

Lehrstuhl für Hochspannungs- und Anlagentechnik

Der Einfluss des Ausbreitungsmediums und der Feldmesssonde auf die Ortung von Blitzentladungen

Ralf Terbeznik

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung
des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. U. Wagner

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing.,Dr.-Ing.habil. H. Steinbigler, im Ruhestand
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing.,Dr.-Ing.habil. J. Detlefsen

Die Dissertation wurde am 18.Mai 2000 bei der Technischen Universität München eingereicht
und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 19. Juli 2000
angenommen.

Inhaltsverzeichnis

1	Motivation und Zielsetzung	5
1.1	Beeinflussung auf dem Übertragungsweg	6
1.2	Beeinflussung am Ort des Feldaufnehmers	7
1.3	Vergleich der theoretischen Ergebnisse mit eigenen Messungen	9
2	Der Blitzkanal als Feldquelle	12
2.1	Einführung	12
2.2	Heidler-Modell (TCS-Modell)	15
2.3	Blitzstromverlauf	16
2.3.1	Heidler'scher Stromverlauf:	17
2.3.2	Doppeltexponentielle Funktion	17
3	Einfluss der Ausbreitungsdämpfung auf die Blitzortung	19
3.1	Bestimmung des Einschlagorts	19
3.2	Untersuchung der Notwendigkeit einer dreidimensionalen Rechnung ...	21
3.3	Laplace-Transformation der Blitzwelle	22
3.4	Bestimmung der Auswirkung der dämpfungsbedingten Zeitverzögerung auf die Ortungsgenauigkeit	28
3.5	Programm „WELLE“ zur Analyse der Auswirkung der dämpfungsbedingten Zeitverzögerung	29
3.6	Rechenergebnisse zur Zeitverzögerung des Maximums	31
4	Die Feldmessung	34
4.1	Allgemeines	34
4.1.1	Antennenformen von anderen Blitzfeldmessstationen	34
4.1.2	Unterschiede zu Antennen der Nachrichtentechnik	35
4.2	Anforderungen an einen Feldsensor zur Blitzfeldmessung	36

4.3	E-Feld-Antennen zur Blitzfeldmessung	38
4.3.1	Vertikale Stabantenne	39
4.3.2	Ableitung und Diskussion der Übertragungsfunktion	41
4.3.3	Frequenzbereichstransformation	55
4.3.4	Verhalten der Antenne nahe von $\lambda/4$	57
4.3.5	Rubinstein-Antenne	61
4.3.6	Kulzer-Gerl-Antenne	63
4.4	Auswirkung der Antennengeometrie auf die Empfangsparameter	65
4.4.1	Einführung	65
4.4.2	Eingangsimpedanz und Frequenzverhalten	66
4.4.3	Kapazitätsänderung durch Variation der Antennenlänge	71
4.4.4	Antenne auf einem Mast	73
4.4.5	Auswirkung der Masthöhe auf die obere Grenzfrequenz	76
4.5	Rückwirkung des Aufstellungsortes	81
4.5.1	Einleitung	81
4.5.2	Variation der Gebäudehöhe	82
4.5.3	Variation des Aufstellungsorts	85
4.5.4	Beeinflussung durch Nachbargebäude	101
4.6	Möglichkeiten zur Kalibrierung der Antennen	105
4.6.1	Netzmethode	105
4.6.2	Senderbezugskalibrierung	107
4.6.3	Rubinstein-Kalibrierung	108
5	Eigene Untersuchungen und ihre theoretische Deutung	109
5.1	Zielsetzung	109
5.2	Beschreibung der Hardware der Station	110
5.3	Vorstellung einer neuentwickelten Auswertesoftware	117
5.4	Auswertung der Messungen	119
5.4.1	Entfernungsdifferenz der Ereignisse	122
5.4.2	Verteilung der Blitzstromscheitelwerte	123

5.4.3	Vergleich mit Messungen am Hochspannungslehrstuhl	125
5.5	Untersuchung des Frequenzspektrums	127
5.6	Einfluss der Bodenleitfähigkeit	137
5.6.1	Ansatz nach Meinke und Gundlach	138
5.6.2	Auswertung	139
5.6.3	Schlussfolgerungen	141
6	Zusammenfassung	143
7	Literaturverzeichnis	146
8	Formelverzeichnis	164

1 Motivation und Zielsetzung

Die direkte Messung von Blitzströmen weist das Problem auf, dass die Einschlagwahrscheinlichkeit in eine Messeinrichtung im ebenen Gelände viel zu gering ist, um eine stichhaltige statistische Auswertung vornehmen zu können. Um diese Wahrscheinlichkeit zu erhöhen, wurden Messeinrichtungen in Türmen installiert [Ber][Bei][Jan]. Außerdem wurden Messungen mit raketengetriggerten Blitzentladungen durchgeführt [Hrl][Wad]. Bei beiden Messmethoden können aus den Ergebnissen nicht ohne weiteres Aussagen über natürliche Blitzentladungen im ebenen Gelände abgeleitet werden. So treten bei raketengetriggerten Blitzentladungen Beeinflussungen des Entladungskanals durch den verdampfenden Draht auf, bei turmgetriggerten Messungen sind, anders als in der Ebene, überwiegend Aufwärtsblitze zu beobachten [Bei].

Der neuerliche weltweite Einsatz von Blitzortungssystemen eröffnet nunmehr die Möglichkeit, neben Daten über die Anzahl und den Ort von Blitzeinschlägen über eine Auswertung des gemessenen Zeitverlaufes des elektromagnetischen Blitzfeldes auch Aussagen über die Blitzstromverlauf, zumindest über den Scheitelwert des Blitzstromes, zu gewinnen. Aus diesen Daten kann prinzipiell eine von der Geländeform unabhängige, flächendeckende Blitzstromstatistik erstellt werden. Allerdings ist eine wesentliche Voraussetzung für ein solches Verfahren die genaue Analyse der Fehlereinflüsse bei der Messung des Blitzfeldes im Zusammenhang mit der Blitzortung, insbesondere die Beeinflussung des elektromagnetischen Feldes durch die Übertragungsstrecke und durch die Messeinrichtung.

Die meisten Veröffentlichungen über Blitzfeldmessungen behandeln in erster Linie den Blitz als Quelle des elektromagnetischen Feldes. Weitaus weniger wird die Übertragung der Blitzwellen behandelt und noch eine Größenordnung kleiner ist das Interesse an der Empfangsanlage, wenn man als Maßstab die Anzahl der Veröffentlichungen zu diesen Themen nimmt.

Verfälschungen durch den Übertragungsweg oder durch eine nichtoptimale Feldmesssonde bringen einen Verlust an Genauigkeit bei der Messung von Blitzfeldern mit sich. Da aus den empfangenen Feldverläufen wiederum auf die Blitzentladung zurückgerechnet wird, ergeben sich daher Fehler sowohl in der Bestimmung der Blitzparameter, als auch bei der Ortung des Blitzereignisses. Ziel der Arbeit ist es, den Einfluss des Übertragungswegs und der Empfangsanlage auf die Blitzortung zu untersuchen.

Dabei sollen neben der theoretischen Betrachtung dem Anwender Dimensionierungshinweise gegeben werden, um sowohl vorhandene Anlagen zu überprüfen, als auch neue Messeinrichtungen von Anfang an richtig zu konzipieren.

1.1 Beeinflussung auf dem Übertragungsweg

Das Problem der Bestimmung der Empfangsfeldstärke tritt bei der Dimensionierung einer Sendestation in der Weise auf, dass aus einer geforderten Mindestempfangsfeldstärke und der Abgrenzung des Empfangsraums die notwendige Höhe der Sendeleistung bestimmt werden muss. Die Fragestellung tritt bei der Blitzmessung reziprok auf, d.h. aus einer gemessenen Empfangsfeldstärke ist ein Rückschluss auf die elektrischen Parameter des Blitzes vorzunehmen. In diesem Sinne ist es wünschenswert, aus einer gegebenen Sendeleistung die exakte Feldstärke am Ort des Empfängers berechnen zu können und umgekehrt. Obwohl diverse Ansätze zur Lösung des Problems existieren, es seien hier als Beispiel die Sommerfeldgleichungen [Som] genannt, ist eine geschlossene Behandlung nur in seltenen Fällen, wie bei der Wellenausbreitung über einem Ozean oder einer großen und ausgedehnten Ebene (Wüstenregionen) möglich.

Die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle über einer leitfähigen Ebene ist, neben anderen Parametern, abhängig von der Frequenz des Signals. Eine Blitzentladung stellt einen impulsförmigen, nichtperiodischen Vorgang dar, der sich durch das Vorhandensein eines großen Frequenzbandes auszeichnet. Der Impuls wird in Form und Amplitude durch die frequenzabhängige Übertragungsdämpfung verändert. Da die Blitzortungssysteme aber daraus die Koordinaten und Stromstärke der Blitzentladung berechnen, stellt sich die Frage, wie weit die frequenzabhängige Dämpfung Fehler bei der Mess- und Ortungsgenauigkeit verursacht.

In dieser Arbeit wurde untersucht, wie stark der Einfluss der Bodengrößen (Leitfähigkeit, relative Dielektrizitätszahl) auf die Übertragungsdämpfung ist, wobei vor allem die Frage geklärt werden soll, ob der Übertragungsweg elektrisch als homogen angesehen werden kann oder Bereiche mit unterschiedlichen Bodengrößen angenommen werden müssen. Da die meisten Gewitter mit Regen

kombiniert sind, verändern sich die Bodengrößen nicht nur ortsbedingt, sondern auch über die Zeitdauer des Gewitters hinweg. Dieser Faktor wurde ebenfalls einer genauen Analyse unterworfen.

Während die absolute Höhe der Dämpfung nur schwer bestimmbar ist und am besten messtechnisch erfasst wird, liegt ein Schwerpunkt der Arbeit darin, die Variation der frequenzabhängigen Dämpfung der beispielweise durch Beregnung veränderten Bodengrößen zu berechnen.

Wünschenswert für eine optimale Beurteilung der Übertragungseigenschaften im Zusammenhang mit der Blitzmessung wäre dabei eine hinreichende Unempfindlichkeit der frequenzabhängigen Dämpfung auf die Variation die Bodengrößen in den in der Natur auftretenden Grenzen vom trockenen Steinboden bis zur nassen Erde. Ob dieser günstige Fall vorliegt ist eine Aufgabenstellung dieser Arbeit.

1.2 Beeinflussung am Ort des Feldaufnehmers

Am Ort des Feldaufnehmers werden die elektromagnetischen Wellen auf zwei Arten beeinflusst:

- a) Die Feldaufnehmer (Antennen) können aus konstruktionstechnischer Sicht nur selten an feldtheoretisch günstigen und empfangstechnisch geeigneten Orten angebracht werden, da sich der Anwender meist nach den baulichen Gegebenheiten zu richten hat. Außerdem ist die Umgebung um die Antennen, wie z.B. Abschattungen durch Nachbargebäude oder Aufbauten, von Antennenstandort zu Antennenstandort verschieden. Ferner ist auch die Höhe des Montagestandorts nicht einheitlich. Neben diesen erwähnten Unsicherheiten treten weitere auf, insbesondere dann, wenn eine gewisse Sorgfalt bei der Wahl des Standorts nicht vorhanden war und nach der Installation der möglicherweise ungeeignete Aufstellungsort auf seine Brauchbarkeit untersucht werden muss.

Für den Anwender ist es daher notwendig, den Aufstellungsort seiner geplanten oder vorhandene Anlage zuerst mit einfach anwendbaren Formeln oder Tabellen auf seine Brauchbarkeit hin abzuschätzen und gegebenenfalls danach eine genauere, aber aufwendigere Modellierung anzuwenden. In dieser Arbeit sind dafür typische Gebäude mit verschiedenen

Montageorten der Antennen berechnet worden und geben so dem Anwender wertvolle Dimensionierungshinweise für seine Anlage.

- b) Jede Antenne stellt eine Spannungs- oder Stromquelle dar, die ihre aus dem Feld entnommene Energie in eine äußere Beschaltung einspeist. Die Unterschiede der einzelnen Antennen liegen sowohl in der Art dieser Beschaltung (Lastelemente), als auch in deren Werte, die durch baulich bedingte unterschiedliche Kabellängen, Verstärkertypen oder durch Verwendung von verschiedenen Blitzschutzbauelementen stark variieren können.

Antennen der Nachrichtentechnik unterscheiden sich in einigen Eigenschaften von Feldsonden der Blitzmesstechnik (in dieser Arbeit werden die Begriffe „Antenne“, „Feldsonde“ und „Feldaufnehmer“, gleichbedeutend nebeneinander verwendet).

Empfangene Signale der Nachrichtentechnik haben eine vergleichsweise geringe Amplitude, mit den dazugehörigen Antennen muss folglich ein hoher Gewinn, ein günstiges Vor/Rückwärtsverhältnis zur Eliminierung von Störsendern und ein geringer Rauschpegel der Verstärker erzielt werden. Diese Antennen besitzen meist eine starke Richtwirkung, der Frequenzgang (Amplitude über Frequenz) hingegen braucht keine genaue Konstanz aufzuweisen, da dies durch eine variable Verstärkung wieder ausgeglichen werden kann. Die genaue Höhe der Empfangsfeldstärke am Empfängerort ist für die Informationsübertragung zumindest solange unerheblich, wie sie einen festgelegten, zum störungsfreien Empfang notwendigen Bereich nicht über- oder unterschreitet. Die zeitliche und örtliche Variation der Empfangsfeldstärke ist ebenfalls innerhalb gewisser Grenzen nicht bedeutend, da innerhalb des Empfängers eine Verstärkungsregelung für eine in etwa konstante Amplitude sorgt.

In der Blitzfeldmesstechnik sind zwar hinreichend hohe Empfangsfeldstärken vorhanden, allerdings ist hier ein möglichst geradliniger Frequenzgang mit ausgeprägter Richtungsunabhängigkeit anzustreben, da sich der Sender, der Blitz, an beliebigen Orten befinden kann. Auch hier gilt, dass ein nichtideales Verhalten des Feldaufnehmers und der dazugehörigen Beschaltung Fehler bei der Bestimmung der Blitzstromamplitude und des Zeitverlaufs des Blitzstroms verursachen. Zwar ist bei einer Abweichung von der idealen Antennencharakteristik eine Korrektur der Fehler durch ihre Berücksichtigung in der Signalauswertesoftware möglich, jedoch müsste dann jede Antenne und jeder Montageort

einzel analysiert werden. Das diese Korrektur dann bei jedem möglichen Blitzereignis vorgenommen werden müsste, führt das Verfahren zu einem unnötig hohem Aufwand.

Aus diesem Grund wurde eine Untersuchung des tatsächlichen Einflusses dieser Größen auf das empfangene Signal vorgenommen. Neben einer genauen Analyse der Brauchbarkeit vorhandener Antennentypen für die Blitzfeldmessung wurde außerdem die Elimination von schädlichen Komponenten, wie der Kapazität zur Erde, die durch Kabel- oder Verstärkereingangskapazitäten verursacht wird, und ohmschen Ableitungen, die außerdem, bei Beregnung oder Verschmutzung des Antennenfußes, zeitlich nicht konstant sind, einer Diskussion unterworfen.

Zur Blitzortung kann entweder die elektrische oder die magnetische Komponente des vom Blitzkanal abgestrahlten elektromagnetischen Feldes verwendet werden [LLP][LPA]. Eine getrennte Betrachtung dieser Komponenten ist im Hinblick auf das Frequenzspektrum des elektromagnetischen Blitzfeldes zulässig. In der vorliegenden Arbeit liegt der Schwerpunkt der Untersuchungen bei der Erfassung der elektrischen Feldkomponente.

1.3 Vergleich der theoretischen Ergebnisse mit eigenen Messungen

Kommerzielle Blitzortungssysteme beliefern ihre Kunden (Elektrizitätsversorger, Versicherungen) mit Gewitterdaten, die den Ort des Gewitters und die Scheitelstromstärke enthalten. Eine detaillierte Erfassung des Zeitverlaufs ist meist nicht vorgesehen, außerdem würde er auch die von den einzelnen Stationen zum Zentralrechner zu übertragene Datenmenge erheblich erhöhen, was sich negativ auf den benötigten Speicherplatz und die Übertragungskosten auswirkt. Da aber eine Analyse der Zeitverläufe zur Lösung obengenannter Probleme notwendig ist, wurde am Lehrstuhl für Hochspannungs- und Anlagentechnik der TU München eine Messstation zur kontinuierlichen Aufnahme des elektrischen Feldes aufgebaut, die von 1994 bis zu einem Überspannungsschaden Mitte 1997 in Betrieb gewesen ist.

In Verbindung mit den Daten über Zeit und Ort von Blitzeinschlägen, die von zwei kommerziell betriebenen Ortungssystem zur Verfügung gestellt werden, können damit die Zeitverläufe von

elektrischen Blitzfeldern abhängig von der Entfernung aufgezeigt und analysiert werden. Damit ist eine experimentelle Möglichkeit gegeben, Aussagen über das Frequenzspektrum von Blitzfeldern und insbesondere auch über das Dämpfungsverhalten der Übertragungsstrecke zu gewinnen.

Zur raschen Auswertung der Rohdaten ist es erforderlich gewesen, die Software zur Datensatzaufbearbeitung selbst anzufertigen, die vor allem zur schnellen Analyse hoher Datenmengen ausgelegt worden ist, nachdem sich kommerzielle Software für dieses Einsatzgebiet als zu langsam erwiesen hat.

1.4 Zielsetzung

Zusammenfassend ergeben sich als Ziele der Arbeit die folgenden Schwerpunkte:

- a) Analyse des Dämpfungsverhaltens der Übertragungsstrecke zwischen Blitzkanal und Empfangsort. Untersuchung der durch die Dämpfung verursachten Beeinflussungen der Ortungsdaten.
- b) Analyse der Störeinflüsse, die durch die Empfangseinrichtung verursacht werden, insbesondere die Untersuchung der Einflüsse von Feldänderungen am Empfangsort, die durch die Art der Antennenmontage und durch Nachbargebäude verursacht werden.
- c) Aufbau einer Blitzfeldmessstation, mit dem Ziel den Zeitablauf der elektrischen Komponente der Felder von Blitzentladungen zu messen, um damit die theoretische Analyse der Dämpfungseffekte experimentell zu überprüfen.

Insgesamt gesehen soll mit dieser Arbeit ein Betrag dazu geleistet werden, die Ortungsgenauigkeit von Blitzortungsverfahren zu verbessern und die mit der Blitzfeldmessung gegebene Möglichkeit, den zeitlichen Blitzstromverlauf aus dem gemessenen Feld zu rekonstruieren, kritisch zu überprüfen.

2 Der Blitzkanal als Feldquelle

2.1 Einführung

Jeder Blitz ist in seiner Art einzigartig, es treten mit hoher Wahrscheinlichkeit niemals zwei völlig gleichartig ablaufende Blitzentladungen auf. Jeder Blitz besitzt charakteristische Eigenschaften, z.B. sind die Zeitverläufe von Blitzströmen ähnlich, auch liegt die Größe der Blitzstromparameter (Stromsteilheit; Scheitelstromstärke, Ladung, etc) in gewissen Grenzen, die nur von sehr wenigen Blitzen überschritten werden. Daher ist es zulässig, unter Zuhilfenahme von mehr oder weniger stark vereinfachenden Modellen, den sogenannten Blitzkanalmodellen, den Blitz zu beschreiben. Die Blitzkanalmodelle beschreiben u.a. den Zusammenhang zwischen dem abgestrahlten Feld und dem gegebenen Stromverlauf. Umgekehrt kann man dann mit einem bekannten Blitzkanalmodell aus dem gemessenen Feld den Blitzstrom zurückrechnen, einige bekannte Formeln dazu sind in [RAK] verglichen und werden im eigenen, später beschriebenen Programm WELLE verwendet. Damit besteht die Möglichkeit, aus dem gemessenen elektromagnetischen Feld den nicht direkt erfassbaren Blitzstromverlauf zu rekonstruieren.

Der lange Weg der Blitzstrominformation vom Entstehungsort über das elektromagnetische Feld bis zur Rekonstruktion des Vorgangs am Standort des Empfängers wird durch viele Störgrößen, die durch nichtideale Bedingungen des Übertragungswegs, der Empfangsstation oder durch eine unzureichend durchgeführte Annäherung des Blitzkanalmodells an die Wirklichkeit entstehen, beeinflusst. Dabei auftretende Fehler verursachen eine irreversible Verschlechterung der Messung. Es stellt sich die Frage, wie stark sich diese Einflüsse auf die Gesamtgenauigkeit auswirken.

Zur Natur der Blitzentladung an sich wird zur Vermeidung von Redundanz auf die umfassend vorhandene Literatur verwiesen. Ein guter Überblick findet sich in [Um1].

Die Übertragungskette vom Blitzstrom bis zur Spannung am Messausgang stellt sich im Modell entsprechend Abbildung 1 dar.

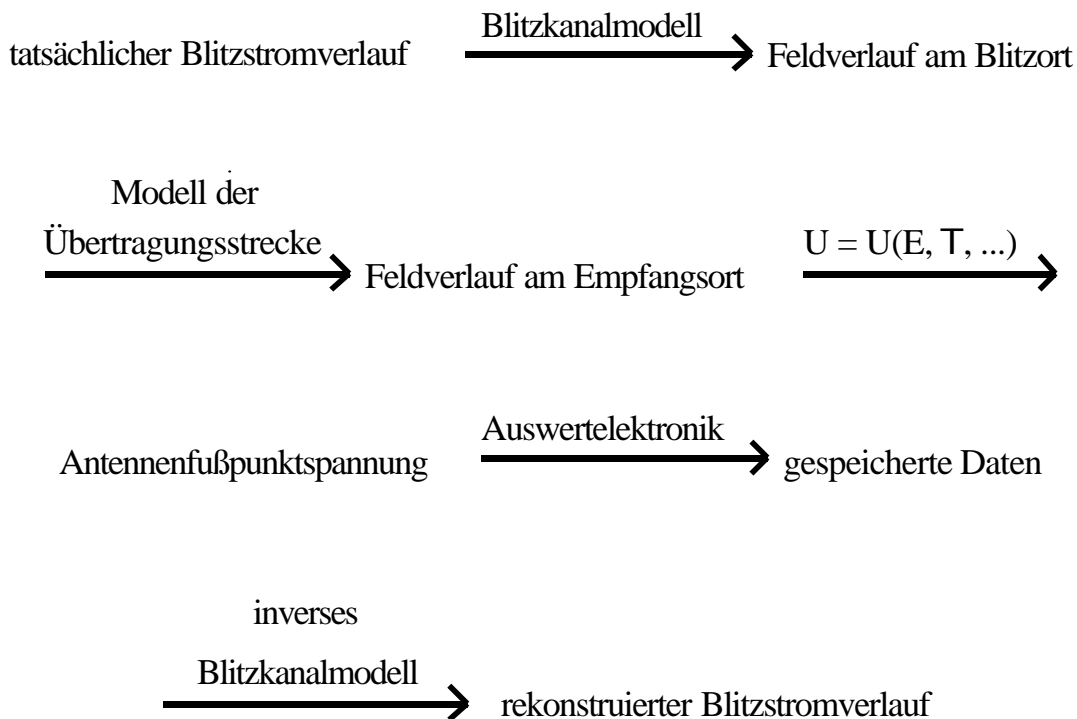


Abbildung 1: Übersicht der wichtigsten Signalumwandlungen

Die Bezeichnungen vor den Pfeilen in der Abbildung 1 beziehen sich auf die Eingangsgrößen, die durch eine nichtideale fehlerbehaftete Operation (Bezeichnung über den Pfeilen) in die Ausgangsgrößen umgewandelt werden, die ihrerseits wiederum Eingangsgrößen für den nächsten Umwandlungsschritt sind.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit bildet die Untersuchung der Übertragungsstrecke und die im Diagramm mit $U = U(E; T; \dots)$ bezeichneten Funktion, die die Abhängigkeit der Antennenfußpunktspannung von der Feldstärke als Nutzgröße, aber auch von der Frequenz, der Richtung etc. als Störgrößen erfasst.

Die Theorie der Blitzentladung ist in vielen Veröffentlichung behandelt worden, eine Vielzahl von Blitzkanalmodellen versucht sich der Wirklichkeit mehr oder minder zu nähern. In diesem Kapitel werden bereits vorhandene Blitzkanalmodelle auf ihre Verwendbarkeit bei der gegebenen Problemstellung untersucht. Einerseits soll das verwendete Modell nicht zu weit von der tatsächlichen

Entladungsphysik entfernt sein. Andererseits sollte im Hinblick auf die Diskussion von Parametern eine geschlossene analytische Berechnung möglich sein.

Mit den daraus abgeleiteten Gleichungen werden in den nächsten Kapiteln die Auswirkungen von nichtidealen Übertragungstrecken auf die Ausbreitung des elektromagnetischen Feldes untersucht.

Neben vielen anderen existierenden Modellen sind vor allem das Transmission-Line-Modell (TL), das Travelling-Current-Source-Modell (TCS) von Heidler und das Diendorfer-Uman-Modell (DU) von Bedeutung, zu einem Vergleich dieser und anderer Modelle sei auf die Literatur verwiesen [Tho][Hei2].

Für alle hier besprochenen Modelle liegen folgende Annahmen zugrunde:

- a) Die Wolke wirkt als metallische Elektrode, an deren „Unterseite“ der Blitz austritt.
- b) Der Blitzkanal wächst senkrecht und unverzweigt zur Erdoberfläche und trifft dort im rechten Winkel auf.

Diese Annahmen sind Vereinfachungen der in der Natur gegebenen Verhältnisse. Es sind daher mehrere Ansätze zur Erweiterung der Modelle gemacht worden, sei es die Behandlung der Blitzentladung im dreidimensionalen Modell [War], oder auch die Variation verschiedener Wandergeschwindigkeiten der Stromquelle in TCS-Modell [Tho2]. Da die Zielsetzung dieser Arbeit nicht die Erforschung der Physik des Blitzkanals ist, sondern die Rekonstruktion des Blitzstromverlaufes, werden die Vereinfachungen a) und b) akzeptiert. Zur Vereinfachung a) ist anzumerken, dass es sich bei der Wolke natürlich um keine metallische Elektrode handelt, an der die Entladung an einer definierten Stelle beginnt und sich entlang einer Geraden zur Erde fortsetzt. Wenn man berücksichtigt, dass der Abstand zwischen der Wolkenunterseite und der Erdoberfläche etwa 1 km, der Abstand zwischen Wolkenunterseite und -oberseite über 10 km betragen kann, wird deutlich, dass die Ladungsverschiebungen innerhalb der Wolke sich auf die Ergebnisse der Feldrechnung auswirken können.

Andererseits aber wären hierzu Kenntnisse über den Wolkenaufbau und über die Entladungsvorgänge innerhalb der Gewitterwolke erforderlich, die im Einzelfall nicht zur Verfügung stehen.

Für die kommenden mathematischen Analysen werden folgende Koordinaten festgelegt, siehe Abbildung 2 :

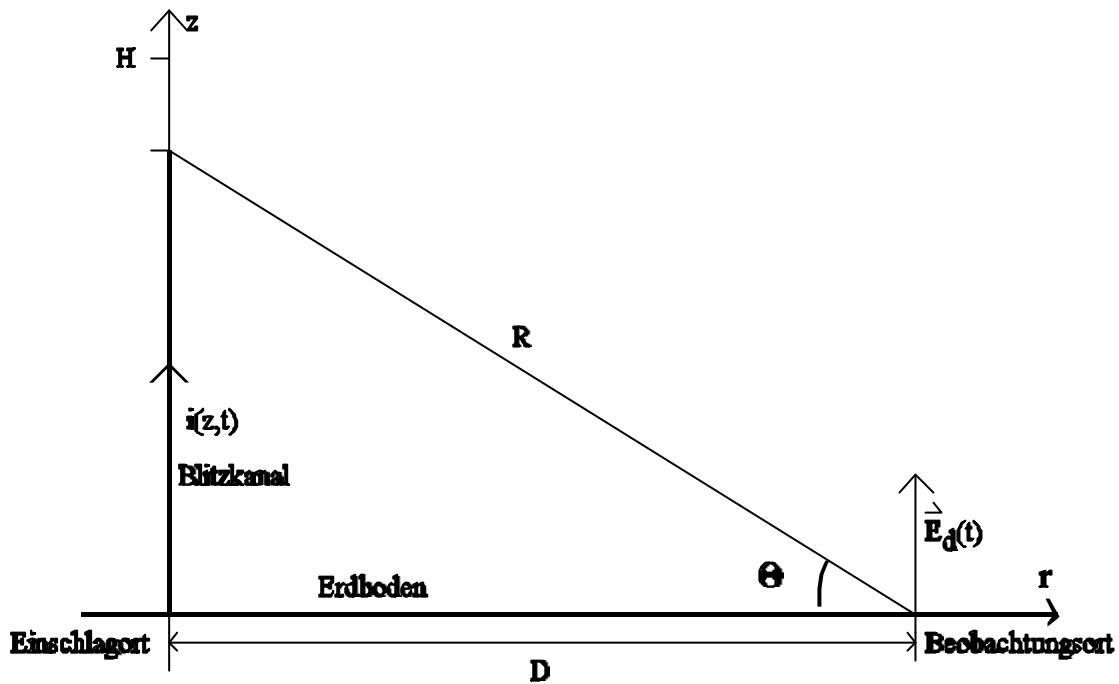


Abbildung 2: Geometrie der Blitzentladung

Der Blitzkanal erstreckt sich von der Höhe $z=0$ entlang der z -Achse bis zur Höhe $z=H$, die der „Wolkenunterkante“ entspricht. Der fließende Strom ist sowohl von der Höhe, als auch von der Zeit abhängig. Das elektrische Feld wird im Abstand D zum Einschlagsort gemessen.

2.2 Heidler-Modell (TCS-Modell)

Bei diesem Modell [Hei4] werden die Entladungsvorgänge im Blitzkanal in sehr vereinfachter Weise durch eine mit der konstanten Geschwindigkeit v von $z=0$ bis $z=H$ sich bewegenden Stromquelle nachgebildet. Die elektrische Feldstärke wird dabei, aufgeteilt in die Nahfeldkomponente E_Q , die Übergangskomponente E_T und die Fernfeldkomponente E_{fi} , die mit den nachstehenden Formeln beschrieben werden (Bezeichnungen nach Abbildung 2):

$$\begin{aligned}
 E_Q(t) &= \frac{1}{2 \epsilon_0} \int_0^h \frac{3 \sin^2 2 \alpha}{R^3} \left[\int_{t_m/z}^{t_m} i_0(t) dt \right] dz \\
 E_i(t) &= \frac{1}{2 \epsilon_0} \int_0^h \frac{3 \sin^2 2 \alpha}{c^2 R^2} i_0(t_m) dz \\
 E_{di}(t) &= \frac{1}{2 \epsilon_0} \int_0^h \frac{\sin^2 2 \alpha}{c^2 R} \frac{d i_0(t_m)}{dt} dz
 \end{aligned} \tag{1}$$

mit

$$t_m = t + \frac{R}{c} \frac{z}{c}, \text{ der Zeit } t \text{ und der Lichtgeschwindigkeit } c.$$

Zur näheren Erklärung wird auf [Hei4] verwiesen.

Betrachtet man nur das in größeren Abständen ($D > 10\text{km}$) vorhandene Fernfeld, ergeben sich Lösungen für das elektrische Feld $E(t)$ und seine Zeitableitung $E'(t)$:

$$\begin{aligned}
 E(t) &= \frac{1}{2 \epsilon_0 c} \frac{1}{D} \left[k i_0(k \alpha) + i_0(t) \right] \\
 E'(t) &= \frac{1}{2 \epsilon_0 c} \frac{1}{D} \left[k \frac{d i_0(k \alpha)}{dt} + \frac{d i_0(t)}{dt} \right]
 \end{aligned} \tag{2}$$

mit $k = 1 + v/c$,

v ist dabei die Wandergeschwindigkeit der Stromquelle, die bei diesem Modell im Bereich $c/3$ angenommen wird.

2.3 Blitzstromverlauf

Der zeitliche Verlauf des Blitzstroms ist in der Regel durch einen steilen Anstieg (im Bereich einiger Mikrosekunden) und einen langen Rücken gekennzeichnet, siehe u.a. [Hei1]

Die Blitzkanalmodelle liefern das bei bekanntem Stromverlauf entstehende elektrische Feld. Aus dem statistischen Mittel einer großen Anzahl von direkten Messungen der Ströme von Blitzen [Bei][Ber][Zun] ist der durchschnittlich auftretende Stromverlauf bekannt, er wurde u.a. durch die folgenden mathematische Modelle nachgebildet.

2.3.1 Heidler'scher Stromverlauf:

Die von Heidler eingeführte Stromfunktion

$$i(t) = \frac{I_0}{O_H} \frac{\left(\frac{t}{J_1}\right)^2}{\left(\frac{t}{J_1}\right)^2 + 1} e^{-\frac{t}{J_2}} \quad (3)$$

mit den variablen Größen J_1 , J_2 , O_H und I_0 weist vor allem folgende Eigenschaft auf:

$$\frac{d}{dt} i(0) = 0 \quad (4)$$

d.h. die Stromsteilheit zum Zeitpunkt $t=0$ ist Null, was dem natürlichen Blitzstromverlauf wegen der vorhandenen Induktivität des Blitzkanals entspricht und realistischer als eine nicht verschwindende Steilheit bei $t=0$ ist. Allerdings ist der Stromverlauf nach der Heidler'schen Stromfunktion ein Produkt aus einem Polynom und einer Exponentialfunktion und damit nicht so einfach analytisch auszuwerten wie die in dieser Arbeit verwendete doppeltextponentielle Funktion.

2.3.2 Doppeltextponentielle Funktion

Die doppeltextponentielle Funktion

$$i(t) = \frac{I_0}{O} \left(e^{-\frac{t}{J_1}} - e^{-\frac{t}{J_2}} \right) \quad (\text{für } t > 0; \quad i(t \neq 0) \neq 0) \quad (5)$$

mit

$$O' e^{\frac{\ln\left(\frac{J_2}{J_1}\right)}{1 + \frac{J_1}{J_2}}} \quad \& \quad e^{\frac{\ln\left(\frac{J_2}{J_1}\right)}{\frac{J_2}{J_1} + 1}} \quad (6)$$

und dem Blitzstromscheitelwert I_0 wird üblicherweise in der Hochspannungstechnik zur Modellierung von Stoßspannungen verwendet. Zu beachten ist, dass hier der Faktor O nicht identisch mit dem Faktor O_H beim Heidler'schen Stromverlauf ist.

Als Variablen dienen hier J_1 , J_2 , O und I_0 , die aus den geforderten Stirn- und Rückenhalbwertszeiten berechnet werden. Umrechnungsformeln zwischen der Stirnzeit $T_1=T_1(J_1, J_2)$, der Rückenhalbwertszeit $T_2=T_2(J_1, J_2)$ und den Variablen J_1 und J_2 sind hinreichend bekannt und in der Literatur zur Hochspannungsversuchstechnik beschrieben [Kin][VDE], so dass hier auf eine nähere Erläuterung verzichtet werden kann.

3 Einfluss der Ausbreitungsdämpfung auf die Blitzortung

3.1 Bestimmung des Einschlagorts

Zur großräumigen und kontinuierlichen Bestimmung des Einschlagorts finden heute im wesentlichen zwei Blitzortungssysteme mit den Markennamen LLP und LPATS Verwendung:

- a) LLP: [LLP] Durch Verwendung von Rahmenantennen mit stark ausgeprägter Richtungscharakteristik wird eine magnetische Peilung der Entladung vorgenommen. Da der Schwerpunkt in dieser Arbeit bei der Untersuchung des Verhaltens von elektrischen Feldern und den dazugehörigen Antennen liegt, wird auf dieses System nicht näher eingegangen.
- b) LPATS: [LPA] Die Funktionsweise des LPATS-Systems beruht auf dem TOA (Time of Arrival)-Verfahren. Die Empfänger (Anzahl: n) des Systems nehmen durch eine richtungsunempfindliche E-Feld-Antenne das elektrische Feld eines Blitzes auf, der zur (noch unbekannt) Zeit t_0 an dem noch unbekanntem Ort s_0 eingeschlagen hat. Jeder dieser Empfänger besitzt eine hochgenaue Uhr, die mit den anderen Uhren des Systems synchron läuft, so dass zu den jeweiligen Zeiten an diesen Empfängern t_1, t_2, \dots, t_n die von diesem Blitz eintreffenden Wellen registriert werden. Bekannt sind auch die Standorte s_1, s_2, \dots, s_n der Empfänger. Die elektromagnetische Welle des Blitzes benötigt durch die unterschiedlichen Abstände zu den jeweiligen Empfängern folglich auch unterschiedliche Zeiten. Unter der Voraussetzung gleicher Ausbreitungsgeschwindigkeiten kann schließlich aus den Zeitdifferenzen $t_1 - t_2, t_1 - t_3, \dots, t_2 - t_3, \dots, t_{n-1} - t_n$ und den Ortsdifferenzen $s_1 - s_2, \dots$, durch Rückrechnung der Einschlagszeitpunkt t_0 und der Einschlagsort s_0 berechnet werden. Sind die Ausbreitungsgeschwindigkeiten nicht richtungsunabhängig, so treten Ortungsfehler auf, da am Empfängerort nicht mehr unterschieden werden kann, ob die Zeitdifferenz von entfernungsabhängigen Laufzeiten oder von Tiefpassverzögerungen herrührt. Im ungünstigsten

Fall, nämlich bei der Berechnung des Einschlagorts aus nur drei Empfängerpositionen, kann dieser Fehler nicht kompensiert werden und schlägt somit ganz auf die Ortungsgenauigkeit durch. Liegen hingegen die Signale mehrerer Empfänger vor, ist durch die vorhandene Redundanz eine Verbesserung der Ortung möglich, da hierbei ein überbestimmtes Gleichungssystem vorliegt, das mit bekannten Maßnahmen auf möglichst kleine Fehler hin optimiert werden kann.

Im Allgemeinen können folgende Ursachen vorliegen, bei denen eine Station kein brauchbares Signal liefert:

- Das Blitzereignis liegt zu weit vom Empfänger entfernt, dadurch wird das empfangene Signal zu schwach und geht durch sein schlechtes S/N-Verhältnis verloren oder die Detektionsschwelle der Triggereinrichtung wird unterschritten.
- Eine starke Entladung in der Nähe der Station führt zu einer Übersteuerung der Anlage.
- Der Empfänger ist aus anderen Gründen (Defekte etc.) nicht funktionsfähig.

Anmerkung: In dieser Arbeit wird von dem Begriff „Einschlagort“ Gebrauch gemacht. Dabei ist für die Abstrahlung der Welle natürlich nicht der tatsächliche Einschlagort, also z.B. in eine ganz bestimmte Baumspitze, entscheidend, da die Welle über den ganzen Blitzkanal hinweg abstrahlt und daraus ein anderer, virtueller Einschlagort berechnet wird. Daher kann keines der beiden Verfahren LLP und TOA den tatsächlichen Einschlagort bestimmen. Jedoch wird der Unterschied zwischen dem tatsächlichen und dem virtuellen Einschlagort bei größer werdender Entfernung kleiner, so dass weiterhin der Begriff „Einschlagort“ verwendet werden kann. Für die Praxis wäre aber gerade der tatsächliche Einschlagort interessant, einerseits aus technischer Sicht (Wirksamkeit von Blitzableitern, Einschläge in Turmspitzen, Hochspannungsmasten, etc.), andererseits versicherungsrechtlich (direkter Blitzeinschlag oder indirekte Überspannungen).

3.2 Untersuchung der Notwendigkeit einer dreidimensionalen Rechnung

Durch die Krümmung der Erde ist der tatsächliche Abstand R zweier Punkte, die auf der Erdoberfläche

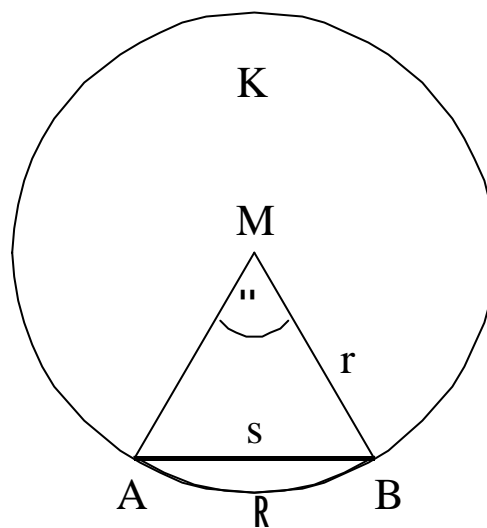


Abbildung 3: Untersuchung der Erdkrümmung

liegen, größer als die direkte Verbindung durch die Sehne, die sich aus einer zweidimensionalen Rechnung ergeben würde, siehe Abbildung 3.

Somit ist die zweidimensionale Rechnung fehlerbehaftet. Da ein Übergang zur dreidimensionalen Methode mit einem erheblich höherem Aufwand verbunden wäre, ist die Höhe des entstehenden Fehlers durch Beibehaltung der zweidimensionalen Methode zu bestimmen. Ist dieser klein genug, kann auf die Umstellung verzichtet werden.

Gegeben sei eine Kugel K (Mittelpunkt M , Radius r) mit zwei auf ihr liegenden Orten A und B .

Elektromagnetische Wellen laufen entweder geradlinig vom Entstehungsort weg, wie dies bei in die Erde oder Wasser eindringenden Längstwellen oder den sich quasioptisch ausbreitenden Wellen oberhalb des Ultrakurzwellenbereichs der Fall ist, oder sie laufen als Bodenwellen entlang der

Erdoberfläche [ZDV]. Geführte Wellen treten vor allem im Mittel- bis zum unteren Kurzwellenbereich auf. Eine im Kurzwellenbereich auftretende und im kommerziellen Funk und Amateurfunk genutzte Reflexion an der Ionosphäre bleibt hierbei unberücksichtigt. In die gegebene Abbildung umgesetzt bedeutet dies den Verlauf entlang der Linie R vom Punkt A nach Punkt B.

Eine zweidimensionale Rechnung würde hingegen die Strecke s liefern, die tatsächliche Entfernung des Blitzes ist also geringer als die berechnete.

Nun gilt:

$$R = r \cdot \alpha \quad (\text{mit } \alpha \text{ im Bogenmaß})$$

$$s = 2r \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (7)$$

Bezieht man die Abweichung $R - s$ auf R , so erhält man nach der Eliminierung des Winkels α den relativen Fehler F_{rel} zu:

$$F_{\text{rel}} = \frac{R - s}{R} = 1 - \frac{2r}{R} \cdot \sin\left(\frac{R}{2r}\right) \quad (8)$$

Durch Einsetzen des mittleren Erdradius $r = 6.378$ km ergibt sich, dass z.B. bei Entfernungen bis zu 300 km der Fehler $9,2 \cdot 10^{-5}$ beträgt, was einer Entfernungsdifferenz von nicht einmal 28 Metern entspricht.

Nun ist der Fehler, der durch die begrenzte Ortungsgenauigkeit der kommerziellen Systeme mit etwa 500 bis 2.000 Metern entsteht, erheblich größer als die Abweichung durch die Nichtberücksichtigung der Erdkrümmung, so dass diese im Allgemeinen unberücksichtigt bleiben kann. Außerdem liegen die Entfernungen der Empfänger des TOA-Systems LPATS im bayerischen Gebiet unterhalb 300 km, wie dies aus einer Karte in [FIN] ersichtlich ist, somit ist die Verwendung der zweidimensionalen Rechnung für die weiteren Betrachtungen ohne weiters vertretbar.

3.3 Laplace-Transformation der Blitzwelle

Der Blitz, hier durch das TCS-Blitzkanalmodell und dem doppeltexponentiellen Stromverlauf

modelliert, wirkt als Sender für das zeitlich veränderliche elektromagnetische Feld, das durch den Übertragungsweg, eine nicht ebene und nicht unendlich leitende Fläche mit variabler relativer Dielektrizitätszahl, verändert wird.

Wird die doppelte exponentielle Stromfunktion in die Heidler-Gleichungen für das Fernfeld (Gleichung 2) eingesetzt, so ergibt sich für die elektrische Feldstärke $E(t)$ und ihrer Zeitableitung $E'(t)$;

$$E(t) = \frac{I_0}{2B g_0 c \epsilon_0} \frac{1}{D} \left[k \left(e^{-\frac{t}{J_1}} + e^{-\frac{t}{J_2}} \right) + \left(e^{-\frac{t}{J_1}} + e^{-\frac{t}{J_2}} \right) \right] \quad (9)$$

$$E'(t) = \frac{I_0}{2B g_0 c \epsilon_0} \frac{1}{D} \left[k \left(\frac{1}{J_2} e^{-\frac{t}{J_2}} + \frac{1}{J_1} e^{-\frac{t}{J_1}} \right) + \left(\frac{1}{J_2} e^{-\frac{t}{J_2}} + \frac{1}{J_1} e^{-\frac{t}{J_1}} \right) \right]$$

mit I_0 als Blitzstromscheitelwert.

Unter Vernachlässigung des Einflusses der Nichtlinearität und der Inhomogenität des Erdbodens bzw. seiner elektrischen Größen lässt sich eine Laplace-Transformation der Feldgleichungen durchführen, um damit das Ausgangssignal als Produkt der frequenzbereichstransformierten Feld- und Übertragungsweg-Gleichungen zu bestimmen, siehe auch [Kön].

Die Laplace-Transformierten der oberen Gleichungen sind:

$$E(p) = \frac{I_0}{2B g_0 c \epsilon_0} \frac{1}{D} \left[k \left(\frac{1}{p \frac{k}{J_1}} + \frac{1}{p \frac{k}{J_2}} \right) + \left(\frac{1}{p \frac{1}{J_1}} + \frac{1}{p \frac{1}{J_2}} \right) \right] \quad (10)$$

$$E'(p) = \frac{I_0}{2B g_0 c \epsilon_0} \frac{1}{D} \left[k \left(\frac{\frac{1}{J_2}}{p \frac{k}{J_2}} + \frac{\frac{1}{J_1}}{p \frac{k}{J_1}} \right) + \left(\frac{\frac{1}{J_2}}{p \frac{1}{J_2}} + \frac{\frac{1}{J_1}}{p \frac{1}{J_1}} \right) \right]$$

Die Ableitung des Signals wurde ebenfalls mit angegeben, da differenzierende Antennen, wie sie später beschrieben werden, die Ableitung der Feldstärke als Ausgangssignal liefern.

Im Allgemeinen werden Bodenwellen höherer Frequenz stärker gedämpft, als diejenigen mit tieferer Frequenz, wie die bereits von Nanevicz [Nan2] festgestellt worden ist. Die tangentialen, auf dem

Erdboden senkrecht stehende Komponente der elektrischen Feldstärke ist nach [Nan2] um so größer, je höher ihre Frequenz ist. Nach dem lokalen ohmschen Gesetz erzeugt die in den Erdboden eindringende Tangentialkomponente dann einen Stromfluss. Der Welle wird schließlich Energie entzogen. Der Energieverlust steigt somit mit höher werdender Frequenz an, tiefere Frequenzen werden schwächer gedämpft. Auch Meinke und Gundlach [MeG] kommen zu dem Ergebnis, dass die Reichweite der Bodenwelle mit steigender Frequenz sinkt.

Die Übertragungsstrecke zeigt somit ein ausgeprägtes Tiefpassverhalten, was u.a. zum Verschwinden der Feinstruktur der Blitzwellen führt. Als Tiefpassmodelle kommen z.B. Tiefpässe erster, zweiter oder vielleicht sogar höherer Ordnung in Frage. Da sich höhere Ordnungen aber aus Tiefpässen geringerer Ordnung ableiten lassen, wird hier als Ansatz für die verlustbehaftete Übertragungsstrecke ein Tiefpass 1. Ordnung verwendet [Sch].

Seine vereinfachte Übertragungsfunktion lautet:

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{T_{Gr}}} \quad (11)$$

Zusammen mit der Eingangsgröße $E(p)$ und der Ausgangsgröße $E_d(p)$ ergibt sich das Übertragungswegmodell nach Abbildung 4:

Die Ausgangsgröße, hier die elektrische Feldstärke am Antennenstandort, erfährt durch den Tiefpasscharakter des Übertragungswegs eine frequenzabhängige Dämpfung, die sich mit

$$E_d(p) = E(p) \cdot H(p) \quad (12)$$

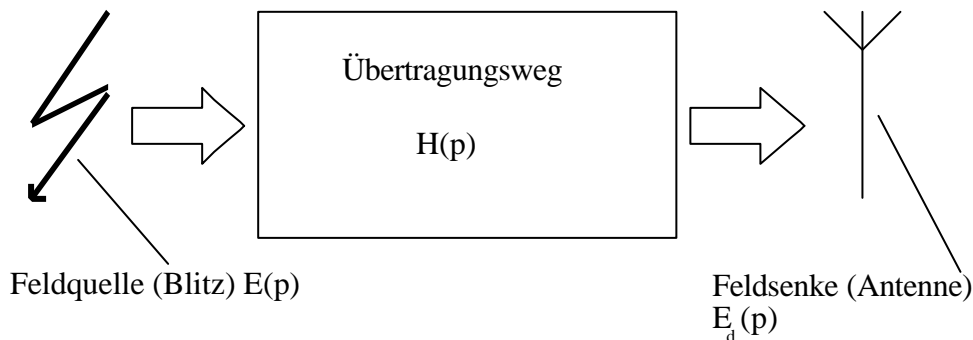


Abbildung 4: Übertragungswegmodell

bestimmen lässt.

