

Zeitschrift: Schweizerische Zeitschrift für Vermessung, Kulturtechnik und Photogrammetrie = Revue technique suisse des mensurations, du génie rural et de la photogrammétrie

Herausgeber: Schweizerischer Verein für Vermessungswesen und Kulturtechnik = Société suisse de la mensuration et du génie rural

Band: 66 (1968)

Heft: 9

Artikel: Bodenreflexionen und Messtechnik bei der Mikrowellen-Distanzmessung

Autor: Küpfer, H.P.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-222315>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 20.02.2025

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

Bodenreflexionen und Meßtechnik bei der Mikrowellen-Distanzmessung

H. P. Küpfer

Zusammenfassung

Die Meßgenauigkeit der Mikrowellen-Distanzmeßgeräte wird hauptsächlich durch zwei äußere Faktoren beschränkt:

Erstens durch die Unsicherheit in der Bestimmung der mittleren Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen zwischen den Meßpunkten (meteorologische Daten) und zweitens durch Distanzfehler infolge Reflexionen der elektromagnetischen Wellen an dem zwischen den Meßpunkten liegenden Gelände. Im nachfolgenden Artikel wird die Entstehung eines Distanzfehlers durch Bodenreflexionen anhand einer Vektordarstellung erklärt. Der von Pöder abgeleitete mathematische Ausdruck für diesen Fehler wird analysiert. Beigefügte graphische Darstellungen gestatten, für jede beliebige Anordnung einer Meßstrecke den größtmöglichen Fehler direkt abzulesen. Es wird gezeigt und durch Messungen bestätigt, daß eine Auslenkung der beiden Antennenachsen von der Verbindungsgeraden zwischen den beiden Meßpunkten um einen Winkel von etwa zwei Grad nach oben zu einer bedeutenden Verbesserung der Meßresultate führt. Für die Eichung solcher Distanzmeßgeräte auf einer kurzen Meßstrecke von ungefähr 100 Metern wird ein neues Verfahren angegeben, welches auf einfache Weise den Einfluß der Bodenreflexionen praktisch vollständig ausschaltet. Die Resultate verschiedener Messungen auf zwei Meßstrecken über dem Zürichsee mit extrem starken Reflexionen an der Seeoberfläche ergaben eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretischen Vorhersagen.

1. Einleitung¹

Die Distanzmessung mit elektromagnetischen Wellen, die sogenannte «elektronische» Distanzmessung (EDM), hat im Laufe der letzten zehn Jahre in steigendem Maße an Bedeutung gewonnen. Die heute erhältlichen Geräte der Mikrowellenklasse erlauben die Messung von Distanzen zwischen 50 m bis 150 km mit einer relativen Genauigkeit von $1 \dots 10 \cdot 10^{-6}$. Der Meßgenauigkeit sind vor allem durch die folgenden drei Faktoren Grenzen gesetzt:

1. Genauigkeit in der Ermittlung der Fortpflanzungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in der Atmosphäre.
2. Genauigkeit des Längennormals im Gerät.
3. Fehler verursacht durch am Boden reflektierte Wellen.

¹ English-speaking readers are invited to request an English copy of the original paper at the author's address.

Für die zuverlässige Ermittlung der zwischen den beiden Meßpunkten geltenden Fortpflanzungsgeschwindigkeit (Brechungsindex) besteht noch keine befriedigende Lösung. Dagegen darf die Genauigkeit des Längenmaßstabes bereits heute als hinreichend bezeichnet werden. Üblicherweise wird er durch einen quarzstabilisierten Normalfrequenzgenerator mit einem relativen Fehler kleiner als $5 \cdot 10^{-7}$ erzeugt. Der vorliegende Aufsatz behandelt ausschließlich den durch die am Boden reflektierten Wellen verursachten Fehler. Den angestellten Überlegungen liegt das Gerät Distomat DI 50 zugrunde; sie lassen sich aber sinngemäß auf alle Mikrowellengeräte übertragen.

2. Zusammenstellung der verwendeten Symbole

f_t	Trägerfrequenz
Δf_t	Variation der Trägerfrequenz
f_m	Modulationsfrequenz
ω	Trägerkreisfrequenz
Ω	Modulationsfrequenz
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen
λ_t	Wellenlänge der Trägerfrequenz
λ_m	Wellenlänge der Modulationsfrequenz
d_o	Schrägdistanz zwischen beiden Stationen
d_u	Vom reflektierten Signal durchlaufener Umweg
Δ	Wegdifferenz $d_u - d_o$
h_A	Höhe der Senderantenne über der Reflexionsebene
h_B	Höhe der Empfangsantenne über der Reflexionsebene
h	Arithmetisches Mittel $h_A + h_B/2$
h_{\min}	Minimale Höhe der Antenne (über der Reflexionsebene), welche eine ganze Swingperiode ermöglicht
h_{krit}	Kritische Höhe der Antenne, erzeugt große negative Swingamplituden
Δh	Variationen der Antennenhöhe
α	Reflexionswinkel
\vec{T}_o	Trägervektor direkter Weg
\vec{T}_u	Trägervektor Umweg
\vec{T}_r	Aus \vec{T}_o und \vec{T}_u resultierender Trägervektor im Empfänger
m	Amplitudenverhältnis eines Seitenbandes zum Träger; Modulationsstärke
\vec{S}_{1o}	Oberer Seitenbandvektor direkter Weg
\vec{S}_{2o}	Unterer Seitenbandvektor direkter Weg
\vec{S}_{1u}	Oberer Seitenbandvektor Umweg
\vec{S}_{2u}	Unterer Seitenbandvektor Umweg
\vec{S}_{1r}	Oberer resultierender Seitenbandvektor im Empfänger
\vec{S}_{2r}	Unterer resultierender Seitenbandvektor im Empfänger
\vec{S}_{1AM}	Oberer amplitudenmodulierter Seitenbandvektor des resultierenden Empfangssignals
\vec{S}_{2AM}	Unterer amplitudenmodulierter Seitenbandvektor des resultierenden Empfangssignals
\vec{S}_{1FM}	Oberer frequenzmodulierter Seitenbandvektor des resultierenden Empfangssignals

\vec{S}_{2FM}	Unterer frequenzmodulierter Seitenbandvektor des resultierenden Empfangssignals	
t_o	Signallaufzeit längs des direkten Weges	
t_u	Signallaufzeit längs des Umweges	
t_Δ	Laufzeitdifferenz	
a	Amplitudenverhältnis zwischen Umwegsignal und direktem Signal	
a_a	Antennenfaktor	} $a_a \cdot a_r = a$
a_r	Reflexionsfaktor	
φ_{to}	Phasenlage des Trägervektors \vec{T}_o am Empfangsort	} $\varphi_{tu} = \varphi_{to} + \varphi_{t\Delta}$
φ_{tu}	Phasenlage des Trägervektors \vec{T}_u am Empfangsort	
$\varphi_{t\Delta}$	Phasendrehung des Trägervektors \vec{T}_u durch Reflexion und Wegdifferenz	
φ_{ms}	Phasenlage der Seitenbandvektoren bezüglich des Trägervektors (Modulationsphase) im Sender	} $\varphi_{mu} = \varphi_{mo} + \varphi_{m\Delta}$
φ_{mo}	Modulationsphase des direkten Signals im Empfänger	
φ_{mu}	Modulationsphase des Umwegsignals im Empfänger	
$\varphi_{m\Delta}$	Phasendrehung der Seitenbandvektoren $\vec{S}_{1u}, \vec{S}_{2u}$ bezüglich des Trägervektors \vec{T}_u durch Reflexion und Wegdifferenz	
ε	Phasenfehler der frequenzmodulierten Seitenbandvektoren $\vec{S}_{1FM}, \vec{S}_{2FM}$ im resultierenden Empfangssignal	
$\varepsilon_{\text{ext } 1,2}$	Extremwerte des Phasenfehlers	
e	Distanzfehler, verursacht durch ε	
$e_{\text{ext } 1,2}$	Extremwerte des Distanzfehlers e	
E	Extremwert des Distanzfehlers e bei extremem Reflexionsfaktor; $E = e_{\text{ext}}/a_r = 1$	
e_0	Nullpunktfehler durch Elevation δ	
δ	Elevation der Antenne, das heißt positive Auslenkung bezüglich der Verbindungsgeraden	
A	Mathematische Hilfsgröße, unter bestimmten Voraussetzungen ist $A \approx e/\Delta$, und wird als «normierter Swing» bezeichnet	
$A_{\text{ext } 1,2}$	Extremwert von A für den Extremwert der Swingkurve	
q	Durch Frequenz- oder Höhenvariation erzielbare Anzahl Swingperioden	
b	Brennweite der Parabolantenne	

