Der Einfluss veränderlicher Erdbodenparameter auf das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen niederer Frequenzen

vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Kaiserslautern
zur Erlangung des akademischen Grades
„Doktor der Ingenieurwissenschaften“ (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von
Dipl.-Ing. Michael Mann
geb. in Bad Kreuznach

Kaiserslautern
Oktober 2006
D

Datum der Einreichung: 25. Oktober 2006

Datum der mündlichen Prüfung: 01. Dezember 2006

1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. P. Weiß

2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. P. W. Baier

Prüfungsvorsitzender: Prof. Dr.-Ing. R. Urbansky

Dekan des Fachbereichs EIT: Prof. Dr.-Ing. Dr. rer. nat. habil. W. Kunz

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur mit den angegebenen Hilfsmitteln angefertigt habe.

Kaiserslautern, den 25.10.2006

Michael Mann

Tradition ist Bewahrung des Feuers, nicht Anbetung der Asche.

Gustav Mahler

Um klar zu sehen, genügt oft ein Wechsel der Blickrichtung.

Antoine de Saint-Exupéry

Kurzfassung

Im Rahmen der Einführung des weltweiten Digitalrundfunks (Digital Radio Mondiale) im Frequenzbereich der Langwelle, Mittelwelle und Kurzwelle interessiert für Lang- und Mittelwelle der Einfluss veränderlicher Parameter des Erdbodens auf das abgestrahlte Signal.

Zur Funknetzplanung werden die im “World Atlas of Ground Conductivities” aufgeführten Bodenleitfähigkeitskarten der International Telecommunication Union (ITU) herangezogen, die jedoch nur einen groben Überblick über die Verhältnisse geben.

In dieser Arbeit soll untersucht werden, ob die Karten der Bodenleitfähigkeit in ihrer Ortsauflösung genügend genau dargestellt sind und ob gegebenenfalls durch die Anwendung alternativer Verfahren genauere Karten erstellt werden können. Weiterhin sind unterschiedliche Verfahren zur Messung der Bodenleitfähigkeit bezüglich ihrer Anwendbarkeit zu beurteilen.

Summary

With respect to the introduction of the worldwide digital radio broadcast service (DRM) at low and medium frequencies (MF), significant interest has to be paid to the influence of variable parameters of the soil towards the transmitted signal.

Network Planners utilize ground conductivity maps provided by the “World Atlas of Ground Conductivities” by the International Telecommunication Union (ITU). The current version of these maps may not grant more than a coarse view on the situation.

This contribution shall determine whether ground conductivity maps show sufficient detail or whether maps with more detail may be produced by applying alternative procedures of ground conductivity measurement. Furthermore, the standard procedures of ground conductivity measurement are to be rated with respect to their applicability in the medium frequency range.

Vorwort

Diese Arbeit begann sich im Rahmen der Ringmessung elektromagnetischer Felder im Mai 2003 an der Fachhochschule Koblenz abzuzeichnen. Ausrichter war der Ad-Hoc-Arbeitskreis „Expositionsermittlungsverfahren“ des Länderausschusses für Immissionsschutz (LAI), der im Rahmen der „Überarbeitung der Hinweise zur Durchführung der Verordnung über elektromagnetische Felder“ die Plattform zur Konzeptionierung, Durchführung und Auswertung der Ringmessung bot.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV der Technischen Universität Kaiserslautern. Herrn Prof. Paul Weiß sei ganz herzlich für die Berichterstattung und die Möglichkeit zur Promotion gedankt.

Ein herzliches Dankeschön geht an Herrn Prof. Paul Walter Baier für die Übernahme des Koreferates und für viele fachlich interessante Diskussionen und Empfehlungen, die dazu führten, die vorliegende Arbeit national und international in den aktuellen Stand der Technik einzubetten.

Ein besonderer Dank für interessante Diskussionen und Hilfestellungen gilt Herrn Prof. Werner Wiesbeck, Herrn Mario Pauli und dem Team am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der TH Karlsruhe, Herrn Prof. Peter Leuthold (Eidgenössische Technische Hochschule, Zürich), Herrn Dr. Klaus Kupfer (Materialforschungs- und -prüfanstalt an der Bauhaus-Universität, Weimar), Herrn Bernd Waniewski (Transradio Sendersysteme, Berlin), Herrn Dieter Schwarzbeck (Schwarzbeck Messelektronik, Schönau), Herrn Dr. Christof Rohner (Rohde & Schwarz, München), Herrn Ralf Trautmann, Herrn Achim Passauer, Herrn Udo Wagner (Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen, Mainz), Herrn Georg Gaigal (ehem. ZRA der Deutschen Telekom AG, Berlin), Herrn Dr. Benedikt Oswald (Institut für Umweltphysik, Universität Heidelberg), Herrn Dieter Nowatzky (ZRA der Deutschen Telekom AG, Berlin), Herrn Bernhard Damian (Digitalradio Südwest, Stuttgart), Herrn Nicolas Marquardt (European Commission Joint Research Centre, Institute for the Protection and Security of the Citizen, Ispra, Italien) sowie an die Herren Dirk Wilhelm und Viachislau Shyfryn (Gesellschaft für Hochfrequenzmesstechnik AG, Bexbach).

Auch den vielen helfenden Händen und Köpfen der wissenschaftlichen Hilfskräfte, den Studien- und Diplomarbeitern am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV, besonders Herrn Philipp Peters, möchte ich meinen Dank aussprechen.

Ein ganz besonders herzliches Dankeschön ergeht an Herrn Dr. Bernd Gutheil und Herrn Dr. Markus Metzger für zahllose Diskussionen, kritische Fragestellungen und praxisnahe Antworten sowie an Frau Beatrix Klein und die Herren Wolfgang und Daniel Mann für das Korrekturlesen des Dokumentes. Herrn Karl-Heinz Eckfelder sei für die Erstellung vieler anschaulicher Zeichnungen gedankt.

Ebenfalls sei dem Team der Zentralen Metallwerkstätten, besonders Herrn Edrich, und den Leitern, Herrn Dick und Herrn Harter, dem Team der Zentralen Elektronikwerkstatt, hier Herrn Schlägel und dem Leiter, Herrn Braß, sowie der Zentralen Betriebseinheit Technik, Abteilung Foto-Repro-Druck, insbesondere Herrn Gerber, sehr herzlich für die vielfältige Hilfe gedankt.

Ganz besonders möchte ich mich bei meinen Eltern und meiner Frau Monika bedanken, ohne die diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre. Ihnen sei die vorliegende Arbeit gewidmet.

Inhaltsverzeichnis

1 EINLEITUNG 1

2 MOTIVATION 2

2.1 RINGMESSUNG HOCHFREQUENTER ELEKTROMAGNETISCHER FELDER 3
2.2 STAND DER TECHNIK 4

3 THEORETISCHE GRUNDLAGEN 13

3.1 GRUNDLAGEN DER VEKTORANALYSIS 13
3.2 MAXWELLSCHE GLEICHUNGEN 14
3.3 AUSBREITUNGSVERHALTEN IN VERLUSTBEHAFTETEN MEDIEN 21
3.4 DIE WELLENGLEICHUNG 23
3.5 REFLEXION ELEKTROMAGNETISCHER WELLEN AN DIELEKTRISCHEN GRENZFLÄCHEN 26
3.6 NAH- UND FERNFELD 28
3.7 BODENWELLE UND RAUMWELLE 32
3.7.1 Bodenwelle 32
3.7.2 Troposphärenwelle 33
3.7.3 Raumwelle 34
3.8 BESONDERHEITEN BEI DER AUSBREITUNG LANGER WELLEN 36
3.8.1 LF-Ausbreitung 36
3.8.2 MF-Ausbreitung 37
3.9 BODENWELLENAUSBREITUNG IN DER NÄHE EINER GRENZFLÄCHE 38

4 VERFAHREN ZUR MESSUNG DER BODENLEITFÄHIGKEIT 40

4.1 MOTIVATION UND GRUNDLAGEN 40
4.2 OBERFLÄCHENMESSUNGEN 42
4.2.1 Theoretische Berechnungen 42
4.2.2 Messung des Neigungswinkels der Phasenfront 42
4.2.3 Messungen der Signaldämpfung 43
4.2.4 Lokale Messungen – passiv 44
4.2.5 Lokale Messungen – aktiv 45
4.3 BOHRLOCHMESSUNGEN 50
4.3.1 Abgleichsmessungen an Bohrkernen 50
4.3.2 Sender- und Empfängermessungen in Bohrlöchern 51

4.3.3 Impedanzmessungen an Antennen 52
4.3.4 Impedanzmessungen an Sonden 53
4.4 BODENRADAR (GPR) 54
4.5 ZEITBEREICHSREFLEKTOMETRIE (TDR) 56
4.5.1 Grundlagen 56
4.5.2 Grundlegender Aufbau von TDR-Messgeräten 58
4.5.3 Aufbau eines Sensors für TDR-Messungen 61
4.5.4 Bestimmung der Bodenparameter mittels TDR 62
4.6 MESSUNG DER REFLEXIONS- UND TRANSMISSIONSPARAMETER 63
4.6.1 Grundlegende Idee 63
4.6.2 Aufbau einer TEM-Zelle 64
4.6.3 Aufbau einer TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen 64
4.6.4 Erstellung eines Bode-Diagramms für eine einseitig offene TEM-Zelle 67

5 EIGENE SIMULATIONEN UND MESSUNGEN 76

5.1 SIMULATIONEN BEI VERSCHIEDENEN BODENLEITFÄHIGKEITSWERTEN 76
5.1.1 Randparameter 76
5.1.2 Einfluss variabler Frequenzen 78
5.1.3 Simulation variabler Bodenbeiwerte 79
5.2 LANGZEITMESSUNGEN VON SENDERN 88
5.3 ELEKTRODENANORDNUNG NACH WENNER 93
5.4 MESSUNG DER NEIGUNG DER PHASENFRONT 94
5.4.1 Vermessung des Neigungswinkels der Zenneck-Ellipse 94
5.4.2 Erläuterung des Messaufbaus 100
5.4.3 Beschreibung der Messkonzeption 101
5.4.4 Der Einfluss der Messantennen 103
5.4.5 Verwendete Messantennen 105
5.5 SCHICHTUNG DES ERDBODENS 107
5.6 ZEITBEREICHSREFLEKTOMETRIE MIT 3-ELEKTRODEN-SONDE 111
5.6.1 Kalibrierprozess der 3-Elektroden-Sonde 112
5.7 VERMESSUNG EINER EINSEITIG OFFENEN TEM-ZELLE MITTELS TDR 113
5.7.1 Voruntersuchungen zur Reproduzierbarkeit 114
5.7.2 Pegelbetrachtungen zur Ermittlung des Abschlusses der Übertragungsleitung 115

6 ERGEBNISSE DER MESSUNGEN 120

6.1 LANGZEITMESSUNGEN VON SENDERN 120
6.2 ELEKTRODENANORDNUNG NACH WENNER 123
6.3 MESSUNG DER NEIGUNG DER PHASENFRONT 124
6.3.1 Geländeeinflüsse bei der Vermessung des Neigungswinkels 124
6.3.2 Analyse der Reproduzierbarkeit 125
6.3.3 Bewertung der Messergebnisse der Vermessung der Phasenfront 126
6.4 VERGLEICH ZUR ITU-RICHTLINIE 129
6.5 ZEITBEREICHSREFLEKTOMETRIE MIT 3-ELEKTRODEN-SONDE 135
6.6 VERMESSUNG EINER EINSEITIG OFFENEN TEM-ZELLE MITTELS TDR 139
6.6.1 Untersuchungen zur Reproduzierbarkeit 139
6.6.2 Vergleich der gemittelten Zeitverläufe 141
6.6.3 Bewertung der Anwendbarkeit der einseitig offenen TEM-Zelle 146
6.7 BEWERTUNG DER MESSERGEBNISSE 147

7 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK 149

LITERATURVERZEICHNIS 151
VERZEICHNIS VERWENDETER ABKÜRZUNGEN UND SYMBOLE 162
ABBILDUNGSVERZEICHNIS 168
TABELLENVERZEICHNIS 173
ANHANG 175

1 Einleitung

Im Bereich des digitalen Rundfunks werden im Rahmen der Funknetzplanung die Bodenleitfähigkeitskarten der „International Telecommunication Union (ITU)“ herangezogen. Diese Leitfähigkeitskarten eignen sich durch einen sehr groben Maßstab jedoch nur bedingt für den vorgesehenen Einsatzbereich.