Diese Betrachtungsweise setzt vorerst voraus, dass sich am Standort des Empfängers keine Störer der elektrischen Feldstärkeverteilung, wie z.B. Gebäude oder Berge, befinden. Der Einfluss dieser Störer wirkt sich zum Teil erheblich auf die Empfangseigenschaften aus und ist deshalb genauer untersucht worden.

Wie zu erwarten, tritt durch die frequenzabhängige Dämpfung ein Abfallen des Anteils höherer Frequenzen ein.

Die Laplace-Transformierte des Ausgangssignals lautet:

$$\langle \{E_d(p)\} \rangle = \langle \{E(p)\} \cdot H(p) \rangle \quad (13)$$

oder eingesetzt:

$$E_d(p) = \frac{I_0}{2B g_0 c} \cdot k \cdot \left[\left(\frac{1}{p + \frac{k}{J_1}} + \frac{1}{p + \frac{k}{J_2}} \right) \cdot \left(\frac{1}{p + \frac{1}{J_1}} + \frac{1}{p + \frac{1}{J_2}} \right) \right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{T_{gr}}} \quad (14)$$

Um die Wirkung der Tiefpassdämpfung auf das empfangene Signal zu erhalten ist eine Rücktransformation von $E_d(p)$ in den Zeitbereich erforderlich.

Aus der Anwendung der Beziehung für die inverse Laplace-Transformation

$$\langle \left\{ \frac{1}{(p + a) \cdot (p + b)} \right\} \rangle = \frac{1}{b - a} \cdot (e^{-at} - e^{-bt}) \quad (15)$$

folgt

$$E_d(t) = \frac{I_0 \tau_{gr}}{2B \mu_0 c D} \left\{ k \left[\frac{1}{\tau_{gr} \frac{k}{J_1}} \left(e^{-\frac{k t}{J_1}} + e^{-\tau_{gr} t} \right) + \frac{1}{\tau_{gr} \frac{k}{J_2}} \left(e^{-\frac{k t}{J_2}} + e^{-\tau_{gr} t} \right) \right] \right. \\ \left. + \left[\frac{1}{\tau_{gr} \frac{1}{J_1}} \left(e^{-\frac{t}{J_1}} + e^{-\tau_{gr} t} \right) + \frac{1}{\tau_{gr} \frac{1}{J_2}} \left(e^{-\frac{t}{J_2}} + e^{-\tau_{gr} t} \right) \right] \right\} \quad (16)$$

Im wesentlichen ist die Empfangsfeldstärke direkt proportional zum Blitzstromscheitelwert I_0 und umgekehrt zum Abstand D . Etwas komplizierter geht die Wandergeschwindigkeit v der TCS-Stromquelle über die Variable k in die Empfangsfeldstärke ein.

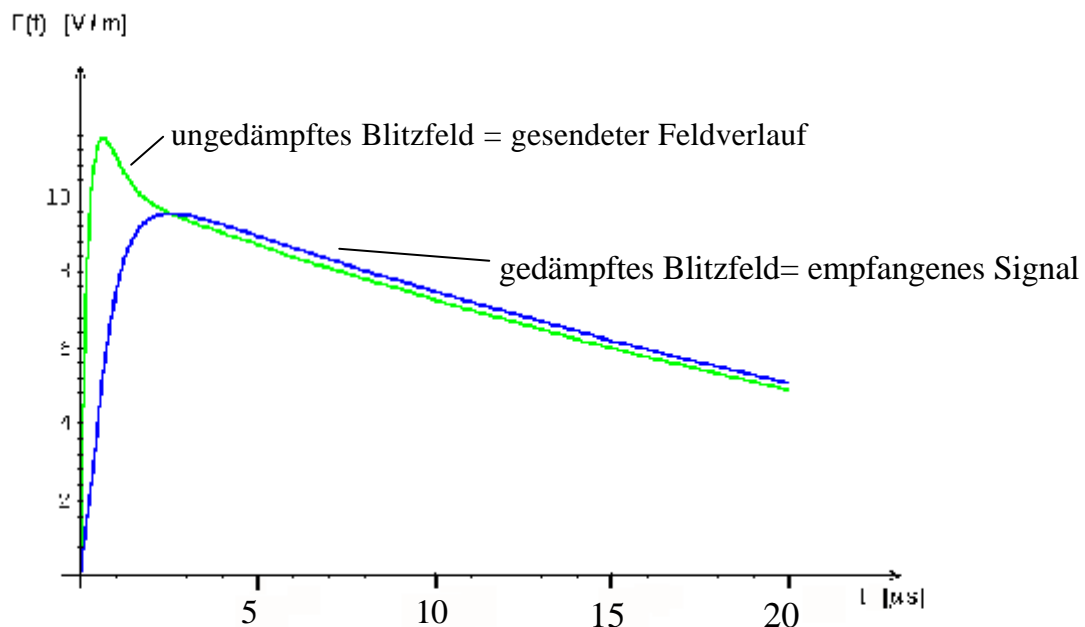


Abbildung 5: Vergleich der gedämpften zur ungedämpften Funktion

Beispiel: Für einen Zeitverlauf der elektrischen Feldstärke $E(t)$, die einem Blitzstrom mit der Stirnzeit $T_1 = 1,2 \mu\text{s}$ und einer Rückenhalbwertzeit $T_2 = 50 \mu\text{s}$ entspricht, ergibt sich bei einem Stromscheitelwert $I_0 = 30 \text{ kA}$, einer Grenzfrequenz $f_{\text{Gr}} = 200 \text{ kHz}$, einer Wandergeschwindigkeit der TCS-Stromquelle $v = c/3$ und einem Abstand $D = 60 \text{ km}$, das in Abbildung 5 dargestellte Empfangssignal.

Deutlich sichtbar ist, dass die ursprünglich vorhandene Spitze völlig verschwindet und sich das Maximum sowohl zeitlich, als auch in seiner Amplitude verschoben hat. Setzt man die Tiefpassgrenzfrequenz hingegen höher an, so ist die Spitze zwar noch vorhanden, aber:

- a) Die Amplitude des Maximums und das Flächenintegral ist gegenüber dem ursprünglichen Signal kleiner geworden.
- b) Der Zeitpunkt des Auftritts des Maximums hat sich zeitlich verzögert.

Daraus ergeben sich Konsequenzen für die Blitzortung, da u.a. aus dem Scheitelwert der elektrischen Feldstärke die Amplitude des Blitzstroms berechnet wird. Auf Grund des beschriebenen Dämpfungseffekts ist die berechnete Blitzstromamplitude zu klein, d.h. der tatsächliche Blitz hat einen höheren Blitzstromscheitelwert, als gemessen worden ist. Dieser Effekt ist durch Einführung von Eichfaktoren teilweise kompensierbar, indem die Statistik der durch die Messstationen gelieferten Blitzstromscheitelwerte an andere Messungen angepasst wird. Auch ein Vergleich von direkt ermittelten Blitzstromamplituden, z.B. durch Turmmessungen, mit berechneten Scheitelwerten kann zur Bestimmung des Eichfaktors verwendet werden, obwohl durch die relativ geringe Anzahl der Direktmessungen im Vergleich zur Gesamtzahl aller Blitzereignisse noch eine große Unsicherheit bestehen bleibt.

Wesentlich gravierender ist die Zeitverzögerung des Maximums, da sich diese unmittelbar auf die Ortungsgenauigkeit auswirkt.

Es stellt sich daher die Frage mit welchen Tiefpassgrenzfrequenzen T_{Gr} bei der realen Übertragung zu rechnen ist und wie diese von den Bodengrößen (Ausbreitung entlang des Erdbodens) abhängen.

Die Änderung der Bodengrößen ist dabei zeitlich bedingt etwa durch vorübergehende Beregnung oder örtlich bedingt durch das Vorhandensein verschiedener Bodenarten (Humus, Lehm, o.ä.). Sie wird im

Kapitel 5 noch einer eingehenden Prüfung unterworfen.

3.4 Bestimmung der Auswirkung der dämpfungsbedingten Zeitverzögerung auf die Ortungsgenauigkeit

Die Tiefpassdämpfung durch die nicht ideal leitende Erdoberfläche erzeugt, wie im letzten Kapitel gezeigt, eine Zeitverzögerung des Maximums t_v der empfangenen Welle in Bezug auf die gesendete Welle. Die Gesamtzeit, die die Welle vom Punkt A mit den kartesischen Koordinaten a_x und a_y zum Empfänger (b_x und b_y) benötigt, beträgt (mit der Lichtgeschwindigkeit c als Ausbreitungsgeschwindigkeit):

$$t_{\text{ges}} = \frac{1}{c} \sqrt{(a_x - b_x)^2 + (a_y - b_y)^2} + t_v \quad (17)$$

Aus der Gesamtzeit t_{ges} wird die Entfernung berechnet. Die Tiefpassverzögerung t_v täuscht daher einen längeren Weg vor. Der Blitzeinschlag ist somit näher gewesen, als das System berechnet hat.

Die Veränderung des scheinbaren Einschlagorts wird anhand Abbildung 6 deutlich:

die Zeiten t_n sind direkt proportional zu den Entfernungen s_n zwischen dem Ort des Blitzeinschlags B und den Orten der Empfänger S_n . Alle zum Empfänger S_1 liegenden möglichen Orte befinden sich auf einem Kreis mit dem Radius $s_1 = c \cdot t_1$ und dem Mittelpunkt S_1 , für den Empfänger S_2 gilt dies für den Radius $s_2 = c \cdot t_2$ und auch für den Empfänger S_3 ist $s_3 = c \cdot t_3$. Idealerweise schneiden sich die drei Kreise im Punkt B, praktisch jedoch ergeben sich dreiecksähnliche Gebilde, wie dies in Abbildung 7 durch Schraffur verdeutlicht wird.

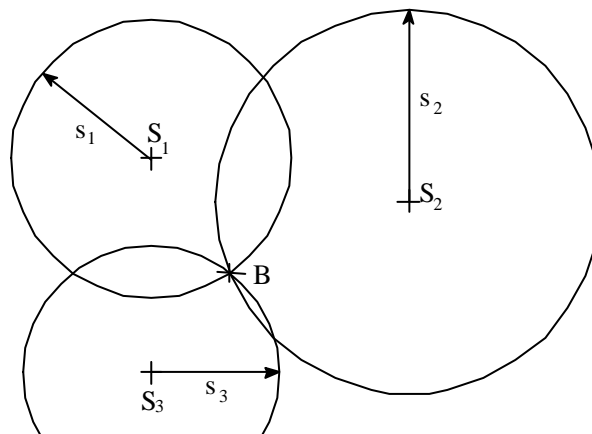


Abbildung 6: Idealer Schnittpunkt

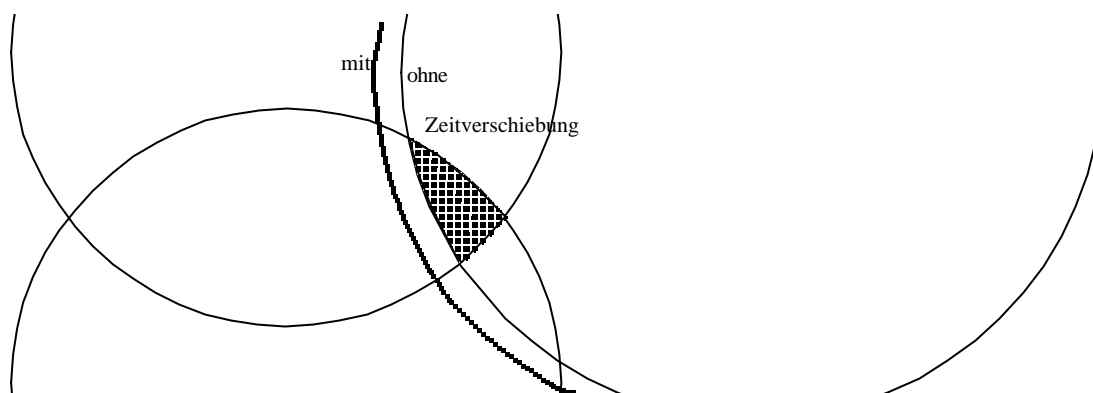


Abbildung 7: Nichtideale Schnittfläche

Innerhalb der schraffierten Fläche muss der gesuchte Blitzeinschlagsort liegen. Wird nun eine Zeitverzögerung t_v eingeführt, so drückt sich dies in einer scheinbaren Zunahme des Radius von einem Empfänger aus, in Abbildung 7 durch die gepunktete Linie angedeutet.

Die Fläche, innerhalb der der Blitzeinschlag gewesen sein könnte, vergrößert sich und damit sinkt die Ortungsgenauigkeit.

Zur genauen Bestimmung der Abweichung muss das Gleichungssystem, das den Einschlagort und -zeit bestimmt, auf seine Empfindlichkeit in Bezug auf das Vorhandensein einer Zeitverzögerung untersucht werden.

3.5 Programm „WELLE“ zur Analyse der Auswirkung der dämpfungsbedingten Zeitverzögerung

Aus einer gegebenen Zeitverzögerung, die mit Hilfe von später abgeleiteten Beziehungen aus den Bodengrößen bestimmt wird, ist nun zu untersuchen, wie stark sich diese auf die Ortungsgenauigkeit auswirkt.

Die Berechnung ist durch eine analytische Lösung von Hyperbelgleichungen vorgenommen worden [Bro]. Das Verfahren ist mathematisch recht umfangreich und wird daher hier nicht dargestellt. Um eine

Empfindlichkeitsanalyse mit einer Variation der Eingangsgrößen (Orte der Empfangsstationen, Blitzparameter, Zeitverzögerung, Ort der Blitzentladung, Wellenausbreitungsgeschwindigkeit) zu erleichtern, wurde das Programm WELLE entwickelt.

Nach Eingabe der Eingangsgrößen konnte so die Zeitverzögerung ermittelt werden und aus diesem dann der maximale Ortungsfehler. Während die Zeitverzögerung nur von den Bodengrößen abhängig ist, gehen bei der Berechnung des absoluten Ortungsfehlers die Ortskoordinaten der Stationen relativ zueinander und zum Ort des Blitzeinschlags mit ein. Daher wurde diejenige Konstellation gewählt, bei der die Zeitverzögerung eine maximale Auswirkung auf die Ortungsgenauigkeit besitzt.

Da im Allgemeinen die Tiefpassgrenzfrequenz mit steigender Entfernung sinkt und damit die frequenzabhängige Dämpfung ansteigt, folgen höhere Werte der Zeitverzögerung bei größeren Entfernungen. Andererseits konnte durch die Auswertung der Hyperbelgleichungen nachgewiesen werden, dass mit steigender Entfernung die Auswirkung der dämpfungsbedingten Zeitverzögerung auf die Ortungsgenauigkeit sinkt, beide Effekte sind also gegenläufig. Zwar ist eine ideale Kompensation nur in Spezialfällen gegeben, jedoch ist bis ca 300 km der Fehler vernachlässigbar.

Die Berechnung erfolgte über ein Planquadrat von 300 km x 300 km, dabei wurden verschiedene Orte der einzelnen Stationen gewählt, ebenso viele unterschiedliche Orte, an denen der Blitzeinschlag erfolgt ist.

Im ersten Schritt wurden aus den gegebenen Stationsorten und dem festen Ort des Blitzeinschlages diejenigen Zeiten berechnet, die die Welle vom Blitz zu den Stationen benötigt, die Zeit t_v ist hierbei zu Null gesetzt (ungestörte Übertragung).

Im zweiten Schritt, der durch Tiefpassdämpfung gestörten Übertragung, wird zunächst eine Station mit einer Zeitverzögerung t_v beaufschlagt, um die die Welle bei sonst gleichbleibender Geometrie später dort eintrifft. Nun wird aus den übrigen gleichgebliebenen Zeiten und der neuen verzögerten Zeit der fiktive Einschlagort berechnet.

Variiert man die Zeitverzögerungen t_v im Bereich von 0 bis 4 μs , so ergeben sich, je nach Standort der Empfänger, bzw des Blitzeinschlages, Fehler in der Blitzortung bis zu 3.000 Metern bei extremen Verhältnissen, im Mittel liegt die Abweichung bei 4 μs bei zirka 1.000 Metern.

Um die Höhe der Zeitverzögerung t_v bestimmen zu können, ist der Zusammenhang zwischen den Blitzstromparametern Stirn- und Rückenhalbwertszeit und den Tiefpassgrenzfrequenzen f_{Gr} zu untersuchen.

3.6 Rechenergebnisse zur Zeitverzögerung des Maximums

Anhand der im letzten Kapitel hergeleiteten Beziehungen ist eine Bestimmung der Zeitverzögerung des Amplitudenmaximums möglich geworden.

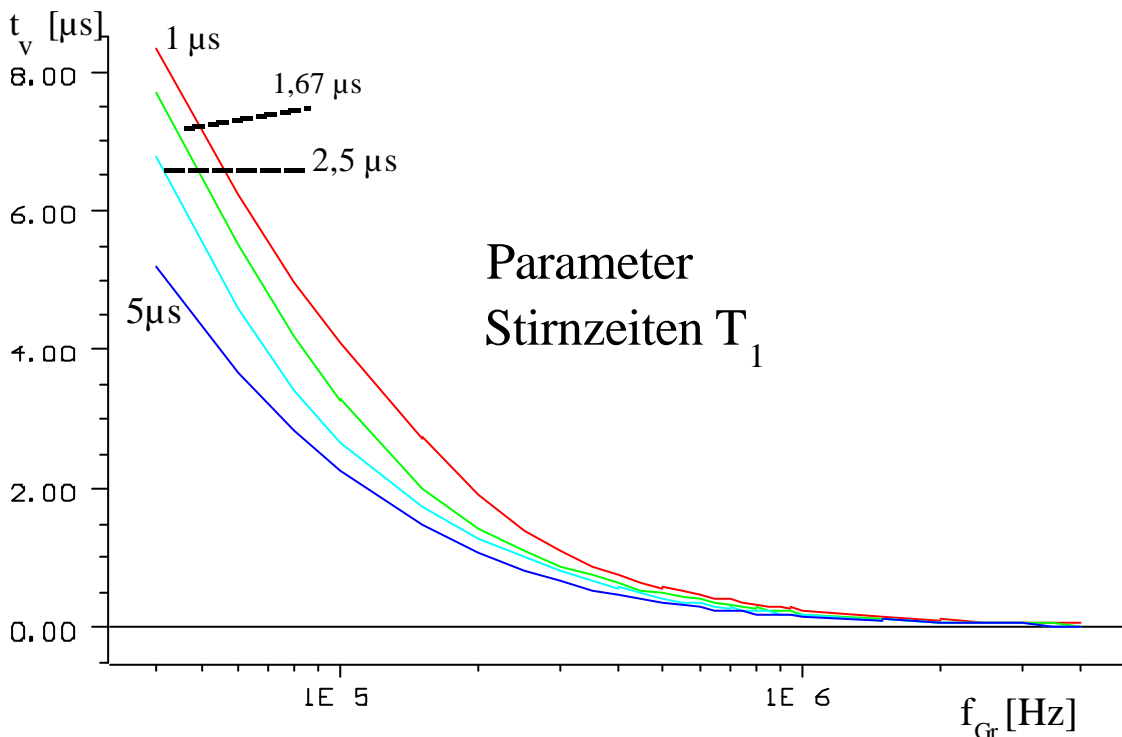


Abbildung 8: Zeitverzögerung t_v als Funktion der Grenzfrequenz f_{Gr} (Parameter Stirnzeit T_1)
Rückenhalbwertszeit $T_2 = 50 \mu s$; $I_0 = 30 \text{ kA}$; $v = 10^8 \text{ m/s}$; $D = 60 \text{ km}$

In Abbildung 8 ist bei konstanter Rückenhalbwertszeit T_2 die Zeitverzögerung t_v in Abhängigkeit von der Stirnzeit T_1 und der Tiefpassgrenzfrequenz f_{Gr} der Übertragungsstrecke aufgetragen. Die Stirnzeit in Abbildung 8 variiert von 1 μs (obere Kurve) über 1,67 μs und 2,5 μs bis 5 μs (untere Kurve).

Bei einer Tiefpassgrenzfrequenz von 0,5...2 MHz ergeben sich abhängig von der Stirnzeit

Zeitverzögerungen unter einer Mikrosekunde, was einem Ortungsfehler $<734\text{m}$ im ungünstigsten Fall entspricht, im Mittel liegt dieser bei 250 m .

Abbildung 9 zeigt die Auswirkung der Rückenhalbwertszeit T_2 auf die Zeitverzögerung bei konstanter Stirnzeit T_1 , die anderen Parameter (Abstand D , Wandergeschwindigkeit der Stromquelle v , Stromstärke I_0) bleiben gegenüber Abbildung 8 unverändert.

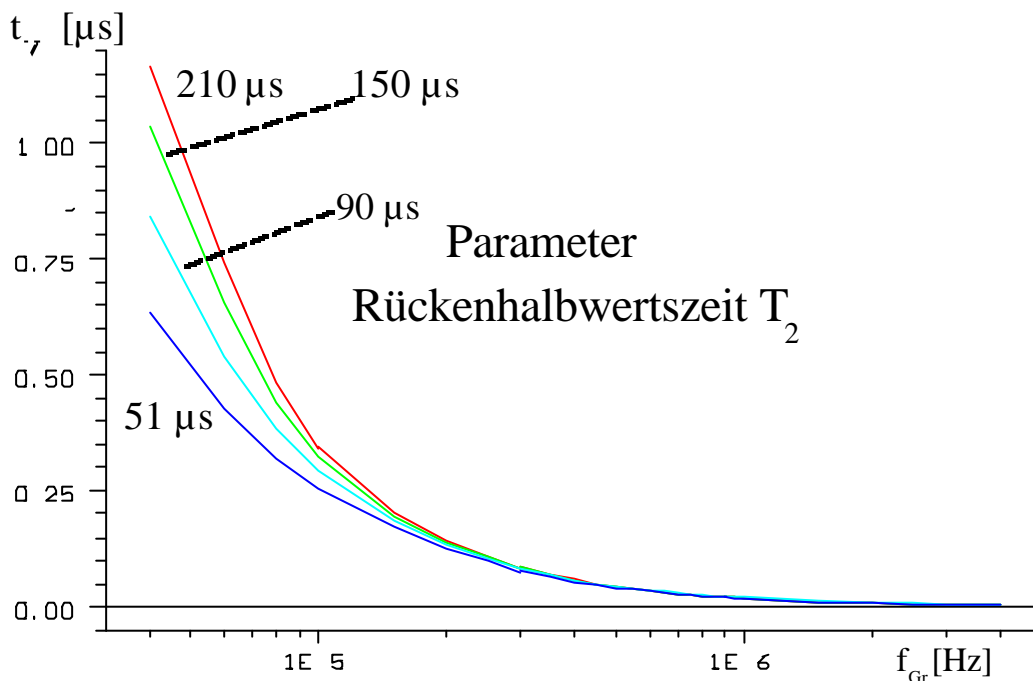


Abbildung 9: Zeitverzögerung t_v als Funktion der Grenzfrequenz (Parameter Rückenhalbwertszeit T_2), Stirnzeit $T_1 = 1,2\mu\text{s}$; $I_0 = 30\text{ kA}$; $v = 10^8\text{ m/s}$; $D = 60\text{ km}$

Man beachte den anderen Zeitmaßstab auf der vertikalen Achse in der Abbildung 9 im Vergleich zur Abbildung 8

Es ist ersichtlich, dass der Einfluss der Rückenhalbwertszeit T_2 im Vergleich zur Stirnzeit T_1 weit geringer somit meist vernachlässigbar ist. Die Stirnzeit ist stärkeren Schwankungen unterworfen, z.B. ist bei einem Folgeblitz mit wesentlich kürzeren Zeiten zu rechnen als bei der Erstentladung. So beträgt zum Beispiel bei einer Grenzfrequenz von 100 kHz die Zeitverzögerung zwischen 2 und $4\text{ }\mu\text{s}$. Die Kurven nähern sich ab etwa 400 kHz Grenzfrequenz rasch aneinander an, die real auftretenden Grenzfrequenzen liegen meist höher.

Deutlich ersichtlich ist dies in Abbildung 10, die die Zeitverzögerung in Abhängigkeit von der Stirnzeit

zeigt.

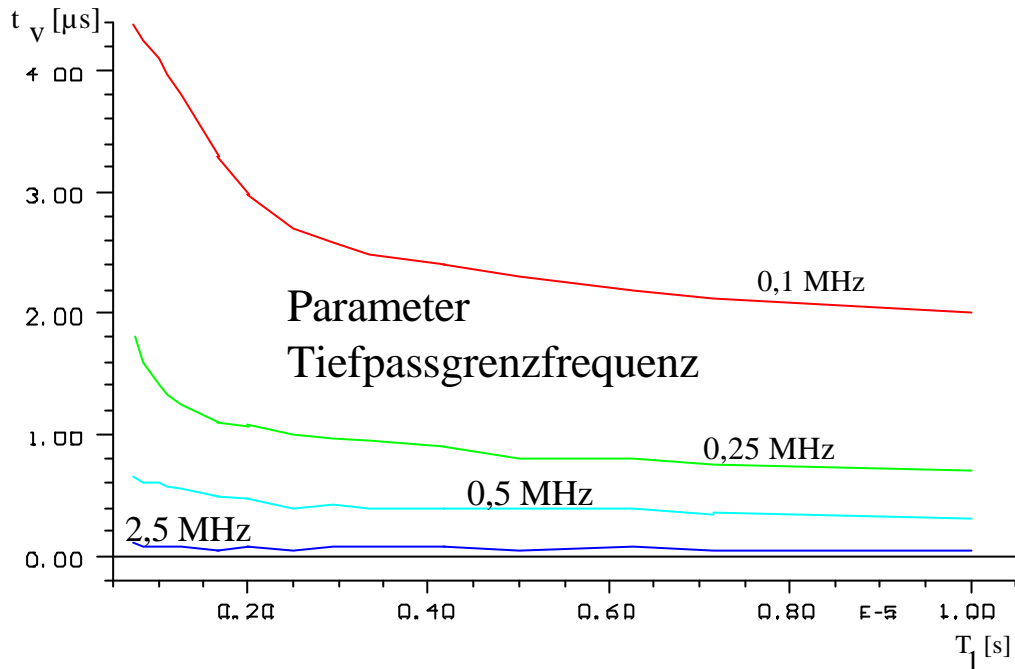


Abbildung 10: Zeitverzögerung t_v als Funktion der Stirnzeit T_1 (Parameter Tiefpassgrenzfrequenz f_{Gr})

Während bei geringen Stirnzeiten die Variationsbreite der Zeitverzögerung groß ist, nimmt der Einfluss sowohl bei steigenden Stirnzeiten als auch bei steigenden Grenzfrequenzen ab.

Es stellt sich die Frage, welche Grenzfrequenzen bei der Übertragung auftreten. Ming und Cooray [Mi1] haben bei der Ausbreitung von Wellen über Meerwasser eine Grenzfrequenz von etwa 10 MHz bestimmt. Allerdings weist Meerwasser durch den Gehalt gelöster Salze eine hohe Leitfähigkeit auf, die über weite Bereiche weitgehend konstant ist. Auf der Internationalen Blitzschutzkonferenz 1994 haben Ming und Cooray [ICL22] eine Untersuchung bei einer Horizontalschichtung zweier Ebenen mit bekannten Leitfähigkeiten und relativen Dielektrizitätszahlen durchgeführt. Eine durchgeführte Abschätzung anhand dieser Untersuchung ergibt eine Zeitverzögerung von etwa 2 μ s bei 100 km, was eine Abweichung im ungünstigsten Fall von maximal 600 Metern ergeben kann. Im Allgemeinen wird der Fehler, je nach Lage des Einschlagorts bezogen auf die Stationsorte, geringer sein.

4 Die Feldmessung

4.1 Allgemeines

4.1.1 Antennenformen von anderen Blitzfeldmessstationen

Von den Antennen zum Empfang des elektrischen Feldes finden vor allem Stabantennen Verwendung, oft als Aufnehmer für Blitzzähler [Ola], wie z.B. bei Pislser [Pis], der eine Stabantenne mit einer Länge von 3,3 Metern verwendet.

Einige Autoren verwenden eine Flachantenne zur Messung von Blitzfeldern, z.B. in abgewandelter Form von Sorensen [Sor].

Andere Konstruktionen finden seltener Verwendung. Bei Esselle und Stuchly [Ess2] kommt eine V-Antenne zur Anwendung.

Magnetfeldantennen werden hauptsächlich bei der LLP-Blitzortung verwendet, genauere Beschreibungen finden sich vor allem bei Diendorfer, der das österreichische Blitzortungssystem der Fa. ALDIS [LLP] betreut. Auch Kulzer und Gerl [Kul] benutzen (neben einer selbst entwickelten Spezialantenne für elektrische Felder) gekreuzte Magnetfeldantennen in München und Gießen zur Blitz- und Spheric-Ortung mit hoher Detektionsentfernung, die bis in den südspanischen Raum reicht.

Der Unterschied des Zeitverlaufs des magnetischen Feldes im Vergleich zum elektrischen Feld ist in Blitznähe hoch und verschwindet mit zunehmender Entfernung ab etwa 100m, wie Heidler [Hei3] festgestellt hat.

Obwohl vereinzelt weitere andere Antennenformen in Gebrauch sind, wie z.B. die zum Empfang von pulsförmigen Signalen spezialisierte „Conical Antenna“ von Maloney [Mao] oder auch die Antenne von Weber et.al. [Wbr], soll in dieser Arbeit der Schwerpunkt auf die Stabantenne zur Messung der elektrischen Feldkomponente gelegt werden, da der überwiegende Teil der in der Blitzfeldmessung verwendeten Antennenformen diesem Prinzip zugrunde liegt.

4.1.2 Unterschiede zu Antennen der Nachrichtentechnik

In der Nachrichtentechnik dienen Antennen im Allgemeinen zur Aussendung oder zum Empfang elektromagnetischer Wellen verschiedener Frequenzen. Der verwendete Frequenzbereich reicht dabei von den Längstwellen unter 15.000 Hz (U-Boot-Funk mit getasteten Trägern A1A oder getasteten Tönen A2A) bis zu Mikrowellen im GHz-Bereich [Ram]. Die zu übertragende Nachricht ist meistens durch verschiedene Verfahren auf einen sogenannten Träger aufmoduliert. Die Nachricht an sich umfasst beispielsweise beim FBAS-Fernsehsignal einen Bereich von 0...5 MHz, da die Trägerfrequenz aber im Mittel hundertmal höher liegt, beträgt die relative Bandbreite des Signals folglich auch nur ca. ein Prozent. Die Empfangsantennen können somit schmalbandig ausgeführt werden. Wird das Fernsehband IV/V empfangen, so umfasst die notwendige Antennenbandbreite trotz der vielen darin vorkommenden Trägerfrequenzen auch nur in etwa eine Oktave, was einem Frequenzverhältnis der oberen Frequenzgrenze zur unteren Frequenzgrenze von gerade einmal 1:2 entspricht.

Die dazugehörigen Antennen werden auf spezielle Anforderungen, wie möglichst hohen Gewinn oder starke Richtungsabhängigkeit, Vor/Rückwärtsverhältnis etc., optimiert, da meistens die Empfangsfeldstärke relativ gering ist und eventuell das Nutzsignal durch seitlich oder rückwärts einfallende Sender gestört wird. Es ist nicht erforderlich, die absolute Amplitude des Signals zu kennen, diese muss zur Erreichung eines akzeptablen Signal/Rausch-Verhältnisses nur einen festgelegten Wert überschreiten. Verstärker heben die aufgenommene Spannung schließlich soweit an, bis eine ausreichende Höhe erreicht ist.

Im Gegensatz dazu stehen die Feldsensoren der Blitzmesstechnik. Zwar ist das einfallende Signal in seiner Amplitude relativ hoch, dafür ist hier der absolute Wert der Feldstärke wichtig. Nichtideale Charakteristiken können daher nicht einfach per Elektronik ausgeregelt werden, sondern gehen als Messfehler direkt in die Messung ein und können nur schwer korrigiert werden. Außerdem stellt der erhöhte Dynamikbereich der Einfallsfeldstärke hohe Anforderungen an die Übersteuerungsfestigkeit der ersten Verstärkerstufe. Eine Radizierung oder Logarithmierung der Eingangsspannung kommt aus Gründen der Genauigkeit und der Langzeitstabilität (thermische Probleme, Änderung der Kennlinien durch Drift der Dotierung) nicht in Frage, auch wenn sich dadurch der Messaufbau wesentlich

vereinfachen würde.

Das Blitzsignalspektrum reicht von niederfrequenten Anteilen bis in den GHz-Bereich hinein [LeB], wobei diese Anteile jedoch nur innerhalb des Nahfeldes auftreten und mit zunehmender Entfernung rasch verschwinden. Eine Übersicht der auftretenden Frequenzverteilung findet sich bei Nanevicz [Nan]. Das Frequenzmaximum des elektrischen Feldes tritt bei ca. 5 kHz auf und fällt in Richtung höherer Frequenzen etwa mit $1/f$ ab. Setzt man die Signalamplitude der elektrischen Feldstärke bei der Frequenz 10 kHz zu 100% so ist der Anteil bei 1 MHz bereits auf 1% abgefallen, was einer Abschwächung von 40 dB entspricht.

Der aufzunehmende Frequenzbereich lässt sich ganz grob von 1kHz bis 1 MHz eingrenzen. Da ein modulierter Träger bei einem impulsförmigen Blitzsignal im Gegensatz zum periodischen Übertragungsvorgang in der Nachrichtentechnik fehlt, geht dieser Frequenzbereich voll in die Bandbreite ein, die somit um Zehnerpotenzen höher ist als bei einem geträgerten Signal bei der Nachrichtenübermittlung.

Diese Ausführungen machen deutlich, dass die in der Hochfrequenztechnik üblichen Antennen nicht ohne weiteres für die Messung von Blitzfeldern geeignet sind.

Insbesondere beeinflusst, wie später gezeigt wird, auch der Montageort der Antenne (Höhe, Abschattung, etc) die Charakteristik. Während dem eigentlichen Sender, dem Blitzkanal, bisher die größte Aufmerksamkeit geschenkt worden ist, wurde der Übertragungsweg schon weniger und die zur Messung von elektrischen Blitzfeldern verwendeten Antennen in noch geringerem Maß untersucht. In dieser Arbeit soll daher diese Lücke geschlossen werden und die Genauigkeit der Blitzfeldmessung durch Antennen untersucht werden.

Dazu werden zuerst einige Bauformen von Feldsensoren auf ihre Tauglichkeit zur Blitzfeldmessung hin untersucht und anschließend wird die Rückwirkung des Aufstellungsorts auf die Feldmessung betrachtet.

4.2 Anforderungen an einen Feldsensor zur Blitzfeldmessung

Aufgabe eines Feldsensors ist die lineare Wandlung des elektrischen oder magnetischen Feldes in eine

schaltungstechnisch verwertbare elektrische Größe (Spannung oder Stromstärke). Dabei muss neben den rein elektrischen Eigenschaften auch darauf geachtet werden, dass die Eigenschaften der Antenne sich auch über Jahre hinaus, trotz ständig wechselnder Witterungsverhältnisse, nicht unzulässig stark verändern.

Wenn $A(t)$ die elektrische Ausgangsgröße ist, z.B. eine zeitabhängige Spannung oder Strom und $F(t)$ das eingestrahlte elektrische oder magnetische Feld, so muss gelten:

$$A(t) = k \cdot F(t) \quad (18)$$

Entscheidend hierbei ist, dass der Proportionalitätsfaktor k unabhängig

- a) von der Amplitude des Eingangssignals,
- b) von der Einfallrichtung sein und
- c) von der Frequenz sein muss.

Die Forderung nach a) ist durch den Einsatz hinreichend übersteuerungsfester Antennenverstärker zu erfüllen.

Um die Bedingung nach b) zu erfüllen, ist der Einsatz von Antennen notwendig, die ein kreisförmiges Richtdiagramm besitzen, z.B. die Stabantenne. Während die Stabantenne an sich keine radiale Vorzugsrichtung besitzt, gilt dies nur begrenzt, wenn diese auf einem Gebäude montiert ist, da durch Abschattungen etc das Richtdiagramm nicht mehr kreisförmig ist. Der daraus entstehende Fehler führt schließlich zu unrichtigen Werten bei der Bestimmung der Blitzstromscheitelstromstärke. Eine gewisse Kompensation ist allerdings durch Vermessung und Abspeicherung der Richtdiagramme der einzelnen Antennen und anschließende Software-Fehlerkorrektur möglich, erhöht allerdings den numerischen Aufwand erheblich. Auch bereits bestehende Anlagen müssten dann untersucht und umgerüstet werden, was mit erheblichen Kosten verbunden wäre.

Es wäre also vorteilhaft zu wissen, in wie weit die gestörte Rundstrahlcharakteristik berücksichtigt werden muss, also wie stark die Umgebung der Antenne diese stört.

Ferner ist zu erwarten, dass die Störung von der Frequenz des Eingangssignals abhängig ist, siehe Punkt c).

Bei differenzierenden Bauformen ist die Ausgangsgröße proportional zur zeitlichen Änderung des Eingangssignals, die Bedingung c) ist dementsprechend anzupassen.

Außerdem darf zwischen Ausgangssignal und Eingangssignal keine unzulässig hohe Zeitverzögerung auftreten, da sonst eine eindeutige zeitliche Zuordnung von gemessenen Ereignissen mit anderen Systemen nicht mehr gewährleistet ist, zum Vergleich mit anderen Systemen wird dann eine eindeutige Identifizierung der Ereignisse durch Zeitkorrelation notwendig.

Diese Forderungen lassen sich technisch nur bedingt erfüllen.

Ziel der Untersuchung ist, welche technischen Anordnungen sich grundsätzlich zur Messung von Blitzfeldern eignen und praktisch einfach ausgeführt werden können.

Ferner ist zu untersuchen, wie stark der Einfluss der Umgebung auf die erhaltenen Ausgangssignale ist. Von der Wirkungsweise her unterschieden werden Sensoren, die die magnetische Komponente und die elektrische Komponente aufnehmen. Diese eindeutige Trennung ist in dem zu betrachtenden Frequenzbereich noch zulässig. Entsprechend der Eingrenzung der Aufgabenstellung werden im folgenden nur Antennen zur Erfassung der elektrischen Feldkomponente betrachtet. Diese E-Feldantennen werden hier in zwei Klassen unterteilt, deren Unterscheidungsmerkmal durch die unterschiedliche Behandlung parasitärer Elemente gegeben und jeweils bei den einzelnen Bauformen erklärt ist.

4.3 E-Feld-Antennen zur Blitzfeldmessung

Zur Messung der elektrischen Komponente des elektromagnetischen Feldes werden vertikale Stabantennen [Hei4], Langdrahtantennen [Ess2] oder auch kurze Dipolantennen [Ess] verwendet. Auf Grund der überwiegend vertikal polarisierten Feldkomponente der Blitzentladung sind vor allem vertikale Stabantennen gut für die Erfassung von elektrischen Feldern im Zusammenhang mit der Blitzordnung geeignet und sind daher in diesem Anwendungsbereich die am meisten verwendeten

Bauformen.

Langdrahtantennen weisen eine für die Blitzordnung unerwünschte Empfindlichkeit für horizontal polarisierte Wellen auf, sie verfügen über eine geringere Bandbreite und sie sind dazu mechanisch aufwendiger als Stabantennen. Der Kurzdipol ist stark richtungsabhängig und er ist damit für die Blitzordnung auf der Basis der elektrischen Feldmessung ebenfalls nur bedingt geeignet.

Die nachstehenden theoretischen Untersuchungen konzentrieren sich deshalb auf die vertikale Stabantenne, die auch für die eigenen Messungen am Lehrstuhl verwendet wurde. Neben dieser Antennenform wird in diesem Abschnitt noch die von Kulzer und Gerl verwendete Antennenform (Kurzer-Gerl-Antenne) und ein von Rubinstein zu Eichzwecken bei der Blitzortung benutzter Feldsensor (Rubinstein-Antenne) behandelt.

4.3.1 Vertikale Stabantenne

Zur Messung der elektrischen Komponente des Blitzfeldes werden meist 0,2-2 m lange Vertikalstäbe verwendet, seltener ein vertikal gespannter Draht. Die Antennenlänge ist dabei wesentlich kürzer als die kürzesten Wellenlängen des in Frage kommenden Wellenlängenbereiches des elektrischen Blitzfeldes. Der Fall der Anpassung der Antenne an die zu messenden Wellenlängenkomponenten wird in keinem Fall auch nur annähernd erreicht. Die Antenne kann hier als Spannungsquelle mit einem kapazitiven Innenwiderstand nachgebildet werden [Gol], wie dies im Antennenersatzschaltbild Abbildung 11 gezeigt ist. Der ebenfalls vorhandene, in Reihe zur Antennenkapazität C_{Ant} liegende Wirkwiderstand kann für sehr kurze Antennen, also für $R_{\text{eff}} \ll 8$, nach [MeG] vernachlässigt werden, die Impedanz ist somit rein reaktiv.

Für dieses Ersatzschaltbild werden die folgenden Bezeichnungen eingeführt:

C_{Ant} : Antennenkapazität

C_e : Eingangskapazität

R_e : Eingangswiderstand

U_{Ant} : Antennenspannung

U_e : Fußpunktspannung

Die Antennenspannung $\underline{U}_{\text{Ant}}$ wird hier als Spannung definiert, die die Antenne an ihrem Fußpunkt liefern würde, wenn dieser mit einem unendlich hohen Widerstand R_e und einer Kapazität mit dem Wert Null zur Erde abgeschlossen ist.

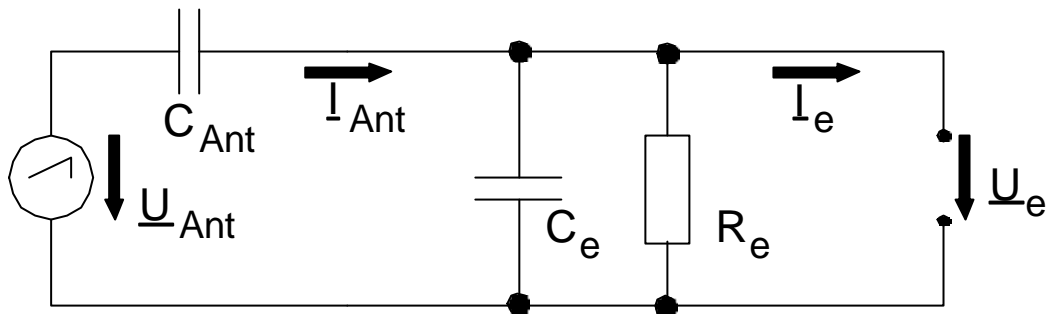


Abbildung 11: Antennenersatzschaltbild

Die Höhe der Antennenspannung ist bei kurzen Antennen proportional zur effektiven Antennenlänge und zur einfallenden Feldstärke, bzw. zur Feldstärkenkomponente parallel zur Antenne

$$\underline{U}_{\text{Ant}} = \underline{E}_{\text{Ant}} @ \underline{e}_z @ R_{\text{eff}} \quad (19)$$

mit R_{eff} als effektiver Antennenlänge und \underline{e}_z als dem Einheitsvektor in Richtung der Stabantenne.

Die effektive Antennenlänge ist bei elektrisch kurzen Antennen dabei gleich der halben geometrischen Länge [MeG].

Die Eingangskapazität ist abhängig vom angeschlossenen Verstärker, von der Länge des Kabels, etc, diese Kapazitäten sind in den meisten Fällen jedoch zeitlich konstant.

Der Eingangswiderstand R_e wird durch die Verschmutzung der mechanischen Antennenhalterung durch mehr oder weniger leitfähigen Staub, Benetzung durch Regen u.a und dem Verstärkereingangswiderstand bestimmt. Während der Verstärkereingangswiderstand einen festen Wert aufweist, sind die durch die Witterung beeinflussten Widerstände zeitlichen Schwankungen unterworfen. Um deren Höhe und damit die Auswirkung auf die Messung zu untersuchen, wurden über zwei Jahre hinweg der Eingangswiderstand der verwendeten Anordnung bei unterschiedlichen Wetterverhältnissen und Jahreszeiten gemessen. Die Verschmutzung durch abgelagerten Staub und

Regen schwankt zwischen 15 bis über 20 MS, gemessen über einen Zeitraum von Frühjahr bis Herbst 1993 am Hochspannungslehrstuhl. Weitere Kontrollmessungen im darauffolgenden Winter erbrachten keine anderen Ergebnisse. Dieser Wert ist sehr hoch und konnte nur durch Verwendung eines gerippten Hochspannungsisolators aus Kunststoff, der einen langen Kriechweg besitzt, erzielt werden, nachdem sich andere Anordnungen als unbrauchbar erwiesen haben. Abzuraten ist von mechanisch einfacheren Anordnungen, da dort sowohl die Schwankungsbreite, als auch der absolute Wert des Eingangswiderstandes zu ungünstigen Ergebnissen führt.

Parallel zu den witterungsbedingten Eingangswiderständen ist der Eingangswiderstand des Verstärkers geschaltet. Aus Gründen der Sicherheit gegenüber Überspannungen darf dieser bei nicht differenzierenden Stabantennen nicht zu hoch gewählt werden, mit einem Verstärkereingangswiderstand von 1,5 MS wurden gute Ergebnisse erzielt. Höhere Eingangswiderstände führten zu einer Zerstörung des Antennenverstärkers durch Überspannungen und damit zu einer gestiegenen Ausfallrate der Anlage. Bei differenzierenden Stabantennen ist der Isolationswiderstand hingegen unerheblich, da er um Größenordnungen über dem Eingangswiderstand des Verstärkers liegt.

Somit schwankt der Gesamteingangswiderstand, der aus der Parallelschaltung des Verstärkereingangswiderstandes von 1,5 MS und dem Isolationswiderstand von minimal 15 MS besteht, zwischen 1,4 und 1,5 MS.

4.3.2 Ableitung und Diskussion der Übertragungsfunktion

Für die im vorigen Ersatzschaltbild gezeigte Anordnung wird nun als Übertragungsfunktion definiert:

$$\underline{A} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_{Ant}} = \frac{1}{1 + \frac{C_e}{C_{Ant}} + \frac{1}{j\omega C_{Ant} R_e}} \quad (21)$$

oder in die Form $a + jb$ gebracht:

$$\underline{A} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_{Ant}} = \frac{1 + \frac{C_e}{C_{Ant}}}{\left(1 + \frac{C_e}{C_{Ant}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{Ant} R_e}\right)^2} + j \frac{1}{\omega C_{Ant} R_e} \frac{1}{\left(1 + \frac{C_e}{C_{Ant}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{Ant} R_e}\right)^2} \quad (22)$$

Ferner werden zur Vereinfachung der folgenden Gleichungen die Variablen a und J definiert zu:

$$a = 1 - \frac{C_e}{C_{Ant}} \quad ; \quad J = C_{Ant} \cdot R_e \quad (23)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion lautet damit:

$$|\underline{\Delta}| = \frac{U_e}{U_{Ant}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{C_e}{C_{Ant}}\right)^2 + \left(\frac{1}{TC_{Ant}R_e}\right)^2}} = \sqrt{\frac{1}{a^2 + \left(\frac{1}{TJ}\right)^2}} \quad (24)$$

Für die Phase der Übertragungsfunktion gilt:

$$\varphi = \arctan \frac{T\{\underline{\Delta}\}}{U\{\underline{\Delta}\}} = \arctan \frac{1}{TJ} \quad [rad] \quad (25)$$

Die Übertragungsfunktion $\underline{\Delta}$ und ihre Inverse $\underline{\Delta}^{-1}$ ergeben sich zu:

$$\underline{\Delta}^{-1} = \frac{U_{Ant}}{U_e} = a + j \frac{1}{TJ}$$

bzw.

$$\underline{\Delta} = \frac{U_e}{U_{Ant}} = \frac{a + j \frac{1}{TJ}}{a^2 + \left(\frac{1}{TJ}\right)^2} \quad (26)$$

Die oben genannten Gleichungen gelten dabei sowohl für die differenzierende, als auch für die nicht differenzierende Antenne.

Anhand eines konkreten Beispiels wird nun die Übertragungsfunktion ausgewertet. Das Ersatzschaltbild einer fiktiven Antenne besitzt folgende elektrische Daten, siehe Abbildung 12:

$C_{Ant} = 20\text{pF}$, $C_e = 10\text{pF}$ und $R_e = 1,5\text{MS}$.