Vereinfachende Annahmen

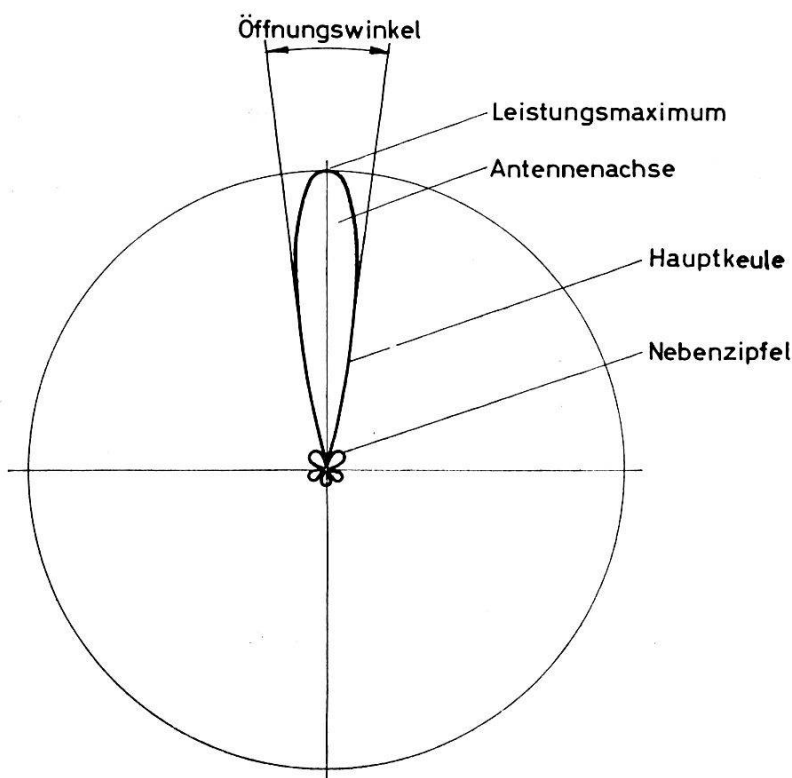
Für die Ableitung der Fehlertheorie sei eine ebene Reflexionsfläche sowie geradlinige Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen angenommen. Es kann sehr leicht nachgewiesen werden, daß diese Voraussetzungen keinerlei Beschränkungen grundsätzlicher Art zur Folge haben. Außerdem wird nur die einseitige Ausbreitung behandelt, bei welcher ein Gerät als Sender und das andere als Empfänger dient. Die Verhältnisse für beidseitige Ausstrahlung, wie sie bei allen zur Zeit bekannten Geräten tatsächlich vorliegt, ist im Schrifttum [3] untersucht worden. Grundlegend neue Gesichtspunkte treten dabei nicht auf. Die getroffenen Annahmen haben eine erhebliche Vereinfachung der Überlegungen und Berechnungen zur Folge.

4. Theorie des durch Bodenreflexionen verursachten Distanzfehlers

4.1 Ableitung des durch die Bodenreflexionen verursachten Distanzfehlers

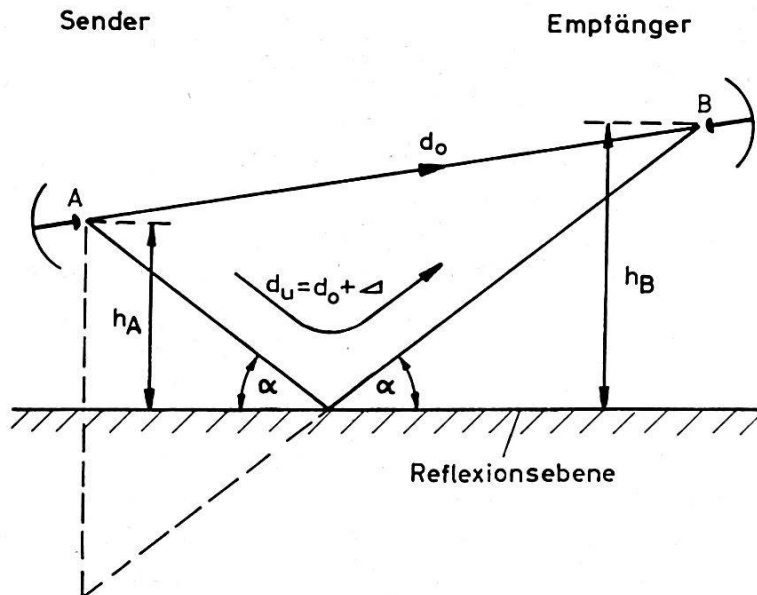
Das Meßverfahren der Mikrowellen-Distanzmeßgeräte beruht auf einem geeignet modulierten Mikrowellenstrahl, der die beiden an den Endpunkten der zu messenden Strecke aufgestellten Geräte verbindet. Gelänge es, die elektromagnetischen Wellen über die ganze Länge der Meßstrecke in der Verbindungsgeraden zwischen den Antennen der beiden Geräte zu konzentrieren, so daß empfangsseitig die gesamte gesendete Leistung durch die Antenne erfaßt würde, so könnte die Geländeform zwischen den Geräten keinen Einfluß auf das Meßresultat ausüben (unbehinderte Sichtverbindung vorausgesetzt). Eine solch starke Bündelung der Sendeleistung ist technisch nicht realisierbar.

Bei den für Mikrowellen allgemein angewendeten Antennen mit Parabolreflektor bildet die Sendeleistung eine annähernd rotationssymmetrische Keule in Richtung der Antennenachse (siehe Fig. 1). Mit zunehmendem Verhältnis von Parabolreflektordurchmesser zu Wellenlänge nimmt die Breite dieser Antennenkeule ab. Da aus praktischen Erwägungen heraus die Antennengröße beschränkt und die Mikrowellenlänge gegeben ist, kann die Keulenbreite einen gewissen Wert nicht unterschreiten. Der Öffnungswinkel der Keule liegt bei den bekannten Geräten zwischen 2 und 15°.



Figur 1: Strahlungsdiagramm einer Parabolantenne

Man kann sich leicht davon überzeugen, daß für diese Öffnungswinkel bei den meisten Meßverbindungen ein Teil der abgestrahlten Leistung zwischen den Endpunkten A und B der Meßstrecke den Boden berührt, von diesem reflektiert wird und zum Teil die Empfangsantenne erreicht (Fig. 2). Dieses Umwegsignal, das heißt das den längeren Weg d_u durchlaufende Signal überlagert sich dort mit dem direkt empfangenen, welches dadurch in der Amplitude und Phase geändert wird.



Figur 2: Streckengeometrie

Alle elektronischen Distanzmeßgeräte führen die Distanzmessung auf eine Phasenmessung zurück, wobei die physikalische Tatsache benutzt wird, daß bei der Mischung von verschiedenen Signalen an einem nicht-linearen Element (meistens an der Kennlinie einer Mikrowellendiode) ihre gegenseitigen Phasenbeziehungen erhalten bleiben.

Die Phasenänderung durch das Umwegsignal wird durch die Phasenmessung im Gerät als Distanzänderung ausgewertet. Die ermittelte Distanz ist daher mit einem Fehler behaftet. Nachfolgend gehen wir näher auf die Entstehung dieser Phasenverfälschung ein.

Bei allen bekannten Mikrowellen-Distanzmeßgeräten wird eine sinusförmige Schmalband-Frequenzmodulation verwendet. Das Frequenzspektrum dieser Modulationsart besteht lediglich aus dem Träger und den beiden symmetrisch dazu im Abstand der Modulationsfrequenz angeordneten Seitenbändern. Für die Ableitung des durch die Bodenreflexion verursachten Fehlers müssen der Träger und die Seitenbänder auf ihrem Weg vom Sender zum Empfänger einzeln betrachtet werden. Wegen ihrer verschiedenen Frequenzen unterscheidet sich auch ihre Beeinflussung durch den Boden. In der Empfangsantenne werden die folgenden sechs Signale überlagert:

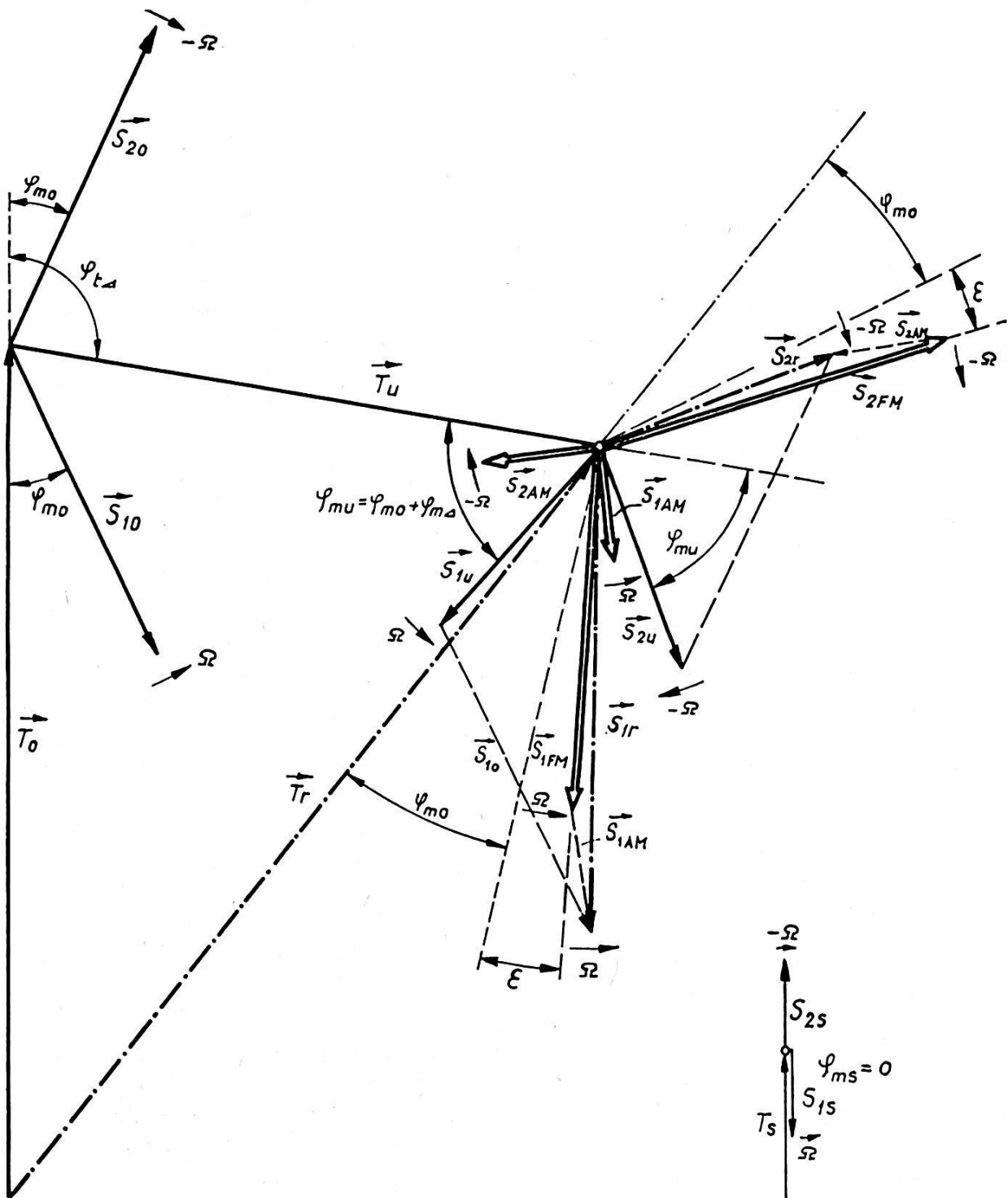
Trägersignal \vec{T}_o des direkten Strahles,
 Trägersignal \vec{T}_u des reflektierten Strahles (Umweg),
 zwei Seitenbänder \vec{S}_{1o} und \vec{S}_{2o} des direkten Strahles,
 zwei Seitenbänder \vec{S}_{1u} und \vec{S}_{2u} des reflektierten Strahles (Umweg).
 Die Situation in der Empfangsantenne kann durch ein Vektordiagramm gemäß Figur 3 dargestellt werden.

Die beiden Trägervektoren für das direkte und das reflektierte Signal drehen mit der gleichen Trägerkreisfrequenz ω . Sie werden im Vektordiagramm als ruhend angenommen. Es wird darin also nur die Drehung der Seitenbandvektoren relativ zu den Trägervektoren zum Ausdruck gebracht. Dementsprechend drehen sich die Vektoren für das obere und untere Seitenbandsignal im Uhrzeiger- beziehungsweise Gegenuhrzeigersinn mit der Modulationskreisfrequenz $\Omega = 2\pi f_m$. Das Vektordiagramm stellt eine Momentaufnahme dar. Für diese Momentaufnahme wurde derjenige Zeitpunkt gewählt, in welchem die Seitenbänder im Sender mit dem Träger in Phase sind, das heißt $\varphi_{ms} = 0$ (siehe Vektordarstellung rechts unten in der Figur 3). Für die schmalbandige Frequenzmodulation gilt nämlich, daß die beiden Seitenbandvektoren in jedem Zeitpunkt symmetrisch zur Normalen auf den Trägervektor durch dessen Endpunkt liegen. Im Gegensatz hierzu liegen bei der Amplitudenmodulation die Seitenbandvektoren symmetrisch zum Trägervektor. An diese beiden Merkmale werden wir uns später erinnern.

Die übrigen Vektoren in der Figur 3 stellen die in der Empfangsantenne auftretenden Signale dar. Die für die Darstellung getroffenen Annahmen sind ebenfalls in der Figur aufgeführt. Sie entsprechen tatsächlich auftretenden Werten.

Das auf dem direkten Weg übertragene Signal setzt sich zusammen aus dem Träger \vec{T}_o und den beiden Seitenbändern \vec{S}_{1o} und \vec{S}_{2o} , welche entsprechend der Laufzeit t_o über die Distanz d_o einen Phasenwinkel φ_{mo} mit dem Trägervektor \vec{T}_o bilden. Durch den Phasenwinkel φ_{mo} ist die Distanz d_o genau bestimmt. Der Träger \vec{T}_u des Umwegs signales erleidet gegenüber dem Träger des direkt empfangenen Signales erstens eine Änderung der Amplitude entsprechend dem Signalverhältnis a und zweitens eine Phasenschiebung $\varphi_{t\Delta}$, verursacht durch die Laufzeit t_Δ in der Wegdifferenz Δ . Diese Laufzeit bewirkt ebenfalls eine Phasenschiebung der Seitenbänder \vec{S}_{1u} und \vec{S}_{2u} um den Winkel $\varphi_{m\Delta}$, so daß sie jetzt mit dem Träger \vec{T}_u den Phasenwinkel $\varphi_{mu} = \varphi_{mo} + \varphi_{m\Delta}$ einschließen. Natürlich sind die Amplituden der Seitenbänder ebenfalls um das Signalverhältnis a reduziert.

Das resultierende Empfangssignal mit dem Träger \vec{T}_r , dem obern Seitenband \vec{S}_{1r} und dem untern Seitenband \vec{S}_{2r} erhält man durch die vektorielle Addition gleichfrequenter Vektoren, das heißt $\vec{T}_r = \vec{T}_o + \vec{T}_u$, $\vec{S}_{1r} = \vec{S}_{1o} + \vec{S}_{1u}$ und $\vec{S}_{2r} = \vec{S}_{2o} + \vec{S}_{2u}$. Aus der Figur 3 geht klar hervor, daß die resultierenden Seitenbandvektoren \vec{S}_{1r} und \vec{S}_{2r} erstens unterschiedliche Amplituden besitzen und zweitens mit dem neuen Trägervektor \vec{T}_r verschiedene Phasenwinkel bilden. Die Bedingungen für die Frequenzmodulation sind also nicht mehr erfüllt. Durch die Zweigaus-



Annahmen:

Signalverhältnis $\frac{|T_u|}{|T_0|}$

$$\frac{|T_u|}{|T_0|}$$

$$a = 0,7$$

Modulationsstärke $\frac{|S_{10}|}{|T_0|} = \frac{|S_{20}|}{|T_0|} = \frac{|S_{1u}|}{|T_u|} = \frac{|S_{2u}|}{|T_u|}$

$$\frac{|S_{10}|}{|T_0|} = \frac{|S_{20}|}{|T_0|} = \frac{|S_{1u}|}{|T_u|} = \frac{|S_{2u}|}{|T_u|}$$

$$m = 0,4$$

Modulationsphasendrehung direkter Weg d_0

$$\varphi_{m0} = 25^\circ$$

Modulationsphasendrehung Wegdifferenz Δ

$$\varphi_{m\Delta} = 36^\circ$$

Trägerphasendrehung Wegdifferenz Δ

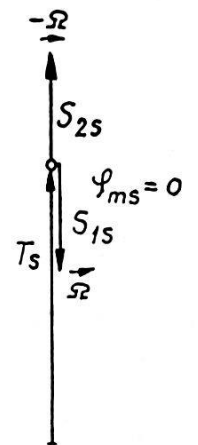
$$\varphi_{t\Delta} = 100^\circ$$

$$\therefore \text{für } f_m = 15 \text{ MHz u. } \Delta = \frac{c}{f_m} \cdot \frac{\varphi_{m\Delta}}{360^\circ}$$

$$\Delta = 2 \text{ Meter}$$

Modulationsphasendrehung Umweg $\varphi_{mu} = \varphi_{m0} + \varphi_{m\Delta}$

$$\varphi_{mu} = 61^\circ$$



Signal in der Senderantenne (nicht maßstäblich)

Figur 3: Empfangssignal: Vektordiagramm

breitung ist die ursprüngliche Frequenzmodulation in eine allgemeinere elliptische Modulation übergeführt worden.

Jede elliptische Modulation kann in eine Amplituden- und eine Frequenzmodulation aufgespalten werden. Diese Aufteilung erfolgt in der Figur 3 durch die Zerlegung des obren Seitenbandvektors \vec{S}_{1r} in die beiden Vektoren \vec{S}_{1AM} und \vec{S}_{1FM} und des untern Seitenbandvektors \vec{S}_{2r} in die beiden Vektoren \vec{S}_{2AM} und \vec{S}_{2FM} . Dabei erfüllen die beiden Vektoren \vec{S}_{1AM} und \vec{S}_{2AM} die Bedingung für reine Amplitudenmodulation, das heißt sie sind gleich lang und symmetrisch zum Trägervektor \vec{T}_r angeordnet. Andererseits genügen die Vektoren \vec{S}_{1FM} und \vec{S}_{2FM} den Bedingungen für reine Frequenzmodulation, das heißt, sie sind gleich lang und symmetrisch zur Normalen auf den Trägervektor \vec{T}_r angeordnet. Es kann gezeigt werden, daß diese Zerlegung stets möglich und eindeutig ist.