Vor diesem Hintergrund erscheint die Frage berechtigt, ob eine Bestimmung der Erdbodenparameter mit einer höheren Detailauflösung als bisher möglich ist.

Es sind die gängigen Methoden zur Bestimmung der Bodenparameter zu untersuchen, die einen Einfluss auf die Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen haben.

Den Besonderheiten des Ausbreitungsverhaltens elektromagnetischer Wellen im Lang- und Mittelwellenbereich (145,5 kHz – 1600 kHz) ist in diesem Zusammenhang erhöhte Aufmerksamkeit zu schenken. So spielt die Bodenleitfähigkeit im Bereich hoher und höchster Frequenzen nur noch eine vergleichsweise geringe Rolle. Im Lang- und Mittelwellenbereich mit Wellenlängen zwischen 200 m und 2 km ist sie jedoch der dominierende Verlustfaktor.

Ein Schwerpunkt der Arbeit liegt im Versuch, die im „World Atlas of Ground Conductivities“ für das Gebiet der Bundesrepublik Deutschland aufgeführten Werte nachzuvollziehen. Die von der ITU aufgeführten Randbedingungen bei der Ermittlung eines Wertes für die Bodenleitfähigkeit (z. B. Temperatur, Frequenz) sind zu berücksichtigen.

Diese neuen Erkenntnisse können zu neuen Empfehlungen der Feldstärkeprognose führen. Durch die Einbeziehung von feiner aufgelösten Bodenleitfähigkeitskarten wäre es möglich, Standorte von Sendeanlagen zu optimieren, um auf diese Weise mit weniger Sendeanlagen eine ebenso zuverlässige Versorgung der Bevölkerung sicherstellen zu können.

Zur Planung der Standorte von Rundfunksendeanlagen existieren bereits ausgereifte Computerprogramme, die jedoch die grob aufgelösten Bodenleitfähigkeitskarten des „World Atlas of Ground Conductivities“ anwenden.

2 Motivation

Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und folglich die Versorgungssicherheit von Rundfunksendeanlagen hängt entscheidend von Bodenparametern ab.

Um also große Gebiete wie beispielsweise die Bundesrepublik Deutschland hinsichtlich ihrer Bodenleitfähigkeit vollständig zu charakterisieren, sind umfassende Messkampagnen erforderlich. Da sich solche Messkampagnen beliebig aufwändig gestalten lassen und zu ihrer Durchführung unter Umständen Jahrzehnte benötigen werden, sollte vorher die Frage nach der Anwendbarkeit und Relevanz der zu messenden Daten geklärt werden.

Messungen, die z. B. in einer Gebirgsschlucht durchgeführt werden, werden von Einflüssen durch Beugung, Reflexion und stehende Wellen dominiert. Eine Messung der Bodenleitfähigkeit, die mit der Methode der Neigungswinkelmessung der Phasenfront durchgeführt wird, wird auch hier zu Ergebnissen führen. Von den Messergebnissen werden zum einen nur sehr wenige Personen profitieren können, zum anderen wird die Feldstärkemessung durch weitere Einflussgrößen überlagert und potentiell beeinflusst. In diesem Fall wäre zur Ermittlung der Versorgungssicherheit eine Messung der Empfangsfeldstärke der relevanten Sendeanlagen an einigen repräsentativen Messpunkten der lohnende Ansatz.

Die Messkampagnen bestehen im Normalfall aus der Messung der elektromagnetischen Felder hochfrequenter Rundfunksendeanlagen in radialem Abstand oder aus Messflügen unter Verwendung flugzeuggestützter Sensoren.

Die Europäische Raumfahrtagentur (ESA), das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) und die Eidgenössische Technische Hochschule Zürich (ETH) arbeiten im Rahmen des SMOS-Programms (Soil Moisture and Ocean Salinity) an einem satellitengestützten Verfahren zur Kartographisierung der Bodenfeuchte und der Salinität des Meerwassers unter Verwendung elektromagnetischer Wellen mit einer Frequenz von 1,4 GHz [Ber03].

Die satellitengestützte Bestimmung der Bodenfeuchte erfolgt über empirische, halbempirische oder theoretische Modelle. Die empirischen Modelle bezeichnen Regressionsmodelle zwischen dem Rückstreukoeffizienten und der Bodenfeuchte, die aufgrund ihrer Ortsabhängigkeit nicht ohne Weiteres auf andere Untersuchungsgebiete übertragbar sind. Die halbempirischen Modelle stützen sich auf theoretische Modelle und Anpassungskoeffizienten aus eigenen Feldmessungen. Neben der Permittivität werden Boden- und

Oberflächenparameter – u. a. Bodenrauigkeit – genutzt, die unter hohem Aufwand in Feldversuchen ermittelt werden müssen. Einflüsse von Vegetation und Bodenrauigkeit können bei der Ermittlung der Bodenfeuchte nicht komplett eliminiert werden. Daher gelten die bis zum Jahr 2000 benutzten Algorithmen nur für unbedeckten oder geringfügig bedeckten Boden, was deren Einsatzmöglichkeiten stark einschränkt [Bel00].

Im Rahmen dieser Arbeit soll untersucht werden, welche Verfahren im relevanten Frequenzbereich anwendbar und einfach handhabbar sind und ein repräsentatives Profil der Bodenleitfähigkeit liefern können.

2.1 Ringmessung hochfrequenter elektromagnetischer Felder

An der Fachhochschule Koblenz wurde über den Zeitraum von einer Woche eine Ringmessung hochfrequenter elektromagnetischer Felder durchgeführt. An sieben Messpunkten wurde den teilnehmenden Messteams die Aufgabe gestellt, an vorgegebenen Messpunkten den Effektivwert der elektrischen Feldstärke von insgesamt neun Signalquellen im Frequenzbereich zwischen 27 MHz und 2,45 GHz zu vermessen.

Trotz umfassender Bemühungen, die Sendepegel der Signalquellen konstant zu halten, waren Schwankungen in der Empfangsfeststärke festzustellen.

Da sich die Messungen über eine Woche erstreckten, waren während der Messzeit insbesondere an den Messpunkten unter freiem Himmel Einflüsse durch Wetterphänomene (Regen, Sonne, Wind etc.) zu beobachten. Die Frage nach einer Quantifizierung gestaltete sich jedoch als schwierig. Inwiefern und in welcher Höhe die Schwankungen in der Empfangsfeldstärke durch eine geringe Wiederholgenauigkeit des Messsignals, der Messinstrumente und des Messpersonals zu erklären waren, war Gegenstand vieler ausführlicher und kontroverser Diskussionen.

Generell bleibt festzuhalten, dass bei diesem Ringversuch die Ermittlung eines Sollwertes infolge der Vielzahl von Einflussparametern nicht möglich war. Daher wurde eine Rückführung der Messwerte auf das nationale Normal sichergestellt und ein Referenzwert ermittelt, der den besten Schätzwert der elektrischen Feldstärke darstellt [Wei05]. Die Auswertung erfolgte in Anlehnung an [EAL96].

Da sich eine variable Dämpfung infolge veränderlicher Bodenparameter trotz der genauen Aufzeichnung von Wetterdaten nicht klar von der Performance der Messteams trennen ließ, wurde auf eine detaillierte Auswertung der Wetterdaten verzichtet. Folglich fanden die

Einflüsse durch Wetterschwankungen und die daraus resultierenden Signaldämpfungswerte keine Berücksichtigung bei der Ermittlung eines besten Schätzwertes.

2.2 Stand der Technik

Bisher werden normkonforme Feldstärkeprognosen für die Reichweite von Lang- und Mittelwellensendern auf der Basis der Ausbreitungskurven der International Telecommunication Union (ITU) erstellt [ITU92a].

Die Ausbreitungskurven sehen eine hinreichend zeitlich und räumlich homogene Struktur der effektiven Bodenparameter voraus, in der auch indirekte Einflüsse auf die Ausbreitung, z. B. durch Pflanzenbewuchs, Städtebau etc. berücksichtigt werden. Diese Einflüsse lassen sich durch repräsentative praktische Messungen an vielen unterschiedlichen Ausbreitungsszenarien quantifizieren und bei hinreichend vielen Messungen dann auch z. B. durch die Anwendung eines strahlenoptischen Ausbreitungsmodells auf neue Ausbreitungsfälle extrapolieren [Mau00].

Eine praktikable Methode zur Durchführung repräsentativer Messreihen ist hier die radiale Feldstärkemessung in der Umgebung von Sendeanlagen im interessierenden Frequenzbereich. Aus dem Verhältnis zwischen der gemessenen Feldstärke bei planem Erdboden zur gemessenen Feldstärke bei Erdboden mit einer gegebenen Bodenrauigkeit lässt sich bei konstantem Radius ein Zusammenhang zwischen Bodenrauigkeit und zu erwartender Feldstärke ermitteln [Eat69].

Aufgrund von Dauermessungen wurde festgestellt, dass sich der Median der Empfangsfeldstärken von Signalen im Bereich von 500 kHz bis zu 1 MHz zwischen Sommer und Winter erheblich ändert. Die Höhe der beobachteten Feldstärkeänderung ΔE war geringer für Gebiete mit wärmerer Wintertemperatur. Für das Untersuchungsgebiet in der nördlichen Hemisphäre mit einer durchschnittlichen Wintertemperatur von +4 °C ergab sich ein Unterschied von 5 dB in der Bodenwellenfeldstärke (siehe 3.7). Für ein weiteres Untersuchungsgebiet mit einer durchschnittlichen Wintertemperatur von – 16 °C auf der nördlichen Erdhalbkugel war ein Unterschied von 15 dB zu messen. Diesen Beobachtungen soll durch die Berücksichtigung in einer Revision der ITU Recommendation P.368-7 Rechnung getragen werden [ITU04].

