Das Spektrum im negativen Frequenzbereich ergibt sich durch Spiegelung des positiven Bereichs an der Ordinatenachse.

Das Spektrum des Hochfrequenzimpulses entspricht dann einer Verschiebung des Spektrums für den Gleichstromimpuls um die Trägerfrequenz ($\pm \Omega$) nach positiven und negativen Frequenzen hin.

Der Unterschied zwischen dem Linienspektrum und dem kontinuierlichen Spektrum ist auch im Experiment erkennbar.

Beim Abhören eines Impulssenders, der durch Tasten eines durchschwingenden Senders moduliert wird, liefert ein Überlagerungswellenmesser das Linienspektrum als dichte Folge sauberer Pfeiftöne. Ein selbsterregter Impulssender, bei dem die Phasen der Hochfrequenz zweier Nachbarimpulse durch zufällige Rauschamplituden im Augenblick des Anschwingens unabhängig voneinander festgelegt sind, besitzt dagegen ein kontinuierliches Rauschspektrum. Die Hüllkurve beider Spektren ist die gleiche. Wird aber die Phase der Hochfrequenzschwingungen des selbsterregten Senders durch Einsatz eines streng periodisch arbeitenden Tastgerätes mit steilen Impulsflanken festgelegt, geht das kontinuierliche Spektrum in ein Linienspektrum über.

ver- Kurvenschleifung durch Begrenzung der Bandbreite.

Zur rechnerischen Vereinfachung wird vorausgesetzt, die Flankensteilheit des Übertragungskanals sei unendlich groß. Außerdem bleibt die Laufzeitverzerrung unberücksichtigt. Trotz dieser Näherung decken sich Rechnung und Versuch gut.

Die Laufzeitverzögerung der Impulse in den Filtern der Verstärker wird durch Nullpunktseichung im praktischen Einsatz berücksichtigt.

Die Grenzfrequenz werde bei Gleichstromimpulsen mit $\pm \omega_1$, die bei Hochfrequenzimpulsen mit $(\Omega \pm \omega_1)$ bzw. $-(\Omega \pm \omega_1)$ bezeichnet.

Der Rechteckimpuls besitzt ein Spektrum, das von $\omega = -\infty$ bis $\omega = +\infty$ reicht und dessen Amplitude im Mittel mit wachsender Frequenz fällt. Bei Beschneidung des Frequenzbandes wird der

Impuls verformt (s. Abb. 17 u. 18). Seine Kurvenform ist bei einer Bandbreite $\omega = -\omega_1$ bis $\omega = +\omega_1$ gegeben durch die Beziehung:

$$(10b) \quad J(t) = \frac{1}{\pi} \left[\text{Si} \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \omega_1 - \text{Si} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \omega_1 \right]$$

Die Höhe der Impulsmitte wird:

$$(10c) \quad J(0) = \frac{2}{\pi} \text{Si} \left(\frac{\tau}{2} \omega_1 \right)$$

Die Steilheit der Impulsflanke wird:

$$(11) \quad \frac{d}{dt} J(t) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \omega_1}{\left(t + \frac{\tau}{2} \right)} - \frac{\sin \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \omega_1}{\left(t - \frac{\tau}{2} \right)} \right]$$

Tabelle 4 und Kurvenblatt 17 geben die Abhängigkeit der Impulshöhe $J(0)$ und der über die Periode gemittelten Impulsleistung von der Bandbreite ω_1

Es ist

$$J(0) = \frac{2}{\pi} \text{Si} \left(\frac{\tau}{2} \omega_1 \right)$$

$$N_{\text{Imp}} = \frac{\tau}{\pi} \left[\frac{\cos \omega_1 \tau - 1}{\omega_1 \tau} + \text{Si}(\omega_1 \tau) \right]$$

Nachfolgende Tabelle gibt beide Werte in Abhängigkeit von $\omega_1 \tau$ in Prozenten der Werte für $\omega_1 \tau = \infty$.

$\omega_1 \tau$	0	0,5	1,0	2,0	3,0	4,4	6,2	9,4	12,6	15,7	18,8	∞
$J(0)$	0	15	30	60	85	108	118	100	90	100	107	100
N_{Imp}	0	15,3	31	56	75	87	90	94	95	96	96,6	100

Tab.4

Bei kleinen Bandbreiten wachsen zunächst Leistung und Impulsamplitude proportional der Breite des Frequenzbandes, also die Leistung proportional der Spannung und nicht proportional deren

Quadrat. Der lineare Anstieg der Leistung mit der Impulshöhe wird durch gleichzeitige Verkleinerung der Impulsbreite ermöglicht. Bei großen Bandbreiten nähert sich die Amplitude der Impulsmitte pendelnd einem Endwert, während die Impulsleistung stetig ihrem Grenzwert zustrebt, (s. Bild 17).

Impulsform eines Hochfrequenzimpulses hinter einem Übertragungskanal mit der Bandbreite $b = (\Omega - \omega_1) \div (\Omega + \omega_1) = 2 \omega_1$

$$H(t) = \frac{1}{T} \cos \Omega t \left[\text{Si} \left(t + \frac{T}{2} \right) \omega_1 - \text{Si} \left(t - \frac{T}{2} \right) \omega_1 \right]$$

Es gilt also:

$$H(t) = J(t) \cos \Omega t;$$

d.h. bei der rechnerischen Behandlung von Fragen der Hochfrequenztechnik kann häufig zur mathematischen Vereinfachung statt des strengen Einsatzes die Beziehung für die Hüllkurve eingeführt werden.

Schließlich sei noch das Spektrum eines durch Bandbeschnidung verschliffenen Hochfrequenzimpulses nach quadratischer Gleichrichtung ohne Zusatzträger angegeben.

$$\left| \begin{aligned} \frac{T}{4} \varphi(\omega) &= \frac{\cos \omega \frac{T}{2}}{\omega} \left[- \ln (\omega_1 \tau) + \ln (\omega_1 - \omega) \tau \right. \\ &\quad \left. + \text{Ci} (\omega_1 \tau) - \text{Ci} (\omega_1 - \omega) \tau \right] \\ &- \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega} \left[\text{Si} (\omega_1 \tau) + \text{Si} (\omega_1 - \omega) \tau \right] \end{aligned} \right|$$

Die Rauschstörungen. [5]

Die Rauschleistung ist im hier betrachteten Frequenzgebiet konstant, d.h. bei konstanter Bandbreite ist die Höhe der Störleistung durch das Rauschen unabhängig von der Wahl der mittleren Frequenz.

Bei quadratischer Gleichrichtung ohne Zusatzträger entstehen als Summen- und Differenzfrequenzen Dreieckspektren.

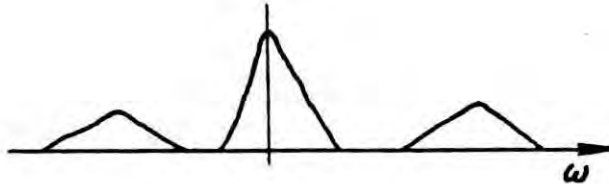


Bild 7

Dreieckspektren der Rauschenergie
nach quadratischer Gleichrichtung.

Die Dreieckform wird durch folgende Überlegung leicht veranschaulicht.

Die höchste Frequenz des niederfrequenten Spektrums, die sich durch Überlagerung der beiden äußersten Linien des ursprünglichen Spektrums ergibt, kann sich nur einmal bilden, während niedrigere Frequenzen häufigere Entstehungsmöglichkeiten haben und damit in ihrer Amplitude anwachsen.

Wird die Amplitude des ursprünglichen Spektrums vergrößert, so wächst die Amplitude des neuen Spektrums mit dem Quadrat der Amplitude des ursprünglichen.

Wird dagegen dessen Breite vergrößert, so wachsen Amplitude und Breite der neuen Spektren proportional.

Bei Gleichrichtung unter Zufügung einer Trägerwelle entstehen zusätzlich zu den Dreieckspektren durch Summen- und Differenzbildung zwei neue Rechteckspektren von gleicher Breite wie das Eingangsspektrum. Ihre Höhe wächst proportional der Amplitude des ursprünglichen Spektrums und der des Zusatzträgers.

Das Störverhältnis.

Das Störverhältnis ist das Verhältnis von Nutz- zu Störspannung.

Stehen beim Geräteentwurf Reichweitefragen im Vordergrund, ist das günstigste Störverhältnis anzustreben.

Die Nutzsamplungen können dabei in verschiedener Form auftreten. Bei Sichtempfang z.B. wird die Impulsamplitude, bei Geräteanzeige die Leistung des Impulses oder einzelner Spektrallinien in die Rechnung eingehen.

Störverhältnis im Beobachtungszweig eines Funkmeßgerätes.

(s. Abschn. V, D6).

Hoch- und Zwischenfrequenzkanal haben annähernd gleiche Bandbreite ω_1 , die Breite der folgenden Kanäle ist so groß, daß keine weitere Frequenzbeschränkung auftritt.

Dann wird das Störverhältnis im Zwischenfrequenzkanal gegeben durch das Verhältnis der Maximalamplitude des Nutzzeichens zu der Störspannung.

$$V_1 = \frac{J(0)}{U_{st}} = c_2 \frac{\text{Si}\left(\frac{\tau}{2} \omega_1\right)}{\sqrt{\omega_1}}$$

Nach quadratischer Gleichrichtung ist:

$$V_2 = c \frac{\text{Si}^2\left(\frac{\tau}{2} \omega_1\right)}{\omega_1}$$

Im Niederfrequenzkanal soll nach Voraussetzung das Spektrum und damit auch das Störverhältnis nicht mehr geändert werden.

Für sämtliche drei Zweige ergibt sich die optimale Bandbreite aus dem Maximum der Ausdrücke $\frac{\text{Si}(x)}{\sqrt{x}}$ bzw. $\frac{\text{Si}^2(x)}{x}$, die beide den gleichen Wert $x = 2,12$ liefern.

$$\frac{\tau}{2} \omega_{1opt} = \pi \tau f_{1opt} = 2,12$$

$$f_{1opt} = \frac{f_{1opt}}{\text{Hfr}} = \frac{f_{1opt}}{\text{Nfr}} = \frac{0,68}{\tau}$$

$$b_{1opt} = \frac{1,35}{\tau}$$

Hochfrequenzkanal muß die gleiche Breite des Niederfrequenzkanals haben.

Die zu verschiedenen Impulsbreiten zugehörigen optimalen Bandbreiten bringt Tabelle 5.

Tabelle der optimalen Bandbreite in Abhängigkeit von der Impulsbreite.

τ	0,2	0,5	1	1,5	2	5	10	10^{-6}	sec
b_{Hfr}	2,8	2,7	1,4	0,9	0,68	0,27	0,14	10^6	Hz
b_{Nfr}	3,4	1,4	0,63	0,45	0,34	0,14	0,07	10^6	Hz

Tab. 5

Die Abhängigkeit des Störverhältnisses von der Bandbreite bei konstanter Impulsdauer zeigt Tab. 6. Es war:

$$V_1 = C \frac{\text{Si}\left(\frac{x}{2} \omega_1\right)}{\sqrt{\frac{x}{2} \omega_1}} = C \frac{\text{Si}(x)}{\sqrt{x}}$$

x	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,5	2,1	2,12	2,2
V_1	27,3	39,4	55,5	66,6	75,8	83,1	94,8	99,9	100	99,9

x	2,3	2,5	3,0	3,1	4,7	6,0	8,0	9,0	11,0	13,0
V_1	99,7	98,9	93,7	92,4	65,2	51,1	43,9	48,6	41,8	35,6

Tab. 6

Man aus Tab. 6 und Bild 17 ersieht, ändert sich das Störverhältnis in der Nähe des Optimums nur sehr langsam mit der Bandbreite.

So verkleinert eine Halbierung der optimalen Bandbreite das Störverhältnis nur um etwa 16%. Die Empfangsgrenzleistung wächst dann im Verhältnis $(100:84)^2 = 1,42$. Der dadurch eintretende Reichweiteverlust wird $(1:1,42)^{1/4} = 0,92$; d.h. der Reichweiteverlust beträgt im ungünstigsten Fall, d.i. bei Ausbreitung der Strahlung im freien Raum, nur 8%. Bei Ausbreitung über Boden ist der Verlust bei der Halbierung der Bandbreite noch geringer.

Eine Verringerung der Bandbreite der Geräte aber bringt bei den in der Funkmeßtechnik erforderlichen relativ großen Bandbreiten erhebliche Fertigungserleichterungen.

In dem Seriengerät Mannheim war die Dimensionierung folgendermaßen gewählt. Das Gerät besaß eine Impulsbreite von etwa $\tau \approx 1,4 \cdot 10^{-6}$ sec und eine Breite des Zf-Kanals von $b = 2 \cdot \omega_1 = 0,6 \cdot 10^6$ Hz. Mit diesen Werten wird:

$$x = \frac{\tau}{2} \omega_1 = 0,7 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 0,3 \cdot 10^6 = 1,3.$$

Nach Tab.6 geht für $x = 1,3$ das Störverhältnis auf 91% des maximalen zurück, die Empfangsgrenzleistung wächst dann um 21% und die Reichweite geht im ungünstigsten Fall ($A = 1$) auf 95% der Reichweite bei optimaler Bandbreite zurück.

Eine Verkleinerung der Bandbreite um fast 30% der optimalen bringt 5% Reichweiteverlust.

3. Abhängigkeit der Empfangsgrenzleistung von der Impulsfrequenz bei Frequenzen unterhalb 700 Hz.

E.Kettel hat durch Laboratoriumsversuche bei Telefunken festgestellt:

"Zur Erzielung gleicher Erkennbarkeit eines Zielimpulses im Störrauschen muß bei konstanter Störspannung im Frequenzbereich zwischen 7 Hz und 700 Hz die Eingangsnutzspannung des Verstärkers umgekehrt proportional der 4. Wurzel aus der Impulsfrequenz wachsen. Außerhalb dieses Bereiches ist die Erkennbarkeit unabhängig von der Impulsfrequenz."

Die Nutzleistung und mit ihr die Empfangsgrenzleistung müssen also im gleichen Frequenzbereich umgekehrt proportional der Quadratwurzel aus der Impulsfrequenz ansteigen.

Im Bereich der Impulsfrequenzen $f_{\text{Imp}} = 7 \text{ Hz}$ bis 700 Hz gilt für die erhöhte Empfangsgrenzleistung N_{egr}^* :

$$\frac{N_{\text{egr}}^*}{N_{\text{egr}}} = \sqrt{\frac{700}{f_{\text{Imp}}}}$$

f_{Imp}	7	25	50	100	300	500	700	Hz
$N_{\text{egr}}^* : N_{\text{egr}}$	10	5,3	3,7	2,6	1,5	1,2	1,0	
$U^* : U$	3,2	2,3	1,9	1,6	1,2	1,1	1,0	

Tsh. 7

Erfahrungsgemäß kann für $f_{\text{Imp}} \approx 700 \text{ Hz}$ der Impuls noch im Störrauschen erkannt werden, wenn seine Amplitude gleich oder gar ein wenig kleiner als der Effektivwert des Störrauschens ist, da Auge und Meßgerät ihn durch Mittelung erfassen (s. Bild 6).

Mit fallender Impulsfrequenz wird die zur Mittelung zur Verfügung stehende Impulszahl geringer. Bei $f_{\text{Imp}} = 7 \text{ Hz}$ ist eine Mittelung nicht mehr möglich. Die Impulsamplitude muß dann größer sein als häufig auftretende Rauschspitzen.

Nach K. Fränz [5] gilt für die Amplitudenverteilung des Rauschens:

$$W(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}v^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}}$$

Und für die Wahrscheinlichkeit, diese Spannung oberhalb einer Schwelle v_0 zu finden:

$$W(v_0) = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{v_0}{\sigma}\right) \right] \rightarrow v_0 < +\infty$$

dabei bedeuten:

$$\sqrt{\overline{v^2}} = \text{Effektivwert der Gesamtspannung}$$

$$\phi = \text{das Gaußsche Fehlerintegral.}$$

Nach Gleichrichtung wird:

$$w(v_0) = \left[1 - \phi \left(\frac{v_0}{\sqrt{2\overline{v^2}}} \right) \right]$$

$v_0/\sqrt{2\overline{v^2}}$	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5
$v_0/\sqrt{2\overline{v^2}}$	0	0,354	0,707	1,06	1,42	1,77	2,12	2,48
ϕ	0	0,383	0,682	0,866	0,955	0,988	0,997	0,99955
$1 - \phi$	1	0,617	0,318	0,134	0,045	0,012	0,0077	0,00045

Tab. 8

Zusammenfassend ergibt sich:

Bei Impulszahlen $f \leq 7$ Hz muß die Impulsamplitude nach Tab. 7 etwa gleich dem dreifachen Effektivwert der Rauschspannung sein, da kleinere Impulsspannungen nicht sicher genug von den Spitzenwerten der Rauschspannung unterschieden werden können. Nach Tab. 8 ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von größeren Rauschspitzen als der dreifache Effektivwert der Rauschspannung $7,7 \cdot 10^{-4}$, d.h. etwa 1% der Rauschspitzen werde demnach gleich oder größer als diese Impulsamplitude werden. Unter den gemachten Voraussetzungen ist daher auch die Anzahl der zu erwartenden Fehlmessungen im Mittel 1%.

4. Absorptionsfläche einer Antenne [2]

Absorptionsfläche und geometrische Flächenabmessungen sind im allgemeinen unabhängig voneinander.

abgestimmten

So ist z.B. die Absorptionsfläche F_{Abs} eines kurzen ^{abgestimmten} Dipols unabhängig von seiner Länge, solange diese kleiner als die halbe Wellenlänge bleibt. Nach Rüdtenberg gilt unter dieser Voraussetzung:

$$F_{\text{Abs}} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$$

Bei Flächenstrahlern, Anordnungen wie sie z.B. die Tannenbaumantenne von Telefunken darstellt, wird die Wirkfläche, falls die Abmessungen groß gegen die Wellenlänge sind, gleich der halben geometrischen Fläche.

Bei der Tannenbaumantenne mit Reflektor werden Wirkfläche und geometrische Fläche einander gleich. Wird diese Antenne mit ihrem Strahlungswiderstand abgeschlossen, so wirkt sie für eine senkrecht auffallende Wellenfront wie ein schwarzer Körper.

Die Absorptionsfläche von Parabolstrahlern ist kleiner als die Öffnungsfläche des Paraboloids. Man rechnet ungefähr mit $2/3$ der Öffnungsfläche. Strenge Rechnungen oder ausreichende Messungen hierzu fehlen noch.

5. Der Aufwand.

Der Aufwand K ist definiert durch die Beziehung:

$$K^4 = \frac{N_s}{N_{\text{GER}}} F_s \cdot F_e$$

Er faßt eine Gruppe rein apparativer Größen zusammen, die als Glieder einer einfachen rationalen Funktion in das Reichweitegesetz eingehen und, falls durch hinreichend starke Antennenbündlung Bodenanstrahlung und damit Bodeneinflüsse ausgeschaltet werden, die Reichweite von Nachrichtenverbindungen allein, die von Funkmeßanlagen gemeinsam mit einer die Rückstrahleigenschaften festlegenden Größe bestimmen.

Bei großen Zielhöhen oder bei Strahlung in den freien Raum wächst die Reichweite ^{der Funkmeßgeräte} direkt proportional dem Aufwand, bei kleinen Ziel- und Gerätehöhen, kleinen Entfernungen und kurzen, vertikal polarisierten oder allen horizontal polarisierten Wellen, wächst die Reichweite angenähert mit der Wurzel aus dem Aufwand.

Jenseits der Grenze der optischen Sicht liefert eine gegebene Vervielfachung des Aufwandes einen festen Streckenzuwachs.

6. Der Ausbreitungsfaktor.

Aufwand und Ausbreitungsfaktor bestimmen die Reichweite der in dieser Arbeit untersuchten Anlagen. Hinzu kommt bei Funkmeßgeräten eine Maßzahl für die Reflexionseigenschaften des Zieles.

Die Größen, die der Aufwand umfaßt, sind unabhängig von der Geometrie und den Eigenschaften des Strahlungsweges. Die Kenntnis des Aufwandes allein reicht zur Berechnung der Reichweite aus, wenn die Strahlung nur den freien Raum durchläuft, da dann der Ausbreitungsfaktor den konstanten Wert $A = 1$ annimmt.

Erfolgt jedoch die Ausbreitung über die Erdoberfläche, so gehen eine große Zahl weiterer Bestimmungsstücke in das Reichweitengesetz ein, die den Verlauf des elektromagnetischen Feldes bei Ausbreitung über dem Erdboden bestimmen. Ihr Einfluß wird im Ausbreitungsfaktor zusammengefaßt.

In verwickelten und unübersichtlichen Beziehungen sind Erdradius, die Dielektrizitätskonstante und die Leitfähigkeit der Erdoberfläche, die Länge des Strahlenweges, die Aufbauhöhen von Sender und Empfänger bzw. Ziel, die Wellenlänge und die Polarisation im Ausbreitungsfaktor miteinander verknüpft.

$$A = A(\rho, \epsilon, \sigma, e, h_1, h_2, \lambda, \theta)$$

Die Theorie der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen über der Erdoberfläche geht auf A. Sommerfeld [19] und seine Schüler zurück. Weiter entwickelt wurde sie von G.H. Watson [22]. Die von ihm angegebenen Formeln sind jedoch praktisch nur auf das Gebiet außerhalb der optischen Sicht anwendbar. In einer Reihe von Arbeiten haben in Fortführung dieser Lösungen B. van der Pol und E. Brenner [14 - 17] Formeln entwickelt, die für vertikale Polarisation die Feldstärke auch innerhalb der direkten optischen Sicht zu errechnen gestatten. Die Zahl der veröffentlichten, numerisch ausgewerteten Fälle ist nur gering. Der schwierigere Fall eines horizontalen Sendedipols wurde auf Veranlassung von Telefunken von A. Sommerfeld [20] erledigt.

Bei Benutzung aller dieser Veröffentlichungen ist die Berechnung einer Ausbreitungskurve immer noch eine Arbeit von Wochen. Eine Fülle von Hilfsgrößen ist zu ermitteln.

Um praktisch anwendbare Unterlagen bereitzustellen, wurde eine umfassende numerische Auswertung der vorliegenden theoretischen Arbeiten Herrn Prof. W. Magnus und dem Institut für Praktische Mathematik an der Technischen Hochschule, Darmstadt, (Prof. Dr. A. Walther) übertragen. Sie wurde unter erheblichem Einsatz von Rechenkräften und Rechenmaschinen durchgeführt.

Das Ergebnis liegt heute für Ausbreitung über See als "Feldstärkeatlas" [7] für das Wellengebiet $\lambda = 0,01 \text{ m}$ bis $\lambda = 20 \text{ m}$ für vertikale und horizontale Polarisation vor.

Für einen Rundstrahler, 1 kW Senderleistung und Ausbreitung über See wurde die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung vom Sender mit den übrigen Größen als Parameter errechnet und in Kurvenblättern zusammengestellt. Auf einem "Feldstärkeblatt" sind Feldstärkekurven $E = f(e)$ mit der Empfänger- bzw. Zielhöhe (h_2) als Kurvenparameter aufgetragen. Senderhöhe, Wellenlänge und Polarisationsrichtung sind die Parameter der einzelnen Blätter.

Die Kurven ändern sich auf Grund des Reziprozitätsgesetzes nicht, wenn h_1 und h_2 vertauscht werden. In jedes Blatt ist zusätzlich die Feldstärke für Ausbreitung im freien Raum eingetragen.

Erst nach Bereitstellung der Feldstärkekurven konnten viele, bisher unverständlich scheinende Versuchsergebnisse geklärt und Vorschriften für den Einsatz vorhandener, sowie für die Entwicklung neuer Geräte gegeben werden, soweit Reichweitefragen dabei berührt wurden.

Die Reichweite ist proportional dem Ausbreitungsfaktor A (Gl. 1a u. 3), der in hier behandeltem Wellengebiet ($\lambda \leq 20 \text{ m}$) in wesentlich stärkerem Maße von Wellenlänge, Gerächhöhen und seinen weiteren Bestimmungsstücken abhängt, als auf Grund der Erfahrungen an längeren Wellen erwartet wurde.

Infolge des verwickelten und undurchsichtigen Aufbaues der Formeln für die Feldstärke bzw. für den Ausbreitungsfaktor kann der Einfluß der Ausbreitungsvorgänge auf die Reichweite nicht unmittelbar an Hand der Formeln diskutiert werden.

Statt dessen werden zunächst einige allgemeingültige Ergebnisse der theoretischen Behandlung der Ausbreitungsvorgänge zusammengestellt, die sich unmittelbar aus dem Feldstärkeatlas ablesen lassen und deren Kenntnis bei der Behandlung von Reichweitefragen wichtig ist.

Sodann wird gezeigt, wie mit Hilfe der Feldstärkeblätter die "Reichweitenkurven", - d.h. die Abhängigkeit der Reichweite von der Höhe vom Empfänger einer Nachricht Verbindung oder vom Ziel einer Funkanlage bei fester Senderhöhe bzw. die Abhängigkeit der Reichweite von der Senderhöhe bei fester Empfänger- oder Zielhöhe, - einfach ermittelt werden kann.

Auch der Einfluß des Aufwandes K auf die Form der Reichweitenkurven wird mit Hilfe der Feldstärkeblätter besonders leicht und anschaulich geklärt.

Endlich werden an Hand spezieller, mit Hilfe der vorliegenden Feldstärkekurven errechneter Beispiele allgemeingültige Gesetze abgeleitet und ihre Anwendung auf die Ermittlung von Reichweitenkurven, auf den Entwurf von Betriebsvorschriften und auf die Festlegung von Entwicklungsplänen aufgezeichnet.

Im ersten Beispiel wird bei fester Wellenlänge ($\lambda = 50$ m), eine Reichweitenkurve $[r = r(h)]$ errechnet.

Im zweiten und dritten Beispiel wird für eine geringe, konstante Empfänger- bzw. Zielhöhe ($h_2 = 10$ m) und für zwei feste Senderhöhen die Reichweite in Abhängigkeit von der Wellenlänge untersucht $[r = r(\lambda)]$

Im vierten Beispiel schließlich werden Reichweitenkurven von Geräten mit verschiedener Wellenlänge miteinander verglichen $[r = r(h); \lambda = \text{Parameter}]$

An Hand der speziellen Ergebnisse werden allgemeingültige Gesetze über die Abhängigkeit der Reichweite von ihren Bestimmungsstücken, soweit sie im Ausbreitungsfaktor zusammengefaßt sind, hergeleitet.

Allgemein gültige Ergebnisse, die sich unmittelbar aus dem Feldstärkeatlas ablesen lassen.

1. Bei horizontaler Polarisation brechen elektrische und magnetische Feldstärken am Wasser völlig zusammen. Sie wachsen zunächst proportional der Höhe an.
2. Bei vertikaler Polarisation dagegen bleibt unmittelbar an der Wasseroberfläche ein Feldstärkebetrag erhalten. Seine Größe wächst mit der Wellenlänge.

Bei einer Senderhöhe von 20 m wird z.B. in 50 km Entfernung der Ausbreitungsfaktor für die Feldstärke unmittelbar an der Wasseroberfläche

λ (m)	10	1	0,1
A	$1,5 \cdot 10^{-1}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-5}$

Tab. 9

Für die hier gewählte längere Welle ist noch ein erheblicher Feldstärkewert unmittelbar am Wasser vorhanden, während im Zentimeterwellenbereich dieser praktisch ebenso wie für horizontale Polarisation verschwindet.

Bei geringer Bodenhöhe ist der Einfluß der Polarisation um so kleiner, je kürzer die Wellenlänge ist.

Auch vertikal polarisierte kurze Wellen brechen ^{praktisch} unmittelbar am Wasser ebenso zusammen wie alle horizontal polarisierten Wellen.

3. Im Gebiet, das direkt optisch eingesehen werden kann, wächst die Ausbreitungsdämpfung, sobald das erste Interferenzmaximum - d.h. das Maximum in größter Entfernung - durchlaufen ist, mit wachsender Entfernung und mit wachsender Wellenlänge. Für kürzere Entfernungen pendelt der Ausbreitungsfaktor um den mittleren Wert $A = 1$. Er kann höchstens den Wert $A = 2$ erreichen und bis zum Wert 0 absinken (Bild 25 u. 26).

Längere Wellen sind im Mittel stärker gedämpft als kürzere.

4) Im Gebiet jenseits der optischen Sicht wächst im Gegensatz zu 3. die Ausbreitungsdämpfung mit fallender Wellenlänge. Die Feldstärke sehr kurzer Wellen fällt in der "Dunkelzone" schnell mit wachsender Entfernung.

Kürzere Wellen sind stärker gedämpft als längere.

Die Länge der Welle, für die optimale Ausbreitungsbedingungen vorliegen, wächst mit wachsender Reichweite der Anlage.

Theoretische Ermittlung von Reichweitenumkurven mit Hilfe der Feldstärkeblätter.

An der Grenze der Reichweite steht an der Empfangsantenne einer Anlage eine als kennzeichnende feste Grenzfeldstärke zur Verfügung. Dann besteht auch eine konstante Grenzfeldstärke an der Antenne, die allein vom Empfänger und seiner Antenne abhängt, aber unabhängig ist von allen übrigen in das Reichweitengesetz eingehenden Bestimmungsstücken.

Bei Rückstrahlanlagen ist dazu auch die Feldstärke am Ziel konstant, da die Ausbreitungsdämpfung auf Hin- und Rückweg die gleiche ist.

Trägt man daher eine Reichweitemkurve $(r = r(h_1, h_2) = \text{const.})$

in ein zugehöriges Feldstärkeblatt ein, d.h. markiert man auf dem Feldstärkeblatt für die entsprechende Wellenlänge λ , Polarisation \pm und Sendehöhe h_1 die Reichweitewerte an den Kurven für die gegebene Höhe h_2 in der gemessenen oder errechneten Entfernung r , so müssen sämtliche Punkte auf einer Linie konstanter Feldstärke liegen, d.h. auf einer Parallelen zur Abszissenachse.

Dieser Feldstärkewert heiße "Relative Feldstärke E_{rel} " (man könnte auch sagen "Grenzfeldstärke").

Ist z.B. die Reichweite einer Anlage in Abhängigkeit von einer der Höhen h_1 oder h_2 gesucht, so gilt nach (1a) bzw. (3)

$$\frac{r}{A(r)} = \frac{k^2}{\lambda} = C_1 \quad \text{bzw.} \quad \frac{r}{A(r)} = 0,5 \sqrt[3]{s} k = C_2$$

Den Wert für die relative Feldstärke erhält man, wenn man die Reichweite für Strahlung im freien Raum errechnet ($A = 1$; $r_{fr} = C_1$ bzw. $r_{fr} = C_2$) und den gesuchten Feldstärkewert an der Kurve $E_{fr}(r)$ in der Entfernung r_{fr} abliest, oder aus (10) S.13 errechnet.

Auch der den verschiedenen Höhen zugeordnete Reichweitegewinn bei Vergrößerung des Aufwandes läßt sich auf dem Feldstärkeblatt besonders einfach und übersichtlich ablesen.

Bei Vergrößerung des Aufwandes wächst nämlich nach (1a u.3) die Reichweite bei Strahlung durch den freien Raum bei Nachrichtenverbindungen proportional dem Quadrat des Aufwandes bzw. bei Funkmeßgeräten direkt proportional dem Aufwand. Folglich ändern sich die relativen Feldstärken umgekehrt proportional dem Quadrat bzw. umgekehrt proportional dem Aufwand.

Die Schnittpunkte der neuen Linie konstanter Feldstärke mit den Feldstärkekurven liefern die Reichweitenkurve für den vergrößerten Aufwand.

Bei Änderung der Aufstellungshöhe eines Gerätes erhält man die neue Reichweitekurve, indem man den durch C_1 bzw. C_2 allein gegebenen Wert der relativen Feldstärke in entsprechende Feldstärkeblätter für die gewünschten Höhen einträgt und die neuen Reichweitewerte als Schnittpunkte von relativer Feldstärke und den Feldstärkekurven für die betreffenden Höhen h_2 abliest.

Reichweitekurven für feste Zielhöhe h_2 und veränderliche Gerätshöhe h_1 erhält man schließlich auf Grund des Reziprozitätstheorems durch einfaches Vertauschen der Beziehungen h_1 und h_2 .

Vier Zahlenbeispiele.

1. Gesucht wird die Reichweite eines in der Höhe h_1 über dem Erdboden aufgebauten Funkmeßgerätes in Abhängigkeit von der Zielhöhe h_2 , falls die Strahlung über See erfolgt. Die Ersatzdipolzahl z des Zieles sei $z = 1$. Bild 19.

$$z = 1$$

$$\begin{aligned} \lambda &= 0,5 \text{ m} \\ N_s &= 500 \cdot 10^3 \text{ W} \\ N_{egr} &= 200 \cdot 10^{-16} \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_1 &= 20 \text{ m} \\ F_s &= 4,5 \text{ } \mu\text{m} \\ F_e &= 4,5 \text{ } \mu\text{m} \end{aligned}$$

$$K = \sqrt[4]{\frac{500 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^{-16}}} \quad \sqrt[4]{4,5} = 150 \cdot 10^3 \text{ m}$$

$$r_{fr} = 0,5 \sqrt[4]{2} K = 75 \cdot 10^3 \text{ m}$$

$$E_{fr} = 2830 \text{ } \mu\text{V/m}$$

Aus Bild 19 lässt sich folgende Reichweitekurve ablesen:

h_2	10	20	50	100	200	500	1000	2000	$r_{fr.R.}$	m
r	15	20	28	35	48	69	97	130	75	km

Tab. 10

Die gleiche Reichweitenkurve hat eine Nachrichtenverbindung mit folgenden Daten:

$$\begin{aligned} A &= 0,5 \text{ m} \\ N_s &= 140 \text{ mW} \\ N_{egr} &= 10^{-10} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_1 &= 20 \text{ m} \\ F_e &= 1 \text{ cm} \\ E_e &= 1 \text{ cm} \end{aligned}$$

$$K^2 = \sqrt{\frac{140 \cdot 10^{-3}}{10^{-10}}} \quad \sqrt{1 \cdot 1} = 37,5 \cdot 10^3 \text{ m}^2$$

$$r_{fr} = \frac{K^2}{\lambda} = (37,5 : 0,5) \cdot 10^3 = 75 \cdot 10^3 \text{ m}$$

$$E_{fr} = \frac{2,12 \cdot 10^5}{75 \text{ (km)}} = 2830 \text{ } \mu\text{V/m}$$

Die Gerade $E_{fr} = 2830 \text{ } \mu\text{V/m}$ ist als I/I in Bild 19 eingezeichnet.

Bei niedrigen Empfängerhöhen ist die Reichweite stets geringer als bei Ausbreitung im freien Raum. Sie wächst zunächst mit wachsender Höhe an und kann günstigstenfalls den doppelten Wert

erreichen und zwar in den Gebieten, in denen sich der direkte und der am Wasser reflektierte Strahl gerade zum doppelten Feldstärkewert addieren. In unserem Beispiel wird bei $h_2 = 2000$ m die größte Reichweite $r_{opt} = 130$ km erreicht. Sie steigt also nicht ganz auf den doppelten Wert.

Wird h_2 größer als 2000 m, so erreicht das - von rechts gezählte - erste Feldstärkemaximum den relativen Feldstärkewert nicht mehr. Dadurch sinkt also r_{max} schnell auf etwa 90 km ab, weil nun der Schnittpunkt vor dem zweiten Feldstärkemaximum für die Reichweite maßgebend ist. Sie steigt dann mit weiter wachsenden h_2 wieder an. Bei $h_2 = 3000$ m ist erst $r_{max} = 115$ km erreicht. Dasselbe Spiel wiederholt sich mehrfach.

Der Einfluß der Aufbauhöhe des Geräts, der Geräteleistung und der Antennengröße ist gleichfalls leicht zu übersehen.

Soll z.B. die Reichweite in Abhängigkeit von h_1 untersucht werden, können die gleichen Kurvenblätter zugrundegelegt werden. Es sind lediglich die Bezeichnungen Senderhöhe h_1 und Empfängerhöhe h_2 zu vertauschen. Die oben ermittelte Kurve stellt also sowohl die Reichweite einer in 20 m über dem Wasser fest eingebauten Funkmeßanlage bei veränderlicher Zielhöhe wie auch die Reichweite einer Funkmeßanlage bei veränderlicher Höhe gegen ein Ziel in 20 m Bodenabstand dar.

Die Kurve kann auch als Reichweite einer Nachrichtenverbindung bei fester Sender- und veränderlicher Empfängerhöhe bzw. bei fester Empfängerhöhe und veränderlicher Senderhöhe gedeutet werden.

Werden die Geräteleistungen oder die Antennenabmessungen geändert, so verschiebt sich der relative Feldstärkewert bei Nachrichtenverbindungen umgekehrt proportional K^2 bei Funkmeßanlagen umgekehrt proportional K .

Kurve II/II entspricht einer Verdopplung des Aufwandes eines Funkmeßgerätes, also z.B. einer 16-fachen Senderleistung oder einer gleichzeitigen Vervielfachung der Absorptionsflächen von Sende- und Empfangsantenne und damit der Halbierung des Wertes der relativen Feldstärke I-I.

Allgemein gültig ist die auch hier erkennbare Tatsache, daß der Reichweitezuwachs bei Vergrößerung des Aufwandes im Bereich kleiner Höhen wesentlich geringer ist als in dem großer Höhen.

Die doppelte der im freien Raum erreichbaren Entfernung wird niemals überschritten.

Im zweiten Beispiel wird die Abhängigkeit der Reichweite einer Nachrichtenverbindung oder eines Funkmeßgerätes von der verwendeten Wellenlänge bei geringen Höhen untersucht. Es werden dabei Geräte vorausgesetzt, die bei Strahlung durch den freien Raum gleiche Reichweiten besitzen, d.h. es ist $(K^2; \lambda) = \text{konst.}$ bzw. $\sqrt[4]{\lambda} K = \text{konst.}$

Die Rechnung wird für zwei Senderhöhen durchgeführt, nämlich $h_1 = 5 \text{ m}$ und $h_1 = 100 \text{ m}$ und für eine Empfänger- bzw. Zielhöhe $h_2 = 10 \text{ m}$.

Schließlich werden drei für alle Geräte gleiche Reichweiten bei Strahlung in den freien Raum zugrundegelegt. ($r_{fr} = 31 \text{ km}$; $r_{fr} = 140 \text{ km}$; $r_{fr} = 21\ 200 \text{ km}$). Das Ergebnis ist in Tab. 11 zusammengestellt.

Die Zahlenwerte der Tabelle bestätigen die oben angeführten Gesetze:

1. Im Gebiet der direkten optischen Sicht wachsen Ausbreitungsfaktor und Reichweite bei horizontaler Polarisation mit fallender Wellenlänge, jenseits der optischen Sicht dagegen mit steigender Wellenlänge. (Im Falle $h_1 = 5 \text{ m}$; $\lambda = 13 \text{ m}$ ist der Abfall, der im Sichtbereich eintritt, jenseits der optischen Sicht noch nicht wieder aufgeholt).
2. Besonders jenseits der Grenze der optischen Sicht sind bei geringen Höhen die Ausbreitungsbedingungen für längere vertikal polarisierte Wellen wesentlich günstiger als für die übrigen.
3. Bei Annäherung an die Sichtgrenze und jenseits der Grenze der optischen Sicht nimmt die Reichweite nur noch langsam mit wachsendem Aufwand zu und zwar umso langsamer, je kürzer die Welle wird.

4. Der Einfluß der Höhen h_1 und h_2 auf den Feldstärkewert und auf die Reichweite ist bei geringen Höhen für vertikal polarisierte lange Wellen nur gering.

Ein drittes Beispiel mit dichterem Folge der Frequenzen bestätigt erneut die vorausgegangenen Ergebnisse. Zugrundegelegt sind folgende Zahlenwerte: $r_{fr} = 31$ km und 140 km; $h_1 = 20$ m und 100 m; $h_2 = 10$ m. (Tab. 12 und Bild 20).

Die Grenze der optischen Sicht liegt

falls $h_1 = 100$ m; $h_2 = 10$ m bei 48,5 km
und falls $h_1 = 20$ m; $h_2 = 10$ m bei 27,2 km.

Dieses Beispiel bestätigt erneut:

1. Bei Annäherung an die Grenze der optischen Sicht oder deren Überschreitung wächst die Reichweite nur noch sehr langsam mit wachsendem Aufwand.
2. Innerhalb der optischen Sichtgrenze wächst bei horizontaler Polarisation die Reichweite als Folge geringerer Ausbreitungsdämpfung mit fallender Wellenlänge.
3. Bei vertikaler Polarisation gilt das gleiche Gesetz nur für kürzere Wellenlängen bis etwa $\lambda = 2,5$ m. Bei längeren Wellen dagegen steigt die Feldstärke in Bodennähe und mit ihr die Reichweite mit wachsender Wellenlänge.
4. Der Höhen einfluß ist bei längeren vertikal polarisierter Wellen gering.

Im vierten Beispiel wird die Reichweite in Abhängigkeit von Gefälle- und Zielhöhen und von der Wellenlänge betrachtet.

Die zugrundegelegten Daten sind:

$r_{fr} = 31$ km bzw. 140 km; $h_1 = 5$ m und 100 m.

Die Zahlen für $\lambda = 15$ m; $h_1 = 5$ m für die keine Feldstärkekurve vorhanden ist, sind aus Kurven für $h_1 = 20$ m in ihrem unteren Bereich abgeleitet. Eine Erweiterung nach größeren Höhen ist nicht ohne weiteres möglich (Tab. 13 und Bild 21-24).

$\frac{h_1}{r_{opt}}$	h_1 (m)	100 m ($r_{opt} = 47$ Km)				5 m ($r_{opt} = 19$ Km)				
		λ (m)	$\overrightarrow{0,01}$	$\overrightarrow{0,5}$	$\overrightarrow{13}$	$13 \uparrow$	$\overrightarrow{0,01}$	$\overrightarrow{0,5}$	$\overrightarrow{13}$	$13 \uparrow$
31	Km		41	22	5,4	20	17	5,5	1	23
		\rightarrow	46	35	12	45	19	13	4	49
		\uparrow	59	81	83	184	32	48	29	187

Tab. 11

Abhängigkeit der Reichweite von der Wellenlänge bei Ausbreitung über dem Meer.

$\frac{h_1}{r_{opt}}$	h_1 (m)	100 m										20 m											
		λ (m)	0,01	0,1	0,2	0,5	1	2,5	7,5	10	13	20	0,01	0,1	0,2	0,5	1	2,5	7,5	10	13	20	
31	Km	\uparrow	42	32	28	21	16	11,6	12	16	21	27	24	18	15	11	7,5	5,5	2,5	17	23		
		\rightarrow	42	32	29	22	19	12	7	7	5,5	6	23	17	14	11	9	5	3,5	32	25	3	
140	Km	\uparrow	46	43	40	34	29	24	28	35	45	67	28	26	24	20	15	11,5	24	34	49		
		\rightarrow	46	43	41	35	32	23	14	14	11,5	12	27	24	23	20	17	11	8	7	6	65	

Tab. 12

Abhängigkeit der Reichweite von der Wellenlänge bei Ausbreitung über dem Meer (siehe Abb. 20)

$\frac{h_1}{r_{opt}}$	h_1 (m)	100 m										5 m														
		λ (m)	10	20	50	100	200	500	1000	2000	3000	5000	10000	10	20	50	100	200	500	1000	2000	3000	5000	10000		
31	Km	\rightarrow	0,01	41	43	43
		\rightarrow	0,5	22	28	36	46	50	50	5,5	8	12	17	26	38	53	58	58
		\rightarrow	13	5,5	8	12	17	24	36	47	60	62		1	1,9	2,9	3,9	5,2								
		\uparrow	13	20	20	20	20	17,5	25,5	38	50	51	51	23	23	23	23	23	30	35	33	15	23	39		
140	Km	\rightarrow	0,01	46	51	59	70	84	117	146	160	160	20	24	33	43	57	86	116	162	197	210
		\rightarrow	0,5	35	42	51	61	76	102	133	177	210	215	215	73	16	22	29	40	61	85	118	147	188	253	
		\rightarrow	13	12	18	25	33	47	65	85	119	144	177	192	4	5	7,1	9,4	12							
		\uparrow	13	45	45	45	45	45	63	80	85	90	110	175	49	49	49	49	49	68	81	107	124	147	168	

Tab. 13

Abhängigkeit der Reichweite von den Aufstellungshöhen der Geräteteile (Abb. 12 - 15)

Auch dieses Beispiel bestätigt:

1. Bei horizontaler Polarisation bleiben nicht nur für geringe, sondern auch bei größeren Höhen bis zur Erreichung des ersten Feldstärkemaximums innerhalb der Grenze der optischen Sicht die kürzeren Wellen den längeren überlegen.
2. Nach Erreichung des ersten Maximums pendeln Ausbreitungsfaktor und Reichweite um einen mittleren Wert. Der Ausbreitungsfaktor kann höchstens den Wert $A = 2$, die Reichweite höchstens den doppelten Wert der Reichweite im freien Raum erreichen.
3. In erster Näherung wächst die Reichweite mit zunehmender Höhe bis zur Erreichung des ersten Feldstärkemaximums unabhängig von der Wellenlänge proportional der Weite der optischen Sicht.
4. Bei vertikaler Polarisation ist für $(h:\lambda) \leq 20$ der Einfluß der Höhe h auf Feldstärke und Reichweite nur gering. In diesem Bereich wächst die Feldstärke mit der Wellenlänge, Bei Höhen $h > 20 \lambda$ steigt die Feldstärke ähnlich wie bei horizontaler Polarisation an und pendelt auch hier schließlich um den Wert $A = 1$. Bereits erwähnt wurden, daß Sender- und Empfänger- bzw. Zielhöhe auf Grund des Reziprozitätsgesetzes vertauschbar sind. Es gilt daher:

$$r(h_2) = r(h_1)$$

$$h_1 = C_1 \quad h_2 = C_1$$

7. Die Ersatzdipolzahl

Als Vergleichsnormale zur quantitativen Festlegung der Reflexionseigenschaften eines Zieles wurde von K. Fränz der "Ersatzdipol" vorgeschlagen. Die Ersatzdipolzahl eines Zieles gibt an, wieviel mehr Leistung das Ziel reflektiert als ein einzelner zur elektrischen Feldstärke parallel gerichteter abgestimmter Dipol.