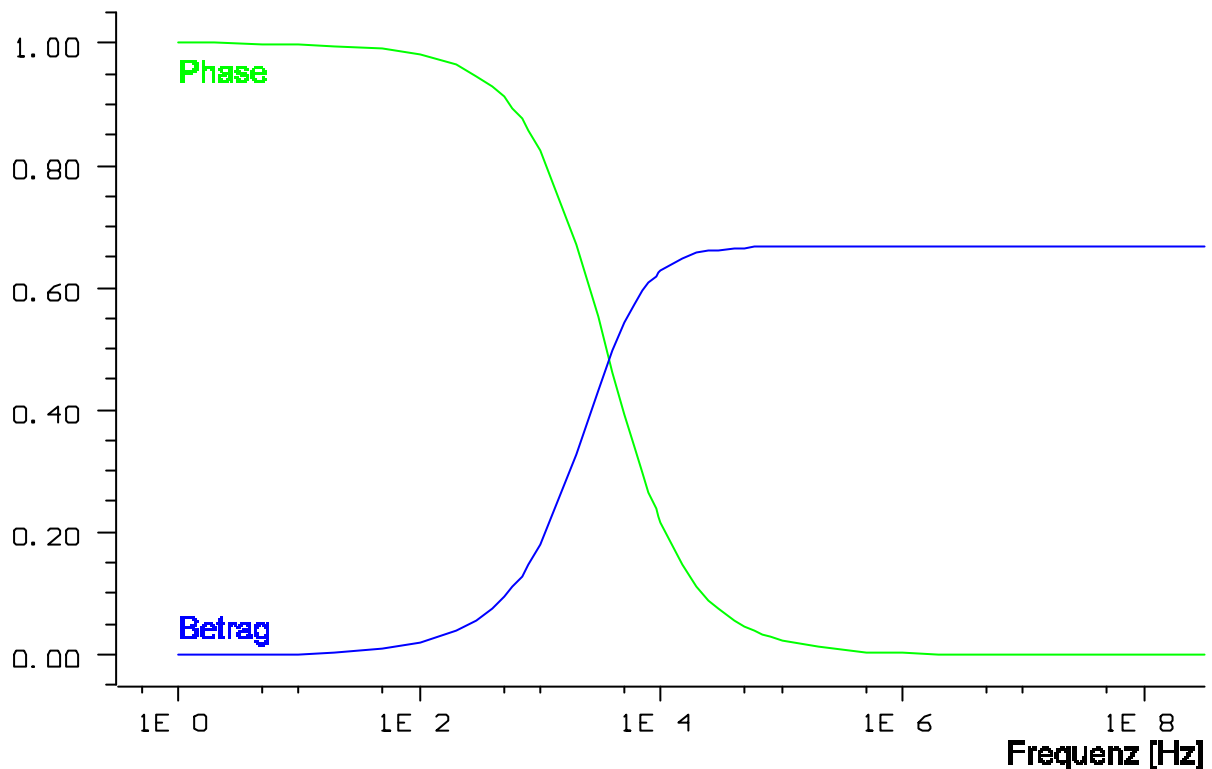


Abbildung 12: Phasen- und Amplitudengang bei $C_{\text{ant}} = 20 \text{ pF}$, $C_e = 10 \text{ pF}$ und $R_e = 1,5 \text{ MS}$

Die vertikale Achse in Abbildung 12 gibt sowohl den Betrag der Übertragungsfunktion an, als auch die auf 1,00 normierte Phase, dabei entspricht 1,00 einem Phasenwinkel φ von -90° und 0,00 einem Winkel von 0° , die dazwischenliegenden Winkel verlaufen linear zwischen beiden Werten.

Die Übertragungsfunktion $\underline{\Delta}$ wird unter Zuhilfenahme der vorigen Gleichungen in Betrag und Phase zerlegt. Sowohl der Phasen- als auch der Amplitudengang zerfällt in einen Bereich, in denen die Phasen und Amplituden über der Frequenz nahezu konstant sind und in einen Bereich, in denen sie stark frequenzabhängig sind.

Bei anderen Antennendaten ergäbe sich prinzipiell das gleiche Verlaufsmuster, jedoch mit anderen Absolutwerten.

Hierbei können drei typische Arbeitsbereiche unterschieden werden. Um eine einfache und eindeutige Zuordnung treffen zu können werden hier Bereiche neu eingeführt:

Bereich I:	überwiegend differenzierendes Verhalten	$n \approx -90^\circ$
Bereich II:	gemischtes Verhalten	$-90^\circ < n < 0^\circ$
Bereich III:	überwiegend lineares Verhalten	$n \approx 0^\circ$

Der Bereich I erstreckt sich beim gewählten Beispiel in etwa bis 100 Hz, der Bereich III beginnt ab ca. 100 kHz.

Die vertikale Achse ist für den Betrag wie folgt kalibriert:

der Betrag 1,00 bezieht sich auf eine Eingangsspannung von 100%. Der Betrag geht bei sehr hohen Frequenzen in das Teilverhältnis eines kapazitiven Teilers mit den Kapazitäten 20pF und 10pF über, die Ausgangsspannung entspricht dann zwei Drittel der Eingangsspannung.

Der Phasenwinkel ist auf -90° normiert. Der Wert 1,00 entspricht also einem Phasenwinkel von -90° ; der Wert 0,00 einem Winkel von 0° .

Bereich I

Im Bereich I wirkt die Anordnung differenzierend bezüglich der Eingangsfeldstärke.

$$\underline{U}_e \approx \underline{U}_{Ant} \cdot \frac{1}{a + \frac{j}{TJ}} \approx \underline{U}_{Ant} \cdot jTJ \quad (27)$$

Die Näherung ist erfüllt, wenn

$$a \ll \frac{1}{TJ} \quad \text{d.h.} \quad R_e \ll \frac{1}{T(C_{Ant} + C_e)} \quad (28)$$

was für hinreichend kleine Eingangswiderstände R_e und kleine Frequenzen $f = T/2B$ gilt.

Geht der Eingangswiderstand R_e gegen 0Ω , so wird die Stabantenne für diesen Grenzwert zur Eliminationsantenne, da die sonst störende Eingangskapazität keine Rolle mehr spielt. Als Eliminationsantenne werden hier Antennen definiert, bei denen schädliche Komponenten (ohmsche Ableitbeläge, Kabel- oder Verstärkerkapazitäten) durch geeignete Maßnahmen kompensiert werden.

Die Eingangsspannung ist dann Null, der fließende Kurzschlussstrom ergibt sich zu:

$$I_e = \frac{dU_{Ant}(t)}{dt} \cdot C_{Ant} = \frac{dE(t)}{dt} \cdot C_z \cdot C_{Ant} \quad (29)$$

Im Idealfall ist:

$$U_{Ant} = 0 \quad (30)$$

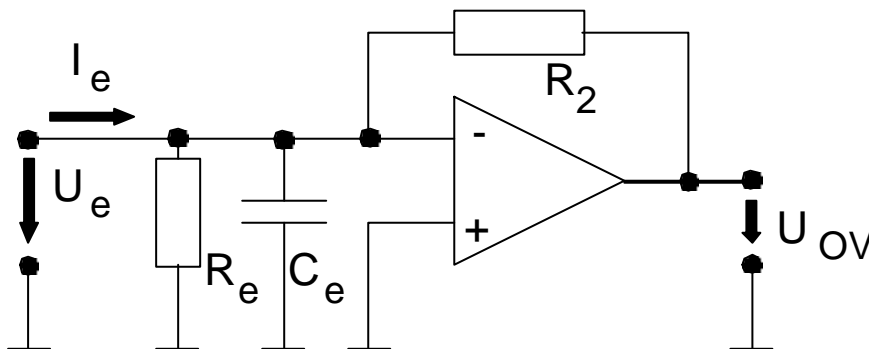


Abbildung 12: Verstärkerschaltung

Als Prinzipschaltung eignet sich ein Operationsverstärker zur I/U-Wandlung, siehe Abbildung 12.

Damit wirkt der Feldsensor als Eliminationsantenne, da durch das Vorliegen eines virtuellen Erdpotenzials am invertierenden Eingang und damit an der Antennenfußpunkt клемме keine Potenzialdifferenz an den schädlichen Elementen herrscht und somit auch der Strom durch sie zu Null wird. Mit R_2 als Gegenkopplungswiderstand und U_{OV} als Ausgangsspannung des

Operationsverstärkers OV erhält man aus Gleichung (29):

$$U_{OV}(t) = I_e(t) \cdot R_2 + \frac{dE(t)}{dt} \cdot R_e + C_{Ant} \cdot R_2 \quad (31)$$

Die parasitären Elemente R_e und C_e werden unwirksam. Der Operationsverstärker muss allerdings ein hinreichend hohes Verstärkungs-Bandbreiteprodukt aufweisen damit die oberen, eigentlich nur für den idealen OV gültigen Gleichungen verwendbar sind.

Ist der Eingangswiderstand R_e zwar ungleich Null, aber noch klein genug, so wirkt die Antenne nur näherungsweise differenzierend, d.h. der nicht verschwindende Realteil $U\{\Delta\}$ ist ein Bruchteil des Imaginärteils $T\{\Delta\}$

$$U\{\Delta\} = s_1 \cdot T\{\Delta\} \quad (32)$$

Dabei ist der Wert von s_1 mit $0 \neq s_1 \neq 4$ und damit auch die davon abhängige Variable T , bzw f bei gegebenen C_{Ant} , C_e und R_e derart zu bestimmen, dass der Fehler kleiner oder gleich einem vorgegebenen Grenzfehlerwert F ist:

$$F \leq \left| \frac{\Delta \cdot T\{\Delta\}}{T\{\Delta\}} \right| = \left| \frac{\Delta}{T\{\Delta\}} \right| \quad (33)$$

dabei ist

$$T\{\Delta\} = \frac{1}{TJ \left(a^2 \left(\frac{1}{TJ} \right)^2 \right)} \quad \text{und} \quad |\Delta| = \frac{1}{\sqrt{a^2 \left(\frac{1}{TJ} \right)^2}} \quad (34)$$

$|\Delta|$ und $T\{\Delta\}$ eingesetzt ergibt:

$$\left| 1 \cdot \frac{TJ \left(a^2 \left(\frac{1}{TJ} \right)^2 \right)}{\sqrt{a^2 \left(\frac{1}{TJ} \right)^2}} \right| = \left| 1 \cdot \left(TJ \cdot \sqrt{a^2 \left(\frac{1}{TJ} \right)^2} \right) \right| = \left| 1 \cdot \sqrt{(aTJ)^2} \right| \neq F \quad (35)$$

oder mit den Ausdrücken für a und J:

$$\left| 1 + \sqrt{\left(\left(1 + \frac{C_e}{C_{Ant}} \right) \frac{T_{Ant}}{R_e} \right)^2} \right| \cdot \left| 1 + \sqrt{\left(T_{Re} \left(\frac{C_{Ant}}{C_e} \right)^2 \right)} \right| \neq F \quad (36)$$

Offensichtlich sind also kleine Kapazitäten und ein geringer Eingangswiderstand R_e günstig.

Fest vorgegeben sind dabei meist C_e und C_{Ant} , da sie durch den technischen Aufbau der Antenne (C_{Ant}) und des Verstärkers (C_e) bedingt und nicht beliebig verkleinerbar sind.

Bei der Auswertung des Betrages der obigen Formel ist zu beachten, dass die Wurzel immer größer oder gleich eins ist, so dass gilt:

$$\left| 1 + \sqrt{\left(T_{Re} \left(\frac{C_{Ant}}{C_e} \right)^2 \right)} \right| \cdot \left| \sqrt{\left(T_{Re} \left(\frac{C_{Ant}}{C_e} \right)^2 \right)} \right| \neq F \quad (37)$$

Außer diesem Ansatz zur Fehlerbehandlung wären noch andere Kriterien zur Fehlerbestimmung möglich, zum Beispiel:

- a) Bei der differenzierenden Stabantenne ist der Betrag des Phasenwinkels genau 90° , im nicht idealen Fall unter 90° . Es kann nun ein Grenzwinkel vorgegeben werden, der nicht unterschritten werden darf (Phasen- statt Amplitudenfehler).
- b) Der Realteil von \underline{A} darf nur einen Bruchteil des Betrages von \underline{A} sein.

Keine dieser Definitionen bietet aber einen eindeutigen Vorteil, daher wird nur der erste Weg detailliert beschrieben.

Die Vorgabe des zulässigen Fehlers ist recht willkürlich, allerdings ist zu bedenken, dass der so erzielte Fehler nur einer in einer ganzen Reihe von Fehlern (Messgenauigkeit, Toleranzfehler, etc) ist. Lässt man z.B. einen Fehler von einem Prozent zu ($F=0,01$), so kann die obere Grenzfrequenz bei gegebenen $C_e + C_{Ant}$ durch Gleichung 37 auf einfache Weise berechnet werden.

Um eine Vorstellung von den in der Realität auftretenden Größenordnungen zu geben, folgt nun ein praktisches Beispiel: Eine 1,40m langen Stabantenne mit konstantem $C_{Ant} = 20 \text{ pF}$, $C_e = 10 \text{ pF}$ und

variablem R_e .

Gleichung 37 aufgelöst nach der Grenzfrequenz

$$f_{Gr} = \frac{1}{2B R_e (C_{Ant} + C_e)} \sqrt{F^2 - 2F} = \frac{1}{R_e} \cdot 7,5 \cdot 10^8 \quad [\text{Hz}] \quad (38)$$

erhält man in Abhängigkeit vom Eingangswiderstand die oberen Grenzfrequenzen $f_{Gr,o}$:

R_e [S]	1	10	50	100	200	500	1000	2000
$f_{Gr,o}$ [MHz]	(750)	(75)	(15)	7,5	3,8	1,5	0,75	0,38

Tabelle 1: Eingangswiderstand und obere Grenzfrequenz bei einer Eingangskapazität $C_e = 20\text{pF}$

Steigt durch einen konstruktiv oder elektrisch ungünstigen Aufbau die Eingangskapazität C_e von 20 pF auf 100 pF an, wie bei der Verwendung zu langer oder ungeeigneter Kabel, so sinken die oberen Grenzfrequenzen auf:

R_e [S]	1	10	50	100	200	500	1000	2000
$f_{Gr,o}$ [MHz]	(188)	(19)	3,8	1,9	0,94	0,38	0,19	0,09

Tabelle 2: Eingangswiderstand und obere Grenzfrequenz bei einer Eingangskapazität $C_e = 100\text{pF}$

Die eingeklammerten Werte sind zu verwerfen, da die Antenne für diese hohen Frequenzen völlig ungeeignet ist, weil dort die Wellenlänge in die Größenordnung der Antennenlänge gelangt und die errechneten Werte, die auf der Annahme eines rein kapazitiven Innenwiderstands beruhen, nur theoretischer Natur sind. Aber sie zeigen, dass bei Eingangswiderständen um 200 Ohm oder geringer der Fehler in den interessierenden Frequenzbereichen bis 2 MHz unter einem Prozent bleibt. Daher ist zur Minimierung des Fehlers ein kleiner Eingangswiderstand günstig.

Andererseits sollte zur Erzielung eines ausreichend hohen Pegels R_e möglichst groß sein. Folglich ist ein Kompromiss zwischen beiden Forderungen zu suchen.

Der kleine Wert von 30 pF für die Summe aus $C_e = 10\text{ pF}$ und $C_{Ant} = 20\text{ pF}$ ist allerdings nur mit einem

sehr kapazitätsarmen Aufbau des Verstärkers und einer Anordnung nahe am Antennenfuß zu erreichen, so dass die obere Grenzfrequenz oft tiefer liegen dürfte. Selbst eine Eingangskapazität von 100 pF führt dennoch zu akzeptablen Werten, wie die zweite Tabelle zeigt. Außerdem ist zu berücksichtigen, dass Überspannungsableiter zum Schutz des Eingangsverstärkers eine weitere Erhöhung der Eingangskapazität nach sich ziehen.

Die in den Tabellen 1 und 2 berechneten Werte lassen eine sinnvolle obere Grenzfrequenz um etwa 2-6 MHz erkennen, da ohnehin über 2 MHz mit starken Störungen durch das beginnende Kurzwellenband zu rechnen ist. Dort führen starke Kurzwellensignale zu einem Übersteuern des Verstärkers und der weiteren Stufen und erst nach Verstreichen einer Erholzeit, die die in Sättigung geratenen Verstärker benötigen, bis sie wieder in den linearen Bereich gelangen, wäre die Anlage wieder zur Aufnahme von Blitzsignalen bereit. Ein Einbau eines Tiefpassfilters vor die erste Stufe zur Vermeidung dieses Effekts bringt aber eine wesentliche Erhöhung der Eingangskapazität mit sich, was die obere Grenzfrequenz stark herabsetzen würde und zusätzlich die erhaltene Ausgangsspannung vermindert. So bleibt als Lösung nur die Konstruktion eines hinreichend übersteuerungsfesten Vorverstärkers und die Inkaufnahme starker Störer. Diese führen zu einem Auslösen der Triggerung, die dann erhaltenen Signale belasten zwar durch ihre unnötige Datenmenge die Speicherkapazität, sie können aber durch ihre grundsätzlich andere Form visuell leicht von möglichen Blitzereignissen unterschieden werden.

Ein weiterer Vorteil eines niederohmigen Eingangs liegt in der raschen Ableitung von Überspannungen zur Erde, daher kann der Überspannungsschutz gering gehalten werden oder ganz entfallen.

Prinzipieller Nachteil kleiner Eingangswiderstände ist die an ihnen entstehende geringe Spannung. Diese ist nach dem Ohmschen Gesetz proportional zum Widerstand .

Mit $|\underline{\Delta}| = U_{\text{Ant}} / U_e$ ergeben sich für die derselbe Antenne und für Frequenzen von 1 kHz bis 100 kHz die in Tabelle 3 angegebenen Beträge für die Übertragungsfunktion $\underline{\Delta}$:

f = 1 kHz

R_e [S]	1	10	50	100
$ \underline{\Delta} $	$1,25 \cdot 10^{-7}$	$1,25 \cdot 10^{-6}$	$6,28 \cdot 10^{-6}$	$1,25 \cdot 10^{-5}$

f = 100 KHz

R_e [S]	1	10	50	100
$ \underline{A} $	$1,25 \cdot 10^{-5}$	$1,25 \cdot 10^{-4}$	$6,28 \cdot 10^{-4}$	$1,25 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 3: Beträge $|\underline{A}|$ für die Übertragungsfunktion bei verschiedenen Eingangswiderständen

Die Abschwächung liegt also in jedem Fall im Bereich von 10^3 bis 10^6 , bzw. 60..120 dB, was den Einsatz von sehr empfindlichen Verstärkern notwendig macht oder den Erfassungsbereich der Anlage auf Gewitter der näheren Umgebung beschränkt. Außerdem übersteigen in diesem Frequenzbereich externe Störer in ihrer Amplitude meist das eigentliche Nutzsignal und erschweren bzw. Verhindern seine Auswertung.

Eine Abart der differenzierenden Stabantenne ist die logarithmisch-differenzierende Antenne.

Zur Erhöhung des Dynamikbereichs (kleinste und größte messbare Spannung) werden dabei dem Eingangswiderstand von beispielsweise 50 Ohm zwei antiparallelgeschaltete Dioden im Nebenschluss hinzugefügt [Hei4]. Der exponentielle Zusammenhang zwischen dem Diodenstrom im Durchlassbereich und der anliegenden Spannung ergibt daher einen wesentlich eingeschränkten Bereich der zu verarbeitenden Eingangsspannung. Durch Umkehr des Vorgangs kann bei der Auswertung, zumindest theoretisch, wieder die ursprüngliche Spannung erhalten werden.

Bei der Logarithmierung ist mit dem Auftauchen folgender Probleme zu rechnen:

- a) Einzeldioden unterliegen recht großen Exemplarstreuungen, die nur durch separates Ausmessen und durch Wahl ausgesuchter Bauelemente eliminiert werden können. Besser wäre die Verwendung von gepaarten Dioden, vorzugsweise auch Dioden-Arrays auf einem Chip, die leider nur eine geringe Strombelastbarkeit aufweisen.
- b) Da die Durchlassspannung einer Diodenstrecke stark temperaturabhängig ist, muss eine Kompensation vorgenommen werden
- c) Bei höheren Strömen ist der ohmsche Bahnwiderstand nicht mehr vernachlässigbar, damit kommt zum rein exponentiellen bzw. logarithmischen Verhalten der Diode ein ohmscher stromabhängiger Spannungsfall dazu.

- d) Dioden zeigen eine Langzeitdrift durch Änderung der Dotierung im Sperrschichtbereich und damit werden langfristig ihre Kennwerte verändert.

Aus diesen Gründen wurde eine Logarithmierung des Eingangssignals im Rahmen dieser Arbeit nicht verwendet.

Bereich II

Der Bereich II stellt eine Mischform aus den Bereichen I und III dar. Er ist nur wenig zur Nutzung für die vorliegende Aufgabenstellung geeignet und wird daher nicht näher besprochen.

Bereich III

Im Bereich III ist der Zusammenhang zwischen \underline{U}_e und \underline{U}_{Ant} von der Frequenz unabhängig.

Die Näherung

$$\underline{U}_e \approx \underline{U}_{Ant} \left(\frac{1}{a} + \frac{j}{TJ} \right) \approx \underline{U}_{Ant} \frac{1}{a} \quad (39)$$

ist erfüllt, wenn

$$a \gg \frac{1}{TJ} \quad \text{d.h.} \quad R_e \gg \frac{1}{T(C_{Ant} + C_e)} \quad (40)$$

was für hinreichend große Eingangswiderstände R_e und hohe Frequenzen $f = T/2B$ gilt.

Bei $R_e \gg 1/TJ$ ist das Verhalten rein linear und nicht differenzierend. Im Allgemeinen kann R_e durch geeignete Verstärker hinreichend groß gemacht werden und wird nur durch interne (Gateableitwiderstand, Widerstand an einem OV-Eingang) und externe (Verschmutzung des Isolators, etc) Widerstände bestimmt. Bei der Konstruktion der angewandten Antennenisolatoren ist darauf zu achten, dass der externe Widerstand auch im ungünstigsten Fall, bei Regen und Verschmutzung,

wesentlich höher sein muss als der interne, da der Isolationswiderstand zeitlich keinen konstanten Wert besitzt, sondern je nach Witterung schwanken kann. Es findet daher vorzugsweise ein Hochspannungsisolator Verwendung, der lange Kriechstrecken und damit auch einen hohen Oberflächenwiderstand aufweist. Es sei jedoch noch einmal darauf hingewiesen, dass der Ableitwiderstand eine zeitlich nicht konstante Größe ist und daher, von der geforderten Grenzfrequenz abhängig, einen Mindestwert nicht unterschreiten darf, um nicht in den unbrauchbaren Bereich II zu fallen.

Ähnlich wie im Bereich I, läßt sich ein von den Baugrößen und der Grenzfrequenz abhängiger minimaler Eingangswiderstand angeben, bei dem ein vorgegebener Fehler F nicht überschritten wird.

Im Idealfall der linearen Antenne gilt:

$$T\{\Delta\} = 0 \quad (41)$$

Ist R_e ungleich Unendlich, so wirkt die Antenne nur näherungsweise linear übertragend, d.h. der nicht verschwindende Imaginärteil $T\{\Delta\}$ ist ein Bruchteil des Realteils $U\{\Delta\}$ mit

$$T\{\Delta\} = s_{III} \cdot U\{\Delta\} \quad (42)$$

mit $0 \neq s_{III} \neq 4$

Dabei ist der Wert von s_{III} - und damit auch T bei gegebenen C_{Ant} , C_e und R_e - in der Weise zu bestimmen, dass der Fehler kleiner oder gleich einem Grenzfehlerwert F ist:

$$F \leq \left| \frac{|\Delta| \cdot U\{\Delta\}}{U\{\Delta\}} \right| = \left| \frac{|\Delta|}{U\{\Delta\}} \right| \quad (43)$$

mit

$$U\{\Delta\} = \frac{a}{a^2 \cdot \left(\frac{1}{TJ} \right)^2} \quad (44)$$

Daraus folgt

$$\left| 1 \right| \& \frac{a^{2\%} \left(\frac{1}{TJ} \right)^2}{a \sqrt{a^{2\%} \left(\frac{1}{TJ} \right)^2}} \left| \# F \right| \quad (45)$$

oder die Ausdrücke für a und J eingesetzt:

$$\left| 1 \right| \& \frac{\left(1\% \frac{C_e}{C_{Ant}} \right)^2 \left(\frac{1}{TC_{Ant} R_e} \right)^2}{\left(1\% \frac{C_e}{C_{Ant}} \right) \sqrt{\left(1\% \frac{C_e}{C_{Ant}} \right)^2 \left(\frac{1}{TC_{Ant} R_e} \right)^2}} \left| \right| \quad (46)$$

$$\sqrt{1\% \left(\frac{1}{\left(1\% \frac{C_e}{C_{Ant}} \right) TC_{Ant} R_e} \right)^2} \& 1 \# F$$

Günstig ist, bei durch den geometrischen Aufbau gegebener Antennenkapazität C_{Ant} , offensichtlich ein großer Eingangswiderstand R_e und eine große Eingangskapazität C_e . Aus

$$U_e \cdot U_{Ant} \& \frac{1}{a}, \quad U_{Ant} \& \frac{1}{1\% \frac{C_e}{C_{Ant}}} \quad (47)$$

folgt allerdings, dass bei steigenden Eingangskapazitäten C_e die Eingangsspannung am Verstärker U_e sinkt und somit die Empfindlichkeit abnimmt. Es ist daher ein Kompromiss aus beiden Größen, der Grenzfrequenz und der Empfindlichkeit, zu finden, denn eine niedrige Empfindlichkeit aufgrund einer hohen Eingangskapazität schränkt zwar den Detektionsradius der Station ein, schiebt aber dafür die untere Grenzfrequenz günstig nach unten. Da bei Blitzentladungen in großen Entfernungen durch die frequenzabhängige Dämpfung aber gerade die höheren Frequenzen stärker geschwächt werden und damit der tieffrequente Anteil größer wird, entstehen daraus Nachteile für die Messung des Zeitverlaufs des Feldes von Blitzentladungen, die weit entfernt von der Messstation stattfinden. Die Station kann somit entweder kurzdistante Ereignisse mit hoher Genauigkeit des Zeitverlaufs aufnehmen oder weiter

weg liegende Entladungen detektieren, deren Wellenform u.U. stark verfälscht ist.

Analog zur differenzierenden Antenne (Bereich I) lässt sich hier eine untere Grenzfrequenz definieren, bei der der Fehler F einen gegebenen Wert nicht überschreitet:

$$f_{Gr} = \frac{1}{2BR_e(C_e \% C_{Ant})} \sqrt{\frac{1}{F \% 2F}} \quad [\text{Hz}] \quad . \quad (48)$$

Bei der gegebenen Antenne ($C_e = 10 \text{ pF}$; $C_{Ant} = 20 \text{ pF}$) ergeben sich folgende Werte:

R_e [MS]	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20
$f_{Gr,u}$ [kHz]	370	190	75	37	19	7,5	3,7	1,9

Tabelle 4: Eingangswiderstand und untere Grenzfrequenz

Da sich im Versuch Eingangswiderstände über 10 MS im Hinblick auf den Überspannungsschutz des Eingangsfeldeffekttransistors als ungeeignet herausgestellt haben, liegt die erreichbare untere Grenzfrequenz bei etwa 3,7 kHz oder darüber. Der Schwerpunkt des Blitzspektrums liegt im Bereich von 5-15 kHz. Daraus folgt, dass die nichtdifferenzierende Stabantenne in dieser Bauform für die Blitzfeldmessung nur eingeschränkt geeignet ist.

4.3.3 Frequenzbereichstransformation

Im folgenden sei $U_{Ant}(p) = \langle \{U_{Ant}(t)\} \rangle$, $U_e(p) = \langle \{U_e(t)\} \rangle$ und $H(p) = U_e(p)/U_{Ant}(p)$

Für die Übertragungsfunktion gilt:

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{C_e}{C_{Ant}} p} \cdot \frac{C_{Ant}}{C_{Ant} + C_e} \frac{p}{p + \frac{1}{R_e(C_{Ant} + C_e)}} \cdot V \frac{p}{p + \frac{1}{J_s}} \quad (49)$$

sie vereinfacht sich mit der neu eingeführten Konstanten V , die das Teilverhältnis eines rein kapazitiven Teilers bestehend aus den Kapazitäten C_{Ant} und C_e repräsentiert, und der Systemzeitkonstanten J_s als dem Produkt des Eingangswiderstandes R_e und der Summe der Antennen- und Lastkapazität.

Die Unterteilung in die drei Bereiche I bis III wird besonders deutlich durch eine Rücktransformation in den Zeitbereich. Aus

$$p \cdot U_e(p) = \frac{1}{J_s} U_e(p) + V \cdot p \cdot U_{Ant}(p) \quad (50)$$

folgt durch Rücktransformation:

$$\frac{d}{dt} U_e(t) = \frac{1}{J_s} U_e(t) + V \cdot \frac{d}{dt} U_{Ant}(t) \quad (51)$$

Ist nun der Quotient $U_e(t)/J_s$ wesentlich kleiner als die zeitliche Änderung der Eingangsspannung $U_e(t)$, so kann der zweite Term der oberen Gleichung vernachlässigt werden. Durch Integration erhält man dann eine lineare Abhängigkeit der Spannung U_e von U_{Ant} , was dem Bereich III entspricht. Eine ähnliche Überlegung gilt für den Bereich I, der die Differenziation des empfangenen Signal abbildet.

Für die weiteren Berechnungen wird als Eingangssignal eine doppeltexponentielle Funktion verwendet:

$$g(t) = g_0 \left(e^{-\frac{t}{J_1}} + e^{-\frac{t}{J_2}} \right) \quad (52)$$

mit $g(t)$ je nach Bedarf als Spannungs-, Feldstärken- oder Stromverlauf und g_0 als Normfaktor. Dieser

kann ohne weiteres zu $g_0 = 1$ gesetzt werden, da die gesamten nachfolgenden Glieder linear bezüglich der absoluten Größe des Wertes g_0 sind.

Die Konstanten J_1 und J_2 bestimmen die Anstiegs- und Rückenthalbzeitzeiten. Die Laplace-Transformierte dieser Funktion mit $g_0 = 1$ ist:

$$g(p) = \frac{1}{p + \frac{1}{J_1}} + \frac{1}{p + \frac{1}{J_2}} \quad (53)$$

Wird nun das Antennensystem mit der Übertragungsfunktion $H(p)$ mit einer dem zeitlichen Verlauf der Feldstärke entsprechenden Spannung $U_{\text{Ant}}(t)$ beaufschlagt, so erhält man die Laplace-Transformierte der Ausgangsspannung zu

$$U_e(p) = H(p) \cdot U_{\text{Ant}}(p) \quad (54)$$

mit

$$U_{\text{Ant}}(p) = \frac{1}{p + \frac{1}{J_1}} + \frac{1}{p + \frac{1}{J_2}} .$$

Daraus folgt mit Gleichung 49:

$$U_e(p) = V \cdot \left(\frac{p}{\left(p + \frac{1}{J_1}\right) \left(p + \frac{1}{J_s}\right)} + \frac{p}{\left(p + \frac{1}{J_2}\right) \left(p + \frac{1}{J_s}\right)} \right) \quad (56)$$

In den Zeitbereich zurücktransformiert:

$$U_e(t) = V \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_s}} \left(\frac{1}{J_1} e^{-\frac{t}{J_1}} + \frac{1}{J_s} e^{-\frac{t}{J_s}} \right) + \frac{1}{\frac{1}{J_2} + \frac{1}{J_s}} \left(\frac{1}{J_2} e^{-\frac{t}{J_2}} + \frac{1}{J_s} e^{-\frac{t}{J_s}} \right) \right) \quad (57)$$

Abbildung 13 stellt die erhaltene Ausgangsspannung $U_e(t)$ der Eingangsspannung $U_{\text{Ant}}(t)$ gegenüber.

Die Werte der Konstanten betragen:

$$C_{\text{Ant}} = 20 \text{ pF}; \quad C_e = 10 \text{ pF}; \quad R_e = 10 \text{ MS}; \quad J_1 = 50 \text{ } \mu\text{s}; \quad J_2 = 1,2 \text{ } \mu\text{s}.$$

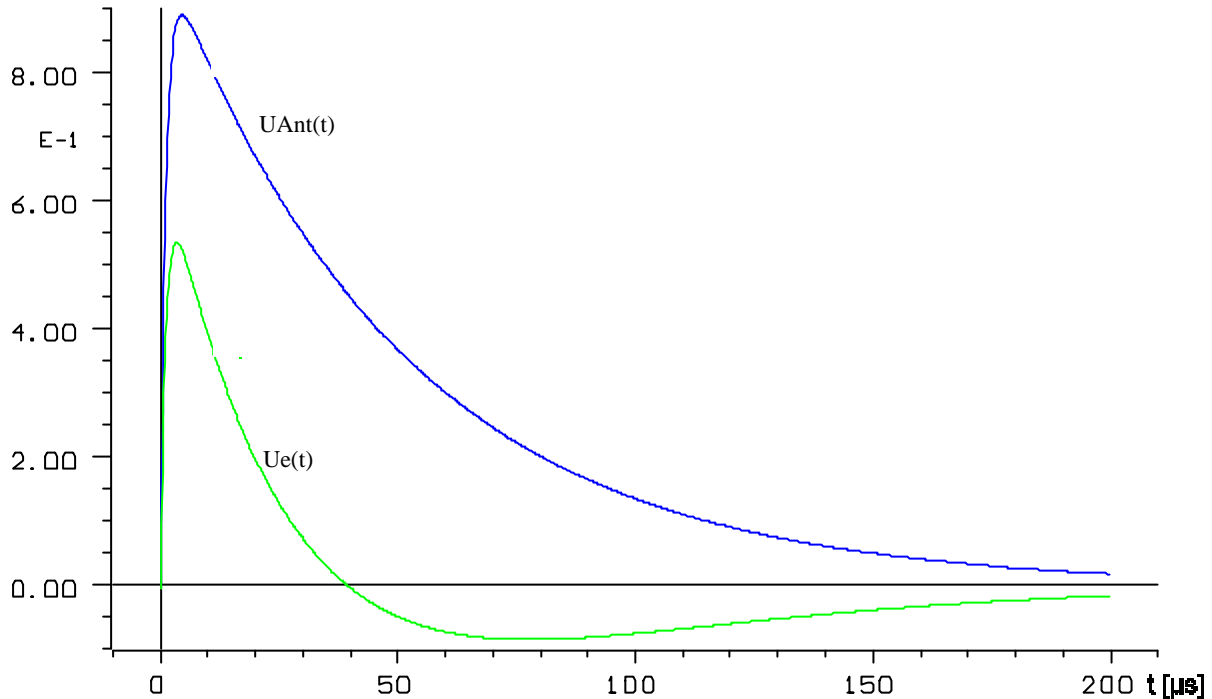


Abbildung 13: Vergleich Ausgangsspannung $U_e(t)$ und Antennenspannung $U_{\text{Ant}}(t)$

Erkennbar ist, dass die Ausgangsspannung weder linear der Eingangsspannung folgt, noch die Ableitung davon darstellt. Eine nähere rechnerische Überprüfung ergab, dass ein Bereich II- Betrieb vorliegt. Die angenommene Anordnung wäre somit nicht geeignet für die Blitzfeldmessung.

4.3.4 Verhalten der Antenne nahe von $\frac{\pi}{4}$

Das einfache Ersatzschaltbild, das konzentrierte Elemente verwendet, ist natürlich nur dann gültig, wenn die Antennenlänge wesentlich kleiner als die Wellenlänge der eingestrahlten Welle ist. Während das Ersatzschaltbild Resonanzerscheinungen der Antenne in der Nähe von $\frac{\pi}{4}$ nicht berücksichtigt, gibt das Programm CONCEPT [Sin] auch in diesem Frequenzbereich Auskunft. Ferner wird dieses Programm später auch für die Bestimmung der Richtdiagramme verwendet.

Das Programmsystem CONCEPT [Sin] ermöglicht die u.a. Berechnung von Spannungen und Strömen auf metallischen Stabstrukturen, wenn diese von einem elektromagnetischen Feld angeregt werden. Auch der umgekehrte Weg, nämlich die Anregung einer Stabstruktur durch eine in einen beliebigen Knoten einspeisende Wechselspannungsquelle und die Berechnung der dann abgestrahlten Wellen, wurde mit CONCEPT vorgenommen. CONCEPT liegt die Momentenmethode, auch Rayleigh-Ritz-Verfahren genannt, zugrunde [Stt] das die entstehenden Feldintegrale im Frequenzbereich numerisch löst.

Die zu untersuchenden Gebilde (Antennen, Gebäude) werden im ersten Schritt modelliert, dabei diskretisiert das Programm Flächen durch Flächenelemente. Stäbe werden in einzelne Segmente unterteilt. Ferner ist zu jedem Element die Leitfähigkeiten anzugeben. Nach der Eingabe dieser Strukturdaten können diese durch eine grafische Darstellung, die das Programm liefern kann, kontrolliert werden. Im nächsten Schritt wird die Struktur durch ein Feld oder eine diskrete Spannungs-/Stromquelle angeregt. Der nun folgende Aufruf des Hauptprogramms und evtl. weiterer Auswerteprogramme, wie z.B. Prozeduren zur Erstellung von Richtdiagrammen, grafischen Darstellungen von Flächenströmen und Knotenspannungen etc, liefert schließlich die gewünschten Ergebnisse.

Das ursprünglich für den Einsatz auf einem Großrechner geschriebene Programm CONCEPT wurde zur PC-Version weiterentwickelt, da inzwischen hinreichend leistungsfähige Arbeitsplatzrechner zur Verfügung stehen. Nachteilig bleibt aber die Verwendung einer UNIX-Umgebung.

In Abbildung 14 wird eine 1,5m lange ideal leitende Antenne isoliert und rechtwinklig auf eine ebenfalls ideal leitende Ebene aufgestellt und mit einem senkrecht polarisierten elektrisches Wellenfeld mit einer Stärke von 1 kV/m angeregt. Die Antennenlast besteht wiederum aus einer Parallelschaltung von 1,5 MS mit 10 pF. Die Antennenkapazität berechnet CONCEPT in dieser Anordnung dann zu 18,3 pF. Die Ausgangsspannung ist wieder in Betrag und Phase aufgeteilt. Es wird der Amplituden- und Phasenverlauf des idealisierten Ersatzschaltbildes, ESB genannt, mit der durch CONCEPT modellierten Antenne verglichen.

Deutlich ist sichtbar, dass spätestens ab einer Frequenz von ca. 10 MHz das einfache Ersatzschaltbild

erwartungsgemäß seine Gültigkeit verliert. Die Amplitude steigt, verlässt den geradlinigen Bereich und tendiert steil nach oben. Die Betragsspitze liegt bei ca. 50 MHz, was einer Wellenlänge von 6 Metern entspricht, also dem Vierfachen der Antennenlänge des Modells.

Als wichtige Konsequenz für die Blitzfeldmessung ergibt sich, dass in dem interessierenden Frequenzbereich bis ca 2 MHz und Antennenlängen bis 2 Metern sich keinerlei Beeinflussungen durch Resonanzerscheinungen ergeben, was auch zu erwarten war, solange sich die Antennen auf dem (Erd-)Boden befinden.

Werden diese hingegen auf Gebäuden oder Masten oder sonstigen erhöhten Punkten montiert, so gelten diese Annahmen nicht mehr ohne weiters und müssen näher überprüft werden.

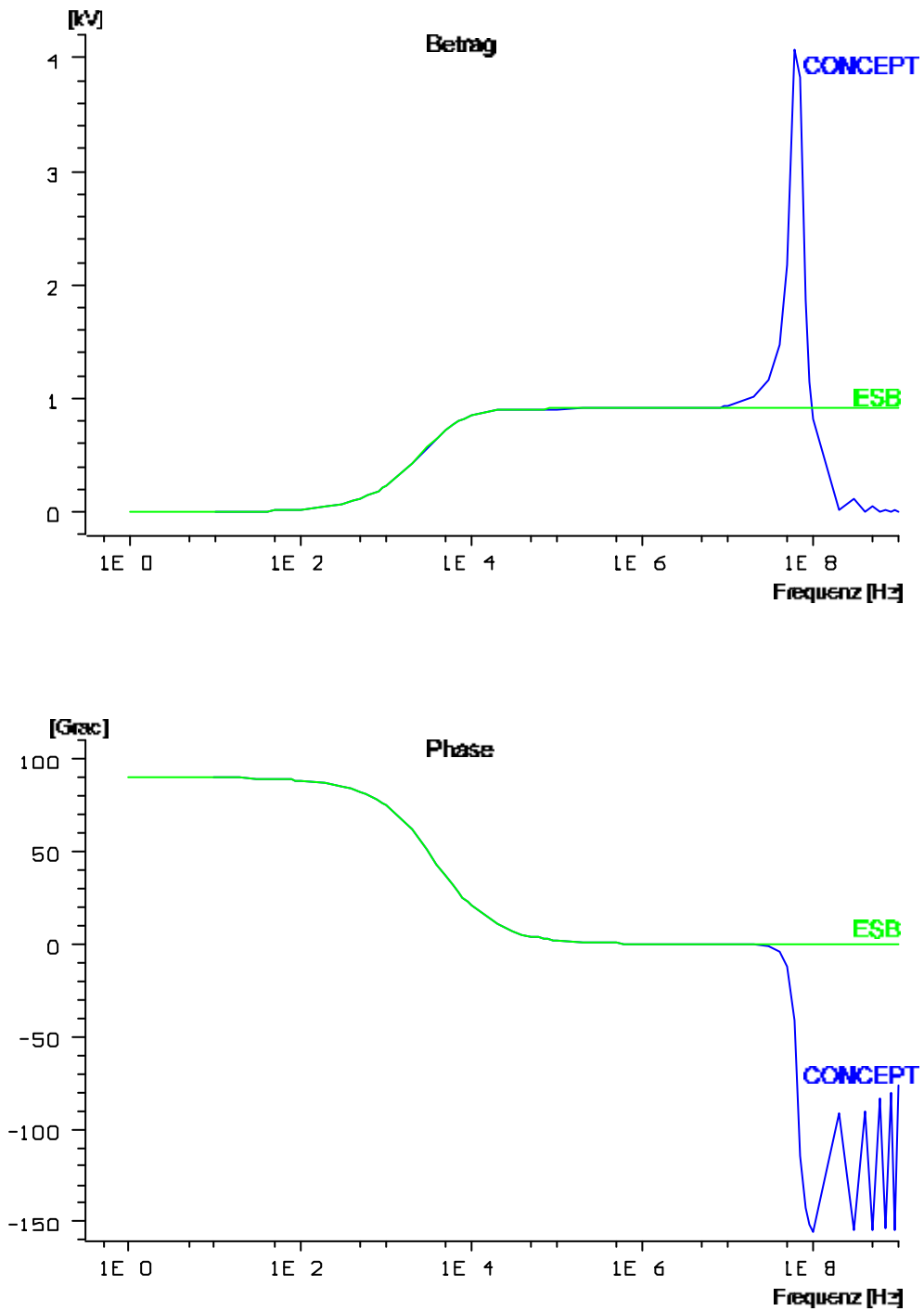


Abbildung 14: Amplituden- und Phasenverlauf der Fußpunktspannung abhängig von der Frequenz für eine 1,5m lange vertikale Stabantenne, berechnet mit CONCEPT

4.3.5 Rubinstein-Antenne

Die von Rubinstein [Rub1] im Zusammenhang mit der Blitzortung zur Messung von elektrischen Blitzfeldern sei wegen ihrer Bedeutung für die Kalibrierung von Stabantennen und für die experimentelle Überprüfung von Gebäudeeinflüssen hier kurz beschrieben. Der Vorteil dieser Antenne liegt in ihrer einfachen Eichmöglichkeit, der Nachteil in der geringen Empfindlichkeit und den daraus resultierenden notwendigen Abmessungen. Sie besteht aus einer hinreichend großen Metallplatte a, die einen kreisrunden Ausschnitt besitzt. In diesen eingelassen ist eine kreisförmige Metallplatte b, deren Durchmesser etwas kleiner als der Ausschnitt der Platte a ist, so dass sich ein kleiner Spalt (einige mm) zwischen beiden Platten befindet und sie gegeneinander isoliert sind.

Der Spalt könnte durchaus auch mit einem isolierenden Material gefüllt sein, da eine Dielektrizitätszahl größer 1 die Wirkungsweise nicht beeinträchtigt. Es könnten auch nicht kreisförmige Flächen b gewählt werden, allerdings sind dann die nachstehenden Formeln zu korrigieren. Auf beiden Platten sind auf Grund ihrer hohen Leitfähigkeit die Feldvektoren der elektrischen Feldstärke \vec{E} senkrecht zur Plattenoberfläche.

Mit passender Beschaltung und in einer Ansicht von der Seite ist die Anordnung in Abbildung 15 zu erkennen.

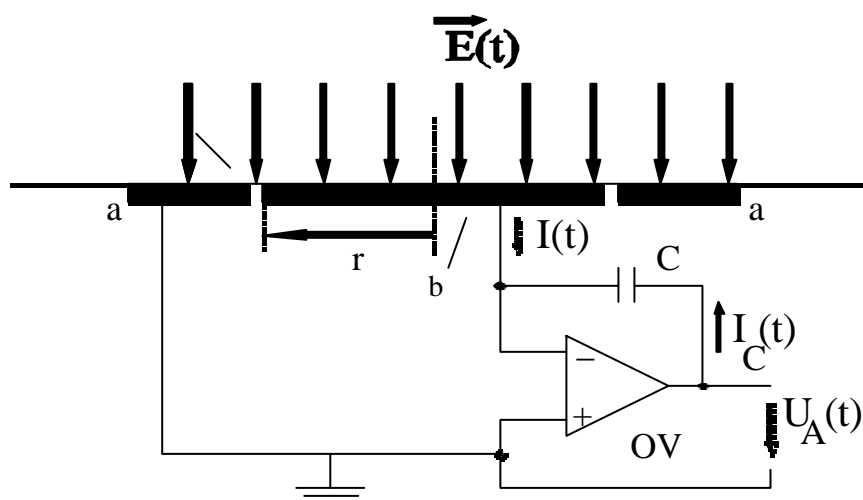


Abbildung 15: Rubinstein-Antenne mit Beschaltungsmöglichkeit

Die Platte besitzt die Gesamtfläche A.

Die durch die elektrische Feldstärke erzeugte Influenzladung Q_i beträgt

$$Q_i(t) = \int_A \mathbf{D}(t) \cdot d\mathbf{A} = \int_A g_0 g_r \cdot \mathbf{E}(t) \cdot d\mathbf{A} = g_0 g_r \int_A \mathbf{E}(t) \cdot d\mathbf{A} = g_0 g_r \mathbf{E}(t) \cdot A \quad (59)$$

unter der Voraussetzung, dass die Platte a dasselbe Potenzial wie die Platte b, nämlich Erdpotenzial besitzt, was durch das virtuelle Nullpotenzial am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers OV durch Gegenkopplung erreicht wird. Außerdem ist $g_r = 1$, da sich die gesamte Anordnung in Luft befindet, soweit sie nicht zum Schutz vor Wettereinflüssen mit einer Kunststoffbeschichtung versehen ist.

Anmerkung: Fällt Regen auf den Spalt zwischen den beiden Platten, so werden diese zwar zueinander leitfähig, aber da beide auf demselben Potenzial liegen, bleibt die veränderte Leitfähigkeit, wie bei allen Eliminationsantennen, unschädlich.

Messbar ist der abfließende Strom I, der durch Differenziation aus Gleichung 59 erhalten wird:

$$I(t) = \frac{d}{dt} Q(t) = g_0 B r^2 \frac{d}{dt} E(t) = \frac{d}{dt} E(t) \cdot \frac{I(t)}{g_0 B r^2} \quad (60)$$

Der Strom durch den Kondensator C ergibt sich zu

$$I_C(t) = C \frac{d}{dt} U_A(t) \quad (61)$$

da die Spannung am invertierenden OV-Eingang virtuell Null ist. Aus der Knotengleichung $I_C(t) = -I(t)$ folgt schließlich ohne Berücksichtigung der Integrationskonstante:

$$E(t) = \frac{C}{g_0 B r^2} U_A(t) \quad (62)$$

da der mit einem Kondensator im Rückkopplungszweig beschaltete OV als Integrator wirkt. Wird

dieser gegen einen Widerstand R ausgetauscht ergibt sich analog:

$$\frac{d}{dt}E(t) \cdot \frac{U_A(t)}{g_0 B r^2 R} \quad (63)$$

Damit kann auch die Rubinstein-Antenne sowohl die Ableitung der Eingangsfeldstärke, als auch die Feldstärke selber liefern. Der Integrator weist allerdings eine Reihe von Problemen auf, daher ist die praktische Ausführung wesentlich komplexer.

Durch den einfachen Zusammenhang zwischen der Feldstärke und der Ausgangsspannung eignet sich deshalb die Rubinstein-Antenne sehr gut zum Kalibrieren anderer Antennenformen am Ort der Aufstellung, da ohne diese Kalibrierung -im Vorgriff auf spätere Ergebnisse- sonst erhebliche Fehler auftreten können. Rubinstein hat mit dieser Antenne den Einfluss der Gebäudehöhe auf die Antennenfußpunktspannung untersucht (Bestimmung des dort so bezeichneten „Enhancement-Faktors“). Der Nachteil der Rubinstein-Antenne liegt bei der durch die geringe Empfindlichkeit bedingten notwendigen Baugröße. Große geometrische Abmessungen hingegen setzen allerdings die obere Grenzfrequenz herab.