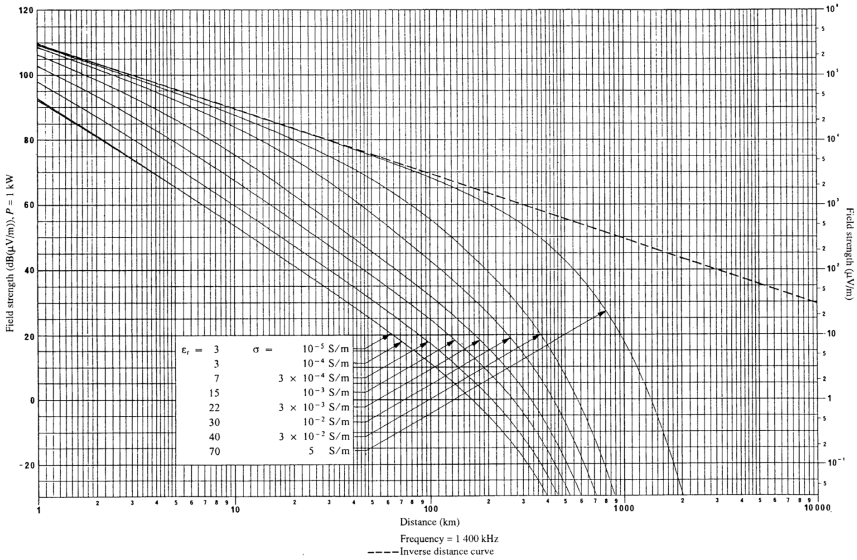


Abb. 1 Ausbreitungskurve: Feldstärke am Standort des Empfängers über Entfernung Sender-Empfänger für f=1400 kHz, P_S=1 kW [ITU92a]

In Abb. 1 wird die prognostizierte Feldstärke über der Entfernung zwischen Sender und Empfänger bei verschiedenen Werten der Bodenleitfähigkeit σ und der Permittivität ε_r angegeben. Die Kurven in Abb. 1 unterscheiden sich in der dargestellten Sendefrequenz von 10 kHz bis 30 MHz sowie in der Wahl der Ausbreitung über Land, See oder Eis. Weiterhin wird exemplarisch zwischen verschiedenen Bodenleitfähigkeitswerten σ und Permittivitätswerten ε_r unterschieden.

Als Sendeleistung wird der Wert von $P_S = 1000\,\mathrm{W}$ angenommen. Fehlen entsprechende Angaben, so ist von einer Frequenz von $f = 1\,\mathrm{MHz}$ auszugehen. Dies führt in $d = 1000\,\mathrm{m}$ Abstand zur Sendeantenne zu einer Leistungsflussdichte am Standort des Empfängers von

$$S_E = \frac{P_S \cdot G_S}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \tag{1}$$

Da sich die elektrische Feldstärke am Standort des Empfängers durch

$$E_E = \sqrt{S_E \cdot 120 \cdot \pi} \tag{2}$$

aus der Leistungsflussdichte ermitteln lässt, ergibt sich für die Feldstärke, die im Abstand d zum Sender mit der Sendeleistung P_S zu messen ist

$$E_E = \frac{\sqrt{30 \cdot P_S \cdot G_S}}{d} = \frac{\sqrt{30 \cdot 1000 \cdot 1}}{1} = 173,2 \frac{\text{mV}}{\text{m}} \tag{3}$$

In den logarithmischen Maßstab der Feldstärke über $E_{E,\,ref} = 1\,\mu\text{V/m}$ umgerechnet, errechnet sich die Feldstärke zu

$$E_{E,\,\text{dB}\mu\text{V/m}} = 20 \cdot \log \frac{E_E}{E_{E,\,ref}} = 20 \cdot \log \frac{173,2 \frac{\text{mV}}{\text{m}}}{1 \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}} = 104,8 \frac{\text{dB}\mu\text{V}}{\text{m}} \tag{4}$$

Die einschlägige Literatur zeigt einen Unterschied zwischen gemessener und prognostizierter Feldstärke im Bereich von $\Delta H_{eff} = 3,9$ dB für die magnetische Feldstärke und $\Delta E_{eff} = 5,2$ dB für die elektrische Feldstärke eines Mittelwellensenders mit der Trägerfrequenz von 1457 kHz [Cau79].

Die Signaldämpfung sowie Einflüsse durch Mehrfachreflexion, Mehrwegeausbreitung und mehrfache Beugung lassen sich im Bereich hoher Frequenzen beispielsweise durch den Einsatz eines dreidimensionalen Ray-Tracing-Algorithmus berücksichtigen [Fue06]. Da die hierfür relevanten Abmessungen von Gebäuden im vorliegenden Fall klein gegenüber der Wellenlänge sind, wird deren quantitativer Einfluss vorerst nicht näher untersucht.

Die relevanten Bodenparameter, die Permittivität ε_r und die Bodenleitfähigkeit σ in S/m, sind abhängig von der Art des Erdbodens, der horizontalen und vertikalen Struktur und Schichtung des Erdbodens, der Frequenz des ausbreitenden Signals, der Temperatur des Erdbodens und dem Wassergehalt des Erdbodens. Der Wassergehalt wiederum zeigt eine starke Abhängigkeit sowohl von der Jahres- als auch der Tageszeit.

Je nach dem Feuchtigkeitsgehalt des Erdbodens w in % liegt der Wert für ε_r zwischen $\varepsilon_{r,min} = 4$ für sehr trockenen Erdboden und $\varepsilon_{r,max} = 25$ für sehr feuchten Erdboden.

Der Zusammenhang zwischen dem Feuchtigkeitsgehalt *w* des Erdbodens und der Permittivität ε_r ergibt sich aufgrund empirischer Beobachtungen zu

$$\varepsilon_r = 0,78 \cdot w + 2,5 \tag{5}$$

Zusätzlich weist ε_r ab einer Frequenz von etwa 100 MHz eine ausgeprägte Frequenzabhängigkeit auf.

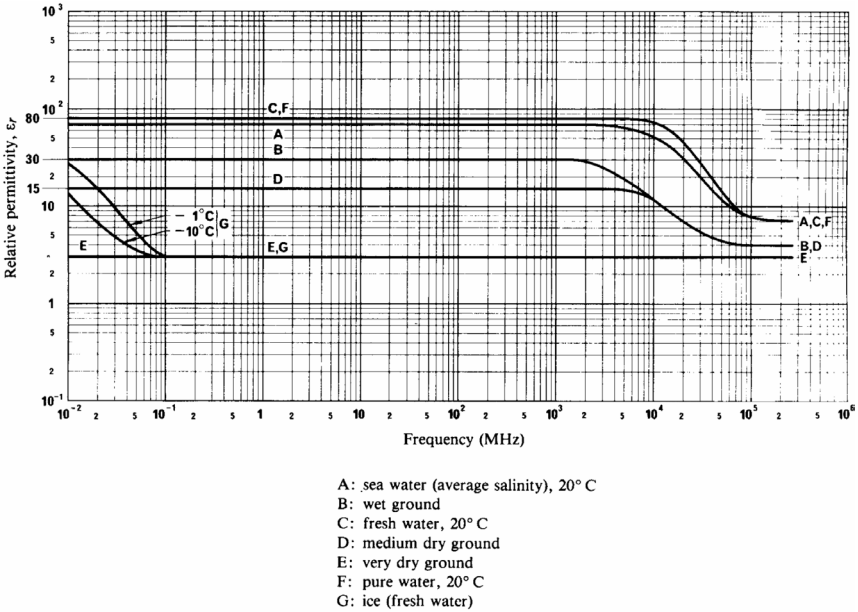


Abb. 2 Frequenzgang der Permittivität [ITU92b]

In Abb. 2 ist für ansteigende Frequenzen eine Abnahme des Wertes für ε_r zu beobachten.

Die Messwerte für Bodenleitfähigkeiten liegen zwischen $\sigma_{\min} = 0{,}1 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S} \cdot (\mathrm{m})^{-1}$ für trockenen Wüstenboden und $\sigma_{\max} = 100 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S} \cdot (\mathrm{m})^{-1}$ für feuchte Ackerböden. Hier besitzt die aktuelle Bodenfeuchte einen dominierenden Einfluss auf die Bodenleitfähigkeit im Vergleich zur Bodenart als Einflussparameter.

Bei Feldstärkeprognosen unter Berücksichtigung der Bodenleitfähigkeit werden die Bodenparameter häufig als über die Ausbreitungsstrecke konstant angesehen. Dies ist im Allgemeinen jedoch nicht der Fall. Die Bodenparameter können sich maßgeblich verändern, ohne dass sich dies in einer signifikanten Änderung der Messwerte niederschlagen würde. Auf einer Entfernung von 100 m sind Änderungen um den Faktor 10 üblich [Gro70a].

Bei der Betrachtung der Bodenparameter ist es gängige Praxis, effektive Werte der Permittivität $\varepsilon_{\mathrm{eff}}$ und Bodenleitfähigkeit σ_{eff} anzugeben [ITU99]. Diese effektiven Werte

beschreiben einen Einfluss auf das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen bei vertikal homogenem Erdboden.

Die Bodenleitfähigkeitskarten der ITU unterscheiden sich im betrachteten Frequenzbereich. Für den Bereich niedrigster Frequenzen (Very Low Frequency, VLF) wurde eine Bodenleitfähigkeitskarte für Europa erstellt.

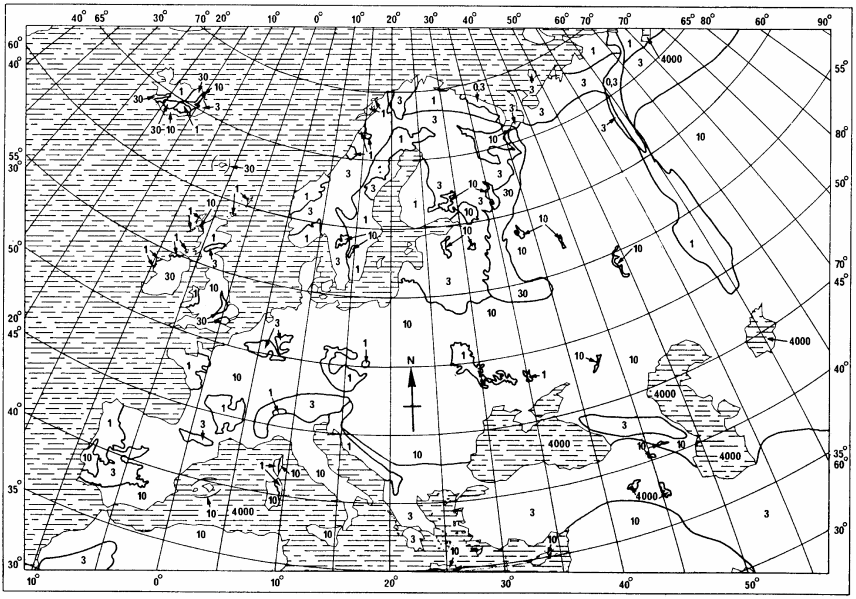


Abb. 3 Bodenleitfähigkeitskarte von Europa für den VLF-Bereich, aus [ITU99]

Die Bodenleitfähigkeitskarte für den VLF-Bereich, die in Abb. 3 dargestellt ist, gibt für Deutschland eine effektive Bodenleitfähigkeit von $\sigma_{\text{eff}} = 10 \cdot 10^{-3}$ S/m an, wobei angemerkt wird, dass die VLF-Bodenleitfähigkeitskarten für Frequenzen bis zu 30 kHz gültig sind.