Der Phasenwinkel der Seitenbandvektoren \vec{S}_{1FM} und \vec{S}_{2FM} gegenüber dem Trägervektor \vec{T}_r wird als Maß für die zu messende Distanz verwendet. Aus der Figur 3 lassen sich die folgenden drei Fälle ableiten, die auch praktisch möglich sind:

1. Das direkte Signal mit dem Träger \vec{T}_o ist allein vorhanden. Die Phase φ_{mo} entspricht der zu messenden Distanz d_o .
2. Das reflektierte Signal mit dem Träger \vec{T}_u tritt allein auf: Die Phase $\varphi_{mu} = \varphi_{mo} + \varphi_{m\Delta}$ ist ein Abbild der Länge des Umwegstrahles $d_u = d_o + \Delta$.
3. Beide Signale gelangen in den Empfänger:
Ein neuer Phasenwinkel $\varphi_{mo} + \varepsilon$ entsteht, das heißt zum korrekten Wert φ_{mo} addiert sich ein *Phasenfehler* ε , der den proportionalen Distanzfehler e erzeugt. Die Größe ε nennen wir *Poderfehler*, weil Poder als Erster diese Zusammenhänge in eine geschlossene mathematische Form gebracht hat [1].

Es muß jedoch betont werden, daß der Poderfehler nicht der einzige Fehler ist, welcher durch Bodenreflexionen entstehen kann. Die Figur 3 zeigt, daß noch zwei weitere Arten von Signalverzerrungen wirksam sind:

1. Störende Amplitudenmodulation (Seitenbänder \vec{S}_{1AM} und \vec{S}_{2AM}),
2. Änderung der ursprünglichen Intensität der Frequenzmodulation

$$m = \frac{S_{1o}}{T_o} = \frac{S_{2o}}{T_o}$$

in das Verhältnis

$$m' = \frac{S_{1FM}}{T_r} = \frac{S_{2FM}}{T_r}.$$

Bei korrekt dimensioniertem Empfänger können die durch diese beiden Effekte verursachten Distanzfehler praktisch vollständig ausgeschaltet werden, und sie sind daher normalerweise gegenüber dem Poderfehler

vernachlässigbar. Der Poderfehler selber ist physikalisch bedingt und kann nicht eliminiert, wohl aber durch geeignete Maßnahmen erheblich verkleinert werden (siehe Kapitel 5).

Eine nähere Untersuchung der Figur 3 ergibt, daß der Poderfehler durch das Signalverhältnis a und die durch die Laufzeit t_{Δ} über der Wegdifferenz Δ verursachten Phasendrehungen $\varphi_{m\Delta}$ und $\varphi_{t\Delta}$ der Seitenbandvektoren (Modulationssignal) beziehungsweise des Trägervektors vollständig definiert ist (m und φ_{ms} haben keinen Einfluß, m legt nur den Maßstab für die Darstellung aller Seitenbänder fest und φ_{ms} ist mit dem Zeitpunkt für die Momentaufnahme der Vektordarstellung verknüpft).

Die Phasendrehungen $\varphi_{m\Delta}$ und $\varphi_{t\Delta}$ sind proportional zu der durch die Wegdifferenz Δ festgelegten Laufzeit t_{Δ} und damit zur Wegdifferenz Δ selber. Es ist noch zu beachten, daß Vielfache ganzer Umdrehungen, das heißt Vielfache von 2π nicht unterscheidbar sind. Der Phasenwinkel springt auf 0° zurück, wenn er 360° überschreitet. Eine Phasendrehung von 360° entspricht der Wegdifferenz einer Wellenlänge des betrachteten Signals, also λ_m , wenn es sich um das Modulations- beziehungsweise λ_t , wenn es sich um das Trägersignal handelt. Diese Verhältnisse sind in Figur 4 dargestellt. Aus dem Gesagten ergibt sich folgende wichtige Tatsache:

Bei festgelegter Träger- und Modulationsfrequenz f_t beziehungsweise f_m ist der Poderfehler vollständig durch die Wegdifferenz Δ und das Signalverhältnis a bestimmt.

4.2 Analyse des Poderfehlers

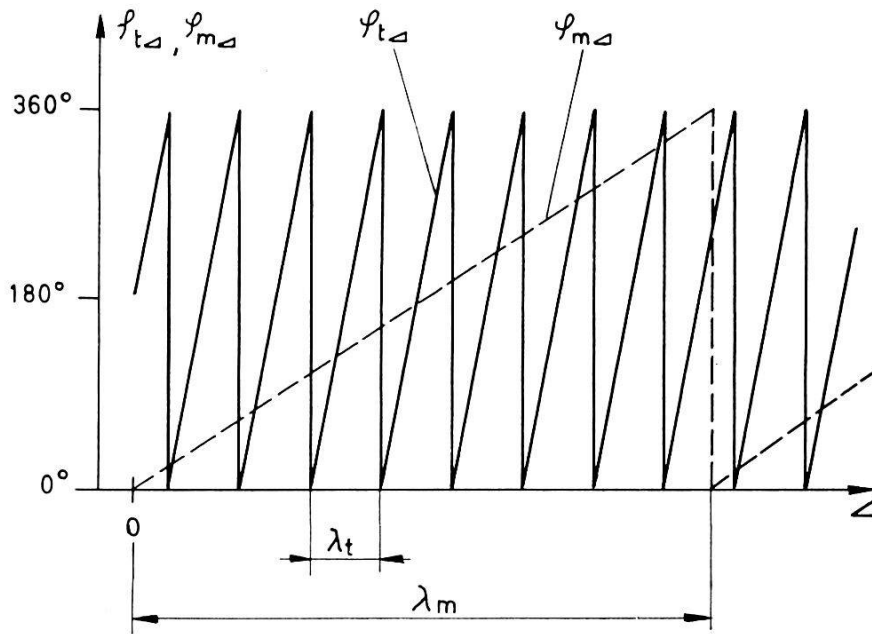
Poder leitet den Phasenfehler rein mathematisch ab, wobei er jedoch genau so vorgeht, wie es der Aufzeichnung des Vektordiagrammes in Figur 3 entspricht. Das Resultat ist die bekannte Poderformel für den Phasenfehler ε :

$$\varepsilon = \text{arc tg} \frac{A \cdot \sin \varphi_{m\Delta}}{1 - A (1 - \cos \varphi_{m\Delta})}$$

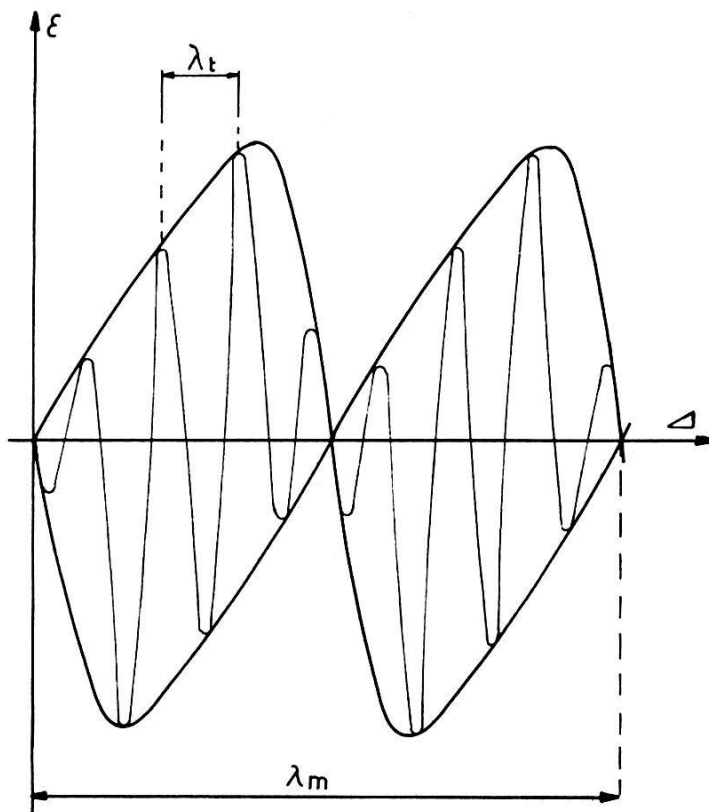
mit

$$A = \frac{a \cdot \cos (\varphi_{t\Delta} + a)}{1 + 2 a \cdot \cos \varphi_{t\Delta} + a^2}$$

Ausgehend von Figur 4 wird klar, daß die Funktion $\varepsilon(\Delta)$ durch eine schnelle und eine langsame Schwingung gekennzeichnet sein muß. Die schnelle Schwingung entspricht der von den Messungen mit den Mikrowellengeräten her allgemein bekannten «Swingkurve», das heißt dem von der Trägerfrequenz abhängigen Distanzfehler. Ihr Argument ist durch die Phasendrehung des Trägersignales in der Wegdifferenz gegeben. Die langsame Schwingung stellt die Umhüllung der raschen Schwingung dar und beeinflußt Form und maximale Amplitude der Swingkurve. Ihr Argument ist durch die Phasendrehung des Modulationssignales in der Wegdifferenz gegeben. Die beiden Schwingungen vereinigen sich zur Funktion $\varepsilon(\Delta)$, wie sie in Figur 5 schematisch dargestellt ist.