4.3.6 Kulzer-Gerl-Antenne

Die Antenne, die hier nach ihren Erbauern Kulzer und Gerl [Bet] benannt wurde, eliminiert die Störgrößen R_e und C_e durch Potenzialanhebung eines Schirmrings, so dass kein Strom über diese Elemente fließen und somit auch die Messung nicht beeinflussen kann. Prinzip: Ein Antennenstab ist in mehrere Abschnitte unterteilt, die voneinander isoliert sind. Unterhalb der eigentlichen Antenne (in Abbildung 16 „Antenne“ genannt) befindet sich, mit einem kurzen Stück Isolation getrennt, ein Schirmring, der wiederum vom Antennenfuß durch ein kurzes Stück Isolation isoliert ist. Die schwarzen Abschnitte sind metallisch leitfähig, die weißen Ringe isolierend.

Der Isolationswiderstand der Ringe beträgt R_{e1} , bzw. R_{e2} , ihre Kapazität C_{e1} und C_{e2} .

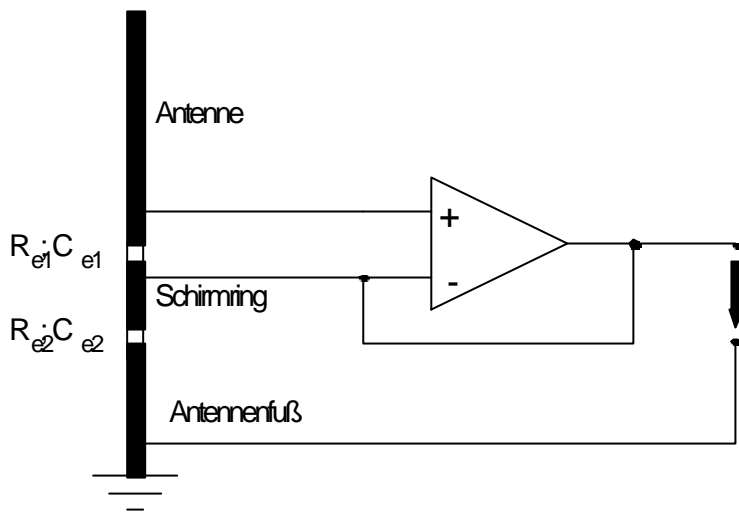


Abbildung 16: Prinzipschaltbild der Kulzer-Gerl-Antenne

Damit ergibt sich das in Abbildung 17 elektrische Ersatzschaltbild.

Der störende Strom durch die parasitären Elemente C_{e1} und R_{e1} wird zu Null, da zwischen ihnen keine Potenzialdifferenz herrscht. Der Strom durch C_{e2} und R_{e2} hingegen hat keinerlei Einfluss auf die Messung.

Durch die Mitkopplung des Ausgangs auf den Eingang können Schwingungen entstehen, daher ist die praktische Ausführung wesentlich komplexer

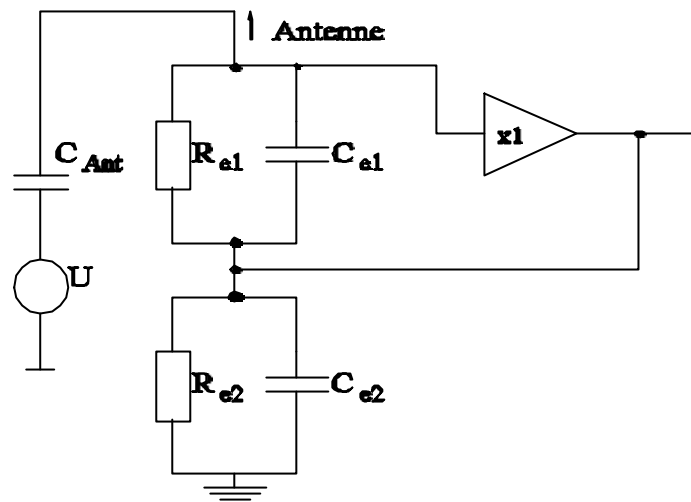


Abbildung 17: Elektrisches Ersatzschaltbild der Kurzgerl-Antenne

4.4 Auswirkung der Antennengeometrie auf die Empfangsparameter

4.4.1 Einführung

Während die Größen C_e und R_e , wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, überwiegend vom Aufbau des Verstärkers abhängen, wird C_{Ant} sowohl von den Geometriedaten der Antenne, als auch von ihrer Umgebung beeinflusst. Um C_{Ant} unter Zuhilfenahme des Programms CONCEPT berechnen zu können, wird das sog. Reziprozitätsgesetz zu Hilfe genommen

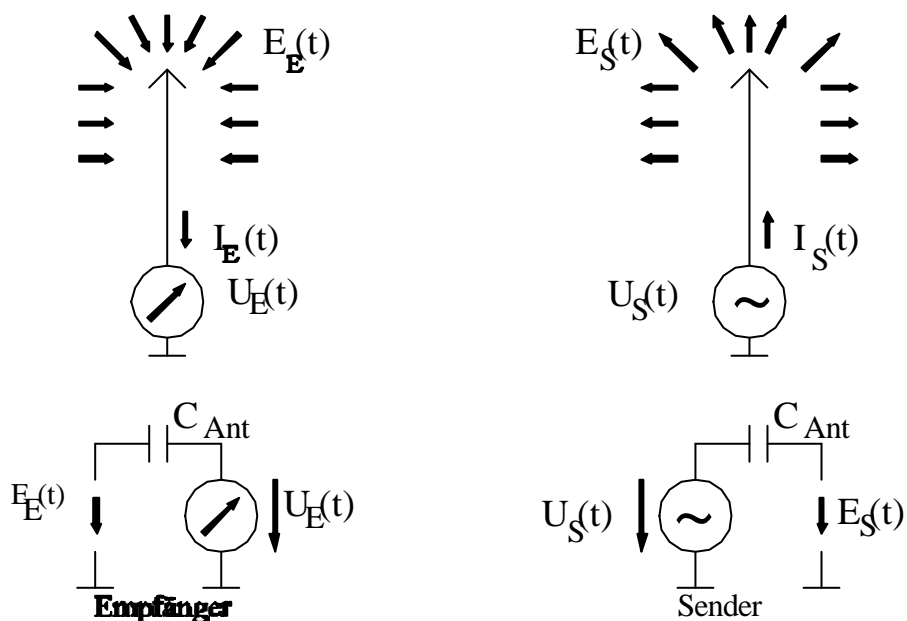


Abbildung 18: Reziprozität von Sende- und Empfangsantenne

Die an einer Sendeantenne anliegende Spannung $U_S(t)$ erzeugt in der Empfangsantenne einen Strom $I_E(t)$. Das Reziprozitätsgesetz von Rayleigh-Helmholtz, bzw. Carson [MeG] besagt nun, dass das Sende- und Empfangsverhalten einer Antenne gleich ist. Damit kann die zu berechnende Empfangsantenne quasi als Sendeantenne betrieben werden, dieser Betriebszustand wird dann in CONCEPT modelliert und daraus die Antennenkapazität C_{Ant} berechnet.

Insbesondere ist die Antennenkapazität C_{Ant} für Wellenlängen, die wesentlich größer als die Antennenlänge sind, nur geometrieabhängig. Bestimmt man bei gegebener Einspeisespannung das abgestrahlte elektrische Feld im Sendebetrieb, so kann daraus die Fußpunktspannung bei gegebenem Feld im Empfangsbetrieb berechnet werden.

Dies hat folgende Konsequenzen:

- a) Das Strahlungsdiagramm der Antenne wird relativ einfach durch die Modellierung des Sendebetriebs bestimmt.
- b) Die unbekannte Antennenkapazität, sozusagen der kapazitive Innenwiderstand der Antenne, kann dann mit Hilfe geeigneter Programme ermittelt werden.

Dabei liegen folgende zunächst gemachten Annahmen, zugrunde:

- a) Die Antenne stehe auf einer Ebene mit der Höhe $h = 0$
- b) Diese Ebene sei ideal leitfähig. Diese Näherung ist nach Heidler [Hei4] bis zu Frequenzen $f_G = F/(2B\sigma)$ zulässig. Bei einer mittleren Bodenleitfähigkeit $F = 0,01 \text{ S/m}$ und $\sigma_r = 10$ gilt für die obere Grenzfrequenz: $f_G = 18 \text{ MHz}$, die weit über dem betrachteten Bereich liegt. Folglich ist die Annahme gerechtfertigt.

4.4.2 Eingangsimpedanz und Frequenzverhalten

Ein zum Beispiel von Heidler [Hei4] verwendeter Antennenstab aus Aluminium mit der Länge $R=123 \text{ cm}$ und dem Durchmesser 28 mm steht senkrecht auf einer quadratischen, geerdeten Aluminiumgrundplatte der Kantenlänge 1 m . Der Abstand zwischen der Unterkante der Antenne und der Grundplatte beträgt 5 mm . CONCEPT liefert für Eingangsimpedanz und Frequenzverhalten folgende Werte, die bereits grafisch aufbereitet worden sind.

Der Vergleich der Rechnung mit der Messung zeigt eine gute Übereinstimmung. Während Heidler eine Kapazität von $18,9 \text{ pF}$ angibt, wurde mit der CONCEPT-Rechnung ein Wert von $20,2 \text{ pF}$ errechnet. Die vereinfachte Ersatzschaltung der Antenne, die aus einer Spannungsquelle mit einer Kapazität als

Innenwiderstand besteht, ist hier also bis ca. 20 MHz gültig.

Auffällig ist der Einbruch der Eingangsimpedanz bei ca. 55MHz, bzw 5,45m Wellenlänge in der Charakteristik eines Bandpasses (LC-Reihenschaltung). Die Antennenlänge beträgt dort in etwa ein Viertel der Wellenlänge, die Antennenimpedanz wird dann rein ohmsch.

Da eine Antennenkapazität mit konstanter Größe gefordert ist, müsste durch geeignete Maßnahmen der Frequenzbereich auf unter etwa 20 MHz begrenzt werden. Der interessierende Frequenzbereich geht aber nur etwa bis 2MHz, ein genügender Abstand zu 55 MHz ist daher gewährleistet. Die Abbildung 19 zeigt die Verläufe der Eingangsimpedanz und des Frequenzgangs, dieser ist in der von Heidler gewählten Einheit pF angetragen [Hei4].

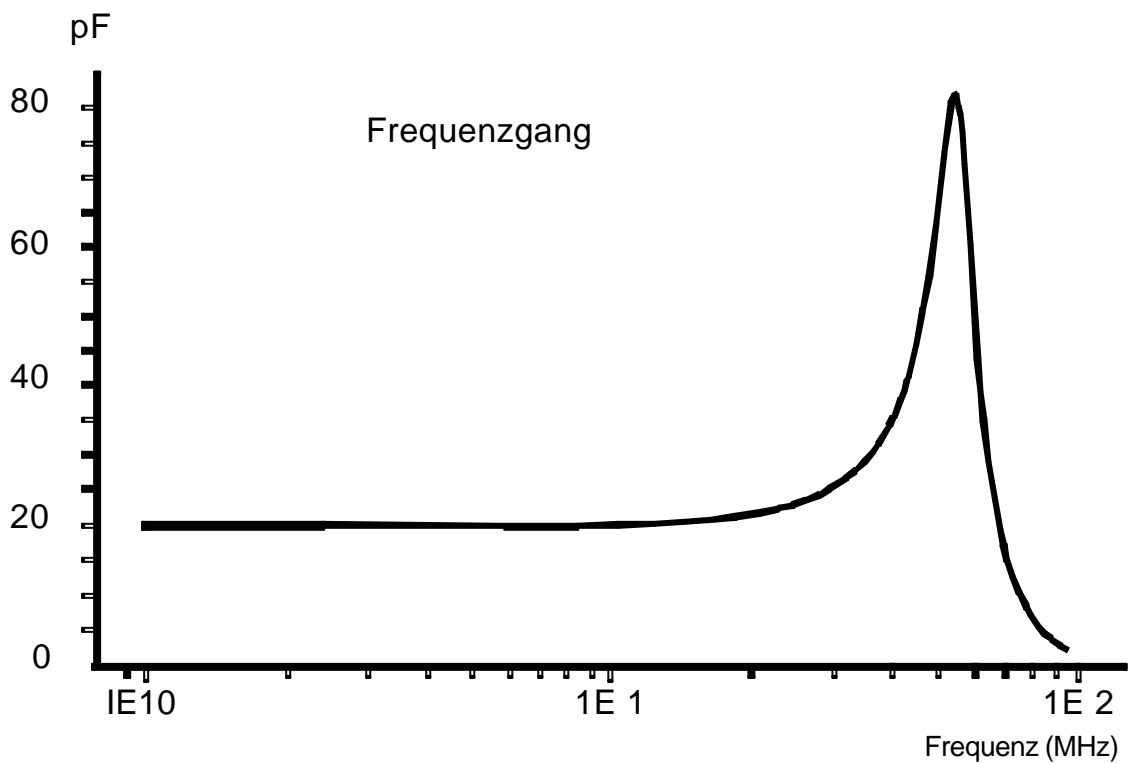
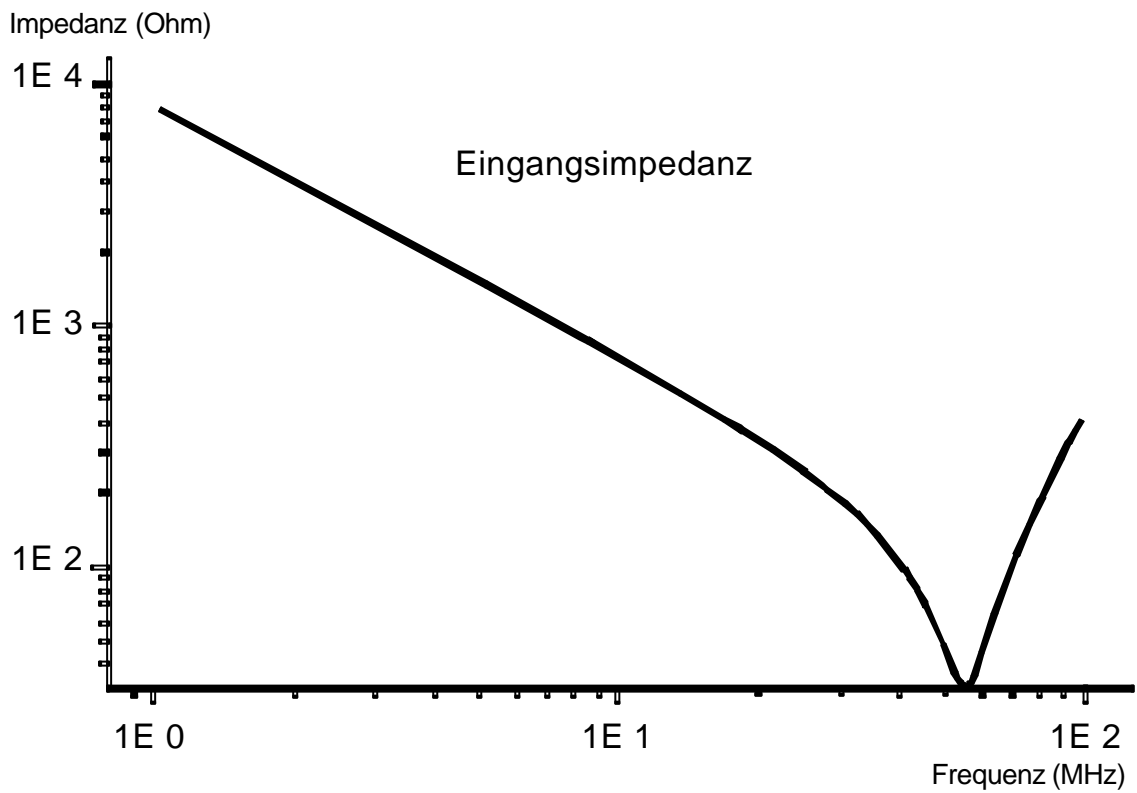


Abbildung 19: Eingangsimpedanz und Frequenzgang einer vertikalen Stabantenne, Dimensionen siehe Text.

Ein weiteres Diagramm (Abb. 20) zeigt das Ergebnis eines Vergleichs derselben Antenne mit zwei verschiedenen Lastimpedanzen, beide mit $C_e=7,2$ pF, aber einmal mit $R_e = 1$ MS und das andere Mal mit $R_e=50$ S. Die Eingangsgröße ist dabei ein vertikal polarisiertes und ebenes elektrisches Feld der Stärke 0,1 kV/m.

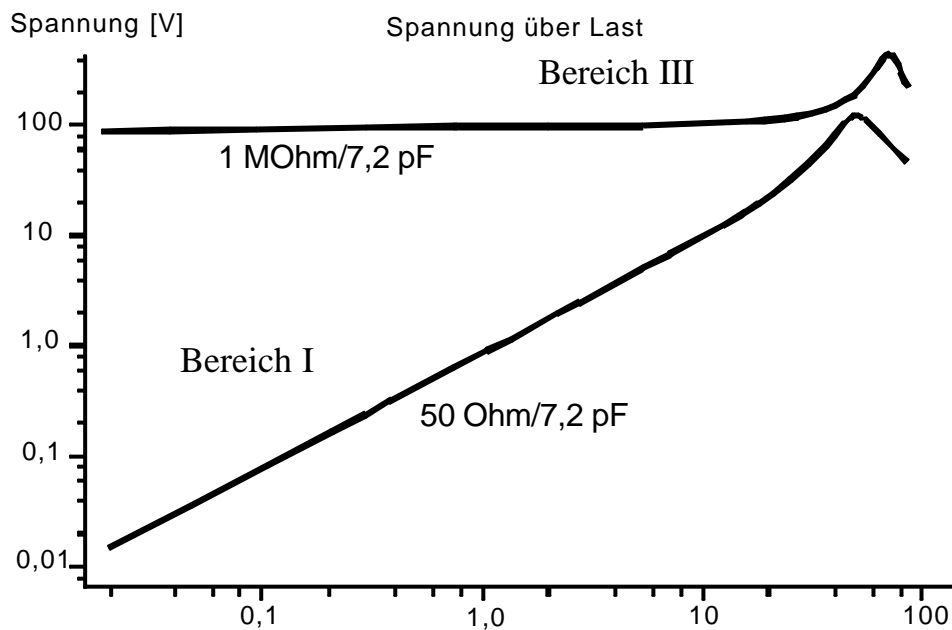


Abbildung 20: Vergleich 50 Ohm/1 MOhm

Deutlich zeigt sich der Betrieb im Bereich I und Bereich III. Wird nun der Eingangswiderstand von 50 Ohm ausgehend ins Unendliche gesteigert, ergibt sich der in Abbildung 21 gezeigte Frequenzgang, dabei gibt der senkrecht stehende Pfeil die Richtung des steigenden Eingangswiderstandes an.

Die Kurven wandern vom Bereich I über den nicht brauchbaren Bereich II schließlich in den Bereich III hinein. Eine genauere Berechnung zeigt außerdem, dass erst ab einem Eingangswiderstand über 1 MS die Ausgangsspannung hinreichend unabhängig von der Frequenz ist und erst dann ein reiner Bereich- III-Betrieb gegeben ist.

Wie zu erwarten sinkt die Ausgangsspannung bei steigender Eingangskapazität. Außerdem ist erkennbar, dass die Frequenzspitze bei steigenden Eingangskapazitäten zwar in Richtung kleinerer Frequenzen wandert, dies aber nicht wesentlich für den interessanten Frequenzbereich bis 2 MHz ist.

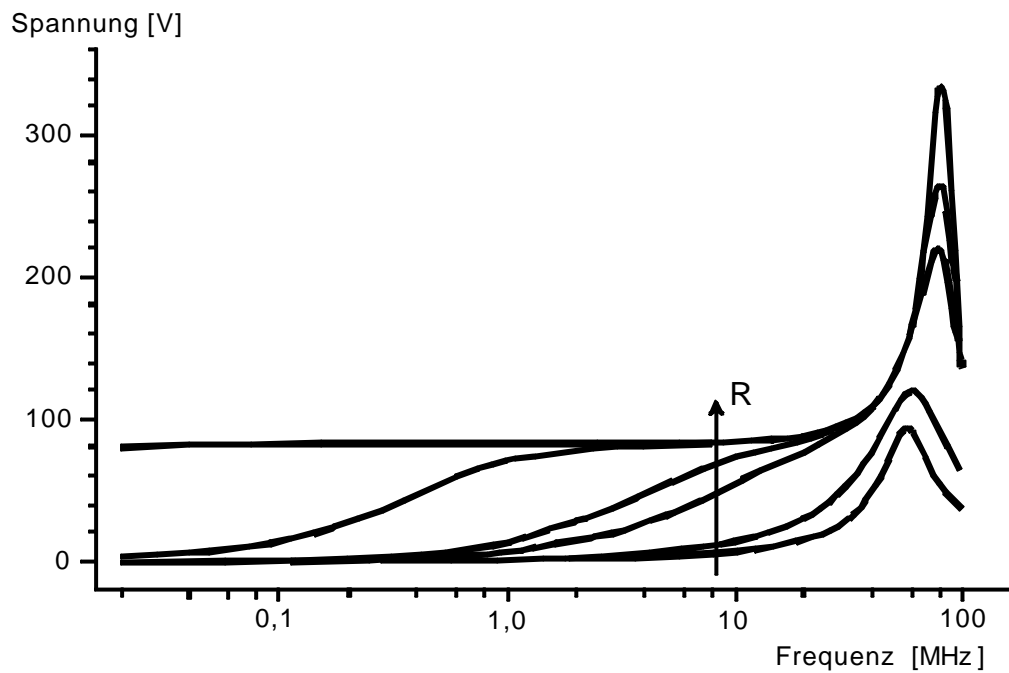


Abbildung 21: Variation des Eingangswiderstands

Eine Variation der Lastkapazität bringt (Abbildung 22) keine durchgreifende Änderung des

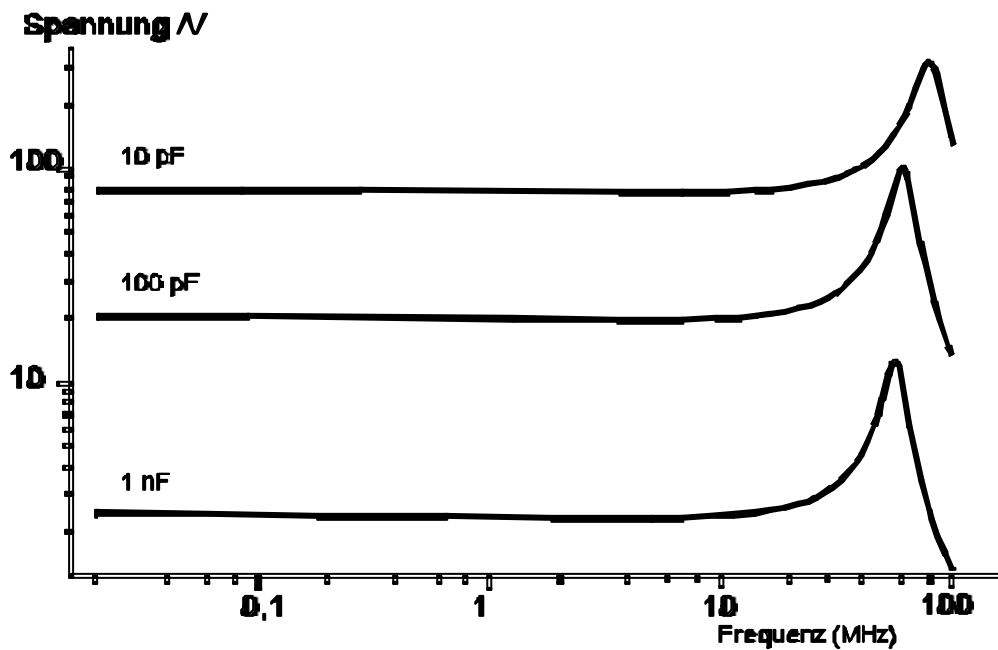


Abbildung 22: Variation der Lastkapazität

Frequenzgangs, lediglich die Amplitude des Ausgangssignals wird abgesenkt.

Dieses Verhalten ist entscheidend für den praktischen Aufbau in Bezug auf nicht zu vermeidende Eingangskapazitäten und vor allem hinsichtlich des Überspannungsschutzes. Dieser ist so zu wählen, dass er zwar hochohmig sein muss, seine parasitäre Kapazität ist dagegen unkritisch.

4.4.3 Kapazitätsänderung durch Variation der Antennenlänge

Die Antennenkapazität variiert mit der Antennenlänge und ihrem Radius, ihre genaue Kenntnis ist für die Berechnung der Antenneneigenschaften entscheidend. Die in CONCEPT modellierte Antenne wird dabei durch eine Spannungsquelle ($U=1V$; $s_I = 0S$) am Fußpunkt gespeist und der dann fließende Strom mit CONCEPT berechnet. Der Phasenwinkel φ des Stroms weicht im betrachteten Bereich von -90° nur unwesentlich ab, die Impedanz ist somit rein kapazitiv. Die Antennenlänge variiert im technisch sinnvollen Bereich von 1 bis 5 Meter, ihr Radius von 1 bis 25 Millimeter.

Als Antennenkapazitätswerte, angegeben in pF, wurden berechnet:

C [pF]	Länge [m]				
Radius [mm]	1,00	2,00	3,00	4,00	5,00
1	9,51	17,05	24,09	30,85	37,40
2	10,83	19,14	26,85	34,22	41,35
3	11,80	20,64	28,80	36,58	44,10
4	12,61	21,86	30,38	38,48	46,30
5	13,32	22,92	31,74	40,10	48,17
6	13,97	23,88	32,95	41,55	49,83
7	14,58	24,76	34,06	42,87	51,34
8	15,16	25,58	39,09	44,09	52,73
9	15,71	26,37	36,07	45,23	54,04
10	16,25	27,12	36,99	46,32	55,27
12	17,29	28,54	38,74	48,35	57,56

14	18,30	29,90	40,38	50,25	59,70
16	19,30	31,22	41,96	52,06	61,72
18	20,29	32,51	43,49	53,81	63,67
20	21,30	33,79	45,00	55,51	65,56
25	23,92	37,03	48,75	59,70	70,16

Tabelle 5: Antennenkapazitäten als Funktion des Antennenradius und der Antennenlänge

Es ist erkennbar, dass sowohl der Antennenradius, als auch die Antennenlänge die Kapazität beeinflusst. Radien kleiner als 1 mm und größer als 25 mm sind mechanisch unbrauchbar und wurden daher auch nicht berechnet.

Um die Abhängigkeit der Antennenkapazität von ihren geometrischen Daten erkennen zu können, ist ferner die in Abbildung 23 wiedergegebene grafische Darstellung sinnvoll.

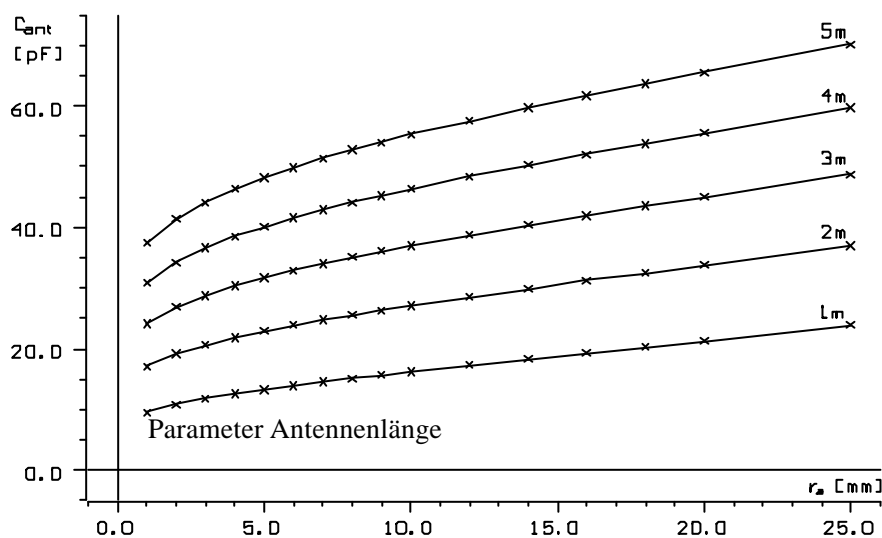


Abbildung 23: Antennenkapazität als Funktion des Antennenstadius r_A

Im Bereich kleiner Antennenradien wird der Verlauf zunehmend nichtlinear, was allerdings technisch unbedeutend ist, da kleine Durchmesser keine hinreichende mechanische Stabilität gewährleisten und auch elektrisch keine Vorteile bieten. Für größere Radien kann die Nichtlinearität vernachlässigt

werden und es kann mit hinreichender Genauigkeit der Kapazitätsverlauf durch eine Gerade angenähert werden.

Es stellt sich die Frage, ob die erhaltenen Ergebnisse mit der vorhandenen Literatur in Einklang stehen, die dort auf eine andere Art und Weise gewonnen worden sind. Gold und Anderson [Gol] geben als Antennenkapazität an:

$$C_{\text{Ant}} = \frac{2B \cdot g_0 g_r R}{\ln\left(\frac{2R}{r}\right) \cdot 1,5}$$

Man erhält z.B. für eine 1 Meter lange Antenne folgende Werte:

<u>Antennenradius [mm]</u>	<u>Wert n. Concept [pF]</u>	<u>Wert n. Golde/Anderson [pF]</u>
1	9,51	9,1
10	16,25	14,6
20	21,30	17,9

Die Abweichungen sind für kleine Antennenradien geringfügig und steigen bei größer werdenden Halbmessern an. Für übliche Radien ist mit einer guten Übereinstimmung zwischen den Antennenkapazitäten nach CONCEPT und Golde/Anderson gegeben.

Für die weitere Betrachtung der Antennenkapazität muss jedoch berücksichtigt werden,

- a) dass die Antenne nicht auf einer ideal leitfähigen Fläche mit unendlicher oder ausreichend hoher Ausdehnung steht;
- b) und ihr nicht immer eine senkrechte Aufstellung vorliegt (z.B. Montage auf einem schrägen Dach) und
- c) der Abstand zwischen Antennenfuß und Grundplatte variiert.

Daher kann es in diesen Fällen notwendig sein, die vor Ort vorhandene Geometrie in der Berechnung der Antenneneigenschaften zu berücksichtigen.

4.4.4 Antenne auf einem Mast

Steht die Antenne mit ihrem unteren Ende nicht direkt auf einer leitfähigen Ebene, sondern besteht zwischen Antennenfuß und Ebene ein Abstand im Meterbereich, so verändern sich die Antenneneigenschaften in der Weise, dass sich

- a) die Fußpunktspannung und
- b) die Antennenkapazität

ändern

Die Tabellen 6 und 7 zeigen den Einfluss der Änderung dieser beiden Größen, dabei wird die gesamte Konstruktion mit einem senkrecht polarisierten elektrischen Feld der Stärke 1 kV/m bei einer Frequenz $f=100\text{ kHz}$ angeregt. Der Antennenradius beträgt $r_a=5\text{ mm}$. Der Fußpunkt der Antenne stehe mit dem Abstand 1 cm auf einem runden Mast mit dem Radius 30 mm und variabler Masthöhe h_m . Die Last besteht aus einer Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes $R = 1,5\text{ MS}$ mit einer Kapazität $C = 10\text{ pF}$. Die Zahlenwerte der Tabelle 5 (Spalte „Masthöhe über Erde“) sind auf die Feldstärke normiert

In der Tabelle 6 ist der Übertragungsfaktor k der Antenne angegeben, also das Verhältnis zwischen gewonnener Spannung zu aufgewendeter Feldstärke bei gegebener Last.

Antenne n-länge	Masthöhe h_m über Erde				Antennenkapazität C_{ant} in pF bei h_m			
	0m	2m	5m	10m	0m	2m	5m	10m
0,5m	0,20	1,38	2,91	5,31	7,64	6,29	6,27	6,27
1,0m	0,53	2,31	4,66	8,35	13,08	11,29	11,23	11,21
1,5m	0,91	3,07	5,94	10,46	18,02	15,89	15,78	15,73
2,0m	1,31	3,74	6,98	12,10	22,68	20,28	20,10	20,03
2,5m	1,73	4,36	7,88	13,46	27,16	24,52	24,27	24,17
3,0m	2,16	4,95	8,70	14,64	31,50	28,66	28,33	28,19
3,5m	2,60	5,51	9,45	15,70	35,73	32,70	32,31	32,13

Antenne n-länge	Masthöhe h_m über Erde				Antennenkapazität C_{ant} in pF bei h_m			
	0m	2m	5m	10m	0m	2m	5m	10m
4,0m	3,04	6,07	10,16	16,65	39,87	36,68	36,21	35,99
4,5m	3,49	6,61	10,83	17,54	43,94	40,60	40,06	39,79
5,0m	3,94	7,14	11,47	18,38	47,94	44,47	43,85	43,54

Tabelle 6: Antennenkapazität in Abhängigkeit von der Antennenlänge und der Masthöhe

Würde die Antenne unbelastet betrieben werden, so wäre die Fußpunktspannung mit der Leerlaufspannung identisch, oder anders ausgedrückt: $U_{Ant}=U_e$. Um den Einfluss der Masthöhe zu verdeutlichen, sind die berechneten Werte auf einen Meter bezogen. Damit wird der Faktor $k'=k/R$ dimensionslos. Der absolute Wert der Spannung berechnet sich dann zu

$U = k' \cdot R \cdot E$. Mit der Antennenlänge R in Metern, der elektrischen Feldstärke E in V/m ergibt sich die Spannung dann in Volt.

Antennenlänge	Masthöhe h_m über Erde			
	0m	2m	5m	10m
0,5m	0,94	7,15	15,11	27,55
1,0m	0,94	4,36	8,81	15,79
1,5m	0,94	3,33	6,47	11,40
2,0m	0,95	2,79	5,23	9,07
2,5m	0,95	2,45	4,45	7,61
3,0m	0,95	2,22	3,92	6,61
3,5m	0,95	2,06	3,54	5,88
4,0m	0,95	1,93	3,24	5,32
4,5m	0,95	1,83	3,01	4,88

Tabelle 7: Bezogene Werte der Fußpunktspannung

Dies bedeutet, dass bei einer auf dem Boden stehenden Antenne die Ausgangsspannung, die auf einen

Betrieb ohne Last umgerechnet worden ist, etwa proportional zum Produkt aus Antennenlänge und einfallender Feldstärke ist. Der Proportionalitätsfaktor beträgt dabei 0,95, also etwas weniger als der theoretische Wert 1,0. Sobald die Anordnung aber angehoben wird, verschwindet dieser näherungsweise lineare Zusammenhang, insbesondere bei kurzen Antennen ist der Anstieg durch die Anhebung sehr hoch, da die Kapazität zwischen Antenne und Umgebung dort am meisten vermindert wird, was dann einen großen Spannungsanstieg zur Folge hat.

Aus den Ergebnissen folgt die für die Messpraxis entscheidende Erkenntnis:

Die oft verwendete Methode, eine Antenne auf dem Erdboden zu kalibrieren, zum Beispiel mit Hilfe eines aufgehängten und elektrisch angeregtem Netz, ist ungültig, wenn nicht die Höhe des Aufstellungsorts berücksichtigt wird.

Dabei wurde noch außer Acht gelassen, dass auch die Form des Gebäudes die Antennencharakteristik beeinflusst, was noch gezeigt wird.

4.4.5 Auswirkung der Masthöhe auf die obere Grenzfrequenz

Neben der Erhöhung der Ausgangsspannung einer nicht auf dem Erdboden stehenden Antenne ($h_m > 0$) gegenüber einer Antenne mit $h_m = 0$ verändert sich auch die obere Grenzfrequenz.

Mit einer ebenfalls mit CONCEPT durchgeführten Rechnung konnte gezeigt werden, dass sich die oberen Grenzfrequenzen mit steigender Masthöhe in Richtung tieferer Werte bewegen.

Die Abbildung 23 gibt den Frequenzgang folgender Anordnung wieder:

Antenne:	ideal leitfähig, Durchmesser 10mm, Länge 1m
Mast:	ideal leitfähig, Durchmesser 60mm, Masthöhe variabel
Feld:	E-Feld mit senkrechter Polarisation, Amplitude 1kV/m; 100 kHz

Last: 1,5 MS || 10 pF

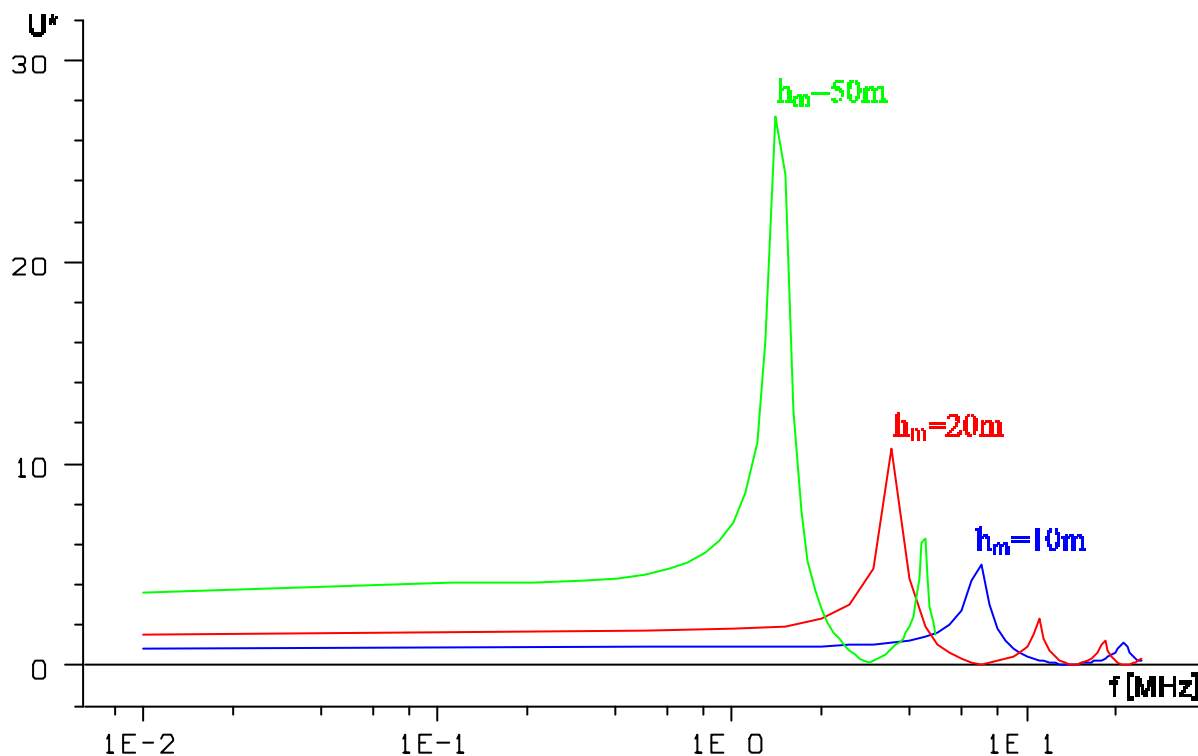


Abbildung 23: Grenzfrequenz angehobener Antennen

Da der absolute Wert der Ausgangsspannung nicht von Bedeutung ist, wurde hier zur Verdeutlichung des Unterschiedes verschiedener Werte von h_m die auf die Masthöhe $h_m = 0$ bezogene Ausgangsspannung U^* verwendet.

Ersichtlich ist, dass die Spannungsüberhöhung bei steigender Masthöhe sich in Richtung tieferer Frequenzen, also steigenden Wellenlängen, verschiebt. Trägt man die Resonanzfrequenz, abhängig von der Masthöhe h_m , in ein gemeinsames Diagramm mit der auf ein Viertel der Wellenlänge bezogenen Frequenz $f = c / 4h_m$ ein, so ergeben sich in der Tabelle 7 gezeigten Werte

Masthöhe h_m [m]	$f_{\max} = c/4h_m$ [MHz]	f_{\max} nach CONCEPT [MHz]
1,0	75,00	48,60
2,0	37,50	29,20
3,0	25,00	20,60
4,0	18,75	15,95
5,0	15,00	13,05

Masthöhe h_m [m]	$f_{\max} = c/4h_m$ [MHz]	f_{\max} nach CONCEPT [MHz]
7,5	10,00	8,93
10	7,50	6,80
15	5,00	4,61
20	3,75	3,48
25	3,00	2,80
30	2,00	2,35

Tabelle 8: Grenzfrequenzen für verschiedene Masthöhen

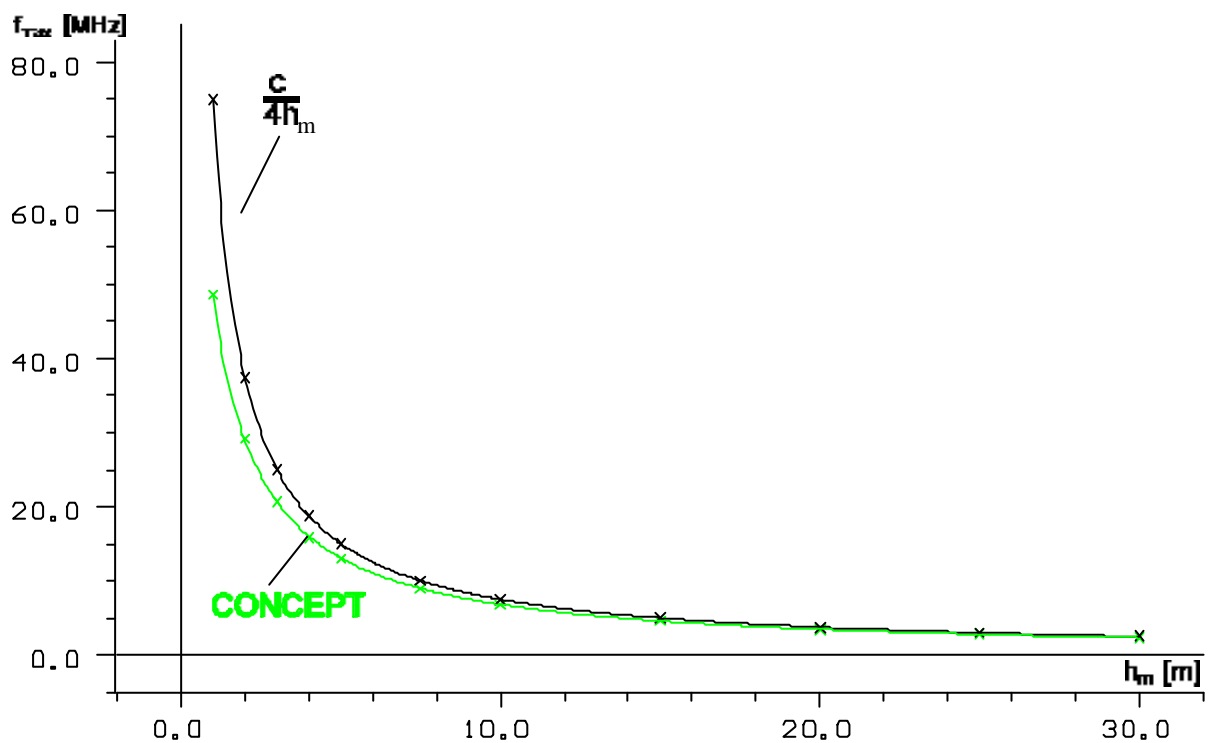


Abbildung 23: Vergleich der mit CONCEPT berechneten Resonanzfrequenzen mit der Frequenz $f = c/4h_m$

Tabelle 8 und Abbildung 13, 23 zeigen, dass sich mit steigender Masthöhe die Kurven immer mehr anpassen. Dies erklärt sich damit, dass bei geringen Masthöhen der Anteil der Antennenlänge zur Gesamtlänge (= Antennenlänge + Masthöhe) höher ist, als bei großen Mastlängen. Die Wellenfront regt den Mast gleichermaßen wie die Antenne an, mit der Randbedingung, dass an der Mastspitze sich ein Stromknoten befinden muss, da die Mastspitze selbstverständlich isoliert gegenüber der Antennenunterseite ist. Ebenso befindet sich an der Antennenspitze ein Stromknoten. Ferner ist als

Geschwindigkeit die Lichtgeschwindigkeit eingesetzt, was streng genommen nur im Vakuum oder in der Luft, nicht aber ohne Einschränkung bei Vorgängen an metallischen Leitern gilt. Mit reduzierter Geschwindigkeit passen sich die Kurven noch weiter aneinander an.

Aus den Berechnungen lässt sich als Schlussfolgerung ableiten, dass bei Masthöhen bis 25 m mit einer oberen Grenzfrequenz von etwa 1 MHz zu rechnen ist, wobei die obere Grenzfrequenz bei größeren Höhen nicht mehr so rasch abnimmt, was sich aus dem $1/h_m$ -Verhalten der Grenzfrequenz ableitet.

Offensichtlich ist zumindest im Bereich der Masthöhen bis 25 Metern mit einem hinreichend linearen Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und der Masthöhe zu rechnen. Da bei größeren Frequenzen über etwa 1 MHz die Verläufe weitaus komplexer verlaufen, kann auch hier wieder eine sinnvolle obere Grenzfrequenz von etwa 1 MHz für die Messung angegeben werden.

Die Überhöhung der Ausgangsspannung ist in der Abbildung 24 grafisch unter Zuhilfenahme einer CONCEPT-Rechnung dargestellt. Die die einzelnen Punkte verbindende Ausgleichsgerade wurde mit eingezeichnet. Die Ausgangsspannung wurde bei einer festen Frequenz von 100 kHz berechnet und ist auf den Wert bei einer Masthöhe $h_m = 0\text{m}$ normiert, damit steht der Antennenfußpunkt isoliert auf der Oberfläche einer ideal leitenden Fläche. Ersichtlich ist, dass CONCEPT bei einer Masthöhe von 20 Meter bereits eine um den Faktor 16 erhöhte Spannung liefert, der Einfluss der Masthöhe ist also erheblich.

Die obere Grenzfrequenz in Abhängigkeit von der Masthöhe ist ebenfalls in Abbildung 24.

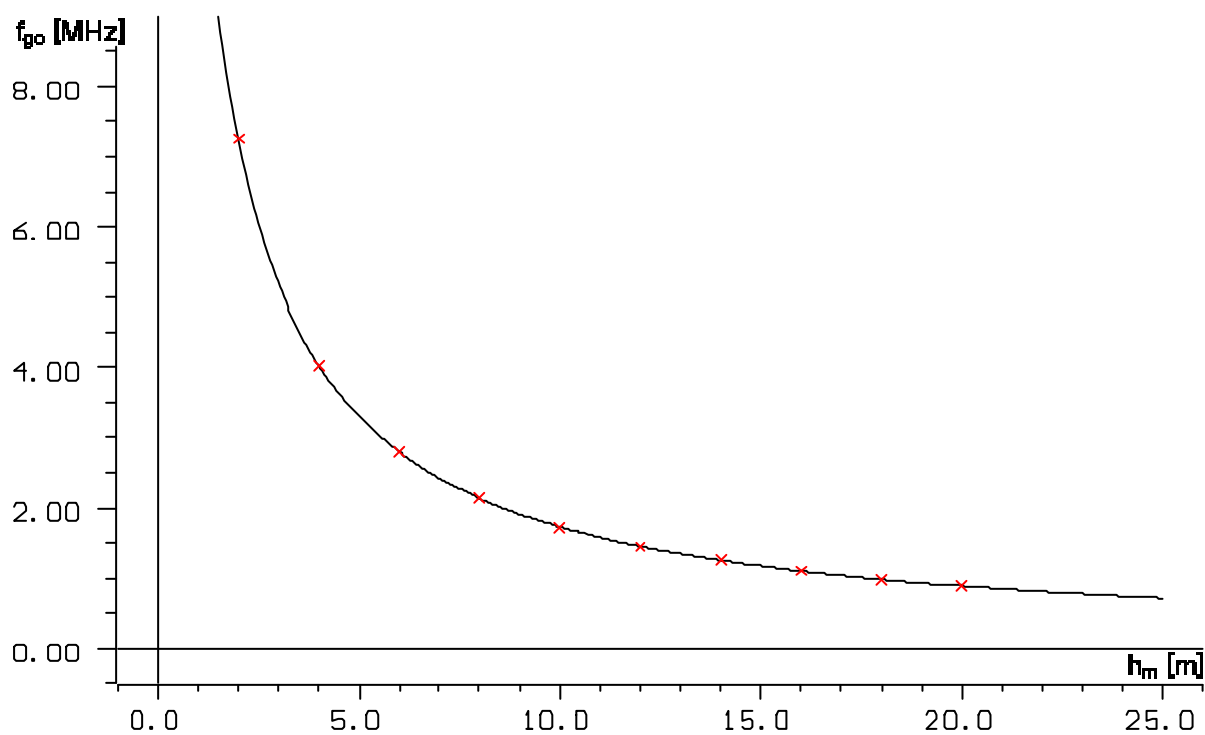
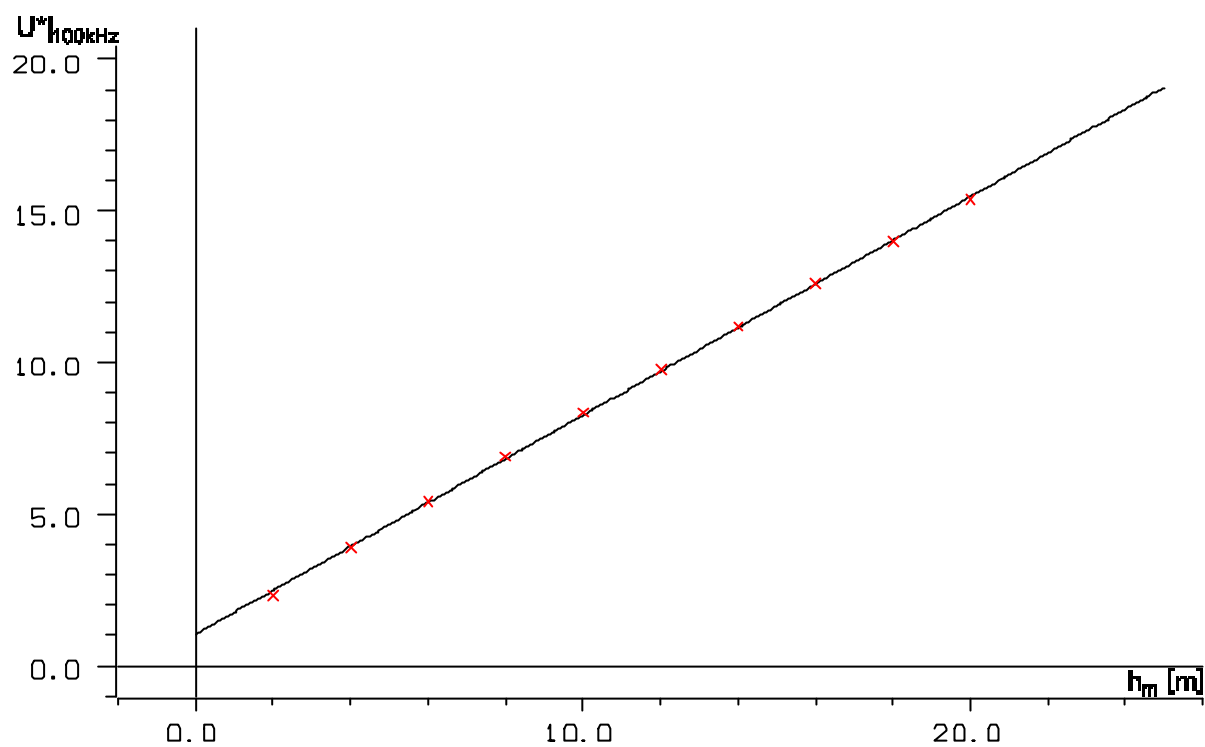


Abbildung 24: Normierte Ausgangsspannung und obere Grenzfrequenz für Masthöhen bis 25m

Eine lineare Approximation nach dem Prinzip der kleinsten Fehlerquadrate ergibt folgende Näherung:

$$U^* = 1,034 + 0,722 @h_m \text{ [m]}$$

Die obere Grenzfrequenz ist stark nichtlinear, sie lässt sich mit einer gebrochen rationalen Funktion erster Ordnung annähern:

$$f_{\text{Grenz,oben}}(h_m) \approx \frac{k_0 + k_1 @h_m}{1 + k_2 @h_m}$$

mit $k_0 = 35,74$; $k_1 = -0,0049$ und $k_2 = 1,96$.