Durch die Ersatzdipolzahl sollte eine besonders einfache und physikalisch klar definierte Größe eingeführt, nicht aber ein vereinfachtes, dem komplizierten tatsächlichen Schwingungssystem, das durch ein Ziel dargestellt wird, physikalisch ähnliches Ersatzgebilde geschaffen werden.

Von weiteren vorgeschlagenen Vergleichsgrößen, wie der Fläche einer spiegelnden Platte, der Fläche einer die auftreffende Energie diffus zerstreunenden Platte, der Abmessung einer Kugel oder der Länge eines gegen die halbe Wellenlänge kurzen Ersatzdipols hat sich für die theoretische Behandlung nur noch der Rückstrahlquerschnitt eingeführt, während für die experimentelle Bestimmung der Ersatzdipolzahl bei Wellenlängen unter $\lambda = 3$ m eine Kugel mit etwa 2,5 bis 3 m Durchmesser als zweckmäßigstes Normal anzusehen ist.

Offenbar entsprechen bei Wellenlängen unterhalb $\lambda = 1$ m die dem Rückstrahlquerschnitt zugrundegelegten Voraussetzungen am besten den tatsächlichen Schwingungsvorgängen, denn die Abhängigkeit der Ersatzdipolzahl von der Wellenlänge folgt der gleichen Gesetzmäßigkeit wie bei einer die auftreffende Energie diffus zerstreunenden Platte konstanter Größe. Bei Einsatz langer, vertikal polarisierter Wellen kann ein Flugziel in guter Näherung durch einen gegen die Wellenlänge kurzen Dipol annähernd konstanter Länge ersetzt werden, ein Hinweis dafür, daß unter dieser Voraussetzung die Schwingungsvorgänge verwandte Züge aufweisen.

Die ersten Versuche zur Klärung des Rückstrahlverhaltens von Zielen wurden bei veränderlichen Wellenlängen von Owzareck bei der DVL durchgeführt und in einem ZWB-Bericht (Zentrale für Wissenschaftliche Berichterstattung des Generalluftzeugmeisters) veröffentlicht. Diese Untersuchungen wurden mit Dezimeterwellen durchgeführt und lieferten das Ergebnis, die mittlere Ersatzdipolzahl eines Flugzeuges sei frequenzunabhängig.

Das Ergebnis wurde durch spätere Messungen widerlegt, hatte aber zu folgeschweren Fehlentscheidungen auf dem Gebiet der Funkmesstechnik beigetragen.

Weitere Messungen, die bereits Zahlenwerte für die Ersatzdipolzahl lieferten, wurden durch Bachem am Institut für Flug-Funkforschung, Oberpfaffenhofen, durchgeführt und in einem FFO-Buch veröffentlicht. Es waren mit 5 cm Wellenlänge durchgeführte Mo-

dellversuche, die die Ersatzdipolzahl für Flugzeuge bei Einsatz von Geräten mit 0,5 m und 2,5 m lieferten. Auch hier schien erneut bestätigt, daß die Ersatzdipolzahl für Flugzeuge nur wenig von der Wellenlänge abhängt. In der folgenden Zeit wurden in eigenen Laboratorien im wesentlichen durch F. Wächter umfangreiche Messungen zur Bestimmung der Ersatzdipolzahl von Flugzeugen und vielen anderen Zielen für einen sehr großen Frequenzbereich durchgeführt. Obwohl durch diese Untersuchungen bereits sehr früh nachgewiesen war, daß die erwartete Frequenzunabhängigkeit der Ersatzdipolzahl bei $\lambda \approx 0,5$ m nicht erreicht war, wurden unter dem Eindruck der früheren Ergebnisse die Entwicklungen von Funkmeßanlagen für Wellenlängen unter $\lambda = 0,5$ m nicht in dem Maße gefördert, wie es den technischen Erfordernissen entsprochen hätte.

Während Flugziele durch Angabe ihrer Ersatzdipolzahl eindeutig definiert sind, muß bei Zielen, deren Höhenabmessung vergleichbar mit der mittleren Höhe über dem Boden ist, neben ihrer Ersatzdipolzahl noch die Höhe der Ersatzdipole über dem Boden angegeben werden. Und selbst diese Angaben reichen nur dann aus, wenn sich das Feld in dem vom Ziel erfüllten Höhenbereich für alle betrachteten Entfernungen angenähert linear mit der Höhe ändert oder gar konstant ist.

a) Bestimmung der Ersatzdipolzahl für Flugzeuge.

Umfangreiche Versuchsserien wurden vom Verfasser und seinen Mitarbeitern zur Ermittlung von Ersatzdipolzahlen durchgeführt.

Dabei wurde diese für Flugzeuge einmal aus der Reichweitenformel (3) mit den Ergebnissen von Zielflügen errechnet. Es wird:

$$(12) \quad z = \left(\frac{2r}{KA} \right)^4$$

In anderen Versuchsreihen wurde die Ersatzdipolzahl durch Vergleich der Zielamplitude U_z mit der einer Dipolwolke U_d von n Dipolen, die in einem begrenzten Raum hinsichtlich Lage und Orientierung der Achse im Raum mit gleicher Wahrscheinlichkeitsdichte verteilt sind, eines sogenannten Düppelhaufens bestimmt.

Nach V. B ist die Ersatzdipolzahl eines Duppelhaufens von n Dipolen

$$z_d = \frac{z}{5}$$

Daher gilt für die Ersatzdipolzahl des Zieles

$$z = \frac{n}{5} \left(\frac{U_z}{U_D} \right)^2$$

Schließlich wurde in einem dritten Fall die Ersatzdipolzahl eines Flugzeuges bei $\lambda = 13 \text{ m}$ durch direkten Vergleich mit Dipolen veränderlicher Länge ermittelt.

Über der Nordsee wurden Dipole veränderlicher Länge an einem Fesselballon in die gleiche Höhe gebracht, in der nach Einholen des Ballons die Vergleichsmaschine den Ballon überflog. Vorausgegangene Messungen hatten bestätigt, daß der Ballon allein keine meßbare Amplitude lieferte. Abgelesen wurden die vom Dipol gelieferten Amplituden in dem Augenblick, in dem Dipolachse und elektrische Feldstärke parallel gerichtet waren.

Ermittlung der Ersatzdipolzahl von Flugzeugen mit Hilfe von Zielflugergebnissen für das Wellengebiet $\lambda = 2,4 \text{ m}$ bis $\lambda = 20 \text{ m}$.

Flugversuche über der Nordsee ergaben die in der folgenden Tabelle zusammengestellten Reichweitewerte.

		h_2 (m)	10	20	30	50	100	200	500	1000	1500	2000	3000	4000	5000	6000	K^4 (m)
Wasser-	$\lambda = 2,4 \text{ m}$ $h_1 = 35 \text{ m}$		21	23	24,5	30	38	50	73	92		128	156	170	180		$0,0100 \cdot 10^{24}$
Heidel-	$\lambda = 13 \text{ m}$ ↑ $h_1 = 25 \text{ m}$	km	20			28		41	56	60			88			101	$4,75 \cdot 10^{24}$
"	$\lambda = 13 \text{ m}$ → $h_1 = 25 \text{ m}$					19	25	34	52	70	84		105	120			$4,75 \cdot 10^{24}$
"	$\lambda = 20 \text{ m}$ ↑ $h_1 = 20 \text{ m}$					19	26	26	50	72		94	102		98		$12,8 \cdot 10^{24}$

Tab.11

Nach Eintragung dieser Ergebnisse in die zugehörigen Feldstärkeblätter (Bild 34a bis 37a) kann direkt als Schnittpunkt der relativen Feldstärke mit der Feldstärkekurve für Ausbreitung im freien Raum die Reichweite für Ausbreitung im freien Raum abgelesen werden. Mit diesen Werten ergibt sich unmittelbar aus Gl. (12) die in folgender Tabelle eingetragene Ersatzdipolzahl.

	E_{rel} $\mu V/m$	R_{eff} km	λ m	z
Wassermann	1190	170	2,4	1,6
Heidelberg	2500	84,8	13	$1,7 \cdot 10^{-4}$
" "	2300	92,2	20	$0,9 \cdot 10^{-4}$
" "	700	303	13	0,028

Tab. 12

In späteren Versuchsreihen wurde für das Wellengebiet $\lambda = 0,09 m$ bis $\lambda = 0,8 m$ und zwar für die Wellenlängen $\lambda = 0,09 m$, $0,2 m$, $0,5 m$ und $0,8 m$ die Ersatzdipolzahl durch Vergleich mit der Amplitude abgestimmter und abgefilterter Döppel ermittelt.

Die Döppelhaufen wurden dabei aus der Vergleichsmaschine, in den meisten Fällen aus einer He 111, abgeworfen.

Die Messunterlagen sind verloren, aber aus der Erinnerung kann rekonstruiert werden:

1. Auf doppellogarithmischem Papier aufgetragen liegen die Ergebnisse $z = f(\lambda)$ auf einer Geraden.
2. Für eine He 111 gilt im Mittel:

$$\lambda = 0,5 m; \quad z_{0,5} = 25 \quad z \lambda^2 = 6,25$$

$$\lambda = 0,09 m; \quad z_{0,09} = 800 \quad z \lambda^2 = 6,48$$

Für $\lambda \leq 3 m$ ist daher mit guter Näherung:

$$(13) \quad z = \frac{6,36}{\lambda^2 [m]}$$

Infolge des vielzipfligen Diagrammes der meisten Ziele, schwankt der Wert von z schon bei kleinen Zielbewegungen erheblich. Die Gleichung (13) liefert einen guten Mittelwert.

Die Amplituden von sämtlichen bisher beobachteten Zielen, selbst von scheinbar völlig feststehenden Reflektoren auf Land, schwanken beträchtlich. Besonders bei kurzen Wellenlängen liefern geringe Schwankungen von Gebäuden, Leitungen, Zäunen, Bäumen im Winde usw. Interferenzerscheinungen. Die angegebenen Werte sind daher Mittelwerte als Ergebnisse längerer Versuchsreihen.

Die auf diesem Wege gefundenen Ersatzdipolzahlen sind in guter Übereinstimmung mit den Ergebnissen, die aus Zielflügen errechnet wurden.

Die Ersatzdipolzahl besonders schneller Maschinen, d.h. von Maschinen mit möglichst glatter Oberfläche ist erheblich geringer als die von Maschinen, die festes Fahrgestell, äußere Anbauten wie Antennen und dergleichen oder gar Verstreibungen aufweisen.

In geringem Maße wächst außerdem die Ersatzdipolzahl mit der Größe der Maschine.

Die Ersatzdipolzahl für eine J 52, He 111 oder He 188 liegt zwischen 20 und 30, während sie für einen Jäger vom Typ Me 109 etwa bei 6 bis 9 liegt. (Gemessen bei $\lambda = 0,5$ m).

Im Wechsellpunkt der Flugbahn, d.i. dort, wo die Bahnnormale zum Gerät hingerichtet ist oder bei senkrechtem Überfliegen wachsen die Rückstrahlamplituden und damit auch die Ersatzdipolzahl bei Wellenlängen $\lambda \leq 3$ m auf ein Vielfaches der sonst beobachteten (Hauptmaximum des Beugungsbildes). Im Wechsellpunkt ihrer Bahn werden Flugziele häufig für kurze Zeit bei erheblichen Überreichweiten aufgefaßt.

Die oben erwähnte dritte Versuchsreihe lieferte folgendes Ergebnis. In guter Übereinstimmung mit Gl. (3e) stieg für $2l < \lambda/2$ die Amplitude mit $(\frac{l}{\lambda})^3$ an und ging bei $2l = \lambda/2$ durch ihr erstes Maximum.

Entgegen den Werten, die aus den Ergebnissen der Zielflüge errechnet wurden, lieferte dieser Versuch die Ersatzdipolzahl $z = 1$ statt $z = 0,03$. Der Unterschied ist nicht aufgeklärt, da er erst einige Wochen später bei der Versuchsauswertung erkannt wurde. (In der Zeit, in der die Versuche durchgeführt wurden, standen noch keine Feldstärkekurven zur Verfügung.)

Anschließend soll kurz auf die physikalische Bedeutung der Ersatzdipole eingegangen werden. Ohne Einschränkung der Gültigkeit der Überlegungen wird dabei $A = 1$ vorausgesetzt.

Bekanntlich wird für $2l \leq \frac{\lambda}{2}$ die Absorptionsfläche eines Dipols, die bei konstanter erregender Feldstärke der zerstreuten Leistung proportional ist, gegeben durch

$$F_{\text{abs}} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$$

abgestimmten Die Absorptionsfläche des gegen die halbe Wellenlänge kurzen Dipols ist proportional dem Quadrat der Wellenlänge und unabhängig von der Dipollänge.

Nach Gl.(2) ist die Empfangsenergie, die an einem Funkmeßgerät zur Verfügung steht

$$N_e = \frac{1}{16} z N_s F_s F_e \frac{1}{e^4} ,$$

also nur von der Dipolzahl und nicht explizite von der Wellenlänge abhängig.

Die Tatsache erklärt sich daraus, daß bei der Ableitung der letzten Formel neben konstanter Senderleistung auch konstante Absorptionsfläche der Antennen, d.h. mit fallender Wellenlänge wachsende Bündlung vorausgesetzt wurde. Es wachsen dann Energiedichte am Zielort, die vom Dipol aufgenommene und zerstreute Leistung und damit auch die Energiedichte an der Empfangsantenne umgekehrt proportional dem Quadrat der Wellenlänge.

Da aber die Absorptionsfläche des Dipols proportional dem Quadrat der Wellenlänge ansteigt, fällt resultierend der Einfluß der Wellenlänge in der Reichweiteformel weg.

Umrechnung der Ersatzdipolzahl in Werte für den Rückstrahlquerschnitt und in Werte für die Abmessung eines kurzen Ersatzdipols.

Nach V, A gilt:

$$Q_R = \frac{9}{4\pi} z \lambda^2$$

Für $\lambda \leq 3$ m ist weiter für eine He 111

$$z = \frac{6,4}{\lambda^2}$$

Aus beiden Beziehungen ergibt sich für Wellenlängen unterhalb $\lambda = 3$ m für den Wert des Rückstrahlquerschnittes:

$$Q_R = 4,6 \text{ m}^2 = \text{konst.}$$

Für Wellenlängen unterhalb $\lambda = 3$ verhält sich ein Flugzeug (He 111) wie eine parallel zur Wellenfront angeordnete Platte von 4,6 m, die die auftreffende Energie unabhängig von der Wellenlänge gleichmäßig im ganzen Raum zerstreut. Für Wellenlängen über $\lambda = 3$ m aber ist der Rückstrahlquerschnitt nicht mehr konstant, sondern fällt mit wachsender Wellenlänge.

Sobald die Ausdehnung des Zieles in Richtung des Vektors der elektrischen Feldstärke kleiner als die halbe Wellenlänge wird, d.h. bei vertikaler Polarisation für $\lambda > 3$ m, verliert der Rückstrahlquerschnitt seine anschauliche Deutung. In diesem Gebiet bildet der gegen die Wellenlänge kurze Dipol den tatsächlichen Schwingungsmechanismus besser nach.

Nach Gl.(6) ergeben sich aus den Werten für die Ersatzdipolzahl nach Kurvenblatt 27 folgende Werte für die Länge $2l$ des kurzen Ersatzdipols.

λ (m)	3	8	10	20
z	0,6	$6 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-5}$
$z^{1/6}$	0,92	0,45	0,35	0,2
$2l/\lambda$	0,32	0,15	0,12	0,07
$2l$ (m)	1,9	2,4	2,4	2,8

Tab. 13

Bei der Änderung der Wellenlänge im Verhältnis 7:1 ändert sich die Länge des Ersatzdipols nur im Verhältnis 1,5:1.

Für den Wellenbereich $3 \text{ m} \leq \lambda \leq 20 \text{ m}$ kann bei vertikaler Polarisation näherungsweise mit einem kurzen Ersatzdipol von 2,4 m Länge gerechnet werden.

b) Ersatzdipolzahl von Dipolwolken (Düppel) aus nicht abgestimmten Dipolen,

Nach Abschn. V, § ist die Ersatzdipolzahl einer aus n abgestimmten Dipolen bestehenden Düppelwolke $z = \frac{n}{5}$. Dabei ist vorausgesetzt, daß die Abmessung des Düppelhaufens so klein ist, daß sämtliche Dipole mit der gleichen Feldstärke erregt werden, daß die Charakteristik der Antenne also unberücksichtigt bleiben kann.

Versuche mit nicht abgestimmten Dipolen lieferten folgendes Ergebnis:

Ist die Dipollänge wesentlich kleiner als die halbe Wellenlänge, so steigt die reflektierte Leistung einer Wolke, bei der die Dipolachse sich gleichmäßig auf alle Raumwinkel verteilen, proportional $(\frac{l}{\lambda})^6$ an.

Bei Dipollängen jedoch, die größer als $\frac{1}{2}$ sind, konnte im bisher vermessenen Bereich $\frac{1}{2} \leq \frac{2l}{\lambda} \leq 4$ eine Leistungsänderung bei Änderung der Dipollänge nicht sicher festgestellt werden. Die Schwankungen waren kleiner als die Meßgenauigkeit.

Die Beobachtungen lassen folgende theoretische Erklärung zu:

Aus (3) und (3a) ergibt sich, falls die Richtung der Dipolachse mit der des elektrischen Feldes übereinstimmt:

$$z = 530 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6.$$

Bei Mittelung über beliebige Lagen der Dipole im Raum wird, da ihr Diagramm unabhängig von ihrer Länge durch den Kreis $E = \cos \varphi$ gegeben ist:

$$z = \frac{530}{3} \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6 = 106 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^6$$

Die Theorie bestätigt in guter Übereinstimmung mit den Versuchsergebnissen für Dipole, die kurz gegen die halbe Wellenlänge sind, den Anstieg der zerstreuten Leistung mit der 6. Potenz der Länge.

Die Behandlung der gleichen Frage für Dipollängen $2l > \lambda/2$ erfordert die Kenntnis des Reflexionsdiagramms des gegen die halbe Wellenlänge langen Dipols. Da eine theoretische Lösung dieser Aufgabe nicht bekannt ist, wurden die Diagramme von F. Wächter im Sommer 1944 experimentell für Dipollängen $2l \leq 4\lambda$ aufgenommen (Bild 29).

Sie zeigen wesentliche Unterschiede gegen die im allgemeiner bekannten Sendediagramme.

Während ein Sendedipol der Länge $2l = k \cdot \lambda$ mit $k = 1; 2; 3 \dots$ keine Strahlungsleistung in Richtung der auf der Dipolachse senkrecht stehenden Ebene ($\varphi = 0$) liefert, nimmt der Empfangsdipol von gleicher Länge Energie aus dieser Richtung auf und zerstreut sie. [9], [12] (Hauptzipfel).

Die Amplitude des Hauptzipfels wächst mit steigender Dipollänge vom Werte $2l = \lambda/2$ ab angenähert proportional $(k - \frac{1}{2})$, seine Breite näherungsweise umgekehrt proportional $(k - \frac{1}{2})$, seine Energie daher angenähert mit $(k - \frac{1}{2})$. Der Proportionalitätsfaktor ist dabei nach den Werten gemäß Kurvenblatt 18 sehr viel kleiner als 1, so daß die Energie des Hauptzipfels nur langsam mit wachsender Dipollänge wächst, sobald das erste Resonanzmaximum überschritten wird.

Mit wachsendem k treten zum Hauptzipfel ($\varphi = 0$) Seitenzipfel hinzu. Ihre Zahl im Quadranten ist k .

Wird die Dipollänge gleich einem ungradzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge $2l = (k + \frac{1}{2})\lambda$ mit $k = 0; 1; 2; 3 \dots$ so zeigt das Hauptmaximum das gleiche Verhalten wie bei gradzahligen Vielfachen, jedoch sind die Amplituden größer als im ersten Fall. Die Zahl der Maxima im Quadranten wird $(k + \frac{1}{2})$.

Derjenige Seitenzipfel, der den kleinsten Winkel mit der Dipolachse einschließt, besitzt in allen Fällen die größte Amplitude und die größte Breite. Trotzdem ist die durch ihn zur gesamten mittleren Energie beigetragene Leistung nur gering, da er seine Energie nur in einem kleinen Raumwinkel ausstrahlt.

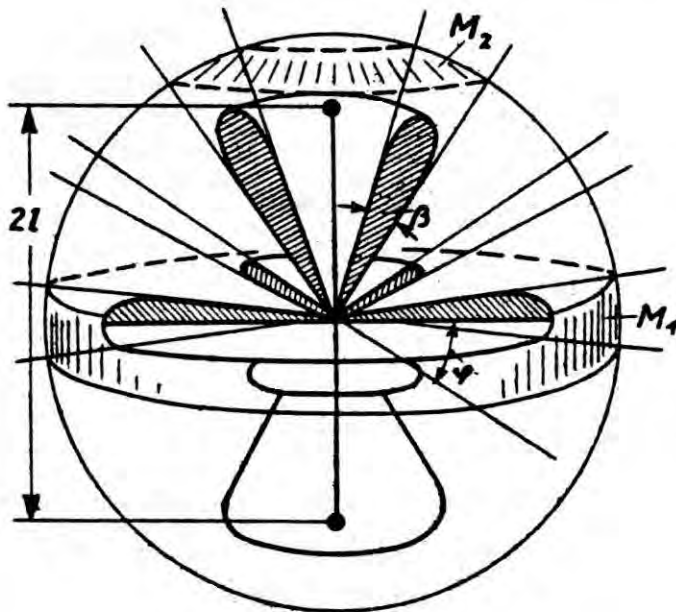


Bild 8.

Räumliches Rückstrahlendiagramm eines Dipols, dessen Länge $2l = \frac{5}{2}\lambda$ ist.

Bild 8 zeigt das Reflexionsdiagramm eines Dipols, dessen Länge $2l = \frac{5}{2}\lambda$ ist. Der vom Hauptzipfel erregte Raumwinkel ist proportional der Mantelfläche M_1 , der vom Seitenzipfel erregte proportional der Mantelfläche M_2 . Aus der Abbildung erkennt man leicht, daß selbst bei relativ großer Breite des Seitenzipfels sein Beitrag zur Gesamtenergie nur gering bleiben muß, da der Winkel, den er mit der Dipolachse einschließt, klein ist und daher die Mantelfläche M_2 sehr viel kleiner als M_1 wird. Damit ist auch das zweite Versuchsergebnis geklärt, wonach der Energiezuwachs von Dippelwolken bei wachsender Dipollänge sehr gering ist, sobald diese die Resonanzlänge $2l = \lambda/2$ übersteigt.

e) Reflexion an der Oberfläche des Meeres (Seeschlange).

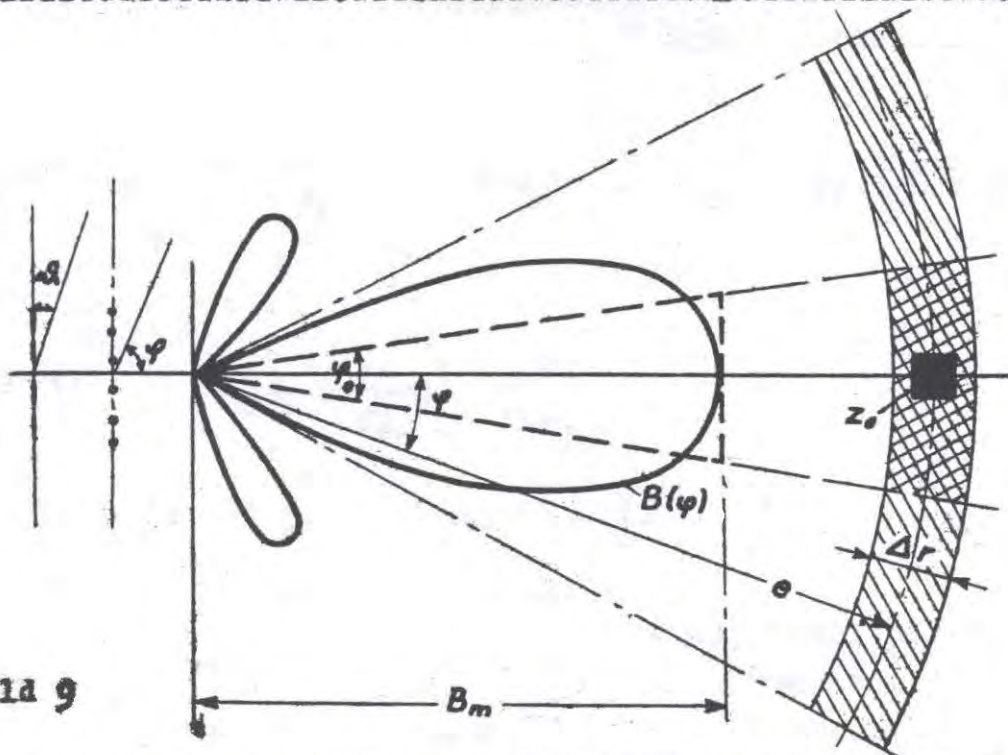


Bild 9

Im Gegensatz zum Punktziel (Flugzeug, Schiff), dessen radiale Ausdehnung klein gegen die räumliche Impulslänge ist, liefert ein großes Flächenziel, wie es durch die Meeresoberfläche dargestellt wird, am Beobachtungrohr des Empfängers an einem festen Entfernungswert eine Amplitude, die durch die Rückstrahlenergie der ganzen Zone geliefert wird, die innerhalb der räumlichen Impulslänge liegt.

Im Gegensatz zu den seither behandelten punktförmigen Zielen ist das Meer ein Flächenziel. Seine Ausdehnung in radialer Richtung ist gleich der halben Impulslänge $\Delta r = \left(\frac{cT}{2}\right)$, in azimuthaler Richtung ist sie durch die Horizontalcharakteristik der Antenne gegeben. Während in Richtung des Radinsvektors die erregende Amplitude praktisch konstant ist, wird sie in der dazu senkrechten Richtung ebenfalls durch die Antennencharakteristik bestimmt.

Bezeichnet man ^{Bild 9} mit ψ den Seitenwinkel der Charakteristik bei vertikaler, mit ϑ bei horizontaler Polarisation, mit $B(\psi)$ bzw. mit $B(\vartheta)$ die Horizontalcharakteristik selbst, mit B_m ihre Maximalamplitude, mit ψ_0 die Breite einer gedachten Ersatzcharakteristik konstanter Amplitude B_m und mit z_0 die Ersatzdipolzahl

der Einheit der reflektierenden Fläche, so wird, falls τ die Impulsdauer und c die Lichtgeschwindigkeit bedeuten, mit Gl.(2)

$$N_e = \frac{1}{16} z_0 \int_{-\pi}^{\pi} \Delta r \left(\frac{B(\varphi)}{E_m} \right)^4 r d\varphi N_s F^2 \left(\frac{A}{r} \right)^4 = \frac{1}{16} z_0 \Delta r \varphi_0 N_s F^2 \frac{A^4}{r^3}$$

und

$$(14) \quad z_0 = \left(\frac{1}{KA} \right)^4 \frac{r^3}{\Delta r \varphi_0}$$

$$\text{mit } E_m^4 \varphi_0 = \int_{-\pi}^{\pi} B^4(\varphi) d\varphi \quad \text{und} \quad \Delta r = \frac{c\tau}{2}$$

Aus Gl.(14) läßt sich die Ersatzdipolzahl der Flächeneinheit des Meeres für vertikale Polarisation errechnen, da sämtliche Faktoren bekannt sind, insbesondere der Ausbreitungsfaktor im hier in Frage kommenden Bereich geringer Höhen konstant ist.

Bei horizontaler Polarisation dagegen ist der Ausbreitungsfaktor auch bei kleinen Höhen stark höhenabhängig, wodurch eine Unsicherheit in die Rechnung eingeht, da eine eindeutig definierte Höhe der Meereswellen fehlt. Es werden daher keine Zahlenwerte für diesen Fall angegeben.

Praktisch zeigt sich das verschiedene Verhalten der Feldstärke und des Ausbreitungsfaktors bei vertikaler und bei horizontaler Polarisation darin, daß im ersten Fall die Reichweite der "Seeschlange", d.h. der allgemein eingeführte Begriff für die Reflexion am Wasser, praktisch unabhängig vom Seegang ist, während sie bei horizontaler Polarisation stark vom Seegang abhängt und bei glatter See fast völlig verschwindet.

In der nachfolgenden Zusammenstellung ist die Reichweite für $\lambda = 2,4$ m nicht gesichert, während die übrigen Zahlenangaben sicher aus dem Gedächtnis wiedergegeben werden können, da sie in eigenen Anlagen gemessen wurden.

Bestimmung des Winkels φ_0 :

Die Horizontalcharakteristik einer Antenne aus acht vertikal polarisierten Dipolen in einer Antennenseile und einer Reflektorwand ist gegeben durch:

$$B(\varphi) = \frac{\sin(4\pi \sin \varphi)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi\right)} \sin\left[\frac{\pi}{4}(1 + \cos \varphi)\right]$$

Die graphische Integration (Bild 30) ergibt:

$$\varphi_0 = 9^\circ 22' = 0,163$$

Bei acht horizontal polarisierten Dipolen in einer Antennenseile und einer Reflektorwand ist die Horizontalcharakteristik gegeben durch:

$$B(\vartheta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta\right)}{\sin \vartheta} \frac{\sin(4\pi \cos \vartheta)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta\right)} \sin\left[\frac{\pi}{4}(1 + \sin \vartheta)\right]$$

Die graphische Integration (Tab. 17 und Bild 30) ergibt:

$$\varphi_0 = 9^\circ 24' = 0,164$$

Die beiden Beispiele sowie ein drittes hier nicht angeführtes liefern in guter Näherung für φ_0 ein Drittel des Wertes für den Minimumbestand der Strahlungscharakteristik der Antenne, der sich aus der Gleichung

$$\varphi_{\min} = \frac{120\lambda}{b}$$

errechnet. Dabei ist b die Breite der Antenne.

In unserem Falle ergeben sich bei 8 Dipolen in einer Zeile im Abstand $\lambda/2$ voneinander

$$\varphi_{\min} = \frac{120\lambda}{8/2\lambda} = 30^\circ$$

Die Breite φ_0 wird daher in den folgenden Betrachtungen allgemein mit $1/3$ des Minimumbestandes des Hauptzipfels der Charakteristik angesetzt.

φ	0	2°	4°	6°	8°	10°	12°	14°30'	22°4'	30°	38°46'	48°39'	61°5'	90°
$\sin \varphi$	0	0,035	0,070	0,105	0,140	0,174	0,208	0,250	0,375	0,500	0,625	0,750	0,875	1,0
$4\pi \sin \varphi$	0	0,439	0,878	1,32	1,76	2,18	2,61	π	4,7	2π	7,85	3π	11,0	4π
$\frac{\pi}{2} \sin \varphi$	0	0,055	0,110	0,165	0,22	0,273	0,326	$\frac{\pi}{8}$	0,589	$\frac{\pi}{4}$	0,98	$\frac{3}{8}\pi$	1,37	$\frac{\pi}{2}$
$\sin(4\pi \sin \varphi)$	0	0,425	0,769	0,969	0,982	0,820	0,507	0	-0,999	0	1	0	-1	0
$\sin(\frac{\pi}{2} \sin \varphi)$	0	0,055	0,11	0,164	0,218	0,270	0,320	0,383	0,556	0,707	0,831	0,924	0,980	1
Q	8	7,72	7	5,9	4,5	3,04	1,59	0	1,8	0	1,21	0	1,92	0
$\cos \varphi$	1	0,999	0,998	0,994	0,990	0,985	0,978	0,968	0,927	0,866	0,781	0,661	0,484	0
$\frac{\pi}{4}(1+\cos \varphi)$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	1,56	1,55	1,54	1,52	1,46	1,4	1,3	1,17	$\frac{\pi}{4}$
$\sin \frac{\pi}{4}(1+\cos \varphi)$	1	1	1	1	1	1	1	1	0,998	0,994	0,985	0,964	0,919	0,707
P	8	7,72	7,0	5,9	4,5	3,04	1,59	0	1,8	0	1,19	0	1,1	0
P^4	4100	3570	2400	1200	485	85	6,3	0	10,5	0	2,0	0	1,5	0
$(\frac{P}{P_m})^4 \%$	100	87,8	58,8	29,4	11,9	2,1	0,16	0	0,26	0	0,05	0	0,037	0

ϑ	90°	88°	86°	84°	82°	80°	78°	76°	75°33'	67°57'	60°	51°17'	41°22'	28°56'	0°
$\cos \vartheta$	0	0,035	0,070	0,104	0,138	0,173	0,207	0,241	0,250	0,375	0,500	0,626	0,750	0,875	1,0
$\frac{\pi}{2} \cos \vartheta$	0	0,055	0,109	0,163	0,216	0,271	0,325	0,378	$\frac{\pi}{8}$	0,589	$\frac{\pi}{4}$	0,980	1,177	1,375	1,57
$4\pi \cos \vartheta$	0	0,436	0,872	1,30	1,54	2,17	2,60	3,03	π	4,71	2π	7,85	9,41	11,0	12,6
$\cos(\frac{\pi}{4} \cos \vartheta)$	1	0,999	0,999	0,987	0,977	0,964	0,948	0,929	0,924	0,832	0,707	0,557	0,384	0,195	0
$\sin \vartheta$	1	0,999	0,998	0,995	0,990	0,985	0,978	0,970	0,968	0,927	0,866	0,780	0,661	0,484	0
Q_1	1	1	1	0,993	0,987	0,979	0,970	0,958	0,954	0,898	0,816	0,715	0,580	0,403	0
$\sin(4\pi \cos \vartheta)$	0	0,422	0,766	0,964	0,999	0,826	0,516	0,111	0	-1	0	+1	0	-1	0
$\sin(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)$	0	0,0547	0,109	0,162	0,214	0,268	0,319	0,369	0,381	0,556	0,707	0,831	0,923	0,981	1
Q_2	8	7,71	7,02	5,95	4,66	3,08	1,62	0,301	0	-1,8	0	1,2	0	-1,02	0
$\frac{\pi}{4}(1+\sin \vartheta)$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	1,56	1,56	1,55	1,54	1,52	1,47	1,40	1,31	1,17	0,786
$\sin \frac{\pi}{4}(1+\sin \vartheta)$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0,998	0,994	0,985	0,965	0,920	0,708
P	8	7,71	7,02	5,91	4,6	3,02	1,57	0,289	0	-1,62	0	0,845	0	0,378	0
P^4	4100	3530	2430	1220	445	828	6,05	0,007	0	6,9	0	0,51	0	0,02	0
$(\frac{P}{P_m})^4 \%$	100	86,3	59,3	29,8	10,9	2,02	0,15	0	0	0,17	0	0,012	0	-	0

Tab. 17

Ersatzdipolzahl für Flächeneinheit (z_0) des Meeres.

λ	0,5 ↑	0,5	2,4 ↑	13 ↑	13	20 ↑	m
r	7	0-3	10-15	65	0-10	100	km
h_1	50	50	35	20	20	20	m
h_2	0	-	0	0	-	0	m
A.	0,15	-	0,14-0,08	0,22	-	0,28	-
r^3	343	0-27	$(1-3,38) \times 10^3$	$275 \cdot 10^3$	$0-10^3$	10^6	km^3
A^4	$5 \cdot 10^{-4}$	-	$3,9-0,4 \times 10^{-4}$	$23,5 \cdot 10^{-4}$	-	$62 \cdot 10^{-4}$	-
K^4	$1,4 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^6$	10^{10}	$4,56 \cdot 10^{12}$	$4,56 \cdot 10^{12}$	$12,8 \cdot 10^{12}$	km^4
Δe	0,15	0,15	1,5	1,5	1,5	1,5	km
φ_0	0,1	0,18	0,23	0,16	0,16	0,16	°
z_0	33	-	$(0,8-24) \cdot 10^{-3}$	$107 \cdot 10^{-6}$	-	$53 \cdot 10^{-6}$	km^{-2}

Tab.18

Für das Verhältnis der Amplitude der Reflexion eines Flugzeuges zu der der Seeschlange ergibt sich aus Gl. (2) in Abhängigkeit von der Entfernung:

$$\left(\frac{U_{F1}}{U_s}\right)^2 = \frac{z_{F1}}{z_0 \varphi_0 \Delta e} \frac{A_{F1}^*(e; h_1; h_2)}{e A_s^*(e; h_1; h_2)}$$

In sehr kleinen Entfernungen ist im allgemeinen das Amplitudenverhältnis groß, da e und damit die erregte Fläche klein sind. Mit wachsender Entfernung steigt zunächst die Amplitude der Seeschlange relativ zur Zielamplitude. In dem darauffolgenden Gebiet verschwindet der Seespiegel hinter dem Horizont, während ein Flugzeug, besonders wenn es in großer Höhe fliegt, noch sichtbar bleibt. Der Ausbreitungsfaktor für die Seeschlange nimmt schneller ab als der für das Ziel, d.h. das Amplitudenverhältnis von Zielamplitude zu Amplituden der Wasserreflexion wird wieder größer. Sobald beide Ziele hinter dem Horizont verschwunden sind, wird das Verhältnis ihrer Ausbreitungsfaktoren konstant und das Amplitudenverhältnis muß wieder fallen.

Mit Ausnahme des letzten Falles, der noch nicht geprüft werden konnte, da keine Funkmeßgeräte zur Verfügung standen, die unter normalen Ausbreitungsbedingungen über die Grenze der optischen Sicht hinausreichten, ist der übrige Verlauf experimentell bestätigt.

Die Reflexionen am Wasser können den Funkmeßbetrieb insbesondere bei Einsatz langer, vertikal polarisierter Wellen erheblich stören (s. III, A 2).

Die Störung geht mit wachsender Horizontalbündlung der Antenne zurück.

d) Ersatzdipolzahl von ionisierten Gasen.

Gelegentlich wurde berichtet, daß Reflexionen an heißer Luft über großen Brandherden beobachtet worden sind. Persönliche Beobachtungen hierzu fehlen.

Eine Reflexion am Mündungsfeuer von Geschützen oder an der abbrennenden Treibladung von Raketen konnte bei Einsatz von Geräten mit Wellenlängen zwischen 0,09 m und 0,8 m nicht sicher festgestellt werden.

Zur Prüfung, ob überhaupt mit einer Reflexion am Gas einer abbrennenden Rakete gerechnet werden kann, wurden an einer statischen Meßanordnung bei $\lambda = 0,5$ m Wellenlänge Messungen durchgeführt.

Die Rakete wurde in etwa 25 m Entfernung von der Meßanordnung so im Boden eingegraben, daß ihre Treibgase senkrecht nach oben ausgestoßen wurden. Durch ein Hilfsziel wurde die Amplitude eines Dauerstrichsenders an der Empfangsantenne auf 0 kompensiert, sodann wurde die Rakete abgebrannt und zum Vergleich ein abgestimmter Dipol in die mittlere Höhe der Auspuffgase gebracht.

Während bei abgeschaltetem Sender keine Empfangsenergie registriert wurde, entsprach bei schwingendem Sender die an den Gasen der abbrennenden Treibladung reflektierte Leistung der eines einzelnen abgestimmten Dipols. Die Ersatzdipolzahl ist also etwa $z = 1$. Die Reflexionserscheinung verschwindet sobald die Treibladung abgebrannt ist.

Unbekannt bleibt vorläufig die Ersatzdipolzahl der Treibgase bei fliegenden Geschossen, also bei verdünnten Gasen und ihre Frequenzabhängigkeit.

e) Ersatzdipolzahl geometrisch einfacher Körper.

Ersatzdipolzahlen von geometrisch einfacheren Körpern wurden von K. Fränz und seinen Mitarbeitern errechnet [6]

1. Gegen die Wellenlänge große spiegelnde Platte.

Das Hauptmaximum des Beugungsgebirges liefert:

$$z = \left(\frac{4\pi}{3}\right)^2 \left(\frac{F}{\lambda^2}\right)^2 ; \quad Q_R = 4\pi \left(\frac{F}{\lambda}\right)^2$$

Mittlere Ersatzdipolzahl (Mittlung über beliebige Lagen im Raum)

$$z = \frac{2}{\pi} \frac{F}{\lambda^2} ; \quad Q_R = 0,46 F \approx \frac{F}{2}$$

2. Platte, parallel zur Wellenfront angeordnet ist und die die auftreffende Energie gleichmäßig im Raum zerstreut.

a) Die Energie wird in den Halbraum zerstreut:

$$z = \frac{8}{9} \pi \frac{F}{\lambda^2} ; \quad Q_R = 2 F$$

b) Die Energie wird in den ganzen Raum zerstreut (Definition des Rückstrahlquerschnitts):

$$z = \frac{4}{9} \pi \frac{F}{\lambda^2} \quad ; \quad Q_R = F$$

3. Kugel, deren Durchmesser groß gegen die Wellenlänge ist:

$$z = \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \quad ; \quad Q_R = \frac{\pi}{4} d^2 = \pi r^2$$

4. Mittlere Ersatzdipolzahl eines beliebigen, gegen die Wellenlänge großen Körpers mit konvexer Oberfläche (σ).

$$z = \frac{\pi}{9} \cdot \frac{\sigma}{\lambda^2} \approx \frac{1}{9} \cdot \frac{\sigma}{\lambda^2} \quad ; \quad Q_R = \frac{\sigma}{4}$$

5. Mittlere Ersatzdipolzahl eines Tripelspiegels (Abmessung $(2a)^3$).

$$z_m = 27 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^4 \quad ; \quad Q_R = 19,4 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2$$

Experimentell wurden von uns für Granaten und Raketen bei 50 cm Wellenlänge Ersatzdipolzahlen von $z = 0,1$ bis $0,5$ und bei $0,1$ m Wellenlänge von $0,5$ bis 2 gemessen.

III. Meß- und Beobachtungsergebnisse.

A) Verschiedene Beobachtungsergebnisse.

Die Inbetriebnahme neuer Anlagen, insbesondere der Langwellengeräte "Heidelberg", glich einer Forschungsreise in eine Wunderwelt voll neuer, z.T. bisher unbekannter Erscheinungen und unerwarteter Schwierigkeiten, von denen im folgenden berichtet werden soll:

1. Die Außenstörungen.

Bei der Inbetriebnahme der Anlage "Heidelberg" auf $\lambda = 20\text{m}\uparrow$ machten die Störungen durch den kommerziellen Telegrafie- und Telefonbetrieb der ganzen Erde sowie die in diesem Frequenzband

auf tretenden atmosphärischen Störungen einen Funkmeßbetrieb völlig unmöglich. Die Störleistung durch den kommerziellen Verkehr war etwa 10 000 mal größer als erwartet. Diese Erscheinung ist im Funkmeßbetrieb deshalb besonders erschwerend, weil hier relativ große Bandbreiten gefordert werden, die ein Anweichen in nicht besetzte Frequenzbänder unmöglich machen. Im weitaus größten Teil der Betriebszeit sind die Störungen durch den drahtlosen Nachrichtenverkehr wesentlich größer als die durch atmosphärische Entladungen.

Im Frühsommer 1942 trat diese Störung im allgemeinen vor Sonnenaufgang kurzzeitig zurück. Offenbar traten in dieser Zeit keine Reflexionen an der Ionosphäre auf. Die 20m-Anlage mußte in dieser Zeitspanne erprobt werden.

Unterhalb 15 m Wellenlänge aber brechen diese Störungen plötzlich ab, so daß dieses Gebiet für Funkmeßanlagen zur Verfügung steht. Bild 37 zeigt als charakteristisches Bild aus einer großen Zahl von Aufnahmen, die im Sommer 1942 durchgeführt wurden, die Verteilung der Störung in Abhängigkeit von der Frequenz während eines Tages, das Bild 38 die Verteilung der mittleren Störung über einen größeren Frequenzgebiet,

Der schnelle Rückgang bei wachsender Frequenz erklärt sich durch den Wegfall der Reflexionsvorgänge an der Ionosphäre bei Wellenlänge unter 15 m, durch den die Reichweite der Störquellen erheblich verkleinert wird.

Wellenlängen über $\lambda = 15$ m sind für den Funkmeßbetrieb ungeeignet.

2. Reflexion am Meeresspiegel (Seeschlange).

In der kurzen Zeitspanne, die für Messungen an der 20m-Anlage zur Verfügung stand, konnte eine zweite, nicht erwartete Störung beobachtet und untersucht werden. Schon der Meeresspiegel lieferte bis zu großen Entfernungen gewaltige Rückstrahlamplituden, die in allen Entfernungen ein Vielfaches der Rückstrahlamplituden eines Flugzeuges waren. Die Periodendauer, mit der die Amplituden schwanken, liegen in der Größenordnung 1/10 bis 5 sec.