Figur 4:
Träger- und Modulationsphase $\varphi_{t\Delta}$ bzw. $\varphi_{m\Delta}$ als Funktion der Wegdifferenz Δ



$\alpha = \text{konst.}$

Figur 5: Phasenfehler ε als Funktion der Wegdifferenz Δ

Von besonderem Interesse ist die Bestimmung der Hüllkurve der raschen Schwingungen. Die Extremwerte der schnellen Schwingung erhält man durch Nullsetzen der ersten Ableitung des Ausdruckes für ε nach dem Argument $\varphi_{t\Delta}$. Daraus ergeben sich die Bedingungen:

$$\sin \varphi_{t\Delta} = 0 \quad \text{oder} \quad \cos \varphi_{t\Delta} = \pm 1$$

Die beiden entsprechenden Werte von A sind:

$$A_{\text{ext}1} = \frac{a}{a+1} \quad \text{und} \quad A_{\text{ext}2} = \frac{a}{a-1}$$

Durch Einsetzen dieser Werte in den Ausdruck ε erhält man die beiden Umhüllenden:

$$\varepsilon_{\text{ext}1} = \text{arc tg} \frac{a \cdot \sin \varphi_{m\Delta}}{a \cdot \cos \varphi_{m\Delta} + 1}$$

$$\varepsilon_{\text{ext}2} = \text{arc tg} \frac{a \cdot \sin \varphi_{m\Delta}}{a \cdot \cos \varphi_{m\Delta} - 1}$$

Diese Umhüllenden sind in den Figuren 6 und 7 für die Signalverhältnisse $a = 0,1$ beziehungsweise $a = 0,6$ dargestellt.

Die Maßstäbe ε_{ext} und $\varphi_{m\Delta}$ sind allgemein gültig. In den Diagrammen sind noch Maßstäbe für die Wegdifferenz Δ in Metern und den extremen Distanzfehler e_{ext} in Zentimetern beziehungsweise Metern angegeben, wobei die Modulationsfrequenz f_m von 15 MHz des Distomat DI 50 zugrunde liegt. Für andere Modulationsfrequenzen können die entsprechenden Maßstäbe durch die folgenden Beziehungen ermittelt werden:

$$e = \varepsilon \frac{\lambda_m}{2\pi} \qquad \Delta = \varphi_{m\Delta} \frac{\lambda_m}{2\pi}$$

mit

$$\lambda_m = \frac{c}{f_m} = 2\pi \frac{c}{\Omega}$$

Die beiden Maßstäbe e_{ext} und Δ erlauben die direkte Bestimmung des maximalen Distanzfehlers e_{ext} für eine bestimmte Wegdifferenz Δ .

Nach der Betrachtung der Umhüllenden soll noch näher auf die rasche Schwingung, die sogenannte Swingkurve eingegangen werden.

Beschränken wir uns auf kleine Phasendrehungen $\varphi_{m\Delta}$ des Modulationssignales in der Wegdifferenz Δ , das heißt auf kleine Wegdifferenzen Δ , so vereinfacht sich die Polderformel zu

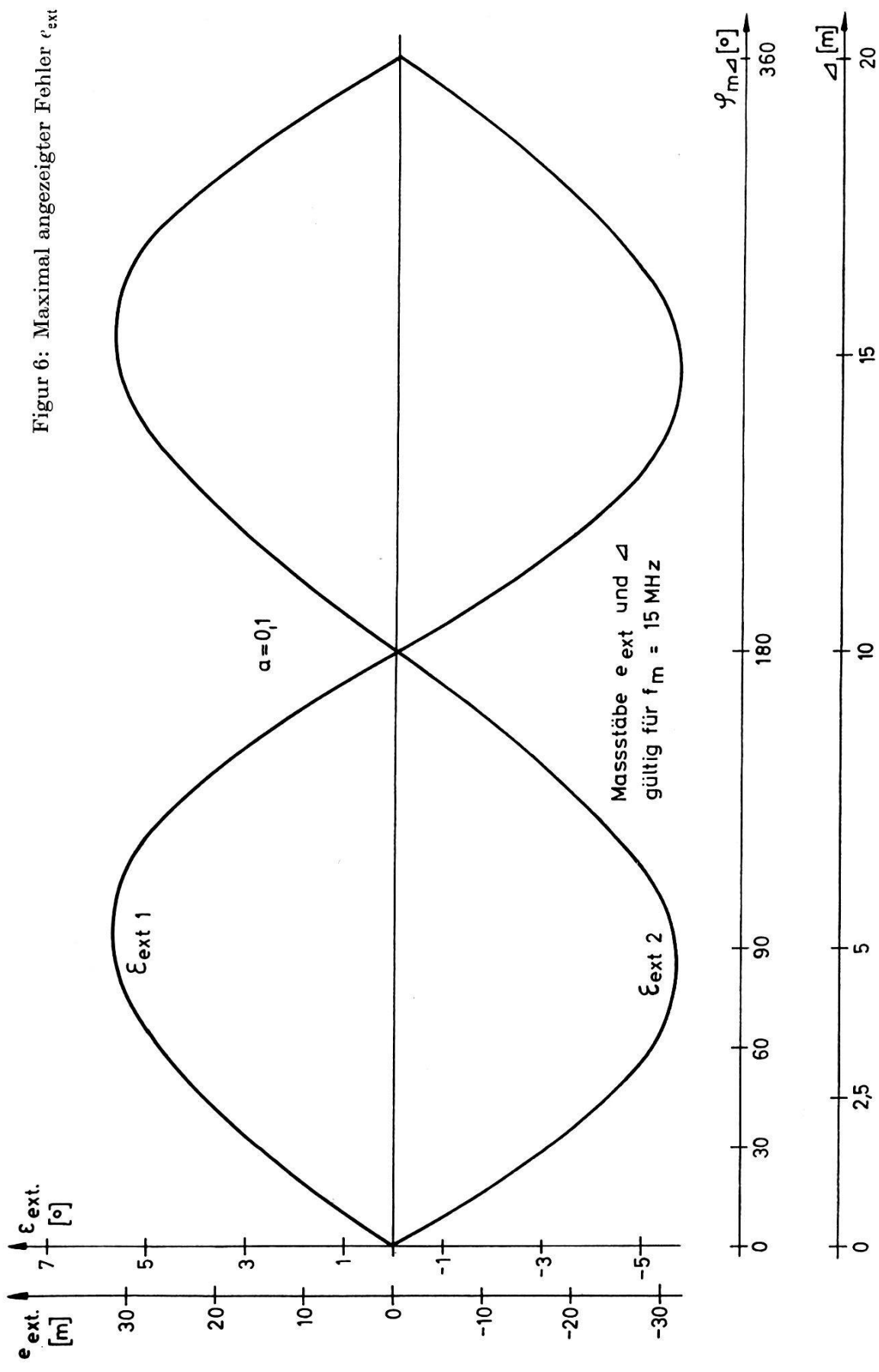
$$\varepsilon = \text{arc tg} (A \cdot \varphi_{m\Delta}) \quad \text{für} \quad \varphi_{m\Delta} < 20^\circ.$$

Wird ferner noch die Bedingung erfüllt, daß $A \cdot \varphi_{m\Delta}$ klein ist, so gilt:

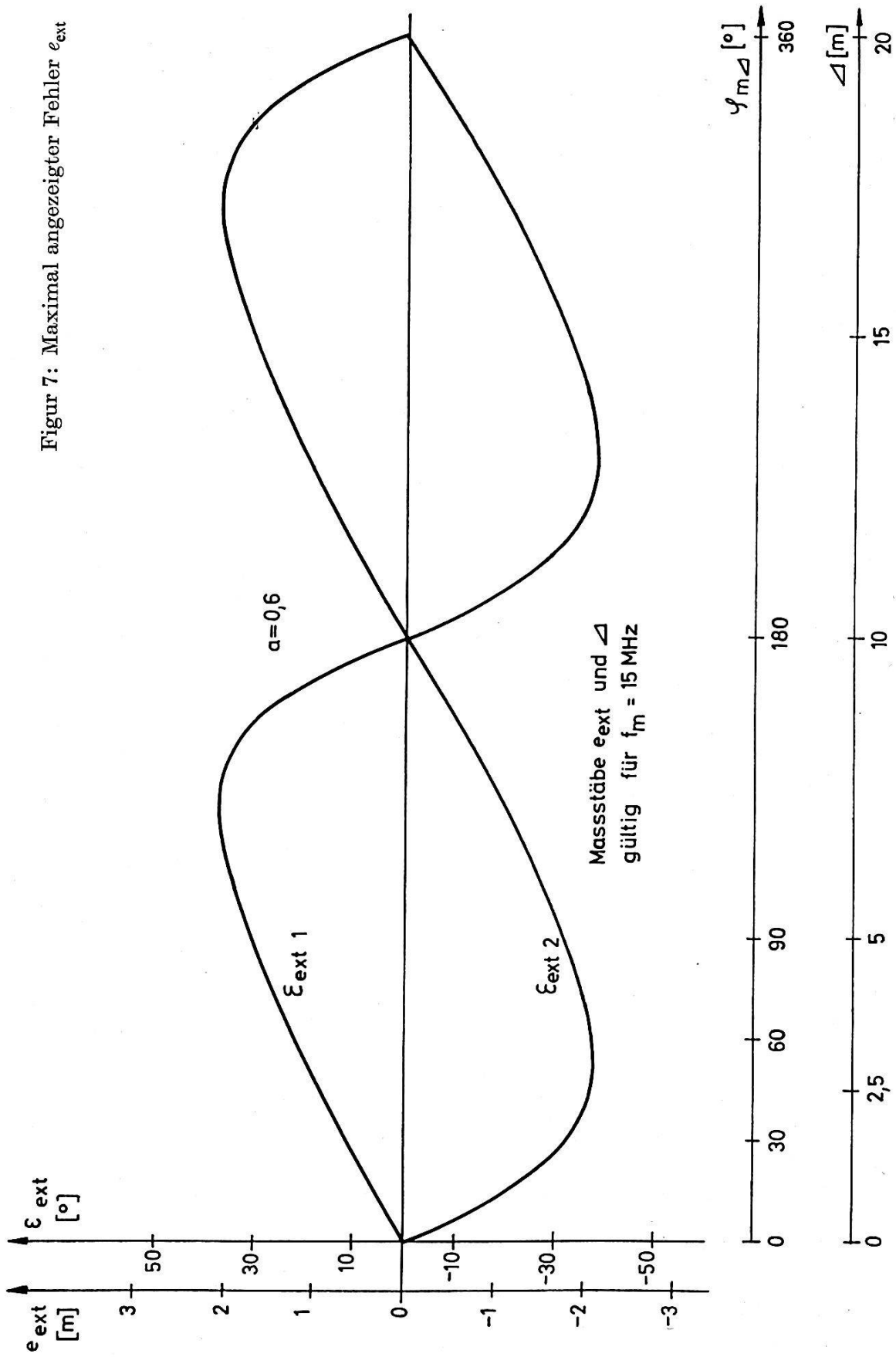
$$\left. \begin{array}{l} \varepsilon \cong A \cdot \varphi_{m\Delta} \\ e \cong A \cdot \Delta \end{array} \right\} \text{für} \quad \varphi_{m\Delta} < 20^\circ \quad \text{und} \quad A \cdot \varphi_{m\Delta} < 20^\circ,$$