Dabei ist die Masthöhe wieder in Metern einzusetzen, die Frequenz wird dann in MHz berechnet.

Wird k_1 aufgrund seines geringen Werts vernachlässigt, so erhält man wegen $k_2 @h_m \ll 1$ wieder den theoretisch nach $f_{\text{max}} = c / 4 h_m$ zu erwartenden Zusammenhang eines $1/h_m$ Verlaufs.

4.5 Rückwirkung des Aufstellungsortes

4.5.1 Einleitung

Während für die bisherigen Betrachtungen die Antennen auf dünnen Masten (Masthöhe » Mastdurchmesser) montiert waren, soll nun die Beeinflussung durch eine flächige Struktur untersucht werden. Da die Vielseitigkeit der real auftretenden Gebäudeformen unüberschaubar ist, soll diese Analyse mit Hilfe einfacherer Grundrisse durchgeführt werden.

Außerdem können Abschattungen und unterschiedliche Montageorte das Antennenverhalten beeinflussen, dieser Aspekt wurde ebenfalls einer näheren Prüfung unterzogen.

4.5.2 Variation der Gebäudehöhe

Im ersten Fall wird ein Block mit einer quadratischen Grundfläche von 5m x 5m von variabler Höhe betrachtet. Die Antenne steht im Kreuzungspunkt der Dachdiagonalen, ihre Länge beträgt 1,5m bei einem Radius von 15mm. Die Antennenlast wird wieder durch die Parallelschaltung eines Verstärkereingangswiderstand von 1,5 M Ω und einer Eingangskapazität von 10 pF gebildet. Das einstrahlende Wellenfeld mit sinusförmigem Zeitverlauf ist senkrecht polarisiert bei einer Stärke von 0,1 kV/m und einer Frequenz von 1 MHz. Die Spannung wird auf eine Gebäudehöhe von 0m normiert, die relative Spannung ist dann 1.

Der in etwa lineare Zusammenhang zwischen der Gebäudehöhe h_G und der auf $h_G = 0$ bezogene Ausgangsspannung (U^*) ist in Abbildung 24 dargestellt.

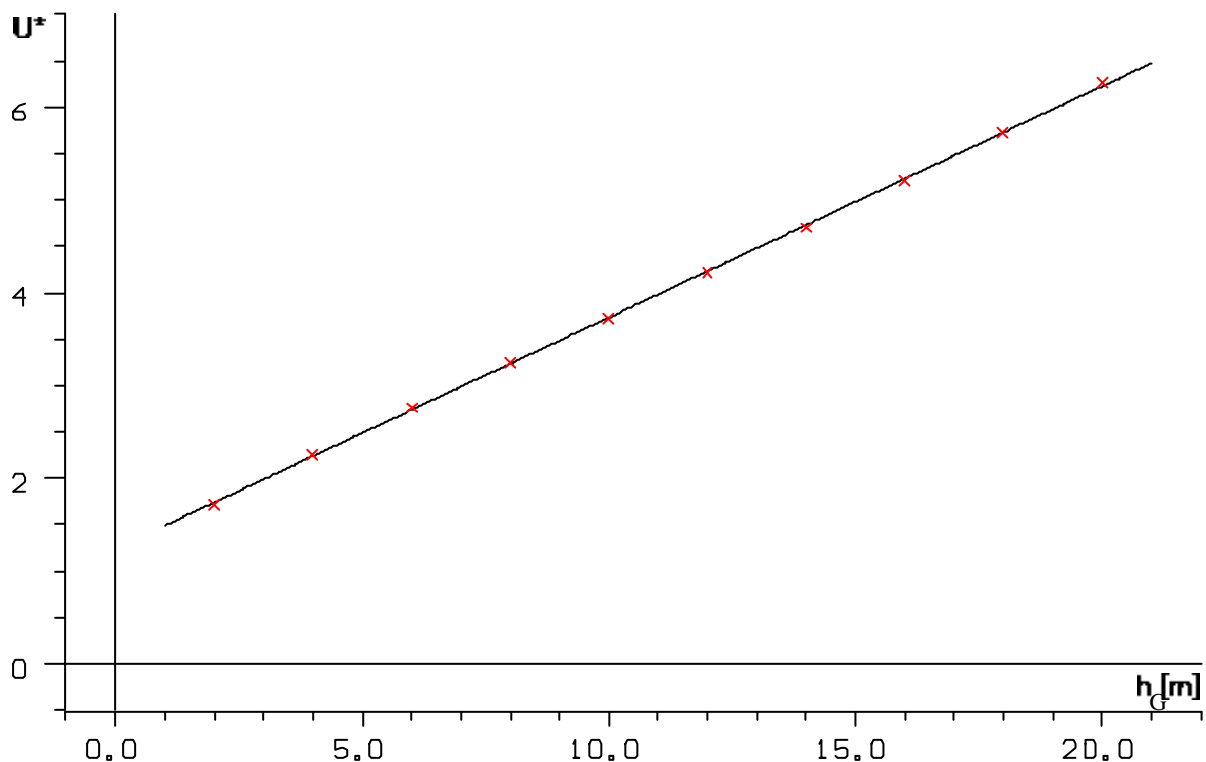


Abbildung 24: Normierte Ausgangsspannung als Funktion der Gebäudehöhe (Gebäude mit quadratischem Grundriss 5m x 5m)

Für die Ausgleichsgerade gilt dabei die Beziehung:

$$U^* = 1,242 + 0,249 @h_G$$

mit der Gebäudehöhe h_G in Meter.

Vergleicht man die berechneten Werte mit der Antenne auf einem Mast ($U^* = 1,034 + 0,722 @h_m$) so zeigt sich, dass die Ausgangsspannung einer Antenne auf einer flächigen Struktur kleiner ist, obwohl die Antenne sogar um 50cm länger ist.

Bei gleicher Höhe von Mast und Gebäude wird die Ausgangsspannung beim Gebäude nicht so stark gegenüber Bodenniveau erhöht wie beim Mast. Diese starke Abweichung zwischen mastmontierten und gebäudemontierten Antennen führt zu der bereits im vorhergehenden Kapitel angesprochenen Erkenntnis, dass sowohl die Form als auch die Höhe des Gebäudes eine wesentliche Rolle spielt.

Eine weitere Beeinflussungsmöglichkeit liegt in der Art der Grundfläche des Gebäudes. Dieses kann rechteckig, quadratisch oder kreisförmig sein oder auch eine komplexere Struktur besitzen.

Im zweiten Beispiel wurde daher ein zylinderförmiges Gebäude mit dem Durchmesser 10 Meter bei unterschiedlichen Antennenlängen berechnet; die Antenne treibt eine Last von 1,5 MS/10 pF, der Antennenradius ist 10mm.

Das E-Feld ist vertikal polarisiert mit einer Amplitude von 1kV/m, seine Frequenz beträgt 200 kHz.

Auch hier zeigt sich die lineare Abhängigkeit der Fußpunktspannung von der Gebäudehöhe (Abbildung 26).

Die Steigung der Ausgleichsgeraden ist ferner abhängig von der Antennenlänge, hier mit R bezeichnet, die zwischen 1 bis 3m variiert wurde.

CONCEPT DATENSATZ: Turm $t=15\text{m}$

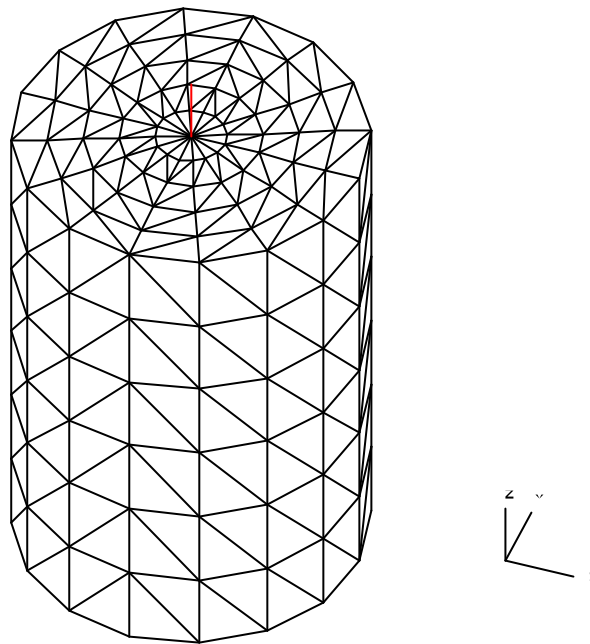


Abbildung 25: Gebäude mit kreisförmiger Grundfläche

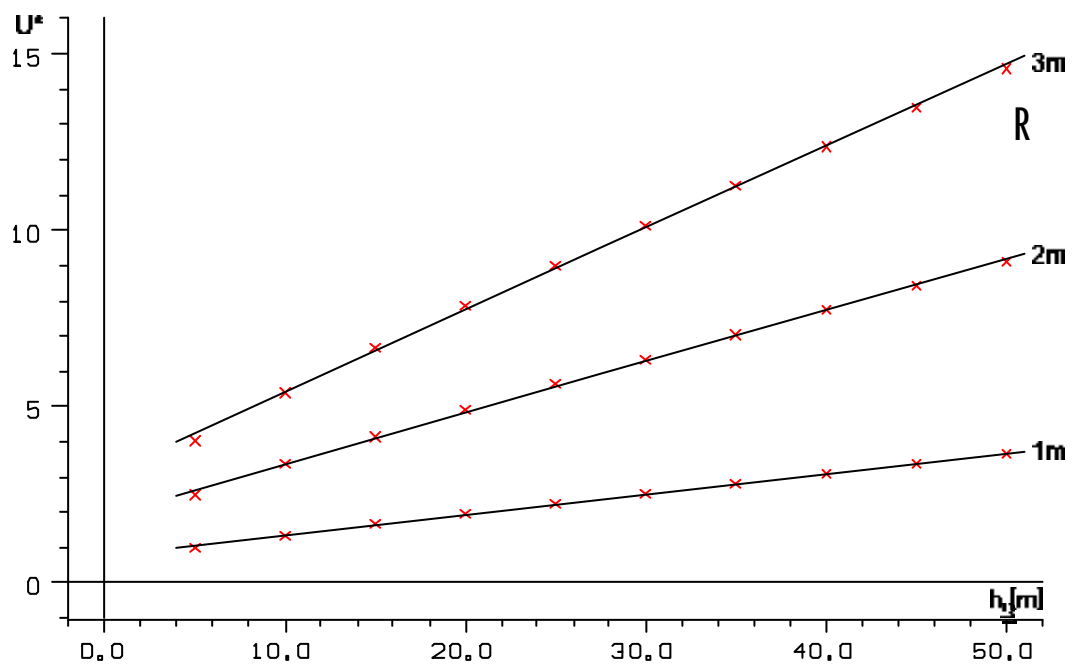


Abbildung 26: Normierte Ausgangsspannung als Funktion der Gebäudehöhe (Gebäude mit einer kreisförmigen Grundfläche, Durchmesser 10m)

Aus den bisher gewonnenen Ergebnissen folgt:

- a) Die Fußpunktspannung steigt nahezu linear mit der Antennenlänge (solange die Antennenlänge sehr viel kleiner als $\frac{8}{4}$ der einlaufenden Welle ist) und mit der Gebäudehöhe.
- b) Der Proportionalitätsfaktor ist abhängig von der Antennengeometrie und der Umgebung der Antenne. Im Allgemeinen gilt: je größer die Dachfläche, desto geringer ist die Steigung der Geraden. Eine die Antenne umgebende Dachfläche bewirkt ein Absinken der Antennenspannung gegenüber einer freistehenden Anordnung.
- c) Infolge der Vielfalt der auftretenden Gebäudeformen wird eine Berücksichtigung der Beeinflussung der Antenne durch das Gebäude empfohlen. Zur Abschätzung dieses Einflusses dienen die bereits berechneten Formen, wie Masten und Gebäude mit runden oder rechteckigen Grundflächen.

4.5.3 Variation des Aufstellungsorts

Durch die bisherige Annahme des Montageorts des Feldsensors in der Mitte der Dachfläche konnte durch die Ausnutzung der Symmetrie die Rechenzeit relativ gering (im Stundenbereich) gehalten werden.

Im Allgemeinen wird die Antenne jedoch an denjenigen Stellen positioniert, an denen dies konstruktiv einfach durchzuführen ist. Daher ist es nur in seltenen Fällen möglich, den idealen Antennenstandort (z.B. weit genug entfernt von Abschattungen etc) zu wählen, sondern es müssen vorhandene Plätze auf ihre Tauglichkeit hin untersucht werden.

Außerdem ist die Forderung zu stellen, dass die Antennenspannung nicht von der Einfallsrichtung, also den willkürlich auftretenden Orten der Feldquelle (Blitz), abhängen darf, da sich sonst Amplitudenfehler ergeben, die wiederum nach der Rückrechnung zu Fehlern in der Blitzortung bei der Ermittlung des Blitzstromscheitelwerts führen. Die Antenne sollte folglich möglichst eine ideale

Rundstrahlcharakteristik aufweisen.

Zu diesem Zweck wurde die Probeantenne an verschiedenen Stellen eines Gebäudes angenommen und mit CONCEPT die daraus resultierenden Richtdiagramme berechnet.

Dazu wurde die Antenne im Fußpunkt mit einer konstanten Spannung variabler Frequenz gespeist. Das von CONCEPT berechnete Richtdiagramm ist wie folgt mit der Gebäudekonstruktion verknüpft:

Modelliert wurden zuerst zwei Gebäude: eines mit quadratischer (Gebäude A) und eines mit rechteckiger Grundfläche (Gebäude B), entsprechend Abbildungen 27 und 28.

Gebäude A:

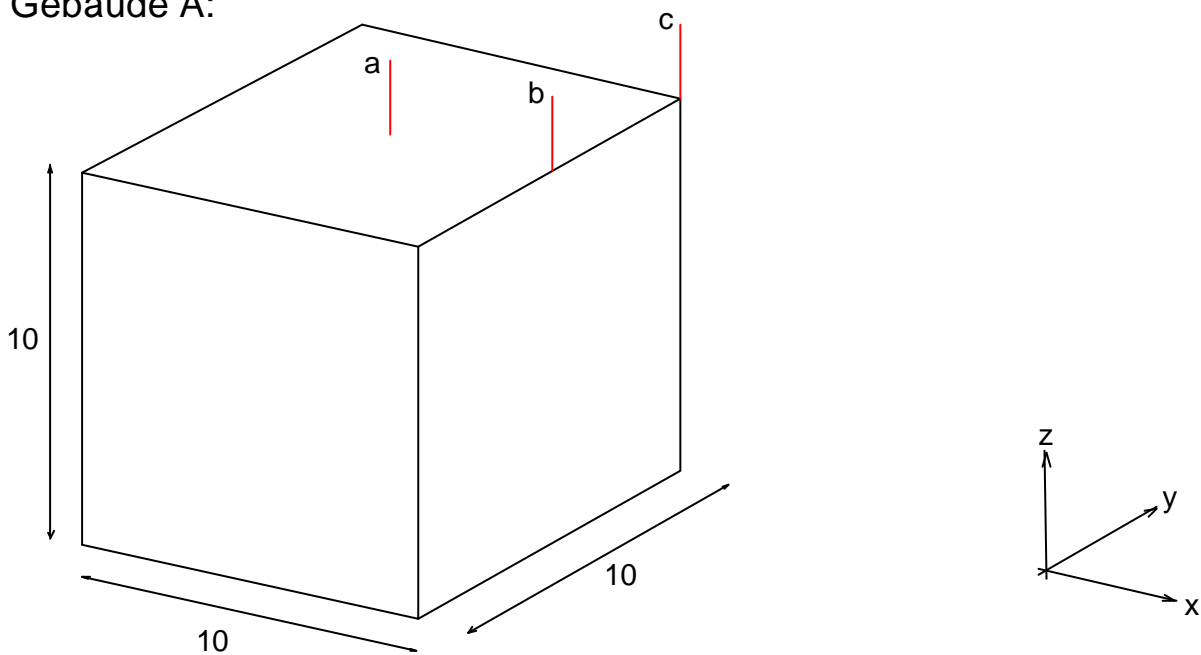
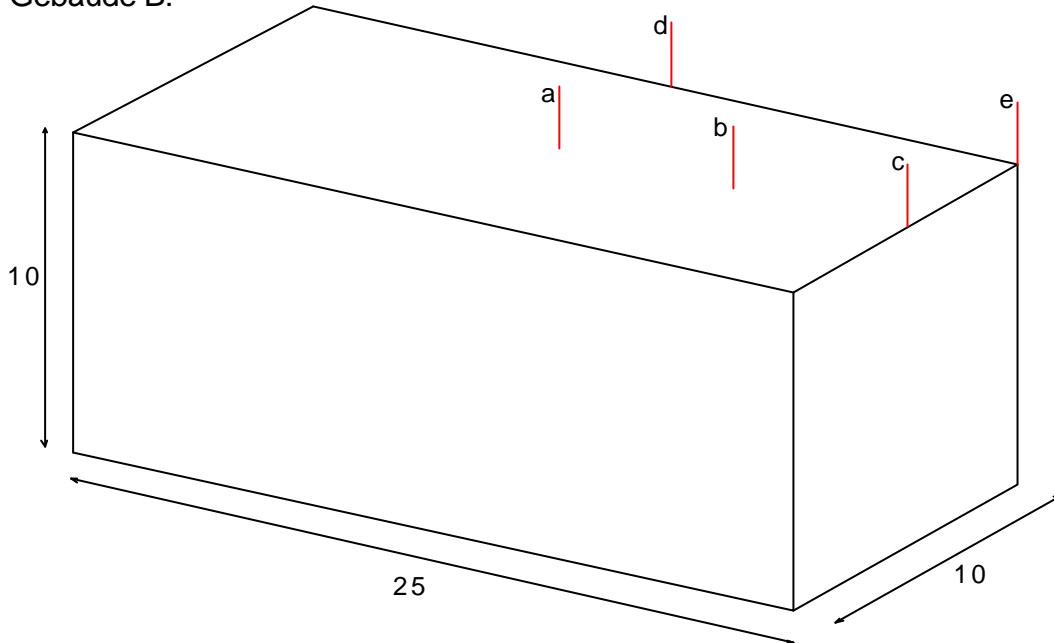


Abbildung 27: Verschiedene Antennenstandorte bei Gebäude A

Die Antenne steht in den Positionen

a	in der Mitte	$x=5\text{m}$	$y=5\text{m}$	$z=10\text{m}$
b	an einer Kante	$x=10\text{m}$	$y=5\text{m}$	$z=10\text{m}$
c	an einer Ecke	$x=10\text{m}$	$y=10\text{m}$	$z=10\text{m}$

Gebäude B:

**Abbildung 28:** Verschiedene Antennenstandorte bei Gebäude B

Die Antenne steht in den Positionen

a	in der Mitte	$x=12,5\text{m}$	$y=5\text{m}$	$z=10\text{m}$
b	außerhalb der Mitte	$x=18,75\text{m}$	$y=5\text{m}$	$z=10\text{m}$
c	an der kurzen Kante	$x=25\text{m}$	$y=5\text{m}$	$z=10\text{m}$
d	an der langen Kante und	$x=12,5\text{m}$	$y=10\text{m}$	$z=10\text{m}$
e	in einer Ecke	$x=25\text{m}$	$y=10\text{m}$	$z=10\text{m}$

Die Antennenlänge beträgt bei beiden Gebäuden je 2m, die Maße sind in Metern angegeben.

Auf Grund der fehlenden Symmetrien erhöhten sich allerdings die Rechenzeiten erheblich, sie betragen je nach Konstruktion 4-9 Stunden an einem Großrechner (Stand 1994), sie dürften aber bei der heutigen Computertechnik geringer sein.

Zu bemerken ist außerdem, dass es im betrachteten Wellenlängenbereich nicht erforderlich ist, das Gebäude durch ideal leitende Flächen nachzubilden, sondern es reicht die Modellierung durch eine Gitterstruktur aus. Meist sind in den Wänden Armierungsgitter vorhanden, deren Maschenweite (10-20

Zentimeter) wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge. Zur Überprüfung, ob beim Übergang von leitenden Flächen zu Maschengittern erhebliche Fehler auftreten können, sind Rechnungen durchgeführt worden, die belegen, dass der Einfluss der Maschenweite auf die Antennencharakteristik verschwindend gering ist. Eine hohe Maschenweite bringt den Vorteil erheblich kürzerer Rechenzeiten mit sich. Ferner wurde untersucht, ob bei real auftretenden ohmschen Widerständen des Maschenmaterials (meist Eisen/Stahl) im Bereich von 1-30 Ohm signifikante Abweichung gegenüber einer ideal leitenden Fläche auftreten. Als Ergebnis zeigten sich keinerlei wesentlichen Änderungen. Allerdings wurde dabei vorausgesetzt, dass die einzelnen Armierungsgitter im Sinne eines Faradayschen Käfigs während des Aufbaus des Gebäudes untereinander leitend verbunden worden sind.

Aus den Ergebnissen folgend konnte die Annahme einer idealleitenden Fläche aufrecht erhalten werden.

Die Berechnungen führten zu folgenden Aussagen:

- a) Bis zu einem Frequenzbereich von 1 MHz ist in allen Fällen eine fast vollkommene Rundstrahlcharakteristik vorhanden. Das bedeutet, dass im Horizontaldiagramm keine Richtungsabhängigkeit vorliegt. Bei einfachen Gebäudekonstruktionen ohne Abschattungen ist es unwichtig, an welchem Platz sich der Feldsensor befindet, solange der Frequenzbereich auf unter 1 MHz beschränkt bleibt.
- b) Bei höheren Frequenzen ergeben sich zum Teil erhebliche Abweichungen von der Idealcharakteristik.
- c) Die Höhe der Antennenfußpunktspannung ist stark abhängig vom Aufstellungsort der Antenne. Daher ist eine Berücksichtigung des Aufstellungsorts auch bei Frequenzen unter 1 MHz nötig. Der Einfluss ist durch Berechnung oder Kalibrierung zu überprüfen.
So ergeben sich folgende Fußpunktspannungen bei Gebäude B bei jeweils gleicher Anregung, bezogen auf den Aufstellungsort a:

<u>Aufstellungsort</u>	<u>Punkt</u>	<u>rel. Fußpunktspannung</u>
Antenne in Mitte	a	1,00
Antenne außermittig	b	1,05
Antenne an kurzer Kante	c	1,69
Antenne an langer Kante	d	1,53
Antenne an Ecke	e	2,27

Vereinfacht gesagt steigt die Spannung an, je weniger „Fläche“ sich um den Fußpunkt herum befindet. Ein ähnlicher Zusammenhang ist bei der Berechnung von Masten mit verschiedenen Grundflächen aufgetreten. Auch dort ist die Spannung um so kleiner, je mehr „Fläche“ um die Antenne herum ist, was mit der Erhöhung der Antennen-Dachkapazität zusammenhängt.

Dieser Effekt hat eine weitreichende Bedeutung für die Blitzfeldmessung:

Wird eine Antenne am Boden kalibriert, so können sich nach der Aufstellung am endgültigen Standort erhebliche Amplitudenverfälschungen gegenüber der Bodenkalibrierung ergeben

Daher ist es unbedingt erforderlich, die Antenne nach Montage auf dem Dach durch geeignete Methoden neu zu kalibrieren oder durch Modellierung des Gebäudes die Beeinflussung zu berechnen.

Zur Frage der Rundstrahlcharakteristik werden die Richtdiagramme herangezogen. Die Rundstrahlcharakteristik ist erwartungsgemäß frequenzabhängig, so dass sich Verfälschungen der Kurvenform der Antennenfußpunktspannung gegenüber der Kurvenform der elektrischen Feldstärke der einfallenden Welle ergeben.

Die Abbildungen 29 bis 43 geben diesen Einfluss wieder. Das Vertikaldiagramm stellt einen Schnitt mit der zx -Ebene dar, wobei die x -Achse nach rechts, die z -Achse nach oben aufgetragen ist, dabei ist $y=0$. Die Antenne hat dabei ihren Fußpunkt bei $z=0$, der Antennenstab verläuft nach oben in Richtung positiver Werte der z -Achse. Die Diagramme geben den normierten Wert der Antennenspannung U_{ant} an.

Die Blickrichtung beim Horizontaldiagramm ist von oben ($z > 0$) auf die Antenne gerichtet, die im Ursprung des Diagramms liegt, das Horizontaldiagramm gibt also die x-y-Ebene wieder mit $z=10\text{m}$.

Die für die Antennenspannung U_{ant} ungewöhnliche Bezeichnung „BMAX“ wird von CONCEPT in dieser Weise geliefert. Da die Diagramme direkt aus CONCEPT heraus unverändert verwendet worden sind, wurde diese Bezeichnung beibehalten.

Im folgenden werden die ermittelten Richtdiagramme der einzelnen Antennenstandorte der Gebäude A und B gezeigt und diskutiert.

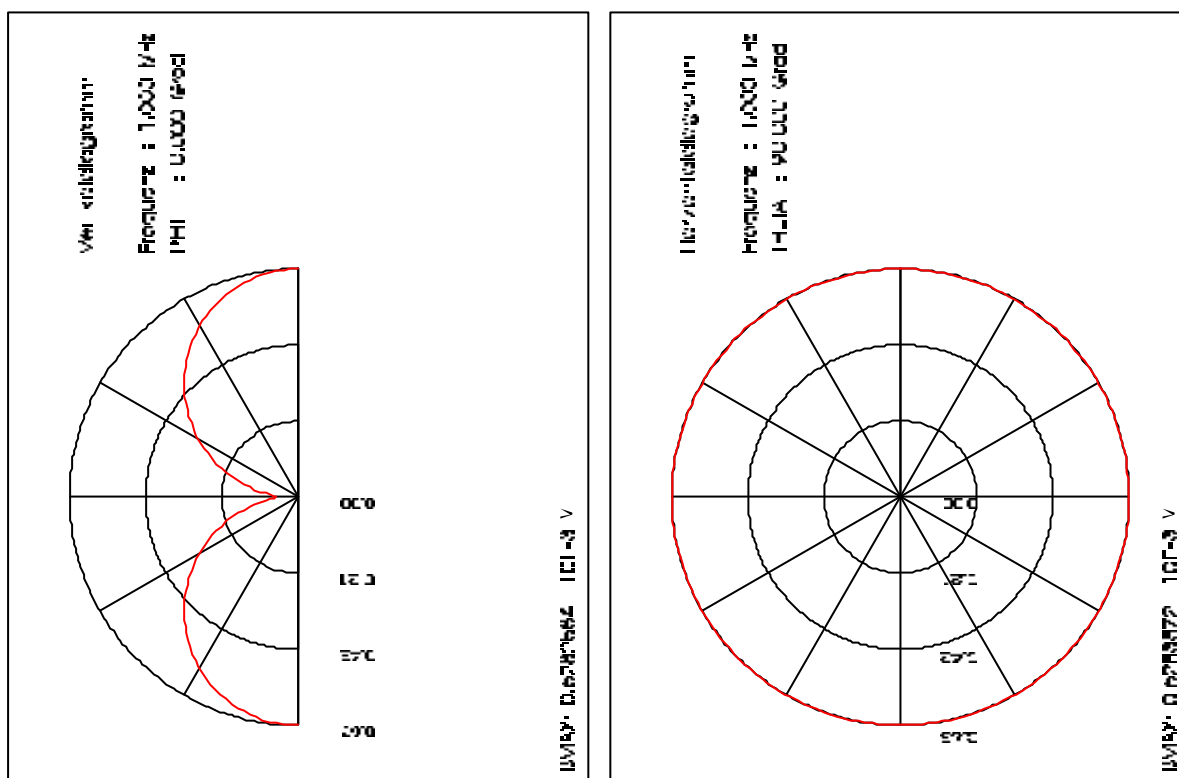


Abbildung 29: Gebäude A, Position a, Frequenz 1 MHz

Bei einer Frequenz von einem Megahertz bleibt trotz des zur Antenne (Rotationssymmetrie) unsymmetrischen Gebäudes (Achsensymmetrie) die Rundstrahlcharakteristik fast vollständig erhalten. Je nach Ausdehnung des Dachs verschwindet die Rundstrahlcharakteristik bei höheren Frequenzen und kleiner werdender Dachfläche zunehmend. Daher sollte im Einzelfall auch diese, eigentlich als ideal geltende, Anordnung rechnerisch nachgeprüft werden, z.B. wenn die Dachkantenlänge 10 Meter wesentlich unterschreitet, da dort der Übergang zwischen einer mastartigen und flächigen Gebäudekonstruktion stattfindet. Am geeignetsten wäre natürlich ein Antennenstandort im Mittelpunkt einer großen kreisförmigen Dachfläche, die in der Praxis aber nur selten anzutreffen ist.

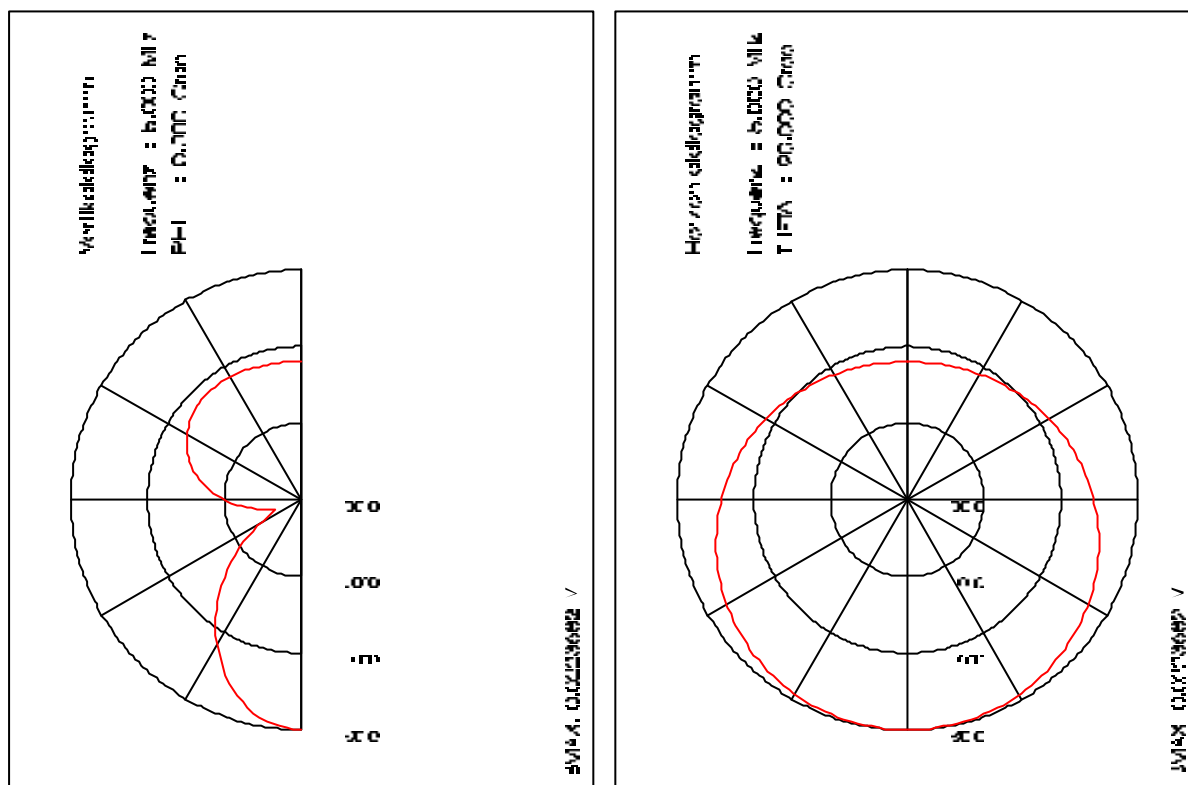


Abbildung 30: Gebäude A, Position b; Frequenz 5 MHz

Die durch starke Asymmetrie vorhandene Störung wirkt sich auch auf das Richtdiagramm aus. In Richtung der Dachfläche steigt die Empfindlichkeit an, in Richtung des freien Raumes hinter dem Gebäude sinkt sie ab.

Bei gleichen eintreffenden elektrischen Feldstärken können die Amplituden je nach Einfallsrichtung zwischen 0 und -4,5 dB variieren. Da aber die Störung der tieferen Frequenzanteile geringer ist, fällt der tatsächliche scheinbare Amplitudenabfall geringer aus. Lediglich Aussagen über die hochfrequente Feinstruktur der Feldverläufe fallen in diesen Frequenzbereich und liefern dann falsche Aussagen über die Blitzentladung.

Gibt man z.B. für die Frequenz statt 5 MHz nur 1 MHz vor, so liegt wiederum eine fast ideale Rundstrahlcharakteristik vor, wie in Abbildung 31 gezeigt wird:

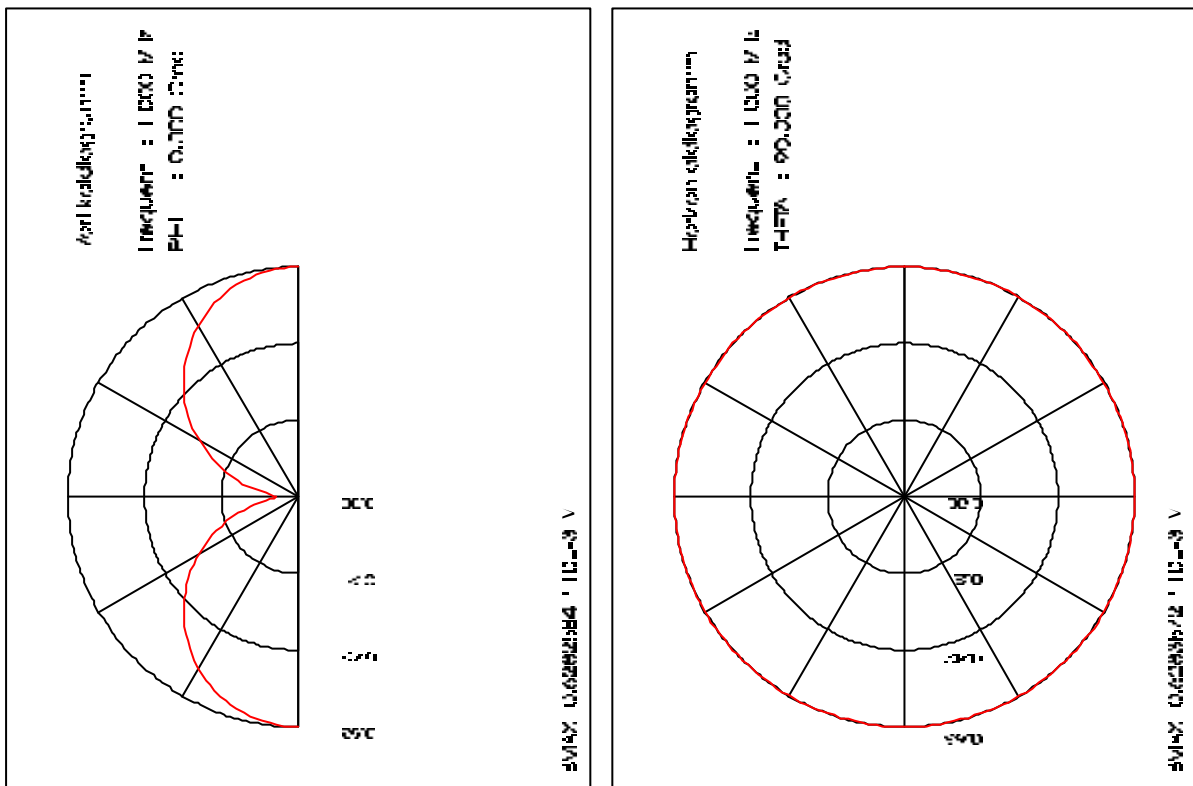


Abbildung 31: Gebäude A, Position b; Frequenz 1 MHz

Deutlich sichtbar ist im Horizontaldiagramm die nahezu kreisförmige Kurve um den Antennenmittelpunkt. Wird die Frequenz von 1 MHz auf 5 MHz gesteigert (hier nicht explizit dargestellt), so verschwindet die Richtungsunabhängigkeit zunehmend.

Im folgenden werden die anderen Antennenstandorte mit ihren Richtdiagrammen gezeigt und in Anschluss an Abbildung 43 gemeinsam diskutiert.

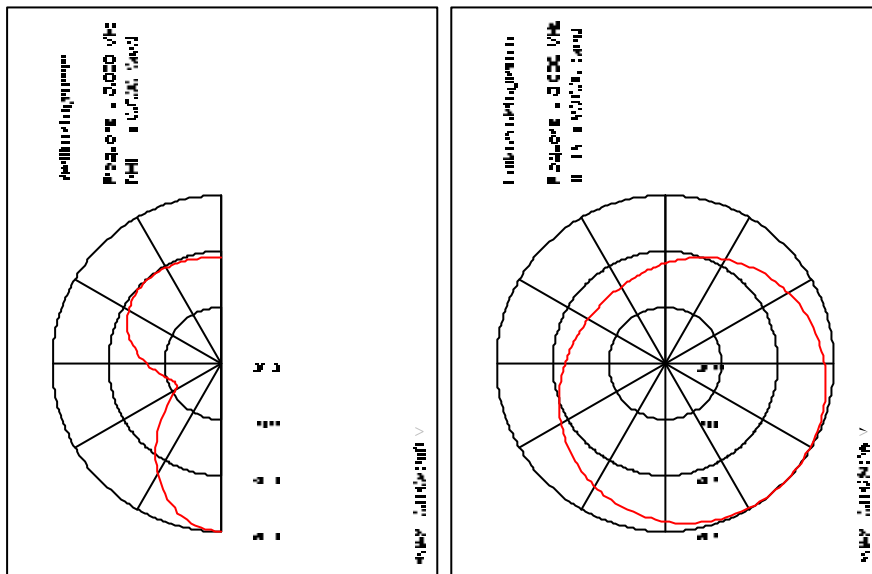


Abbildung 32: Gebäude A, Position c; Frequenz 5 MHz

Ebenso wie in Abbildung 30 ist auch in Abbildung 32 eine Störung erkennbar, entsprechend ist das Richtdiagramm in Richtung der Ecke verschoben. Bei der Frequenz 1 MHz verschwindet diese

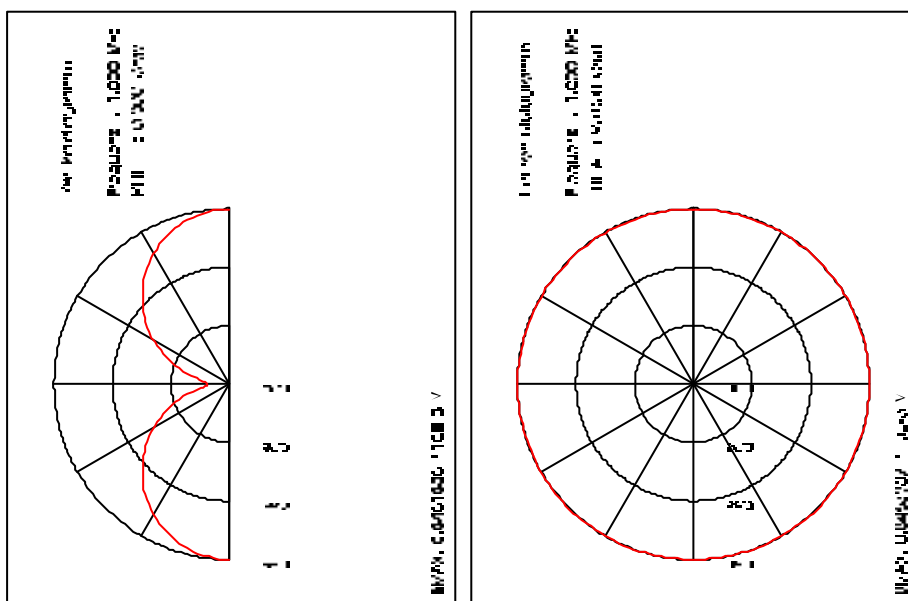


Abbildung 33: Gebäude A, Position c, Frequenz 1 MHz

ausgeprägte Richtungsabhängigkeit allerdings wieder.