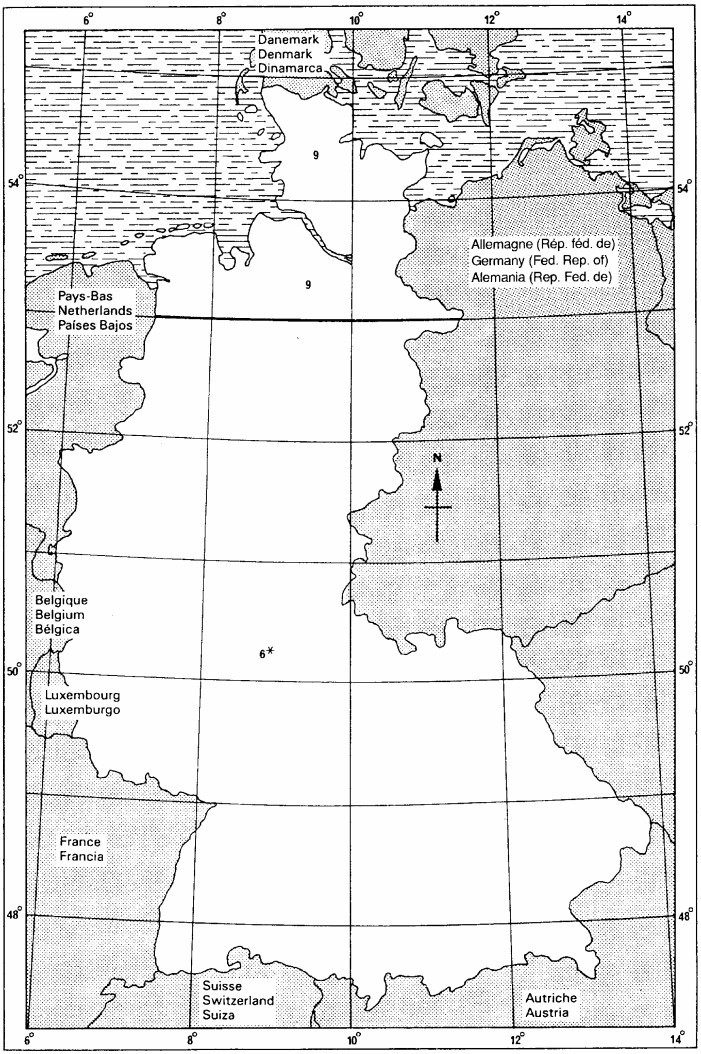


Abb. 4 Bodenleitfähigkeitskarte für den Westen Deutschlands, MF-Bereich, aus [ITU99]

Die Bodenleitfähigkeitskarten für den Mittelwellenbereich (Abb. 4 und Abb. 5) stellen die effektive Bodenleitfähigkeit für eine Referenzfrequenz von $f_{\text{ref, MW}} = 1\,\text{MHz}$ dar.

Es bestehen aus historischen Gründen noch getrennte Leitfähigkeitskarten für den Westen und den Osten Deutschlands.

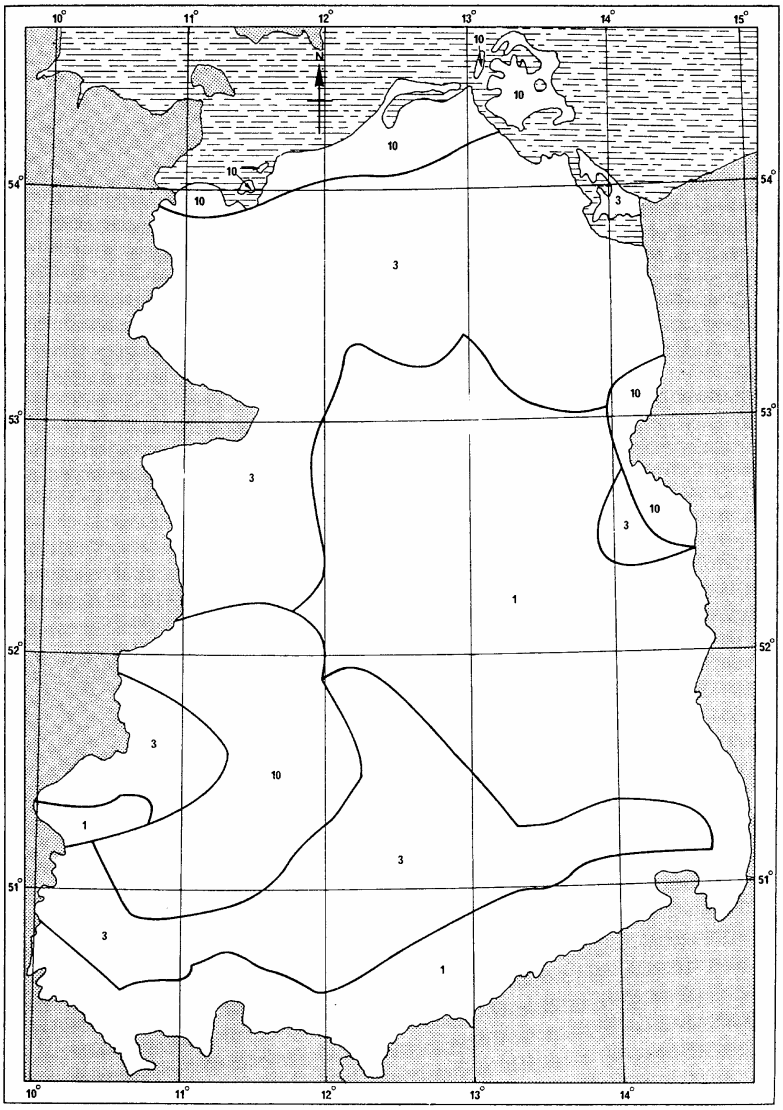


Abb. 5 Bodenleitfähigkeitskarte für den Osten Deutschlands, MF-Bereich, aus [ITU99]

Beim Vergleich der Bodenleitfähigkeitskarten untereinander ist ein unterschiedlicher Grad der Auflösung zu bemerken. So ist der Osten Deutschlands (Abb. 5) feiner aufgelöst als der Westen Deutschlands (Abb. 4).

Da der Erdboden in der Praxis nicht homogen, sondern geschichtet aufgebaut ist, spiegeln sich in den Effektivwerten sowohl die Beträge der Bodenparameter für die einzelnen Schichten als auch der geometrische Aufbau der einzelnen Schichten wider. Je nach Schichtdicke und Betrag der Bodenbeiwerte besteht ein unterschiedlicher Einfluss auf die sich an der Erdoberfläche ausbreitende Bodenwelle.

Erste Untersuchungen über die Einflüsse der Schichtung des Erdbodens wurden u. a. von Großkopf vorgenommen [Gro49]. Hierzu wurde ein Aufbau mit Sende- und Empfangsdipol mit einem Abstand von ca. 80 cm realisiert. Aus der Vermessung der Zenneck-Ellipse (siehe Abschnitt 5.4.1) konnte auf die kleinräumige Verteilung der Bodenparameter geschlossen werden. Veränderliche Einflüsse entlang eines typischen Ausbreitungsweges eines Radiosenders im Bereich von einigen 10 km konnten durch diesen Aufbau jedoch nicht detektiert werden.

Daher werden im Rahmen der durchgeführten Messungen des Neigungswinkels der Phasenfront (siehe Abschnitt 5.4) Ausbreitungswege zwischen ca. 10 km und 200 km zur Messung der Phasenfront verwendet, um typische Einflüsse durch Bebauung, Baumbewuchs, Bodenrauhigkeit etc. zu erfassen.

Aus den Messergebnissen war zu erkennen, dass die effektive Leitfähigkeit σ_{eff} sich je nach betrachtetem Frequenzbereich in der Nähe einer der beteiligten Leitfähigkeitswerte σ_n der Bodenschicht *n* bewegt.

Die Schicht *n* wird je nach ihrer Dicke d_n und ihren Bodenbeiwerten $\left(\varepsilon_{\text{r},n};\ \sigma_n\right)$ von der elektromagnetischen Welle angeregt.

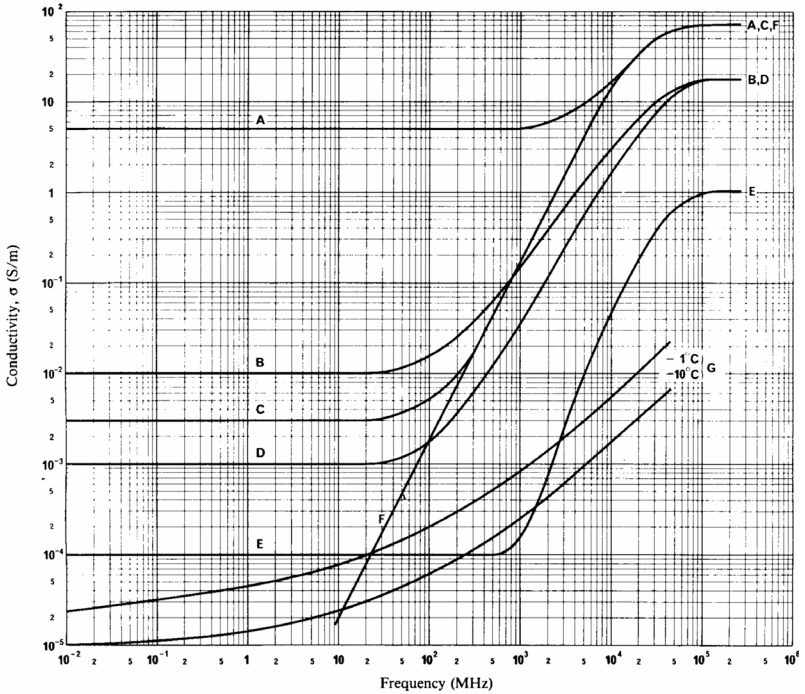


Abb. 6 Frequenzgang der Bodenleitfähigkeit, aus [ITU92b]

Die Untersuchungen der International Telecommunication Union führten neben Ergebnissen für den Frequenzgang der relativen Permittivitätszahl verschiedener Erdböden (Abb. 2) auch zu Resultaten für die Bodenleitfähigkeit (Abb. 6).

3 Theoretische Grundlagen

Zu Beginn der Quantifizierung der Effekte sind einige mathematische und theoretische Überlegungen zu erläutern.

3.1 Grundlagen der Vektoranalysis

In einem kartesischen Koordinatensystem (x, y, z) beschreibt der *Gradient* die vektorielle Änderung, die eine skalare Funktion *a* bei einer Änderung um $d\vec{r} = dx + dy + dz$ erfährt.

$$\text{grad}\, a(x, y, z) = \frac{\partial a}{\partial x}\vec{e}_x + \frac{\partial a}{\partial y}\vec{e}_y + \frac{\partial a}{\partial z}\vec{e}_z \tag{6}$$

Diese Rechenoperation erzeugt aus einem Skalar a einen Vektor $\text{grad}\, a$.

Der Gradient steht senkrecht auf der Ebene, die von der Funktion $a(x, y, z)$ aufgespannt wird. Die Richtung des Gradienten zeigt die Richtung des stärksten Anstieges an. Die Länge des Vektors gibt Aufschluss über die Höhe der Änderung.

Die *Divergenz* eines Vektors ergibt ein Skalar mit

$$\text{div}\, \vec{a} = \frac{\partial a_x}{\partial x} + \frac{\partial a_y}{\partial y} + \frac{\partial a_y}{\partial y} \tag{7}$$

Die Divergenz erzeugt aus dem Vektor $\vec{a}$ einen skalaren Wert $\text{div}\, \vec{a}$.

Ein Maß für die Verwirbelung im betrachteten Vektorfeld ist die *Rotation* [Bro97].

$$\text{rot}\, \vec{a} = \begin{pmatrix} \frac{\partial a_z}{\partial y} - \frac{\partial a_y}{\partial z} \\ \frac{\partial a_x}{\partial z} - \frac{\partial a_z}{\partial x} \\ \frac{\partial a_y}{\partial x} - \frac{\partial a_x}{\partial y} \end{pmatrix} \tag{8}$$

Diese Operation erzeugt aus einem Vektor $\vec{a}$ einen Vektor $\text{rot}\, \vec{a}$.