$\lambda = 13 \text{ m} \uparrow$

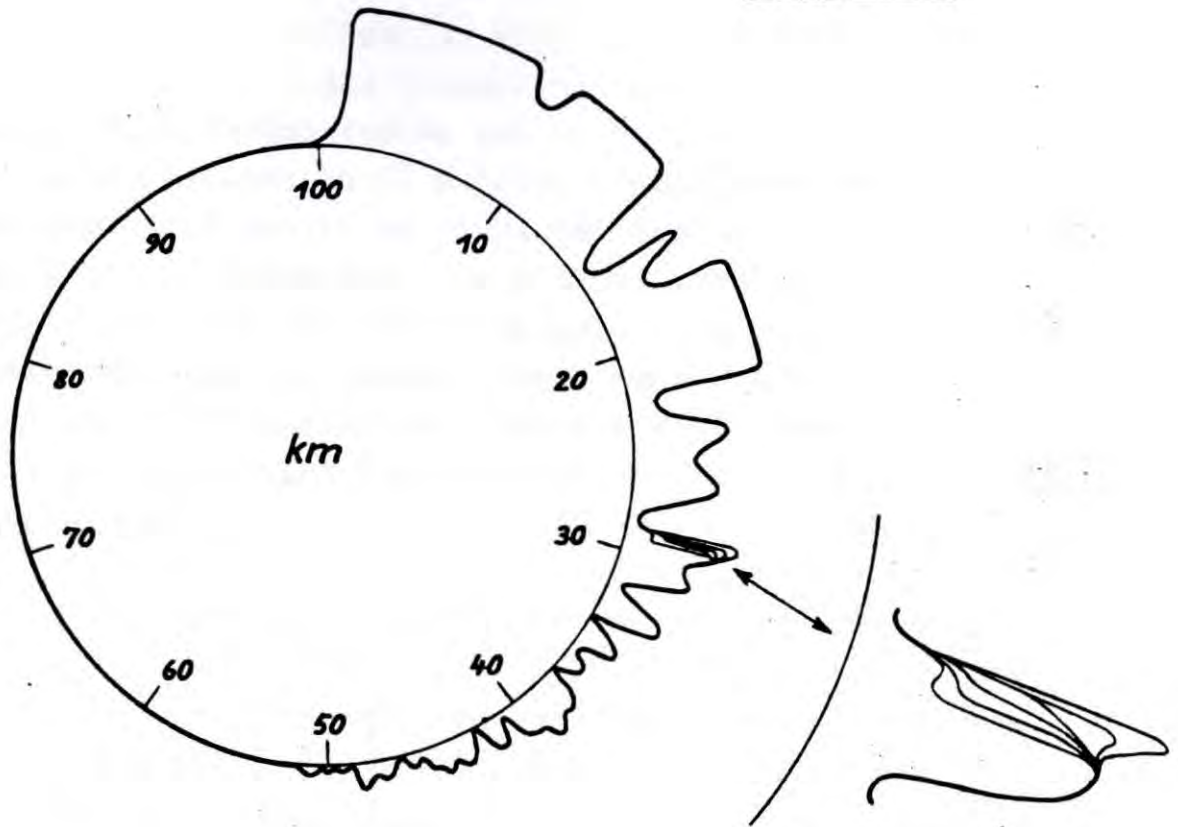


Bild 10
Seeschlange

Flugziel

Das Rückstrahlbild erweckt den Eindruck einer über den ganzen Entfernungsbereich gelagerten, sich träge windenden Schlange und führte allgemein zu dem anschaulichen Kennwort "Seeschlange". Im Bereich der Seeschlange werden Schiffe meist gar nicht, Flugzeuge als Interferenzschwankungen zwischen der Seeschlange und der Zielamplitude erkannt. Die Störampplitude war bei den Langwellengeräten "Heidelberg" so groß, daß sie die Empfänger der Funkmeßgeräte bei normaler Einstellung im Nahbereich völlig übersteuerte. (Bild 10).

Der Störbereich der Seeschlange fällt mit fallender Wellenlänge und mit wachsender Horizontalbündelung der Antenne. Sie ist bei vertikaler Polarisation praktisch unabhängig vom Seegang und wesentlich größer als bei horizontaler Polarisation, bei der sie stark vom Seegang abhängt. Bei völlig glatter See und horizontaler Polarisation verschwindet die Seeschlange, da elektrische und magnetische Feldstärke unmittelbar an der Wasserfläche völlig zusammenbrechen.

In der folgenden Tabelle sind die Entfernungen zusammengestellt, bis zu denen die Seeschlange in unseren Geräten beobachtet wurde. Die Beobachtungen bei 50 cm Wellenlänge wurden mit einem Würzburg-Gerät in 50 m Aufstellungshöhe durchgeführt. Selbst hier noch zeigte es sich, daß horizontale Polarisation bei Beobachtung bodennaher Ziele günstiger ist als vertikale. So konnte z.B. ein etwa 25 mm dickes, 1,50 m hohes Eisenrohr, das senkrecht aus dem Wasserspiegel herausragte, in 2,5 km Entfernung bei horizontaler Polarisation noch erkannt werden, während es bei vertikaler Polarisation von der Seeschlange völlig überdeckt wurde.

λ	20↑	13↑	$\overrightarrow{13}$	2,5↑	0,5↑	$\overrightarrow{0,5}$	m
r	100	65	0-10	10-15	7	0-3,5	km

Tab.15

In Funkmeßanlagen, die Ziele dicht über dem Boden oder dicht über dem Wasser erfassen sollen, sollten bis zu 3 m Wellenlänge herab horizontal polarisierte Wellen eingesetzt werden. Aber auch bei noch kürzeren Wellen bringen horizontale Polarisation Vorteile, selbst wenn die Zielabmessungen in Richtung des Vektors der elektrischen Feldstärke wesentlich kleiner als die halbe Wellenlänge sind.

Die Frage der Kompensationsschaltungen zur Unterdrückung der Seeschlange wurde nicht bearbeitet.

Zwei weitere Störerscheinungen, die zeitlich vor den eben angeführten bereits in der Anlage Knickebein J. im Herbst 1941 beobachtet wurden, werden erst jetzt besprochen, da ihr Einfluß auf die Wahl der günstigsten Wellenlänge nur gering ist.

3. Das Siderische Rauschen.

Nach Wegfall der unter 1. und 2. beschriebenen Erscheinungen war der Störpegel als Folge des bereits im ersten Teil ausführlich besprochenen siderischen Rauschens noch wesentlich höher als

erwartet. Die Zahlenangaben sind bereits oben gemacht.

Offenbar liegen ausgesprochene Störzentren in der Milchstraße. Antennen, deren Vertikalebene maximalen Empfangs einmal im Verlaufe eines Tages mit der Symmetrieebene der Milchstraße zusammenfiel, lieferten unabhängig von ihrer Polarisationsrichtung während des Durchgangs einen wesentlichen Anstieg der im Übrigen während des ganzen Tages konstanten Störenergie, während Antennen, die geographisch senkrecht dazu orientiert waren, während des ganzen Tages nur konstante Störenergie aufnahmen.

Das extraterrestrische Rauschen wurde bei $\lambda = 10 \text{ m}$, 13 m und 20 m gründlich vermessen. Bei 2 m Wellenlänge konnte K. Fränz noch feststellen, daß die Amplitude des siderischen Rauschens die Gleichgewichtsstrahlung nicht überstieg. Die Größe der durch Beugung an der Erdkugel über die ganze Erde verteilten mittleren Störung konnte bisher unterhalb $\lambda = 10 \text{ m}$ nicht untersucht werden, da Anlagen hinreichend großer Empfindlichkeit nicht zur Verfügung standen.

Als physikalisch interessant sei noch die Tatsache erwähnt, daß in diesem Wellenbereich, in dem eine durch die Ionosphäre unbehinderte Abstrahlung in den Weltraum möglich ist, die Störenergie einer Empfangsanlage geringer werden kann als sie durch die Gleichgewichtsstrahlung der Umgebung festgelegt ist. In diesem Fall würde Wärmeenergie als elektromagnetische Energie in den Weltraum abgestrahlt.

4. Reflexion an der Ionosphäre.

Über die Entdeckung der 4. Störquelle soll etwas ausführlicher berichtet werden.

Die Anlage Knickebein J ($\lambda = 10 \text{ m}$) war für 300 km Reichweite ausgelegt und besaß daher eine Impulsfrequenz von 500 Hz . Beim erstmaligen Einschalten ihres Senders war das Beobachtungrohr im gesamten Entfernungsbereich gleichmäßig von großen Störampplituden erfüllt.

Auf dem Braunschen Rohr, das mit Kreisablenkung arbeitete, glichen die Störungen einer dichten Folge von Sonnenprotuberanzen, die sich in stetiger, züngelnder Bewegung befanden. Auch

der häufig gebrauchte Vergleich mit einem Bart: "Ionosphärenbart" beschreibt recht gut diese Erscheinung (Bild 32).

Da beim Ausschalten des Senders auch die Störungen verschwanden, schien der Sender Ursache dieser Störung zu sein. Bemühungen zur Entstörung des Senders schienen am Abend des ersten Versuchstages von Erfolg gekrönt. Die Störungen verschwanden schnell während der Entstörungsversuche und blieben während der Nacht und zunächst während des kommenden Morgens verschwunden. Gegen 10 Uhr, kurz vor Eintreffen der angeforderten Versuchsmaschine jedoch, erschien die Störung erneut und entwickelte sich im Verlauf von etwa 20 Minuten zur Größe des Vortags. Das gleiche Spiel wiederholte sich in den folgenden 24 Stunden. Als die Erscheinung mit fast gleichem zeitlichen Ablauf auch am dritten Tage auftrat, ohne daß irgendwelche Schaltmaßnahmen am Sender vorgenommen wurden, lag der Verdacht nahe, daß Reflexionserscheinungen an Zielen in unbekannter Entfernung die Störungen verursachten. Um diese zu lokalisieren wurden als Impulsfrequenz 50 Hz und anschließend 25 Hz gewählt. Nunmehr zeigte es sich, daß es sich um Echos handelte, die in einer Entfernung von etwa 3000 km reflektiert wurden. Die Erscheinung war stark zeitabhängig. Während der ersten Beobachtungen im Herbst des Jahres 1941 trat sie meist am Tage zwischen 10 und 17 Uhr auf, blieb jedoch an einzelnen Tagen aus und wurde nachts fast gar nicht beobachtet. Später wurde sie häufig meist in der Nacht gefunden. Eine sorgfältige geführte Statistik darüber fehlt noch.

Das Gebiet, in dem die wesentlichen Reflexionen erfolgen, liegt bei etwa 3000 km und hat eine Tiefe von etwa 600 km. Meist ist die Gesamtzone von annähernd gleich hohen Störreflexionen besetzt, gelegentlich zerfällt sie aber auch in zwei, drei und mehr getrennte Einzelzonen. Seltener wird zusätzlich ein Gebiet schwächerer Reflexion bei 6000 km beobachtet. Selten rücken die Störungen wesentlich näher. In vereinzelten Fällen konnte ich schwächere Reflexionen bei etwa 1000 km beobachten.

Der Aufbau und das Abklingen dieser Erscheinung beanspruchen im allgemeinen eine Zeit von etwa 10 Minuten bis zu einer halben Stunde. Gelegentlich wechseln Zonen besonders starker Reflexions-

erscheinungen mit solchen schwächerer, besonders dann, wenn das Gebiet Neigung zum Zerfall in mehrere Teilgebiete zeigt. Unterhalb $\lambda = 2,4$ m konnte ich bisher keine Reflexionserscheinungen mehr beobachten.

Zur Ausschaltung der Störungen durch Reflexion an der Ionosphäre ist die Impulsfrequenz niedriger als 50 Hz zu wählen. Dann können nämlich Echos aus 3 000 km Entfernung nicht während einer späteren Impulsperiode aufgezeichnet werden und dort die Beobachtung stören.

Eine Reichweitevergrößerung von Funkmeßgeräten durch Reflexion an der Ionosphäre wurde bisher in keinem Fall beobachtet. In dem Frequenzgebiet, in dem die Ionosphäre als Reflektor wirkt, sind die Fremdstörungen so groß, daß kein Betrieb möglich ist. Außerdem ist die reflektierende Fläche rauh, so daß die an ihrer Oberfläche reflektierten Impulse etwa auftretende Nutzamplituden überdecken.

5. Kurzzeitigauf tretende Scheinziele.

Auf eine weitere Erscheinung, die in den Heidelberg-Anlagen beobachtet wurde, sei kurz hingewiesen. Aus allen bisher beobachteten Entfernungen bis zu 6000 km wurden kurzzeitige Rückstrahlamplituden beobachtet, deren Länge etwa einer Impulslänge entspricht und deren Amplituden unabhängig von der Entfernung häufig dem Empfänger übersteuern. Sie erscheinen nur kurzzeitig, wachsen im allgemeinen bei überlagerten, kleineren und schnelleren Amplitudenschwankungen im Verlaufe von einigen Sekunden an, übersteuern häufig die Anlage und verschwinden dann in ähnlicher Weise. Die Lebensdauer dieser "Geister" beträgt im Mittel 1 bis 10 Sekunden. Häufig sind sie sehr selten, gelegentlich erscheint in mittlerem zeitlichen Abstand von 5 Minuten ein "Geist" in stark wechselnden Entfernungen.

Vielleicht gibt diese Mitteilung eine Anregung zu weiteren Untersuchungen für den Physiker.

Die "Geister" sind leicht zu erkennen und stören nicht.

6. Brechung der elektromagnetischen Strahlung in Zonen der Troposphäre, in denen der Wasserdampfgehalt einen Gradienten besitzt ("Fata Morgana").

Während noch keine Reichweitevergrößerung von Funkmeßgeräten durch Reflexion an der Ionosphäre beobachtet wurde, treten Reichweitevergrößerungen (seltener auch Verringerungen) durch Strahlenbrechung in der Troposphäre in unseren Zonen besonders in den warmen Sommermonaten häufig auf. Entgegen der bisher vorliegenden theoretischen Erklärung, die Frequenzunabhängigkeit verlangt, [25] wird diese Erscheinung bei kürzeren Wellen stärker und häufiger beobachtet als bei längeren. So wurde z.B. im Sommer 1944 an der Ostküste Rügens beim Einsatz der Geräte der Gruppe 5 (Tab.26) diese Erscheinung häufig im Gerät mit der kürzesten Wellenlänge zuerst beobachtet und erschien dann mehr oder weniger schnell im Verlaufe einer viertel bis einer ganzen Stunde zunächst im 20 cm-Gerät, dann in den 50 cm-Anlagen und schließlich bei 80 cm Wellenlänge. Beim Verschwinden in den späten Abendstunden blieb die Erscheinung häufig 1 - 2 Stunden länger im 9 cm-Gerät sichtbar als in allen übrigen. Besonders häufig wird die Erscheinung in späten Nachmittagsstunden nach heißen, schwülen, windstillen Tagen beobachtet. Plötzlich aufziehende Wetter können sie auch einmal in kurzer Zeit zum Verschwinden bringen.

Die Reichweitevergrößerung kann erhebliche Beträge annehmen. So wurde z.B. in einem Einzelfall mit dem Gerät "Würzmann" (Gerät Nr.3a) das eine Normalreichweite gegen Schiffe mittlerer Größe von etwa 40 bis 45 km besaß, während einer Nacht ein Schiff auf ostwärtigen Kurs bis in den Danziger Hafen, also bis zu einer Entfernung von 330 km, als starker, fast konstanter Rückstrahlimpuls verfolgt.

Ebenso wurden häufig vom Strand Göhrens aus die Insel Bornholm in etwa 120 km Entfernung und Teile der deutschen und schwedischen Ostseeküste in Entfernungen von 150 bis 400 km beobachtet.

Die Geräte mit den kürzeren Wellen zeigten diese Erscheinung immer bei Beginn früher und beim Verschwinden länger als die mit den längeren Wellen.

Während eigene Beobachtungen nur Reichweitevergrößerungen feststellten, wurde auch von erheblichem Rückgang der Reichweite berichtet. Anlagen in Bergstellungen auf Sizilien haben gelegentlich völlig versagt. Ebenso sollen die Beobachtungen mittels Funkmeßgeräten, die in Flugzeugen eingebaut waren, bei Höhenänderungen in gewissen Zonen ausgefallen sein. Offenbar wird die Strahlungsenergie in den beiden letzten Fällen durch tiefergelegene Luftschichten mit starker Wasserdampfanreicherung [25] von der Erde weggebrochen, so daß sie die Ziele überhaupt nicht erreicht.

Der weitaus größte Teil der an Bodenstationen beobachteten Fälle lieferte jedoch z.T. sogar sehr wesentliche Reichweitevergrößerung. Häufig wird ein Vielfaches der "Natürlichen oder wahren Reichweite" der Anlage beobachtet.

Die Reichweitevergrößerungen durch Brechungserscheinungen in der Troposphäre machen es besonders schwierig, die wahre Reichweite der Geräte zu ermitteln.

Allzu häufig schon wurden anormale Propagandawerte als Normalwerte hingenommen und haben zu falschem Ansatz von Geräten geführt.

Die Reichweitevergrößerung durch Brechung in der Troposphäre tritt so unregelmäßig und so selten auf, daß in praktischen Einsatz nicht mit ihr gerechnet werden darf.

7. Streuung der Werte der "wahren Reichweite".

Unter völlig gleichen Versuchsbedingungen, häufig in unmittelbarer Folge aufgenommene Reichweitewerte liefern immer eine Streuung von etwa $\pm 25\%$.

Hauptsächlich dürfte diese Erscheinung durch Schwankungen in den Ausbreitungsverhältnissen, also durch Troposphärenbeeinflüsse erklärt werden. Hinzu kommt zwar noch der Einfluß des vielzipfligen Rückstrahlendiagrammes der Ziele, das schon bei kleinen Winkeldrehungen schwankende Rückstrahlleistung und somit schwankende Reichweitewerte liefern muß. Da aber die Reichweitewerte unter völlig gleichen Flugbedingungen und bei völlig gleichen Fluglagen aufgenommen wurden, dürfte der Haupteinfluß auf die Brechungserscheinungen in der Troposphäre zurückzuführen sein.

Neben diesen normalen Streuwerten, die immer beobachtet werden, treten gelegentlich die unter C. behandelten großen Reichweiteschwankungen auf.

8. Reflexion an Wolken.

Rückstrahlungen an Wolken sind nur in ganz seltenen Fällen beobachtet worden.

Nebel, normale Regenwolken und Regen liefern im allgemeinen keinen Rückstrahl und dämpfen die elektromagnetische Strahlung im hier betrachteten Frequenzbereich praktisch nicht. (Eine erhebliche Dämpfung tritt erst für Wellenlängen $\lambda \leq 1$ mm auf). [26]

Im Verlauf meiner sechsjährigen Arbeit auf diesem Gebiet habe ich persönlich nur in drei Fällen Reflexion an Wolken beobachten können.

Im ersten Falle waren ein Rotterheim-Gerät ($\lambda = 9$ cm) und ein Mannheim-Gerät ($\lambda = 50$ cm) in unmittelbarer Nachbarschaft nahe von Berlin aufgebaut. Im Rotterheim-Gerät wurden plötzlich in größerer Entfernung erhebliche Störampplituden beobachtet. Die Erscheinung trat nur in einer bestimmten Richtung auf, das Gerät Mannheim dagegen zeigte überhaupt keine Störung, obgleich es die vorhandenen Festzeichen registrierte. Die Störung kam schnell näher und bei Erreichung des Aufstellungsortes der beiden Anlagen wurde die Versuchsstelle in heftige Schneeschauer eingehüllt. Es war ein nasser, sehr großflockiger Tauschnee. Wurde die Antenne schräg nach oben gerichtet, konnte die Dicke der Schauerwolke mit etwa 2 km festgestellt werden.

Unter völlig gleichen Umständen konnte ich diese Erscheinung ein zweites Mal in Göhren beobachten.

Eine dritte Beobachtung konnte ich wieder bei Göhren beim Herannahen einer schweren, von dicken Haufenwolken begleiteten Wetterfront anstellen. Diese Wolke, in der heftige elektrische Entladungen stattfanden, und die gleichzeitig von heftigen Sturmböen begleitet war, lieferte ebenfalls einen erheblichen Rückstrahl, der mit dem von Düppelwolken herrührenden verglichen werden kann. Lediglich die Amplitudenschwankungen waren schneller.

Im Augenblick der elektrischen Entladungen traten zusätzlich kurzzeitige mächtige Störungen auf, die die Gesamtanlage völlig übersteuerten.

Beim Abschalten des Senders verschwand jeder Empfang. Es handelte sich in allen Fällen um reine Reflexionsvorgänge.

9. Scheinziele.

Scheinziele wurden mit Funkmeßgeräten, insbesondere mit den Dekimeter- und Zentimetergeräten selten an der Ostsee, dagegen häufig an der Nordsee und an der Atlantikküste beobachtet.

Es erscheinen plötzlich Ziele auf dem Wasser, die zeitweise stillstehen, sich gelegentlich bewegen und die Geschwindigkeit $\frac{1}{2}$ von Schiffen oder Flugzeugen annehmen. Wie mir berichtet wurde, sind derartige Scheinziele gleichzeitig von der deutschen und der englischen Küste aus beschossen worden. In anderen Fällen starteten diese Ziele von Meere her auf das Land zu, lösten hier Alarm aus, beim vermessenen Anlauf der Küste aber wurden keinerlei sichtbare Reflexionen beobachtet.

Die Zielabmessungen sind häufig mit denen von Schiffen und Flugzeugen vergleichbar.

Dr. Sommermeier von der Marine-Wetterwarte hat zur Klärung dieser Frage umfangreiche meteorologische Messungen durchgeführt. Eine völlig eindeutige Klärung der Erscheinung fehlt noch.

10. Rauhigkeit der Meeresoberfläche.

Bei der Berechnung der Ausbreitungskurven wurde eine glatte Kugeloberfläche vorausgesetzt. Die Prüfung, inwieweit diese Voraussetzung, insbesondere bei den kürzesten hier betrachteten Wellen noch zulässig ist, fehlte bisher.

Eine "rauhe" Oberfläche müßte die auf den Boden auftreffende Strahlungsenergie nicht spiegelnd reflektieren, sondern mehr oder weniger diffus im Raum zerstreuen. Die Folge wäre, daß der Feldstärkeabfall in Bodennähe geringer und die Erhöhung der Feldstärke im Gebiet der Interferenzmaxima geringer würde.

Entgegen den Erwartungen hat sich nun gezeigt, daß sich bei Ausbreitung über der Ostsee selbst bei 9 cm Wellenlänge die Interferenzmaxima und -minima insbesondere bei horizontaler Abstrahlung an der gleichen Stelle und praktisch mit den gleichen Amplituden ausbilden wie es die Theorie erfordert.

Bei der Auswertung von Zielflügen (mit Funkmeßgeräten aufgenommene Zielamplituden in Abhängigkeit von der Entfernung) mußten dabei Mittelwerte über eine möglichst große Zahl von Flügen gebildet werden, um die zusätzlichen Schwankungen, die durch das Rückstrahlendiagramm der Maschine gegeben sind, auszumitteln. Zwar wurden die hier zugrundegelegten Flugversuche nicht bei größter Windstärke durchgeführt; Wellenhöhen, die gleich einem Vielfachen von 9 cm waren, traten aber praktisch in allen Fällen auf.

Nebenbei sei noch erwähnt, daß die Aufstellungshöhe eines in seiner Höhe um ca. 10% falsch eingemessenen 80 cm-Gerätes aus der Lage seiner ersten Interferenzmaxima und -minima durch Herrn Dr. Pfister vom Ferdinand Braun Institut [13], der auf Grund der von uns zugeliesserten Meßergebnisse diese Untersuchungen erstmalig durchführte, richtig berechnet wurde.

Leider sind die mir zugänglichen Unterlagen verloren. Es bleibt jedoch zu hoffen, daß sie noch am Ferdinand Braun Institut, das das Krießsende in Oberbayern überstanden hat, vorhanden sind. Die einzige, zufällig noch vorhandene Kurve, zeigt Bild 33.

Der Meeresspiegel kann für die hier betrachteten Frequenzen bei flachen Einstrahlwinkeln wie eine glatte, spiegelnde Kugelfläche behandelt werden.

Bei fast senkrechter Inzidenz wird auch bei Zentimeterwellen der Einfluß der Bodenrauigkeit bemerkbar.

Zentimeterwellengeräte, die in Flugzeugen eingebaut waren, und als Panorama-Geräte ein Kartenbild der Landschaft auf ihrem Anzeigerohr anzeigten, registrierten in wesentlichen Bodenerhebungen, Flußläufe und Leitungen. Zusätzlich liefert der senkrecht unter der Maschine liegende Teil des Erdbodens erhebliche Rückstrahlamplituden, so daß dieser Teil des Rückstrahlbildes als überstrahlte kreisförmige Fläche in der

Dilmitte für die Beobachtung ausfällt. Bei Flug über Wasser ist der Radius dieser Kreisfläche stark von Seegang abhängig, verschwindet bei völlig glatter See auch fast vollkommen, bei starkem Seegang ist seine Länge etwa gleich der Fluthöhe.

11. Reichweiteschwund im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich in Gebiet großer Zielhöhen bei Geräten mit großer Reichweite.

Bei Geräten mit großem Aufwand K wurden bei großen Zielhöhen und damit großen Reichweiten im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich errechnete Werte häufig experimentell nicht bestätigt, während theoretische und experimentelle Reichweitewerte für geringe Höhen im allgemeinen gut übereinstimmen.

Mit wachsender Wellenlänge geht dieser Reichweiteschwund zurück und wurde bei $\lambda = 2,5 \text{ m}$ nur noch sehr selten beobachtet.

Die geographische Lage der Gebiete, in denen ein derartiger Reichweiteschwund auftritt, kann häufig und schnell wechseln.

Wenn Dezimeter- und Zentimeterwellen unter geringen Erhebungswinkeln große Entfernungen im Sinne der Funkmeßtechnik, d.h. angenähert die Reichweite der direkten optischen Sicht durchlaufen, wird in den meisten Fällen die Strahlung stärker gedämpft als es auf Grund der bisherigen Voraussetzungen erwartet werden kann. Offenbar treten in den meisten Fällen bei geringen Erhebungswinkeln in der Troposphäre Reflexionserscheinungen auf, durch die die Strahlungsenergie in großen Höhen erniedrigt, in Bodennähe entsprechend erhöht wird,

III. B) Über das Zielverhalten.

1. Schwankungen der Zielamplitude bei feststehender Polarisationsrichtung der elektrischen Feldstärke.

Bei Strahlung in den freien Raum fällt die Zielamplitude im Mittel umgekehrt proportional dem Quadrat der Entfernung. Erfolgt die Strahlung über Boden, treten Schwankungen um diesen Mittelwert auf, die durch Interferenzschwankungen der Feldstärke erklärt werden. Gelegentlich werden zwar bei ablaufenden oder anlaufenden Zielen streckenweise konstante oder gar einmal anwachsende Amplituden beobachtet, Erscheinungen, die sich durch Spiegelung der elektromagnetischen Wellen in der Troposphäre erklären. Zusätzliche Schwankungen entstehen durch das meist vielfipflige Rückstrahlendiagramm der Reflektoren schon bei geringen Winkeldrehungen.

Sogar von Festzielen an Land herrührende Rückstrahlamplituden schwanken fast immer. Nur in ganz seltenen Fällen, bei völlig windstillem Wetter, werden gelegentlich feststehende Einzelziele beobachtet, die eine über längere Zeit konstante Amplitude aufweisen. Bei leichtem Wind aber schon schwanken alle Zielamplituden. Dies rührt daher, daß Bäume, Leitungen, Maste schon bei geringfügigen Bewegungen bei kurzen Wellen sogar Auslöschungen einer Zielamplitude durch Interferenz hervorrufen können. Bei Schiffen sind es häufig geringfügige Bewegungen der Takelage oder der Antenne, die das stetige Schwanken der Zielamplitude eines festliegenden Schiffes bewirken.

Die Amplitudenschwankungen, die durch das Reflexionsdiagramm der Ziele hervorgerufen werden, sind häufig für diese charakteristisch. So kann z.B. der geübte Beobachter in einem Funkmeßgerät aus dem Verhalten des Rückstrahlimpulses einen sicheren Schluß auf die Windverhältnisse ziehen, in denen sich eine verfolgte Maschine befindet. Bei böigem Wetter schwankt die Zielamplitude unruhig und schnell, während sie bei Windstille langsam und stetig ihre Amplitude ändert.

Auch auf die Zahl der Ziele können gewisse Rückschlüsse aus den Amplitudenschwankungen gezogen werden, wenn Ziele in einem Verband so dicht aufgeschlossen folgen, daß ihre Rückstrahlamplituden im Gerät nicht mehr getrennt beobachtet werden können.

Zur Klärung der Frage der durch das Rückstrahldiagramm eines Flugzeugs allein hervorgerufenen Amplitudenschwankungen wurde von uns eine größere Versuchsreihe durchgeführt. Die Meßunterlagen sind verloren, aber aus der Erinnerung können folgende Ergebnisse rekonstruiert werden:

Nach Gleichrichtung des Rückstrahlimpulses, der von einer Maschine geliefert wurde, wurde das von den Amplitudenschwankungen herrührende Frequenzgemisch in einem Siemens-Spektrometer analysiert. Dabei zeigte es sich, daß die Amplituden etwa umgekehrt proportional der Frequenz abfallen. Diese Messungen wurden bei relativ ruhigem Wetter an einem Storch durchgeführt. Bei böigem Wetter wachsen die Amplituden an.

Diese Interferenzschwankungen liefern Störfrequenzen, die die Meßgenauigkeit der Geräte begrenzen. Sie können zwar durch Mittlung weitgehend ausgemittelt werden, eine völlige Beseitigung ist jedoch unmöglich, da nur selten beliebig große Mittlungszeiten zur Verfügung stehen. Eine Verringerung der Störung ist möglich, durch Wahl einer möglichst hohen Arbeitsfrequenz für das Meßverfahren.

Die besonders ins Auge fallenden Amplitudenschwankungen bei Flugzielen liegen bei einer Periodendauer von $1/10$ bis 5 sec. Die Amplitudenschwanken unregelmäßig, löschen häufig einmal völlig aus, stehen gelegentlich für wenige Sekunden fast still und verfallen dann erneut in Schwankungen.

Die Frequenzen, mit denen die Amplituden der Seeschlange bei 10 und 20 m Wellenlänge und der Düppelwolken bei Dezimeter- und Zentimeterwellen schwanken, sind im allgemeinen geringer.

2. Polarisationsdrehung bei Reflexion.

Durch einen kurzen Versuch wurde die Polarisationsdrehung bei Reflexion an einem Flugzeug bei 50 cm Wellenlänge gemessen.

Ein Flugziel wurde durch ein Kreisfeld angestrahlt und die reflektierte Energie durch eine zweite Antenne, die nur das inverse Drehfeld aufnehmen konnte, empfangen. Die Messungen lieferten etwa $1/3$ bis $1/5$ der Amplituden des gleichlaufenden Drehfeldes. Das bedeutet: Das bei Reflexion an einem Flugzeug neben dem Hauptdrehfeld entstehende inverse Feld besitzt etwa $1/9$ bis $1/25$ der Energie des erregenden.

3. Abhängigkeit der Reflexionskennlinie von der Polarisationsrichtung.

In einer zweiten Versuchsanordnung wurde mit einem Parabolspiegel gearbeitet. Der Sende- Empfangsdipol war in der Nähe des Brennpunkts so angeordnet, daß seine Achse senkrecht auf der Hauptachse des Paraboloids stand. Er ändert durch seine Drehung um die Hauptachse die Polarisationsrichtung der ausgesandten und empfangenen Strahlung. Die Rückstrahlamplituden wurden auf einem Braunschen Rohr aufgezeichnet, dessen Abszissenablenkung mit der Umlauffrequenz der Antenne (50 Hz) synchronisiert war. Das optisch eingepeilte Ziel, das also, falls das Reflexionsdiagramm der Maschine unabhängig von der Polarisationsrichtung wäre, konstante Rückstrahlamplituden liefern müßte, zeigte tatsächlich fast immer starke Amplitudenschwankungen und zwar traten einzeln während eines Umlaufs entweder 0 oder 2 oder 4 Maxima und Minima auf, die ihre Lage relativ zur Antennenphase fortlaufend beliebig verschoben. Die Bevorzugung einer speziellen Phasenlage konnte dabei nicht festgestellt werden. In wenigstens 30% der Zeit gingen die Amplituden während einer Umdrehung der Antenne an zwei Symmetriepunkten einmal kurzzeitig auf 0 zurück. Sehr häufig waren sogar größere Winkelbereiche völlig ausgelöscht, gelegentlich nur in ganz schmalen Gebieten Rückstrahlbeträge vorhanden.

Das Rückstrahldiagramm einer Maschine ist in starkem Maße von der Polarisationsrichtung abhängig und besitzt viele Nullstellen.

Ungeklärt ist die Frage, weshalb bei einem Antennenumlauf höchstens vier ausgeprägte Maxima und Minima auftreten können.

Für die Messungen stand nur sehr wenig Zeit zur Verfügung; die Ergebnisse wurden daher ohne weitere Bearbeitung registriert

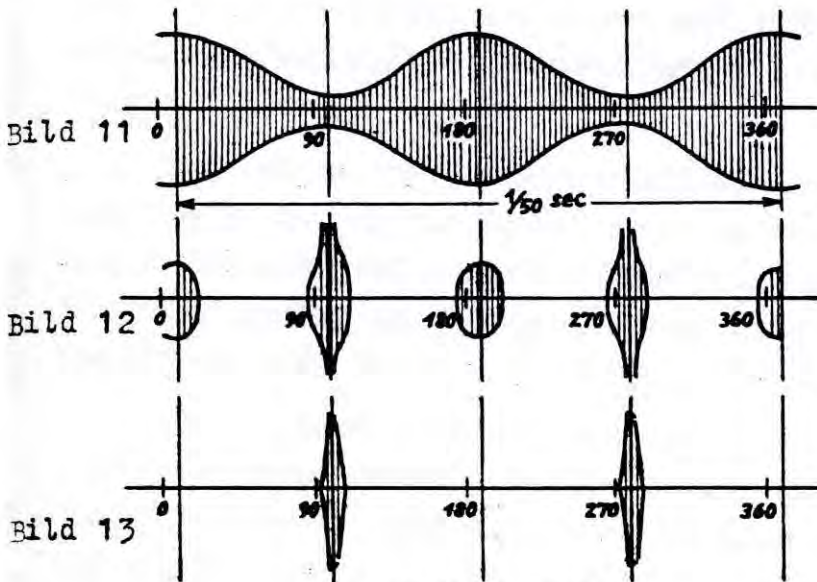


Bild 11 - 13

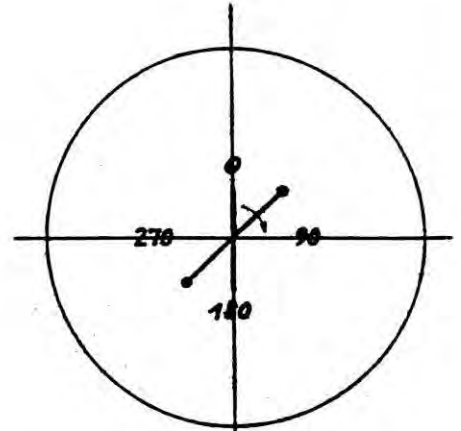


Bild 14

Rotierende Antenne
im Parabelspiegel

Rückstrahlamplitude einer mit konstanter Leistung angestrahlten Maschine bei Änderung des Polarisationswinkels.

Die Bilder 11 - 13 zeigen den verschiedenen Amplitudenverlauf des Rückstrahlbildes einer Maschine in Abhängigkeit von der Polarisationsrichtung.

III. C) Erprobung ausgeführter Anlagen.

Meßergebnisse von fünf größeren Versuchsserien, die hauptsächlich zur Klärung von Reichweitefragen durchgeführt wurden, stehen heute noch zur Verfügung. (Tab.267).

Dieser Fragenkreis wurde erst spät bearbeitet, während Fragen der Meßgenauigkeit früher und in sehr viel größerem Umfange [1], [21] untersucht wurden.

Mit Ausnahmen der Vermessung des Wassermann-Gerätes wurden alle übrigen Messungen vom Verfasser und seinen engeren Mitarbeitern durchgeführt. Ein großer Teil der Geräte wurde vom gleichen Arbeitskreis entwickelt und gebaut.

Die erste Versuchsanlage, die mit langen Wellen, d.h. mit Wellenlängen zwischen 10 und 20 m arbeitete (Heidelberg), wurde während des Jahres 1942 an der holländischen Küste bei Nees, nördlich von Laeuwarden, aufgebaut und vermessen. Es war wohl die einzige, überhaupt in Deutschland erstellte Funkmeßanlage mit langen Wellen.

Ergebnisse von Vorversuchen zur Ermittlung der Reichweite bei $\lambda = 10$ m, die im Herbst 1941 an der Holsteinischen Küste bei Bredstedt (Kaickebein J) aufgenommen wurden, sind verloren. Die hier erstmalig durchgeführten Untersuchungen des siderischen Rauschens sind bereits im ersten Teil der Arbeit behandelt.

Eine Reichweitenkurve im 2,4 m Band lieferte das Gerät "leichter Wassermann", das in Bergen in Holland im Einsatz war. Die für dieses Gerät gemachten Angaben der Senderleistung und der Empfänger Grenzleistung sind unsicher.

Zur dritten Versuchsgruppe zählt eine Serie von Geräten (Würzmann), die im 0,5 m Band arbeiten. Die Anlagen wurden im Jahre 1943 auf dem Bakenberg (Höhe 56 m) an der Südostküste der Insel Rügen als Versuchsgerät aufgebaut und vermessen. Neben einer besonders großen Antenne mit starker Vertikalbündelung standen hier erstmalig im Dezimeterwellenbereich Sender mit mehr als 100 kW Impulsleistung und der erste wirklich brauchbare Hochfrequenzverstärker zur Verfügung. Die Würzmann-Antenne konnte wahlweise gegen einen Würzburg-Spiegel ausgetauscht werden.

Nach ihrer Erprobung wurde die Anlage Ende 1944 in Rügen abgebaut und bei Aken/Elbe als Panorama-Anlage (Jagdschloß Michael neu aufgestellt. Zur Erzielung einer starken Horizontalebündelung wurde die Antenne 90° um die Senkrechte auf der Strahlerfläche gedreht. Die etwa 20 m breite und 1,5 m hohe Antenne lief mit etwa 2 Umdrehungen pro Minute um und lieferte auf einem Braunschweiger Rohr mit großer Nachleuchttafel in Helltastschaltung ein gutes Kartenbild. Die Erprobung im Frühjahr 1945 fiel in die letzten Kriegstage und konnte daher nicht mehr beendet werden.

Aus der vierten Versuchsserie stehen Reichweitekurven eines Würzburggerätes bereit, die im Winter 1942/43 bei Göhren auf Rügen sehr sorgsam vermessen wurden.

Schließlich wurden (Gruppe 5) in den Jahren 1944 und Anfang 1945 sehr umfangreiche Versuche im Wellenband 9 cm bis 80 cm gegen eine große Zahl von Zieltypen bei Göhren auf Rügen in 8 m und 50 m Aufstellungshöhe durchgeführt. Die Ergebnisse aus der zweiten Aufstellungshöhe sind größtenteils verloren.

Alle Anlagen mit Ausnahme des Jagdschlosses Michael, das nur über Land arbeitete, wurden über See ohne störendes Vorland erprobt.

Die Anlage Heidelberg arbeitet mit zwei getrennten Antennen; und feststehender Charakteristik. Die Strahlrichtung war NNW. Die Antennen standen etwa 500 m hinter dem Deich bei Ness nördlich von Leeuwarden in Holland.

Die Antenne des Wassermann-Gerätes war um eine vertikale Achse drehbar, die Anlage arbeitete im Simultanbetrieb.

Das gleiche gilt für die Anlage Würzmann. Der hier wahlweise zur Verfügung stehende Würzburg-Spiegel, ein Dipol mit leicht veränderlicher Polarisationsrichtung in einem Rotationsparaboloid mit einem Durchmesser seiner Öffnungsfläche von 3 m konnte um eine vertikale und um eine horizontale Achse gedreht werden.

Mit Ausnahme des Spetakt-Gerätes, das eine Tannenbaum-Antenne besaß, die nur um eine Vertikalachse drehbar war, besitzen alle übrigen Anlagen der Gruppen vier und fünf Parabelspiegel vom Würzburg-Typ.

Die Gerätedaten der erprobten Anlagen sind in Tabelle 26 zusammengestellt.

Hierin bedeuten:

- $F =$ die Absorptionsfläche der Antenne
 $n_H = \text{bzw. } n_V =$ die Zahl der $\lambda/2$ langen, d.h. der im Spannungsbauch gespeisten Dipole in einer horizontalen Reihe bzw. in einer vertikalen Säule.
 $P =$ Rotationsparaboloid mit 3 m Durchmesser der Öffnungsfläche und einem Abstand von etwa 75 cm zwischen Scheitel und Brennpunkt. Die Erregung

erfolgt durch ein zur elektrischen Abstimmung geometrisch verkürztes $\lambda/2$ langes Dipolpaar in der Nähe des Brennpunktes.

(Eine geringe Verschiebung des Dipolpaars aus dem Brennpunkt heraus bringt bei geringer Verbreiterung des Diagramms eine wesentliche Verkleinerung der Seitenzipfel).

- f = Antenne mit einer im Raum feststehenden Charakteristik
- | = die Antenne ist mechanisch um eine vertikale,
- + = die Antenne ist um eine vertikale und um eine horizontale Achse drehbar.

Besprechung der Ergebnisse der einzelnen Versuchsserien.

Gruppe 1: In den Anlagen Heidelberg sollte ^{einmal} untersucht werden, ob es möglich ist, mit Hilfe der Reflexion an der Ionosphäre die Reichweite von Funkmeßgeräten wesentlich über die Grenze der optischen Sicht zu steigern, ohne dabei den Geräteaufwand K in untragbarer Weise vergrößern zu müssen, zweitens sollte versucht werden, auch Ziele in besonders geringer Höhe diesseits und jenseits des Horizontes zu erfassen.

Die letztgenannte Aufgabe machte scheinbar den Einsatz längerer, vertikal polarisierter Wellen erforderlich. Wie nämlich im ersten Teil der Arbeit dargestellt wurde, liefern nur diese unmittelbar am Wasser wesentliche Feldstärkewerte.

Praktisch aber übersteigerte sich der erwartete Effekt. Sogar die Meeresoberfläche lieferte Rückstrahlenergie und zwar wurden bei längeren, vertikal polarisierten Wellen die Amplituden so groß, daß im Nahbereich der Empfänger völlig übersteuert wurde. Auch bei großen Entfernungen überragten die Meeresamplituden (Seeschlange) die Zielamplituden um ein Mehrfaches. Die Bilder 34a bis 36a liefern die in die zugehörigen Feldstärkeblätter eingetragenen Versuchsergebnisse. Für große Entfernungen und für alle Entfernungen bei horizontaler Polarisation ist die auf Grund der theoretischen Überlegungen erwartete Konstanz der relativen Feldstärke tatsächlich vorhanden (S. II J6). Bei vertikaler

Polarisation und kleinen Entfernungen aber steigt der Wert der relativen Feldstärke mit fallender Entfernung. Bei geringen Entfernungen mußte nämlich zur Vermeidung der Übersteuerung der Empfangsanordnung durch die Seeschlangen-Amplitude die Eingangsspannung am Empfänger mit kleiner werdender Entfernung mehr und mehr verringert werden. Im Übersteuerungsgebiet waren sonst die den Seeschlangen-Amplituden überlagerten und durch das Ziel hervorgerufenen Interferenzschwankungen nicht zu erkennen. Die Verringerung der Eingangsamplitude lieferte eine Verschlechterung der Empfängerempfindlichkeit und damit eine Vergrößerung der Empfänger Grenzleistung und der relativen Feldstärke.

Bei horizontaler Polarisation dagegen blieben die Rückstrahlamplituden der Seeschlange in allen Fällen so klein, daß mit voller Empfängerempfindlichkeit im ganzen Bereich gearbeitet werden konnte, die relative Feldstärke blieb wie es die Theorie fordert, konstant.

Bild 34 b zeigt noch einmal für die 20 m-Anlage den theoretischen und den experimentellen Verlauf der Reichweite.

Auf den Bildern 34 a und 34 b sind zwei verschiedene Gerätehöhen angegeben.

Bei langen vertikal polarisierten Wellen ist der Feldstärkeverlauf, besonders bei geringen Höhen, nur in geringem Maße von der Höhe abhängig. (Siehe die Kurven für $h_2 = 0$ m, 200 m u. 500 m) Während mit der Gerätehöhe $h_1 = 35$ m gearbeitet wurde, erfolgten die Eintragungen in das Feldstärkeblatt für $h_1 = 50$ m, das allein errechnet worden war.

Der während der Versuche noch unverständlich scheinende Rückgang der Reichweite bei Höhen über 5000 m erklärt sich leicht mit Hilfe des Feldstärkeblattes.

In dem in Frage kommenden Entfernungsbereich (80-150 km) sind die Werte der Feldstärke für $h_2 > 5000$ kleiner als die für geringere Höhen. (Siehe $h_2 = 10\ 000$ m). Im gleichen Verhältnis fällt der Wert des Ausbreitungsfaktors A und die Reichweite.

Bild 35 b zeigt die entsprechende Kurve für $\lambda = 13 \uparrow$ m.

Bild 36 b zeigt wieder den theoretischen und den experimentell aufgenommenen Verlauf der Reichweite mit wachsender Höhe für $\lambda = 13 \rightarrow$ m. Weitere Reichweitkurven, die sich durch einfache

Parallelverschiebung der relativen Feldstärkekurve im Feldstärkeblatt ergeben bzw. durch Übertragung in andere Feldstärkeblätter ermitteln lassen, sind im gleichen Blatt eingetragen.

Wie man auch hier erkennt, ist die Reichweite stark von der Aufbauhöhe abhängig. Eine Überschreitung der Grenze der optischen Sicht ist für Funkmeßgeräte nur bei Einsatz eines ganz außergewöhnlich großen Aufwandes möglich.

Die Übereinstimmung zwischen theoretischen und experimentellen Reichweitewerten ist sehr zufriedenstellend.

Gruppe 2. Die Meßergebnisse der Anlage "Leichter Wassermann" sind in den Bildern 37 a u. b dargestellt. Theoretisch und experimentelle Werte stimmen wieder gut überein. Zwei weitere Reichweitekurven, die eine für doppelten Aufwand bei ursprünglicher Aufbauhöhe, die zweite bei einer Vergrößerung der Aufbauhöhe auf 100 m, sind in Bild 37 b eingetragen. Es ergeben sich keine neuen grundsätzlichen Ergebnisse.

Gruppe 3. In der dritten Gerätegruppe sind Anlagen zusammengefaßt, in denen bei 50 cm Wellenlänge der erste Hochleistungssender mit 150 kW und der erste brauchbare Hochfrequenzverstärker mit einer Empfindlichkeit von 12 kT eingesetzt wurden.

Im Laboratorium war die Empfindlichkeit von Empfangsanordnungen ohne Hochfrequenzvorverstärker mit einer Mischdiode als Eingangsstufe zwar schon auf 50 kT gesteigert worden. Die normalen Seriengeräte aber wiesen im Durchschnitt Empfindlichkeiten zwischen 150 und 350 kT auf. Durch Einsatz des dreistufigen Hochfrequenzverstärkers stieg die Empfindlichkeit sprunghaft auf den stabilen Wert von 12 bis 15 kT und blieb über viele Monate konstant. Das Bild 6 veranschaulicht das Anwachsen des Rauschverhältnisses nach Zuschalten des Hochfrequenzverstärkers vor die Mischstufe. Ein Ziel, das ohne Hochfrequenzverstärkung im Rauschen kaum erkannt werden kann, tritt nach Vorschaltung des Verstärkers mit 3- bis 4-facher Amplitude aus dem Störrauschen heraus.