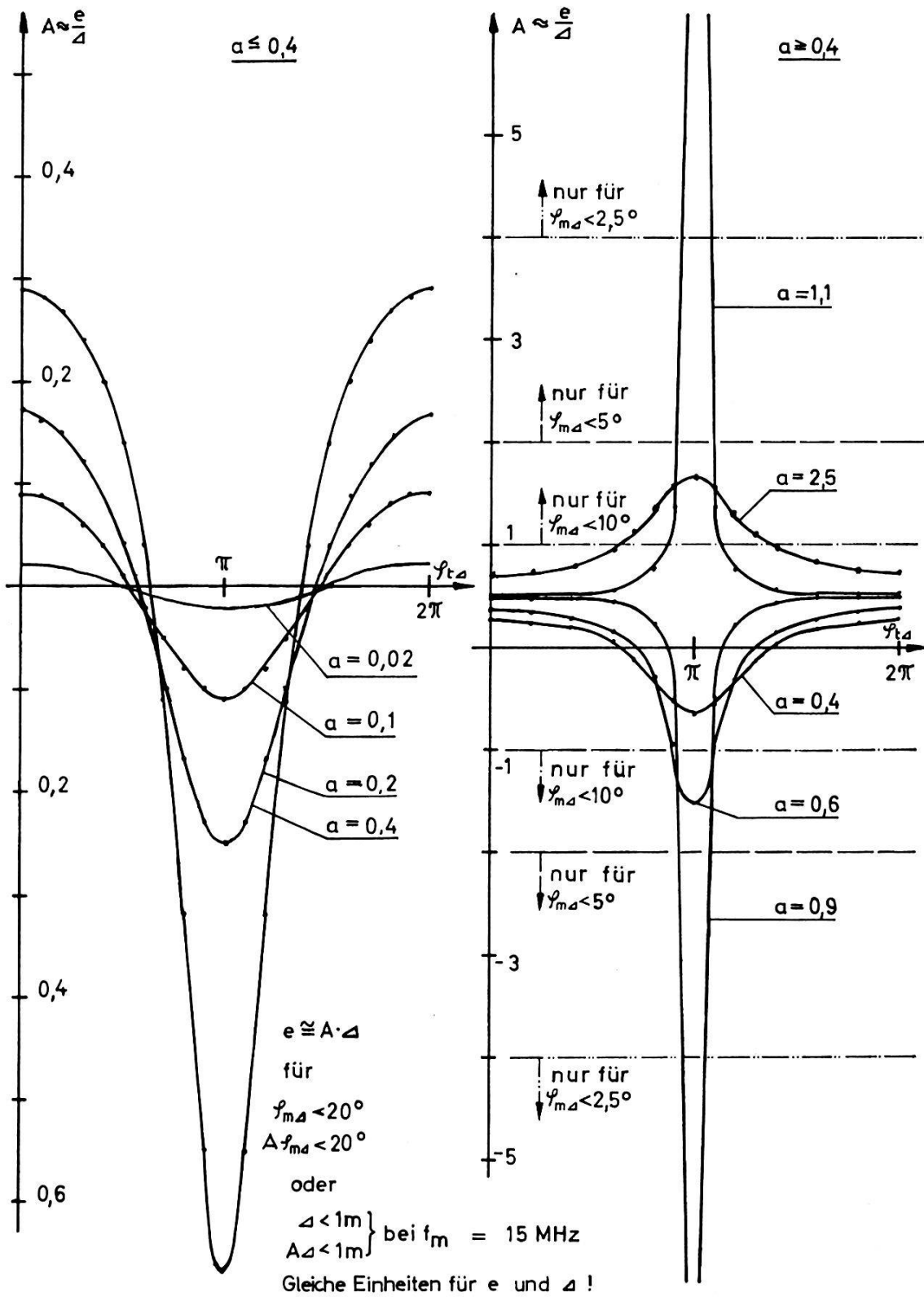
zum Beispiel für $f_m = 15 \text{ MHz}$: $\Delta < 1 \text{ m}$, $A \cdot \Delta < 1 \text{ m}$.