Der Betrag des Vektors $\left|\text{rot}\, \vec{a}\right|$ gibt die Höhe der Verwirbelung an, die Richtung des Vektors $\text{rot}\, \vec{a}$ gibt die Richtung der Drehachse an.

Die Vektoridentität kann auf jeden beliebigen Vektor $\vec{a}$ angewandt werden:

$$\text{rot}\left(\text{rot}\ \vec{a}\right) = \text{grad}\left(\text{div}\,\vec{a}\right) - \nabla^2\vec{a} \tag{9}$$

Der Laplace-Operator (Delta-Operator) ist identisch mit dem Quadrat der Richtungsableitung (Nabla-Operator):

$$\Delta\vec{a} = \nabla^2\vec{a} = \begin{pmatrix} \dfrac{\partial\vec{a}}{\partial x} \\ \dfrac{\partial\vec{a}}{\partial y} \\ \dfrac{\partial\vec{a}}{\partial z} \end{pmatrix}^2 \tag{10}$$

3.2 Maxwellsche Gleichungen

Um das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen zu beschreiben, bedient man sich der Maxwellschen Gleichungen, die nach dem schottischen Physiker James Clerk Maxwell benannt sind.

Die magnetische Flussdichte oder Induktion $\underline{\vec{B}}$ in Vs/m^2 beschreibt, in welcher Höhe ein magnetischer Fluss Φ durch ein Volumenelement $\text{d}\vec{A}$ tritt. $\underline{\vec{H}}$ in A/m bezeichnet die magnetische Feldstärke; $\underline{\vec{H}}$ und $\underline{\vec{B}}$ sind über die Permeabilität des Ausbreitungsmediums μ in Vs/Am miteinander verknüpft.

$\underline{\vec{E}}$ in V/m charakterisiert die elektrische Feldstärke, $\underline{\vec{D}}$ die dielektrische Verschiebung, die von freien elektrischen Ladungen Q oder einer zugehörigen Raumladungsdichte ρ in As/m^3 verursacht wird. $\underline{\vec{J}}$ in A/m^2 beschreibt die Stromdichte in Leitern, ε in As/Vm die Permittivität des betrachteten Ausbreitungsmediums und σ in S/m die elektrische Leitfähigkeit.

Die in Gl. (11) aufgeführte Raumladungsdichte ρ ist ein Maß für die Stärke des elektrischen Feldes. Dieser auch als Gaußsches Gesetz für elektrische Erscheinungen bezeichnete Sachverhalt sagt aus, dass die dielektrische Verschiebung $\underline{\vec{D}}$, welche auch als elektrische Flussdichte bezeichnet wird, von freien elektrischen Ladungen Q oder einer zugehörigen Raumladungsdichte ρ verursacht wird.

In differentieller Form lauten die Gleichungen von Maxwell

$$\text{div}\ \underline{\vec{D}} = \rho \tag{11}$$

Induktionsgesetz:

$$\text{rot}\ \underline{\vec{E}} = -\frac{\partial \underline{\vec{B}}}{\partial t} \tag{12}$$

$$\text{div}\ \underline{\vec{B}} = 0 \tag{13}$$

Durchflutungsgesetz:

$$\text{rot}\ \underline{\vec{H}} = \underline{\vec{J}} + \frac{\partial \underline{\vec{D}}}{\partial t} \tag{14}$$

Folgende Gleichungen werden auch als Materialgleichungen bezeichnet. Sie beschreiben den Einfluss von Materie auf das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen.

$$\underline{\vec{D}} = \varepsilon \cdot \underline{\vec{E}} \tag{15}$$

$$\underline{\vec{J}} = \sigma \cdot \underline{\vec{E}} \tag{16}$$

$$\underline{\vec{B}} = \mu \cdot \underline{\vec{H}} \tag{17}$$

Wie aus den Materialgleichungen zu ersehen ist, spielen die Parameter der an der Wellenausbreitung beteiligten Materialien eine entscheidende Rolle.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Materialien als isotrop modelliert, die Materialkonstanten ε, μ, σ besitzen also eine vernachlässigbare Vorzugsrichtung. Weiterhin seien die Materialkonstanten nicht abhängig von Zeit und Frequenz.

Die Betrachtung der Maxwellschen Gleichungen und die Verknüpfung mit den Materialgleichungen liefern Erkenntnisse über den Einfluss verschiedener Ausbreitungsmedien.

Für die elektrische Feldkomponente des elektromagnetischen Feldes lässt sich eine Abhängigkeit von der Änderung des magnetischen Feldes herleiten. Unter der Voraussetzung, dass die Permeabilität zeit- und frequenzunabhängig ist, ergibt sich aus der Verknüpfung von Gl. (12) mit Gl. (17)

$$\text{rot}\ \underline{\vec{E}} = -\mu \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} \tag{18}$$

Ein elektrisches Rotationsfeld $\vec{E}$, d.h. ein Feld, in welchem die Feldlinien in sich geschlossen sind, entsteht durch die zeitliche Änderung eines magnetischen Feldes.

Für ein statisches elektrisches Feld gilt Wirbelfreiheit, d.h. die Feldlinien weisen keine Krümmung im Raum auf. Es gilt

$$\text{rot } \vec{E} = 0 \tag{19}$$

Die dritte Gleichung von Maxwell formuliert die Quellenfreiheit des magnetischen Feldes

$$\text{div } \vec{B} = 0 \tag{20}$$

Der Begriff der Quellenfreiheit charakterisiert die Abwesenheit von Quellen als Startpunkte und Senken als Endpunkte der Feldlinien. Die Feldlinien sind in sich geschlossen und besitzen keinen Anfang und kein Ende. Es gibt also keine magnetischen Ladungsträger, was von Carl Friedrich Gauß im Gaußschen Gesetz für elektrische Erscheinungen bereits 1813 festgestellt wurde.

Für ein statisches Feld gilt der Sonderfall

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0 \tag{21}$$

beziehungsweise im als quellenfrei angesetzten Vakuum

$$\vec{J} = 0 \tag{22}$$

Demnach entsteht ein magnetisches Rotationsfeld $\vec{H}$ durch den Stromfluss in einem Leiter und eine zeitliche Ladungsträgerverschiebung.

Die Wellenzahl k, auch als Wellenmaß bezeichnet, errechnet sich zu

$$k = \omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \varepsilon} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \tag{23}$$

Hier bezeichnet ω die Kreisfrequenz, die im Verhältnis zur Frequenz f der betrachteten Welle dargestellt werden kann

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \tag{24}$$

Der reelle Wert k entspricht dem Phasenmaß α [Mei86a]. Es bildet sich eine Transversalwelle aus, d.h. eine Welle, die senkrecht zu ihrer Ausbreitungsrichtung schwingt. Die Wellenfront bewegt sich mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit

$$v_{\mathrm{m}} = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \tag{25}$$

Im Vakuum gilt der Sonderfall, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit gleich der Lichtgeschwindigkeit ist.

$$v_{\mathrm{m}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0}} = c_0 \tag{26}$$

Um elektromagnetische Wellen z. B. durch den vektoriellen Momentanwert $\vec{h}$ der magnetischen Feldstärke zu beschreiben, wird davon ausgegangen, dass die betrachteten Feldparameter zeitharmonisch seien, d.h. ihre zeitliche Änderung sei sinusförmig und unabhängig von ihrer Amplitude.

Man beginnt mit der Formulierung der komplexen Amplitude in einer Raumrichtung. Ist das magnetische Feld in y-Richtung polarisiert, so ergibt sich für die y-Komponente des magnetischen Feldes mit der komplexen Amplitude $\underline{H}_{\mathrm{y_0}}$ der y-Komponente am Ort $z = 0$ bei der Ausbreitung in z-Richtung

$$\underline{H}_{\mathrm{y}} = \underline{H}_{\mathrm{y_0}} \cdot e^{-\mathrm{j}kz} \tag{27}$$

Anschließend wird die vektorielle komplexe Amplitude $\underline{\vec{H}}$ des magnetischen Feldes unter Verwendung der Einheitsvektoren des gewählten Koordinatensystems, z. B. $\vec{e}_{\mathrm{x}}$, $\vec{e}_{\mathrm{y}}$, $\vec{e}_{\mathrm{z}}$ und der Komponente der komplexen Amplitude in jeder Raumrichtung, z. B. $\underline{H}_{\mathrm{x}}$, $\underline{H}_{\mathrm{y}}$, $\underline{H}_{\mathrm{z}}$ dargestellt.

$$\underline{\vec{H}} = \underline{H}_{\mathrm{x}} \cdot \vec{\mathrm{e}}_{\mathrm{x}} + \underline{H}_{\mathrm{y}} \cdot \vec{\mathrm{e}}_{\mathrm{y}} + \underline{H}_{\mathrm{z}} \cdot \vec{\mathrm{e}}_{\mathrm{z}} \tag{28}$$

Die y-Komponente h_{y} des vektoriellen Momentanwerts $\vec{h}$ der magnetischen Feldstärke lässt sich durch Bildung des Realteils der y-Komponente $\underline{H}_{\mathrm{y}}$ der komplexen Amplitude darstellen.

$$h_{\mathrm{y}} = \mathrm{Re}\left\{\underline{H}_{\mathrm{y}} \cdot e^{\mathrm{j}\omega t}\right\} \tag{29}$$

Unter Verwendung von Gl. (27) ergibt sich

$$h_y = \mathrm{Re}\left\{\underline{H}_{y_0} \cdot e^{-jkz} \cdot e^{j\omega t}\right\} \tag{30}$$

Die vektorielle Darstellung des Momentanwertes berechnet sich zu

$$\vec{h} = \mathrm{Re}\left\{\underline{\vec{H}} \cdot e^{j\omega t}\right\} \tag{31}$$

Analog ergibt sich für die vektorielle Darstellung des Momentanwertes der elektrischen Feldstärke

$$\vec{e} = \mathrm{Re}\left\{\underline{\vec{E}} \cdot e^{j\omega t}\right\} \tag{32}$$

Die Feldlinien haben sich von der Quelle gelöst und breiten sich frei im Raum aus. Die Vektoren der Momentanwerte $\vec{e}$ und $\vec{h}$ stehen senkrecht aufeinander und senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung, der Momentanwert des Poyntingschen Vektors $\vec{s}$, der die Leistungsflussdichte beschreibt, steht wiederum senkrecht auf der von $\vec{e}$ und $\vec{h}$ aufgespannten xy-Ebene und zeigt z-Richtung, d.h. die Ausbreitungsrichtung.

$$\vec{s} = \vec{e} \times \vec{h} \tag{33}$$

Der vektorielle zeitliche Mittelwert der Leistungsflussdichte der vektoriellen komplexen Amplituden $\underline{\vec{E}}$ und $\underline{\vec{H}}$ ergibt sich zu

$$\vec{S}_m = \frac{1}{2} \cdot \mathrm{Re}\left\{\underline{\vec{E}} \times \underline{\vec{H}}^*\right\} \tag{34}$$

Die Amplitude der elektrischen Feldstärke $\underline{E}$ und die Amplitude der magnetischen Feldstärke $\underline{H}$ einer ebenen (d. h. nur von der Ausbreitungsrichtung abhängenden) Welle sind über den reellen Feldwellenwiderstand Z_F des Ausbreitungsmediums miteinander verknüpft.