Das Bild 38 zeigt wieder experimentell gefundene und als gestrichelte Kurven theoretische Reichweitewerte. Zusätzlich sind die Meßpunkte für die Versuche mit größtem Aufwand 3a eingetragen. Auch hier stimmen theoretische und experimentelle Werte für geringe Zielhöhen gut überein. Für große Höhen (über 2000 m) aber müßte

theoretisch in einem schmalen Entfernungsbereich bei großen Entfernungen die Reichweite mit wachsender Zielhöhe weiter ansteigen, bei kleinen Entfernungen und gleichen Höhen müßten die Ziele aber infolge der starken Vertikalbündelung der Antenne verloren werden (s. Bild 39). Der auf Grund theoretischer Überlegungen erwartete Anstieg der Reichweite über 2000 m Zielhöhe konnte experimentell trotz mehrfachangesetzter Versuche nicht nachgewiesen werden.

Wie in Abschnitt II J S. 23 gezeigt wurde, fällt die Reichweite im Verhältnis der Feldstärke, bei der das Ziel aufgefaßt wird, zu der Maximalfeldstärke, wenn das Ziel nicht im Maximum der Strahlungskennlinie der Antenne liegt.

Die vertikal stark gebündelte Würzmannantenne wurde nur der Seite nach dem Ziel nachgeführt. Der Höhenwinkel ihrer Hauptstrahlrichtung war $\gamma = 0^\circ = \text{konst.}$

Daher sind die Vertikalcharakteristik der Antenne und die Reichweitenkurve der Anlage einander gleich, wenn beide auf ihre Maximalamplitude bezogen werden.

Bild 39 zeigt die errechnete Kurve. Der Nullstellenabstand des Hauptzipfels ist $\pm 15^\circ$.

Das Diagramm ist infolge der großen Höhe der Antenne über dem Meer ($h_a = 134 \lambda$) besonders stark aufgezipfelt.

Linien konstanten Höhenwinkels γ sind in Bild 38 strichpunktiert, in Bild 39 gestrichelt eingetragen.

Infolge der geringen Amplituden der Seitenzipfel des Vertikaldiagramms der im Höhenwinkel nicht nachgeführten Antenne werden Ziele in Höhen 2000 m - 3000 m in Entfernungen unter 100 km nicht erfaßt. Erst in Entfernungen über 100 km treten diese Ziele in das Gebiet des Hauptzipfels ein und müßten dort wieder erfaßt werden, um nach Verlassen der Zone endgültig verloren zu werden.

Im Gebiet des Hauptzipfels $\gamma = 0,2^\circ$ müßte die Reichweite die 100 km-Grenze weit überschreiten.

Mit Ausnahme des Gebietes $h_2 > 3000$ m, in dem überhaupt keine Ziele mehr erfaßt wurden, stimmen theoretische und experimentelle Ergebnisse gut überein (Siehe auch III A 11).

Die Versuche der Gruppe 3c und 3d wurden mit einem Würzburg Spiegel durchgeführt, der eine Zielverfolgung nach Höhe und Seite ermöglichte, so daß hier der Einfluß der Antennencharakteristik wegfiel. Die Amplituden der Seeschlange waren so gering, daß sie von einem ungeschulten Auge leicht übersehen werden konnten.

Im Herbst 1944 wurde das Würzmann-Gerät nach Aken/Elbe gebracht und hier als Panorama-Gerät über Land eingesetzt. Die schlanke, 20 m hohe Antenne mit starker Vertikalbündlung wurde derart umgelegt, daß mit starker Horizontalbündlung bei vertikaler Polarisation gearbeitet wurde. Die Antenne lief mit einer konstanten Drehzahl von etwa 2 Umdrehungen pro Minute um. Auf einem Braunschen Rohr mit starker Nachleuchtdauer wurde der Empfang ~~und~~ aufgeschrieben. Die der Laufzeit proportionale Ablenkung des Strahles auf dem Braunschen Rohr erfolgte dabei vom Mittelpunkt des Beobachtungsrohres aus und lief synchron mit der Antenne um. Das Rohr war dauernd dunkel und wurde durch einfallende Rückstrahlamplituden hellgetastet. So zeichnete sich auf dem Schirm des Rohres die Landkarte ab, auf der besonders Berge (der Harz mit seinen Vorgebirgen), Städte, Hochspannungsleitungen und Flugziele sichtbar wurden. Letztere besaßen Kopf und Schwanz wie ein Komet. Der Kopf legte den augenblicklichen Stand der Maschine, der Schwanz ein Stück der zuletzt zurückgelegten Flugbahn fest.

Bei dieser Anlage wurde wieder beobachtet, daß bei großen Flughöhen und damit großen Reichweiten (bis 300 km) häufig größere Gebiete ausfallen, die theoretisch hätten erfaßt werden müssen, und daß diese Gebiete wechseln, also nicht durch Interferenzminima erklärt werden können. Bei Übergang auf $\lambda = 2,4$ m trat diese Erscheinung stark zurück, die Ziele verschwanden wesentlich seltener im Arbeitsbereich der Anlage.

Ausreichendes Versuchsmaterial, das unter Hinzuziehung der Meteorologen beschafft werden müßte, fehlt noch.

Im Abschnitt 10 des vorhergehenden Kapitels wurde der Versuch zu einer Klärung dieser Erscheinung gemacht.

Als erstes von uns jemals erfasste extraterrestrische Ziel wurde von uns Anfang 1944 mit dem Würzmann auf Rügen der Mond beim Aufgang erfaßt.

Gruppe 4. Im Winter 1942/43 erfolgte die erste umfangreiche Vermessung der Reichweite eines Würzburg unter definierten Ausbreitungsbedingungen.

Die Messungen wurden bei 5 m und bei 50 m Aufstellungshöhe durchgeführt (Bild 40 u. 41).

Die Meßprotokolle sind leider verloren, nur die Kurvenblätter noch erhalten. In den Protokollen waren neben den Reichweitewerten noch die Amplitudenwerte der Rückstrahlimpulse innerhalb der Meßentfernung in Abhängigkeit von der Entfernung aufgezeichnet. Aus diesen Werten konnte ersehen werden, ob ein Ziel, besonders ein "kommendes Ziel" schon an der Reichweitengrenze erfaßt wurde oder beim Absuchen eines bestimmten räumlichen Winkels erst später aufgefaßt wurde.

Auf den Kurvenblättern sind die Meßpunkte, getrennt nach "kommenden" und "gehenden" Zielen aufgetragen. Der Bereich, in dem etwa 80% der streuenden Werte liegen, ist schraffiert. Einige zuspät erfaßte kommende Ziele blieben unberücksichtigt.

Zusätzlich gestrichelt ist die theoretische Reichweitenkurve eingetragen und strichpunktiert sind Kurven konstanten Höhenwinkels $\gamma = 5^\circ$ und 10° eingezeichnet. (Der 0-Stellenabstand des Hauptzipfels des Würzburgspiegels betrug $+ 12^\circ$).

Bemerkenswert ist bei den Messungen vom Winter 1942/43, daß häufig tageweise, jedoch nicht regelmäßig, bei 100 und 500 m Zielhöhe die Reichweite anormal große Werte annahm ($r = 55$ km), was bei den Messungen vom Jahre 1944 nicht mehr beobachtet wurde. Die Erscheinung ist offenbar auf Strahlenbrechung in der Troposphäre zurückzuführen. Die eigentliche Fata Morgana-Erscheinung, d.h. eine Reichweitevergrößerung auf ein Vielfaches der normalen wurde im Winter 1942/43 dagegen überhaupt nicht beobachtet.

Die Ergebnisse der Messungen lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

Bei kleinen Höhen ist auch die Reichweite des Gerätes gering. Sie wächst mit wachsender Ziel- und wachsender Aufstellungshöhe des Gerätes. Sie übersteigt den Wert für Ausbreitung im freien Raum, kann theoretisch höchstens den doppelten Wert er-

reichen und geht mit weiter wachsender Höhe auf den Wert für Ausbreitung im freien Raum zurück, sobald infolge der Vertikalbündelung sich die Antennencharakteristik vom Wasser löst.

Praktisch wird das Maximum bei kleinerer Höhe gefunden als es die Theorie fordert. Auch wird die doppelte Freie-Raum-Reichweite nicht ganz erreicht.

Für diese beiden Erscheinungen fehlt ebenfalls noch die eindeutige Erklärung. Ursprünglich wurde angenommen, die Rauigkeit der Wasseroberfläche zerstreue den am Wasser reflektierten Strahl diffus, so daß die Verdopplung der Feldstärke und damit die der Reichweite aus diesem Grunde nicht erwartet werden dürfte. Die im vorigen Abschnitt besprochenen Versuche aber haben gezeigt, daß die Meeresoberfläche als glatte, spiegelnde Kugelfläche angesehen werden muß, die Annahme einer diffusen Zerstreung der auf die Wasserfläche auftreffenden Strahlungskomponente also nicht gerechtfertigt ist. Auch die Bündelung der Antennencharakteristik kann den frühzeitigen Rückgang der Reichweite nicht erklären, da der Höhenwinkel, unter dem das Ziel bei maximaler Reichweite gesehen wird, wesentlich kleiner als die Halbwertbreite der Antennencharakteristik ist.

Vielleicht erklärt sich die Verschiebung des Reichweitemaximums nach kleineren Höhen, als es die Theorie erfordert durch die Gestalt der Phasenfläche der die Antenne verlassenden Strahlung. Da der Dipol nicht im Brennpunkt des Rotationsparaboloids angeordnet ist, wird die Phasenfläche keine Ebene parallel zur Öffnung des Spiegels. Die Phasenbeziehungen zwischen direktem und reflektiertem Strahl entsprechen nicht denen, die bei der theoretischen Behandlung der Ausbreitungsfragen vorausgesetzt wurden. Die zur endgültigen Klärung erforderlichen Untersuchungen wurden bisher nicht durchgeführt.

Als weiteres, wesentliches Ergebnis wurde festgestellt, daß unter vollkommen normalen Betriebsbedingungen an Tagen, an denen keinerlei Fata Morgana-Erscheinungen beobachtet werden konnten, die gemessenen Reichweiten um $\pm 25\%$ schwanken. Da die Messungen im wesentlichen bei an- und abfliegenden Maschinen, also immer praktisch an Zielen in gleicher Lage vorgenommen wurden, kann diese Erscheinung nicht aus der zufälligen Lage der Rückstrahlcharakteristik allein erklärt werden. Offenbar schwanken die

Ausbreitungsbedingungen schon in kürzesten Zeitabständen ähnlich wie die Reichweite.

In den Kurvenblättern ist zusätzlich als gestrichelte Kurve die theoretische Reichweite eingetragen. Sie stimmt recht befriedigend mit den experimentellen Werten überein. Die Abweichungen sind bereits besprochen.

Gruppe 5. Als 5. Gruppe wurden in umfangreichen Versuchsserien die Reichweitebedingungen gegen eine große Zahl verschiedener Ziele bei 80 cm, 50 cm, 20 cm und 9 cm Wellenlänge und bei 8 m und 50 m Aufstellungshöhe der Geräte vermessen. Zur Verfügung stehen z. Zt. noch die Meßergebnisse gegen Flugziele bei 8 m Aufstellungshöhe. Als Fragmente erhaltene Zahlenwerte gegen weitere Ziele werden beigelegt. (Tab. 22 bis 25, Bild 42 bis 47).

Die unter 4. besprochenen Ergebnisse finden sich auch für die Geräte der Gruppe 5 bestätigt.

Falls "Normal" Ausbreitungsbedingungen vorliegen, schwankt die Reichweite um etwa $\pm 25\%$. Durch Brechung in der Troposphäre können Reichweitevergrößerungen auf ein Vielfaches der normalen zustande kommen. Anormale Reichweiten werden bei den Geräten mit kürzeren Wellen häufiger beobachtet als bei solchen mit längeren Wellen. Sie können ein Vielfaches der normalen Werte erreichen. Die Lage des Reichweitemaximums liegt im allgemeinen tiefer als es nach der Theorie erwartet werden muß.

Beim Rotterheim-Gerät 5e Bild 46 stimmen experimentelle und theoretische Werte überraschend gut überein. Beim Eisvogel 5d Bild 45 besteht eine erhebliche Diskrepanz, offenbar war der vermessene Geräteaufwand während der Versuche nicht mehr vorhanden. Es wurde daher eine zweite Reichweitekurve mit gleicher Reichweite bei kleinen Höhen eingetragen, die ebenfalls recht befriedigend mit den experimentellen Werten übereinstimmen.

Beim Mannheim 5e Bild 44 ist die Übereinstimmung zwischen experimentellen Werten (ausgezogene Kurve) und theoretischen Werten (gestrichelte Kurve) befriedigend. Lediglich die Höhe des Maximums ist verschoben. Auf den Rückgang der Freie-Raum-Reichweite bei großen Höhen sei noch besonders hingewiesen.

Diese Erscheinung tritt in besonders hohem Maße bei dem Gerät Würzburg 5b Bild 43 auf, das infolge seines höheren Aufwandes eine wesentlich größere Freiraum-Reichweite besitzen müßte. Die Messungen erwecken den Eindruck, es könne eine Reichweite von etwa 25 km unter den hier gegebenen Bedingungen nicht überschritten werden. Wahrscheinlich treten auch hier wieder Reflexionserscheinungen in der Troposphäre auf, die mit wachsender Entfernung - also fallendem Einfallswinkel der Strahlung in die Troposphäre - in dem hier betrachteten Entfernungsbereich schnell zunehmen. Bei kleinen Höhen sind experimentelle und theoretische Werte wieder in befriedigender Übereinstimmung.

Die Messwerte des Gerätes Seetakt 5a Bild 42 bringen keine grundsätzlich neuen Ergebnisse. Theoretische Reichweitewerte können nicht angegeben werden, da entsprechende Feldstärkekurven fehlen. Der Reichweiterückgang bei größeren Höhen ist hier nicht wie bei den übrigen Geräten auf ein Abheben der Strahlungskennlinie von der Wasserfläche, sondern auf ein Interferenzminimum der Antennencharakteristik zurückzuführen, denn die Antenne des Seetakt-Gerätes kann nicht, wie alle übrigen der Gruppe 5 im Höhenwinkel nachgeführt werden.

Ein Vergleich der fünf Geräte, die in Gruppe 5 zusammengestellt sind (Bild 47), zeigt ganz besonders deutlich die große Überlegenheit kurzer Wellen beim Einsatz gegen Ziele in geringer Höhe und bei geringen Geräteaufstellungshöhen.

So besitzen z.B. die Geräte Rotterheim, Mannheim und Würzburg ungefähr die gleiche freie-Raum-Reichweite von 24 km, bei 10 m Zielhöhe aber ist die Reichweite des Rotterheim beinahe doppelt so groß wie die der beiden anderen Geräte.

Auf Tab. 24 sind Reichweiten gegen Schiffe verschiedener Größe bei zwei verschiedenen Aufstellungshöhen von etwa 8 m und 50 m der Geräte zusammengestellt. Die Höhe der Takelage bzw. der Antennen der einzelnen Schiffe sind jeweils angegeben.

Für kleine Entfernungen und geringe Zielhöhen wird erwartet, daß die Reichweite mit der Wurzel aus der Geräteaufstellungshöhe wächst. Sobald die Reichweite aber sich der Grenze der optischen

Sicht nähert, müßte sie proportional der Höhe der optischen Sicht ansteigen.

Aus den Reichweitewerten des Versuchsschiffes "Strahl" ergeben sich folgende Vergleichszahlen:

Höhe der Takelage: $h_2 = 20$ m

Weite der optischen Sicht bei $h_1 = 53,0$ m $r_{opt} = 42$ km

Weite der optischen Sicht bei $h_1 = 8,3$ m $r_{opt} = 26,5$ km

Wurzel aus dem Verhältnis der Aufstellungshöhe

$$q = \sqrt{5,4} = 2,5$$

Die gemessenen Werte zeigen ein ähnliches Verhalten.

Beim Rotterheim-Gerät ist die Reichweite der optischen Sicht beinahe erreicht. Das Reichweiteverhältnis ist 1,35; die Näherungsformel ergab 1,6. Bei den übrigen Geräten ist die Reichweite der optischen Sicht noch nicht voll erreicht. Das Reichweiteverhältnis wird etwa 1,9, für sehr nahe Ziele wäre der Faktor 2,5 zu erwarten. Der tatsächliche Wert liegt zwischen den beiden hier angeführten Grenzwerten 2,5 bzw. 1,6.

Ähnliche Zahlenverhältnisse ergeben sich für die übrigen Beispiele.

Ergebnisse aus einer zweiten Versuchsserie mit der gleichen Gerätegruppe sind in Tab.23 zusammengestellt. In der Tabelle ist gleichzeitig das Amplitudenverhältnis von Ziel zu Rauschen bei Aufgabe bzw. beim Auffassen des Zieles angezeigt. Die Ergebnisse sind den oben besprochenen ähnlich, so daß sich ein näheres Eingehen darauf erübrigt.

Tab.22 gibt die Reichweite gegen ein B-Boot an, das mit der Gerätegruppe 3 aufgenommen wurde. Man sieht hieraus den Einfluß der Senderleistung, der Aufstellungshöhen der Antennen und der Brechung in der Troposphäre.

Schließlich gibt Tab.25 die Reichweite von Einschlägen von Einzelschüssen und Salven. Bei den Versuchen konnte besonders

gut im Rotterheim-Gerät selbst das Geschloß auf großen Teilen seiner Flugbahn verfolgt werden. Die Wasserfontänen besaßen Höhen von ca. 20 m. und Breiten von ca. 20 m.

Sämtliche Versuche zeigen die große Überlegenheit der kurzen Wellen bei Einsatz gegen Seeziele.

Nebenbei sei noch erwähnt, daß sämtliche Geräte, mit Ausnahme des Septakt-Gerätes, die gleichen Parabolspiegel als Antennen besaßen. Die Bündlung der Antennenstrahlung wuchs also umgekehrt proportional der Wellenlänge. Die 50 cm-Geräte besaßen einen Minimumabstand ihrer Strahlungscharakteristik von $\pm 12^\circ$, das 9 cm-Gerät daher einen solchen von $\pm 2^\circ$. Von den 50 cm-Geräten konnten Luftziele leicht aufgesucht und verfolgt werden, von dem 9 cm-Gerät dagegen praktisch nicht mehr aufgesucht und nur von geübtem Personal nachgeführt werden. Seeziele dagegen konnten auch vom 9 cm-Gerät leicht ohne Voreinweisung aufgefaßt und verfolgt werden.

IV. Zusammenfassung der Ergebnisse und Ermittlung der günstigsten Wellenlänge.

In den vorausgegangenen Abschnitten wurden die einzelnen, die Reichweite bestimmenden Größen behandelt und ihre Zahlenwerte festgelegt. Es kam nunmehr die Frage nach der günstigsten Dimensionierung einer Nachrichtenverbindung oder einer Funkmeßanlage behandelt werden.

Es wird dabei vorausgesetzt, die Anlage, sollte so ausgelegt werden, daß bei gegebenem Aufwand die maximale Reichweite erzielt wird.

Außerdem sei noch die Breite des zu übertragenden Frequenzspektrums vorgegeben, durch die die Verständlichkeit bzw. die Klanggüte einer Nachrichtenverbindung oder die Impulslänge bzw. die Flankensteilheit eines Funkmeßgerätes festgelegt sind.

A) Zusammenstellung allgemein gültiger Gesichtspunkte.

1. Bei konstantem Aufwand K und veränderlicher Wellenlänge wächst die Reichweite von Nachrichtenverbindungen und von Funkmeßgeräten in hier untersuchten Bereich mit fallender Wellenlänge, wenn die Ausbreitung im freien Raum erfolgt. Die Frequenzabhängigkeit ist bei Nachrichtenverbindungen stärker als bei Funkmeßanlagen.

Bei großen Zielhöhen und kleinen Entfernungen besteht die gleiche Abhängigkeit, auch wenn die Ausbreitung nicht im freien Raum erfolgt.

2. Bei kleinen Höhen, kleinen Entfernungen - die Reichweite darf die Grenze der optischen Sicht nicht erreichen - und bei Ausschluß vertikal polarisierter längerer Wellen ($\lambda \geq 3 \text{ m}$) bleibt für Nachrichtenverbindungen die gleiche Frequenzabhängigkeit erhalten, für Funkmeßgeräte aber steigt die Reichweite schneller mit fallender Wellenlänge als im ersten Fall, kurze Wellen bringen in Funkmeßbetrieb in erhöhtem Maße Vorteile.

3. Wird der Aufwand so groß, daß die Grenze der optischen Sicht erreicht oder gar überschritten wird, so verschiebt sich die günstigste Wellenlänge nach längeren Wellen hin.

Der Wert der optimalen Wellenlänge wächst mit wachsendem Aufwand.

Mit Hilfe der in der Arbeit gegebenen Unterlagen kann für gegebene Betriebsbedingungen der jeweilig optimale Wert errechnet werden. Einige Zahlenbeispiele wurden durchgerechnet.

4. In dem in der Arbeit untersuchten Wellenbereich wächst bei kleinen Entfernungen und geringen Höhen die Reichweite zunächst mit der Wurzel aus dem Produkt der beiden Höhen h_1 und h_2 . Auch bei größeren Entfernungen wächst sie zunächst immer mit der Höhe. Innerhalb des Bereichs der optischen Sicht muß sie mit wachsender Höhe die Freie-Raum-Reichweite überschreiten, kann auf den doppelten Wert steigen und gendelt mit weiter wachsender Höhe um die Freie-Raum-Reichweite als Mittelwert.

5) Die untere Grenze des Störpegels ist in praktischen Betrieb für das Wellengebiet über $\lambda \geq 2$ m durch Außenstörungen festgelegt.

Im Wellenbereich $\lambda \geq 15$ m sind die Störquellen für den Nachrichtenverkehr im wesentlichen atmosphärische Störungen, für den Funknetzbetrieb, der mit sehr viel größeren Bandbreiten arbeitet, der kommerzielle Telegrafie- und Telefoniebetrieb.

Im Wellengebiet $2 \text{ m} \leq \lambda \leq 15 \text{ m}$ werden die Störungen aus dem Fixsternhimmel angeliefert (siderisches Rauschen).

Der theoretisch kleinste Wert des Störpegels einer Empfangsanlage, der niedriger als der praktisch vorhandene ist, wird für den Wellenbereich, für den die Ionosphäre als reflektierender Schirm um die Erde liegt, durch die thermische Strahlung von Zimmertemperatur bestimmt.

In Räumen, die gegen äußere Störstrahlungen geschildert sind, läßt sich dieser optimale Wert auch experimentell darstellen. Im praktischen Nachrichtenverkehr aber bringen Anlagen derartig hoher Empfindlichkeit keine Vorteile.

Für kürzere Wellen, die ohne Abschirmung durch die Ionosphäre in den Weltraum austreten können, muß der Störpegel sogar unter den durch die Gleichgewichtsstrahlung von Zimmertemperatur gegebenen absinken können, wenn hinreichend stark gebündelte Antennen störungsarme Stellen des Weltraumes anstrahlen. Thermisches Gleichgewicht ist dann nicht mehr vorhanden. Es wird thermische Energie als elektromagnetische Strahlung in den Weltraum abgegeben, ohne daß eine entsprechende Leistung von außen aufgenommen wird.

Unterhalb $\lambda = 2$ m Wellenlänge wachsen heute noch die Störungen durch Röhrenrauschen schnell an und bestimmen als innere Störungen den Störpegel der Anlagen. Mit fortschreitender Röhrenentwicklung wird laufend die Höhe dieses Störpegels zurückgehen.

6. Brechung in der Troposphäre erhöht die Empfangsfeldstärke in geringen Höhen bei gleichzeitiger Verkleinerung in großen Höhen. Die Erscheinung wird besonders stark bei angenähert horizontalem

Strahlungsweg beobachtet. Sie tritt bei hohen Frequenzen häufiger und stärker auf als bei niedrigen.

Für den Funkmeßbetrieb gilt zusätzlich:

7. Die höchste zulässige Wellenlänge liegt bei etwa 15 m. Das Gebiet längerer Wellen ist derart stark gestört, daß ein betriebssicheres Arbeiten unmöglich wird.

8. Funkmeßgeräte im Einsatz gegen Ziele in geringer Höhe, bei denen ein Teil der Strahlungsenergie den Boden oder die Meeresoberfläche trifft, sollen horizontal polarisiert arbeiten, da bei vertikaler Polarisation die an geringen Bodenerhebungen oder an Wellen reflektierte Energie die an Zielen reflektierte in stärkerem Maße überdeckt als bei waagrechter Polarisation.

9. Für Anlagen, die mit Wellenlängen arbeiten, die größer als 3 m sind, werden zweckmäßigerweise Impulsfrequenzen gewählt, die unter 50 Hz liegen, damit Reflexionen, die häufig von der Ionosphäre aus 3 000 km Entfernung geliefert werden, die Zielbeobachtungen nicht stören. Im englischen und deutschen Funkmeßbetrieb hatte sich eine Impulsfrequenz von 25 Hz bewährt.

10. Bei Übertragungen von Impulsen ist die günstigste Bandbreite etwa gleich der reziproken Impulslänge. Das Maximum ist jedoch sehr flach, so daß bei Verkleinerung der Bandbreite gegen die optimale die Reichweite zunächst nur wenig fällt.

B) Ermittlung der günstigsten Wellenlänge.

Einfache Beziehungen für die optimale Wellenlänge lassen sich wegen des komplizierten Aufbaues der Gleichungen für den Ausbreitungsfaktor A nicht angeben. Es werden daher für verschiedene Zonen, für die der Ausbreitungsfaktor durch einfache Näherungsbeziehungen darstellbar ist, die Gleichungen für die Abhängigkeit der Reichweite von der Wellenlänge bei gegebenem Aufwand abgeleitet.

Es werden drei Gebiete unterschieden:

1. Die Ausbreitung der Strahlung erfolgt im freien Raum oder innerhalb der optischen Sicht in so großen Höhen, daß der Ausbreitungsfaktor um den Wert für Ausbreitung im freien Raum pendelt (II E 2).

$$A = 1.$$

2. Die Entfernung ist kleiner als die Weite der optischen Sicht, Geräte- und Zielhöhen sind gering, vertikal polarisiert lange Wellen sind ausgeschlossen ($\lambda \leq 3 \text{ m}$) (II E 2).

$$A \approx \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{h_1 h_2}{e}$$

3. Die Reichweite liegt jenseits der Grenze der optischen Sicht (II E 3).

$$A = \frac{r}{e^{\beta r}} \cdot C(h_1; h_2; \lambda; \uparrow).$$

Der Frequenzgang von $B(\lambda)$ und $C(h_1; h_2; \lambda; \uparrow)$ ist für den Sonderfall $h_1 = 20 \text{ m}$; $h_2 = 10 \text{ m}$ durch folgende Tabelle dargestellt (Polarisation beliebig):

λ	0,01	0,1	1,0	m
β	0,384	0,177	0,09	1/km
C	221	0,466	0,014	1/km
$\ln \frac{1}{\beta}$	4,6	2,3	0	
$\ln C$	5,4	-0,76	-4,29	

Tab. 20

Bei den folgenden vergleichenden Betrachtungen werden jeweils drei verschiedene Fälle behandelt:

	Nachrichtenverbindung	Funkmeßgerät
a) Konstanter Aufwand	$K = \text{konst.}$	$K = \text{konst.}$
b) Konstante Reichweite bei Strahlung in den freien Raum	$\frac{K^2}{\lambda} = \text{konst.} = c_2$	$\sqrt[4]{2\pi R} = \text{konst.} = c_2$
e) Konstante Antennenbündelung bei konstantem Leistungsquotienten.	$\frac{K}{\lambda} = \text{konst.} = M$	$\frac{K}{\lambda} = \text{konst.} = M$
	bei $\frac{P}{\lambda^2} = c_3$; $\frac{N_E}{N_{\text{egr}}} = c_4$	

4. Um auch den Übergang der einzelnen Gebiete insinander zu zeigen, wird schließlich noch für einige Sonderfälle die Reichweite von Funkmeßanlagen gegen ein Flugzeug in Abhängigkeit vom Aufwand K bei Einführung der tatsächlichen Werte für A errechnet und als Kurve dargestellt.

Für die genannten Gebiete 1 bis 3 ergeben sich in den drei Fällen a, b, c folgende

Näherungsformeln

für die Reichweite.

A) Nachrichtenverbindungen: $r = \frac{K^2}{\lambda} A$

1. Ausbreitung im freien Raum $A = 1$

1a) $r = \frac{K^2}{\lambda}$

1b) $r = c_2$

1c) $r = \lambda M^2$

2. Geringe Höhen, kleine Entfernungen $A \approx \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_1 \cdot h_2}{e}$

2a) $r = \sqrt{4\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \cdot \frac{K}{\lambda}$

2b) $r = \sqrt{4\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \cdot \frac{\sqrt{c_2}}{\lambda^{1/2}}$

2c) $r = \sqrt{4\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \cdot M$

3. Die Reichweite ist größer als die Weite der optischen Sicht:

$$(16) \quad A \approx C \frac{r}{e^{Br}}$$

$$3a) \quad r = \frac{1}{B} [2 \ln K + \ln C - \ln \lambda]$$

$$B) \quad \underline{\text{Punkmeßbetrieb: } r = 0,5 \sqrt[4]{z} K A}$$

Für ein Flugziel wird, falls:

$$\alpha) \text{ die Wellenlänge } \lambda \leq 3 \text{ m ; } z = \frac{6,4}{\lambda^2} ; z^{1/4} = \frac{1,6}{\lambda^{1/2}}$$

$$1a\alpha) \quad r = 0,8 \frac{K}{\lambda^{1/2}}$$

$$1b\alpha) \quad r = c_2$$

$$1c\alpha) \quad r = 0,8 \lambda^{1/2} M$$

$$2a\alpha) \quad r = k_1 \sqrt{h_1 h_2} \frac{K}{\lambda^{3/4}}$$

$$2b\alpha) \quad r = \sqrt{4 h_1 h_2} \frac{\sqrt{c_2}}{\lambda^{1/2}}$$

$$2c\alpha) \quad r = k_1 \sqrt{h_1 h_2} \frac{M}{\lambda^{1/4}}$$

$$\begin{matrix} 3a\alpha \\ 3c\alpha \end{matrix} \quad r(\text{km}) = \frac{1}{B} \left[\ln 0,79 + \ln K^{(\text{km})} + \ln C + \frac{1}{2} \ln \frac{1}{\lambda^{(\text{m})}} \right]$$

B) die Wellenlänge ist größer als $\lambda = 3 \text{ m}$; $z = \frac{180}{\lambda^5}$; $z^{1/4} = \frac{3,7}{\lambda^{5/4}}$

1aB) $r = c_4 \frac{K}{\lambda^{5/4}}$

1bB) $r = c_5$

1cB) $r = c_6 \frac{K}{\lambda^{1/4}}$

2B) entfällt nach Voraussetzung

3aB) $r = \frac{1}{B} \left[\ln 1,83 + \ln K^{\text{km}} + \ln C - \frac{5}{4} \ln \lambda \text{ (m)} \right]$

Aus der Zusammenstellung der Gleichungen ergibt sich erneut:

Solange die Reichweite der Geräte kleiner ist als die Weite der optischen Sicht, sind bei konstantem Aufwand kurze Wellen den längeren überlegen.

Im Funkmeßbetrieb ist die Überlegenheit bei bodennahen Zielen größer als bei Zielen in großer Höhe.

Wird jedoch nicht auf konstanten Aufwand, sondern auf konstante Antennenbündelung bei gleichem Leistungsquotienten ($N_s : N_{\text{ogr}} = \text{konst}$) bezogen, so wächst die Antennenfläche mit dem Quadrat der Wellenlänge, die Vorteile kürzerer Wellen werden geringer (17/2c), verschwinden (16/2c) oder es werden sogar lange Wellen günstiger ((16/1c).

Überschreitet dagegen die Reichweite die Grenze der optischen Sicht, so verschiebt sich die optimale Wellenlänge mit wachsendem Aufwand nach längeren Wellen hin.

In den Gleichungen (3) fällt die Summe der beiden letzten Glieder mit wachsender Wellenlänge schneller als $B(\lambda)$. Daher fällt ihr Quotient Q_2 und mit ihm die Reichweite, wenn nicht der Quotient Q_1 aus den übrigen Gliedern und $B(\lambda)$, schneller ansteigt, als Q_2 fällt; d.h. erst für größere Werte des Aufwandes K werden bei Ausbreitung über Land oder See längere Wellen kürzeren überlegen.

Um den Übergang der verschiedenen Gebiete ineinander darzustellen, wird für Sonderfälle die Reichweite von Funkmeßgeräten gegen ein Flugzeug bei Einsatz verschiedener Wellenlängen in Abhängigkeit vom Aufwand errechnet und als Kurve aufgetragen. Dabei werden die streng gültigen Werte des Ausbreitungsfaktors eingeführt (Bild 48 bis 51).

Die Kurven zeigen den erwarteten Verlauf:

Innerhalb des Bereiches der optischen Sicht wächst die Reichweite bei gleichem Aufwand mit fallender Wellenlänge.

Bei großer Zielhöhe ($h_2 = 1000$ m) wächst die Reichweite in erster Näherung entsprechend dem Gesetz für Ausbreitung im freien Raum mit $\lambda^{-1/2}$. (Gl.17 1a).

Bei kleinen Zielhöhen wächst die Reichweite ebenfalls mit fallender Wellenlänge, der Exponent $-3/4$ (Gl.17 2a α) wird hier nicht mehr erreicht, da die Reichweiten für kleinsten eingesetzten Aufwand schon so groß sind, daß der Ausbreitungsfaktor nicht mehr den unter 2) gemachten Voraussetzungen genügt.

Sobald die Reichweite die Grenze der optischen Sicht erreicht, oder gar überschreitet, werden die längeren Wellen günstiger, da der Ausbreitungsfaktor in diesen Gebieten für längere Wellen größer wird als für kurze.

Die optimale Wellenlänge verschiebt sich mit wachsendem Aufwand nach längeren Wellen hin.

In gleicher Weise wie hier für ein Flugzeug angeführt, lassen sich die optimalen Wellenlängen und die Reichweitenumkurven $r = f(h_1; h_2)$ für Nachrichtenverbindungen und für Funkmeßgeräte bei Einsatz gegen andere Zieltypen mit den gegebenen Unterlagen errechnen.

Die fehlende Kenntnis der Gesetze, denen die Reichweite der Funkmeßgeräte unterliegt, der dadurch verständlich werdende häufig falsche Einsatz der verschiedenartigen Geräte und das Fehlen klar begründeter Entwicklungspläne veranlaßten den Verfasser Ende 1941 zur grundsätzlichen Bearbeitung dieser Fragen. Im Sommer 1943 wurde auf einer Tagung des Beauftragten für Hochfrequenzforschung (BHF) in der Nähe Berlins über die wesentlichen Ergebnisse zum ersten Mal vor einem größeren Kreise berichtet.

Aus der Vielzahl der Fragen zeichneten sich bei Aufnahme der Arbeiten bald einige große in sich geschlossene Aufgabengebiete ab, die in der Einleitung bereits aufgezählt wurden.

Die Ergebnisse einzelner Untersuchungen waren so grundlegend, daß sie bald auch bei Bearbeitung fremder Arbeitsgebiete angefordert wurden. Die Grenzen, die durch die ursprüngliche Aufgabe festgelegt waren, zeichnen sich jedoch noch deutlich ab. So sind z.B. die Ausbreitungsbedingungen im wesentlichen für Wellenlängen unter $\lambda = 20$ m, für Entfernungen, die nicht wesentlich über die Grenzen der optischen Sicht hinausreichen und für größte Empfängerhöhen von $h_2 = 10\ 000$ m untersucht worden. Dieses waren nämlich die Grenzen, innerhalb deren sich die Funkmeßtechnik in den Jahren 1935 bis 1944 vollzog.

Trotz der ursprünglich geplanten Beschränkung auf Fragen der Funkmeßtechnik allein, ergaben sich bei Bearbeitung der Aufgabe Lösungen von allgemeiner und grundlegender Bedeutung

Nach geringfügiger Änderung des Rechnungsganges liefern z.B. die gleichen Unterlagen die Reichweite von Nachrichtenvermittlung und allen Anlagen, bei denen der Weg der elektromagnetischen Strahlung nur einmal zurückgelegt wird. Es zeigt sich daß sogar die Reichweitkurven in allen Fällen die gleichen bleiben, wenn die Freie-Raum-Reichweite dieselbe ist.

Der Vergleich der Theorie mit dem Experiment ist bei dieser Aufgabe deshalb besonders schwierig, weil einmal gleichzeitige Beobachtungen verschiedener Personen in Geräten mit verschiedener Wellenlänge verglichen werden mußten und die Meßergebnisse durch die Genauigkeit der Zielerfolgung und die Fähigkeit noch innerhalb des Rauschens Zielimpulse zu erkennen beeinflußt werden. Zweitens schwanken die Ergebnisse durch zufällige geringfügige Lageänderungen der Ziele und damit ihrer Rückstrahlcharakteristik und in ganz besonders hohem Maße aber infolge unkontrollierbarer Änderungen der Ausbreitungsbedingungen in der Troposphäre um den wahren Normalwert, der nur aus großen Versuchsreihen ermittelt werden kann.

Der Vergleich der Experimente mit der Theorie zeigt aber, daß brauchbare Grundlagen geschaffen werden konnten, was auch weiterhin dadurch bestätigt wird, daß neu entworfene Geräte die errechneten Reichweiten bei der Erprobung tatsächlich aufwiesen und daß eine Reihe weiterer Einzelfragen theoretisch voraus berechnet und die Ergebnisse anschließend durch das Experiment bestätigt wurden.

Die angeführten, noch nicht geklärten Erscheinungen aber können Anregungen zu weiteren Forschungsarbeiten geben. Eine grundlegende Umbildung unserer Vorstellung von den hier wal tenden Gesetzen ist jedoch nicht mehr zu erwarten.

S c h r i f t t u m .

1. Ber. Flak-Art.-Schule III, Heiligensee b. Berlin (1940; 1945)
(Hptm. Hoffmann).
2. K. Fränz: ETZ 65 (1944) 229.
3. K. Fränz: Fortschritte der Hochfrequenztechnik. Leipzig: Akad. Verlag Bd. 2 (1943) 685.
4. K. Fränz: Hochfrequenztechnik und Elektroak. 59 (1942) 105.
5. K. Fränz: Fortschritte der Hochfrequenztechnik. Leipzig: Akad. Verlag, Bd. 3 (noch nicht erschienen) 188.
6. K. Fränz: Interne Telefunken-Berichte (1942-1945).
7. Feldstärkeatlas. Unterlagen am Institut für Praktische Mathematik der Technischen Hochschule Darmstadt (Prof. Dr. A. Walther) bearbeitet im Auftrage der Telefunken G.m.b.H.)
8. K. G. Jansky: Proc. Inst. Radio Engr. 20 (1932) 1920.
9. N. v. Korshenewski: Z. techn. Phys. 10 (1929) 604.
10. P. Kotowski u. H. Wisbar: Drahtloser Überseeverkehr. Leipzig: S. Hirzel (1941) 55.
11. N. Nyquist: Physic. Rev. 32 (1928) 113.
12. I. S. Palmer: J. Inst. El. Engrs. (1938).
13. Dr. Pfister: Bericht aus dem Ferdinand-Braun-Institut (1944).
14. V. d. Pol u. Bremmer: Phil. Mag. 24 (1937) 141 u. 825.
15. V. d. Pol u. Bremmer: Phil. Mag. 25 (1938) 817.
16. V. d. Pol u. Bremmer: Phil. Mag. 27 (1939) 261.
17. V. d. Pol u. Bremmer: Jb. drahtl. Telegr. 51 (1938) 181.
18. R. K. Potter: Proc. Instn. Radio Engr. 19 (1931) 1731.
19. A. Sommerfeld: Ph. Frank u. R. c. Mises, Die Differential- u. Integralgleichungen der Mechanik und Physik, 2. Aufl. Braunschweig (1935) Bd. II 808.

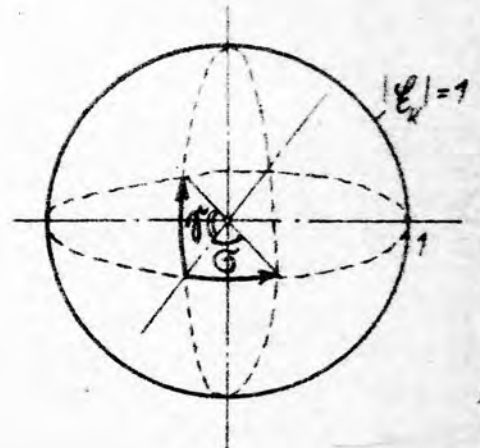
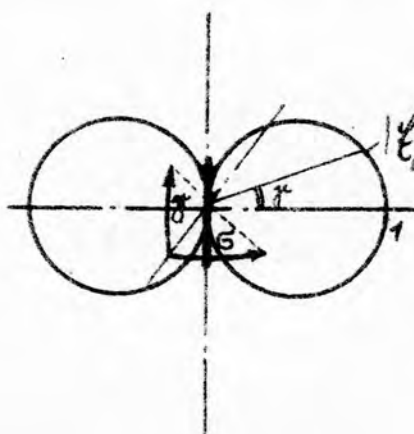
20. A.Sommerfeld: Nicht veröffentlichter Bericht für Telefunken (1942).
21. W.Stepp u.W.Ruppel: Interne Telefunken-Berichte (1940-1945).
22. G.W.Watson: Proc.roy.Soc.Lond. (1918) 83 (1919) 546
23. K.Reber: Proc.Instn.Radio Engr. (1940).
24. K.Fränz: Jb.drahtl.Telegr. (1942) Mai.
25. L.Bergmann u.K.Lassen: Ausstrahlung, Ausbreitung und Aufnahme elektromagnetischer Wellen. Berlin: J.Springer-Verlag (1940), 178.
26. K.Fränz: Jb.drahtl.Telegr. (1940).

Das Schrifttum ist lückenhaft angegeben, da zur Zeit keine Bibliotheken zugänglich sind.

V. *Mathematische Ableitungen*
=====

A. Beziehung zwischen Ersatzdipolzahl Z und Rückstrahlquerschnitt Q_R

Definitionsgemäß soll der diffus reflektierende Rückstrahlquerschnitt Q_R (Kugelstrahler) die gleiche Feldstärke am Empfangsort erzeugen wie Z zur elektrischen Feldstärke parallel gerichtete Dipole.

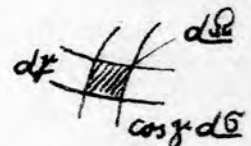


Ein Elementardipol, der am Meßpunkt in der Entfernung $r=1$ die Feldstärke $|E|=1$ erzeugt, strahlt die Gesamtleistung aus:

$$120\pi N_{SD} = \int_{\sigma} E_0^2 d\Omega = \int_{\sigma} \cos^2 \theta d\Omega = \int_{\sigma} d\Omega \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \cos^2 \theta d\theta = \frac{8\pi}{3}$$

ein Kugelstrahler entsprechend:

$$120\pi N_{SK} = \int_{\sigma} E_K^2 d\Omega = 1 \int_{\sigma} d\Omega = 4\pi$$



$$d\Omega = d\theta \cos \theta d\phi$$

daher:

$$\frac{N_{SK}}{N_{SD}} = \frac{3}{2} = g^{-1}$$

Absorptionsfläche eines Kugelstrahlers:

$$F_{abs} = g F_D = \frac{2}{3} \frac{3\lambda^2}{8\pi} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

Die von Z Dipolen ausgesandte Leistung ist, falls am Ziel die Leistungsdichte \mathcal{F} herrscht:

$$N_{SD} = Z 4\pi \mathcal{F}_D = \frac{4 \cdot 3}{8\pi} \lambda^2 Z \mathcal{F} = \frac{3}{2\pi} \lambda^2 Z \mathcal{F} \quad \text{mit } \mathcal{F}_D = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$$

Die vom Rückstrahlquerschnitt Q_R diffus reflektierte Leistung ist:

$$N_{SK} = \mathcal{F} Q_R \quad \text{daher} \quad \frac{N_{SK}}{N_{SD}} = \frac{3}{2} = \frac{\mathcal{F} Q_R}{\mathcal{F} \frac{3}{2\pi} Z \lambda^2} \quad \text{oder}$$

$$Q_R = \frac{9}{4\pi} \lambda^2 Z$$

B. Ersatzdipolzahl von DÜppeln.

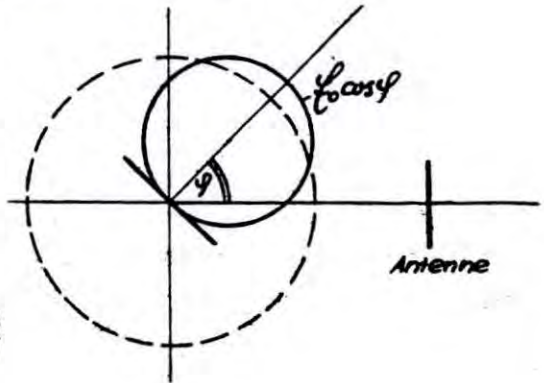
- 1) Die Dipolachsen liegen sämtlich in der Ebene der Sende-
Empfangsantenne (Mittlung in der Ebene.)

Feldstärkedigramm eines Dipols (Düppels)

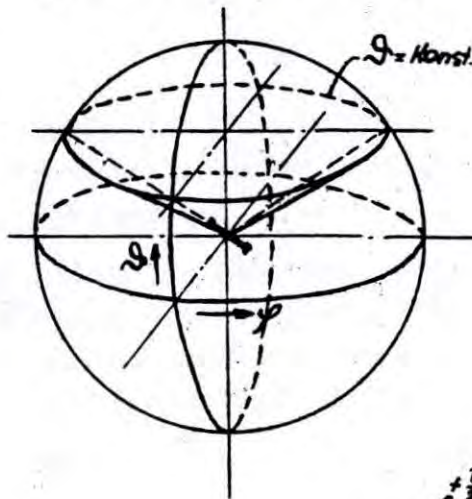
$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 \cos \varphi$$

Mittlere, reflektierte Leistung:

$$\mathcal{N}_m = \frac{\int_0^{2\pi} \cos^2 \varphi d\varphi}{\int_0^{2\pi} d\varphi} = \frac{\frac{3}{2}\pi}{2\pi} = \frac{3}{8}$$



- 2) Die Dipolachsen sind gleichmäßig auf alle Raumwinkel verteilt.