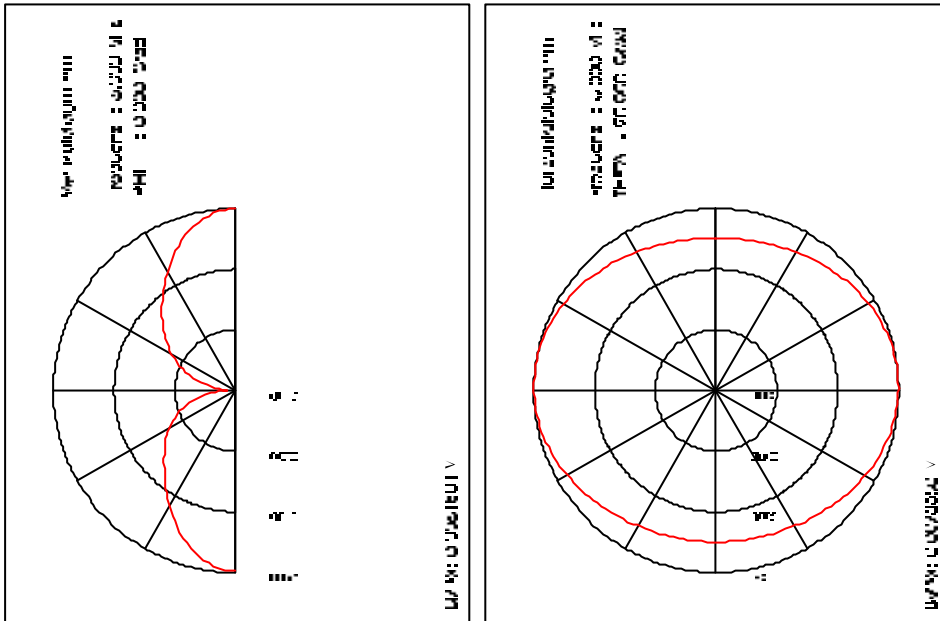


Abbildung 34: Gebäude B, Position a; Frequenz 5 MHz

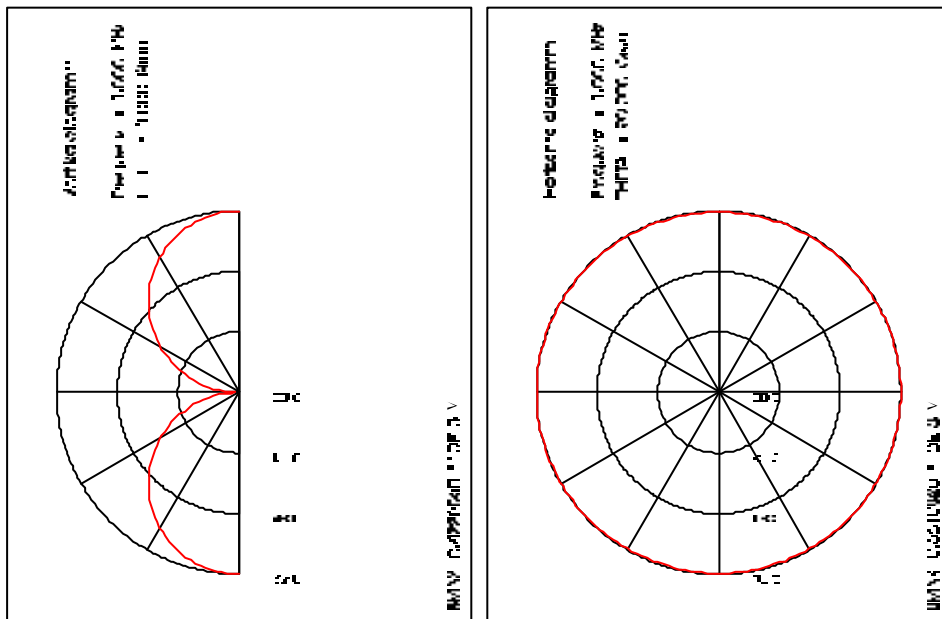


Abbildung 35: Gebäude B, Position a; Frequenz 1 MHz

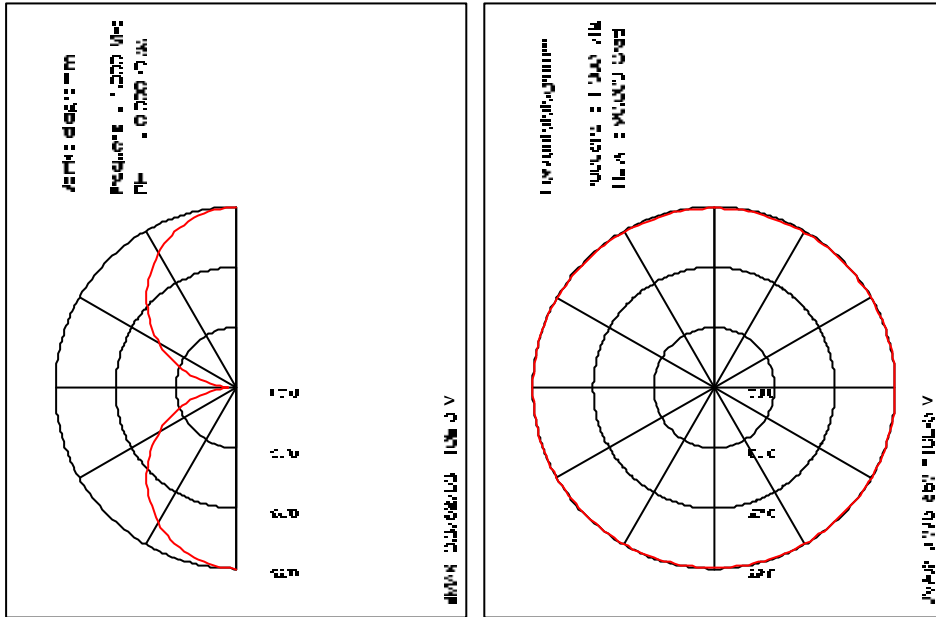


Abbildung 36: Gebäude B, Position b; Frequenz 1 MHz

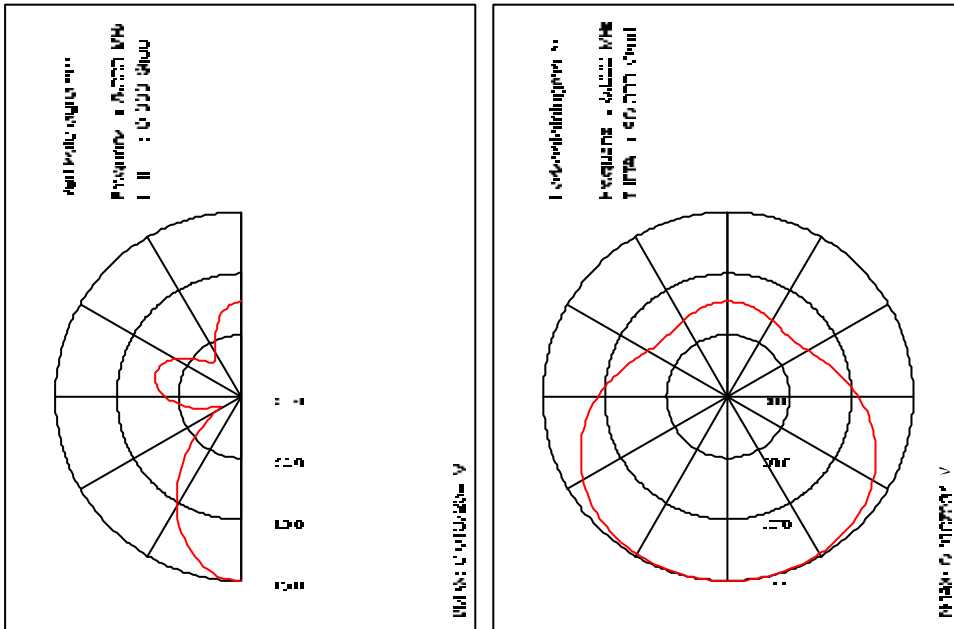


Abbildung 37: Gebäude B, Position b; Frequenz 5 MHz

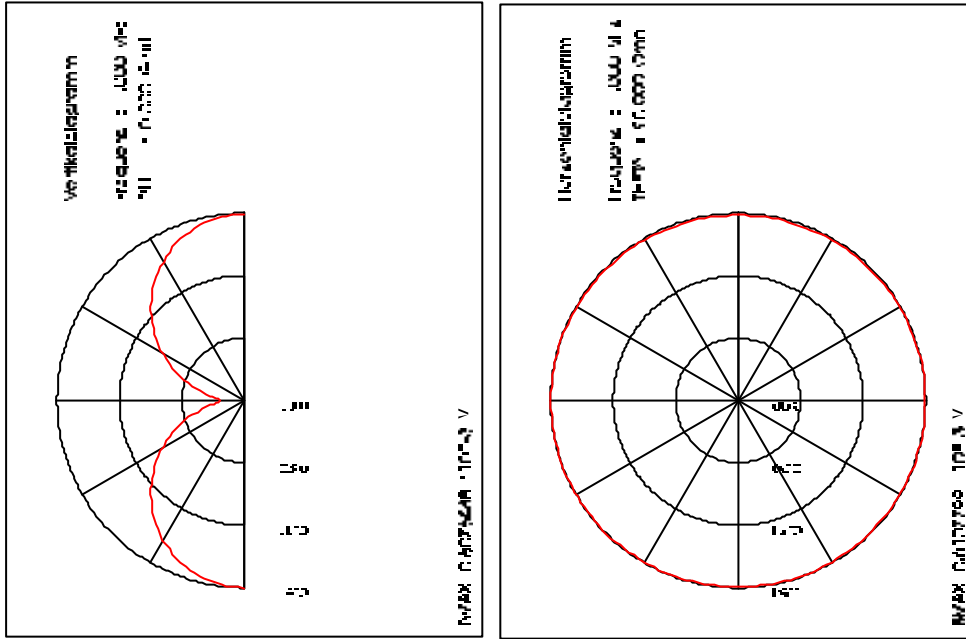


Abbildung 38: Gebäude B, Position c; Frequenz 1 MHz

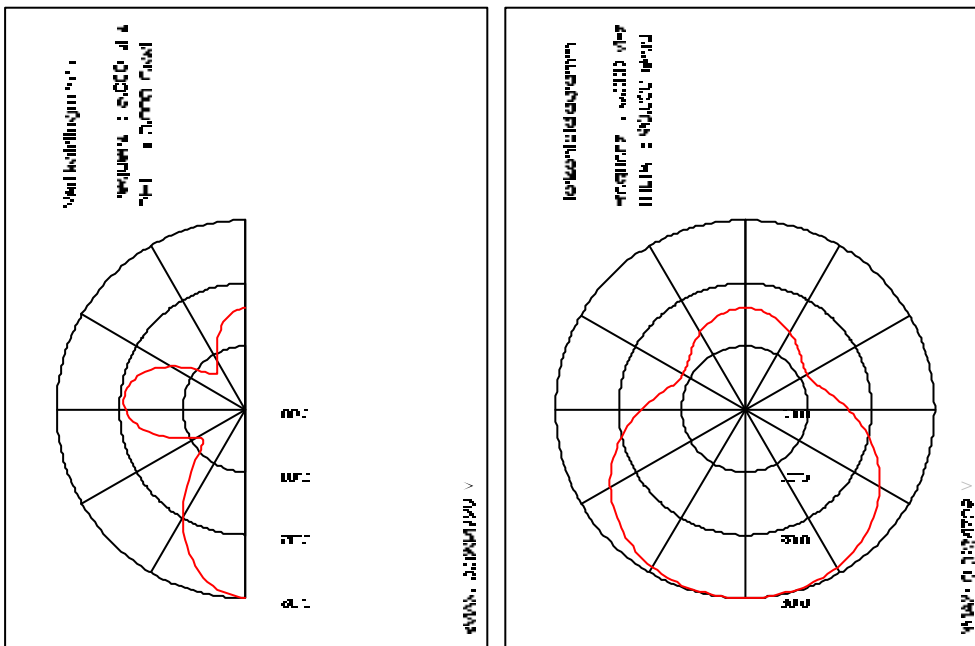


Abbildung 39: Gebäude B, Position c; Frequenz 5 MHz

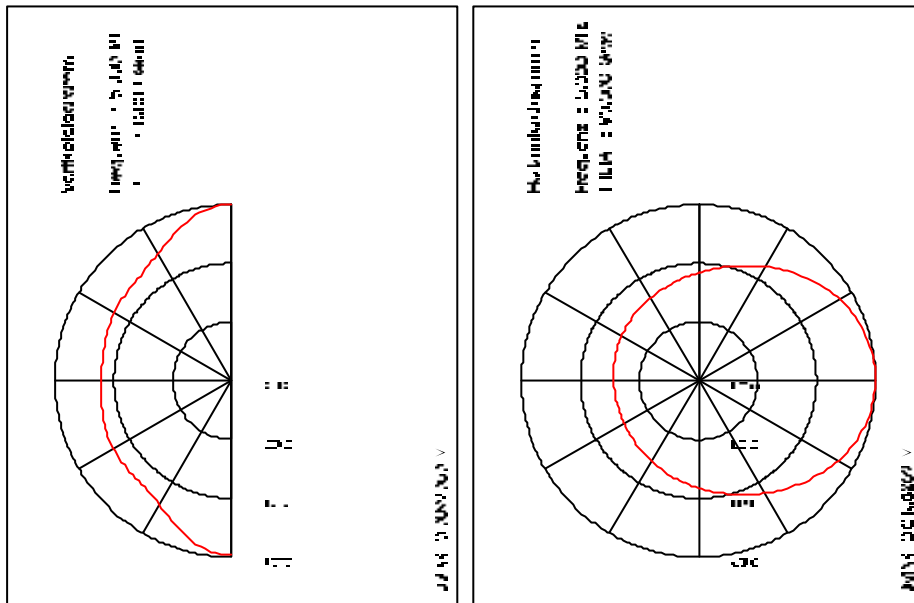


Abbildung 40: Gebäude B, Position d; Frequenz 5 MHz

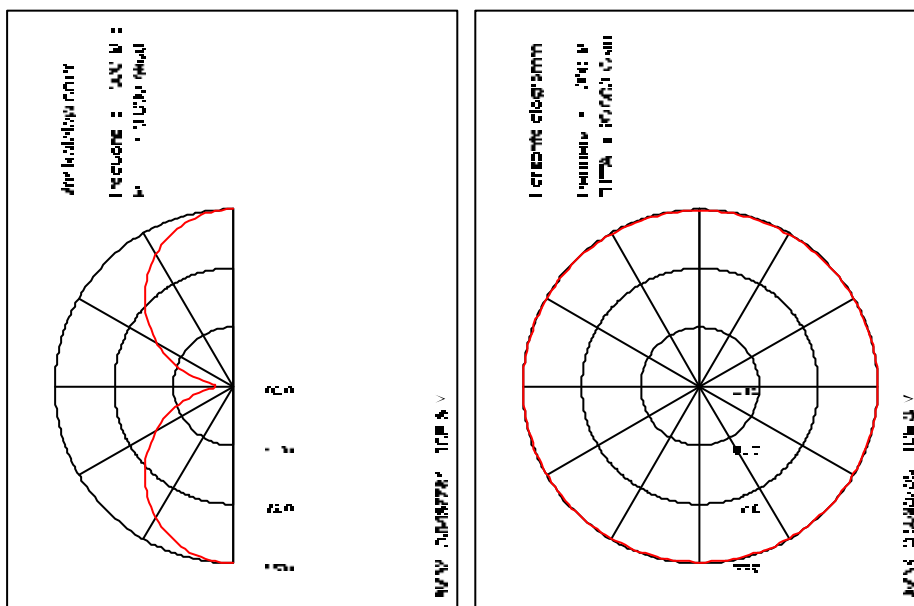


Abbildung 41: Gebäude B, Position d; Frequenz 1 MHz

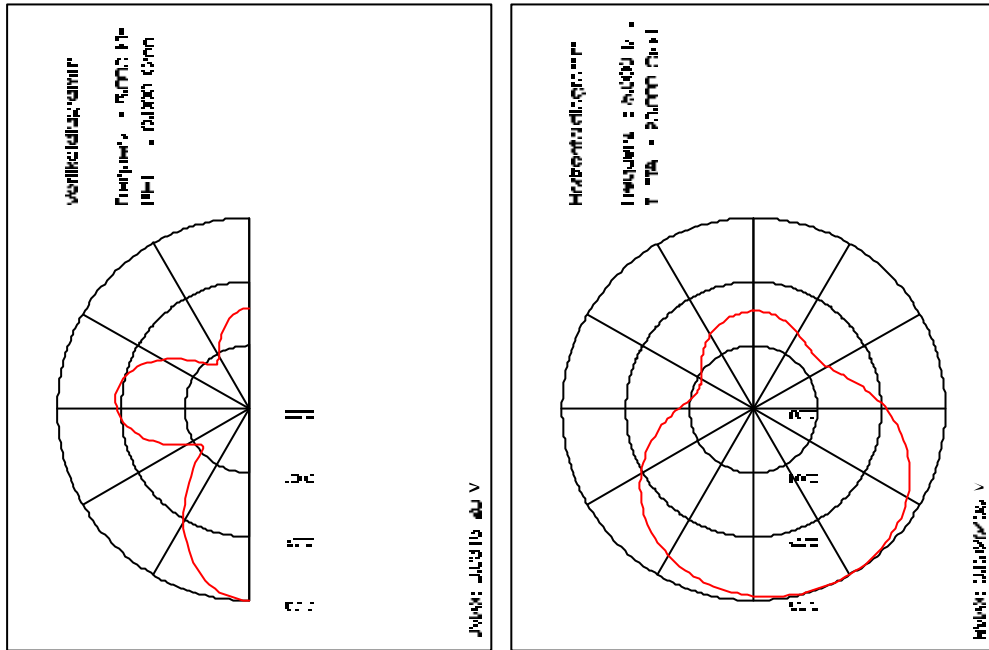


Abbildung 42: Gebäude B, Position e; Frequenz 5 MHz

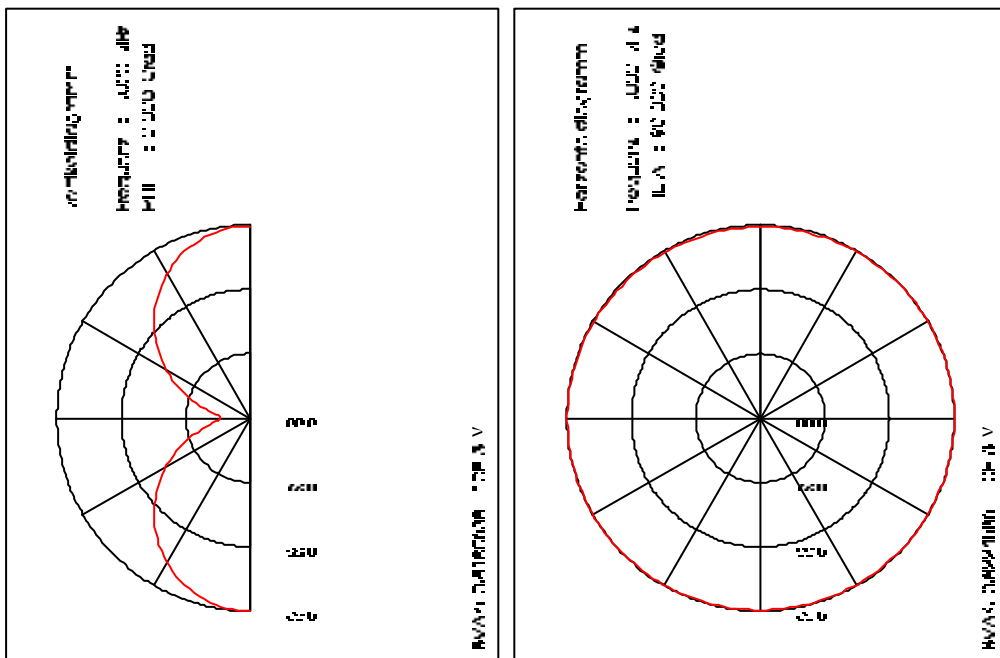


Abbildung 43: Gebäude B, Position e; Frequenz 1 MHz

Prinzipiell müsste auch das Vertikaldiagramm in die Berechnungen eingehen. Da aber in Hinblick auf die Aufgabenstellung, der Erfassung des Fernfeldes, nur weit (d.h. Entfernung »Antennenabmessung, auf jeden Fall über 10 km) entfernte Ereignisse registriert werden sollen, ist der Einfluss gering, da bei großen Abständen in guter Näherung gilt, dass die elektrischen Feldlinien parallel zur Antennenachse einlaufen und somit sowohl die Horizontalkomponenten verschwinden, als auch die Richtung des Blitzereignisses auf der Horizontlinie liegt. Näherliegende Ereignisse unter 10 km oder nahe Wolke-Wolke-Entladungen übersteuern auf Grund der hohen Feldstärken die Anlage, so dass die dann erhaltenen Wellenformen wegen der hohen Anlagenempfindlichkeit durch Übersteuerung unbrauchbar sind und verworfen werden.

Zusammenfassend läßt sich unter anderem aus den hier dargestellten Diagrammen folgende Schlussfolgerungen ableiten:

- a) Die Beeinflussung durch einen asymmetrischen Antennenstandort erhöht sich mit steigender Frequenz und sinkenden Dachabmessungen.
- b) Je höher die betrachtete Frequenz ist, desto mehr wird von der gewünschten Rundstrahlcharakteristik abgewichen.

Für die Blitzfeldmessung ergeben sich folgende Konsequenzen unter der Voraussetzung, dass keinerlei Nachbargebäude die „Sicht“ der Antenne auf das Blitzereignis einschränken :

- a) Als obere Grenzfrequenz, bei der noch keine nennenswerte Beeinflussung des Feldverlaufs eintritt, kann etwa 1-2 MHz angesetzt werden. Soll diese obere Frequenzgrenze erreicht oder gar überschritten werden, ist auf jeden Fall eine genaue Analyse des Empfangsorts durchzuführen. Unterhalb von 1 MHz ist nur unter ungünstigen Umständen mit einer nennenswerten Beeinflussung durch verschiedenartige Gebäudegrundflächen zu rechnen.
- b) Die Höhe des Gebäudes übt einen großen Einfluss auf die Ausgangsamplitude aus und ist auch

unter 1 MHz zu berücksichtigen.

- c) Werden Untersuchungen über die höherfrequente Feinstruktur der Feldverläufe vorgenommen, so bewirkt die nicht mehr vorhandene Rundstrahlcharakteristik das Auftreten von nicht unerheblichen Messfehlern.

Es wird daher vorgeschlagen, für jede Antenne zur Messung des Zeitverlaufs eine eingehende Untersuchung vorzunehmen, z.B. mit Hilfe des Programms CONCEPT.

4.5.4 Beeinflussung durch Nachbargebäude

Die bisherigen Berechnungen beruhen auf der Annahme, dass die Antenne in der Horizontalebene nicht durch andere Objekte, wie Nachbargebäude oder Aufbauten, in ihrer „Rundumsicht“ eingeschränkt worden ist. Zur groben Einflussabschätzung wurde ein zweites Gebäude mit der doppelten Höhe in geringem Abstand zum Antennenstandort modelliert, dieses überragt den Antennenstandort um 10 Meter.

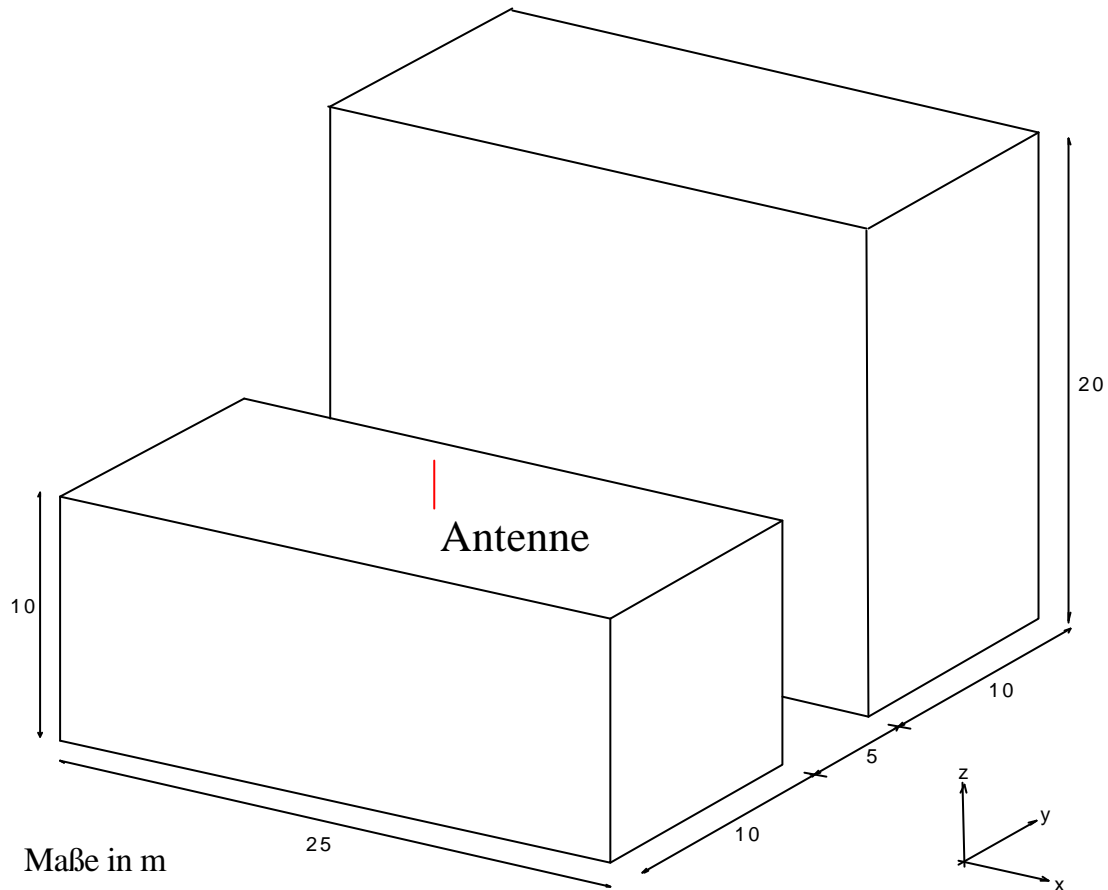


Abbildung 44: Einfluss der Antenne durch ein großes Nachbargebäude

Die Antenne mit der Länge 2m steht im Schnittpunkt der Dachdiagonalen auf dem kleineren Gebäude (Abbildung 44). Die Frequenz wird zwischen 1 und 5 MHz variiert. In den nachfolgenden Richtdiagrammen ist die nach rechts gehende Achse mit der x-Achse identisch, dergleichen gilt für die Hochachse des Richtdiagramms und die y-Achse in Abbildung 44 .

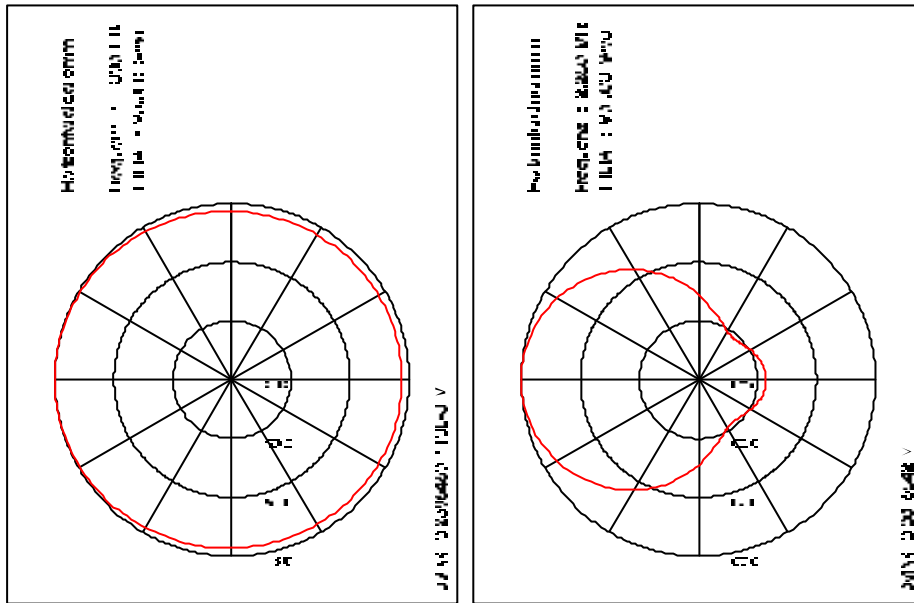


Abbildung 45: Einfluss des Nachbargebäudes (1 und 2,25 MHz)

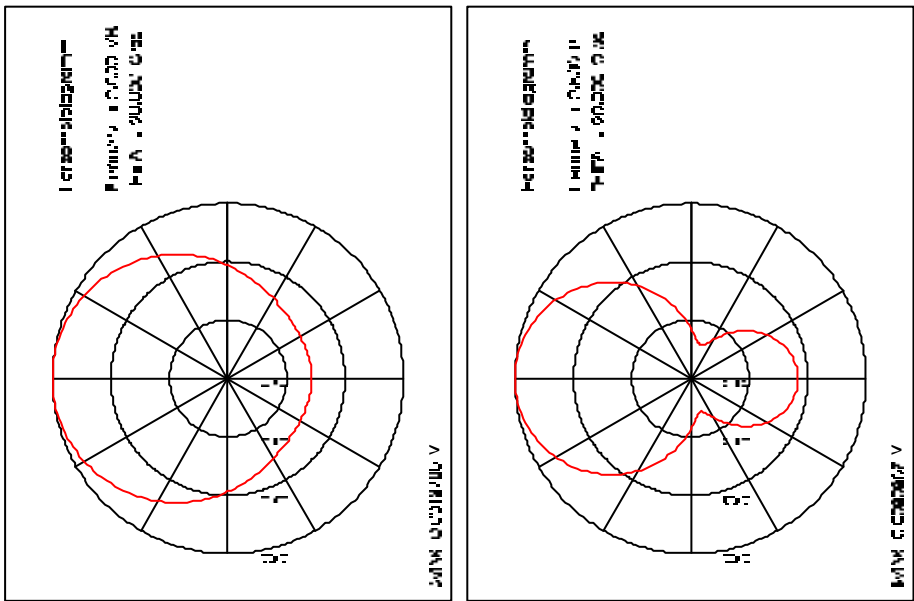


Abbildung 46: Einfluss des Nachbargebäudes (2 und 2,5 MHz)

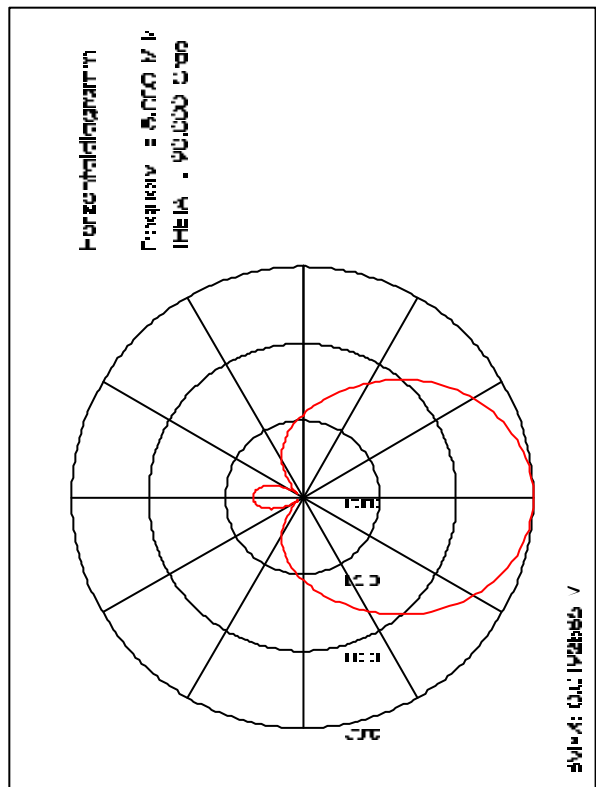
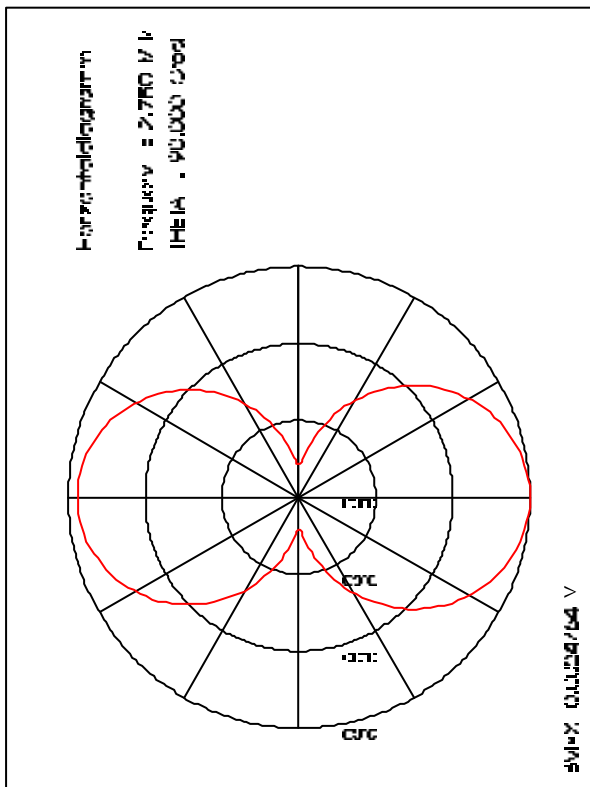
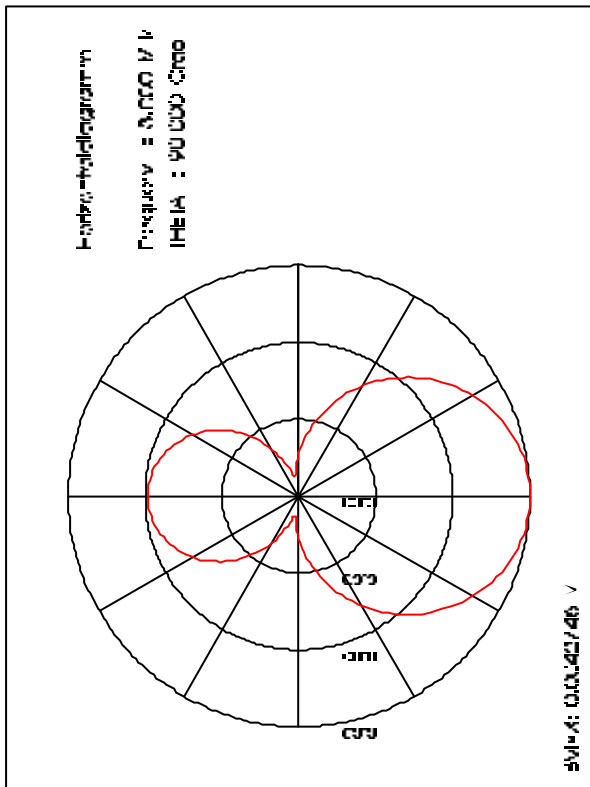


Abbildung 47: Einfluss des Nachbargebäudes (2,7-5 MHz)

Man erkennt, dass bei einer Frequenz von 1 MHz sich die Rundstrahlcharakteristik noch nicht wesentlich von der Idealform unterscheidet, bei 2 MHz jedoch schon erheblich. Damit wird die Feldmessung ab etwa 1 MHz unbrauchbar.

Eine zweite bauliche Beeinflussung der Antenne ist durch Aufbauten auf demselben Gebäude gegeben. Dies ist dann der Fall, wenn die Antenne nicht am höchsten Punkt des Gebäudes montiert werden kann. Theoretisch liegt derselbe Fall wie vorher vor, das Feld wird durch den Aufbau abgeschirmt.

Um eine Grenzfrequenz abzuschätzen, bei der nur eine unwesentliche Beeinträchtigung der Rundstrahlcharakteristik auftritt, wurden weitere Gebäude analysiert. Auch dort tritt erst ab 2-3 MHz eine wesentliche Beeinträchtigung des Rundstrahlendiagramms auf. Damit kann als obere Grenze etwa 2 MHz angegeben werden, wobei dieser Wert je nach Aufbau schwankt.

Damit ergibt sich auch hier nur eine geringfügige Beeinflussung bis 1 MHz. Ab diesem Grenzwert treten so große Abweichungen von der Idealcharakteristik auf, dass eine sinnvolle Ergebnisinterpretation nicht mehr angemessen erscheint.

4.6 Möglichkeiten zur Kalibrierung der Antennen

Um den Einfluss der Gebäudehöhe nicht nur theoretisch, sondern auch in der Realität bestimmen zu können, ist eine Kalibrierung der Antennen notwendig. Neben den bereits erwähnten Prozeduren „Netzmethode“ und „Rubinstein-Kalibrierung“ wird ein modifiziertes Verfahren vorgestellt,

4.6.1 Netzmethode

Die Antenne steht in einem homogenen elektrischen Feld, das durch ein horizontal über der Erde

aufgehängtes Netz oder Gitter erzeugt wird. Das Netz ist mit einem Signalgenerator verbunden, der sinusförmige Spannungen variabler Frequenz liefert. Durch Messung der Fußpunktspannung der Antenne wird so auf einfache Art ihre Übertragungsfunktion bestimmt, da die Feldstärke im Homogenfeld dem Quotienten aus der am Netz angelegten Spannung und dem Netzabstand zur Erde gleich ist, sofern das Netz groß genug gegenüber der Antenne, aber klein genug gegenüber der Wellenlänge der angelegten Spannung ist.

Die Störung des homogenen Feldes durch die eingebrachte Antenne ist gering, wenn die Abmessungen der Antenne gering gegenüber denen der übrigen Anlage sind. Die Netzgrößen betragen folglich (bei Antennenlängen von etwa einem Meter) mehrere Meter. Ein Netz wird anstatt einer Massivmetallplatte verwendet, weil so eine erhebliche Gewichtersparnis erzielt werden kann. Bedingung ist eine gegenüber der Wellenlänge hinreichend kleine Maschenweite.

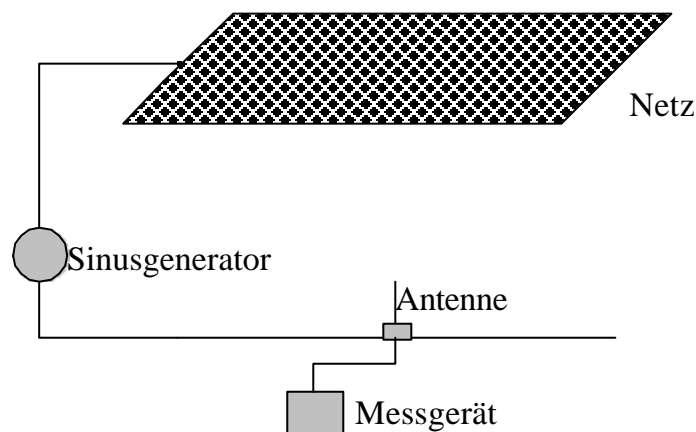


Abbildung 48: Praktische Ausführung der Netzmethode

Der prinzipbedingte Nachteil der Methode ist, dass sie zwar schnell richtige Ergebnisse liefert, solange sich die Anordnung auf dem Boden befindet. Wird die Antenne aber auf ihrem endgültigen Montageort auf dem Dach positioniert, so wird weder die Überhöhung der Ausgangsspannung durch die Anhebung über dem Erdboden berücksichtigt, noch irgendwelche Abschirmeffekte durch Nachbargebäude und Aufbauten. Daher ist diese Methode nur bedingt geeignet, um Antennen zu kalibrieren, obwohl sie leider vereinzelt noch verwendet wird.

Eine gewisse Korrektur kann zwar durch Einführung eines „Enhancement“-Faktors [Rub1] erzielt

werden, der aber nur den erhöhten Aufstellungsort, nicht aber die Beeinflussung durch Nachbargebäude und Aufbauten berücksichtigt.

Aus diesem Grunde wurde von der Verwendung der Netzmethode Abstand genommen und zur Kalibrierung der Anlage ein anderes Verfahren, die Senderbezugskalibrierung, neu eingeführt.

4.6.2 Senderbezugskalibrierung

Die Schwierigkeit bei der Netzmethode ist, dass die Veränderungen der Antennencharakteristik, die bei einem Ortswechsel auftreten, nicht hinreichend genau bestimmt werden können. Notwendig wäre ein elektrisches Feld, das sowohl auf dem Boden, als auch am endgültigen Standort homogen genug ist. Danach könnte aus dem Quotienten der Bodenfeldstärke und der Feldstärke am endgültigen Standort der Enhancement-Faktor genau bestimmt werden.

Dieses Feld kann ein leistungsfähiger (Rundfunk-)Sender zur Verfügung stellen. Aus den bisher durchgeführten Berechnungen folgt, dass unter einem MHz die Richtungsabhängigkeit in den meisten Fällen vernachlässigt werden kann, daher kommt zur Kalibrierung nur ein Lang- oder Mittelwellensender in Frage. Im Bereich München eignet sich sehr gut der mit einer Trägerfrequenz von 801 kHz abstrahlende, amplitudenmodulierte Sender des Programms „Bayern 1“, der mit relativ hoher Feldstärke empfangen werden kann.

Ist kein leistungsfähiger Sender zu empfangen, so ist ggf. unter Zuhilfenahme eines empfindlichen Messempfängers die Kalibrierung durchzuführen. Dieser gestattet außerdem die Aufnahme eines Frequenzgangs in großen Schritten, da mehrere Sender empfangen werden. Auch hier kann aus dem Verhältnis Bodenfeldstärke/Standortfeldstärke die Erhöhung berechnet werden.

Die Verwendung der reziproken Senderkalibrierung, d.h. Speisung der Antenne mit einem HF-Signal und Bestimmung der Feldstärke an verschiedenen Punkten, ist allein wegen den gesetzlichen Vorschriften bei Betrieb einer Sendeanlage und der sehr niedrigen Frequenz nur wenig geeignet.

Möglich ist auch der simultane Betrieb zweier Antennen, eine auf dem Boden, die andere am

endgültigen Standort. Die Bodenantenne kann leicht, z.B. mit der Netzmethode, kalibriert werden, die Hochantenne liefert wiederum den erhöhten Wert. Nachteilig daran ist das möglicherweise nicht ideal kreisförmige Horizontaldiagramm der Bodenantenne durch umgebende Gebäude.

Ähnlich funktioniert die nachstehende erwähnte Rubinstein-Kalibrierung.

4.6.3 Rubinstein-Kalibrierung

Diese, soweit bekannt, erstmals von Rubinstein [RUB] verwendete Kalibriermethode verwendet eine Flachantenne, die sowohl am Erdboden, als auch am endgültigen Antennenstandort, z.B. auf einem Gebäudedach angebracht wird und aus dem Verhältnis beider Empfangsfeldstärken den Gebäudeeinfluss eliminiert. Diese Methode ergibt neben der neu eingeführten Senderbezugskalibrierung ebenfalls sehr gute Ergebnisse.

5 Eigene Untersuchungen und ihre theoretische Deutung

5.1 Zielsetzung

In den vorherigen Kapiteln wurde die Wirkung von Störgrößen auf die Messung von elektrischen Blitzfeldern im Zusammenhang mit der Blitzortung, wie frequenzabhängige Dämpfung und Gebäudeeinflüsse theoretisch untersucht. Im folgenden werden diese theoretischen Untersuchungen durch eigene Experimente ergänzt. Da die in Bayern zur Verfügung stehenden Blitzortungssysteme zwar den Ort und die Amplitude des Blitzeinschlags, nicht aber seinen zeitlichen Verlauf aufnehmen, war es notwendig, eine eigene Messstation zur kontinuierlichen Aufzeichnung des Zeitverlaufs des elektrischen Blitzfelds zu errichten, die im Zeitraum zwischen 1994 und 1997 in Betrieb war. Diese Zeiterfassung ist bei den Blitzortungssystemen zwar technisch möglich. Sie wird aber in der Praxis aus Kostengründen nicht durchgeführt und sie ist meist auch nicht notwendig. Bei einer Zeitverlaufsanalyse erhöhen sich die zu übertragenden Datenmengen, beanspruchen mehr Speicherkapazität und beeinflussen die Übertragungskosten negativ.

Die mit der eigenen Station erfassten Daten wurden mit Ergebnissen kommerzieller Blitzortungssysteme verglichen. Diese lieferten die fehlenden Informationen über den Ort des Blitzes, mit dem durch die eigene Station erhaltenen Zeitverläufen konnte somit ein vollständiges Bild der Entladung gezeichnet werden. Für den Vergleich standen Daten des LPATS-Systems der Fa. Siemens und des LLP-Systems der Fa. Aldis zur Verfügung. Dabei konnte außer auf die eigentlichen Ortungsdaten (Ort und Zeit der Entladung) auch auf die aus dem Feld abgeleiteten Blitzstromamplituden zurückgegriffen werden.

Mit diesen Untersuchungen wurde die Lücke zwischen den Nahfeld-Untersuchungen von Zundl [Zun] (Entfernung ca 200m) und den Spherics-Erscheinungen weit entfernter Blitze [Bet] der Untersuchung von Gewittern mit einer Entfernung bis etwa 300 km geschlossen.

Die gewonnenen Ergebnisse wurden anschließend mit den theoretisch zu erwartenden Daten verglichen, um Übereinstimmungen, aber auch Unstimmigkeiten feststellen zu können.

5.2 Beschreibung der Hardware der Station

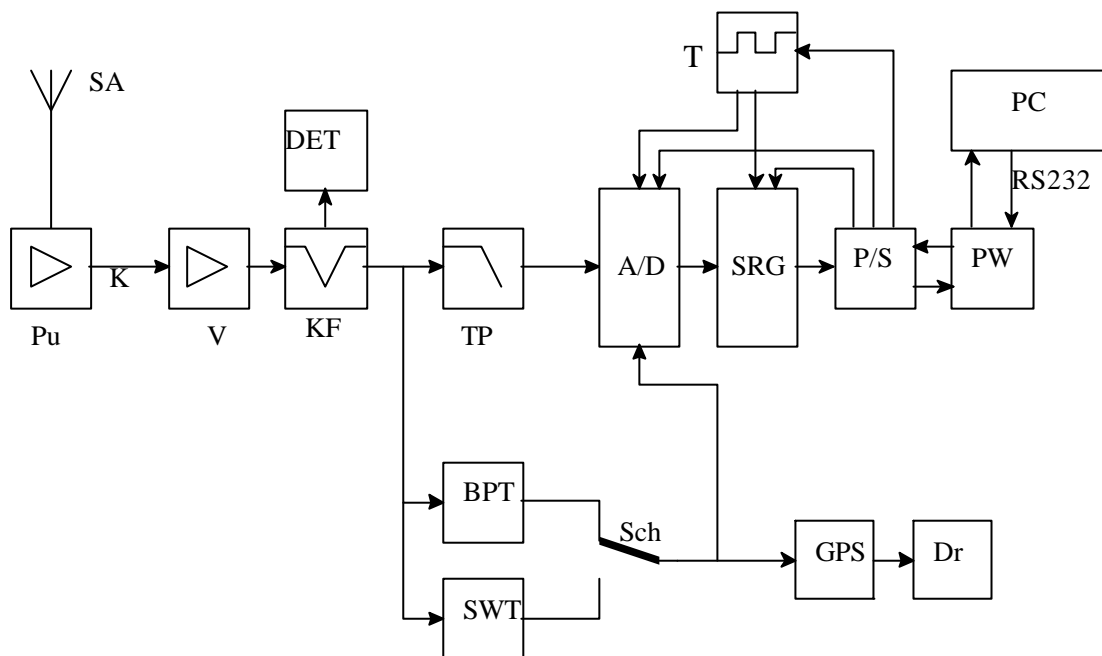


Abbildung 48: Prinzipschaltbild

Die Funktionsweise der Messstation zeigt das Prinzipschaltbild in Abbildung 48

Erklärung der Abkürzungen

A/D	Analog-Digitalwandler	BPT	Bandpasstriggerstufe
DET	801 kHz-Detektor	Dr	Drucker
GPS	Satellitennavigationssystem	K	RG-58-Koaxialableitung
KF	Kerbfilter 801 kHz	P/S	Parallel-Seriellwandler

PC	Computer	Pu	Pufferstufe am Antennenfuß
PW	Pegelwandler	SA	Stabantenne
Sch	Schalter	SRG	Schieberegisterstufe
SWT	Spitzenwerttriggerstufe	T	Haupttaktgenerator
TP	Tiefpass 2 MHz	V	Verstärkerstufe

Als Feldaufnehmer kommt eine Stabantenne (Beschreibung im Kapitel 4) zum Einsatz, die, zur Vermeidung von Kriechströmen, auf einem Hochspannungsisolator montiert ist. Das von der Stabantenne aufgenommene elektrische Feld wird an der kapazitätsarmen Pufferstufe geringfügig verstärkt. Der Eingangswiderstand ist zwar nahezu frei wählbar, sollte aber nicht über 5 MS liegen, da sonst die Ausfallrate, wie experimentell ermittelt worden ist, auf Grund auftretender, meist atmosphärischer Überspannungen unakzeptabel hoch ist. Als Eingangsstufe des Pufferverstärkers dient ein speziell ausgewählter MOSFET-Transistor, der zur Erreichung einer hinreichenden Übersteuerungs- und Großsignalfestigkeit mit einem relativ hohen Laststrom von 100 mA betrieben wird und eine Aussteuerbarkeit der Pufferstufe von +29 dBm (!) erzielt.

Erfahrungen im praktischen Betrieb haben gezeigt, dass das Überspannungsproblem bei nahen Gewittern eine erhebliche Rolle spielt. Bei einem hochohmigen Eingang führt ein Gate-Durchbruch des MOSFET-Transistors zum Ausfall des Vorverstärkers und damit auch zum Versagen der gesamten Anlage. Übliche Überspannungsschutzmaßnahmen, wie z.B. der Einsatz von Varistoren (zu hohe Eigenkapazität, starke Temperaturabhängigkeit des Reststroms) oder von gasgefüllten Ableitern und Funkenstrecken (zu hohe Ansprechspannung), sind ebenfalls nicht brauchbar. Erst der Einsatz spezieller TAZ-Dioden erbrachte einen ausreichenden Überspannungsschutz.

Das von der am Antennenfuß befindlichen Pufferstufe niederohmig zur Verfügung stehende Signal gelangt über eine Koaxialkabelstrecke zur Auswerteeinheit. Nach einer Verstärkung des Signals (Verstärker V) wird das überlagerte 801-kHz-Signal, welches von einem leistungsstarken Rundfunksender abgestrahlt wird (Bayern 1), durch einen schmalbandigen Kerbfilter entfernt.

Gleichzeitig ermittelt ein auf 801-kHz abgestimmter Kreis, ob in dem Antennensignal die 801 kHz-AM-Welle vorhanden ist. Dies dient zu zwei Zwecken:

- a) Fällt, z.B. durch Überspannungen, der Antennenverstärker (Pufferstufe) aus, so verschwindet

auch das 801 kHz-Signal am Eingang der Auswerteeinheit. Somit kann sein Fehlen dazu verwendet werden eventuelle Ausfälle der empfindlichen Pufferstufe anzuzeigen.

- b) Geht man von einer konstanten Sendeamplitude des Rundfunksenders aus, so muss auch die Empfangsamplitude in etwa konstant sein, da man die Störungen durch den kurzen Übertragungsweg vernachlässigen kann. Würde sich nun die Empfindlichkeit der Antenne verschlechtern, weil sie z.B. verschmutzt ist oder sich der Arbeitspunkt der Pufferstufe verschoben hat, so würde auch die Amplitude des 801 kHz Signals abnehmen. Zur Kontrolle wurde die Sendeamplitude in Zeitabständen von mehreren Tagen zu jeweils gleichen Uhrzeiten gemessen. Die dabei gemessene Feldstärke war bis auf zwei Fälle (Absenkung der Sendeleistung aus nicht bekannt gewordenen Gründen für wenige Stunden) konstant. Bei gleichbleibender Empfangsfeldstärke kann daher auf eine ordnungsgemäße Funktion der Anlage geschlossen werden.

Das gefilterte Signal teilt sich dann in zwei Wege auf: einmal zu den beiden alternativ verwendbaren Triggerstufen BPT und SWT, zum anderen Mal zum Tiefpassfilter TP, der die obere Grenzfrequenz auf 2 MHz beschränkt, um bei der anschließenden Analog-Digitalwandlung ein Aliasing zu unterdrücken. Als Triggerstufe ist eine Spitzenwerttriggerung SWT und eine Bandpasstriggerung BPT vorgesehen. Aufgrund von Erfahrungen bei der Blitzzählung [Ola][Frü][Fis] wurde eine Detektionsfrequenz von 10 kHz vorgesehen. Bei der BPT ist zu berücksichtigen, dass bandbreitenbegrenzte Übertragungen grundsätzlich eine nicht vernachlässigbare Signallaufzeit verursachen, die, zusätzlich zum Pretrigger, durch die Schieberegisterstufe ausgeglichen werden müssen.

Der Spitzenwerttrigger löst aus, wenn das Eingangssignal eine festgelegte Schwelle überschreitet, die durch Versuche ermittelt wurde. Liegt die Schwelle zu hoch, gehen viele Blitze der Detektion verloren, nämlich Entladungen, die zu weit entfernt oder zu schwach in ihrer Amplitude sind. Ist die Schwelle hingegen zu empfindlich eingestellt, treten häufige Fehltriggerungen auf, die einerseits Speicherplatz verschwenden und andererseits die regelmäßige Auswertung erheblich erschweren.

Die Anlage lässt die Wahl zwischen beiden Triggerarten, auf Grund vieler Versuche kam schließlich die Spitzenwerttriggerung zum Einsatz. Der positive und negative Triggerpegel ist getrennt voneinander einstellbar, da sich bei gleichem Triggerpegel eine erhebliche Anzahl von Triggerungen durch positive

Störer unbekannter Herkunft ergab. Die positive Triggerschwelle wurde soweit erhöht, bis die ungewollte Auslösung der Station durch Störer verschwand. Anschließend konnte die Empfindlichkeit für negative Signale gesteigert werden.

Der Münchener Hochspannungslehrstuhl gehört, soweit bekannt, zu den ersten Blitzforschungsstationen, die die GPS-Technik zur Zeitmessung bei Blitzereignissen eingeführt haben. Nach der Verwendung dieser Zeitmesstechnik wurde sie von anderen Forschungsstellen, wie z.B. der Blitzmessstation am Hohen Peissenberg oder der Sektion Physik der LMU in Garching, übernommen, nachdem die dort bisher verwendete DCF-Uhrzeit nicht die benötigte Genauigkeit liefern konnte.

Die Triggerstufe löst im Fall des Ansprechens eine GPS-Uhr aus, die die Triggerzeitpunkte in einen Zwischenspeicher übernimmt und danach als serielle Daten an einen Drucker ausgibt. Es hat sich herausgestellt, dass die Verwendung einer DCF-77-Funkuhr zu ungenauen Ergebnissen liefert. Daher synchronisiert diese lediglich die innere Uhr des PCs, um eine weitere Kontrolle über die abgespeicherten Dateien zu haben.

Als Referenzzeit wird der Ausdruck der GPS-Uhr verwendet.