Stehen die Vektoren der elektrischen und magnetischen Feldstärke senkrecht aufeinander und schwingen in Phase, so lässt sich Gl. (34) vereinfacht darstellen als

$$S_m = \frac{1}{2} \cdot E \cdot H = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{Z_F} = \frac{1}{2} \cdot H^2 \cdot Z_F \tag{35}$$

Für elektromagnetische Felder ergibt sich aus der Verknüpfung der Gln. (12) und (14) der Feldwellenwiderstand für beliebige Medien. Dieser soll anhand einer transversal-elektromagnetischen Welle (TEM-Welle), die sich in z-Richtung ausbreite, hergeleitet werden. Der elektrische Feldvektor besitze ausschließlich eine Komponente in x-Richtung $\underline{E}_x$, während $\underline{E}_y = \underline{E}_z = 0$. Der magnetische Feldvektor stehe senkrecht zur Ausbreitungsrichtung und dem elektrischen Feldvektor, somit ergibt sich $\underline{H}_y$ und $\underline{H}_x = \underline{H}_z = 0$.

Die Wellenzahl ergibt sich, wie in Gl. (23) ausgeführt, unabhängig von der Raumrichtung zu

$$k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \tag{36}$$

Wendet man nun unter den genannten Randbedingungen das Induktionsgesetz an, so ergibt sich

$$\text{rot } \underline{\vec{E}} = \frac{\partial \underline{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial x} = -\mu \frac{\partial \underline{H}_y}{\partial t} \tag{37}$$

Die partielle Ableitung nach x wird zu null, die partielle Ableitung der Komponente E_x nach z ergibt sich zu

$$\frac{\partial \underline{E}_x}{\partial z} = \mathrm{j} k \cdot \underline{E}_x \tag{38}$$

Für den Gesamtausdruck des umgeformten Induktionsgesetzes erhält man

$$\mathrm{j} k \cdot \underline{E}_x = -\mathrm{j} \omega \mu \underline{H}_y \tag{39}$$

Das Verhältnis zwischen elektrischem und magnetischem Feld ergibt sich zu

$$\frac{\underline{E}_x}{\underline{H}_y} = -\frac{\mathrm{j} \omega \mu}{\mathrm{j} k} \tag{40}$$

Wendet man nun auch das Durchflutungsgesetz im Fernfeld (siehe Gln. (14) und (22)) an, so ergibt sich

$$\text{rot } \underline{\vec{H}} = \frac{\partial \underline{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \underline{H}_y}{\partial z} = \varepsilon \cdot \frac{\partial \underline{E}_x}{\partial t} \tag{41}$$

Auch hier wird die partielle Ableitung der z-Komponente der magnetischen Feldstärke zu null, es ergibt sich

$$\frac{\partial \underline{H}_{\mathrm{y}}}{\partial z} = \mathrm{j}k \cdot \underline{H}_{\mathrm{y}} \tag{42}$$

Der Gesamtausdruck des umgeformten Durchflutungsgesetzes lautet

$$-\mathrm{j}k \cdot \underline{H}_{\mathrm{y}} = \mathrm{j}\omega\varepsilon \cdot \underline{E}_{\mathrm{x}} \tag{43}$$

Das Verhältnis zwischen elektrischem und magnetischem Feld ergibt sich zu

$$\frac{\underline{E}_{\mathrm{x}}}{\underline{H}_{\mathrm{y}}} = -\frac{\mathrm{j}k}{\mathrm{j}\omega\varepsilon} \tag{44}$$

Unter Anwendung der Ausdrücke für das Wellenmaß k und die Kreisfrequenz ω lässt sich Gl. darstellen als

$$\frac{\underline{E}_{\mathrm{x}}}{\underline{H}_{\mathrm{y}}} = -\frac{\mu \cdot 2\pi f}{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)} = -\mu f \lambda = -\mu \cdot v_{\mathrm{m}} \tag{45}$$

Die Permeabilität μ und die Lichtgeschwindigkeit v_{m} nach Gl. (25) sind abhängig von dem jeweiligen Ausbreitungsmedium.

Analog lässt sich Gl. (40) umformen zu

$$\frac{\underline{E}_{\mathrm{x}}}{\underline{H}_{\mathrm{y}}} = -\frac{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)}{2\pi f \varepsilon} = -\frac{1}{\lambda f \varepsilon} = -\frac{1}{v_{\mathrm{m}} \cdot \varepsilon} \tag{46}$$

Aus den Umformungen des Induktionsgesetzes und des Durchflutungsgesetzes lässt sich ableiten

$$\frac{\underline{E}_{\mathrm{x}}}{\underline{H}_{\mathrm{y}}} = -\mu \cdot v_{\mathrm{m}} = -\frac{1}{v_{\mathrm{m}} \cdot \varepsilon} \tag{47}$$

Daher ergibt sich der Zusammenhang zwischen Permittivität, Permeabilität und Lichtgeschwindigkeit, der auch in Gl. (25) aufgeführt ist, zu

$$v_{\mathrm{m}} = \sqrt{\frac{1}{\varepsilon \cdot \mu}} \tag{48}$$

Setzt man dieses in Gl. (47) ein, so ergibt sich aus

$$\frac{\underline{E}_{\mathrm{x}}}{\underline{H}_{\mathrm{y}}} = -\mu \cdot \sqrt{\frac{1}{\varepsilon \cdot \mu}} = -\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = -Z_{\mathrm{F}} \tag{49}$$

Dieser Ausdruck beschreibt den Feldwellenwiderstand verschiedener Ausbreitungsmedien.

Für den Sonderfall der Ausbreitung im Vakuum errechnet sich der Feldwellenwiderstand des freien Raumes zu

$$Z_{\mathrm{F}_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120 \cdot \pi \approx 377\,\Omega \tag{50}$$

3.3 Ausbreitungsverhalten in verlustbehafteten Medien

Verlustbehaftete Medien werden durch komplexe Werte für die Permittivität $\underline{\varepsilon}_{\mathrm{r}}$ und die relative Permeabilität $\underline{\mu}_{\mathrm{r}}$ beschrieben.

Für die Permittivität gilt

$$\underline{\varepsilon}_{\mathrm{r}} = \varepsilon_{\mathrm{r}}' - \mathrm{j}\varepsilon_{\mathrm{r}}'' = \varepsilon_{\mathrm{r}} - \mathrm{j}\frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0} = \varepsilon_{\mathrm{r}}\left(1 - \mathrm{j}\frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{\mathrm{r}}}\right) = \varepsilon_{\mathrm{r}}\left(1 - \mathrm{j}\,d_{\varepsilon}\right) \tag{51}$$

In der Zusammenfassung des Betrages zu ε_{r} beschreibt dieser Wert die Permittivität des verlustlosen Materials. Die Verluste, die z. B. durch Leitfähigkeit hervorgerufen werden, finden im Ausdruck $\varepsilon_{\mathrm{r}} \cdot \tan\delta_{\varepsilon} = \varepsilon_{\mathrm{r}} \cdot d_{\varepsilon}$ ihre Berücksichtigung.

Aus formeller Sicht gelten die entsprechenden Zusammenhänge auch für die Permeabilität des Ausbreitungsmediums

$$\underline{\mu}_{\mathrm{r}} = \mu_{\mathrm{r}}' - \mathrm{j}\mu_{\mathrm{r}}'' = \mu_{\mathrm{r}}\left(1 - \mathrm{j}\,d_{\mu}\right) \tag{52}$$

Jedoch sind für den überwiegenden Teil der Isolierstoffe sowie für die im Rahmen dieser Arbeit zu untersuchenden Erdböden die diamagnetischen Verluste vernachlässigbar $\left(\tan\delta_{\mu} \approx 0\right)$.

Die Verluste im verlustbehafteten Ausbreitungsmedium sind überwiegend dielektrischer Natur. Diese werden in einem komplexen Ansatz des Wellenmaßes $\underline{k}$ aus Gl. (23) berücksichtigt:

$$\underline{k} = k' - \mathrm{j}k'' \tag{53}$$

Dies führt zu einer zusätzlichen Dämpfung der sich ausbreitenden ebenen Welle.

$$\underline{e}_{\mathrm{x}} = \mathrm{Re}\left\{\underline{E}_{\mathrm{x}_0} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - \underline{k}z)}\right\} = \mathrm{Re}\left\{\underline{E}_{\mathrm{x}_0} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - (k' - \mathrm{j}k'')z)}\right\} = \mathrm{Re}\left\{\underline{E}_{\mathrm{x}_0} \cdot \mathrm{e}^{(-k''z)} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t - k'z)}\right\} \tag{54}$$

Der Vergleich der Parameter $\underline{k}$ und $\underline{\gamma}$, wobei $\underline{\gamma}$ aus dem Ansatz

$$\mathrm{a}(x, y, z, t) = \mathrm{Re}\left\{\underline{\mathrm{A}}_0(x, y) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta z} \cdot \mathrm{e}^{-\alpha z} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\right\} \tag{55}$$

aus [Bai01] stammt, und beschrieben werden kann als

$$\underline{\gamma} = \alpha + \mathrm{j}\beta \tag{56}$$

zeigt die Vergleichbarkeit beider Ansätze auf. Es gilt

$$\begin{aligned} \underline{\gamma}^2 &= (\alpha + \mathrm{j}\beta)^2 = \left(\alpha^2 + 2\,\mathrm{j}\alpha\beta - \beta^2\right) = \\ &= -\left(k' - \mathrm{j}k''\right)^2 = -\left(k'^2 - 2\,\mathrm{j}k'k'' - k''^2\right) = -\underline{k}^2 \end{aligned} \tag{57}$$

Als Dämpfungsmaß wird der Ausdruck

$$\alpha = \mathrm{Re}\{\underline{\gamma}\} = k'' = \mathrm{Im}\{\underline{k}\} \tag{58}$$

bezeichnet, als Phasenmaß

$$\beta = \mathrm{Im}\{\underline{\gamma}\} = k' = \mathrm{Re}\{\underline{k}\} \tag{59}$$

Die zusätzliche Dämpfung durch $\underline{k}$ bzw. $\underline{\gamma}$ führt zu einer Verkürzung der Wellenlänge, die ab einem Verlustwinkel $\tan\delta_\varepsilon > 0{,}1$ nicht mehr vernachlässigbar wird.

Im allgemeinen Fall gilt für verlustbehaftete Dielektrika

$$\underline{k} = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_\mathrm{r}} = \frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}}\sqrt{1 + \mathrm{j}d_\varepsilon} \tag{60}$$

Teilt man das komplexe Wellenmaß $\underline{k}$ in Real- und Imaginärteil auf, wie in Gl. (53) ff. geschehen, so erhält man für das Phasenmaß

$$k' = \beta = \frac{2\pi}{\lambda_\varepsilon} \operatorname{Re}\left\{\sqrt{1 + \mathrm{j} d_\varepsilon}\right\} \tag{61}$$

und für das Dämpfungsmaß

$$k'' = \alpha = \frac{2\pi}{\lambda_\varepsilon} \operatorname{Im}\left\{\sqrt{1 + \mathrm{j} d_\varepsilon}\right\} \tag{62}$$

wobei in beiden Fällen die wirkliche Wellenlänge in einem verlustbehafteten Dielektrikum

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}}} \tag{63}$$

beträgt.