Konstante reflektierte Leistung liefern sämtliche Dipole,
für deren Achse $S = \text{Konst.}$ ist:

$$\mathcal{N}_R \sim \sin^4 \theta$$

Die Mittlung über den Raum ergibt daher:

$$\mathcal{N}_m = \frac{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} d\theta \int_0^{2\pi} \sin^4 \theta \cos \theta d\varphi}{\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} d\theta \int_0^{2\pi} \cos \theta d\varphi} = \frac{2\pi \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \sin^4 \theta \cos \theta d\theta}{\frac{4\pi}{2}}$$

$$\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \sin^4 \theta \cos \theta d\theta = \frac{2}{5}$$

daher $\mathcal{N}_m = \frac{1}{5}$

Die Ersatzdipolzahl einer aus abgestimmten Dipolen bestehenden DÜppelwolke ist ein fünftel der vom Gerät erfassten DÜppelzahl (n)

$$\boxed{Z = \frac{1}{5} n}$$

C. Beziehung zwischen Störfeldstärke und Störleistung in kT.

Bezeichnungen:

$\xi^*(\Delta)$ = Effektivwert der Feldstärke der Außenstörungen je Hz Bandbreite	ξ = Effektivwert der an den Klemmen der Antenne auftretenden EMK beider Bandbreite Δ^p
$\xi = \xi^* \sqrt{\Delta}$ = Effektivwert der Feldstärke bei einer Bandbreite Δ des Meßzweiges	N = Leistung
$\Delta = 200 \text{ Hz}$ = Bandbreite des Meßgerätes (Kurven der Abb. 16)	k = Boltzmannsche Konstante
R_{str}^* = Strahlungswiderstand der Antenne	T = absolute Temperatur
$2l < \frac{\lambda}{2}$ = ihre Länge	t = Temperatur in $^{\circ}\text{C}$
$h_{\text{eff}} = l$ = ihre wirksame Höhe	γ = Störleistung, bezogen auf die Leistung des thermischen Rauschens.

Die Größe der äußeren Störungen soll durch eine Zahlenangabe festgelegt werden, die unabhängig von der zufälligen Bandbreite der Meßanordnung ist.

Dazu wird die Leistung, die aus dem Feld der zu messenden Außenstörungen von einer an ihren Empfänger angepaßten Antenne absorbiert und an jenen weitergeleitet wird, mit der thermischen Rauschleistung des Strahlungswiderstandes der Antenne verglichen.

Die Bandbreite der Meßanordnung soll dabei so gering sein, daß die Störleistung je Hz innerhalb des Empfangszweiges praktisch konstant ist.

Die in der Antenne von der äußeren Störfeldstärke induzierte EMK wird:

$$\xi = \xi^* h_{\text{eff}} \sqrt{\Delta} = \xi^* h_{\text{eff}}$$

Der Strahlungswiderstand der Antenne ist:

$$R_{\text{str}} = 80 \pi^2 \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda} \right)^2 [\Omega]$$

Dann wird die am Empfängereingang bereitstehende Leistung der Außenstörungen:

$$N_1 = \frac{\mathcal{E}^2}{4R_{str}} = \frac{(\mathcal{E} h_{eff})^2 \delta}{320\pi^2 \left(\frac{h_{eff}}{\lambda}\right)^2} = \frac{(\mathcal{E} \lambda)^2 \delta}{3150} = \frac{(\mathcal{E} \lambda)^2}{3150} \quad [\text{Watt}].$$

Die am Empfängereingang zur Verfügung stehende thermische Rauschleistung des Strahlungswiderstandes wird bei Zimmertemperatur ($t \approx 18^\circ\text{C}$ und $b = 200 \text{ Hz}$):

$$N_2 = \delta (kT) = \delta (4 \cdot 10^{-21}) = 8 \cdot 10^{-20} \quad [\text{Watt}].$$

Damit wird die Störleistung in kT

$$v = \frac{N_1}{N_2} = \frac{(\mathcal{E} \lambda)^2 \delta}{3150} \cdot \frac{1}{\delta \cdot 4 \cdot 10^{-21}} = 7,94 \cdot 10^{16} (\mathcal{E} \lambda)^2$$

$$v = 7,94 \cdot 10^{16} \frac{(\mathcal{E} \lambda)^2}{\delta} + \mathcal{E}(\delta).$$

Wird $b = 200 \text{ Hz}$, so ist:

$$v \approx 4 \cdot 10^{16} (\mathcal{E} \lambda)^2.$$

v ist unabhängig von b , da sowohl $N_1 \sim \delta$ als auch $N_2 \sim \delta$ anwachsen, b also im Quotienten aus N_1 und N_2 verschwindet, während die Feldstärke $\mathcal{E} \sim \sqrt{\delta}$ ansteigt.

Bei einer Bandbreite der Meßanordnung $b = 200 \text{ Hz}$ wird daher die Störfeldstärke der thermischen Strahlung von Zimmertemperatur ($t \approx 18^\circ\text{C}$; $v = 1$) gegeben durch:

$$\underline{\mathcal{E} \lambda = 5 \cdot 10^{-2} \mu\text{V}.$$

λ	1	10	100	—	m
\mathcal{E}	5	0,5	0,05	$\cdot 10^{-2}$	$\mu\text{V}/\text{m}$

Zwischen der Störfeldstärke und der Störleistung in kT bestehen also folgende Beziehungen:

$$v = 7,94 \cdot 10^{16} (\epsilon \lambda)^2$$

$$v = 7,94 \cdot 10^{16} \frac{(\epsilon \lambda)^2}{b} + \epsilon (b)$$

oder

$$\epsilon \lambda = 35,5 \cdot 10^{-10} \sqrt{b} \sqrt{v}.$$

Bei einer Bandbreite $b = 200$ Hz des Feldstärkemeßgerätes ergeben sich daraus folgende Zahlenwerte für das siderische Rauschen:

λ	2	40	13	20	—	m
v	1	50	75	150	kT	—
$\lambda \epsilon$	5	35	43	61	$\times 10^{-2}$	$\frac{\mu V}{200 \text{ Hz}}$
ϵ	25	3,5	3,3	3,1	$\times 10^{-2}$	$\frac{\mu V}{m \text{ u. } 200 \text{ Hz}}$

Im praktischen Betrieb wird v besonders leicht mit der "Rauschdiode" bestimmt. Nachdem die relative Höhe der Störampplitude festgelegt ist, wird die Antenne durch eine Rauschdiode, d.i. eine veränderliche, geeichte Rauschstromquelle mit dem gleichen Innenwiderstand wie ihn die Antenne besitzt, ersetzt. Nunmehr wird die ursprüngliche Störampplitude mittels der Rauschdiode eingestellt, die Leistung abgelesen und mit der Störampplitude des Widerstandes ohne zusätzliche Rauschenergie verglichen.

D. Über Fourier-Reihen und Fourier-Integrale.

1) Das Frequenzspektrum

- a) einer gegebenen periodischen Funktion $g(t)$ bzw.
 b) eines einmaligen Vorganges (Periodendauer $T = \infty$) ist,

falls n die Ordnungszahl der Harmonischen u. ω die Frequenz bedeuten
 (die Grundfrequenz sei gleich der Einheit; $n\omega_0 = n$)

$$4a) f(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) e^{-jnt} dt = a_n + j b_n \quad n=0, \pm 1, \pm 2$$

$$4b) f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt = \phi(\omega) + j \psi(\omega)$$

Bei gegebenem Frequenzspektrum liefert die Fourier-Reihe bzw. das Fourier-Integral die zugehörige Kurvenform durch die Beziehung

$$5a) g(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(n) e^{jnt}$$

$$5b) g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega=-\infty}^{+\infty} f(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Wird das Spektrum beschnitten, tritt eine Kurvenverschleifung ein
 Die neue Kurve hat die Form:

$$6a) \mathcal{F}(t) = \sum_{n=-N}^{+N} f(n) e^{jnt} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\vartheta) \frac{\sin(N+\frac{1}{2})(t-\vartheta)}{\sin\frac{1}{2}(t-\vartheta)} d\vartheta$$

$$= \sum_{n=-N}^N a_n \cos nt + b_n \sin nt \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

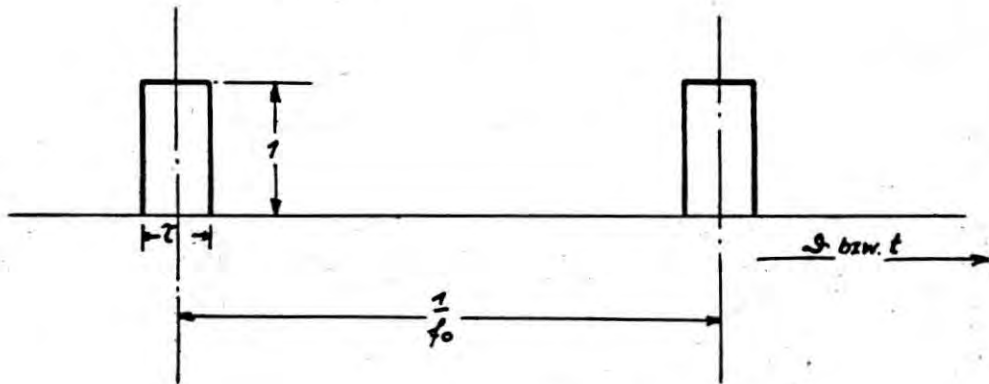
$$6b) \mathcal{F}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega=-\omega_1}^{+\omega_1} f(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{\vartheta=-\infty}^{+\infty} g(\vartheta) \frac{\sin \omega_1 (t-\vartheta)}{t-\vartheta} d\vartheta$$

$$= \int_{\omega=-\omega_1}^{+\omega_1} [\phi(\omega) \cos \omega t + \psi(\omega) \sin \omega t] d\omega$$

Anwendungen.

- 2) Gegeben sei eine Impulsfolge mit der Impulsfrequenz f_0 , der Impulslänge $\tau \ll \frac{1}{f_0}$ und der Impulshöhe 1, bezw. ein Einzelimpuls mit den gleichen Daten.

$$f(t) = g(t)$$



$$g(t) = 1 \quad \text{für } |t| < \frac{\tau}{2}$$

$$g(t) = 0 \quad \text{für } |t| > \frac{\tau}{2}$$

Gesucht ist das Impulsspektrum:

- a) für eine periodische Impulsfolge
- b) für einen einmaligen Impuls

und zwar

- d) für einen niederfrequenten Vorgang $f(t) = g(t)$
- β) für einen Hochfrequenzimpuls, für den $g(t)$ die Hüllkurve liefert: $f(t) = g(t) \cos \Omega t$
- γ) für einen modulierten niederfrequenten Impuls $f(t) = g(t)(1 + a \cos mt)$

a) Aus 4a) ergibt sich für den niederfrequenten Impuls:

$$f(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-jnt} dt = \frac{1}{2\pi n} (e^{-jn\frac{T}{2}} - e^{jn\frac{T}{2}}) = \frac{1}{\pi} \frac{\sin n\frac{T}{2}}{n}$$

entsprechend wird mit 4b):

$$f(\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} dt = 2 \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega}$$

7a)	$f(n) = \frac{1}{\pi} \frac{\sin n\frac{T}{2}}{n}$	$n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$
7b)	$f(\omega) = 2 \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega}$	$-\infty \leq \omega \leq +\infty$

β) Das Spektrum des Hochfrequenzimpulses wird mit 4b):

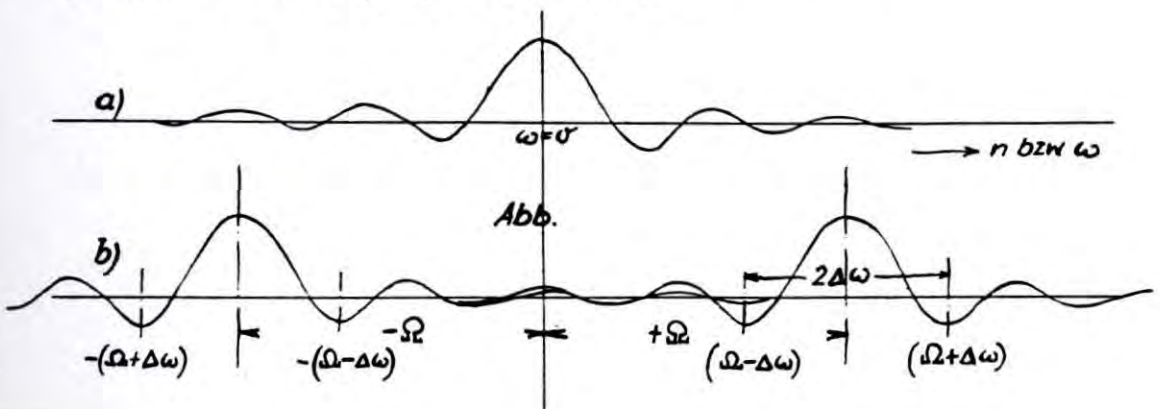
$$f(\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos \Omega t e^{-j\omega t} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}}{2} e^{-j\omega t} dt$$

$$\equiv \frac{1}{2} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [e^{j(\Omega-\omega)t} + e^{-j(\Omega+\omega)t}] dt = \frac{\sin(\Omega-\omega)\frac{T}{2}}{\Omega-\omega} + \frac{\sin(\Omega+\omega)\frac{T}{2}}{\Omega+\omega}$$

8b)

$$f(\omega) = \frac{\sin(\Omega-\omega)\frac{T}{2}}{\Omega-\omega} + \frac{\sin(\Omega+\omega)\frac{T}{2}}{\Omega+\omega}$$

Das Spektrum des Hochfrequenzimpulses ist gleich dem um die Trägerfrequenz $\pm \Omega$ nach positiven u. negativen Frequenzen hin verschobenen Spektrum des niederfrequenten Impulses.



Seite 123 fehlt im Original

Vielleicht Fehler in der Seitenzählung

3) Gesucht ist die Impulsform $\mathcal{F}(t)$ bei gegebenem Spektrum
und gegebener Breite des Frequenzbandes.

Für den niederfrequenten Impuls ergibt sich mit 6b) und 7b)

$$\begin{aligned}\mathcal{F}(t) &= \frac{2}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{+\omega_1} \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega} e^{j\omega t} d\omega = \frac{-j}{\pi} \int_{-\omega_1}^{+\omega_1} \frac{e^{j\omega(t+\frac{T}{2})} - e^{j\omega(t-\frac{T}{2})}}{2\omega} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{-\omega_1}^{+\omega_1} \frac{\sin \omega (t+\frac{T}{2})}{\omega} d\omega - \int_{-\omega_1}^{+\omega_1} \frac{\sin \omega (t-\frac{T}{2})}{\omega} d\omega \right\}\end{aligned}$$

(10b)

$$\mathcal{F}(t) = \frac{1}{\pi} \left\{ \mathcal{F}_i \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \omega_1 - \mathcal{F}_i \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \omega_1 \right\}$$

Sonderfälle:

1) sehr große Bandbreite: $\omega_1 \rightarrow \infty$

$$\left. \begin{array}{l} |t| < \frac{\tau}{2} \quad \mathcal{F}(t) = \frac{1}{\pi} \left\{ \mathcal{F}_i(\infty) + \mathcal{F}_i(\infty) \right\} = \frac{1}{\pi} 2 \frac{\pi}{2} = 1 \\ |t| > \frac{\tau}{2} \quad \mathcal{F}(t) = \frac{1}{\pi} \left\{ \mathcal{F}_i(\infty) + \mathcal{F}_i(-\infty) \right\} = 0 \end{array} \right\} \text{d.h. } \mathcal{F}(t) = g(t)$$

2) Ausschwingvorgänge: $(t \pm \frac{\tau}{2}) \omega_1 \gg 1 \quad t \gg \frac{\tau}{2}$

$$\mathcal{F}(t) \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} - \frac{\cos \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \omega_1}{\left(t + \frac{\tau}{2} \right) \omega_1} - \frac{\pi}{2} + \frac{\cos \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \omega_1}{\left(t - \frac{\tau}{2} \right) \omega_1} \right\}$$

$$\mathcal{F}(t) = \frac{2}{\pi \omega_1 t} \left\{ \sin \left(\omega_1 \frac{\tau}{2} \right) \sin(\omega_1 t) + \frac{\tau}{2t} \cos \left(\omega_1 \frac{\tau}{2} \right) \cos(\omega_1 t) \right\}$$

Bei geringer Bandbreite $\omega_1 \frac{\tau}{2} < 1$ wird noch:

$$\mathcal{F}(t) = \frac{\tau}{\pi t} \left\{ \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{\omega_1 t} \cos(\omega_1 t) \right\}$$

3) Für geringe Bandbreite ergibt sich näherungsweise mit 7a) aus dem Linienspektrum:

$$n \frac{\tau}{2} \ll 1 \quad f(n) \approx \frac{\tau}{2\pi} = \text{Konst.}$$

und mit 2 u. 6a)

$$\mathcal{F}(t) = \frac{\tau}{2\pi} \frac{\sin \left(N + \frac{1}{2} \right) t}{\sin \frac{t}{2}}$$

Mit dem kontinuierlichen Spektrum wird entsprechend:

$$f(\omega) = \tau = \text{Konst.}$$

$$\underline{\underline{F(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} \tau e^{j\omega t} d\omega = \frac{\tau}{T} \frac{\sin \omega_1 t}{t}}}$$

4) Steilheit der Impulsflanken.

$$(11) \quad \frac{d}{dt} F(t) = \frac{1}{T} \left\{ \frac{\sin(t + \frac{T}{2}) \omega_1}{(t + \frac{T}{2})} - \frac{\sin(t - \frac{T}{2}) \omega_1}{(t - \frac{T}{2})} \right\}$$

5) Impulsform des Hochfrequenzimpulses nach

Beschneidung des Frequenzbandes. (Bandbreite $2\Delta\omega_1$)

Mit 6b) wird

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_a^b \frac{\sin(\Omega - \omega) \frac{T}{2}}{\Omega - \omega} e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_c^d \frac{\sin(\Omega + \omega) \frac{T}{2}}{\Omega + \omega} e^{j\omega t} d\omega$$

zur Kürzung wird gesetzt:

$$\Omega - \omega = \xi \quad \frac{T}{2} - t = \alpha$$

$$\Omega + \omega = \eta \quad \frac{T}{2} + t = \beta$$

Bestimmung der Grenzen der Integrale. (Abb.)

$$a = (\Omega - \Delta\omega_1) \quad \xi_1 = \Omega - a = +\Delta\omega_1$$

$$b = (\Omega + \Delta\omega_1) \quad \xi_2 = \Omega - b = -\Delta\omega_1$$

$$c = -(\Omega + \Delta\omega_1) \quad \eta_1 = \Omega + c = -\Delta\omega_1$$

$$d = -(\Omega - \Delta\omega_1) \quad \eta_2 = \Omega + d = +\Delta\omega_1$$

Damit wird:

$$\begin{aligned} \mathcal{H}(t) &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\Delta\omega_1}^{-\Delta\omega_1} -\frac{\sin \frac{\tau}{2} \xi}{\xi} e^{j(\Omega - \xi)t} d\xi + \int_{-\Delta\omega_1}^{\Delta\omega_1} \frac{\sin \frac{\tau}{2} \eta}{\eta} e^{-j(\Omega - \eta)t} d\eta \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi} \left\{ e^{j\Omega t} \int_{\xi_1}^{\xi_2} -\frac{\sin \frac{\tau}{2} \xi}{\xi} e^{-j\xi t} d\xi + e^{-j\Omega t} \int_{\eta_1}^{\eta_2} \frac{\sin \frac{\tau}{2} \eta}{\eta} e^{j\eta t} d\eta \right\} \\ \mathcal{H}(t) &= \frac{j}{4\pi} \left\{ e^{j\Omega t} \int_{\xi_1}^{\xi_2} \frac{e^{j(\frac{\tau}{2}-t)\xi} - e^{-j(\frac{\tau}{2}+t)\xi}}{\xi} d\xi - e^{-j\Omega t} \int_{\eta_1}^{\eta_2} \frac{e^{j(\frac{\tau}{2}+t)\eta} - e^{-j(\frac{\tau}{2}-t)\eta}}{\eta} d\eta \right\} \\ \mathcal{H}(t) &= \frac{j}{4\pi} \left\{ e^{j\Omega t} j \left[\int_{\Delta\omega_1}^{-\Delta\omega_1} \frac{\sin d\xi}{\xi} d\xi + \int_{\Delta\omega_1}^{-\Delta\omega_1} \frac{\sin \beta \xi}{\xi} d\xi \right] - e^{-j\Omega t} j \left[\int_{-\Delta\omega_1}^{\Delta\omega_1} \frac{\sin \beta \eta}{\eta} d\eta + \int_{-\Delta\omega_1}^{\Delta\omega_1} \frac{\sin \alpha \eta}{\eta} d\eta \right] \right\} \\ \mathcal{H}(t) &= -\frac{2}{4\pi} \left\{ e^{j\Omega t} \left[\mathcal{L}_i(\alpha \Delta\omega_1) + \mathcal{L}_i(\beta \Delta\omega_1) \right] + e^{-j\Omega t} \left[\mathcal{L}_i(\beta \Delta\omega_1) + \mathcal{L}_i(\alpha \Delta\omega_1) \right] \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi} \left\{ (e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}) \left[\mathcal{L}_i\left(\frac{\tau}{2}-t\right) \Delta\omega_1 + \mathcal{L}_i\left(\frac{\tau}{2}+t\right) \Delta\omega_1 \right] \right\} \end{aligned}$$

$$(12) \quad \mathcal{H}(t) = -\frac{1}{\pi} \cos \Omega t \left\{ \mathcal{L}_i\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \Delta\omega_1 - \mathcal{L}_i\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \Delta\omega_1 \right\}$$

di. die Form eines Hochfrequenzimpulses hinter einem zur Trägerfrequenz Ω symmetrisch liegenden Bandpaß mit der Durchlaßbreite $B = 2\Delta\omega_1$

$$\underline{\mathcal{H}(t) = F(t) \cos \Omega t}$$

5) Impulsleistung in Abhängigkeit von der Bandbreite.

$$N_f = \sum_{-N}^N f^2(n) \rightarrow \int_{-\omega_1}^{\omega_1} f^2(\omega) d\omega$$

Die Summe wird durch ein Integral angenähert.

angenähert.

$$N_f = \frac{1}{T^2} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} \frac{\sin^2 \frac{T}{2} \omega}{\omega^2} d\omega = \frac{T}{2\pi^2} \int_{-z}^z \frac{\sin^2 z}{z^2} dz \quad \text{mit } z = \frac{T}{2} \omega$$

Nun ist:

$$\int \frac{\sin^2 z}{z^2} dz = \frac{\cos 2z - 1}{2z} + \int \frac{\sin 2z}{2z} dz$$

damit wird:

$$N_f = \frac{T}{\pi^2} \left[\frac{\cos T\omega_1 - 1}{T\omega_1} + \mathcal{Si}(T\omega_1) \right]$$

Sonderfälle

α) $\omega_1 T < 1$

β) $\omega_1 T \gg 1$

γ) $\omega_1 T \rightarrow \infty$

$$N_f = \frac{\omega_1 T^2}{2\pi^2}$$

$$N_f = \frac{T}{\pi^2} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{1}{\omega_1 T} \right]$$

$$\lim_{\omega_1 T \rightarrow \infty} N_f = \frac{T}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1^2 dz$$

6) Amplitudenkurve und Steilheit für optimale Bandbreite. $\omega_1 T = 4,4$
(Vergl. J2 Das Störverhältnis)

t/T	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,7	0,9	1,0	1,2	1,3	1,5
$f_1 = \frac{22+44t}{22+44t}$	2,20	2,64	3,08	3,52	3,96	4,40	5,28	6,16	6,60	7,48	7,92	8,80
$f_2 = \frac{22-44t}{22+44t}$	2,20	1,76	1,32	0,88	0,44	0	-0,88	-1,76	-2,20	-3,08	-3,52	-4,40
$\mathcal{Si}(f_1)$	1,69	1,81	1,85	1,83	1,76	1,68	1,50	1,42	1,44	1,51	1,57	1,65
$\mathcal{Si}(f_2)$	1,69	1,48	1,19	0,84	0,44	0,00	-0,84	-1,48	-1,69	-1,85	-1,83	-1,68
$\pi J(t)$	3,38	3,29	3,04	2,67	2,20	1,68	0,66	-0,06	-0,25	-0,34	-0,26	-0,03
$\sin f_1$	0,81	0,48	0,06	-0,37	-0,73	-0,95	-0,84	-0,12	0,32	0,93	1,00	0,58
$\sin f_2$	0,81	0,98	0,97	0,77	0,43	0,00	-0,77	-0,98	-0,81	-0,06	0,37	0,95
$\frac{\sin f_1}{f_1}$	0,37	0,18	0,02	-0,11	-0,18	-0,22	-0,16	-0,02	0,05	0,12	0,13	0,07
$\frac{\sin f_2}{f_2}$	0,37	0,56	0,74	0,88	0,98	1,00	0,88	0,56	0,37	0,02	-0,11	-0,22
$\frac{T}{24} J(t)$	0,00	-0,38	-0,72	-0,98	-1,16	-1,22	-1,04	-0,58	-0,32	+0,10	+0,23	+0,28

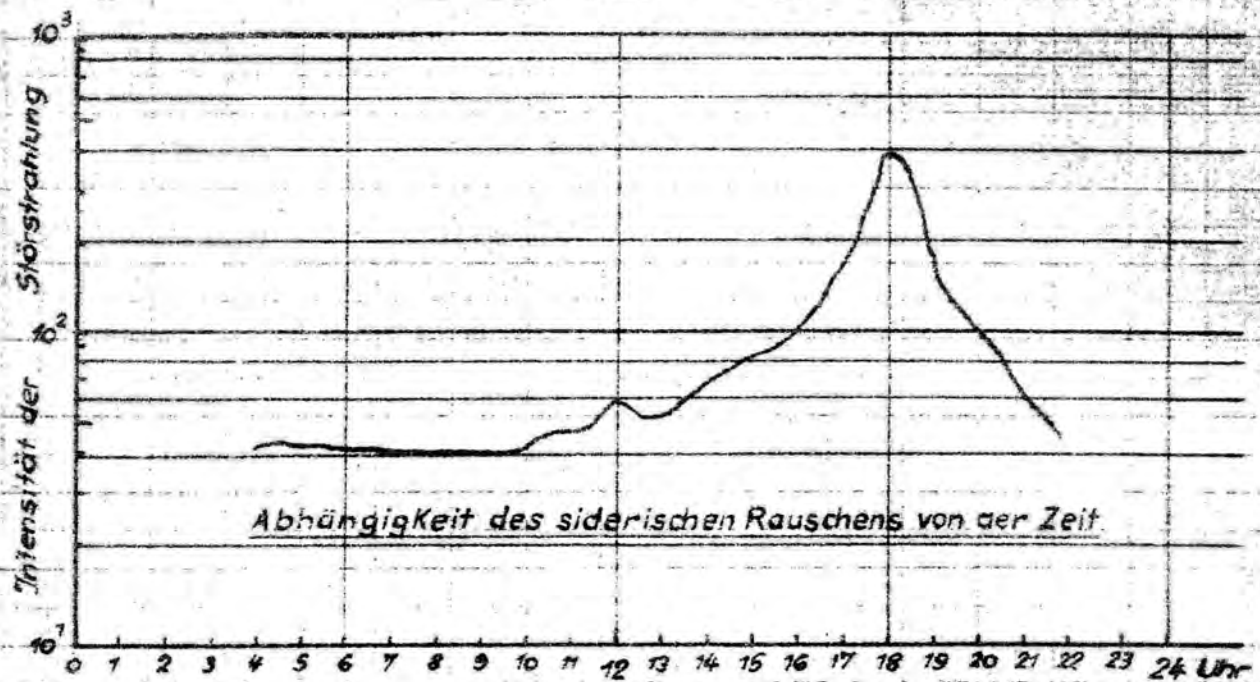
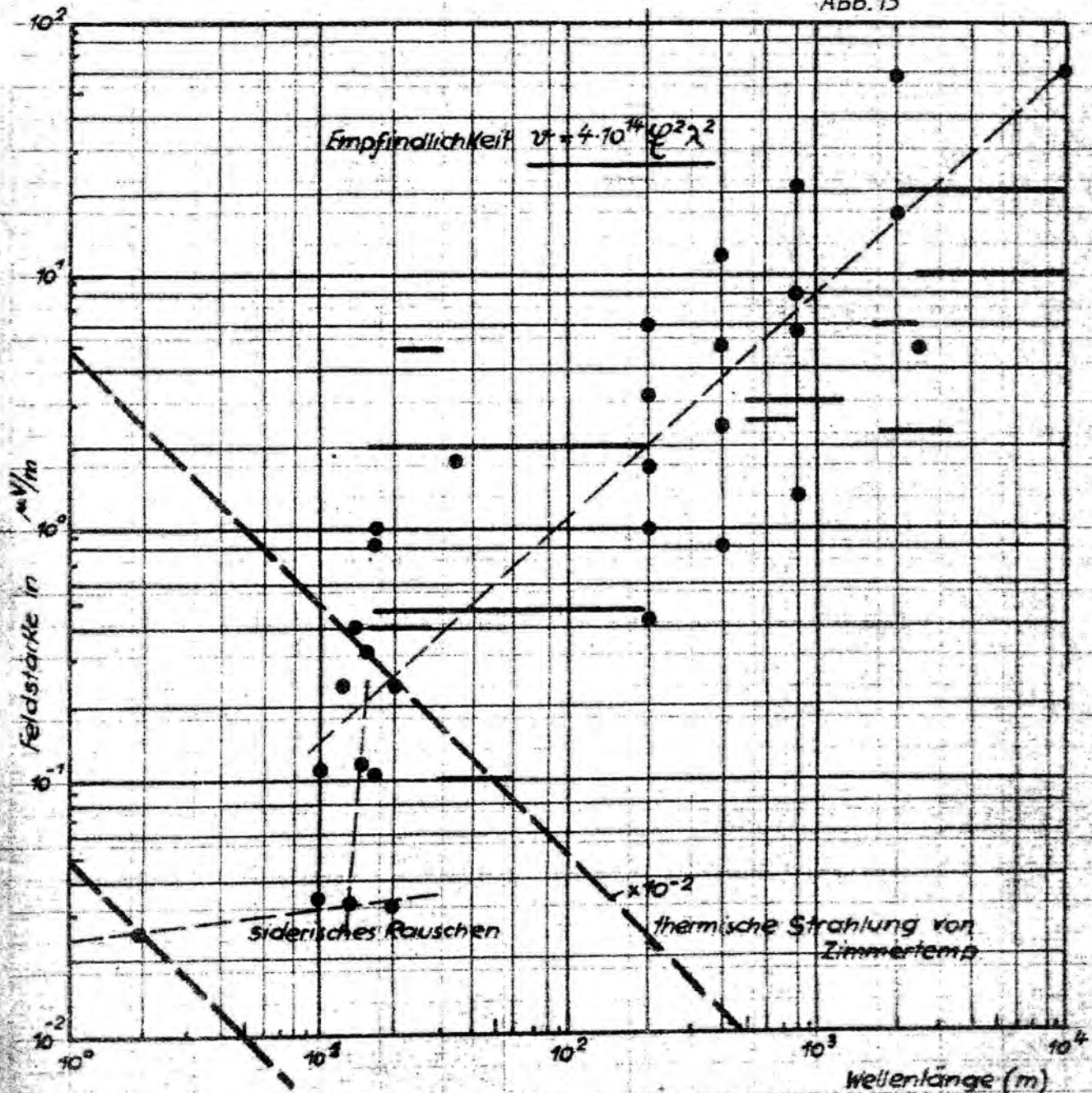
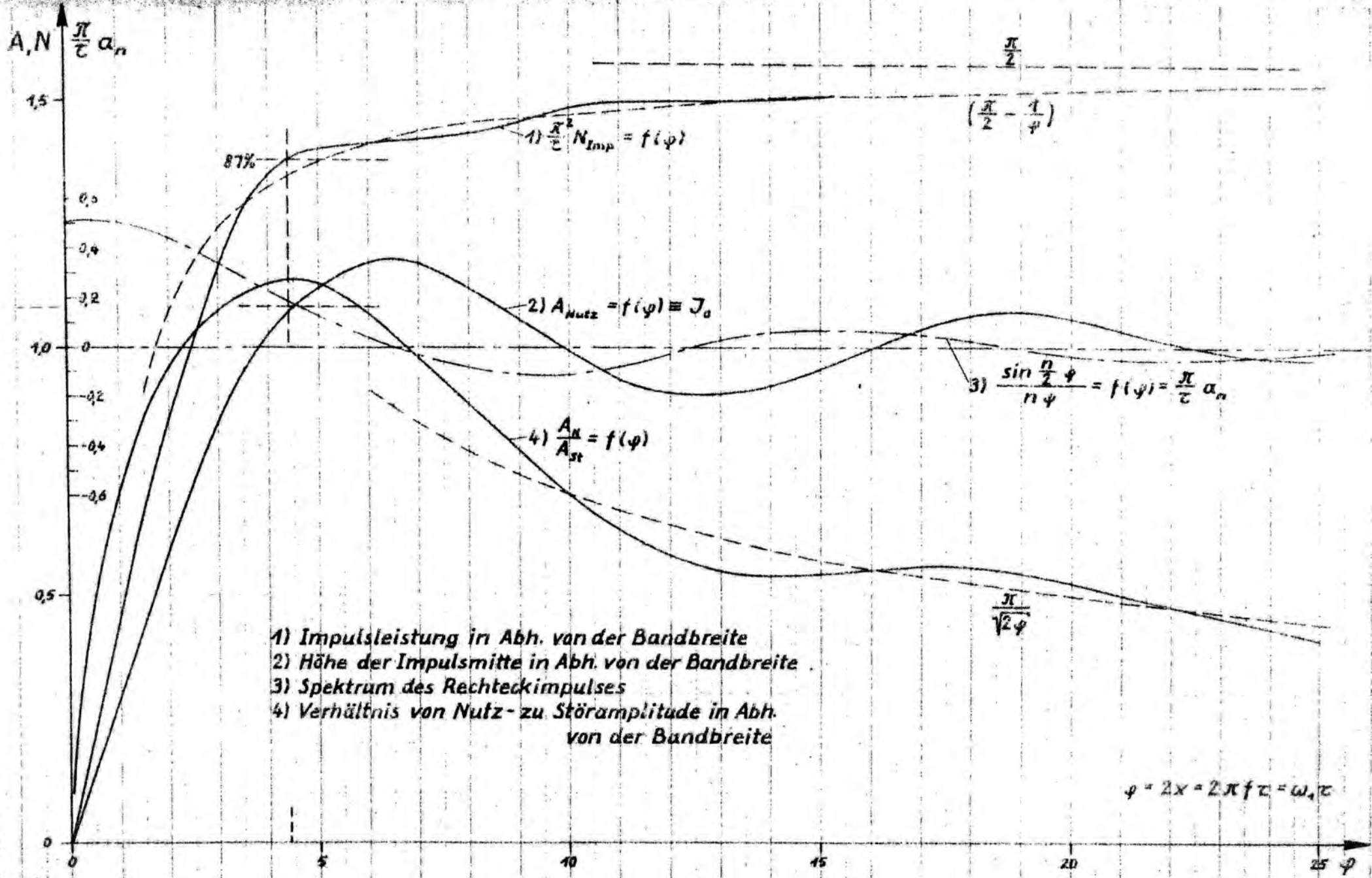


Abb. 15



Bandbreite des Meßempfängers : $\Delta f = 200$ Hertz
 Abhängigkeit der äußeren Störungen von der Wellenlänge. Abb. 16



1) $\frac{\pi}{\tau} N_{Imp} = f(\varphi)$

2) $A_{Nutz} = f(\varphi) \equiv J_0$

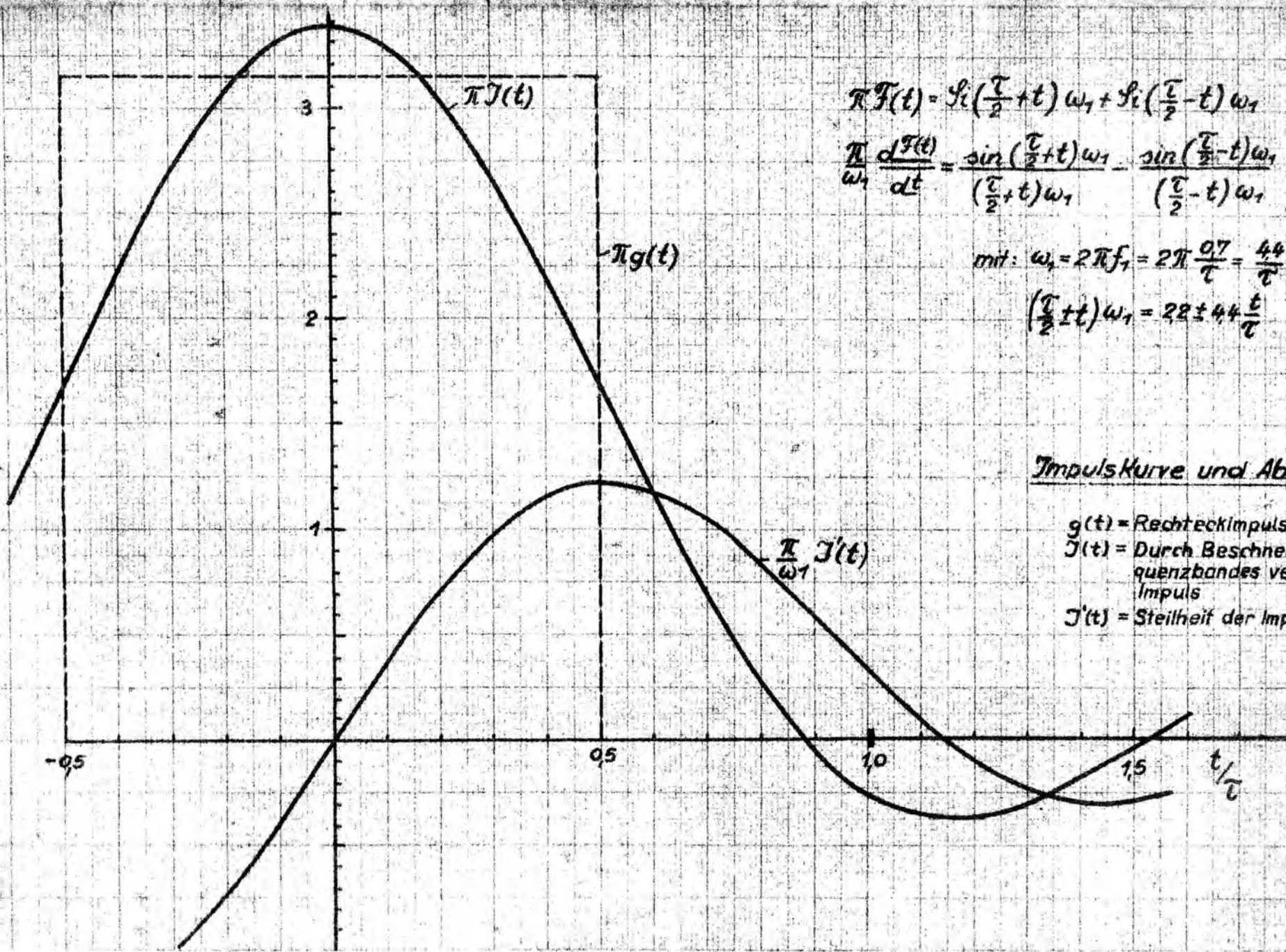
3) $\frac{\sin \frac{n}{2} \varphi}{n \varphi} = f(\varphi) = \frac{\pi}{\tau} a_n$

4) $\frac{A_N}{A_{St}} = f(\varphi)$

- 1) Impulsleistung in Abh. von der Bandbreite
- 2) Höhe der Impulsmitte in Abh. von der Bandbreite
- 3) Spektrum des Rechteckimpulses
- 4) Verhältnis von Nutz- zu Störampplitude in Abh. von der Bandbreite

$\varphi = 2\pi f \tau = \omega_1 \tau$

Bild 17



$$\pi J(t) = \int_{\frac{\tau}{2}-t}^{\frac{\tau}{2}+t} \omega_1 + \int_{\frac{\tau}{2}-t}^{\frac{\tau}{2}+t} \omega_1$$

$$\frac{\pi}{\omega_1} \frac{dJ(t)}{dt} = \frac{\sin(\frac{\tau}{2}+t)\omega_1}{(\frac{\tau}{2}+t)\omega_1} - \frac{\sin(\frac{\tau}{2}-t)\omega_1}{(\frac{\tau}{2}-t)\omega_1}$$

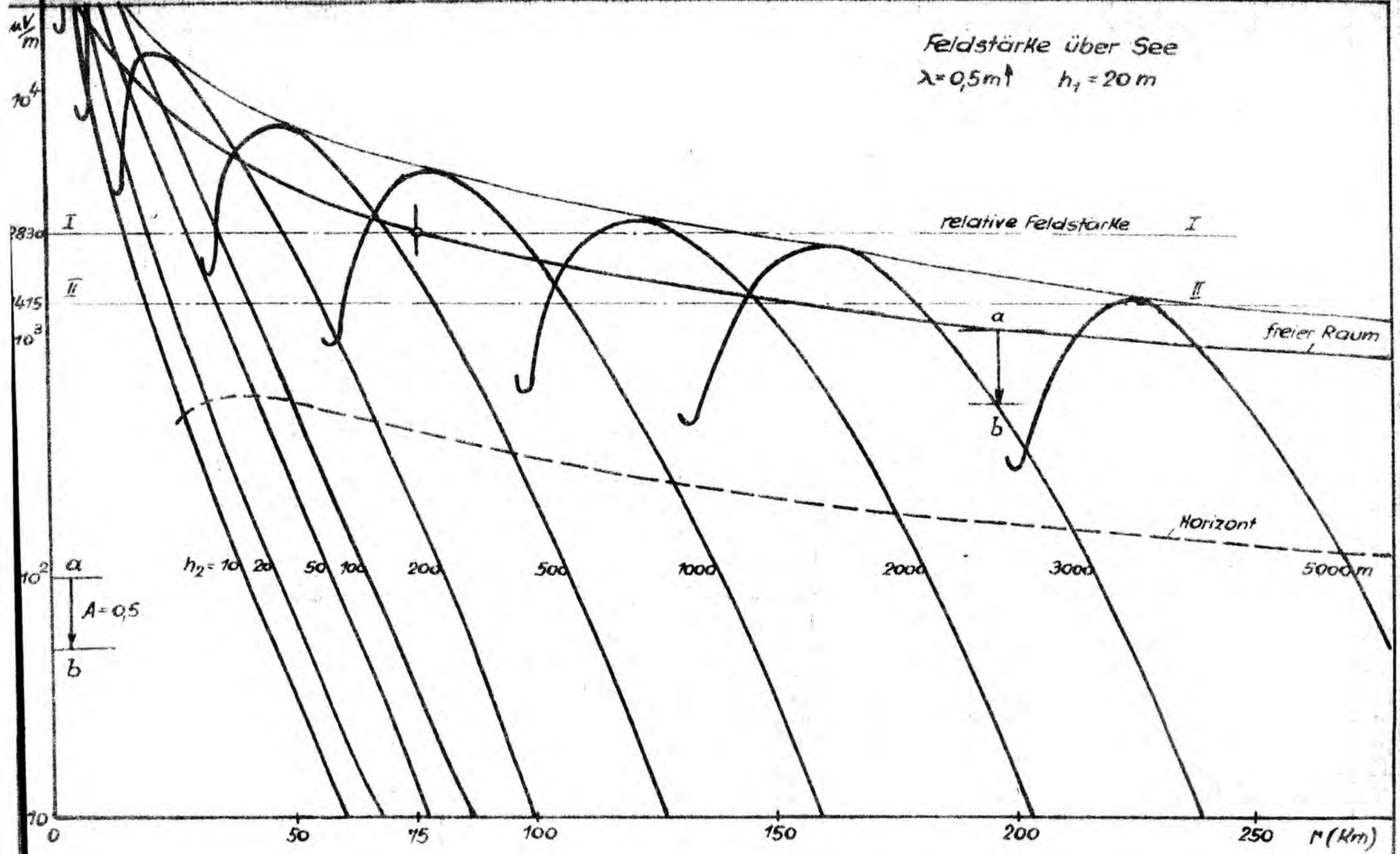
mit: $\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \frac{0.7}{\tau} = \frac{4.4}{\tau}$

$$(\frac{\tau}{2} \pm t)\omega_1 = 2.2 \pm 4.4 \frac{t}{\tau}$$

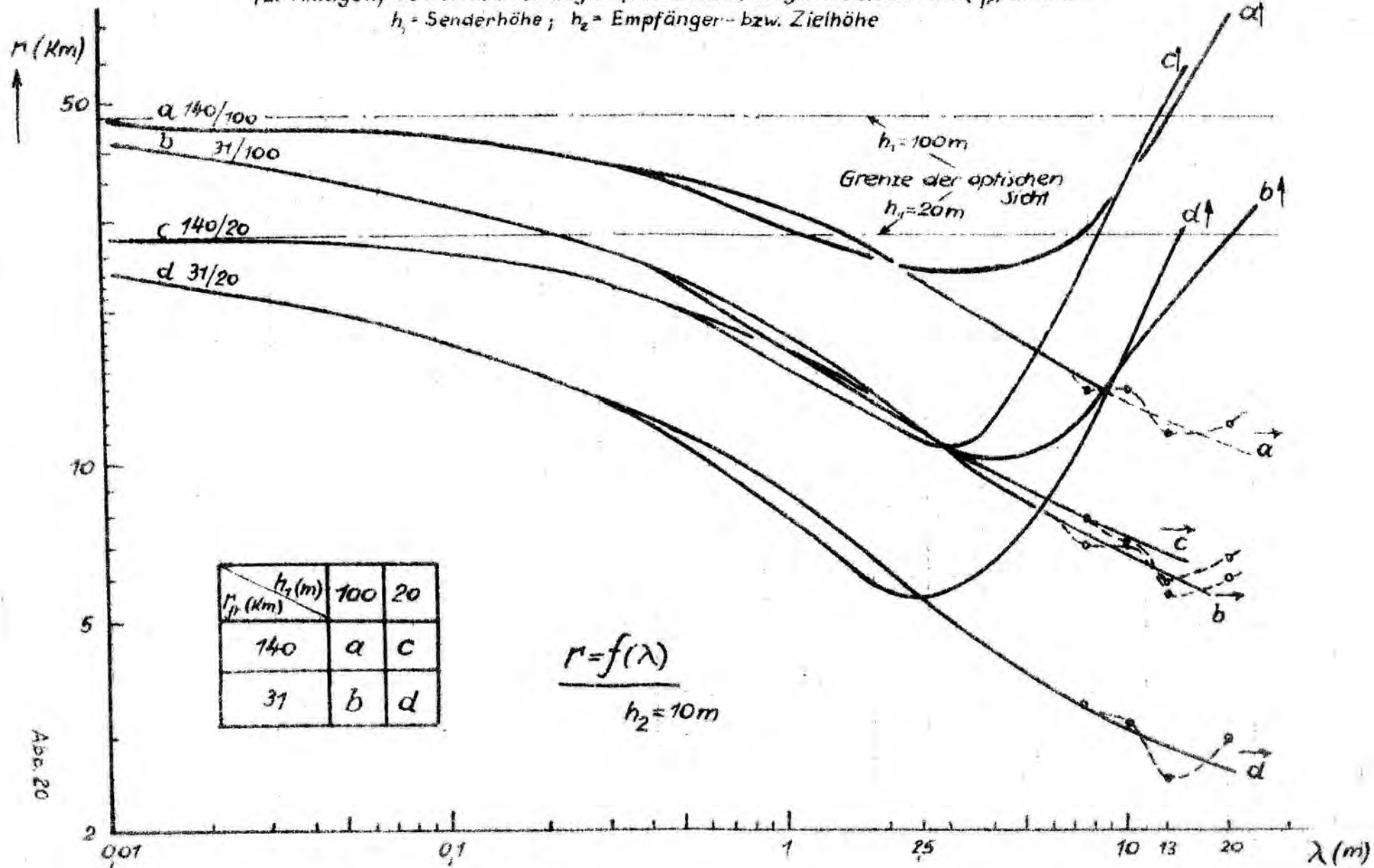
Impulskurve und Ableitung

- g(t) = Rechteckimpuls
- J(t) = Durch Beschneidung des Frequenzbandes verschliffener Impuls
- J'(t) = Steilheit der Impulskurve

Feldstärke über See
 $\lambda = 0,5 \text{ m}$ $h_1 = 20 \text{ m}$



Abhängigkeit der Reichweite von der Wellenlänge bei Ausbreitung über dem Meer
 für Anlagen, die bei Ausbreitung im freien Raum die gleiche Reichweite (r_{fr}) besitzen
 h_1 = Senderhöhe ; h_2 = Empfänger- bzw. Zielhöhe



$r = f(h_2)$

$h_2 = 5m$

$r_{fr} = 31km$

$h_2 (m)$

10000

Reichweite in Abhängigkeit von der Empfänger- bzw. Zielhöhe bei konstanter Senderhöhe bzw. Gerätehöhe des F.M.G. für verschiedene Wellenlängen.