Nach der Tiefpassfilterung kommt das Signal in die Analog-Digitalstufe A/D, deren detaillierter Aufbau in Abbildung 49 dargestellt ist.

Die Synchronisationseinrichtung sorgt dafür, dass der aus dem Haupttaktgenerator kommende 20 MHz-Takt phasenrichtig den übrigen Stufen zugeführt wird. Ist im Flash-A/D-Wandler, abgekürzt FAD (Takt 20 MHz, Ausgang 8 bit), eine Wandlung durchzuführen, so muss die Sample & Holdstufe S&H den Analogwert abtasten, danach ist nach einer kurzen Pause die A/D-Wandlung mit einer High- zu-Low-Flanke am Takteingang des FAD zu starten. Mit der L/H-Flanke liegen diese am Latch an und können beim nächsten Flankenwechsel ausgegeben werden. Das Latch musste verwendet werden, um ein Wechseln der logischen Pegel beim Auslesen zu unterdrücken, insbesondere das Wechseln einzelner höherwertigen bits, was große Fehler verursacht hätte. Anschließend läuft der 8 bit breite Datenbus in ein Schieberegister ein, das jedes Bit um 32 Takte verzögert.

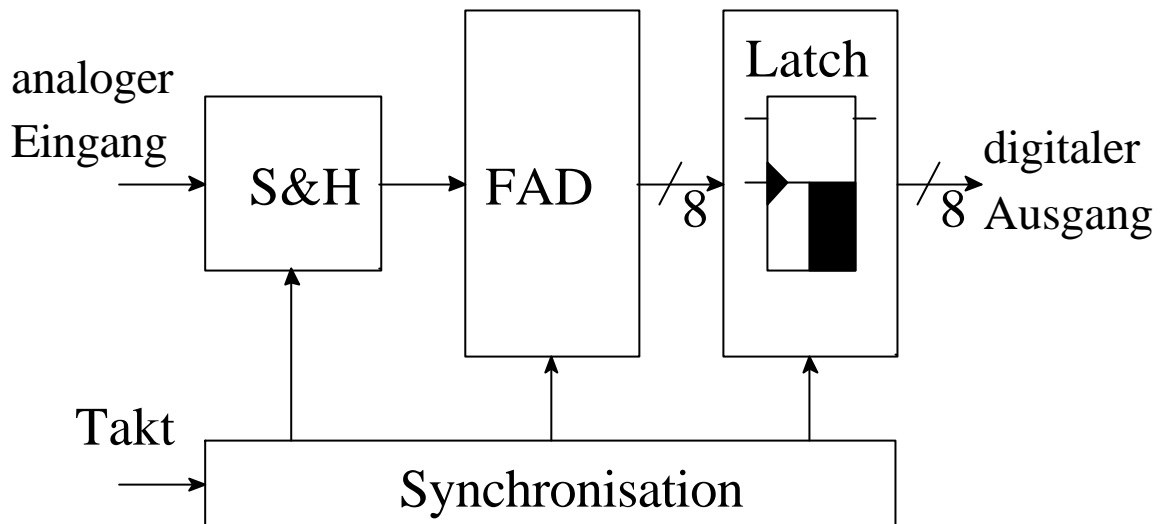


Abbildung 49: Aufbau der A/D-Stufe

Dies ist notwendig um auch den Anfang des Signals erfassen zu können (Pretrigger) und um Laufzeiten, insbesondere in der Bandpasstriggerstufe, auszugleichen. Gleichzeitig ist der Schubtakt variabel. Bei 20 MHz wird alle 50 ns ein Wert weitergeschoben, bei 10 MHz nur alle 100 ns etc. Dadurch kann die Datenmenge auf Wunsch verringert werden. Auch hier ist eine saubere Taktlogik notwendig, um Fehler zu verhindern, die durch die unterschiedlichen Takte und Flankenwechsel entstehen.

Nun werden die parallel vorliegenden Daten in einen seriellen Datenstrom umgewandelt. Der P/S-Wandler erlaubt eine maximale Busbreite von 24 bit. Da die Ausgabe der Daten ungleich langsamer erfolgt als der Zeitabstand zweier Takte vom Latch, muss der digitale Datenstrom zwischengespeichert werden. Spricht die Triggerstufe an, so werden die Daten des 8 bit-Datenbus in einen schnellen Speicher eingelesen. Auch dieser besitzt eine maximal mögliche Busbreite von 24 bit bei einer maximalen Taktfrequenz von 20 MHz und einer Speichertiefe von 16k, was einer Organisation von 16.384×20 bit entspricht.

Damit erhält man eine Gesamtzeit:

$$t = \frac{2^{14}}{f_{\text{Takt}}} \quad (66)$$

Bei 20 MHz ergibt sich damit eine Gesamtzeit von $2^{14} : 20 \cdot 10^3 \text{ 1/s} = 819,2 \mu\text{s}$.

Die Umschaltung der Abtastfrequenz und der Speichertiefe erfolgt durch den Rückkanal vom PC zur Karte und wird durch die Initialisierungsroutine der Software konfiguriert.

Das Auslesen der Daten geschieht über eine frei wählbare serielle Schnittstelle eines PCs, die die Daten mit bis zu 115.000 bit pro Sekunde aufnehmen kann. Auch hier ist ein Kompromiss zwischen der Datenübertragungsgeschwindigkeit einerseits und einer fehlerfreien Datenübertragung andererseits nötig, die insbesondere bei längeren Kabelstrecken (ab 2 Meter) des RS-232-Kabels und hohen Baudraten auftritt.

Während des Auslesens des Speichers in den PC ist die Feldmessstation blockiert, sie kann während dieser Totzeit keine weiteren Informationen aufnehmen. Man ist deswegen bemüht, diese Totzeit so klein wie möglich zu halten, was durch folgende Maßnahmen erfolgt:

- a) Begrenzung der maximalen Busbreite von 20 bit auf die vom A/D-Wandler gelieferte Breite von 8 bit unter Verzicht des Übertragens von Steuercodes in das Blitzfile.
- b) Begrenzung der Speichertiefe.
- c) Verwendung spezieller Datenleitungen zur Erhöhung der Baudrate.

Der Pegelwandler PW setzt die 5V-TTL-Logik schließlich in RS232-konforme Pegel um.

Die Kommunikation mit dem PC erfolgt bidirektional: Die meisten Parameter der Blitzmessstation, wie z.B. die Speichertiefe, den Schieberegistertakt, die Busbreite, etc., können softwaremäßig eingestellt werden. Dazu wurde ein Programm entwickelt, das die Blitzmessstation steuert und für den automatischen Ablauf verantwortlich ist.

Fest vorgegeben bzw. nur durch Verstellung eines Drehschalters ist der Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und dem Aussteuerbereich des A/D-Wandlers.

Die gespeicherten Dateien, in denen Blitzentladungen verborgen sein könnten, müssen nun visuell ausgewertet werden. Das entwickelte Programm erlaubt eine schnelle Durchsicht auch großer Datenmengen, um so eine Vorselektion durchführen zu können.

Die Totzeit der Station von 2 Sekunden ist zwar zur Erfassung einer Blitzstatistik hinderlich, sie könnte aber, unter Verlust der Abtastrate oder der Speichertiefe, verkleinert werden. Die Zielsetzung der Arbeit, nämlich eine genaue Analyse von einzelnen Entladungen, wird durch die Totzeit nicht beeinträchtigt, so dass der Vorteil der hohen Genauigkeit die durch die Totzeit verursachte geringfügige Einschränkung bei weitem überragt.

Auf Grund des langen Betriebs der Station über 2 Jahre hinweg wurde eine große Anzahl von Triggerungen (etwa 3.000) gespeichert, von denen einige Gewittertage mit Hilfe der Blitzortungssysteme schließlich näher untersucht und einer genaueren Analyse unterworfen worden sind.

Der große prinzipbedingte Nachteil des vorgestellten Messsystems liegt in der riesigen Datenmenge, die durch den Betreuer der Anlage zu verwalten und auszuwerten ist. Im Gegensatz dazu können kommerzielle Blitzmesssysteme bereits beim Einlaufen der Daten aus verschiedenen Stationen entscheiden, ob ein Blitz oder eine Fehltriggerung vorliegt, was bei Vorhandensein nur einer einzigen Station natürlich nicht möglich ist.

5.3 Vorstellung einer neuentwickelten Auswertesoftware

Das vom Steuerprogramm gelieferte Datensatzformat ist prinzipiell durch vorhandene Software auswertbar, z.B. mit Mathcad. Davon wird bei der Analyse (Frequenzbereichstransformation, etc) Gebrauch gemacht. Allerdings ist die bereits vorhandene Software für ein Auswerten umfangreicher Datenmengen (bis zu 1.000 Triggerungen pro Tag) mit hoher Geschwindigkeit ungeeignet. Daher wurde ein für diesen Zweck speziell zugeschnittenes Programm entwickelt.

Das in Turbo Pascal geschriebene Programm liest die auf der Festplatte gespeicherten Daten ein und gibt diese über einen erzeugten Kalender aus, an dem der Anwender erkennt, ob zu einem betreffenden Tag Blitzrohdaten vorhanden sind. Nach Auswahl eines Tages werden die im ASCII-Format vorliegenden Daten grafisch im y-t-Format auf dem Bildschirm ausgegeben. Zusätzlich ist die Angabe der maximalen Feldstärkeänderung $(dE/dt)_{\max}$ möglich, ebenso eine softwaremäßig durchgeführte Integration. Die Skalierung ist wählbar, wird aber im Normalfall durch das Programm selbst durchgeführt.

Auf eine nähere Beschreibung des umfangreichen Programms wird hier aus Platzgründen verzichtet. Einen Eindruck der komfortablen und selbsterklärenden Oberfläche vermittelt Abbildung 50.

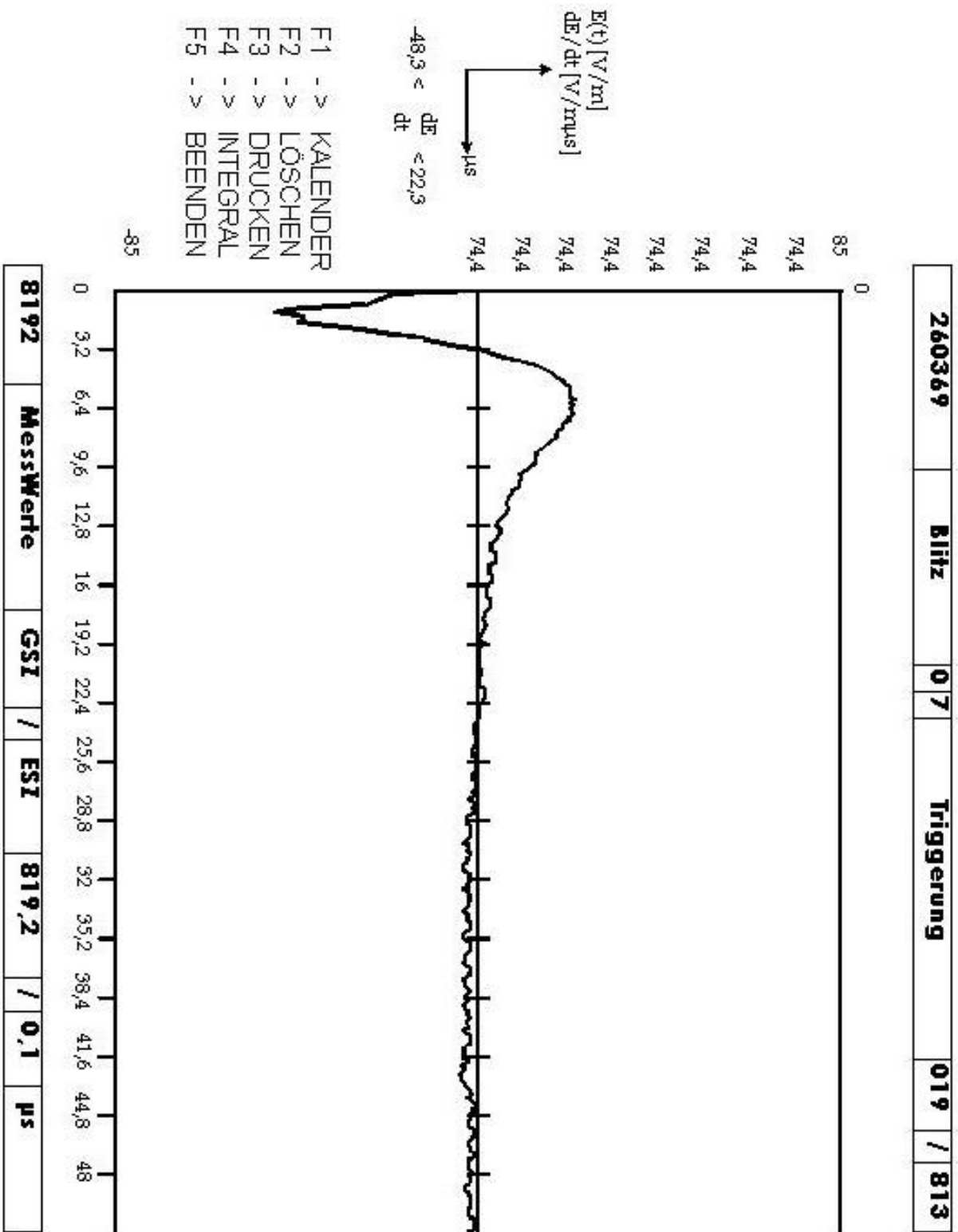


Abbildung 50: Bildschirmoberfläche des Auswerteprogramms

5.4 Auswertung der Messungen

Aus der großen Menge von möglichen Blitztriggerungen wurden 568 Ereignisse näher untersucht und mit Daten von kommerziellen Blitzortungssystemen verglichen. Wird ein Vergleich mit den Daten der Blitzortungssysteme vorgenommen, so ist zu beachten, dass es sich hierbei ebenfalls nur um einzelne Ereignisse handelt und somit keinerlei Rückschlüsse auf die Zuverlässigkeit und Ortungseffizienz der einzelnen Systeme gezogen werden können.

Die Genauigkeit der Zeitpunktsbestimmung des Ereignisses wird beim Siemens-System mit 1ms, bei Aldis mit 0,1 ms angegeben, die GPS-Uhr am Hochspannungslehrstuhl liefert laut Herstellerangaben eine Genauigkeit von 0,001 ms. Jedes der drei Systeme liefert jeweils einen Triggerzeitpunkt.

Durch eine eingehende Untersuchung ließen sich die Beträge der Differenzen der Zeitpunkte zwischen dem eigenen System und den in Frage kommenden Triggerzeitpunkten der kommerziellen Ortungssysteme in drei Hauptintervalle einordnen:

Intervall 1: Betrag der Zeitdifferenz $< 2\text{ms}$

Ist der Betrag der Zeitdifferenz kleiner als 2 ms, so liefern sowohl die eigene Feldmessstation, als auch die Blitzortungssysteme mit hoher Wahrscheinlichkeit Informationen zum selben Ereignis und die Daten können daher direkt miteinander verglichen werden. Die Differenz entsteht einerseits durch die Laufzeit der Welle vom Entstehungsort zur Feldmessstation, andererseits durch die verschiedene Triggerbedingungen der einzelnen Stationen. Bei einer Stromsteilheit von 30...120 kA/ μs und einer Stromamplitude im Bereich von 30..250 kA erfolgt der Anstieg des Blitzstroms von Null auf den Maximalwert in einem Bereich von ca. 0,2 bis 8,3 μs .. Da die Triggerung innerhalb dieser Zeit ausgelöst wird, sind die Unterschiede der Triggerzeiten kleiner als der Maximalwert von 8,3 μs . Im Allgemeinen lösen die Triggerungen nicht im Scheitelwert der Feldstärke aus, sondern bereits vorher und grenzen die Zeitdifferenz weiterhin ein. Um diesen Fehler zu eliminieren, müssten eigentlich nach der erfolgten Auslösung die Triggerpegel verglichen und mit der

gemessenen Stromsteilheit in gleiche Triggerzeiten umgerechnet werden.

Die durch unterschiedliche Triggerzeitpunkte verursachte Zeitunschärfe geht somit in die Ortungsgenauigkeit ein und verschlechtert diese.

Der Korrekturoffset t_k beträgt dann

$$t_k = \left(\frac{di}{dt} \right)^{-1} @ (i_{st,n} \& i_{st,e}) \quad (67)$$

wenn $i_{st,e}$ die berechnete Stromstärke der eigenen, $i_{st,n}$ die der anderen Station ist und di/dt die ermittelte Stromsteilheit angibt.

Intervall 2: Betrag der Zeitdifferenz zwischen 2ms und 5 ms
Zeitdifferenzen innerhalb dieses Intervalls traten nur vereinzelt auf und konnten im Vergleich zu der hohen Anzahl in den Intervallen 1 und 3 vernachlässigt werden.

Intervall 3: Betrag der Zeitdifferenz > 5 ms
Bei diesen großen Zeitdifferenzen liegen offensichtlich verschiedene Signalquellen vor, ein Vergleich ist sinnlos.

Bei dieser Einteilung in drei Intervalle können die folgenden Fehler auftreten:

1. Es werden Ereignisse miteinander verglichen, die zwar in Intervall 1 liegen, aber trotzdem von verschiedenen Ereignissen stammen. Diese Fehler können stark vermindert werden, wenn man als Kriterium zusätzlich den Amplitudenvergleich der Scheitelwerte vornimmt. Würden auch noch Informationen über den Einschlagort vorliegen, was zwar bei den kommerziellen Systemen, nicht aber bei der eigenen Anlage der Fall ist, so könnte der Fehler auf nahezu Null minimiert werden (Fehler 1. Art).
2. Es werden zwei Ereignisse als nichtzusammenhängend abgelehnt, die jedoch in der Realität identisch sind. Dieser Fehler kann bei extrem ungünstigen Zeitverläufen (z.B. sehr kleinen

Steilheiten) auftreten. Damit scheidet dieses Ereignis aus dem Vergleich aus. Andererseits aber ist diese Ablehnung eines Ereignisses besser als die Hinzunahme falscher Daten (Fehler 2. Art).

Vergleicht man nun die Ergebnisse der drei Systeme miteinander, so ergibt sich dann in Abbildung 51 dargestellte Schnittbild, hier am Beispiel eines Gewitters gezeigt, das am 26.März 1996 im nordöstlichen Bereich Bayerns stattfand. Die Zahlen geben die Anzahl der Blitzereignisse an, die Abkürzung HSP steht für den Hochspannungslehrstuhl.

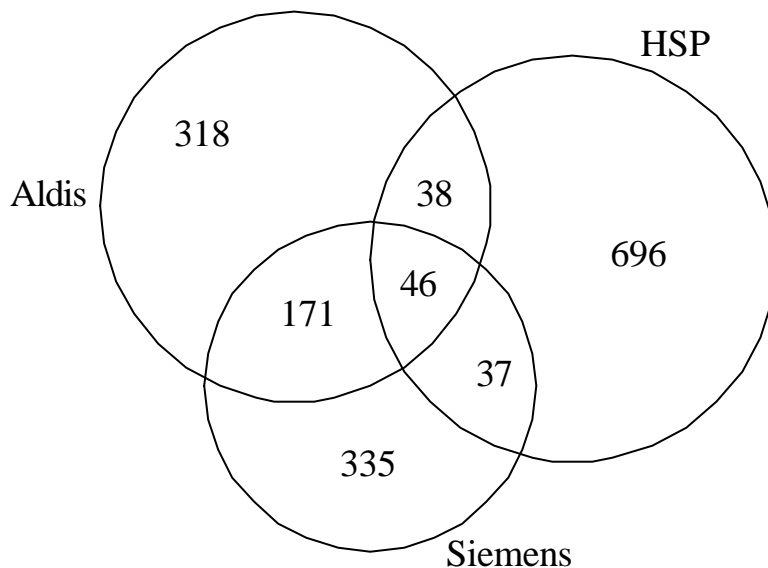


Abbildung 51 Gewitter am 26.03.96

Dabei lieferte

Aldis	573 Triggerungen (= 318 + 171 + 46 + 38)
Siemens	589 Triggerungen (= 335 + 37 + 46 + 171)
HSP	817 Triggerungen (= 696 + 37 + 46 + 38)

Nicht aufgeführt wurden Ereignisse, deren Entfernungsdifferenz mehr als 10 km betrug oder die als Wolke-Wolke-Blitze (ohne Stromstärkenangabe) ausgewiesen worden sind.

Die Ursache der wesentlich höheren Anzahl der Triggerungen am Hochspannungslehrstuhl (HSP) liegt

darin, dass die beiden anderen Systeme durch Vergleich der Daten, die die verschiedenen Empfänger liefern, eine Auswahl zwischen blitzähnlichen Signalen und Fehltriggerungen treffen können.

Es sei noch einmal betont, dass es sich in Abbildung 51 dargestellten Ergebnis um die Auswertung eines Tages handelt, so dass aus dieser Arbeit keinerlei Bewertung einzelner Systeme abgeleitet werden kann. Um einen aussagekräftigen Vergleich der Systeme durchführen zu können, müsste eine große Anzahl von Blitzortungen miteinander verglichen werden, was nicht Ziel der Arbeit ist.

5.4.1 Entfernungsdifferenz der Ereignisse

Vergleicht man die Differenz der Koordinatenbestimmung zwischen Aldis und Siemens, so ergibt sich das in Abbildung 52 dargestellte Resultat:

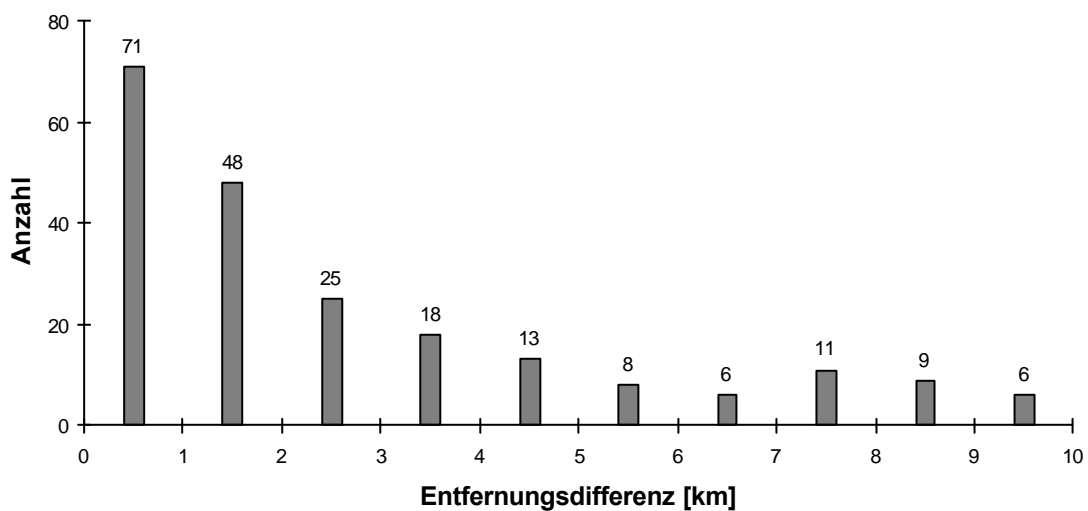


Abbildung 52:Entfernungsdifferenz, Gewitter am 26.03.96

Der erste Balken gibt die Anzahl der Triggerungen an, deren Entfernungsdifferenz 0 - 1 km beträgt, usw.

Entfernungsdifferenzen größer als 10 km wurden nicht mehr aufgeführt, da es sich möglicherweise um verschiedene Blitze handeln könnte.

Bei 33% der Ereignisse ist die Differenz der Entfernungen kleiner als 1km, bei 56% kleiner als 2km und bei 68% kleiner als 3 km.

5.4.2 Verteilung der Blitzstromsichelwerte

Aus den gemessenen elektrischen Feldstärken, bzw. ihren Zeitableitungen kann schließlich der Blitzstromsichelwert zurückgerechnet werden. [Rak], [Ioo]. Die Sichelwert I hängt nach [Scö] mit dem Abstand D zwischen Blitzentladung und Antennenstandort und dem Wert der Zeitableitung der Feldstärke dE/dt zur Zeit $t=0$ am Antennenstandort wie folgt zusammen:

$$\frac{dE}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{I}{D} \cdot K_0$$

mit $K_0 = 42,6 \text{ 1}/\mu\text{s}$.

Eine Überprüfung der Ortungsdaten der beiden Systeme wurde durch den Vergleich der

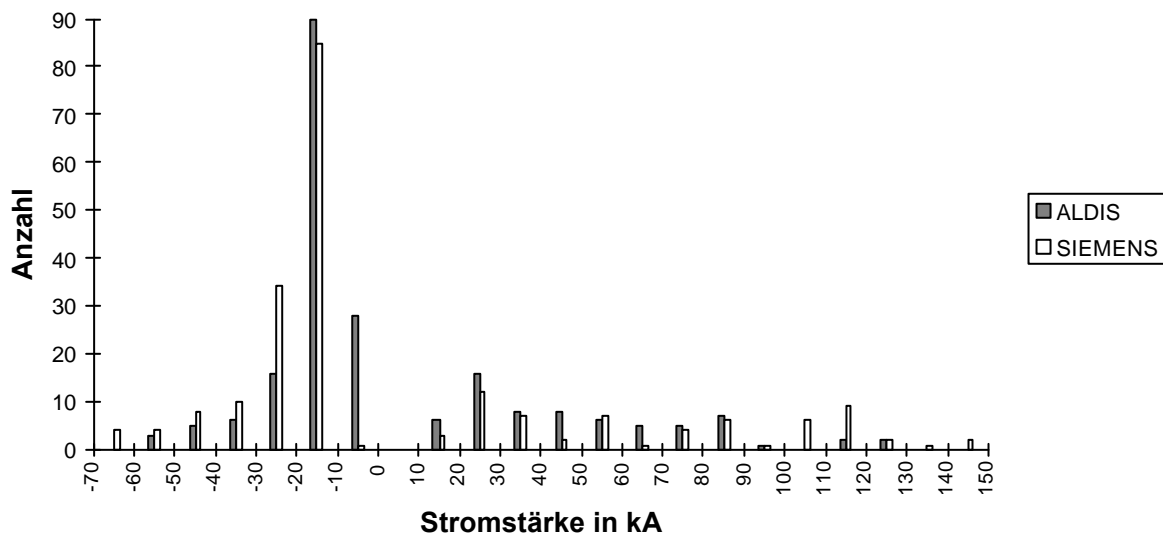


Abbildung 53: Berechnete Blitzstromsichelwerte (Gewitter am 26.03.96)

Blitzstromsichelwerten vorgenommen:

Beide Systeme weisen ein deutliches Maximum im Bereich von -10 bis -20 kA auf, die überwiegende

Anzahl der Entladungen sind negativ.

Trägt man die Scheitelwertdifferenz $I := I_{\text{Siemens}} - I_{\text{Aldis}}$ über dem vom Siemens-System gemessene Blitzstromscheitelwert auf (siehe Abbildung 54), so ist bei positiven Strömen der Wert des Siemenssystems höher als der jeweilige Wert des Aldis-Systems. Bei negativen Stromscheitelwerten liegen die vom Siemenssystem ermittelten Werte betragsmäßig ebenfalls über den Aldis-Werten.

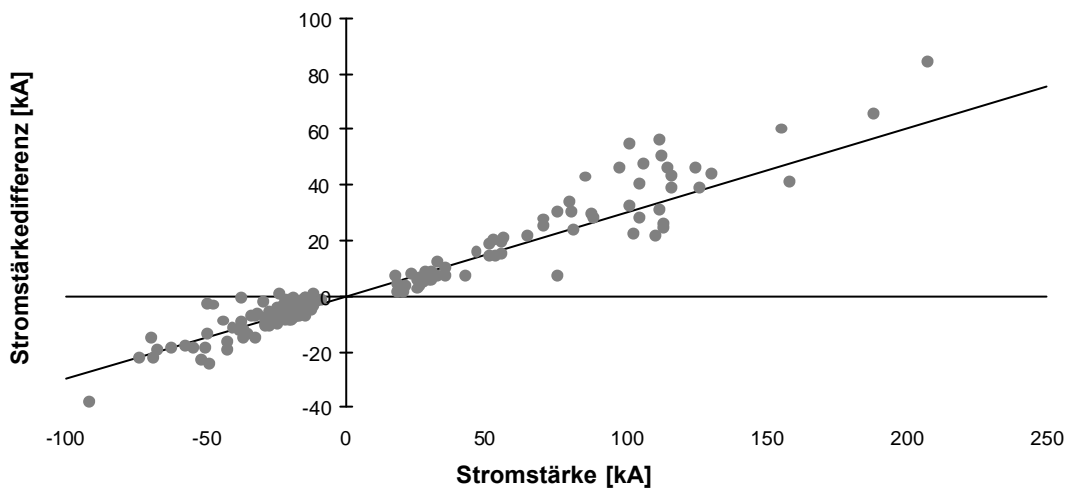


Abbildung 54: Scheitelwertdifferenzen

Dein in Abbildung 54 auf der horizontalen Achse angegebenen Scheitelwerte sind die Werte des Siemenssystems. Die entprechenden Scheitelwerte von Aldis liegen um den auf der Vertikalachse bezeichneten Wert unter den Siemens-Scheitelwerten.

Die prozentuale Abweichung der beiden Systeme ist in Abbildung 55 dargestellt.

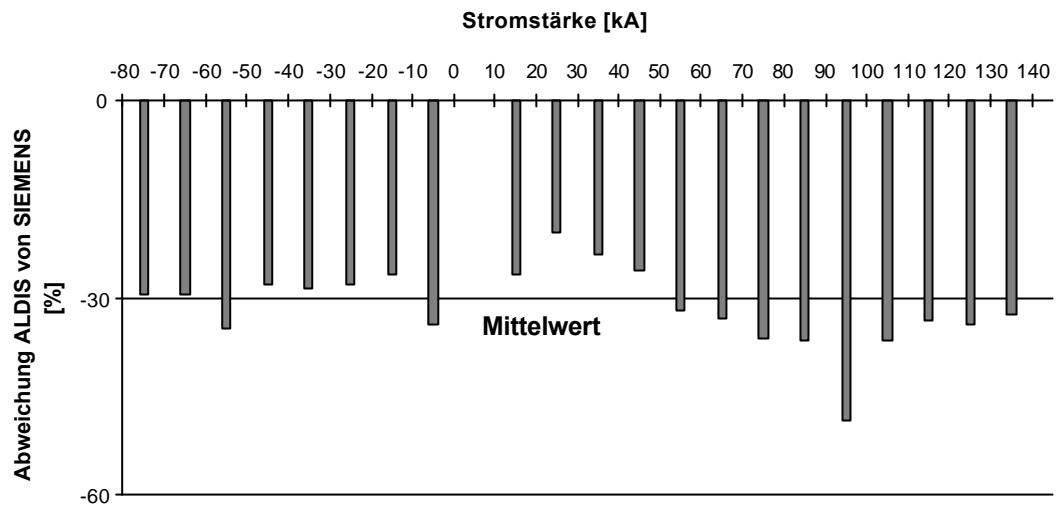


Abbildung 55: Abweichungen der Blitzstromscheitelwerte

Die Ergebnisse des Aldis-Systems liegen bei diesem Vergleich im Mittel 30% unterhalb den Siemens-Werten.

5.4.3 Vergleich mit Messungen am Hochspannungslehrstuhl

Zur endgültigen Verwertung gelangt nur die Schnittmenge aller drei Systeme, also 46 Ereignissen. Dieses Kriterium mag auf Grund des bereits Gesagten etwas streng erscheinen, dadurch ist aber der Vertrauensbereich der Ergebnisse wesentlich höher als bei einer Übereinstimmung mit nur zwei Systemen, auch wenn dadurch einige Ereignisse durch Fehler 2. Art wegfallen.

Von der verbleibenden Schnittmenge sind einige Daten nur hinsichtlich des Triggerzeitpunkts brauchbar, da ein $|dE/dt|$ größer als $85 \text{ V/m}\mu\text{s}$ zur Übersteuerung des A/D-Wandlers der Anlage am Hochspannungslehrstuhl führt. Die von den Blitzortungssystemen angegebenen Blitzstromscheitelwerte wurden entsprechend Abschnitt 5.4.2 in elektrische Feldstärken umgerechnet. Insgesamt liegen die von Siemens ermittelten Feldstärken unterhalb denen des Hochspannungslehrstuhls. Diese Abweichung ist, wie bereits beim Vergleich Aldis-Siemens, abhängig von der Feldstärke, allerdings ist hier der Streufaktor etwas höher. Wiederum konnte für den ersten und dritten Quadranten je eine Ausgleichsgerade ermittelt werden, die bei positiven Blitzströmen weniger steil ist als bei negativen.

Auffallend ist der große Streubereich um -40 kA Die Stromstärken wurden dabei mit den Methoden von Rakov [RAK] zurückgerechnet.

Die relativ hohe Abweichung liegt u.a. darin begründet, dass die Umrechnung Feldstärke-Strom über das TCS-Modell mit festen Werten für J_1 und J_2 durchgeführt worden ist, diese aber nur einen

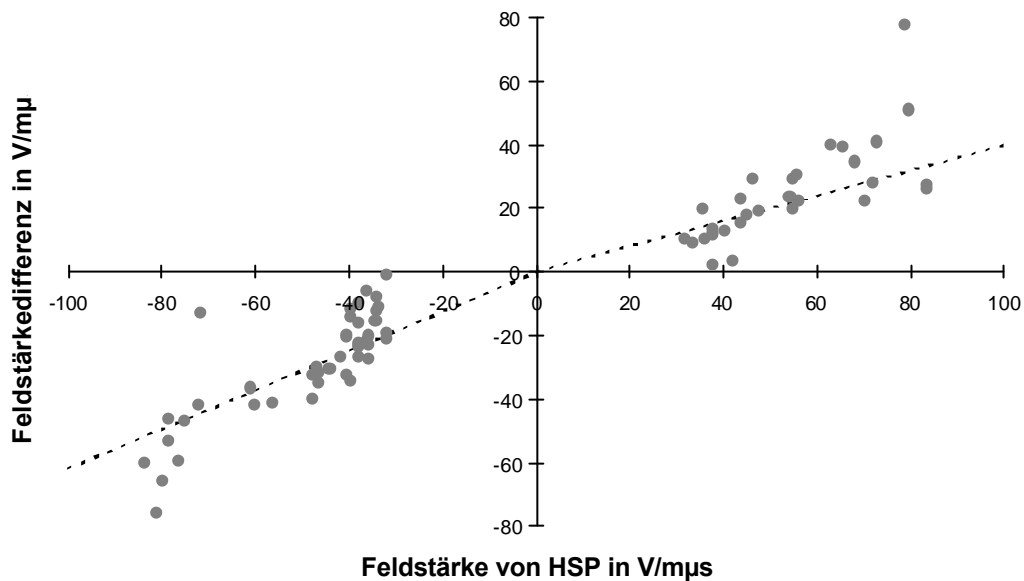


Abbildung 56: Feldstärkedifferenz, Vergleich Siemens-System und eigene Station (HSP)

Mittelwert über alle Ereignisse darstellen.

Eine Kalibrierung der Messstation am Hochspannungslehrstuhl über die Berger-Statistik wurde bewusst vermieden, um von der Seite der Auswertung unabhängig von den Vorgaben kommerzieller Systeme zu sein.

Es stellt sich die Frage, ob diese Abweichungen auf Grund einer richtungsabhängigen Dämpfung entstehen. Dazu wurde durch Auswertung der Koordinaten und der Stromscheitelwertdifferenzen eine Panoramadarstellung (siehe Abbildung 57) angefertigt.

Im der Abbildung 57 ist ein Ausschnitt aus diesem Panoramabild dargestellt, die Richtung verläuft von Südwesten (SW) über Westen bis nach Nordwesten. Das analysierte Gewitter fand am 26.03.96 im Bereich Franken und Schwaben statt. Wäre eine Richtungsabhängigkeit vorhanden, so müsste eine ausgeprägte Spitze in der einen Richtung und eine Talsohle in einer anderen Richtung vorhanden sein.

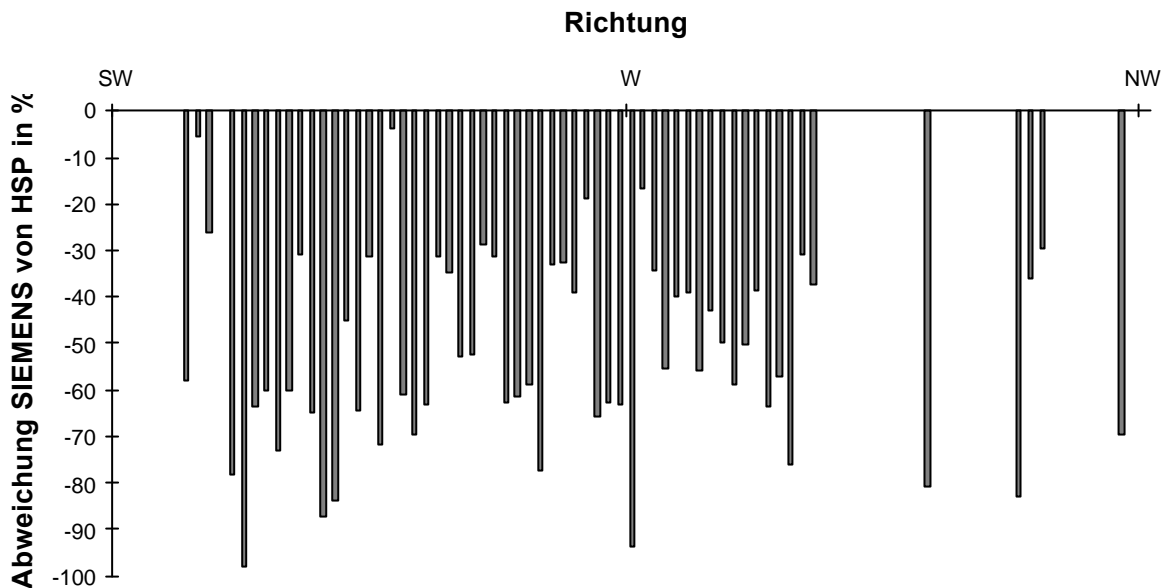


Abbildung 57: Abweichungen der Feldstärken abhängig von der Ortungsrichtung, Vergleich Siemens-System und eigene Station

Wird dieses Ereignis mit anderen Gewittertagen verglichen, so ist im Mittel kein signifikanter Einbruch der Kurve in einer bestimmten Richtung zu beobachten, weder bei den gemessenen Feldstärken, noch bei der Blitzanzahl. Eine Richtungsabhängigkeit scheint damit nicht gegeben zu sein.

5.5 Untersuchung des Frequenzspektrums

Unter Verwendung des Programms Mathcad ist eine Bestimmung der Frequenzverteilung durch diskrete Fourier-Transformation der gemessenen elektrischen Feldstärke der Blitzentladungen vorgenommen worden, um die praktische Auswirkung der frequenzabhängigen Dämpfung auf das Blitzfeldspektrum zu untersuchen. Dazu wurden jene Datensätze verwendet, die durch die zwei Blitzortungssysteme von Siemens und Aldis eindeutig als Blitzentladung charakterisiert worden sind und den A/D-Wandler nicht übersteuert haben. Mit dem Programm Mathcad wurde die gemessene Zeitableitung der elektrischen Feldstärke integriert und mit diskreter Fourier-Transformation das Frequenzspektrum des elektrischen Blitzfeldes berechnet. Zum Vergleich wurde die nachstehende Analyse mit einer doppeltexponentiellen Feldfunktion durchgeführt.

Eine doppeltexponentielle Funktion mit den Konstanten $J_1 = 68,2 \mu\text{s}$; $J_2 = 0,405 \mu\text{s}$ und $E_0=1$ wird wie im A/D-Wandler der Blitzmessstation mit 10 MHz abgetastet. Da der absolute Wert der Transformaten nicht von Interesse ist, wurde E_0 zur Vereinfachung zu 1 gesetzt. Aus

$$E(t) = E_0 \left[e^{-\frac{t}{J_1}} + e^{-\frac{t}{J_2}} \right] \quad (69)$$

folgt mit der Transformationsvorschrift:

$$\mathcal{F}\{e^{-at}\} = \frac{a}{a^2 + \omega^2} \quad (70)$$

die Transformaten

$$E(\omega) = \frac{\frac{1}{J_1}}{\frac{1}{J_1^2} + \omega^2} + \frac{\frac{1}{J_2}}{\frac{1}{J_2^2} + \omega^2} \quad (71)$$

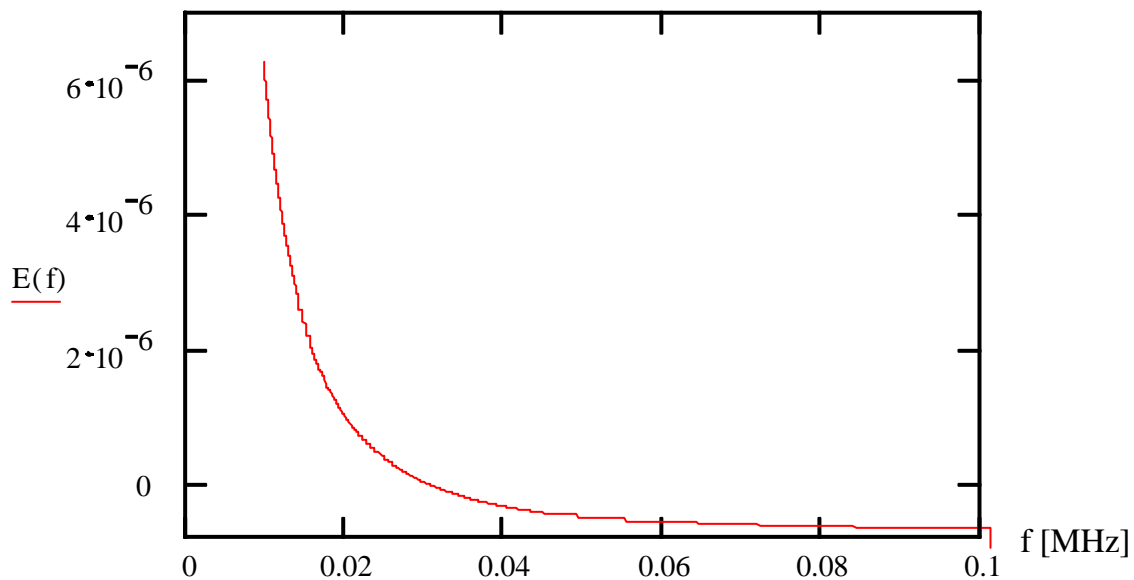


Abbildung 58: Frequenzspektrum

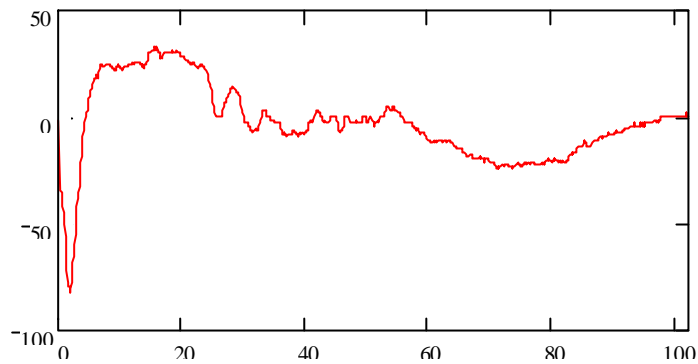
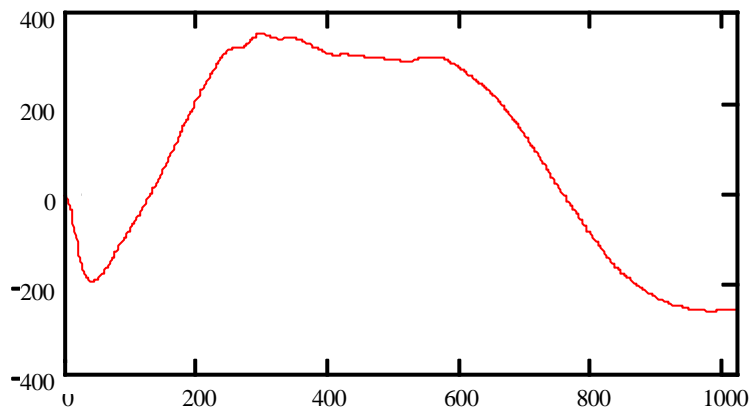
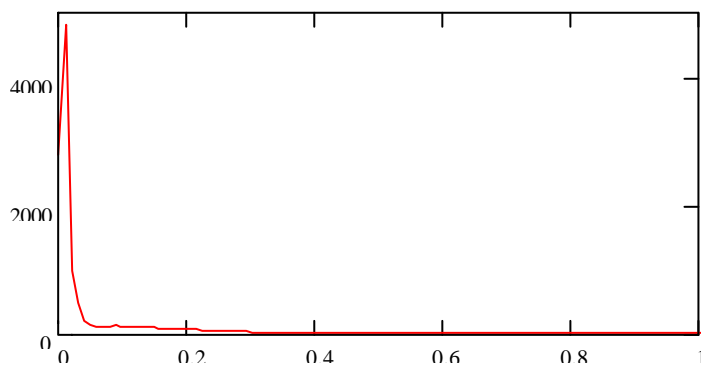
Während der Anteil tiefer Frequenzen dominiert, fällt das Spektrum in Richtung höherer Frequenzen rasch ab. Da die doppeltexponentielle Blitzstromfunktion relativ „glatt“ ist und nicht, wie reale Blitzfelder, eine überlagerte Feinstruktur aufweisen, ist dieses Ergebnis zu erwarten.

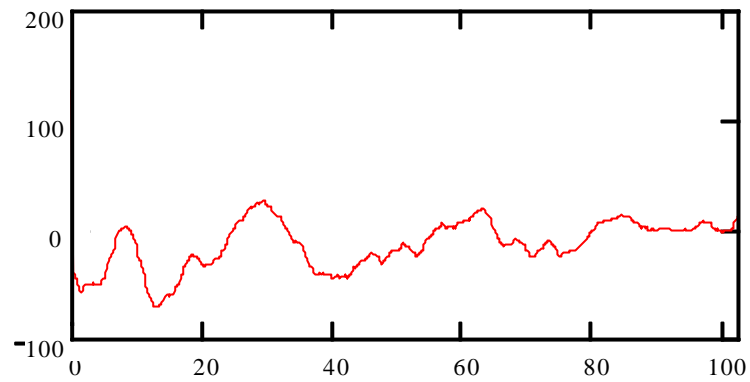
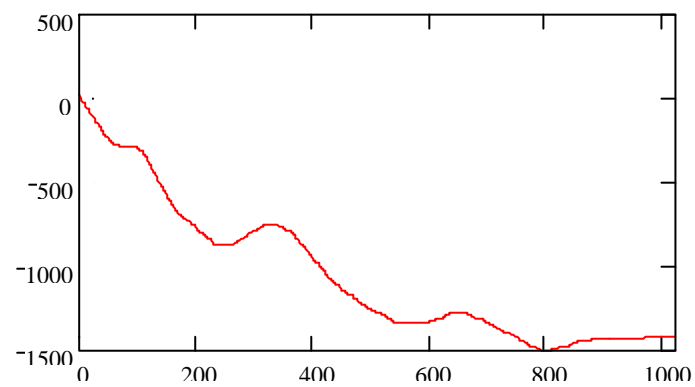
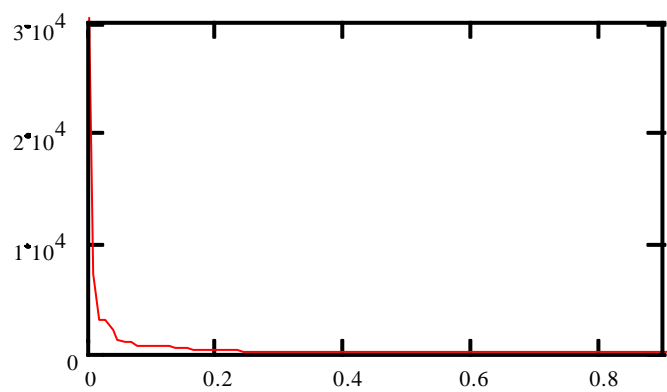
Wären in den gemessenen Blitzfeldern nennenswerte Komponenten über 1-2 MHz vorhanden, würde dies bedeuten, dass, wie im Kapitel 4 gezeigt, jeder Aufstellungsort hinsichtlich des Frequenzverhaltens genauer analysiert werden müsste.

Als Beispiele dienen Blitzdatensätze, die aus unterschiedlichen Entfernungen und Richtungen aufgenommen worden sind. Dabei zeigt in den Abbildungen 59, 61 bis ? jeweils die erste Kurve den gemessenen Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Vertikalfeldstärke, die zweite Kurve die durch numerische Integration gewonnene Feldstärke und die letzte Kurve das berechnete Frequenzspektrum. Es ist zu beachten, dass die Integrationskonstante bei der Bestimmung der elektrischen Feldstärke aus ihrer Zeitableitung willkürlich ist und daher nur Feldstärkedifferenzen aussagekräftig sind, nicht jedoch der absolute Wert in V/m.

In den folgenden Abbildungen sind die horizontale Achsen bei der elektrischen Feldstärke und ihrer Zeitableitung in Mikrosekunden kalibriert, das Frequenzspektrum in Megahertz.