Nehmen der dielektrische Verlustfaktor d_ε und der magnetische Verlustfaktor d_μ unterschiedliche Werte an, so führt dies zu einem Phasenunterschied zwischen $\underline{\vec{E}}$ und $\underline{\vec{H}}$. Der Feldwellenwiderstand wird in diesem Fall komplex

$$\underline{Z}_\mathrm{F} = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \underline{\mu}_\mathrm{r}}{\varepsilon_0 \cdot \underline{\varepsilon}_\mathrm{r}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\underline{\mu}_\mathrm{r}}{\underline{\varepsilon}_\mathrm{r}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_\mathrm{r} \cdot (1 - \mathrm{j} d_\mu)}{\varepsilon_\mathrm{r} \cdot (1 - \mathrm{j} d_\varepsilon)}} \tag{64}$$

3.4 Die Wellengleichung

Aus den Maxwellschen Gleichungen lässt sich unter Anwendung einiger Sätze aus der Vektoranalysis die so genannte Wellengleichung herleiten.

Berechnet man die Rotation aus den Gln. (14) und (19), so ergibt sich

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{\vec{H}} = \operatorname{rot} \underline{\vec{J}} + \operatorname{rot} \frac{\partial \underline{\vec{D}}}{\partial t} \tag{65}$$

beziehungsweise

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{\vec{E}} = - \operatorname{rot} \frac{\partial \underline{\vec{B}}}{\partial t} \tag{66}$$

Unter Verwendung der Materialgleichungen (15), (16) und (17) ergibt sich

$$\text{rot rot } \underline{\vec{H}} = \text{rot } \sigma \underline{\vec{E}} + \text{rot } \varepsilon \frac{\partial \underline{\vec{E}}}{\partial t} \tag{67}$$

und

$$\text{rot rot } \underline{\vec{E}} = - \text{rot} \left(\mu \cdot \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} \right) \tag{68}$$

Unter der Annahme der stückweisen Stetigkeit der Funktionen $\underline{\vec{E}}$ und $\underline{\vec{H}}$ und der Existenz der ersten und zweiten Ableitungen lassen sich die Materialparameter aus den Rotationstermen extrahieren, falls ε, μ, σ keine zeitliche oder frequenzmäßige Abhängigkeit besitzen. Es ergibt sich

$$\text{rot rot } \underline{\vec{H}} = \sigma \cdot \text{rot } \underline{\vec{E}} + \varepsilon \cdot \text{rot } \frac{\partial \underline{\vec{E}}}{\partial t} \tag{69}$$

und

$$\text{rot rot } \underline{\vec{E}} = -\mu \cdot \text{rot} \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} \tag{70}$$

Setzt man nun die Kombination

$$\text{rot } \underline{\vec{E}} = -\mu \cdot \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} \tag{71}$$

aus Gl. (12) und den Materialgleichungen sowie den Ausdruck

$$\text{rot } \underline{\vec{H}} = \sigma \cdot \underline{\vec{E}} + \varepsilon \cdot \frac{\partial \underline{\vec{E}}}{\partial t} \tag{72}$$

aus Gl. (14) und den Materialgleichungen in die rechte Seite der vorgenannten Gleichungen ein, so ergibt sich

$$\text{rot rot } \underline{\vec{H}} = -\sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} - \varepsilon \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 \underline{\vec{H}}}{\partial t^2} \tag{73}$$

und

$$\text{rot rot } \underline{\vec{E}} = -\sigma \cdot \mu \frac{\partial \underline{\vec{E}}}{\partial t} - \varepsilon \cdot \mu \frac{\partial^2 \underline{\vec{E}}}{\partial t^2} \tag{74}$$

Die Vektoridentität kann auf jeden beliebigen Vektor $\vec{a}$ angewandt werden.

$$\text{rot}\left(\text{rot } \vec{a}\right) = \text{grad}\left(\text{div}\,\vec{a}\right) - \nabla^2 \vec{a} \tag{75}$$

Der Delta-Operator ist identisch mit dem Quadrat der Richtungsableitung (Nabla-Operator).

$$\Delta \vec{a} = \nabla^2 \vec{a} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \vec{a}}{\partial x} \\ \frac{\partial \vec{a}}{\partial y} \\ \frac{\partial \vec{a}}{\partial z} \end{pmatrix}^2 \tag{76}$$

Sind im beobachteten Gebiet keine freien Ladungsträger vorhanden, so ist die Raumladungsdichte ρ identisch mit null.

Daher vereinfacht sich Gl. (11) unter Anwendung der Materialgleichungen zu

$$\text{div } \mu \cdot \underline{\vec{E}} = 0 \tag{77}$$

Gl. (13) lässt sich umformen zu

$$\text{div } \mu \cdot \underline{\vec{H}} = 0 \tag{78}$$

Unter Anwendung dieser Gesetzmäßigkeiten erhält man aus Gl. (73)

$$\nabla^2 \underline{\vec{H}} - \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \underline{\vec{H}}}{\partial t} - \varepsilon \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 \underline{\vec{H}}}{\partial t^2} = 0 \tag{79}$$

beziehungsweise aus Gl. (74)

$$\nabla^2 \underline{\vec{E}} - \mu \cdot \sigma \frac{\partial \underline{\vec{E}}}{\partial t} - \mu \cdot \varepsilon \frac{\partial^2 \underline{\vec{E}}}{\partial t^2} = 0 \tag{80}$$

Diese Gleichungen beschreiben die Ausbreitung elektromagnetischer Wellenfelder und sind unter dem Namen Wellengleichung bekannt. Beim Vergleich der Gln. (79) und (80) ist bemerkenswert, dass die Einflussgrößen ε, μ und σ, die auf den elektrischen Feldvektor $\underline{\vec{E}}$,

beziehungsweise den magnetischen Feldvektor $\overrightarrow{\underline{H}}$ einwirken, gleich sind und sich die beiden Gleichungen nur im betrachteten Feldvektor unterscheiden.

3.5 Reflexion elektromagnetischer Wellen an dielektrischen Grenzflächen

Elektromagnetische Wellen werden beim Übergang (der „Transmission“) von einem Medium, das durch die Parameter $\varepsilon_{r1}, \mu_{r1}$ beschrieben wird, in ein anderes Medium mit $\varepsilon_{r2}, \mu_{r2}$, an den Grenzflächen zwischen beiden Materialien teilweise reflektiert. Das Verhalten sowohl des transmittierten als auch des reflektierten Teils hängt in hohem Maß von den Materialparametern ab. An sämtlichen Grenzflächen der Körper treten zusätzlich Beugungseffekte auf, die im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt werden. Diese reduzieren eine vollständige analytische Beschreibung des gesamten Wellenfelds auf einige bestimmte geometrische Formen.

Beim Auftreffen einer elektromagnetischen Welle auf die Grenzschicht zwischen zwei unterschiedlichen Medien durchdringt ein Teil der Leistung die Grenzschicht, der übrige Teil wird reflektiert.

Für den Fall, dass die hinlaufende Welle bei $z = 0$ die komplexe Amplitude $\underline{E}_{h_0} = \underline{E}_h\big|_{z=0}$, bzw. $\underline{H}_{h_0} = \underline{H}_h\big|_{z=0}$ und die rücklaufende Welle die komplexe Amplitude $\underline{E}_{r_0}$, bzw. $\underline{H}_{r_0}$ genau entgegengesetzte Richtungen besitzen, lässt sich dies für den Bereich $0 \le z \le z_r$ allgemein formulieren als

$$\begin{aligned} \underline{E}_h &= \underline{E}_{h_0} \cdot e^{(-jkz)} \\ \underline{E}_r &= \underline{E}_{r_0} \cdot e^{(jkz)} \\ \underline{H}_h &= \underline{H}_{h_0} \cdot e^{(-jkz)} \\ \underline{H}_r &= \underline{H}_{r_0} \cdot e^{(jkz)} \end{aligned} \tag{81}$$

Hierbei beschreiben $(\underline{E}_h, \underline{H}_h)$ und $(\underline{E}_r, \underline{H}_r)$ jeweils aufeinander senkrecht stehende Komponenten im gewählten Koordinatensystem.

Der Vektor des Feldwellenwiderstands lässt sich aus dem Verhältnis zwischen elektrischer und magnetischer Feldstärke ermitteln.

$$\underline{Z}_F = \frac{\underline{E}_h}{\underline{H}_h} = -\frac{\underline{E}_r}{\underline{H}_r} \tag{82}$$

Die unterschiedliche Richtung lässt sich auch am Poyntingschen Vektor illustrieren: Während der Vektor der Leistungsflussdichte für die hinlaufende Welle auf die Grenzfläche bei z_r zeigt, ist der Poynting-Vektor der rücklaufenden Welle von der Grenzfläche weg orientiert.

Der einfachste Fall besteht im senkrechten Einfall der Welle auf die Ebene der Grenzschicht. Hierfür lassen sich die Feldwellenwiderstände der beiden Medien berechnen.

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{F1} &= Z_0 \sqrt{\frac{\underline{\mu}_{r1}}{\underline{\varepsilon}_{r1}}} \\ \underline{Z}_{F2} &= Z_0 \sqrt{\frac{\underline{\mu}_{r2}}{\underline{\varepsilon}_{r2}}} \end{aligned} \tag{83}$$

Der Reflexionsfaktor $\underline{r}$ beschreibt das Verhältnis aus reflektierter und hinlaufender Welle.

$$\underline{r} = \frac{\underline{E}_{r_0}}{\underline{E}_{h_0}} = \frac{\underline{Z}_{F2} - \underline{Z}_{F1}}{\underline{Z}_{F2} + \underline{Z}_{F1}} \tag{84}$$

Analog zu den vorherigen Überlegungen ergibt sich der Transmissionsfaktor $\underline{t}$ als Quotient aus der in das Medium 2 eintretenden Welle mit der komplexen Amplitude $\underline{E}_t$ und der hinlaufenden Welle der komplexen Amplitude $\underline{E}_h$.

$$\underline{t} = \frac{\underline{E}_t(z = z_r)}{\underline{E}_h(z = z_r)} = \frac{2 \cdot \underline{Z}_{F2}}{\underline{Z}_{F2} + \underline{Z}_{F1}} \tag{85}$$

Ein Beispiel zur Illustration der Bedeutung von Reflexions- und Transmissionsfaktor ist die totale Reflektion an einer metallischen Platte.

Die ankommende Welle wird vollständig reflektiert, der Betrag des Reflexionsfaktors ergibt sich zu $|r| = 1$. Da die Richtungen der hin- und rücklaufenden Welle diametral entgegengesetzt sind, ergibt sich ein negatives Vorzeichen. Der Reflexionsfaktor nimmt für die Totalreflexion an einer metallischen Platte den Wert $r = -1$ an.

Wie leicht nachzuvollziehen ist, tritt bei totaler Reflexion kein Teil der einlaufenden Welle durch die Grenzschicht hindurch. Der Transmissionsfaktor ergibt sich im Idealfall zu $t = 0$.

Überlagern sich die hin- und rücklaufenden Anteile einer elektromagnetischen Welle vor einer Grenzschicht, so bildet sich ein periodischer Verlauf der resultierenden Feldstärke aus.

Die Maximalwerte der elektrischen bzw. magnetischen Feldstärke erreichen das $(1+|r|)$-Fache des hinlaufenden Anteils, so z. B.

$$\underline{E}_{\max} = \underline{E}_{\mathrm{h}} \cdot (1+|r|) \tag{86}$$

Für den Sonderfall verlustloser Dielektrika sind die Permittivitäten reellwertig, somit nehmen auch die Werte der Transmissions- und Reflektionsfaktoren ausschließlich reelle Werte an.