Sämtliche Anlagen besitzen bei Ausbreitung im freien Raum die gleiche Reichweite (r_{fr}).

1000

Grenze der optischen Sicht für $h_s = 5m / h_z = 100m$

100

13

0,5

1,3

0,07

($h_2 = 20m$)

10

10

100

Km

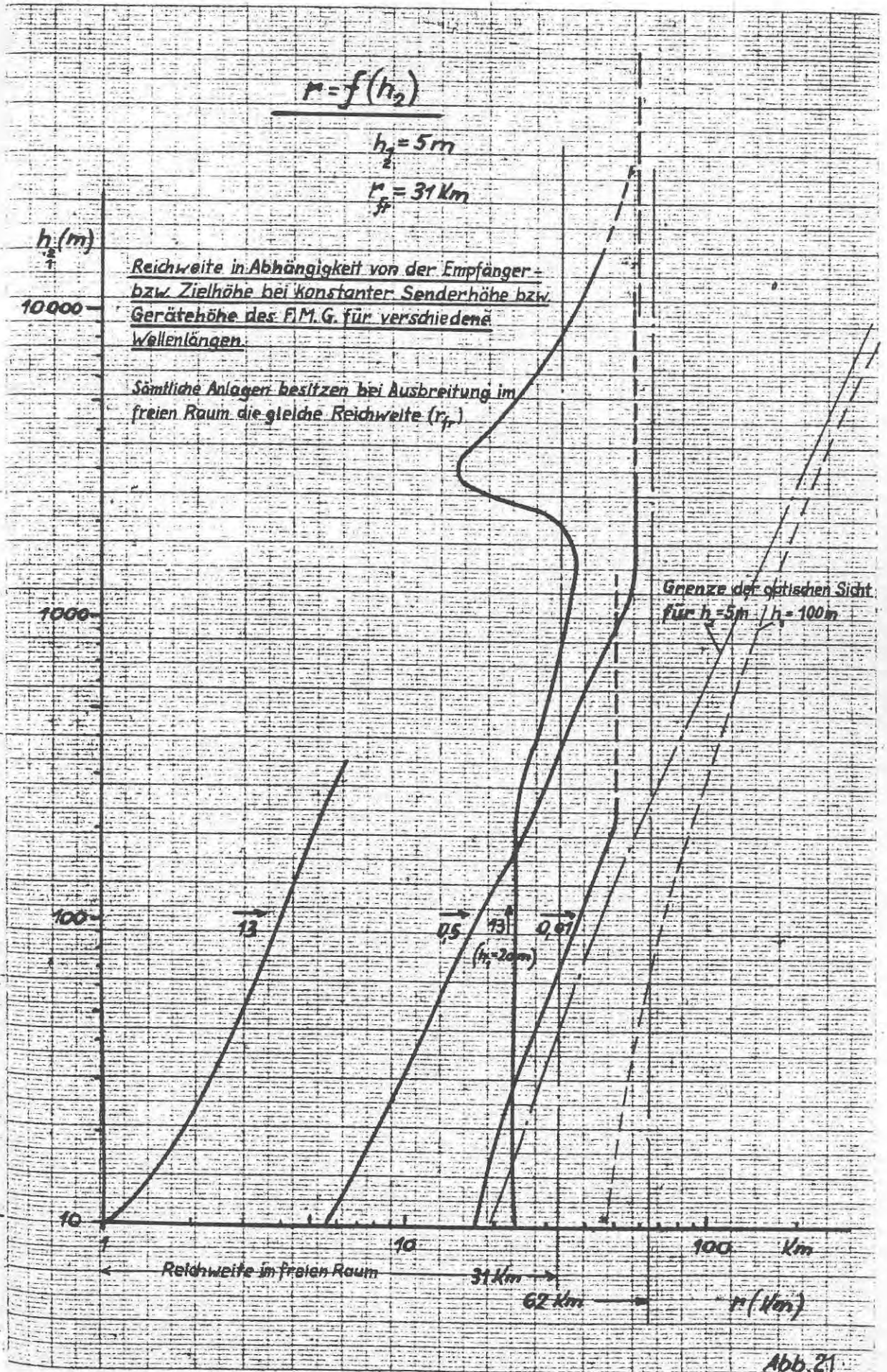
Reichweite im freien Raum

31 km

62 km

$r (km)$

Abb. 21



$$r = f(h_2)$$

$$h_T = 100$$

$$r_{fr} = 31 \text{ km}$$

h_2 (m)

10000

1000

100

10

Reichweite in Abhängigkeit von der Empfänger- bzw. Zielhöhe bei konstanter Senderhöhe (h_T) bzw. Aufstellungshöhe des F.M.G. für verschiedene Wellenlängen.

Sämtliche Anlagen besitzen bei Ausbreitung im freien Raum die gleiche Reichweite

$$r_{opt} = f(h_2)$$

$\lambda = 13$

13 | 0,5

0,01 m

10

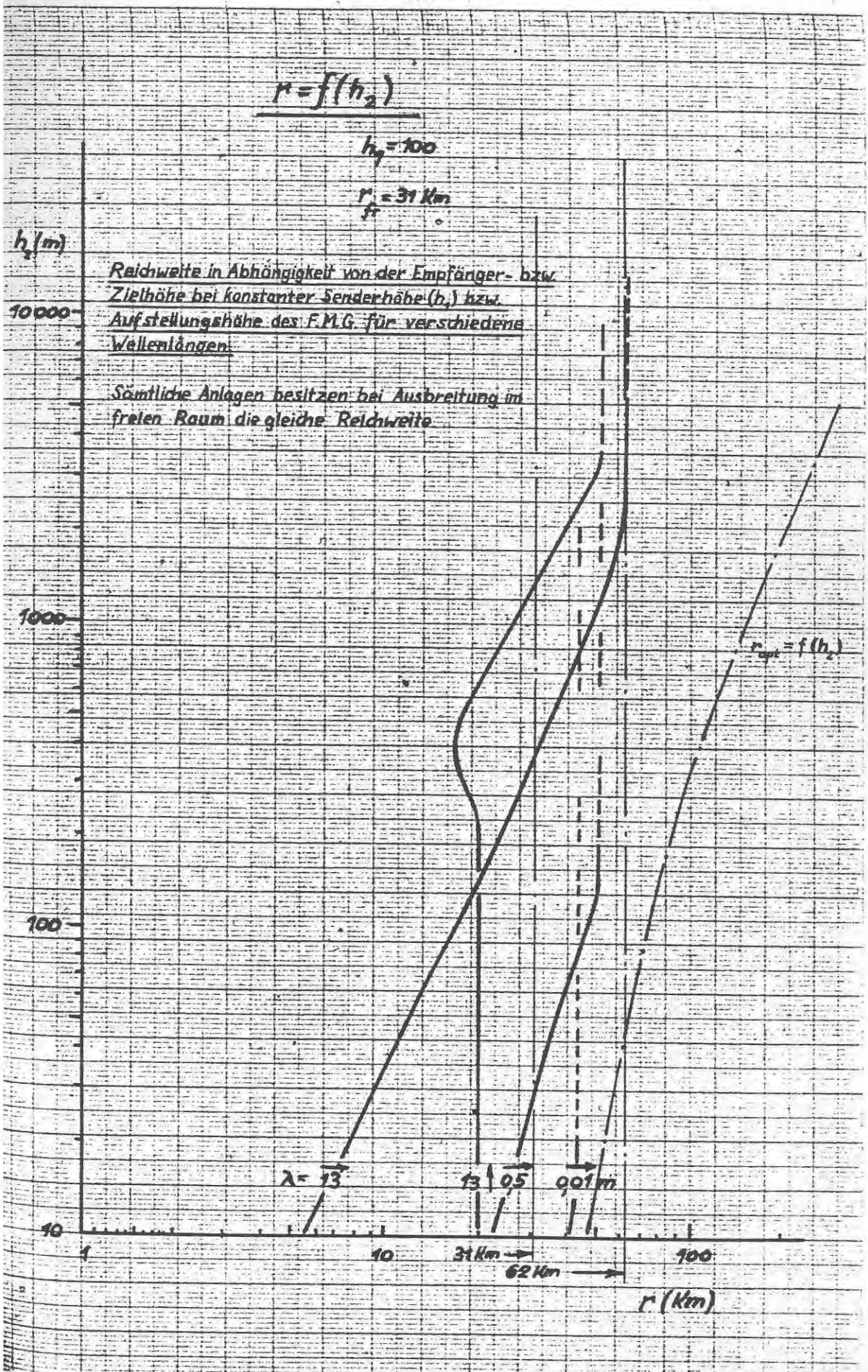
31 km

62 km

100

r (km)

Abb. 22



$$r = f(h_2)$$

$$h_1 = 5 \text{ m}$$

$$r_{ff} = 140 \text{ km}$$

h (m)

Reichweite in Abhängigkeit von der Empfänger- bzw. Zielhöhe bei konstanter Senderhöhe (h_1) bzw. Aufstellungshöhe des F.M.G. für verschiedene Wellenlängen.

Sämtliche Anlagen besitzen bei Ausbreitung im freien Raum die gleiche Reichweite.

10000

1000

100

10

$$r_{emp} = f(h_2)$$

13

05

007

13

($h_1 = 20 \text{ m}$)

Reichweite im freien Raum

10

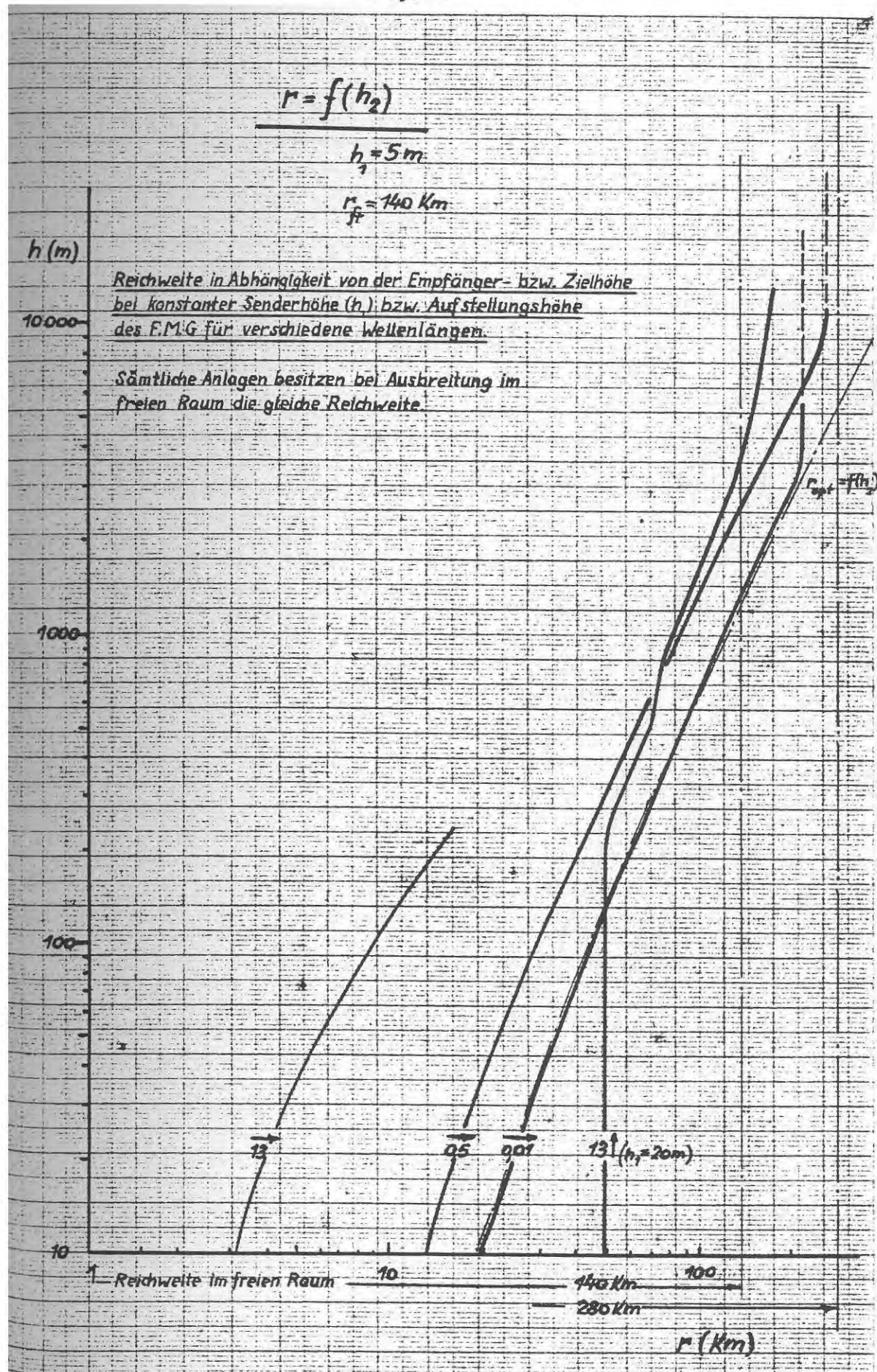
140 km

100

280 km

r (km)

Abb. 23



$$r = f(h_2)$$

$$h_1 = 100 \text{ m}$$

$$r_{fr} = 140 \text{ km}$$

h (m)

10 000

Reichweite in Abhängigkeit von der Empfänger- bzw. Zielhöhe bei konstanter Senderhöhe (h_1) bzw. Aufstellungshöhe des F.M.G. für verschiedene Wellenlängen

Sämtliche Anlagen besitzen bei Ausbreitung im freien Raum die gleiche Reichweite.

1000

$$r_{opt} = f(h_2)$$

100

13 13 95 001

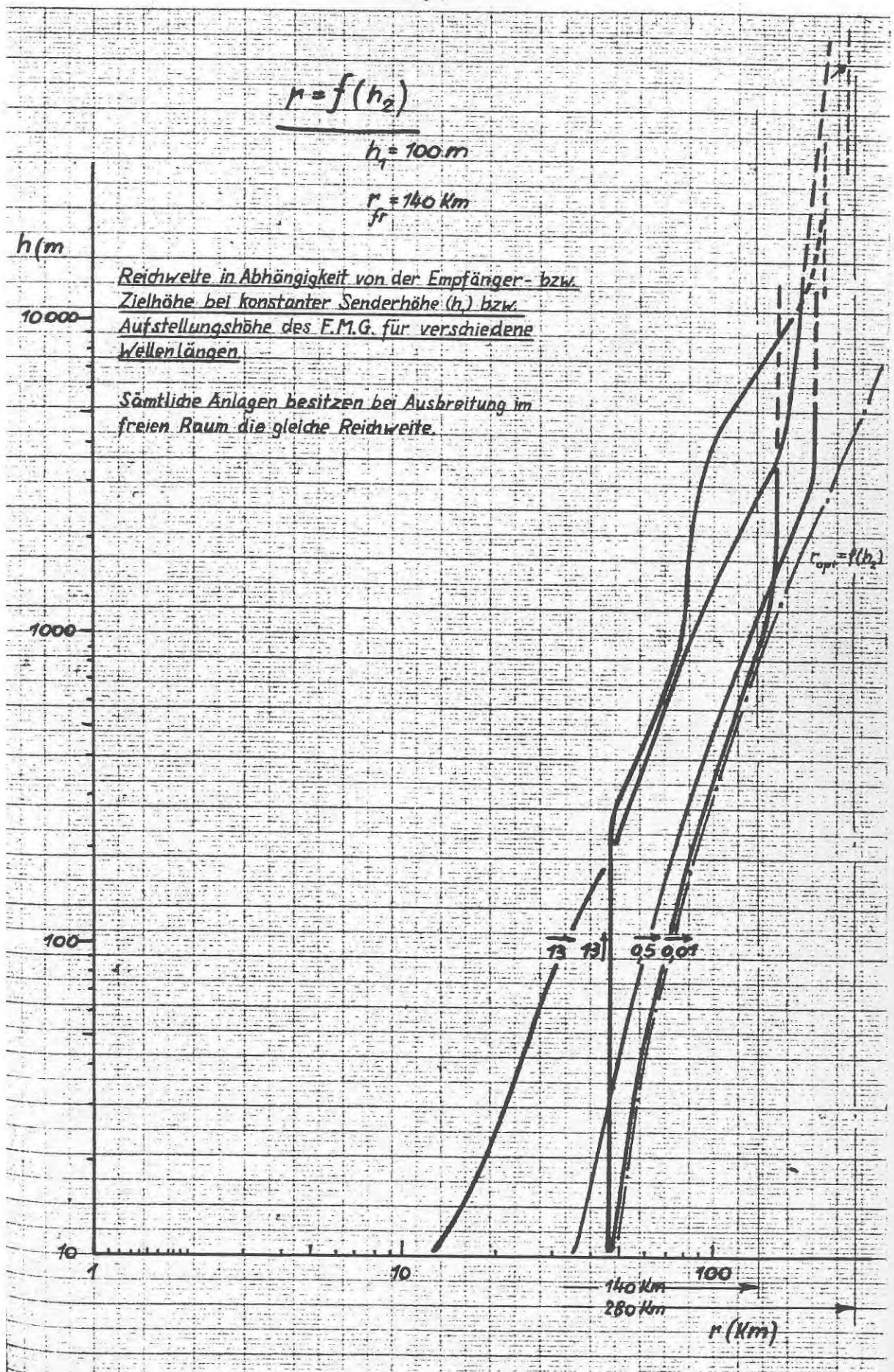
10

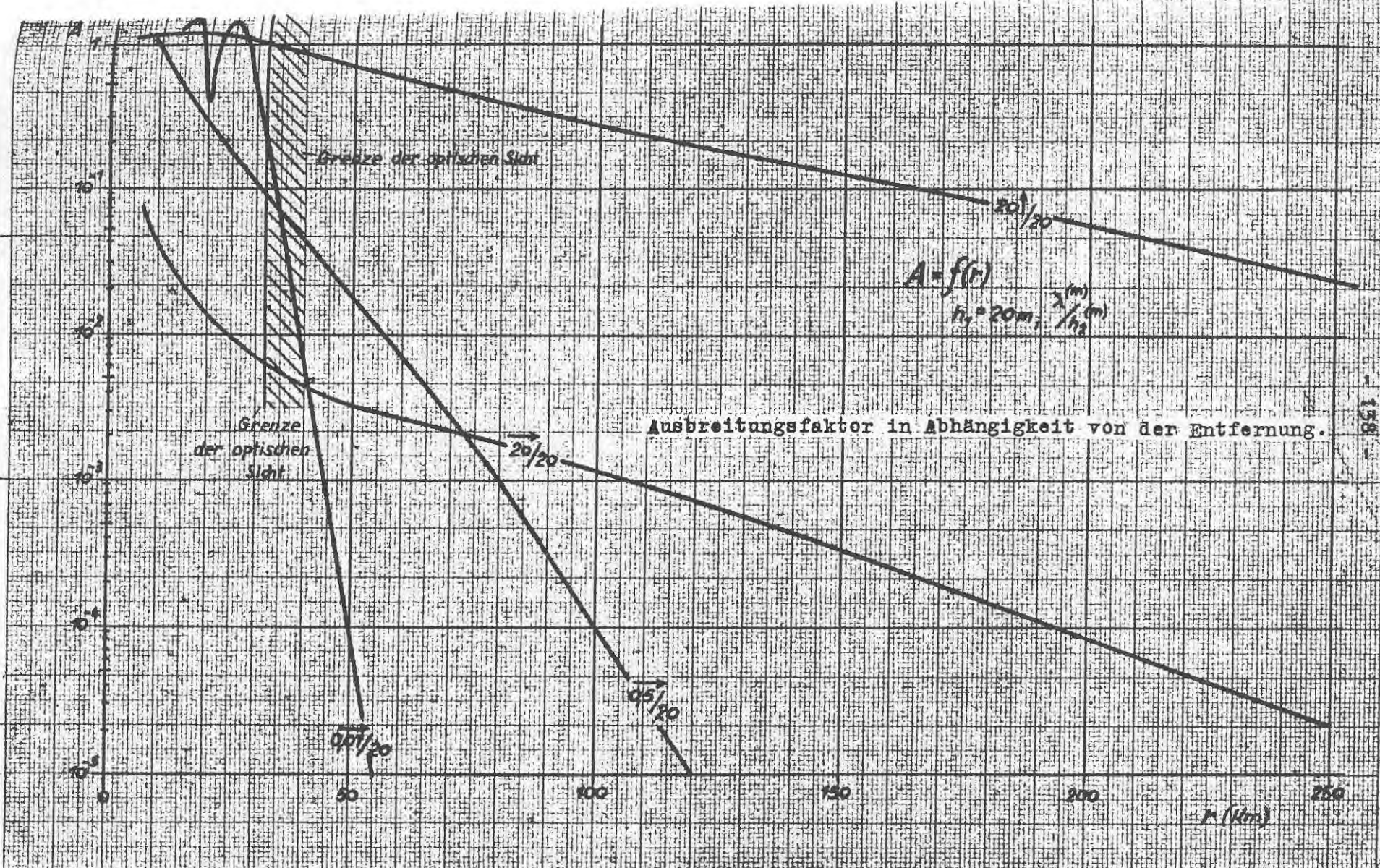
140 km
280 km

100

r (km)

Abb. 24





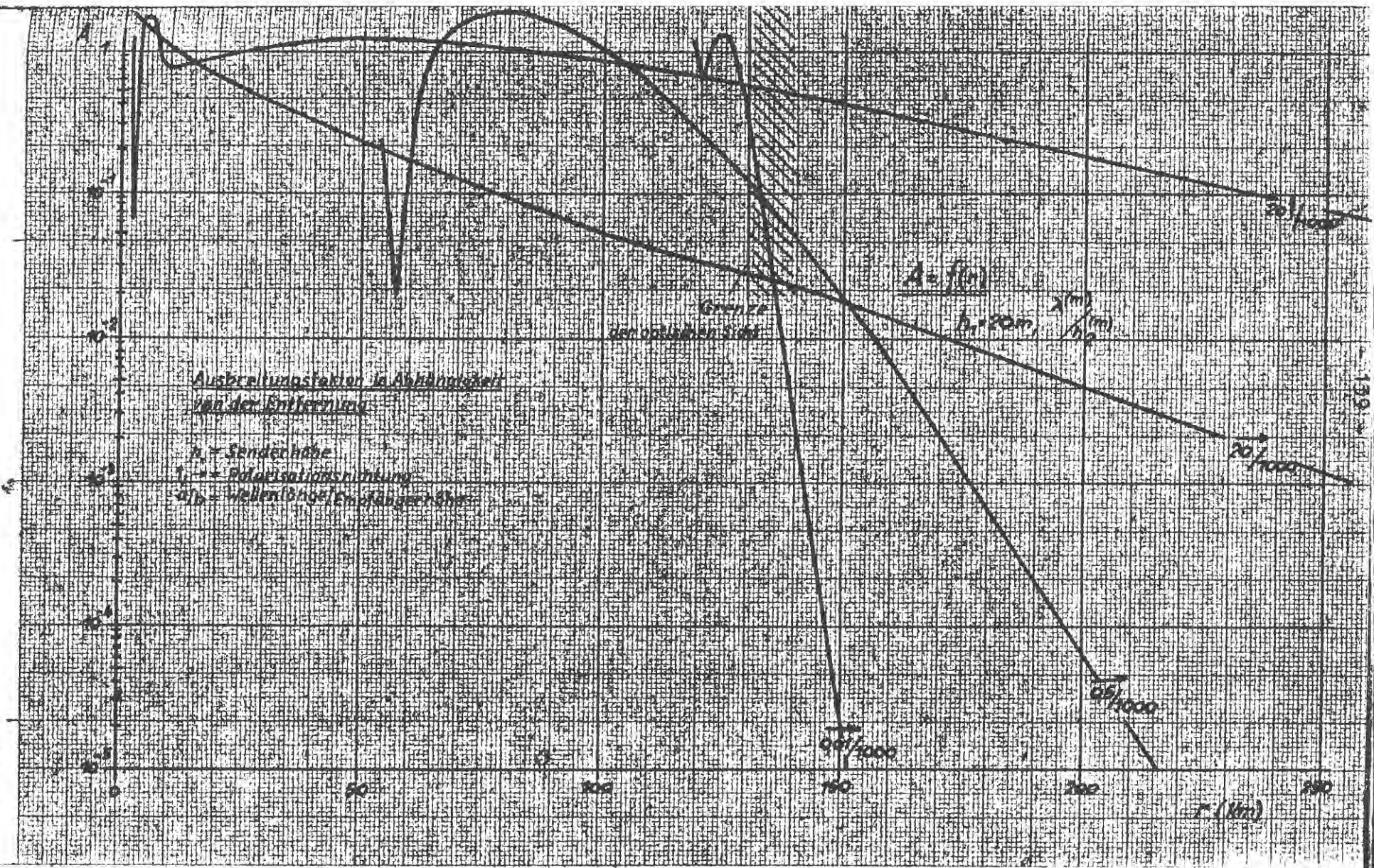
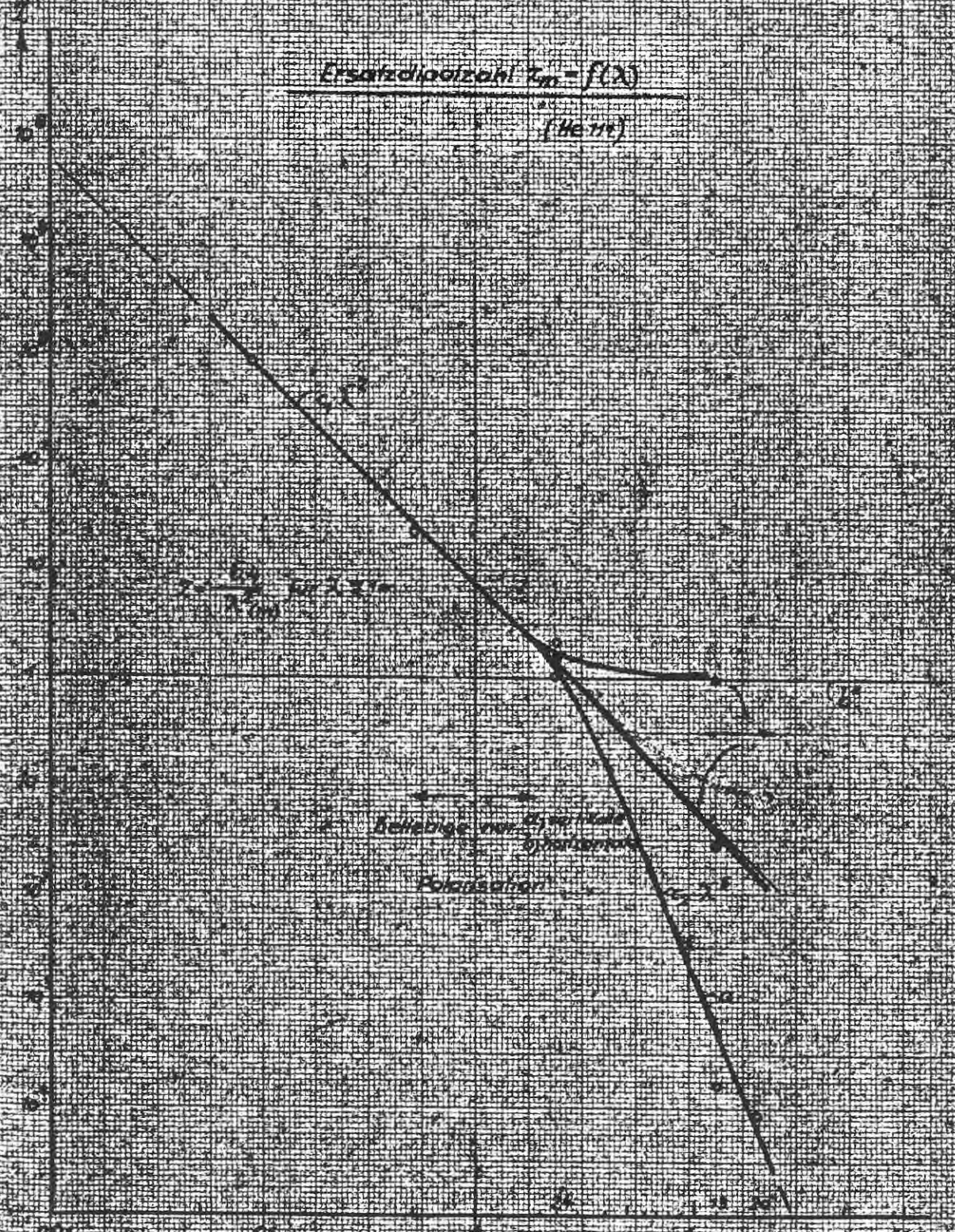
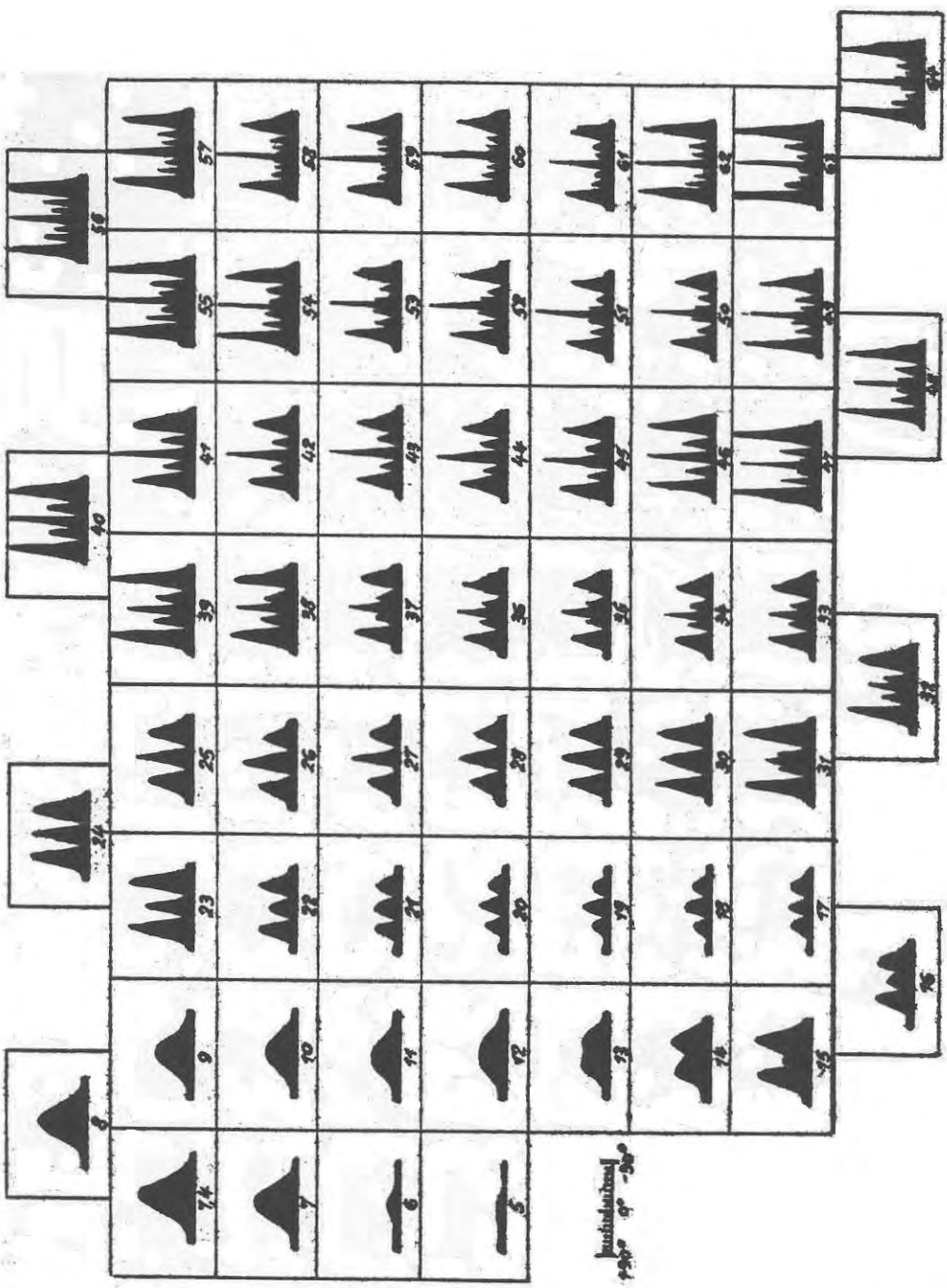


Abb. 26

Ersatzdipolzahl $Z_{in} = f(X)$

(Hertz)





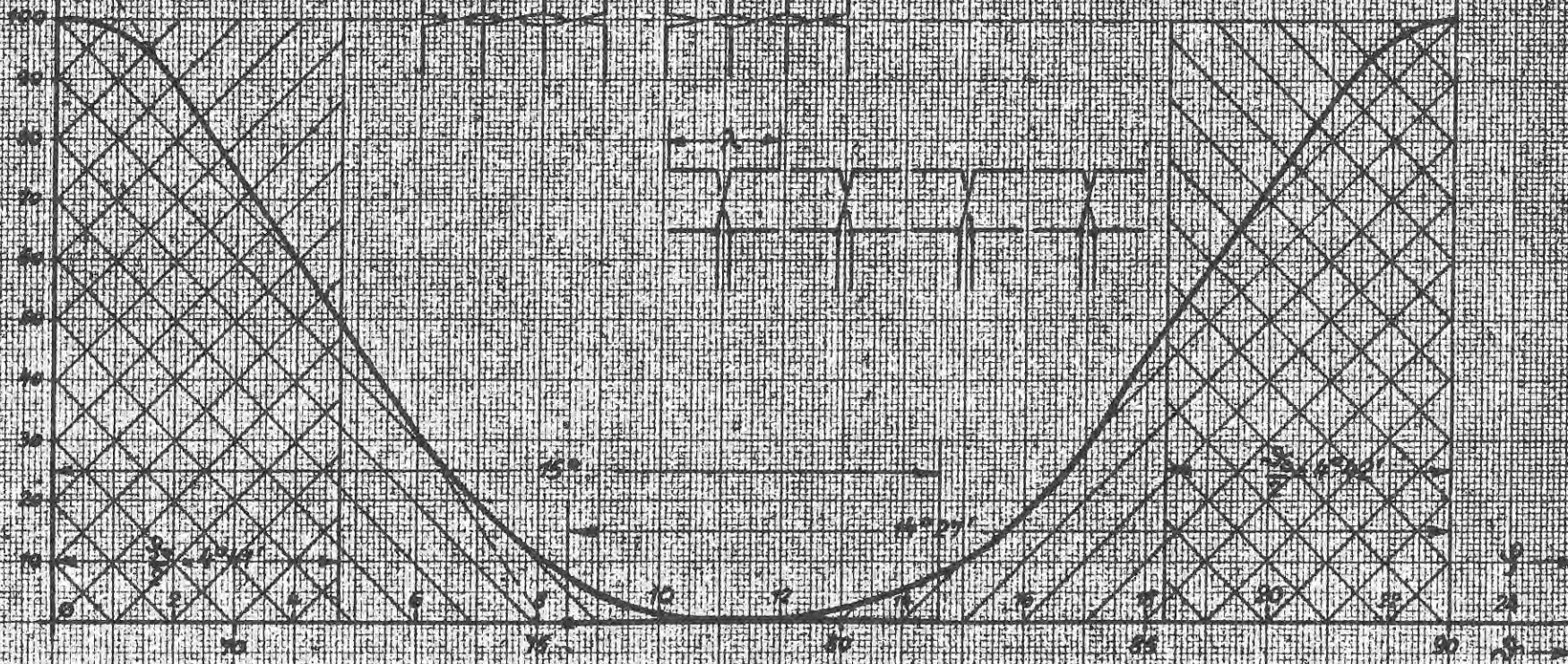
Rückstrahl diagramme von Dipolen verschiedener Länge
 (in $\frac{\lambda}{16}$ angegeben) Breite 3mm $\lambda = 536 \text{ mm}$

$$\left(\frac{B_{100}}{B_{2m}}\right)^k = f(\theta)$$

$$\left(\frac{B_{100}}{B_{2m}}\right)^k = f(\theta)$$

$$\theta = 9^\circ 28' = 0.163$$

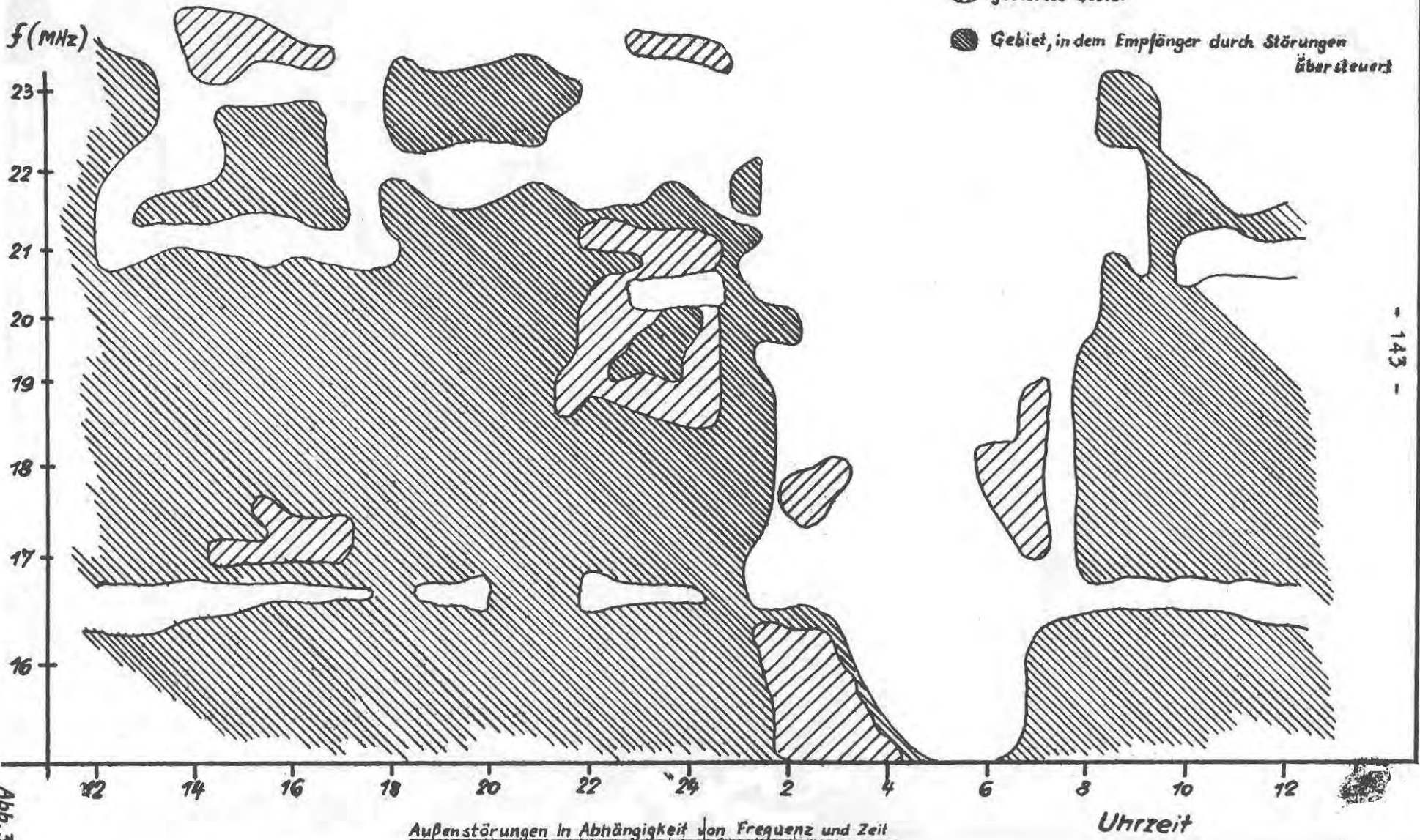
$$\theta = 9^\circ 28'$$



100
80
60
40
20
0

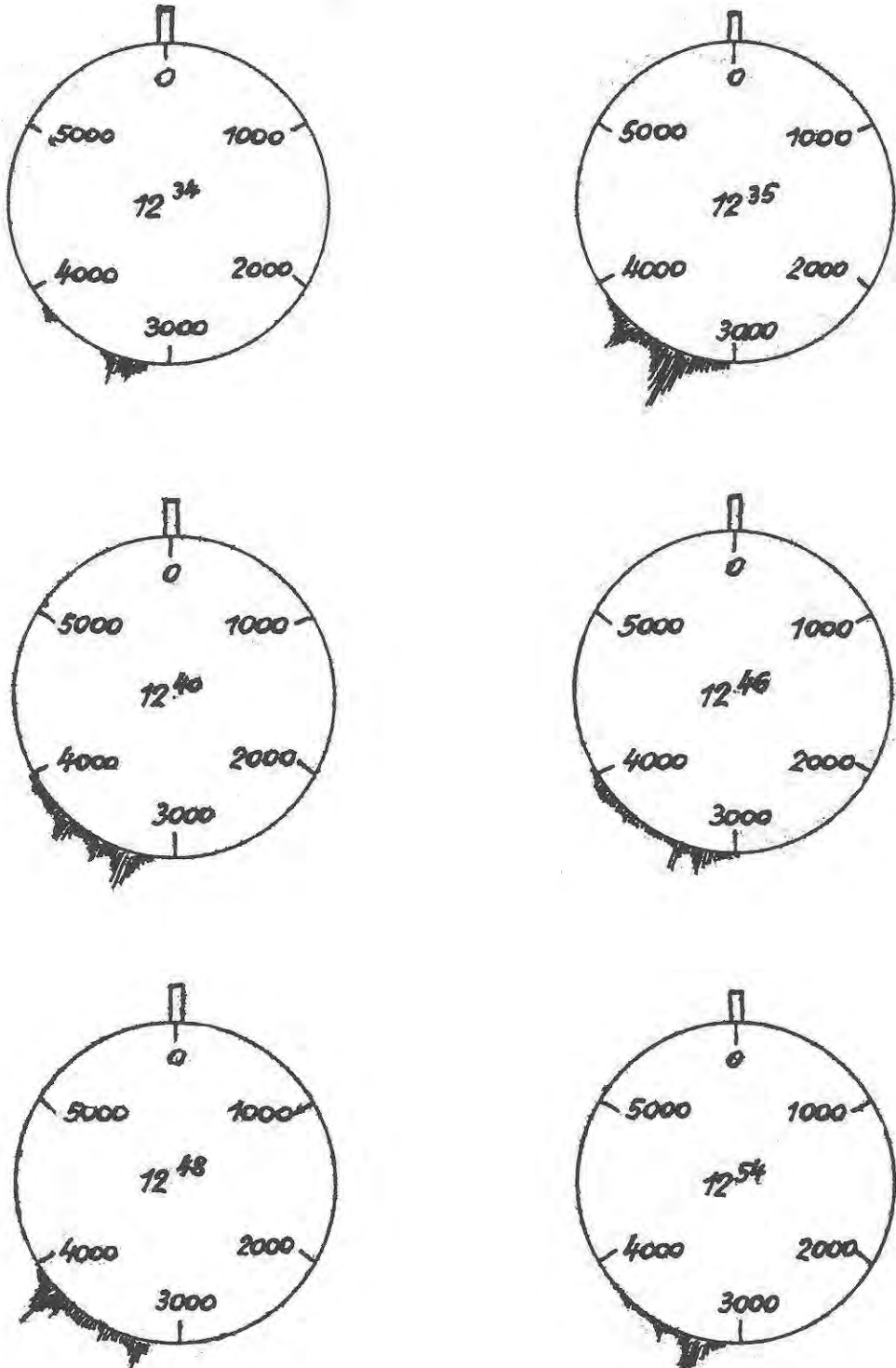
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100

- ungestörtes Gebiet
- ▨ gestörtes Gebiet
- Gebiet, in dem Empfänger durch Störungen übersteuert