Die Einheit der vertikalen Achse ist bei der Zeitableitung dE/dt in $V/(m \cdot \mu s)$ angegeben, bei der elektrischen Feldstärke E in V/m. Da die Einheit beim Frequenzspektrum bei dieser Untersuchung ohne Belang ist, wurde die von Mathcad gelieferte Größe ohne Umrechnung übernommen. Während die Feldableitung auf den interessierenden Bereich gezoomt ist, wurde die Feldstärke über einen längeren Bereich integriert.

Blitzdatei 563: Entfernung 50 km**Abbildung 59:** Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke**Abbildung 61:** Verlauf der elektrischen Feldstärke**Abbildung 60** Frequenzspektrum

Blitzdatei 194: Entfernung 27 km**Abbildung 62:** Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke**Abbildung 63:** Verlauf der elektrischen Feldstärke**Abbildung 64:** Frequenzspektrum

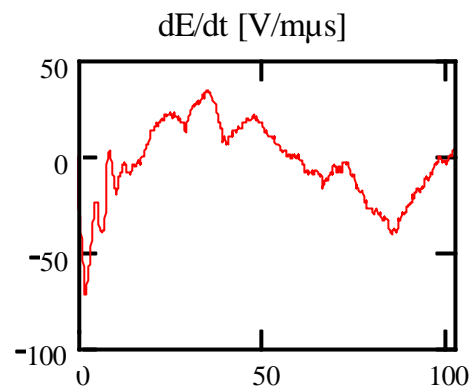
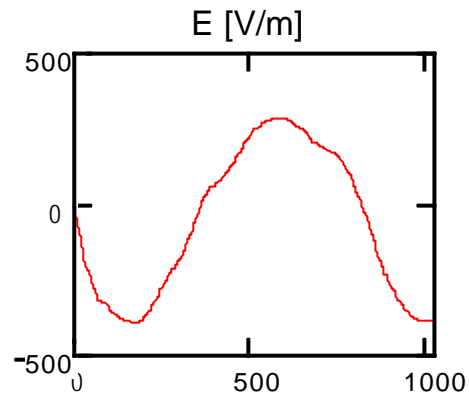
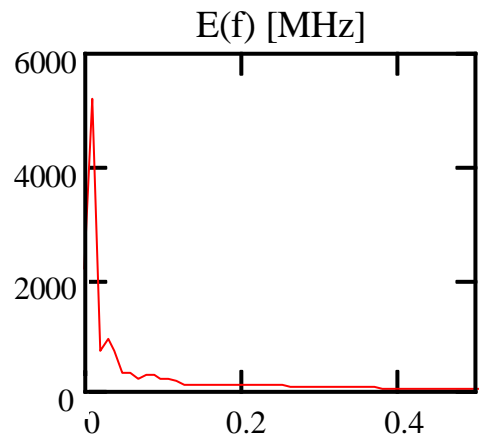
Während die Zeitableitung der elektrischen Feldstärke der „Blitzdatei 563“, wie die meisten aufgezeichneten Verläufe eine typische Form, nämlich einen steilen Anstieg in der Stirn von etwa $2 \mu\text{s}$ aufweist, ist der in der „Blitzdatei 194“ gezeigte Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke eher untypisch, wenn man den Zeitverlauf mit der idealisierten Kurve der doppeltextponentiellen Funktion vergleicht. Trotzdem konnte auch dieser eindeutig, d.h. durch drei voneinander unabhängige Blitzortungs- bzw. messsysteme gleichzeitig einer Entladung zugeordnet werden.

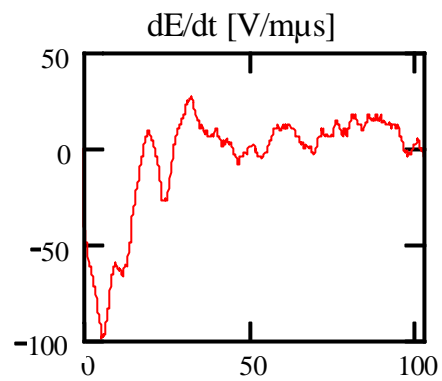
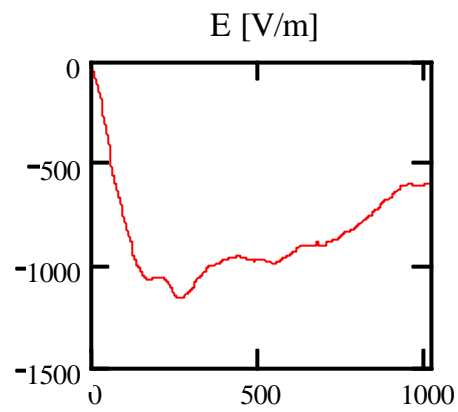
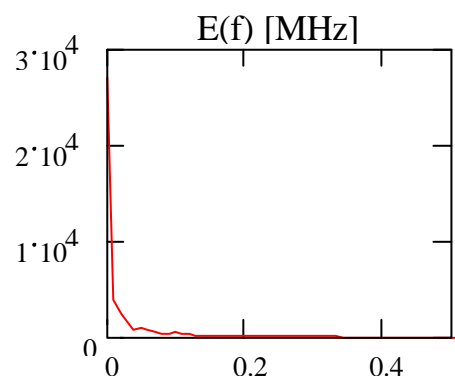
Dem steilen Anstieg am Beginn der Datenaufzeichnung können zwei Ursachen zugrunde liegen:

- a) Die Steilheit der Flanke ist sehr hoch. Bei einer Abtastfrequenz von 10 MHz, entsprechend einem Abtastintervall von 100 ns, beträgt der Abstand zweier Abtastwerte nur einige hundert Nanosekunden. Da Folgeblitze durch die fehlende Kanalaufbauzeit eine kürzere Stirnzeit als die Erstentladungen besitzen, könnte hier ein solcher vorliegen.
- b) Der eigentliche Beginn des Feldverlaufs findet bereits zu einem früheren Zeitpunkt statt, die Triggerbedingung wird also erst später erfüllt und somit beginnt die Feldaufzeichnung scheinbar mit einem steilen Sprung von dem Ruhewert Null auf dem beim Triggerstart vorliegenden Wert, der steile Anstieg ist folglich nur vorgetäuscht und in der Realität nicht existent. Da erst eine weitere Feldaufzeichnung durch eine vierte Station Klarheit über die tatsächliche Situation schaffen könnte, wurden nicht eindeutig bestimmbar Ereignise aus der weiteren Analyse herausgenommen.

Es kann auch vorkommen, dass ein schwacher Impuls die Station triggert und die eigentliche (Haupt-)Entladung erst einige Zeit später stattfindet. Da diese Triggerungen, soweit sie noch im Messzeitraum liegen, aufgezeichnet werden, konnten weitere Ereignisse, die anfangs durch die erste Auswahl durchgefallen sind, durch Zeitkorrektur wieder verwendet werden.

Im folgenden werden 3 weitere Beispiele für eindeutig zuzuordnende Blitzentladungen dargestellt um einen Vergleich des Spektrums der doppeltextponentiellen Form mit realen Feldverläufen zu ermöglichen.

Blitzdatei 78: Entfernung 179 km**Abbildung 65:** Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke**Abbildung 66** Verlauf der elektrischen Feldstärke**Abbildung 67:** Frequenzspektrum

Blitzdatei 18: Entfernung 168**Abbildung 68:** Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke**Abbildung 69:** Verlauf der elektrischen Feldstärke**Abbildung 70:** Frequenzspektrum

Blitzdatei 104: Entfernung 181 km

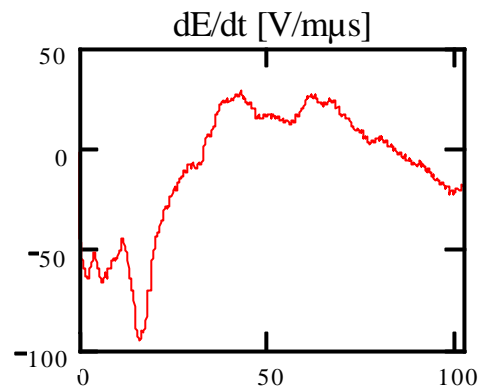


Abbildung 71: Verlauf der Zeitableitung der elektrischen Feldstärke

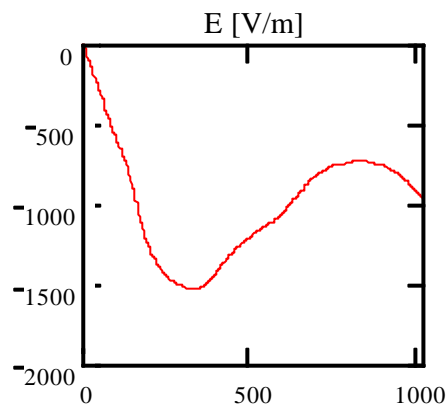


Abbildung 72 Verlauf der elektrischen Feldstärke

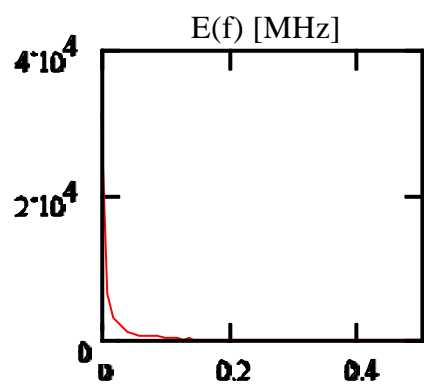


Abbildung 73: Frequenzspektrum

Aus den Frequenzspektren der Entladungen kann der Schluss gezogen werden, dass der Hauptanteil der Verteilung bei etwa 10..30 kHz liegt, höherfrequente Anteile in ihrer Amplitude hingegen rasch klein werden. Dies steht in Einklang mit der theoretisch zu erwartenden Tiefpassdämpfung, die um so stärker greift, je weiter die Blitzentladung vom Beobachtungsstandpunkt entfernt ist.

Trägt man die Anstiegszeiten über der Entfernung an, so müssten diese durch den Tiefpasseffekt der Übertragungsstrecke mit zunehmender Distanz ansteigen, falls die Tiefpassdämpfung in diesem Entfernungsbereich einen erheblichen Einfluss auf die Wellenform hat und nicht nur die für die Blitzortung minder bedeutsame Feinstruktur beeinträchtigt.

Als Beispiel wird in Abbildung 74 eine Darstellung von 13 verschiedenen Einzeltriggerungen aufgezeigt, die Anstiegszeit A der elektrischen Feldstärke ist dabei über dem Abstand D der Feldquelle zur Messstation angetragen.

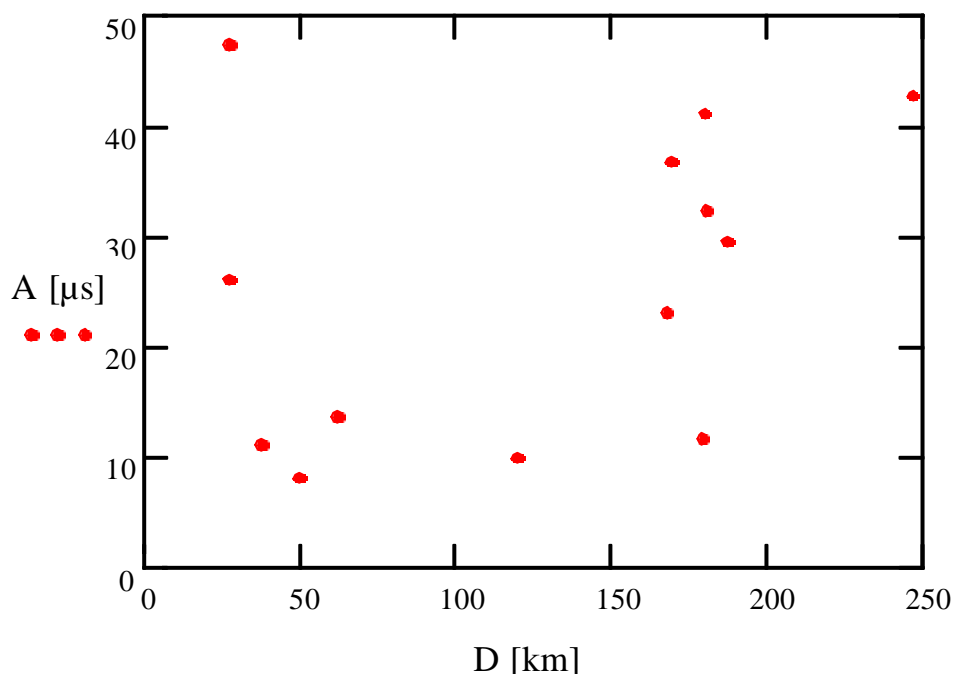


Abbildung 74: Anstiegszeit A als Funktion vom Abstand D zur Entladung, Einzeltriggerungen

Die Anzahl der Daten wurde im ersten Schritt auf 13 Triggerungen beschränkt. Wird die Datenmenge gesteigert, so müsste bei Vorliegen einer Anstiegszeitabhängigkeit von der Entfernung eine Tendenz zu erkennen sein, die mit mathematischen Methoden weiter überprüft werden müsste. Werden nun

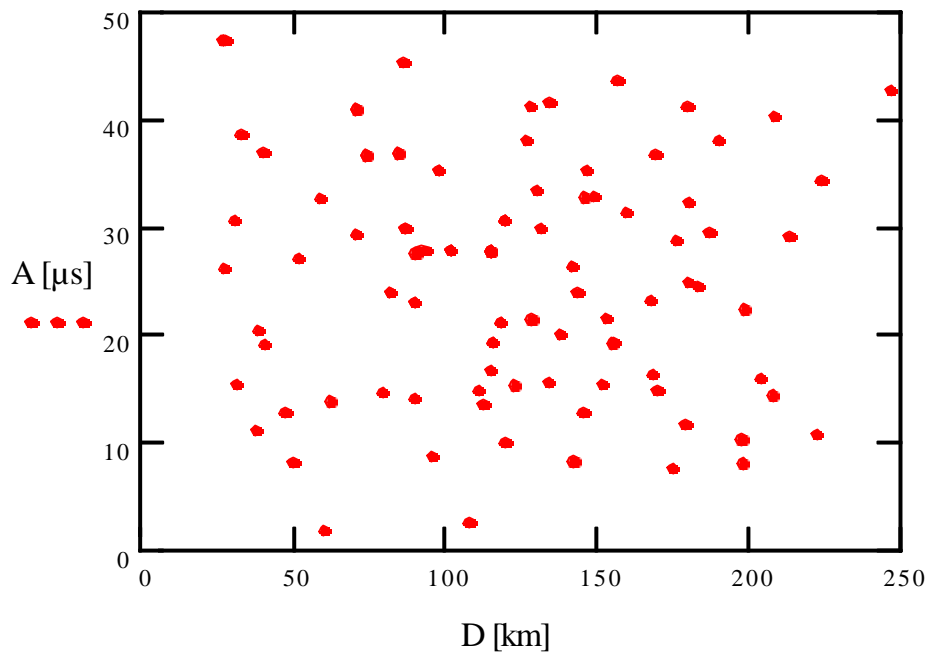


Abbildung 75: Anstiegszeit A als Funktion vom Abstand D zur Entladung, weitere Einzeltriggerungen

Triggerungen auch von anderen Gewittertagen hinzugenommen, so füllt sich das Diagramm (Abbildung 75) flächig aus. Wäre der Einfluss der frequenzabhängigen Dämpfung groß genug, so würden die Anstiegsflanken mit steigender Entfernung ebenfalls ansteigen. Da dies im betrachteten Gebiet nicht der Fall ist, kann daraus gefolgert werden, dass dieser Einfluss zumindest bis 250 km vernachlässigbar ist.

Entladungen mit einer Distanz unter ca. 15 km und über ca. 250 km werden, von einigen Ausnahmen abgesehen, wegen Übersteuerung der Anlage bzw. Unterschreiten der Triggerschwelle nicht mehr erfasst.

5.6 Einfluss der Bodenleitfähigkeit

Es stellt sich nun die Frage, ob die Messergebnisse in Einklang mit der Theorie stehen. Dabei ist der nichteinheitliche Aufbau der Erdoberfläche (Oberflächenrauigkeiten, verschiedene Erdschichtungen,

wechselnde Leitfähigkeiten und Dielektrizitätskonstanten) das Haupthindernis zur geschlossenen Lösung des Problems, auch wenn einige Ansätze, zum Beispiel einer ebenen Schichtung zweier Medien mit verschiedenen Leitfähigkeiten und relativen Dielektrizitätszahlen, existieren [VeM]. Der übliche Lösungsansatz geht von den Sommerfeldgleichungen aus, siehe dazu auch [Bar] und die dort angegebene Literatur, vor allem [Wai], ferner [Mal]. Aber bereits Nibler [Nib] bemerkt „Man könnte nun versuchen, die Erde als homogene Kugel mit konstanten Materialgrößen μ , g und F zu approximieren, wie es Sommerfeld tat, aber der auch hierbei noch nötige mathematische Aufwand scheint nicht gerechtfertigt.“ Er löst dann das Problem durch den Ansatz einer Oberflächenwelle nach Zenneck, die sich entlang einer leitfähigen und unendlich ausgedehnten Ebene ausbreitet. Eine weiterer möglicher Lösungsansatz liegt in der Ermittlung der komplexen Brechzahl. Geeignete Lösungsansätze werden kurz besprochen, um sie dann zur Lösung des Ausbreitungsproblems zu verwenden. Eine neuere Untersuchung der durch die verschiedenen Bodenleitfähigkeiten verursachte Änderung des Feldes wurde z.B. von Mair [Mar] durchgeführt, siehe dazu auch [Orv], [Ido], und [Co3].

5.6.1 Ansatz nach Meinke und Gundlach

Der Ansatz nach Meinke und Gundlach [MeG] geht von dem Entzug von Energie einer Welle durch leitfähige Schichten aus. Diese Energie wird in Joulsche Wärme übergeführt und geht der Welle verloren, die dadurch gedämpft wird. Es wird ferner eine Unabhängigkeit der Leitfähigkeit von der Frequenz angenommen, was bis etwa 30 MHz und damit hier erfüllt ist.

Das Maß der Dämpfung wird durch die komplexe Brechzahl \underline{n} ausgedrückt, dabei gilt:

$$\underline{n} = \sqrt{\underline{g}_r} \quad (72)$$

Es ist

$$\underline{n} = \sqrt{g_r + j \frac{F8Z}{2B}} = \sqrt{g_r + j \frac{F}{2Bf\epsilon_0}} \quad (73)$$

Entlang des Ausbreitungswegs (Laufvariable z) nimmt die Feldstärke gemäß

$$|E(x)| = |E(0)| \exp \left[-\frac{2B}{8} \int_0^x T(\underline{n}(\zeta)) d\zeta \right] \quad (74)$$

ab.

Ferner wird der Parameter k definiert zu:

$$k := \frac{B d}{8 \sqrt{\underline{n}^2 + 1} \sqrt{\underline{n}^2}} \quad (75)$$

wobei k hier nur für die bei Wolke-Erde-Blitzen überwiegend vorhandene Vertikalpolarisation angegeben ist. λ ist die Freiraumwellenlänge und d der Abstand zwischen Blitz und Antenne.

Für $k > 10$ (hinreichend große Abstände, bei Fernfeldbedingungen erfüllt) gilt für die empfangene, gedämpfte Vertikalkomponente der elektrischen Feldstärke E in Abhängigkeit von der Freiraumfeldstärke E_0 folgender Zusammenhang:

$$E = \frac{E_0}{k} \quad \text{bzw.} \quad \frac{E}{E_0} = \frac{1}{k} \quad (76)$$

Insbesondere nähert sich der Ausdruck für die Vertikalpolarisation dem der Horizontalpolarisation an, um dann schließlich für $k > 50$ in ihn überzugehen. Im Bereich von $10 < k < 50$ liegt der Übergangsbereich vor, für Werte $k < 10$ sind die oben stehenden Beziehungen nicht mehr gültig.

5.6.2 Auswertung

Der Einfluss der Leitfähigkeit des Erdbodens auf die übertragene Blitzwelle wurde für sog. IMPACT-Sensoren, die auf dem TOA-Prinzip beruhen, von Ishi [ISH] untersucht. Dabei wurde eine Wellenform mit einer Anstiegszeit von $2 \mu\text{s}$ von Ishii [ISH] in Abhängigkeit von der Entfernung der Station vom Gewitter bestimmt, ohne allerdings die Dielektrizitätszahl explizit zu berücksichtigen. Da dort bereits ein Verfahren zur Fehlerkorrektur angegeben worden ist, konnte hier darauf verzichtet werden. Auch

geschichtete Dielektrika [Ye1], Land/See-Übergänge [Co1] und wellige Oberflächen von Ozeanen [Mi2] können durch passende Annahmen in gewissen Bereichen angenähert erfasst werden. Im Gegensatz zu diesen Autoren sollen hier die Bodeneigenschaften im Beobachtungs- und Erfassungsraum zweier vorhandener Blitzortungssysteme und einer Feldmessstation untersucht werden. Die dort vorhandene Schwankungsbreite der Bodengrößen liegt im Bereich bis 30 MHz bei [MeG]

$g_r = 3$ (Gebirge) bis 30 (feuchter Boden) und

$F = 10^{-4}$ S/m (Gebirge) bis 10^{-2} S/m (feuchter Boden).

Führt man eine Analyse mit diesen Werten und den Eckfrequenzen 3 kHz ... 3 MHz für die Blitzwelle durch, so erhält man für jede Kombination aus diesen Größen für das Fernfeld Werte von $k > 10$, somit gilt:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{d} \cdot \frac{8\pi^2 |1|}{B_{\underline{n}^2}^2} \cdot \frac{Q(g_r, F, \delta)}{d} \quad (77)$$

Mit der hier neu eingeführten Größe Q , die die elektrischen Eigenschaften des Bodens beschreibt wurde eine Parameterstudie durchgeführt, um den Einfluss der Bodengrößen auf die Wellendämpfung abschätzen zu können.

Dabei wurde zwischen Gebirge, trockenem und feuchtem Boden und Süßwasser unterschieden, die Werte der Bodengrößen wurden aus [MeG] entnommen.

Gebirge

$g_r = 3$ $F = 10^{-4}$ S/m

f [kHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1.000
Q [m]	53	53	53	53	53	52,8	51,9	48,9	35	21

trockener Boden

$$g_r = 15 \quad F = 10^{-3} \text{ S/m}$$

f [kHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1.000
Q [m]	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,2	4,9	4,0

feuchter Boden

$$g_r = 30 \quad F = 10^{-2} \text{ S/m}$$

f [kHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1.000
Q [m]	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3	5,3

Süßwasser, Flüsse

$$g_r = 80 \quad F = 3 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$$

f [kHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1.000
Q [m]	2,6	2,6	2,6	2,6	2,6	2,6	2,6	2,4	1,8	1,1

5.6.3 Schlussfolgerungen

Aus diesen theoretischen Überlegungen und den Ergebnissen der Messungen lässt sich folgende Schlussfolgerung ziehen:

Die Werte für Q sind im Frequenzbereich von 1 bis 1.000 kHz für trockenen und feuchten Boden nur wenig verschieden, d.h. verschiedene Bodenarten beeinflussen die Blitzwelle nicht wesentlich (vgl. trockener Boden Q . 5,3, feuchter Boden Q . 5,3) solange man sich nicht im Gebirge (Q . 53) oder über räumlich ausgedehnten Seen (Q . 2,6) befindet. Es ist daher bei

im Mittel gleicher Geländehöhe zu erwarten, dass das Frequenzspektrum der empfangenen Blitzwellen unabhängig von der eintreffenden Richtung ist. Außerdem sollte es keinen Unterschied machen, ob durch Regen nassgewordener Boden andere Werte für die relative Dielektrizitätszahl und Leitfähigkeit besitzt. In der Tat konnten die Messungen bestätigen, dass eine Richtungsabhängigkeit des Frequenzspektrums und der Amplitudenverteilung aus diesen Gründen nicht vorliegt. Bei Süßwasser ist zwar der Wert von Q geringer, aber dennoch über weite Bereiche etwa konstant, solange die Frequenz unter 200 kHz bleibt.

6 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Einfluss der Übertragungsstrecke und der Empfangsanlage auf die Messung und Ortung von Blitzentladungen im Umkreis von etwa 300 km.

Ausgehend von bekannten Blitzkanalmodellen wurde der Einfluss der Ausbreitungsdämpfung auf die Genauigkeit der Blitzortung untersucht. Der Schwerpunkt dieser Arbeit lag dabei auf die Ortung nach dem TOA (Time of Arrival) bzw. LPATS-Verfahren. Dieses Verfahren beruht auf der Auswertung der unterschiedlichen Triggerzeitpunkte, da die Blitzwelle vom Einschlagort zu den einzelnen Messstationen verschiedene Laufzeiten hat. Die frequenzabhängige Dämpfung der Übertragungsstrecke verursacht zusätzlich eine Zeitverzögerung der übertragenen Blitzwelle, dadurch treten Fehler in der Bestimmung des Einschlagortes auf. Es stellte sich daher die Frage, wie stark sich die Zeitverzögerung auf die Ortungsgenauigkeit auswirkt. Außerdem ist der Feldsensor, der die abgestrahlte Blitzwelle aufnimmt, keineswegs ideal, sondern verfälscht das Signal zum Teil erheblich. Um diese Störungen der idealen Übertragung zu analysieren, wurde die Aufgabenstellung in drei Teile, gegliedert: nämlich der Berechnung der absoluten Ortungsfehler aus einer gegebenen Grenzfrequenz, ferner die Untersuchung der Feldaufnehmer und abschließend die Bestimmung der Höhe der Grenzfrequenz aus den elektrischen Größen des Übertragungswegs.

Die gewonnenen theoretischen Ergebnisse wurden außerdem durch praktische Untersuchungen belegt. Nachdem gezeigt werden konnte, dass in dem zu untersuchenden Gebiet eine dreidimensionale Rechnung nicht notwendig ist, wurde unter Zuhilfenahme eines dafür geschriebenen Programms der Einfluss der Grenzfrequenz auf die Zeitverzögerung unter Berücksichtigung der Blitzstromparameter untersucht. Aus der ermittelten Zeitverzögerung ist anschließend die Ortungsunschärfe bestimmt worden. Bei sehr ungünstiger Anordnung der Messstationen beträgt diese etwa 700m, im Durchschnitt liegt sie bei etwa 250m, wenn man eine Grenzfrequenz von 0,5...2 MHz ansetzt.

Das zweite Teilgebiet der Arbeit behandelt die Feldmessung. Hierbei wurde der Schwerpunkt auf die Stabantenne gelegt, da es sich um die bei der Blitzortung am häufigsten verwendete Antennenform handelt. Andere zur Blitzfeldmessung geeignete Antennen wurden kurz besprochen. Je nach äußerer Beschaltung lässt sich der Betrieb der Stabantenne in drei verschiedene Bereiche einteilen, nämlich

einem linear übertragenden, einem differenzierenden und in einen gemischt übertragenden Bereich, der hier allerdings keine Verwendung findet.

Da die Antenne nur in bestimmten Grenzfällen rein linear oder rein differenzierend ist, wurde untersucht, wie weit die Beschaltung der Antenne zu Abweichungen vom Idealzustand führt ohne dass die Genauigkeit unzumutbar leidet. Durch die Einführung eines Grenzfehlerwerts F kann der Anwender nun auf einfache Weise aus einer gegebenen Antenne die notwendigen Elemente des Verstärkereingangs bestimmen, wenn er einen vorgegebenen Fehler nicht überschreiten möchte.

Ferner wurde der Gültigkeitsbereich des verwendeten Ersatzschaltbildes gezeigt.

Die Antennenkapazität ist meist durch den geometrischen Aufbau der Antenne vorgegeben. Da diese nur in den einfachsten Fällen analytisch bestimmbar ist, wurde durch eine Variation der geometrischen Größen (Länge, Dicke, Umgebung, Montagehöhe) die für das Ersatzschaltbild wichtige Antennenkapazität numerisch berechnet. Es konnten dadurch umfangreiche Wertetabellen bestimmt werden, die dem Anwender die Berechnung seiner Anlage ermöglichen.

Ein Schwerpunkt der Störgrößenbestimmung liegt in der Untersuchung verschiedener Mast- und Gebäudearten. Während beim Mast nur seine Höhe entscheidend ist, spielt beim Gebäude sowohl die Form, als auch der Montageort der Antenne eine große Rolle. Dazu wurden verschiedene Anordnungen modelliert. Beim Mast und bei verschiedenen Gebäuden kann als obere sinnvolle Grenzfrequenz etwa 1 MHz festgelegt werden. Bei dieser Frequenz ist der Gebäudeeinfluss auf die Richtungsunabhängigkeit der Ortung klein genug. Zu berücksichtigen ist allerdings die Erhöhung der Amplitude der Antennenspannung gegenüber einer ebenerdigen Montage. Ein weiteres Problem liegt in der Kalibrierung einer Antenne. Es konnte gezeigt werden, dass die Kalibrierung der Antenne mittels einer Homogenfeldnachbildung (Netzmethode) meist zu völlig fehlerhaften Ergebnissen führt. Zur Lösung dieses Problems wurde eine neue Methode der Antennenkalibrierung eingeführt, die sogenannte Senderbezugskalibrierung.

Der letzte Teil der Arbeit beschäftigt sich mit den real auftretenden Grenzfrequenzen der Übertragungsstrecke. Diese wurden sowohl theoretisch, als auch durch eigene Messungen bestimmt. Die Daten einer selbst errichteten Feldmessstation sind dabei mit zwei kommerziellen Systemen verglichen worden. Zur Erhöhung der Genauigkeit der Zeitbestimmung wurde von der bisher verwendeten Methode der Zeitmessung über den DCF-77-Sender Abstand genommen und die GPS-

Technik eingesetzt. Dazugehörig wurde eine spezielle Auswertesoftware erstellt, die die große Menge der anfallenden Rohdaten unter Zuhilfenahme des Anwenders einer effizienten und schnellen Analyse unterwirft. Durch genauere Auswertung von etwa 800 Entladungen konnte gezeigt werden, dass die Übertragungsstrecke die Form der Welle nicht wesentlich beeinflusst, wenn die elektrischen Bodengrößen (Leitfähigkeit und Dielektrizitätszahl) Werte aufweisen, die der trockene oder nasse Erdboden besitzt. Während des Gewitters verändert sich die Beschaffenheit des Bodens durch Beregnung. Es wurde durch Rechnung nachgewiesen, dass der Einfluss der Beregnung auf die Übertragungseigenschaften des Bodens bis zu einer Frequenz von etwa 1-2 MHz vernachlässigt werden kann. Nur bei außerordentlich hohen (Wasser) oder geringen Leitfähigkeiten (Gebirge) sind nennenswerte Abweichungen zu erwarten.

Zusammen mit den vorhergehenden Ergebnissen kann die obere Grenzfrequenz, bei der die Aufnahme des Zeitverlaufs einer Blitzwelle sinnvoll erscheint, etwa bei 1 MHz festgelegt werden.

7 Literaturverzeichnis

[Bat]

Barth F.; Mühlbauer P.; Nikol F.; Wörle K.

Mathematische Formeln und Definitionen

1985

[Bär]

Bärner K.

Flugsicherungstechnik Band 1

1957

[Bar]

D.E. Barrick

Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, the effective surface impedance for a slightly rough highly conducting medium at grazing incidence

[Bei]

O.Beierl

Elektromagnetische Verträglichkeit beim Blitzeinschlag in ein Gebäude

1991

[Ber]

K.Berger

Methoden und Resultate der Blitzforschung auf dem Monte San Salvatore in den Jahren 1963-1971

Bull. SEV 63 (1972) 24

[Bet]

Betz, Kulzer, Gerl, Oettinger, Eisert, Jakubassa

On the Correlation between VLF-Atmospherics and Meteorological Data
23rd International Conference on Lightning Protection
1996

[Bro]

Bronstein, Semendjajew
Taschenbuch der Mathematik
1985

[Co1]

V. Cooray, Y.Ming
Propagation effects on the lightning generated electromagnetic fields for homogenous and mixed sea-land paths, J.geophys.Res.
1994

[Co2]

Cooray V.
Effects of Propagation on the Return Stroke Radiation Fields
Radio Science Vol 22 Nr. 5 10/11
1987

[Co3]

V.Cooray, H.Perez
Propagation Effects on the First Return Stroke Radiation Fields: homogenous paths and mixed two section paths; ICLP
1994

[Dol]

M.P. Doluchanow
Die Ausbreitung von Funkwellen

1956

[DU]

Diendorfer G; Uman M.A

An Improved Return Stroke Model with Specified Channel-Base Current

Journal of Geophysical Research, Vol 95, Nr. D9, 20.08.1990

[Ess]

K.P.Esselle, S.S. Stuchly

Pulse-Receiving Characteristics of Resistively Loaded Dipole Antennas

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Okt 1990

[Ess2]

Esselle Karu P.; Stuchly Stanislaw S.

A Broad-Band Resistively Loaded V-Antenna; Experimental Results

IEEE 1991

[FF]

Fuchs Franz

The new Current and LEMP Measurements at the Peissenberg Tower

23rd International Conference on Lightning Protection ICLP

1996

[FIN]

U. Finke, T.Hauf

The Characteristics of Lightning Occurrence in Southern Germany

[Fis]

A. Fischer

Auswertung der CIGRE-Blitzzählung in Schleswig-Holstein und Bayern

[Frü]

G. Frühauf, H.U. Amberg

Ergebnisse von Blitzzählungen in Bayern und Schleswig-Holstein

[FuZ]

Fu Zhengcai; Ni Zhuo; Li Fusho; Su Yong

Cross-Loop Magnetic Antenna Lightning Location System Site Error Studies

22nd International Conference on Lightning Protection ICLP

1994

[Gar]

Gardner Robert L.

Lightning Electromagnetics

[Gol]

R.B. Anderson

Measuring Techniques in: Golde: Lightning

[HdM]

Hadrian, Mair, Jordan, Diendorfer, Schulz

Lightning electromagnetic field measurements in Austria - First results

23rd International Conference on Lightning Protection ICLP

1996

[HeD]

Herschel, R.; Dieterich, E.

Turbo Pascal 7.0

1994

[Hei1]

F.Heidler

E(t)-Signals of near lightning strokes using video tape recorder

[Hei2]

F. Heidler

Grundsätzlicher Vergleich zwischen dem „Transmission Line“-Modell und dem „Traveling Current Source“-Modell

[Hei3]

F.Heidler

Results of Simultaneous dE/dt and dH/dt -Measurements

[Hei4]

F. Heidler

Lightning Electromagnetic Impulse: Theorie und Messung

Universität der Bundeswehr

1987

[Hei5]

Heidler F.

E'(t)-Signals of Near Lightning Stroke Using Video Tape Recorder

[Her]

Hering Ekbert; Martin Rolf; Stohrer, Martin

Physik für Ingenieure; VDI

1992

[Hrl]

A. Hierl

Verfahren zur Auslösung und Messung getriggelter Blitzentladungen

[Hud]

Huder, B.

Berechnung des Streuverhaltens von Objekten in beliebigen elektromagnetischen
Wellenfeldern

1983

[ICL22]

Y. Ming, G.V. Cooray

Electromagnetic Radiation Fields generated by Lightning Return Strokes over a Stratified
Ground

ICLP

1994

[Ido]

V.P. Idone

A reexamination of the Peak Current Calibration of the National Lightning Detection Network
Journal of Geophysical Research 98,18323-18332,
1993

[Ioo]

R.Iorio, I.Visintainer

Re-calculation of Lightning Peak Current Amplitudes derived from Lightning Location System
in Non-homogeneous Orographic Conditions

ICLP

1998

[ISH]

M.Ishii, S.Hidayat, J.Hojo, K.T.Sirait, P.Pakpahan

Error in lightning location utilizing data of time-difference and direction

[Jan]

W.Janischewskyj, V.Shostak, J.Barratt, A.M. Hussein, R.Rusan and J.-S. Chang

Collection and use of lightning return stroke parameters taking into account characteristics of
the struck object

ICLP 1996

[KeC]

Kenneth L.; Cummings; Brado Edward A.; Hiscox William L.; Pyle Richard B.; Pifer Albur E.;
Kridler Philip

A combined TOA/MDF Technology Upgrade of the U.S. National Lightning Detection
Network

23rd International Conference on Lightning Protection ICLP

1996

[Kin]

D. Kind, K. Feser

Hochspannungs-Versuchstechnik

1995

[Kla]

Klawitter Herold;

Langwellen- und Längswellenfunk

[Kön]

H.L. König, R.Kulzer, H.-D. Betz

Aufbau einer Messstation zur breitbandigen Untersuchung von VLF-Atmospherics

[Kuc]

Kuchling

Taschenbuch der Physik

[Kul]

R.Kulzer, H.D.Betz, W.P. Oettinger, B.Eisert

Simultane Registrierung von VLF-Atmospherics (Sferics) an verschiedenen Orten

Kleinheubacher Berichte (Dt. Telekom) 1996

[Lan]

Lange K.; K.H. Löcherer

Taschenbuch der Hochfrequenztechnik

Grundlagen, Komponenten, Systeme

[LeB]

M.Le Boulch, J. Hamelin, C.Weidmann

UHF-VHF-Radiation from Loghtning

in: Gardner; Lightning Electromagnetics

[Leh]

Lehner

Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker

[LLP]

APA 280-T Manual: LLP

Dec 14, 1993

[LPA]

Lightning position and tracking system, Technical fundamentals

1988

[Mal]

A.Malaga

Delay dispersion of wideband ground wave signals due to propagation over a rough ocean surface

[Mao]

J.G. Maloney

Optimization of a Conical Antenna for Pulse Radiation

IEEE Transactions of Antennas an Propagation Jul

1993

[Mar]

M.Mair, W.Hadrian, G.Diendorfer, W.Schulz

Effect of Signal Attenuation on the Peak Current Estimates from Lightning Location Systems

ICLP

1998

[Mas]

* M.J. Master, M.A. Uman, Y.T. Lin, R.B. Standler

Calculation of Lightning Return Stroke Electric and Magnetic Fields Above Ground

[May]

Mayr, A.

Systemtheoretische Untersuchungen zur frequenzabhängigen Dämpfung der elektromagnetischen Feldern von Blitzen

Lehrstuhl für Hochspannungs- und Anlagentechnik, Diplomarbeit

1995

[MCD]

Mathcad

Benutzerhandbuch

[MeG]

Meinke, Gundlach

Taschenbuch der Hochfrequenztechnik

Bände 1 bis 3

1986

[Mey]

Meyberg, Vachenaer

Höhere Mathematik 1 + 2

1991

[Mi1]

Y.Ming, V.Cooray

Propagation effects caused by a rough ocean surface on the electromagnetic fields generated by lightning return strokes, Radio Sci.,29(1), 73-85,

1994

[Mie]

Mierguerre W.

Die Berechnung des Stoßkreises für eine gegebene Form der Stoßspannung

ETZ A60 1939

[Myr]

Myron Kayton; Fried Walter

Avionics Navigation Systems

1969

[Nan]

Nanevicz J.E.; Vance E.F; Hamm J.M

Observation of Lightning in the Frequency and Time Domains

in: Gardner; Lightning Electromagnetics

1990

[Nan2]

Nanevicz J.E., Vance E.F.

Measurement of Lightning Waverforms

in: Miller; Time-Domain Measurements in Electromagnetics

1986

[Nib]

Nibler

Elektromagnetische Wellen
Ausbreitung und Abstrahlung

[Nuc]

C.A. Nucci, G.Diendorfer, M.A. Uman, F.Rachidi, M.Ianoz, C.Mazzetti

Lightning Return Stroke Current Models With Specified Channel-Base Current: A Review
and Comparison

[Ola]

E.O.Oladiran, E.Pisler, S.Israelsson

New lightning flash counter and calibration circuit with improved discrimination of cloud and
ground discharges

IEEE Proceedings, Vol 135, Jan 1988

[Orv]

R. Orville

Calibration of a magnetic direction finding network using measured triggered lightning return
stroke peak currents

Journal of Geophysical Research 96,17135-17142,

1991

[Pan]

Panykov

Analytical and computational study of the lightning location under single-point observation of electromagnetic field

EVA

[Per]

Peregrinus Peter

Radiowave Propagation

MPM Hall LW Barclay

[Phi]

Philippow Eugen

Taschenbuch der Elektrotechnik Band 4

Systeme der Informationstechnik

[Pis]

Pisler, E.

Grounded Metal Sphere, Rod Antenna and Plate

Antenna as Electric Field Sensors

UURIE: 222-89

Institute for High Voltage Research; Uppsala University, Sweden

1989

[Pri]

Prinz Hans

Gewitterelektrizität

[RAK]

V.A. Rakov

On the empirical formula of Willett et al. Relating return-stroke peak current and peak electric field; Journal of geophysical research; Juli 1992

[Ram]

H.G. Rammelt, Chr. Rammelt

Funknavigation

1988

[Rot]

Roth Karl-Heinz

Antennentechnik und Wellenausbreitung

1985

[Rub1]

M.Rubinstein, E.Montandon, M.Ianoz

Analysis of multi-station cloud lightning electric field pulses recorded with the swiss LPATS network

[ScD]

Schulz W.; Diendorfer G.; Iorio R.; Hofbauer F.; Stimmer A.

Correction of Lightning Density and Lightning Current Distributions for Detection Efficiency

23rd International Conference on Lightning Protection ICLP

1996

[Sch]

Schmidt Günter

Grundlagen der Regelungstechnik

1987

[Scö]

Schönauer Werner

Datenkorrelation verschiedener Blitzmessstationen mit eigenen Fernfeldmessungen

Lehrstuhl für Hochspannungs- und Anlagentechnik

1997

[Scu]

Schulz Wolfgang

Performance Evaluation of Lightning Location Systems

Österreichischer Verband für Elektrotechnik /ALDIS

[Sciü]

Schrüfer

Signalverarbeitung

1988

[Sin]

Singer H.; Brüns H-D.; Mader T.; Treiberg A.

CONCEPT II, Anleitung zum Programmsystem

TU Hamburg-Harburg

1993

[Som]

Sommerfeld Arnold

Vorlesungen der theoretischen Physik

Band 6, partielle Differentialgleichungen

1966

[Sor]

Sorensen, Troels

Site Error Correction of Magnetic Direction Finders
22nd International Conference on Lightning Protection ICLP
1994

[Str]

Strigel R.
Elektrische Stoßfestigkeit
1995

[Stt]

Strait, B.J.
Applications of the method of moments to electromagnetic fields
1980

[Tho]

R.Thottappillil, M.A. Uman
Comparison of Lightning Return-Stroke Models

[Tho2]

R.Thottappillil, D.K. McLain, M.A. Uman, G.Diendorfer
Extension of the Diendorfer-Uman lightning return stroke model to the case of a variable
upward return stroke speed and a variable downward discharge current speed
Journal of Geophysical Research Sept 20, 1991

[Tor]

Torres Horacio; Rondon Daniel; Briceno William; Barreto Leonardo
Lightning Peak Current Estimation Analysis from Field Measurements in Tropical Zones
23rd International Conference on Lightning Protection ICLP
1996

[TP7]

Turbo Pascal 7.0

Benutzerhandbuch

[Tro]

Troels Sorensen

Lightning registration systems

Electric Power Engineering Department

Technical University of Denmark (Lyngby),

1995

[Um1]

M.A. Uman, E.P.Krider

Natural and artifically initiated lightning

Science reprint Vol 246

[VDE]

VDE 0432

Hochspannungsprüftechnik

[Vs1]

Vogelsang E.

Wellenausbreitung in der Nachrichtentechnik

[Vs2]

Vogelsang E.

Wellenausbreitung in der Funktechnik

[Wad]

A. Wada

Discussion on lightning protection by artificial triggered lightning

ICLP 1994

[Wai]

J.R. Wait

Electromagnetic surface waves
in Advances in Radio Research

[War]

D.D. Ward, C. Christopoulos

A three-dimensional model of the lightning channel

[Wbr]

M.E. Weber, H.J. Christian, A.A. Few, M.F. Stewart

A Thundercloud Electric Field Sounding: Charge Distribution and Lightning

[Ye1]

Ye Ming, Gerald V. Cooray:

Electromagnetic Radiation Fields generated by Lightning Return Strokes over a Stratified
Ground

[Ye2]

Ye Ming; Cooray Vernon

Propagation Effects Caused by a Rough Ocean Surface on the Electromagnetic Fields
generated by Lightning Return Strokes

21st International Conference on Lightning Protection ICLP

1992

[ZDV]

ZDV der Bundeswehr

Ausbreitung in den verschiedenen Wellenbereichen und praktische Antennenformen, Längst-,

Lang- und Mittelwellen

1961/62

[Zun]

T.Zundl

First results of the Coordinated Lightning Current and Lemp Measurements at the
Peissenberg Tower; ICLP 1994

8 Formelverzeichnis

'	Zeitableitung	a_y	kartesische Koordinate
"	Hilfsgröße, Winkel	B	Kreispunkt
\$	Hilfsgröße	b_x	kartesische Koordinate
(Lösungsvariable	b_y	kartesische Koordinate
) t_k	Korrekturoffset	c	Lichtgeschwindigkeit
O	Korrekturfaktor	C	Kapazität, Kondensator
O_H	Faktor der Heidler-Stromfunktion	C_{Ant}	Antennenkapazität
g	Dielektrizitätskonstante	C_e	Eingangskapazität
g_0	elektrische Feldkonstante	D	Entfernung
g_r	Dielektrizitätszahl	D	Verschiebungsdichte
δ	Wellenlänge	dA	Flächenelement
μ	Permeabilität	E	Elektrisches Feld
F	Leitfähigkeit	E_d	gedämpftes Feld
k	Hilfsgröße	f	Frequenz
J	Zeitkonstante	F	Grenzfehlerwert
n	Phasenwinkel	$F(p)$	Eingangsgröße im Frequenzbereich
J_s	Systemzeitkonstante	$F(t)$	Eingangsgröße
Q	Bodenvariable	F_{rel}	relativer Fehler
T	Kreisfrequenz	$g(t)$	Hilfsgröße
T_{Gr}	Grenzfrequenz	g_0	Hilfsgröße
		H	Höhe
a	Hilfsgröße	$H(p)$	Übertragungsfunktion
A	Fläche	h_G	Gebäudehöhe
A	Übertragungsfunktion	h_m	Masthöhe
A	Kreispunkt	T	Imaginärteil
$A(p)$	Ausgangsgröße im Frequenzbereich	$i(z,t)$	abhängiger Strom
$A(t)$	Ausgangsgröße	I_0	Strom
a_x	kartesische Koordinate	$i_{st,e}$	berechnete fremde Stromstärke

$i_{st,n}$	berechnete eigene Stromstärke	U	Spannung
j	komplexe Einheit	U^*	bezogene Spannung
k	Faktor	U_{Ant}	Antennenspannung
k	Spannungs-/Feldstärkeverhältnis	U_e	Fußpunktspannung
K	Kreis	v	Geschwindigkeit
k'	korrigiertes Sp./Feldst.verhältnis	V	Hilfsgröße
k_0	Funktionsfaktor	x	x-Koordinate
k_1	Substituiere Größe	y	y-Koordinate
k_1	Funktionsfaktor	z	z-Koordinate
k_2	Substituiere Größe	Z	Wellenwiderstand
k_2	Funktionsfaktor		
k_s	Substituiere Größe		
R	Länge		
R_{eff}	effektive Länge		
M	Mittelpunkt		
n	Brechzahl		
Q_i	Ladung		
r	Radius		
R	Radius, Abstand		
R	Widerstand		
U	Realteil		
s	Sehne		
s_1	Kreisradius		
S_1	Kreismittelpunkt		
s_I	Anteilsgröße		
s_{III}	Anteilsgröße		
t	Zeit		
T_1	Stimzeit		
T_2	Rückenhalbwegszeit		
t_v	Zeitverschiebung		

Danksagung

Mein Dank gilt Herrn Prof. Dr. Steinbigler für die Betreuung der Arbeit; Herrn Prof. Dr. Detlefsen für wertvolle fachliche Diskussionen und die Übernahme der Mühen des 2.Prüfers, sowie Herrn Prof. Dr. Wagner für die Leitung der Prüfungskommission.

Für umfangreiche wissenschaftliche Anregungen, Messdaten und freundliche Aufnahme während eines Besuchs danke ich Herrn Dr. Diendorfer (Aldis Wien) und Herrn Dipl.-Ing. Montandon (PTT Bern). Für die Überlassung von Blitzortungsdaten bin ich Herrn Dr. Fister (Bayernwerk AG München) und Herrn Prof. Dr. Betz mit seinem Team der Sektion Physik der LMU München sehr verbunden.

Mein herzlicher Dank gebührt insbesondere meinen Eltern, die mir meinen beruflichen Weg ermöglicht und unterstützt haben und mir auch in schwierigen Zeiten während dieser Arbeit stets hilfreich zur Seite standen.

Das zur meiner beruflichen Tätigkeit notwendige Gleichgewicht zwischen Gelassenheit und Energie verdanke ich zum großen Teil der Ausübung von Budo-Sport unter der Anleitung von Herrn A. Bliem, 9.Dan.

Ferner möchte ich mich auf diesem Wege bei denjenigen Personen erkenntlich zeigen, die direkt oder indirekt zum Gelingen meiner Arbeit beigetragen haben.

8

9

8

8

8

7

München, den 29. August 2000

Ralf Terbeznik