Figur 6: Maximal angezeigter Fehler ϵ_{ext}

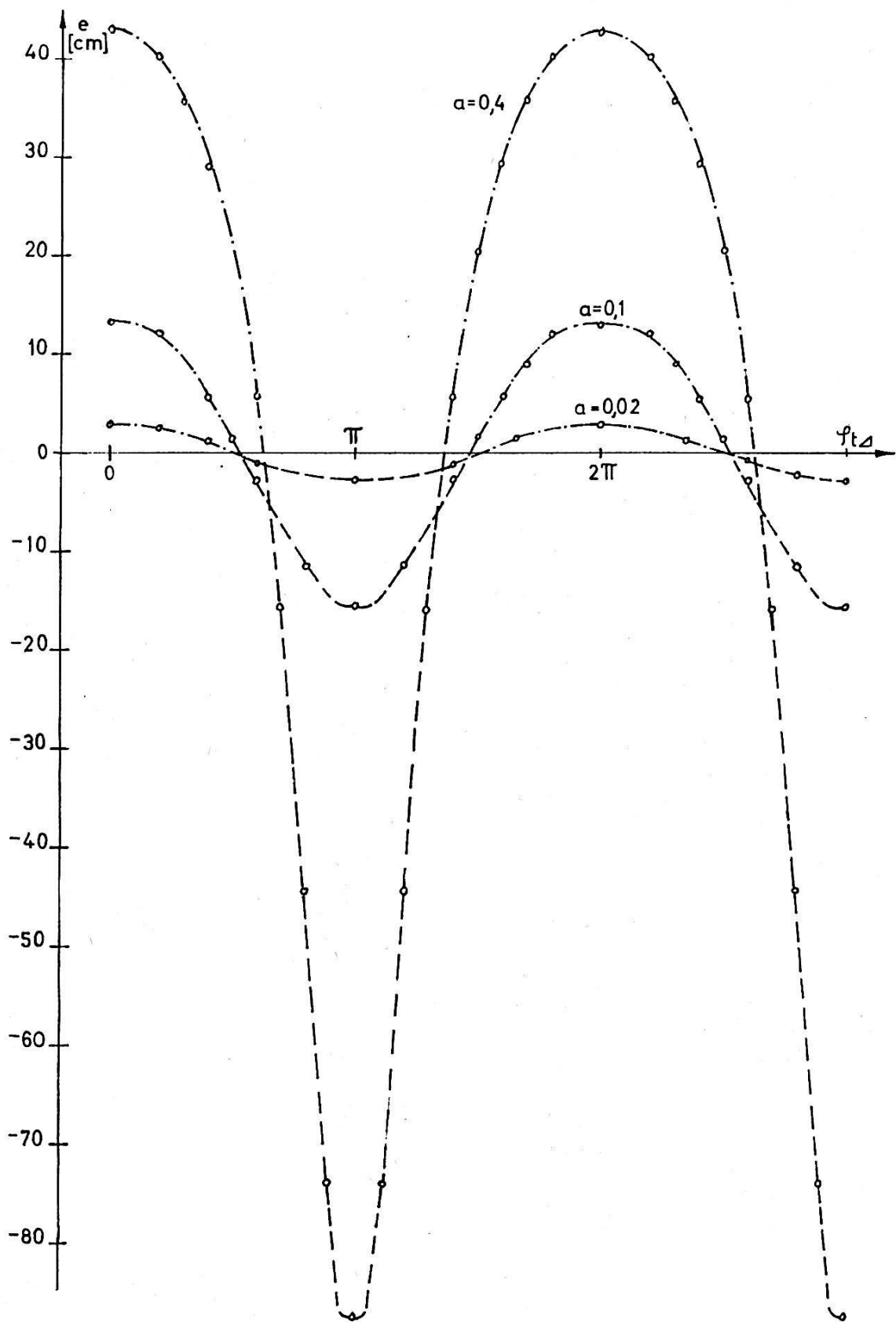


Figur 7: Maximal angezeigter Fehler e_{ext}

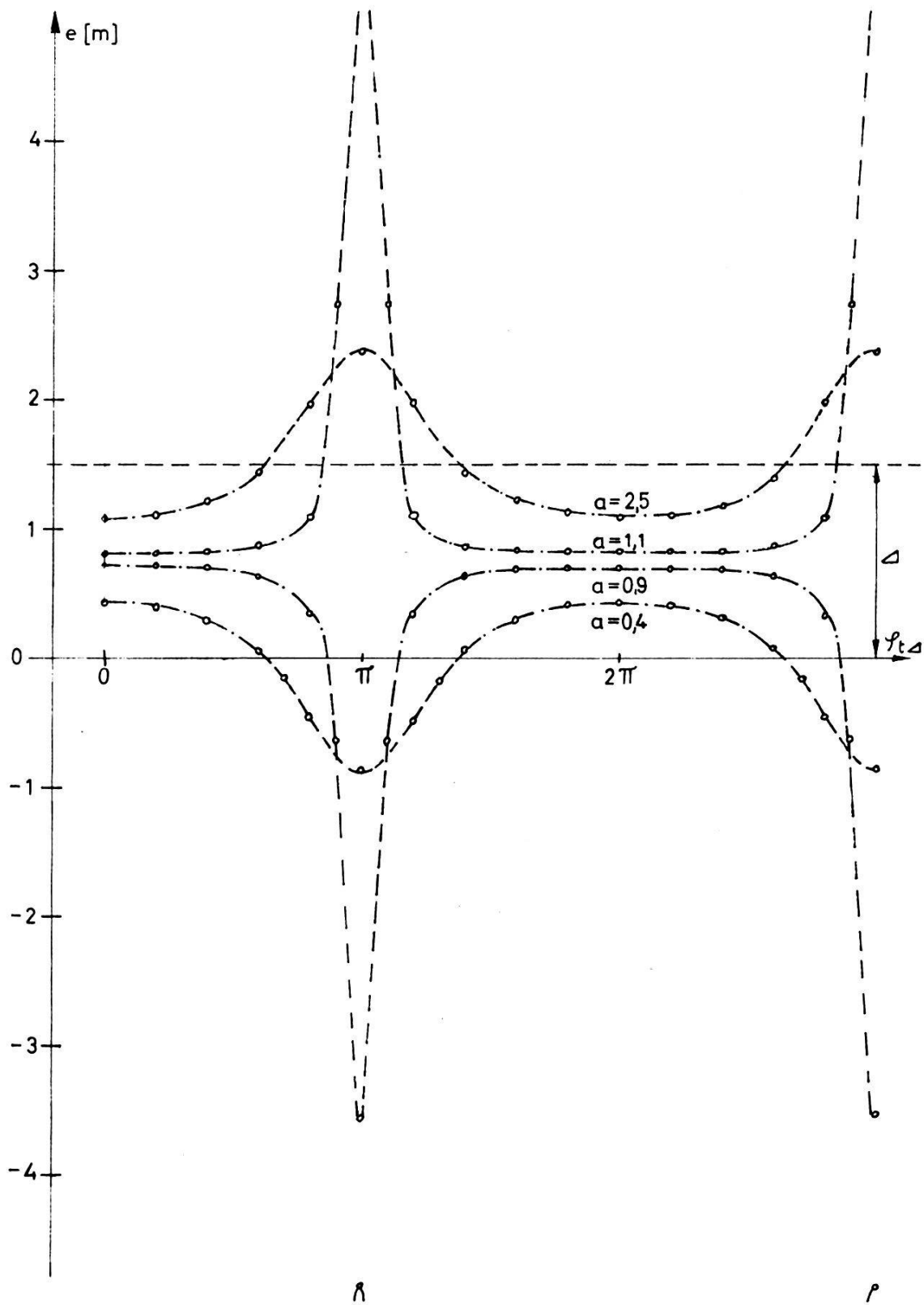




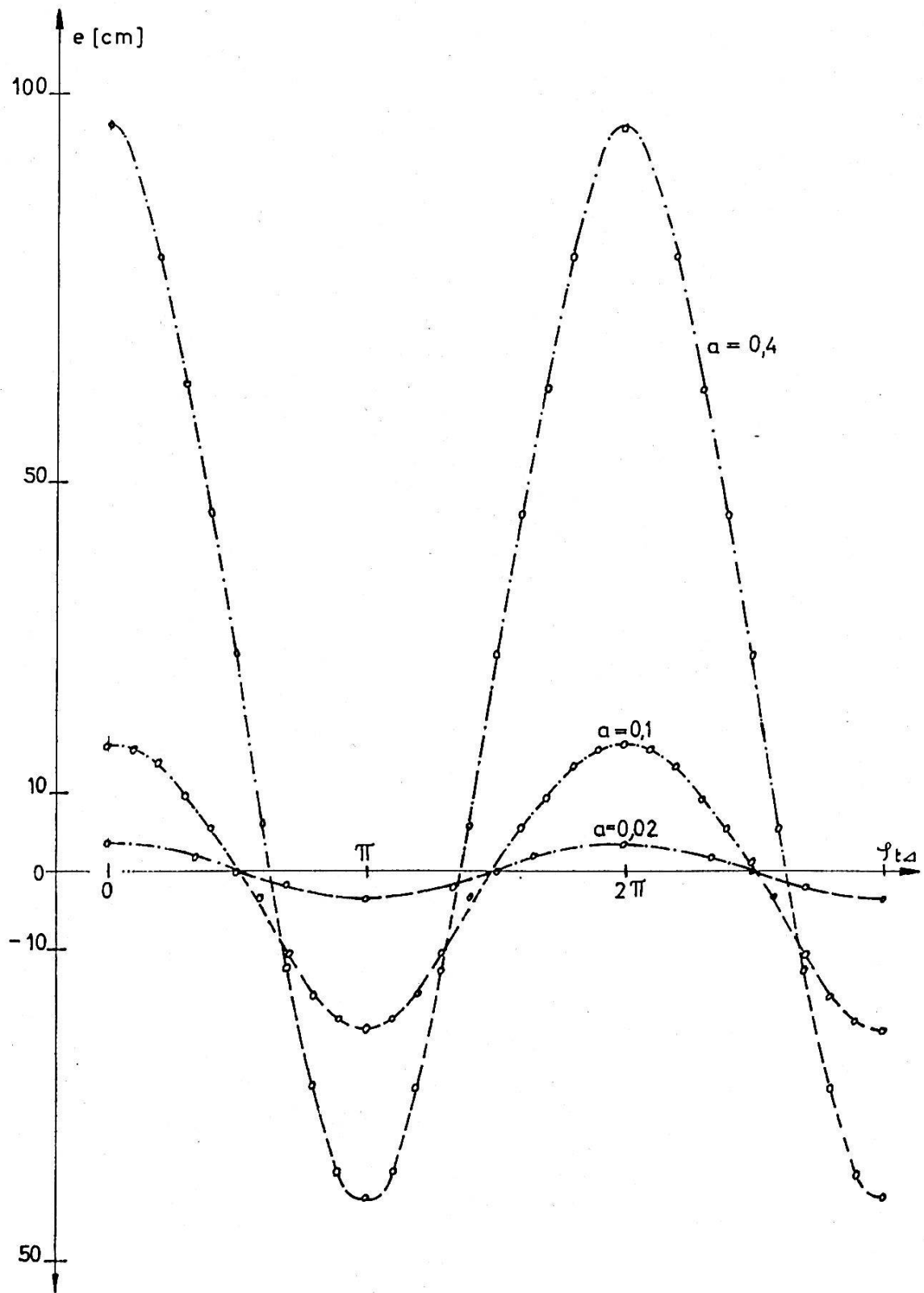
Figur 8: Normierter Swingverlauf A für kurze Wegdifferenzen Δ