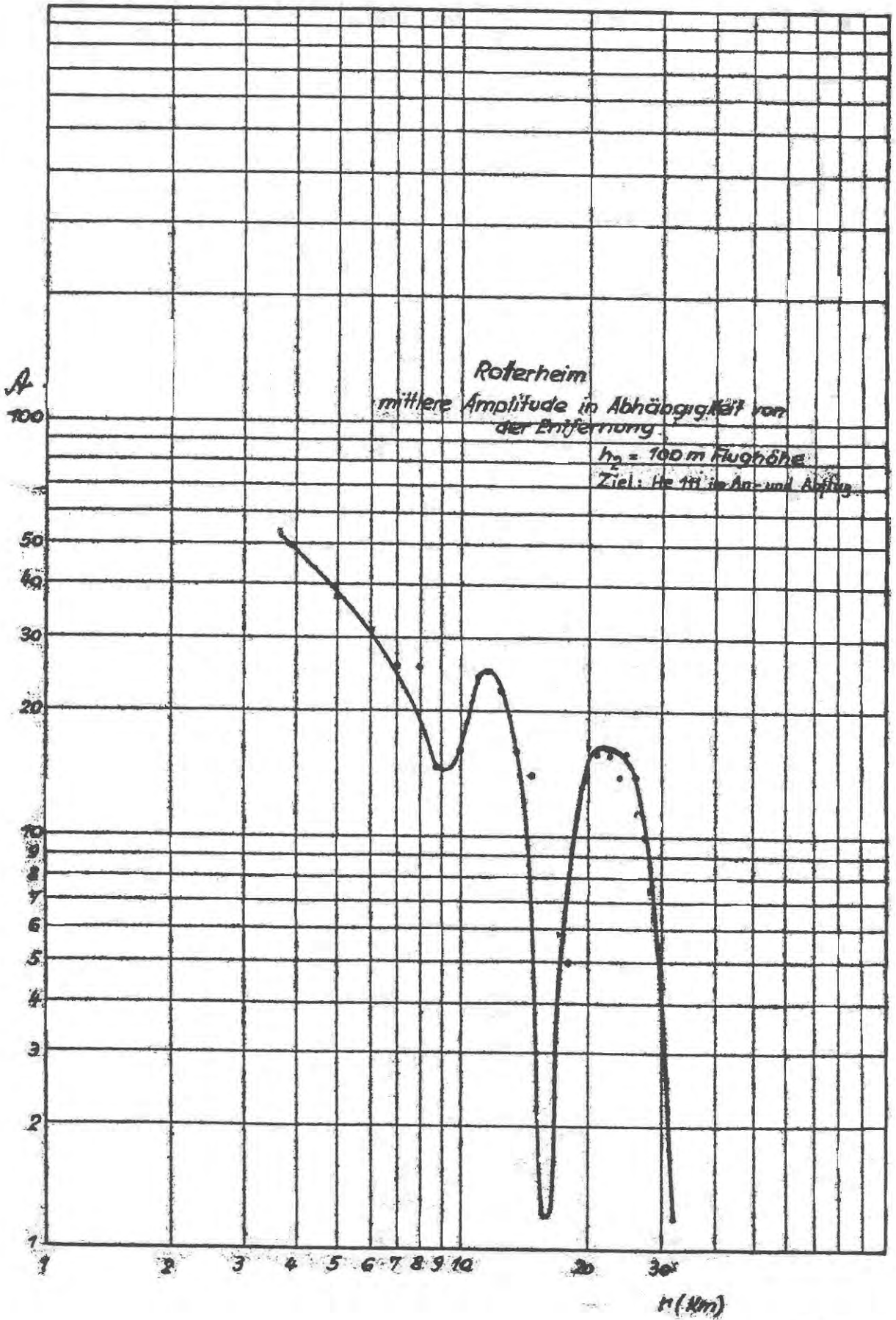


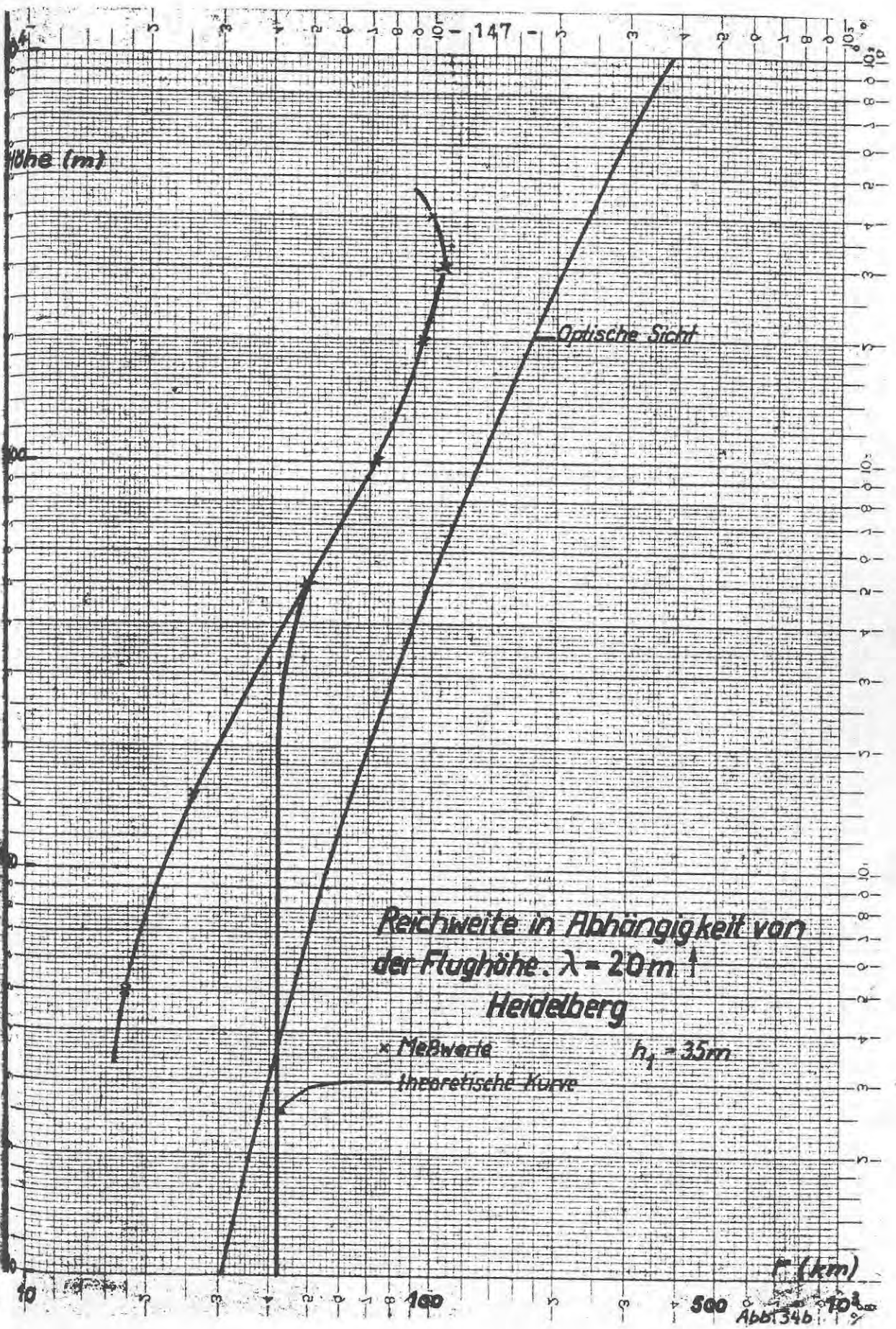
Außenstörungen in Abhängigkeit von Frequenz und Zeit

Uhrzeit



Ionosphärenreflexionen bei $\lambda = 10 \text{ m I}$





Reichweite in Abhängigkeit von
 der Flughöhe. $\lambda = 20$ m
 Heidelberg

x Meßwerte $h_1 = 35$ m
 theoretische Kurve

r (km)
 500 1000
 Abb 34b

Feldstärke über See

$\lambda = 13 \text{ m}$ $h_1 = 20 \text{ m}$

• Reichweite gegen eine He 111

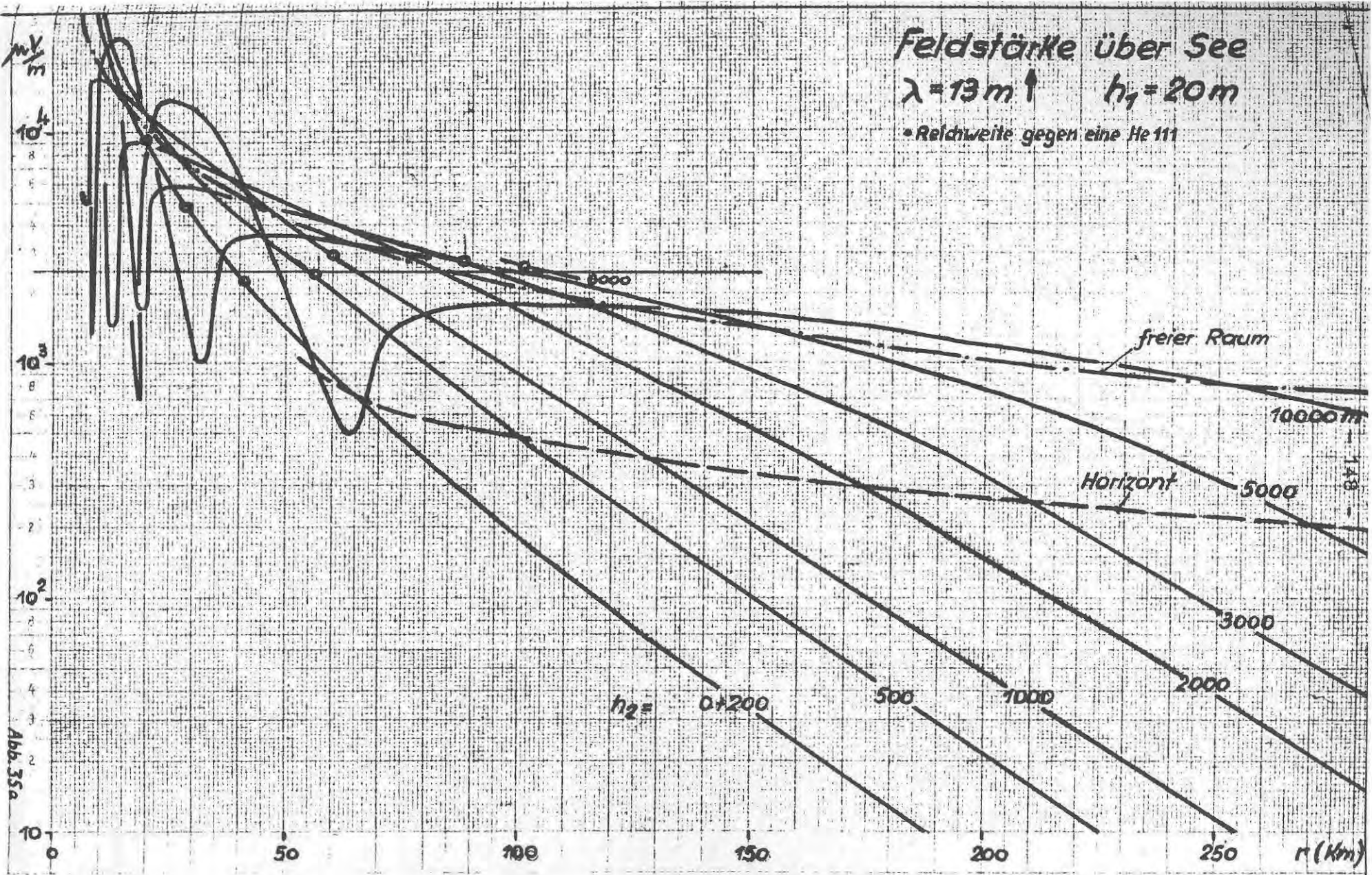


Abb. 35a

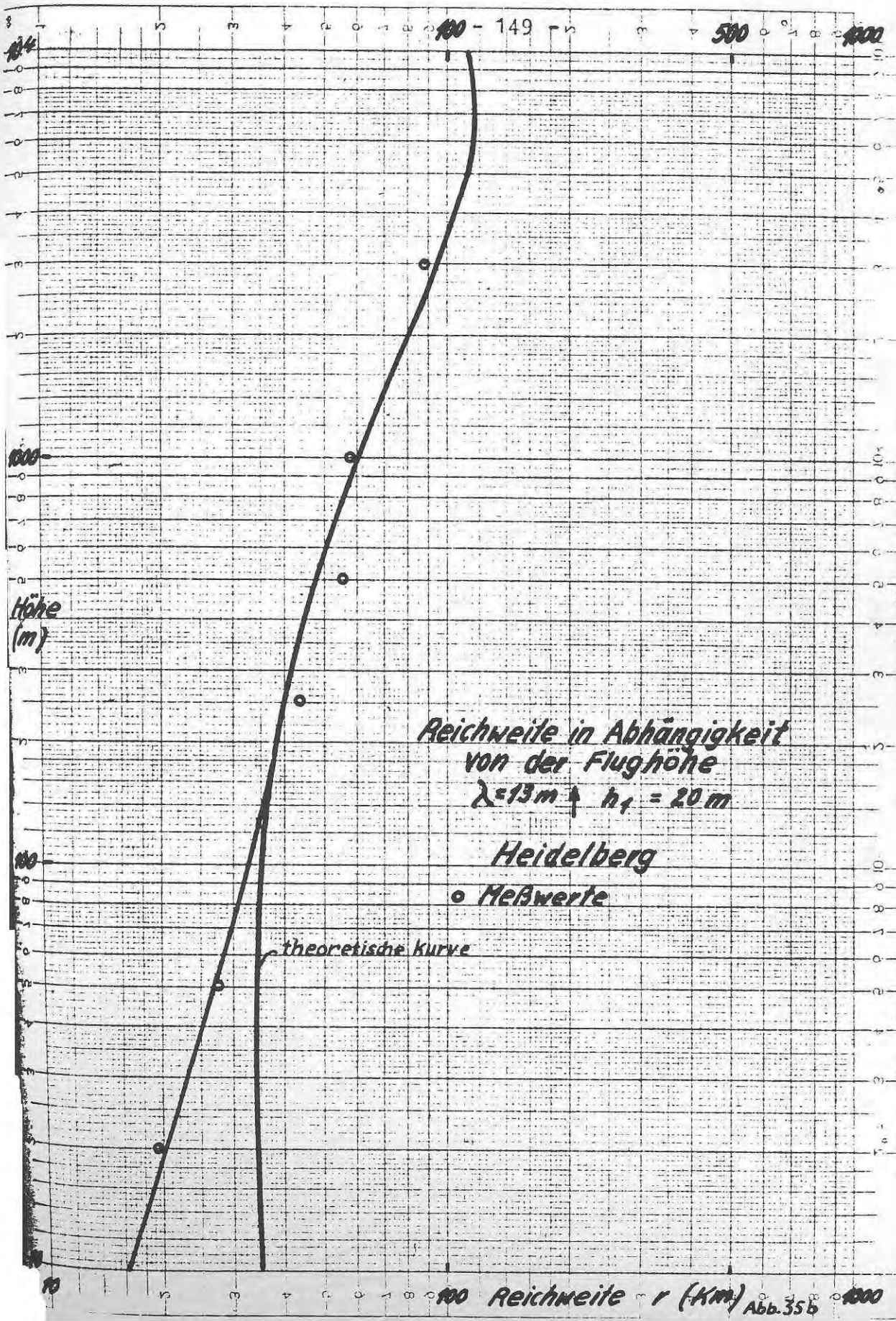


Abb. 35b

Feldstärke über See

$\lambda = 13 \vec{m}$ $h_1 = 20 \text{ m}$

• Reichweite gegen eine He 111

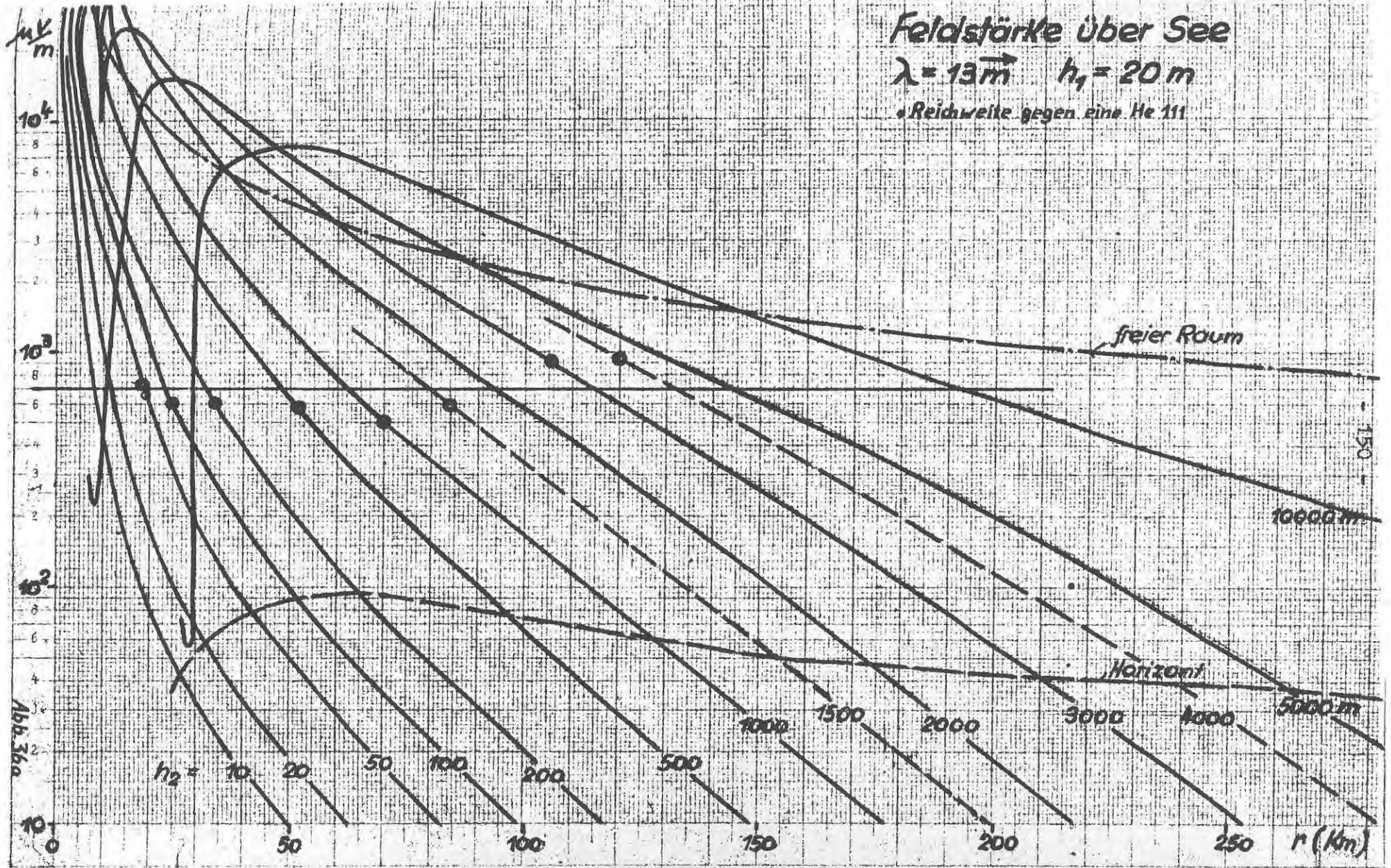
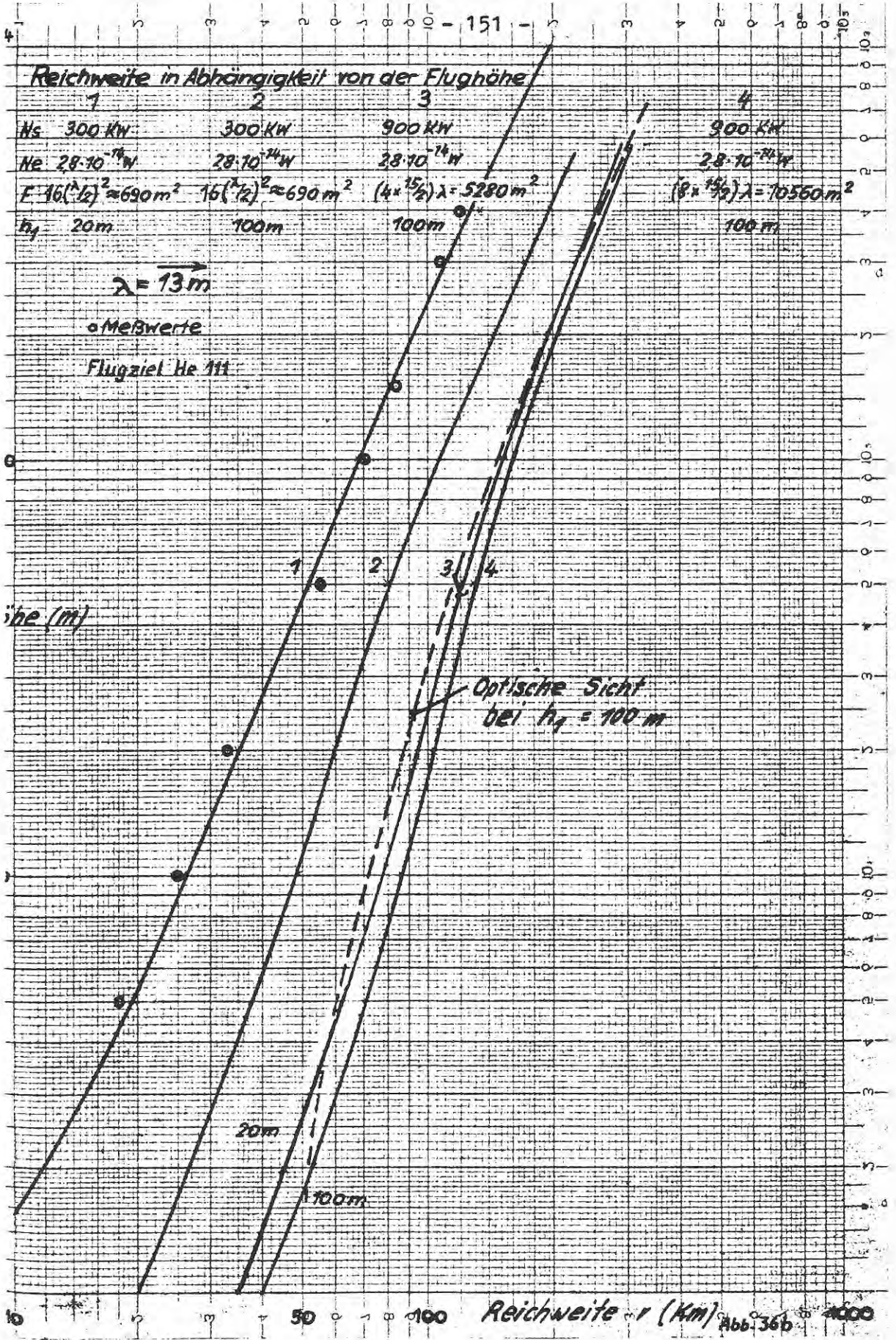


Abb 36a



Reichweite in Abhängigkeit von der Flughöhe

1	2	3	4
Ns 300 kW	300 kW	900 kW	900 kW
Ne $28 \cdot 10^{-14} W$	$28 \cdot 10^{-14} W$	$28 \cdot 10^{-14} W$	$28 \cdot 10^{-14} W$
$F \cdot 16 \left(\frac{1}{2}\right)^2 \approx 690 m^2$	$16 \left(\frac{1}{2}\right)^2 \approx 690 m^2$	$(4 \times \frac{15}{2}) \lambda = 5280 m^2$	$(8 \times \frac{15}{2}) \lambda = 10560 m^2$
h_1 20m	100m	100m	100m

$\lambda = 13 m$

o Meßwerte

Flugziel He 111

Höhe (m)

Optische Sicht bei $h_1 = 100 m$

20m

100m

Reichweite r (km)

Senderhöhe 35 m Vertikaler Dipol
freie Strahlungsleistung

o Kraft im An- u. Abflug

19 km

freier Raum

Horizont

8 km

$\mu \frac{1}{m}$

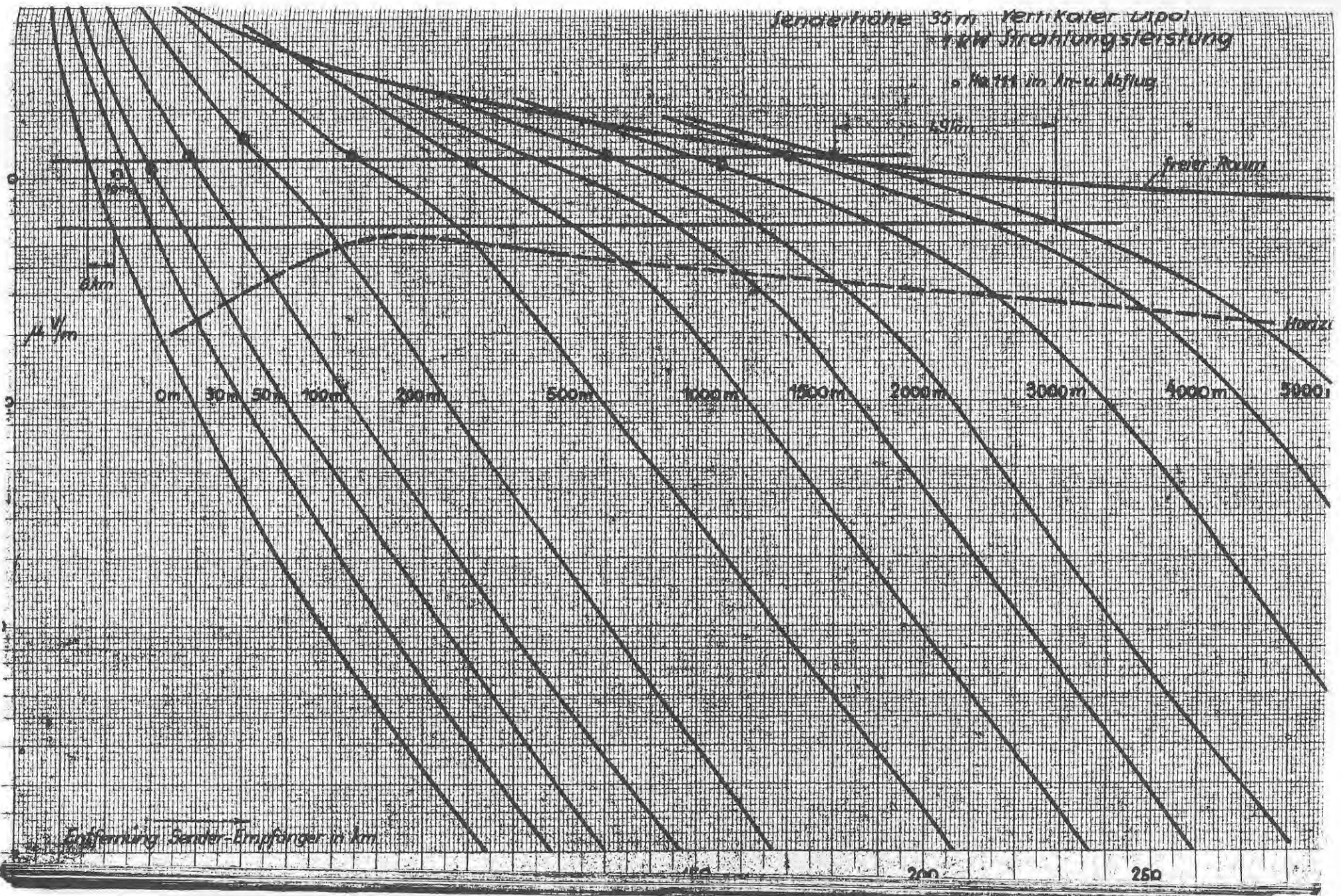
0m 30m 50m 100m 200m 500m 1000m 1500m 2000m 3000m 4000m 5000m

Entfernung Sender-Empfänger in km

150

200

250



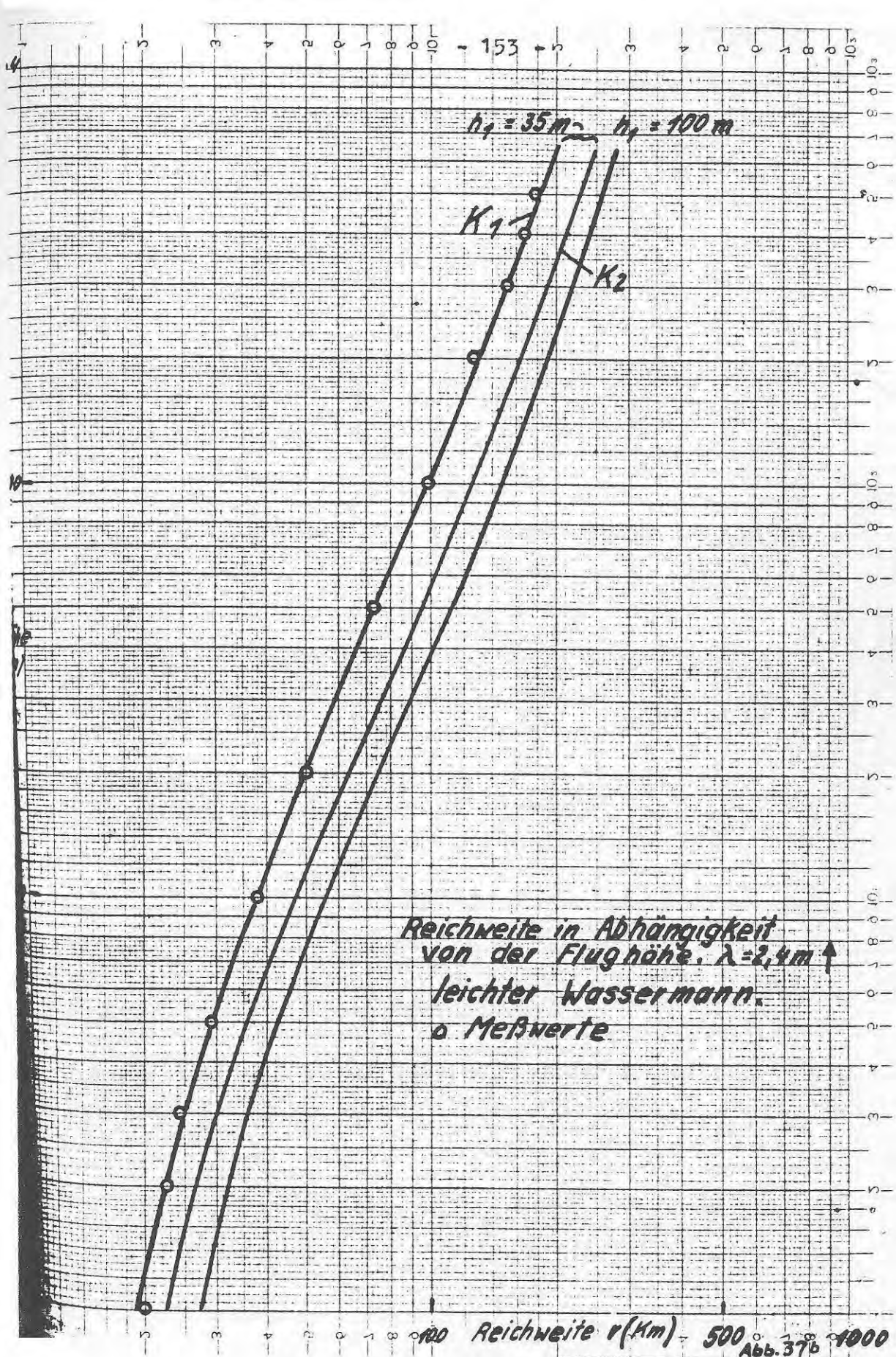


Abb. 37b

3 Reichweite der Würzmanngeräte über See.

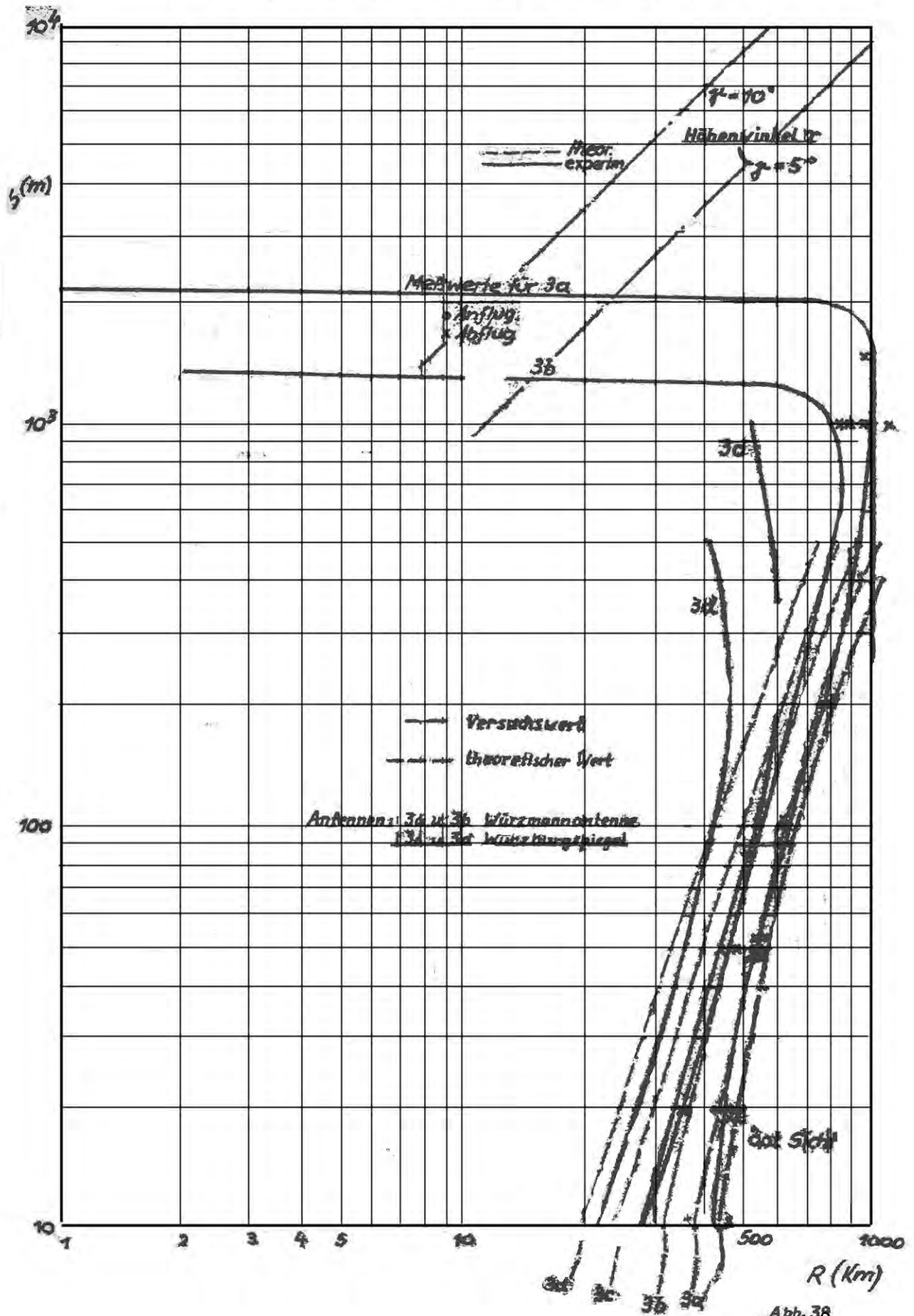


Abb. 38

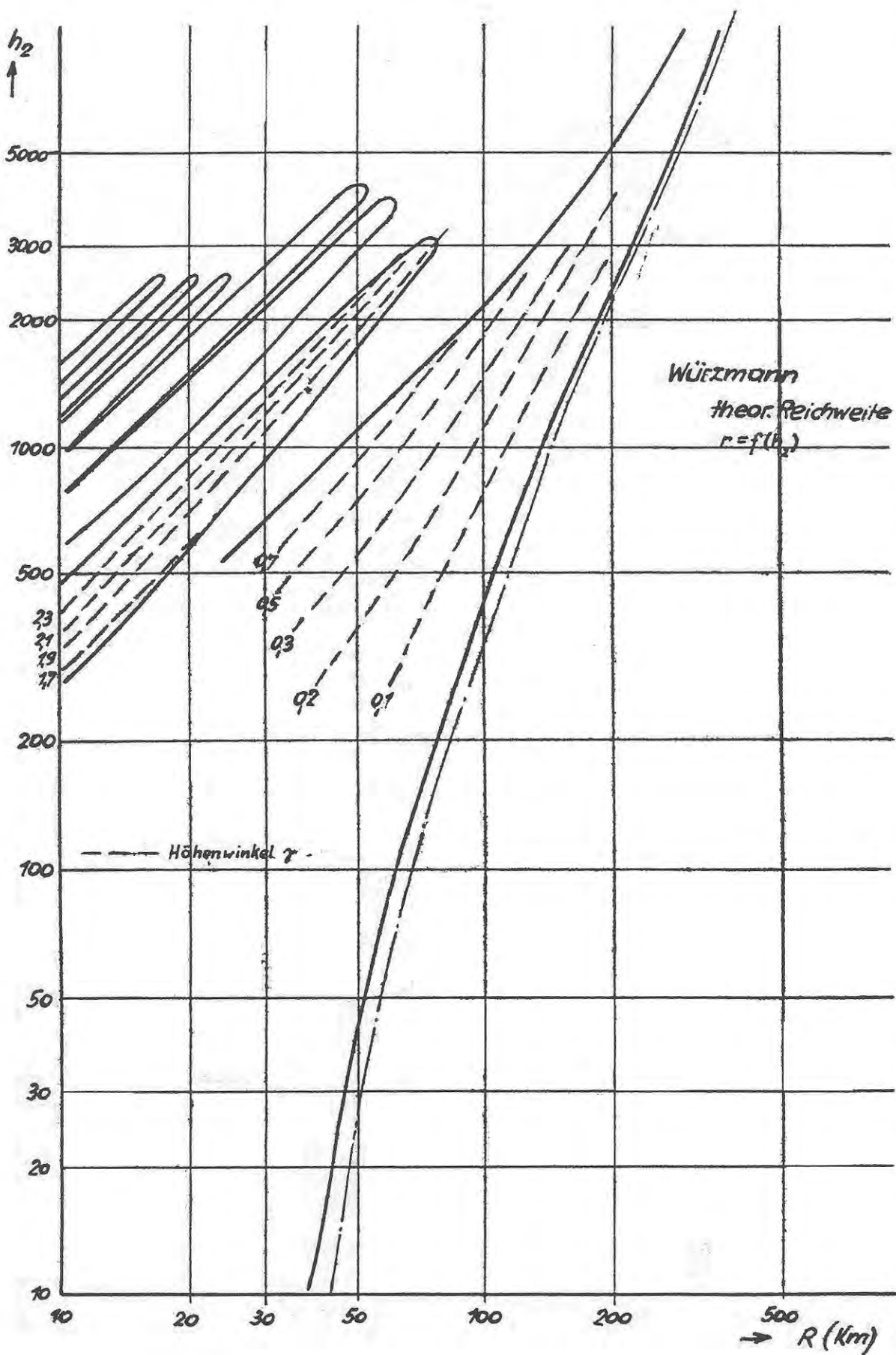
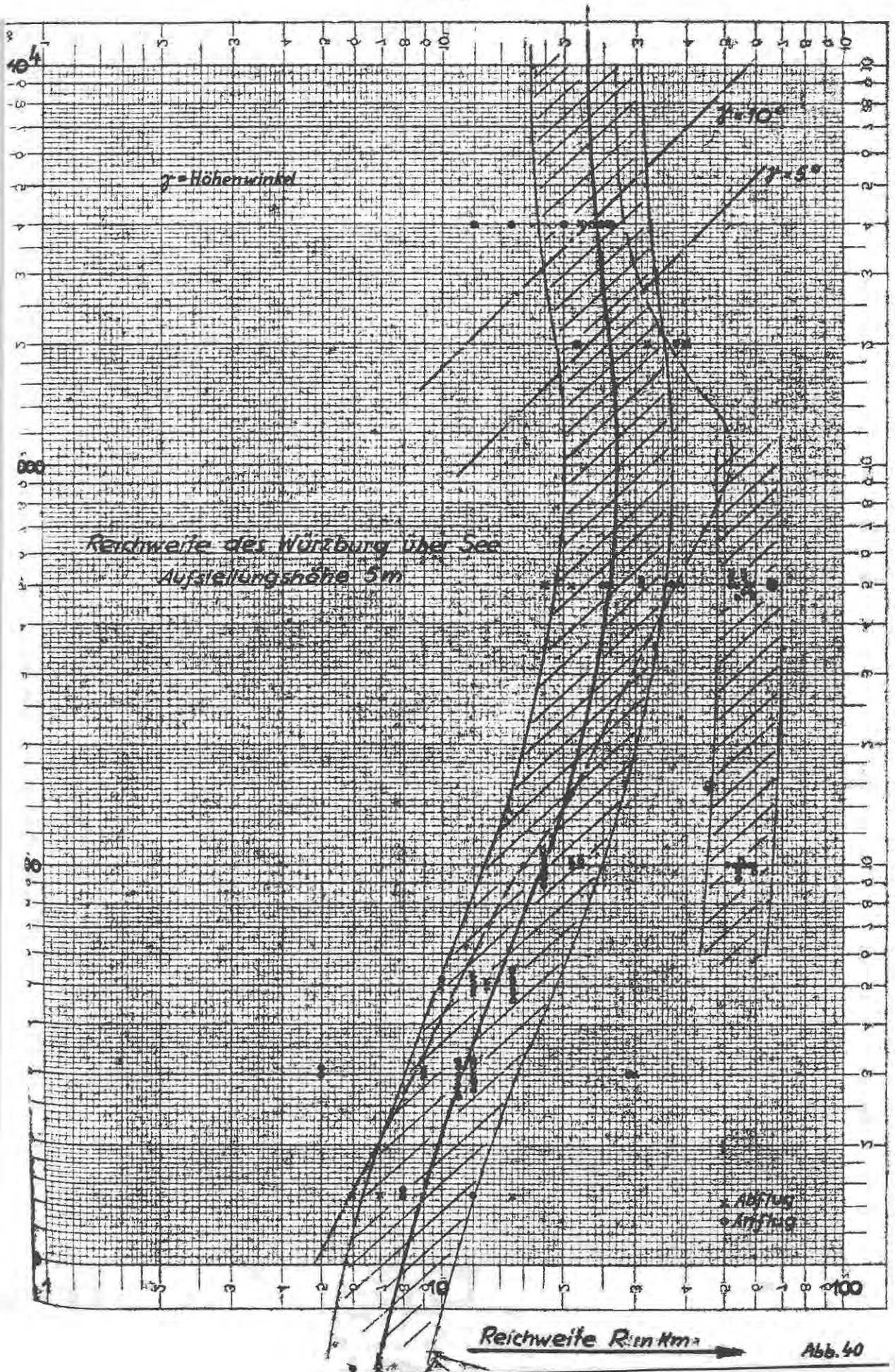
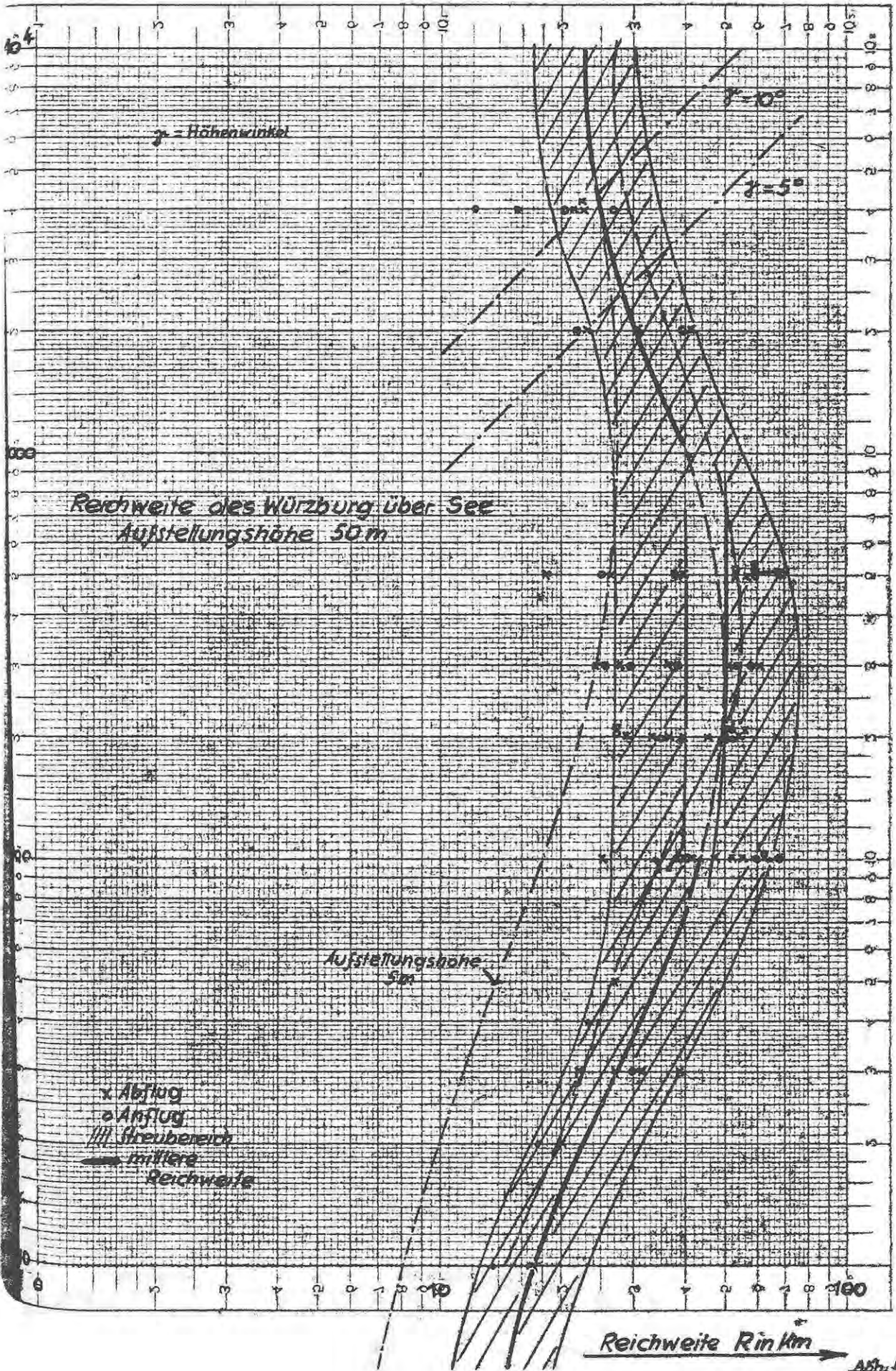
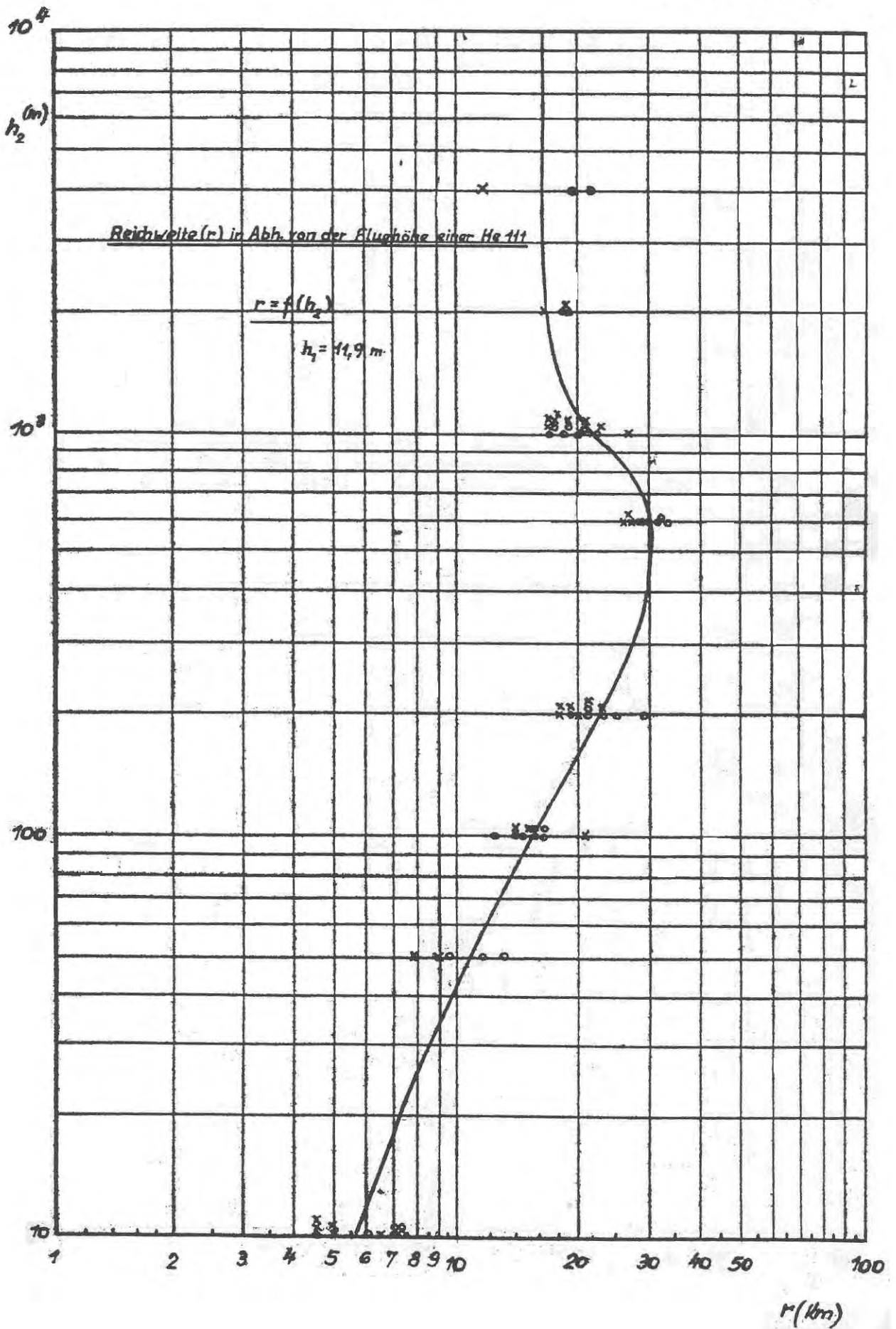
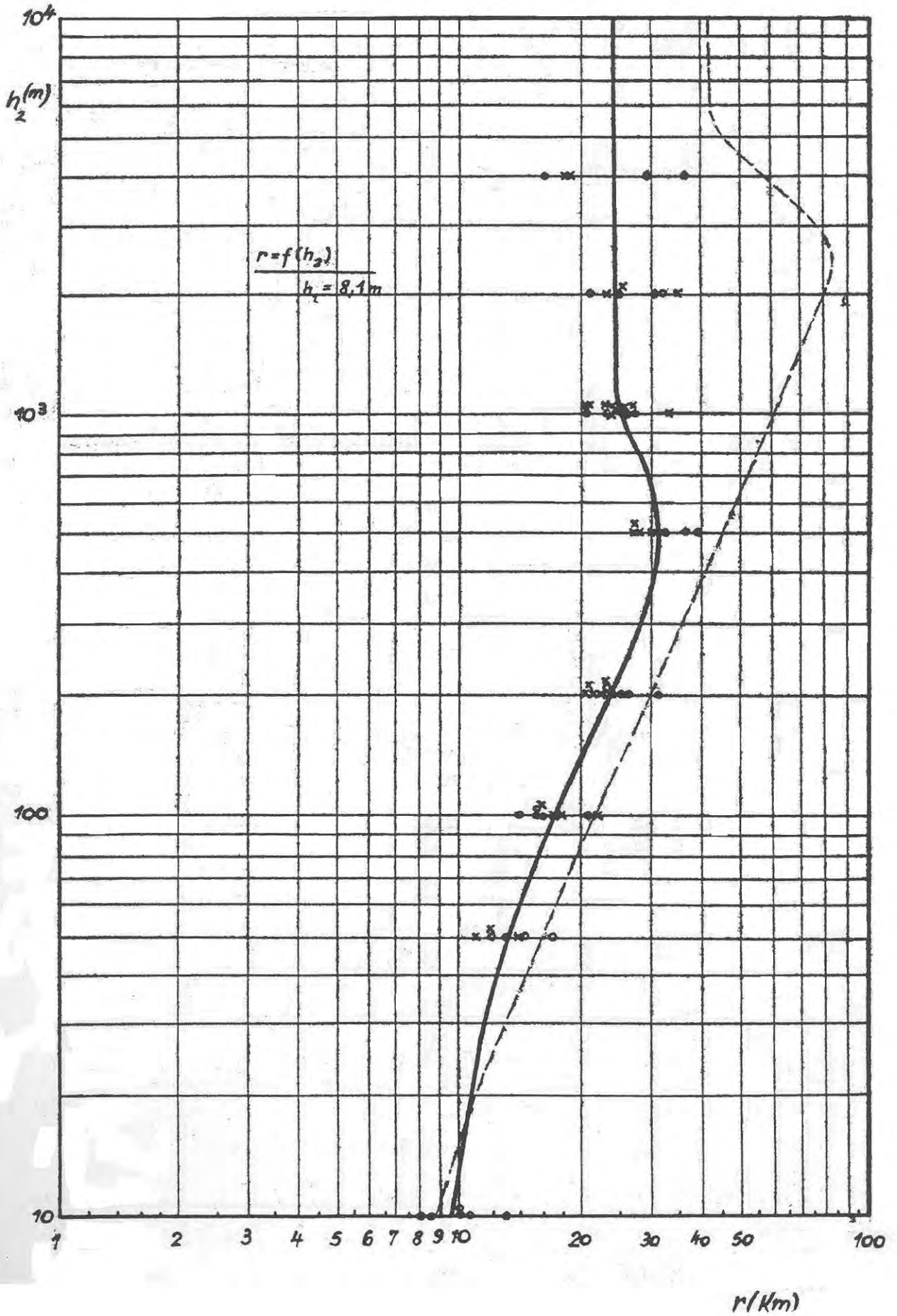


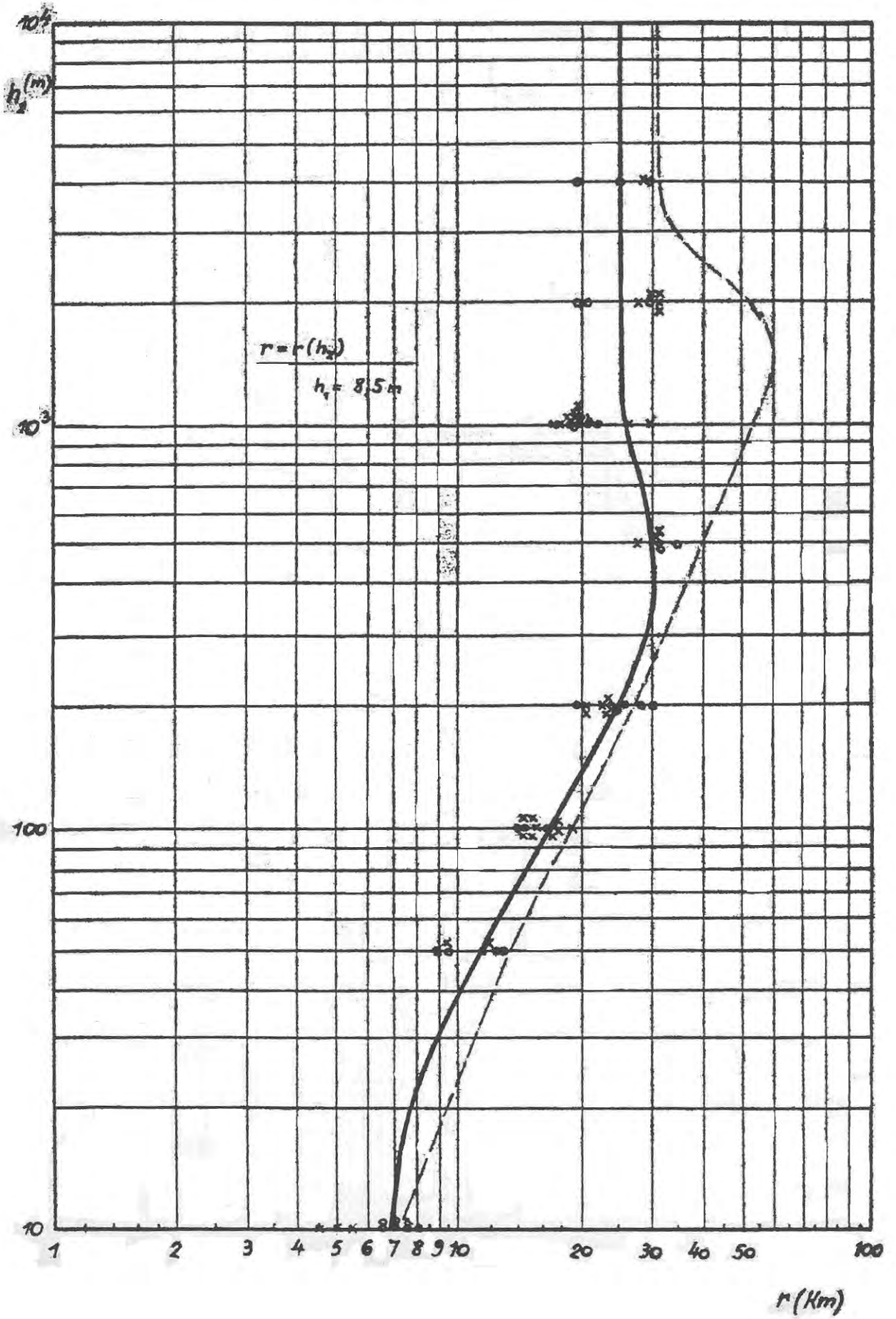
Abb. 39

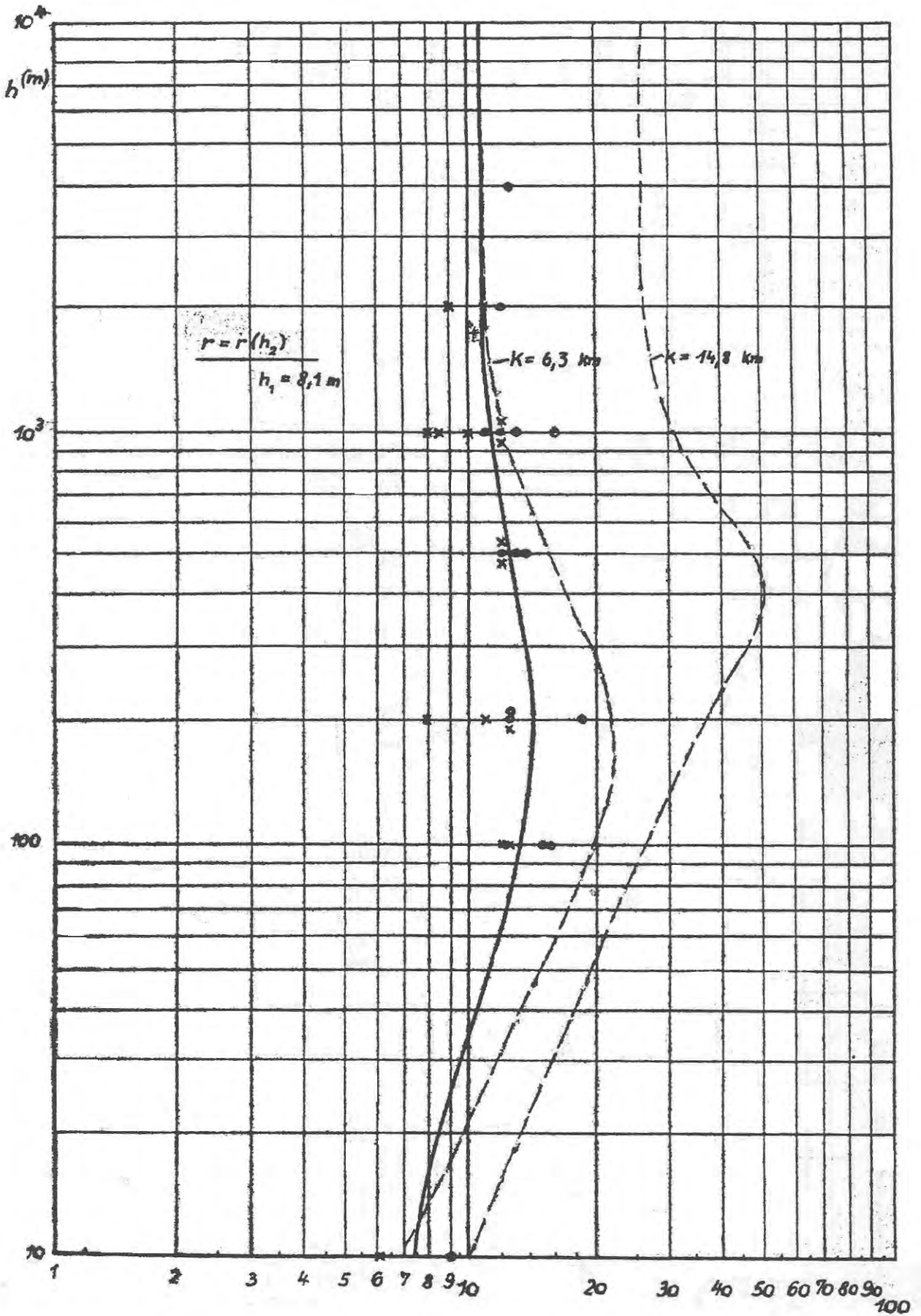






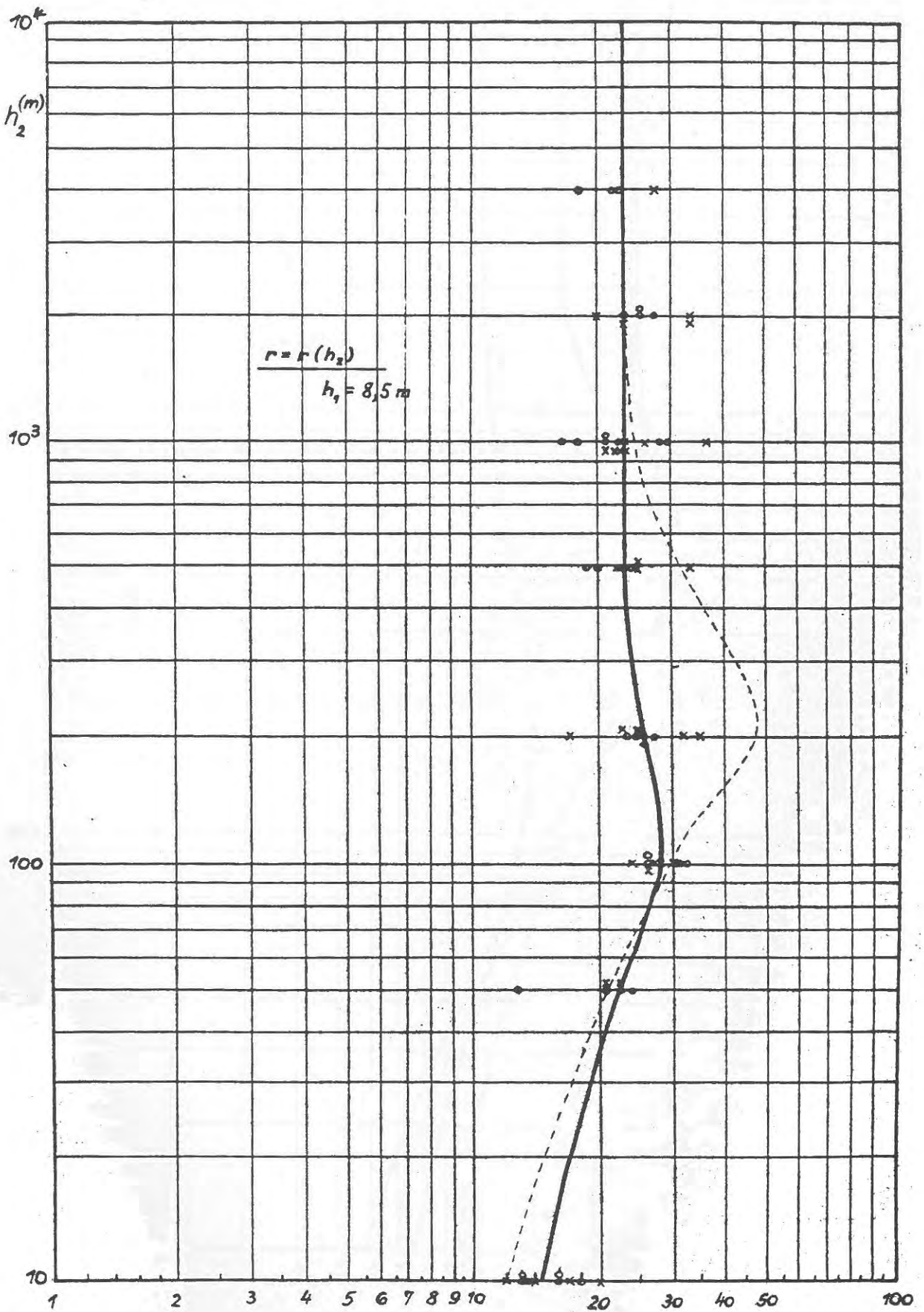






r (km)

Abb. 45



r (km)

Abb. 46

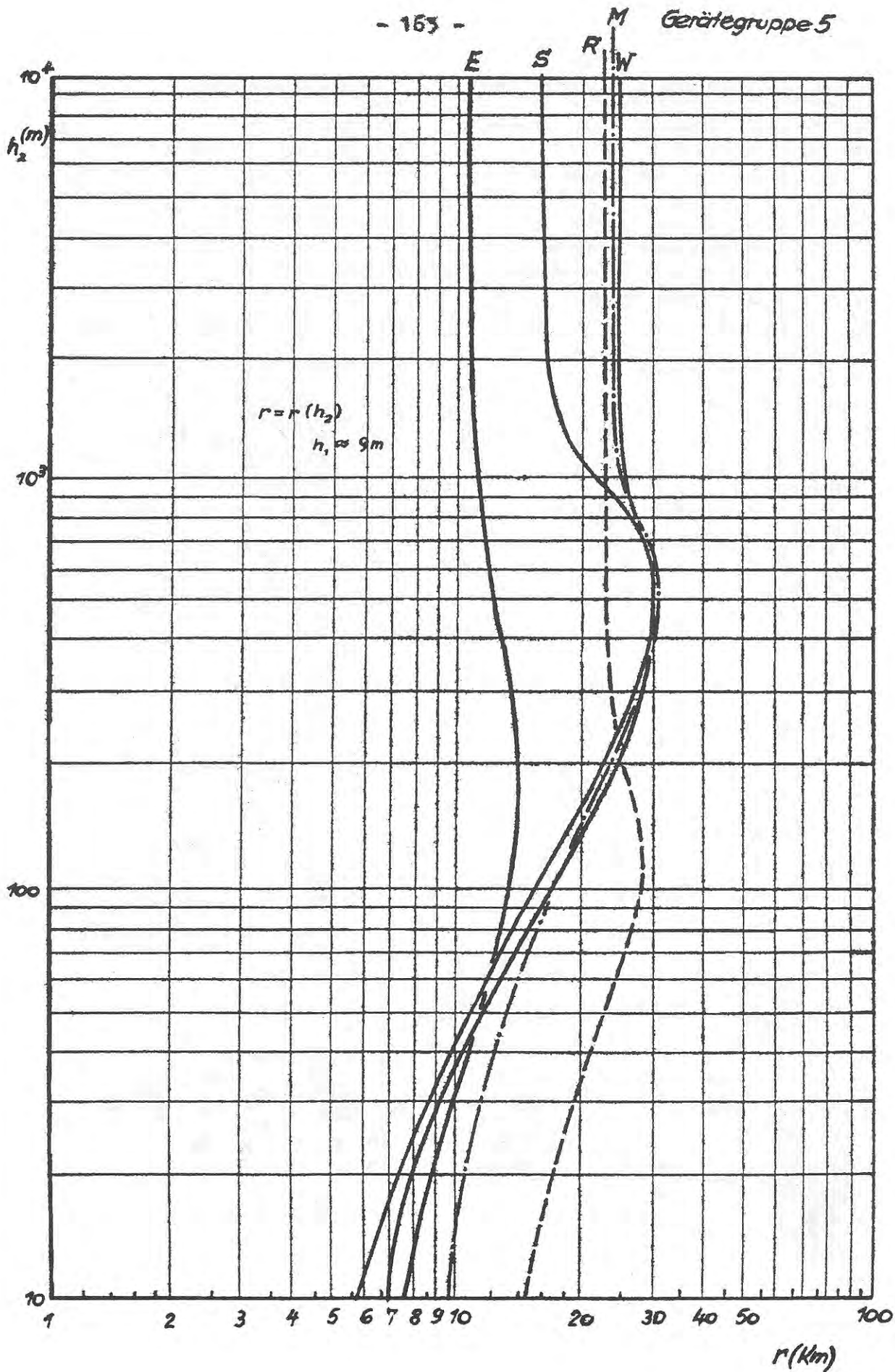


Abb. 47

Reichweite gegen S-Boote bei Einsatz von Würzmanngeräten Gruppe 3a-d

	r (km) Ablauf	r (km) Anlauf	Bemerkungen
3a	29,2 29,5 26,2	26,2	Ausbreitung normal
	39,0 31,5	29,2	schwache Fata Morgana-Erschein.
	47,0	46,0	mittlere Fata Morgana-Erschein.
3b	19,5	-	normal
	23	-	schwache Fata Morgana-Erschein.
3c	20,0 23	-	normal
3d	13,5 13,1	-	normal
	13,5	-	normal
4 $h_4 =$ 58m	9,0	8,4	normal
	13,0 14,5	-	schwache Fata Morgana-Erschein.
	26,0	-	mittlere Fata Morgana-Erschein.

Tab. 22 Aufbauten auf dem Boot 4m Höhe

Reichweite gegen Schiffe mit Gerätegruppe 5a-5e
(Mittelwerte)

Schiffstyp		5a Seetakt		5b Nürnberg		5c Mannheim		5d Eisvogel		5e Roterhalm	
		E	A	E	A	E	A	E	A	E	A
Versuchsschiff "Strahl" 1700 BrT	Ablauf	11	1,2	11	1,1	9,5	1,1	13	1,1	22	1,5
	Anlauf	11	1,4	12	1,2	9,5	1,3	12	1,8	21	1,5
Sperrbrecher	Ablauf	10	3	11	1,2	12,8	1,2	15	1,2	23	1,3
	Anlauf	6	5	10	1,1	9	1,2	7	1,2	21	1,5
Minensuchboot	Ablauf	9,5	1,5	11	1,2	12	1,1	13	1,1	20	3
	Anlauf	6,6	2	10	1,2	9,5	1,1	11	1,3	19	2
Panzerkreuzer Scheer	Ablauf	17	1,2	16	1,2	16	1,1	18	1,1	27	1,5
	Anlauf	15	1,4	17	1,1	13,5	1,2	18	1,2	26	1,5
U-Boot	Ablauf	4,8	1,2	3,5	1,3	3,8	1,1	4,8	1,1	13	1,2
	Anlauf	4,3	1,2	3,8	1,6	2,0	1,5	4,0	1,5	10	1,5

Tab. 23

E = mittlere Reichweite
A = Amplitudenverhältnis in
Vielfachen der Rauschamplitude

Reichweite der Gerätegruppe 5 gegen Schiffsziele
 bei 2 Aufstellungshöhen $h_1' = 8,3m$
 $h_1'' = 53m$

$h =$ mittlere Höhe der Schiffsaufbauten über dem Wasser

Gerät		5a	5b	5c	5d	5e	Aufbau- höhe
Wellenlänge		0,8 cm	0,5 cm	0,5 cm	0,2 cm	0,09 cm	
Strahl	h_1''	24	21	25	-	31	h_1''
	h_1'	13	13	12	14	23	h_1'
S-Boot	h_1''	7,85	9,8	9,2	7,4	25	h_1''
	h_1'	5,0	5,0	5,0	6,5	17	h_1'
Schall	h_1''	11	10	11	10	-	h_1''
	h_1'	6	8	6,5	5	10	h_1'

Tab. 24

Ergebnisse der Schießversuche „Scheer“

Reichweite der Aufschläge

Amplitude \approx 2faches Rauschen

15 cm Kaliber

28 cm Kaliber

A) Einzelschüsse

Seetakt	Würzburg	Mannheim	Eisvogel	Polterheim	Seetakt	Würzburg	Mannheim	Eisvogel	Polterheim
5,5	-	5,2	6,5	11	10,5	14	11	7,8	17,5

B) Salve

13	-	10	8,5	16	15	13	-	-	22
----	---	----	-----	----	----	----	---	---	----

Tab. 25

Zusammenstellung der Daten vermessener Anlagen

	Sender			Empfänger			Antenne				Gesamtanlage		
	λ	N_s	τ	vKT	b	N_{eq}	F	$n_x n_y$	$\frac{S}{G}$	h_1	K^4	K	
	m	Watt	sec	Watt/Hz	Hz	Watt	qm			m	m ⁴	m	
		10^3	10^{-6}	$4 \cdot 10^{-21}$	10^6	10^{-14}					10^{20}	10^5	
1a	20↑	300	10	150	0,1	6	1600	8.2	f	20	128000	18,9	} Heidelberg
1b	13↑	300	10	75	0,1	3	690	8.2	f	20	47500	14,8	
1c	13	300	10	75	0,1	3	690	8.2	f	20	47500	14,8	
2	24↑	20	10	200	0,1	8	200	6.24		35	100	3,16	Leichter Wassermann
3a	0,53	120	1,5	12	0,5	24	45	8.80		71	101	3,17	} Würzmann
3b	0,53	120	1,5	250	0,5	50	45	8.80		71	4,86	1,49	
3c	0,53	120	1,5	12	0,5	24	5	P	+	58	1,25	1,06	} Würzmanngerät u. Würzburgspiegel
3d	0,53	120	1,5	250	0,5	50	5	P	+	58	0,06	0,5	
3e	0,53↑	120	1,5	12	0,5	24	45	80.8		71	101	3,17	Jagdschloss Michael
4	0,5	7	1,5	250	0,5	50	5	P	+	$\frac{5,5}{50}$	0,0035	0,243	Würzburg
5a	0,8↑	5	1,5	25	0,8	8	2.102	2(10.9)		71,9	0,065	0,51	Seetakt
5b	0,5	8	1,5	50	0,5	10	5	P	+	8,1	0,02	0,38	Würzburg
5c	0,5	12	1,4	200	0,6	48	5	P	+	8,5	0,0063	0,28	Mannheim
5d	0,2	5	1,5	1300	0,5	260	5	P	+	8,7	0,00048	0,148	Eisvogel
5e	0,09	10	1	2000	5	4000	5	P	+	8,5	$0,25 \cdot 10^{-6}$	0,089	Rotterdam

Tab. 26

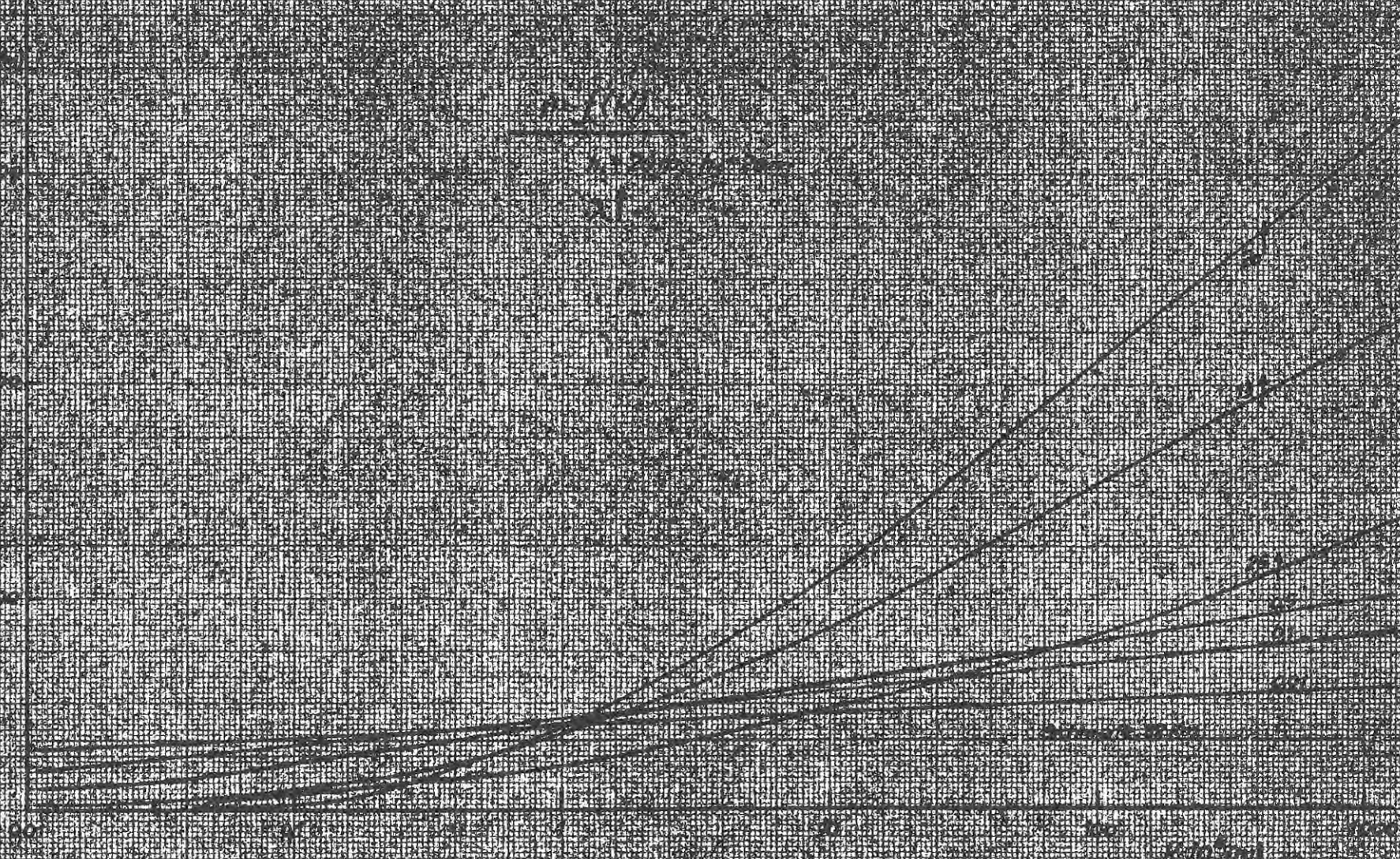
Tab. 26

25/1/22

WATER

21

10/1



$r = f(x)$

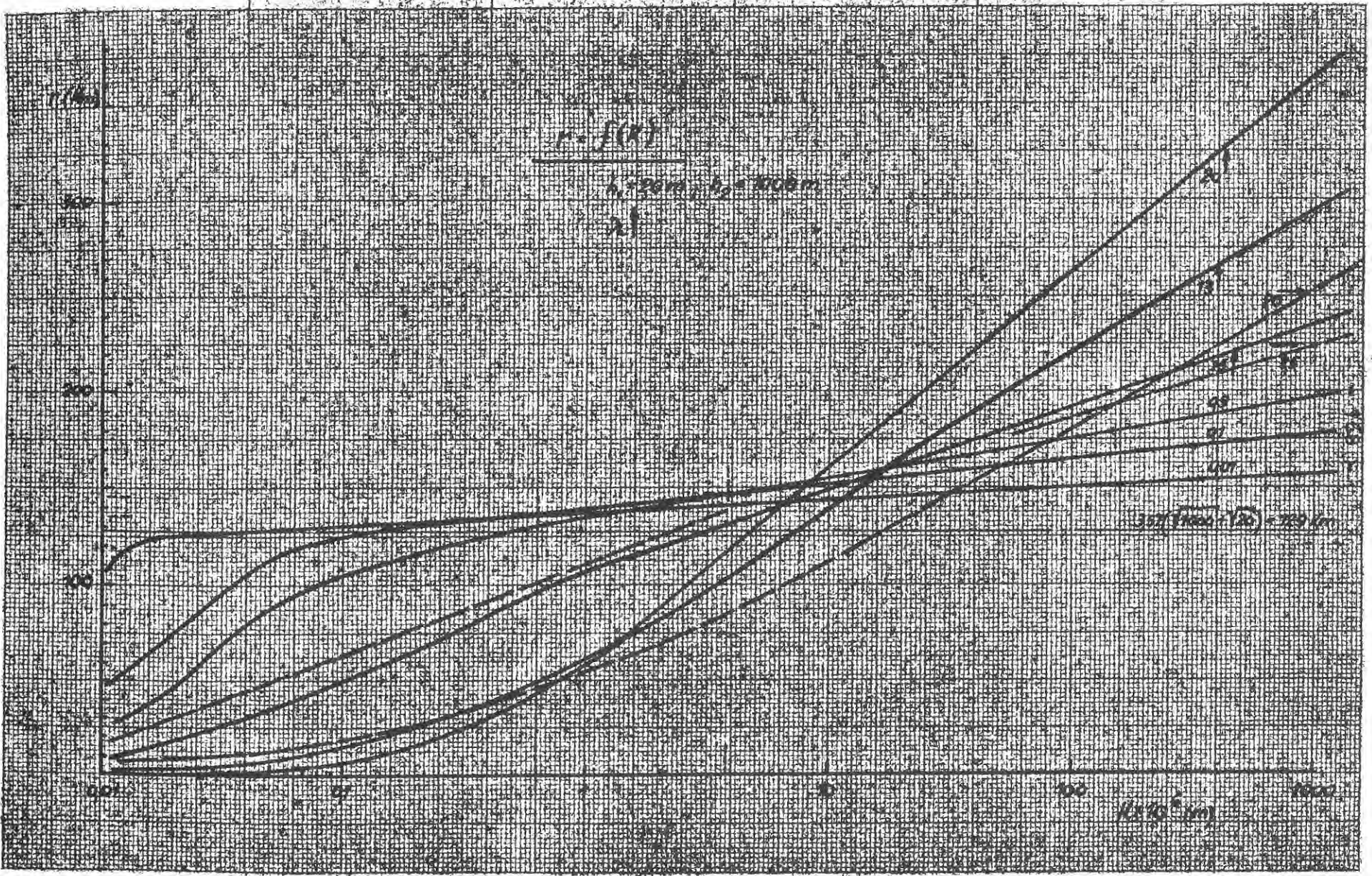
$k = 2000, h_0 = 1000$

2)

$300 \text{ (ft)} \cdot (12) = 3600 \text{ (in)}$

$(1.2 \times 10^3) \text{ (in)}$

115 49



$r(Km)$

$r = f(K)$

$h_1 = 20m, h_2 = 20m$

λ

300

200

100

0

01

1

10

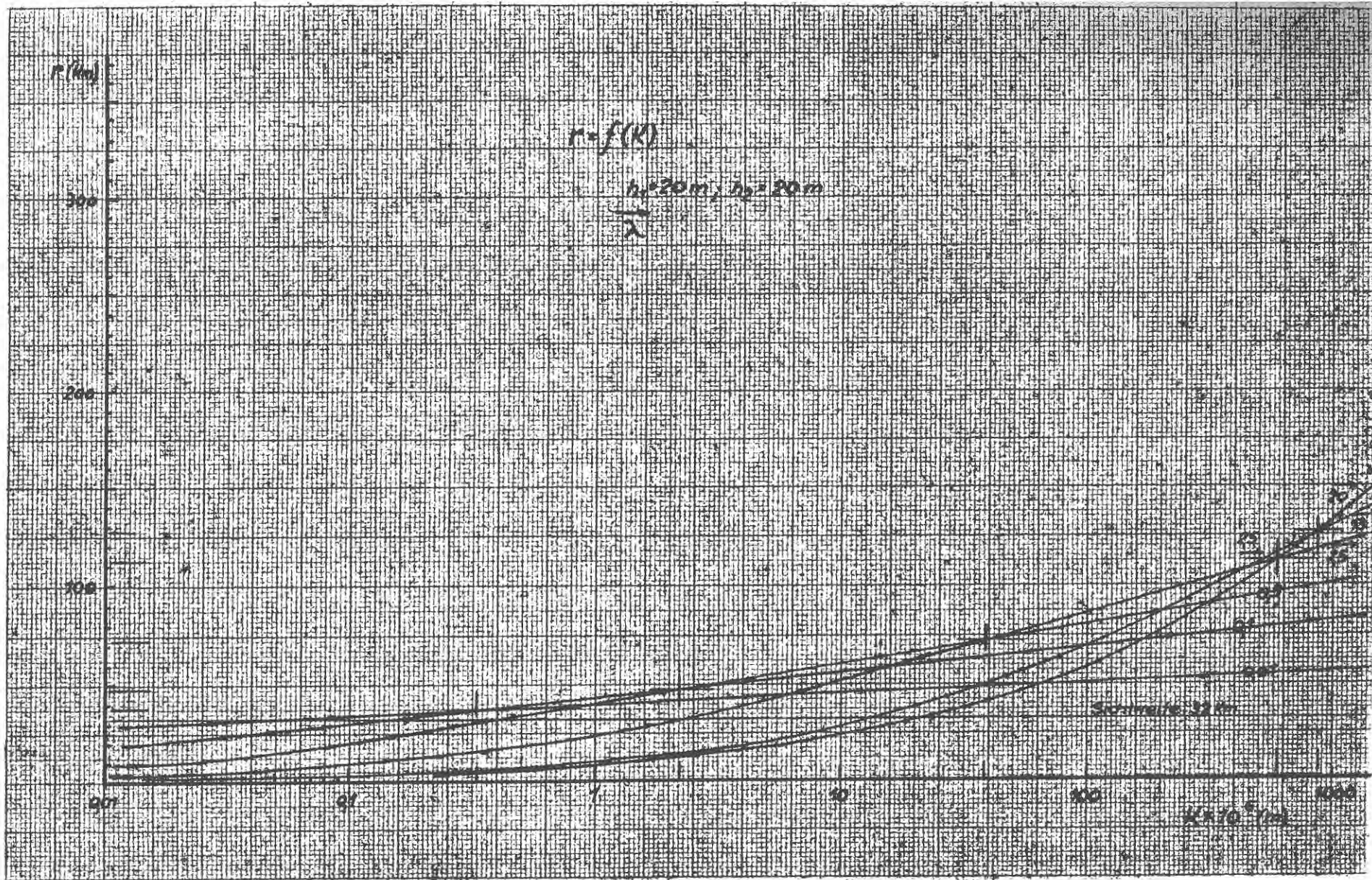
100

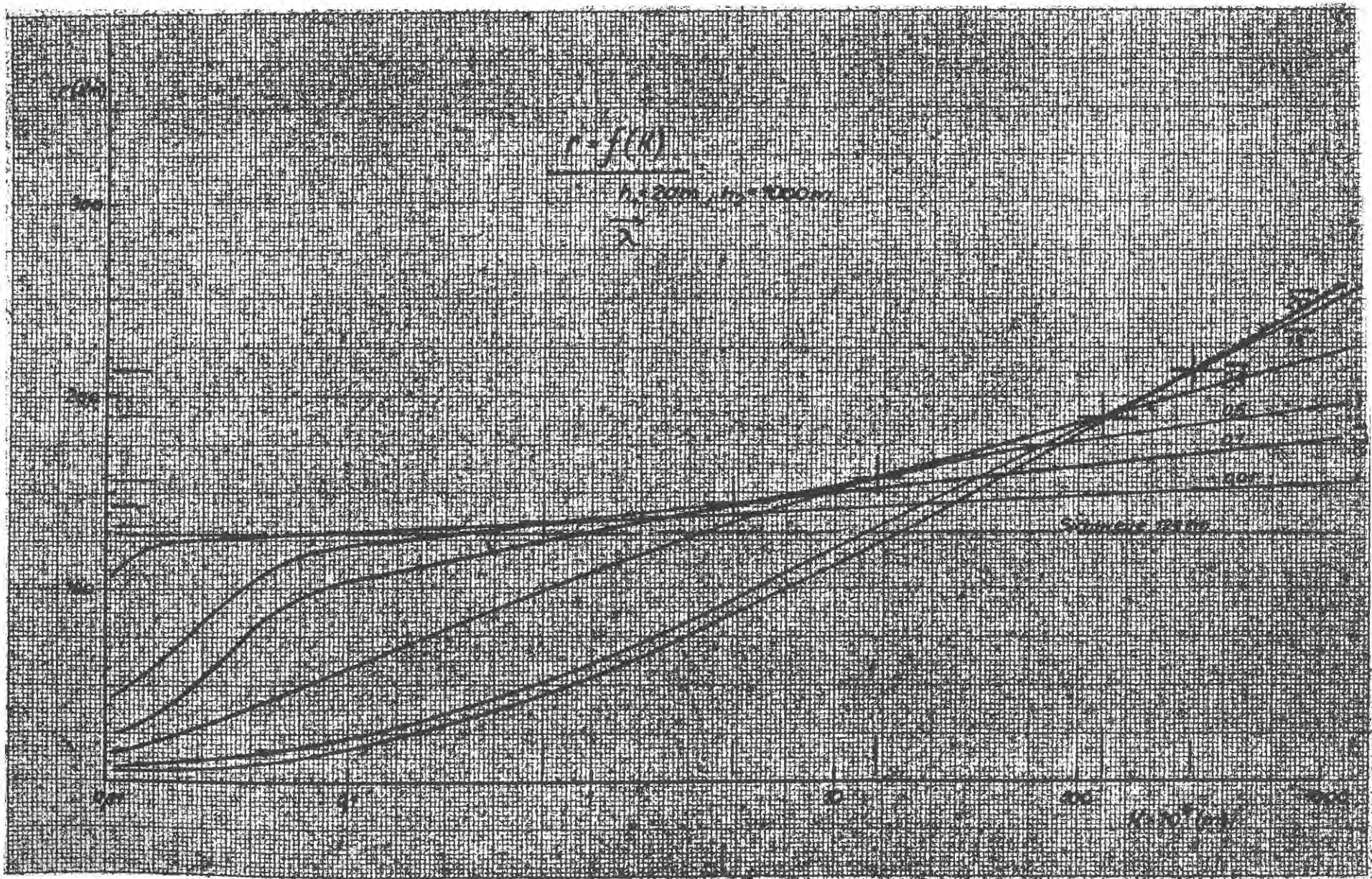
1000

$K \times 10^5 \text{ Pa}$

Seismik 31 Pa

Abb. 50





Lebenslauf.

Ich, Wilhelm Stepp, wurde am 14. Januar 1905 zu Darmstadt als Sohn des Lehrers Philipp Stepp geboren, habe dort drei Jahre die Volksschule, anschliessend das Realgymnasium besucht und 1924 die Reifeprüfung abgelegt.

Nach halbjähriger praktischer Arbeit in einer Maschinenfabrik begann ich im Herbst 1924 an der Technischen Hochschule zu Darmstadt das Studium der Elektrotechnik. Die Diplomprüfung legte ich hier im Jahre 1929 ab.

Bereits im Mai 1928 erhielt ich die Stelle eines Hilfsassistenten am Lehrstuhl für elektrische Messkunde und Hochfrequenztechnik des Geh. Hofrats Prof. Dr. K. Wirtz. Nach dessen Tod ging ich 1930 an den neugegründeten Lehrstuhl für Fernmeldetechnik des Prof. Dr. H. Busch als Hauptassistent über.

Einer Aufforderung der A.E.G. folgte ich im Jahre 1934 und arbeitete ein Jahr in deren Kabelwerk Berlin-Oberschöne-weide.

Ein Jahr später trat ich zur Telefunken G.m.b.H. über, wo ich das Gebiet der Funkmesstechnik erstmalig in der Firma auf Anregung von Herrn Dr. Runge aufgriff und als Leiter mehrerer Laboratorien bis zum Kriegsende führend mitbearbeitete.

Am 4. Oktober 1946 siedelte ich mit meiner Familie von Berlin nach Freiburg i. Br. über, wo ich z.Z. privat arbeite.

Herrn Direktor Schwab von der Telefunken G.m.b.H. danke ich auch an dieser Stelle dafür, dass er mir unmittelbar nach Kriegsende in Berlin unter den schwierigsten Bedingungen die Niederschrift dieser Arbeit ermöglichte.