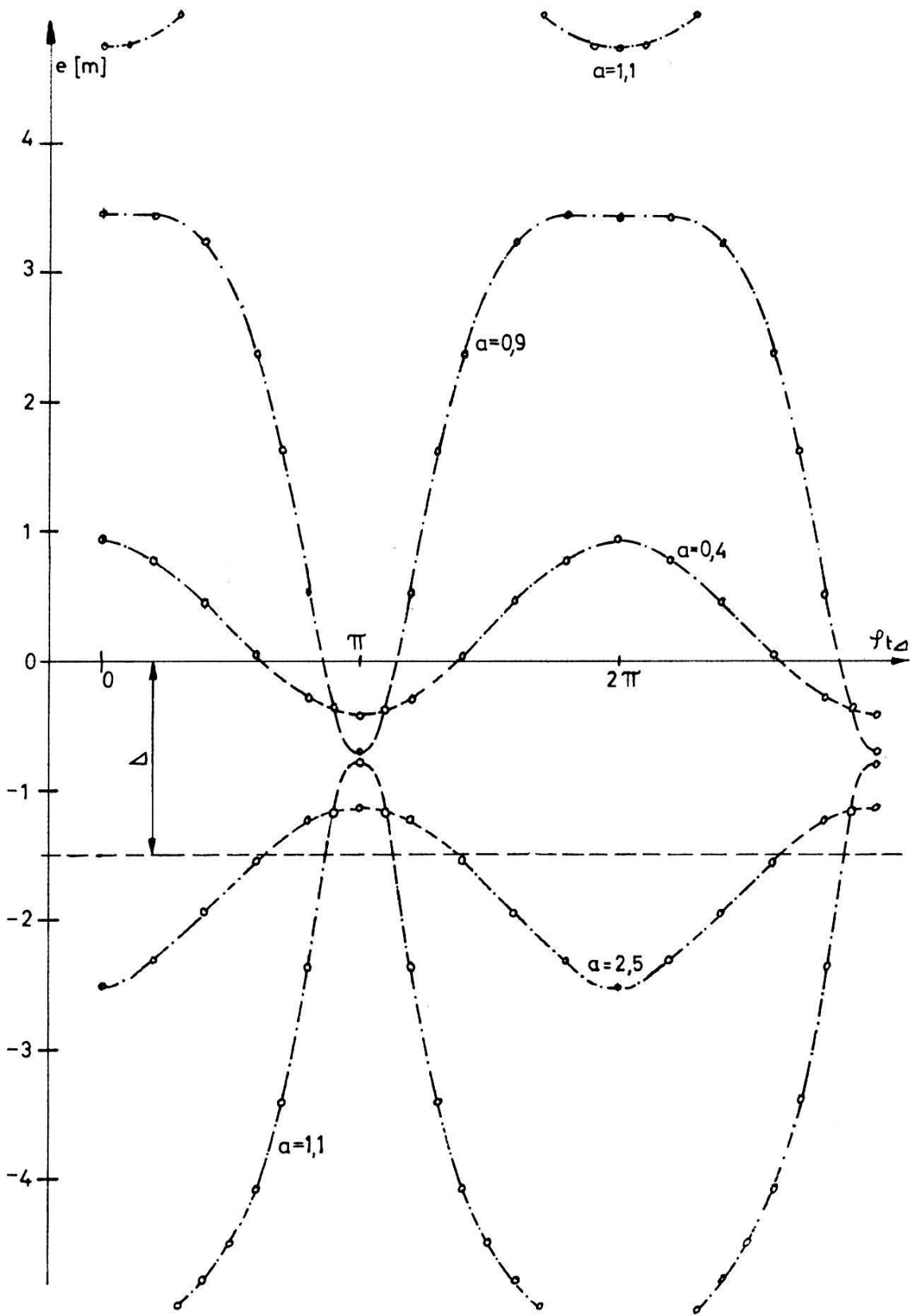
Figur 9: Berechneter



Swingverlauf e bei $\varphi_{m\Delta} = 27^\circ$



Figur 10: Berechneter



Swingverlauf e bei $\varphi_{m\Delta} = 153^\circ$

Mit dieser Formel und den in der Figur 8 gegebenen Kurven für die Funktion $A(\varphi_{t\Delta})$ lassen sich alle Swingkurven für *kleine* Phasenwinkel $\varphi_{m\Delta}$ beziehungsweise Wegdifferenzen Δ ($\varphi_{m\Delta} < 20^\circ$ beziehungsweise $\Delta < 1$ m für $f_m = 15$ MHz) bestimmen. Übersteigt der Fehler ε beziehungsweise e den Wert von 20° beziehungsweise 1 m, so ergibt die vereinfachte Formel zu große Werte, da die begrenzende Wirkung der Arcustangens-Funktion auf die Extremwerte entfällt.

Für beliebige Wegdifferenzen und kleine Signalverhältnisse a sind die Swingkurven durch die folgenden Beziehungen festgelegt:

für $a < 0,1$ gilt:

$$\varepsilon \approx A \cdot \sin \varphi_{m\Delta} \quad \text{oder}$$

$$e \approx \frac{\lambda_m}{2\pi} \cdot a \cdot \cos \varphi_t \cdot \sin \left(2\pi \frac{\Delta}{\lambda_m} \right)$$

Bei kleinen Signalverhältnissen a ergeben sich also sinusförmige Swingkurven.

Für große Wegdifferenzen Δ und zugleich große Signalverhältnisse a müssen die Swingkurven für den jeweils vorliegenden Fall einzeln berechnet werden. In den Figuren 9 und 10 sind Beispiele solcher Swingkurven aufgezeichnet. In den meisten Fällen genügt jedoch die Ermittlung des extremen Fehlers anhand der Umhüllenden (Fig. 6 und 7) und die Berechnung der Swingkurve erübrigt sich.

4.3 *Schlußfolgerungen aus der Analyse der Poderformel*

4.3.1 *Kleine Signalverhältnisse a*

Die Swingkurven sind mit guter Annäherung sinusförmig. Der arithmetische Mittelwert der Swingkurve über eine Periode und die Nullfehlerlinie fallen praktisch zusammen. Der maximale Fehler ist dem Signalverhältnis a und dem $\sin \varphi_{m\Delta}$ proportional. Für kleine Wegdifferenzen Δ ist er außerdem noch proportional zur Wegdifferenz Δ selbst.

4.3.2 *Große Signalverhältnisse a*

Die Swingkurven sind nicht mehr sinusförmig. Der arithmetische Mittelwert und die Nullfehlerlinie fallen nicht mehr zusammen. Eine Korrektur ist nur noch über die Poderformel möglich und darf nicht durch die alleinige Interpretation der Swingkurve und noch viel weniger durch eine Mittelwertbildung erfolgen.

Bei sehr großem Signalverhältnis ($a \rightarrow \infty$), das heißt bei verschwindendem direktem Signal (zum Beispiel infolge Abschirmung), tritt keine Swingkurve mehr auf. Es wird die Länge des reflektierten Strahls $d_o + \Delta$ gemessen. Der Fehler ist gleich der Wegdifferenz Δ . Dieser Fall tritt in der Praxis sehr selten auf.

Für Signalverhältnisse $a > 1$ pendelt die Swingkurve um einen Wert, welcher der Länge des reflektierten Strahles $d_o + \Delta$ entspricht. Solche Fälle können in der Praxis vorkommen.

4.3.3 Kleine Wegdifferenzen Δ

Die Swingkurven sind durch die in Figur 8 gegebenen und mit Δ zu multiplizierenden Kurven $A(\varphi_{t\Delta})$ bestimmt. In diesem Fall liegt auch bei großem Signalverhältnis a der arithmetische Mittelwert der Swingkurve sehr nahe bei der Nullfehlerlinie, das heißt, er entspricht sehr gut dem richtigen Resultat. Es treten große, schmale, negative Spitzen und kleine, flache, positive Maxima auf. Falls die schmalen, ausgeprägten Spitzen auf die positive Seite und die kleinen, flachen Extrema auf die negative Seite gerichtet sind, liegt ein Signalverhältnis $a > 1$ vor, und die Swingkurve pendelt um einen Wert, welcher der Länge $d_o + \Delta$ des reflektierten Strahles entspricht. Demnach ist in diesen Fällen vom arithmetischen Mittelwert der Swingkurve die Wegdifferenz Δ zu subtrahieren.

4.3.4 Einfluß des Fehlers auf die Amplitude des Empfangssignales

Je nach Trägerphase verstärkt oder schwächt das reflektierte Signal das direkt empfangene. Nach Figur 3 entsteht für $\varphi_{t\Delta} = 0$ ein Maximum und für $\varphi_{t\Delta} = 180^\circ$ ein Minimum des resultierenden Empfangssignales. Außerdem tritt gemäß Figur 8 für $\varphi_{t\Delta} = 0$ der positive und für $\varphi_{t\Delta} = 180^\circ$ der negative maximale Fehler auf. Daraus folgt, daß das maximale Empfangssignal mit dem maximalen positiven Fehler und das minimale Empfangssignal mit dem maximalen negativen Fehler gekoppelt ist. Dieser Zusammenhang kann aufschlußreich sein, wenn Schwankungen des Empfangssignales beobachtet werden. Er besteht aber nur bei einer Phasendrehung des Modulationssignals entlang der Wegdifferenz Δ von $\varphi_{m\Delta} < 180^\circ$; für $180^\circ < \varphi_{m\Delta} < 360^\circ$ werden negativer und positiver Fehler vertauscht.

4.3.5 Mehrdeutigkeit der Poderformel

Die Arcus-Tangens-Funktion in der Poderformel bedeutet eine Mehrdeutigkeit des Fehlers mit $n \lambda_m/2$, welche durch die Mehrdeutigkeit jeder Phasenmessung bestätigt wird. Bekanntlich werden diese Mehrdeutigkeiten durch geeignete gröbere Meßbereiche eliminiert. Sinngemäß beziehen sich die Poderfehler-Betrachtungen auf den feinsten Bereich, da Fehler der größeren Bereiche durch die Bereichsüberlappung korrigiert werden. Diese Überlegungen führen zum Resultat, daß die Fehlerbetrachtungen auf einen Bereich von $\pm \lambda_m/4$ beschränkt werden können.

4.3.6 Große Distanzfehler

In einigen Diagrammen treten bei gewissen Δ - und a -Werten sehr große Fehler auf, welche zu Bedenken Anlaß geben könnten. In der Praxis ist ein großer Teil dieser Fälle nicht realisierbar, und die im Bereich des Möglichen liegenden Fälle treten sehr selten auf. Bis anhin wurde die elektronische Distanzmessung solcher Strecken meist als unmöglich aufgegeben. Gerade unter schwierigen Umständen können jedoch die Kenntnisse über die Einflüsse der Bodenreflexion helfen, solche «unmöglichen» Messungen zu deuten, worauf die Anwendung der Fehlerkorrektur zu befriedigenden Resultaten führt.

(Fortsetzung folgt)