Der Reflektionsfaktor ergibt sich zu

$$r = \frac{1-\sqrt{\frac{\varepsilon_{\mathrm{r2}}}{\varepsilon_{\mathrm{r1}}}}}{1+\sqrt{\frac{\varepsilon_{\mathrm{r2}}}{\varepsilon_{\mathrm{r1}}}}} \tag{87}$$

Der Transmissionsfaktor beträgt

$$t = \frac{2}{1+\sqrt{\frac{\varepsilon_{\mathrm{r2}}}{\varepsilon_{\mathrm{r1}}}}} \tag{88}$$

Einen weiteren häufig vorkommenden Sonderfall stellt der Übergang von Luft in ein Medium mit der Permittivität ε_{r} dar. Da $\varepsilon_{\mathrm{r1}}$ in diesem Fall den Wert von $\varepsilon_{\mathrm{r1}} = 1$ annimmt, vereinfacht sich Gl. (87) zu

$$r = \frac{1-\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}}}{1+\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}}} \tag{89}$$

und Gl. (88) zu

$$t = \frac{2}{1+\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{r}}}} \tag{90}$$

3.6 Nah- und Fernfeld

Der Raum um ein strahlendes Antennensystem wird in drei Gebiete unterteilt:

- Nahfeld
- Übergangsfeld (Fresnel-Region)

- Fernfeld (Fraunhofer-Region)

Bei der Aufteilung ist zu beachten, dass der Übergang zwischen den verschiedenen Regionen fließend ist und sich je nach Antennenform und Wellenlänge unterscheidet.

Der Feldwellenwiderstand im Abstand *r* von elektrischen Sendeantennen (Hertzscher Dipol) und magnetischen Sendeantennen (magnetischer Rahmen) lässt sich allgemein durch das Verhältnis zwischen der transversalen elektrischen Feldstärke und der transversalen magnetischen Feldstärke beschreiben:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{E}_{\text{transversal}}}{\underline{H}_{\text{transversal}}} \tag{91}$$

Die radiale Komponente des magnetischen Feldes findet keine Berücksichtigung. Die Grenze zwischen Nahfeld und Fernfeld beträgt in diesem Fall

$$r = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} = 1 \tag{92}$$

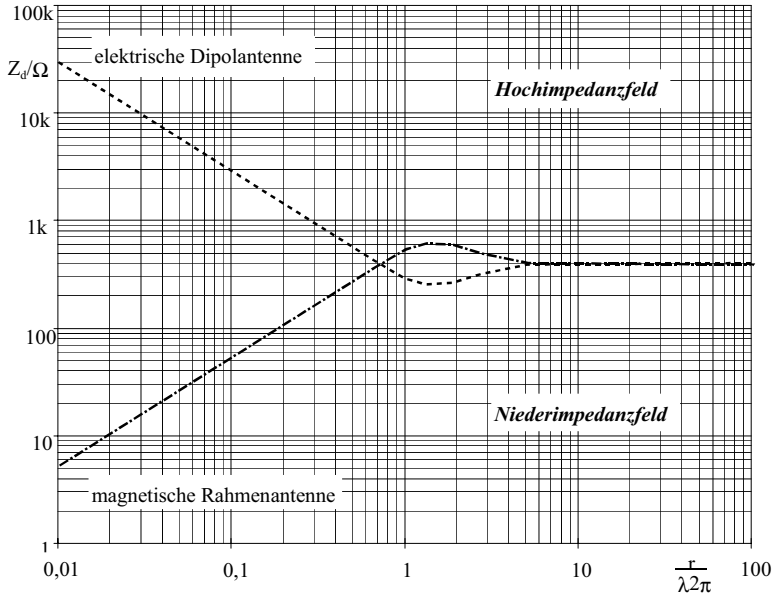


Abb. 7 Feldwellenwiderstand in der Umgebung elektromagnetischer Quellen, aus [Rot02] und [Gon05]

Im Nahfeld eines elektrischen Dipols ist der Feldwellenwiderstand größer als der Feldwellenwiderstand des freien Raumes. Aus diesem Grund bezeichnet man das elektrische Feld im Nahfeldbereich des elektrischen Dipols auch als hochohmiges Feld. Ein Wert für den Feldwellenwiderstand lässt sich durch folgende Formel abschätzen:

$$Z_{\mathrm{el}} = Z_0 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\lambda}{r} \tag{93}$$

Im Nahfeld einer magnetischen Rahmenantenne kann im Vergleich zum Freiraum ein geringerer Feldwellenwiderstand gemessen werden. Daher wird das Nahfeld einer magnetischen Antenne auch als niederohmiges Feld bezeichnet. Eine Abschätzung für den Feldwellenwiderstand liefert:

$$Z_{\mathrm{mag}} = Z_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{r}{\lambda} \tag{94}$$

Im Nahfeld einer Antenne sind *E* und *H* nicht über Z_0 ineinander überführbar. Die Grenze zwischen Nah- und Fernfeld ist je nach Definition unterschiedlich und sollte im Sinne eines fließenden Übergangs anstelle einer unverrückbaren, absoluten Grenze betrachtet werden. Sind Messungen im Nahfeld einer Feldquelle durchzuführen, so ist bevorzugt das magnetische Feld zu messen, weil im Nahfeld der induktive Koppelmechanismus dominiert.

Im Bereich bis zu $\lambda/10$ um eine Feldquelle liegen nach DIN VDE 0877-2 „Störfeldstärkemessungen“ noch Nahfeldbedingungen vor. Das Fernfeld einer Antenne beginnt ab einem Abstand von der Feldquelle von $3 \cdot \lambda$. Zwischen $\lambda/10$ und $3 \cdot \lambda$ liegt ein Übergangsfeld vor. Hier muss im Einzelfall durch Messung der elektrischen und magnetischen Feldkomponente geprüft werden, ob die Fernfeldbedingungen erfüllt sind. Für Frequenzen größer als 100 MHz gilt zusätzlich die Forderung, dass der Abstand von der Feldquelle *r* groß gegenüber der größten Abmessung der Antenne *a* sein muss.

$$r > \frac{2 \cdot a}{\lambda} \tag{95}$$

Nach [Kra88] ist zu prüfen, ob die größte Abmessung der Antenne *a* groß oder klein gegenüber der Wellenlänge λ ist.

Für kleine Antennen mit $a < \lambda$ beginnt das Fernfeld bei:

$$r = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \lambda \tag{96}$$

Für große Antennen mit $a > \lambda$ gilt die Grenze für den Beginn des Fernfeldes von

$$r = \frac{2a^2}{\lambda} \tag{97}$$

Der Bereich des Übergangsfeldes, das auch als strahlendes Nahfeld oder Fresnel-Region bezeichnet wird, erstreckt sich nach [Rot02] über einen Bereich von $\lambda/(2 \cdot \pi)$ bis $4 \cdot \lambda$ Abstand von der Sendeantenne. Hier wird keine Blindleistung mehr zwischen der Antenne und ihrer Umgebung ausgetauscht. Amplitude und Phase der elektrischen Feldkomponente ändern sich jedoch fortwährend je nach räumlichem Winkel und Abstand zur Sendeantenne. Bei der Verwendung eines Dipols als Sendeantenne nehmen die zu messenden Feldstärken im Übergangsfeld proportional zum Quadrat des Abstands ab.

Der Messtechniker wird im Alltag die Durchführung Feldstärkemessungen im Fernfeld eindeutig bevorzugen. Hierfür sind mehrere Gründe anzuführen:

- *H* lässt sich leicht aus *E* bestimmen und umgekehrt.
- *E* und *H* enthalten im Fernfeld eine Feldkomponente, die mit dem Abstand $1/r$ abklingt. Dadurch können Feldstärken für andere Entfernungen leicht extrapoliert werden. Im Nahfeld nimmt die elektrische Feldstärke proportional zu $1/r^3$ ab, die magnetische Feldstärke proportional zu $1/r^2$. Im Übergangsfeld zeigen sowohl elektrische als auch magnetische Feldkomponenten eine Proportionalität zu $1/r^2$.
- Im Allgemeinen sind Messantennen lediglich im Fernfeld kalibriert. Die Antennenkorrekturfaktoren gelten nur im Fernfeld exakt.

Wie bereits erwähnt, sind die Grenzen zwischen den verschiedenen Bereichen abhängig von den ausgesandten Frequenzen, dem geometrischen Aufbau und den Dimensionen der Antenne. Daher sollte die Beurteilung der Zugehörigkeit von Messpunkten zum Nah- oder Fernfeld im Zweifel auf einer Messung basierend erfolgen.

Generell lässt sich eine gemessene Leistung in einem System mit der Leitungsimpedanz von $Z_L = 50\,\Omega$ folgendermaßen in einen äquivalenten Spannungsfall umrechnen.

$$P_{\mathrm{W}} = 10^{\frac{P_{\mathrm{dBmW}}}{10}} \cdot 10^{-3} \tag{98}$$

$$U_{\mathrm{V}} = \sqrt{P_{\mathrm{W}} \cdot \underline{Z}_{\mathrm{L}}} = \sqrt{10^{\frac{P_{\mathrm{dBmW}}}{10}} \cdot 10^{-3} \cdot 50} \tag{99}$$

$$U_{\mathrm{dB\mu V}} = 20 \cdot \log\left(\frac{\sqrt{10^{\frac{P_{\mathrm{dBmW}}}{10}} \cdot 10^{-3} \cdot 50}}{10^{-6}} \right) \tag{100}$$

3.7 Bodenwelle und Raumwelle

Zur Durchführung einer Feldstärkeprognose addiert man die Ergebnisse dreier Ausbreitungsarten, die sich in ihrer Entfernungsabhängigkeit unterschiedlich verhalten.

Elektromagnetische Wellen können sich auf verschiedene Arten ausbreiten:

- Bodenwelle
- Troposphärenwelle
- Raumwelle

Auf der Strecke zwischen Sender und Empfänger unterliegen diese Ausbreitungsarten verschiedenen Einflüssen. Auf Empfängerseite lässt sich nicht immer scharf zwischen den Beiträgen der einzelnen Ausbreitungsarten trennen, weil nur eine Summenfeldstärke gemessen wird.

3.7.1 Bodenwelle

Als Bodenwelle wird der Anteil einer elektromagnetischen Welle bezeichnet, der sich unmittelbar in Bodennähe befindet und folglich auch durch bodenrelevante Verlustparameter beeinflusst wird. Eine Bodenwelle wird in ihrer horizontalen Ausbreitung durch Verluste im Erdboden so gelenkt, dass sie der Krümmung des Erdbodens folgt. Ähnlich ergeht es einem Fahrzeug mit Einzelradbremse. Hier wird durch eine einseitige Bremsung das gesamte Fahrzeug in die Richtung gelenkt, auf deren Seite gebremst wurde.

Der absorbierende Einfluss des Erdbodens und damit die Bodenwellenreichweite ist frequenzabhängig.

Die Bodenwelle selbst lässt sich wiederum aus drei Teilen zusammengesetzt beschreiben.

Die Oberflächenwelle ist bestimmt von elektrischen Bodenparametern wie der Bodenleitfähigkeit, aber auch durch Bewuchs und Bebauung.

Die Direktwelle bezeichnet den Anteil der Strahlungsleistung, der sich in direkter Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger bewegt.

Die Erdreflexionswelle beschreibt den Anteil der elektromagnetischen Welle, der von der Erde nach dem Auftreffen reflektiert wird.

Zur Feldstärkeprognose werden, wie bereits in Abschnitt 2.2 erwähnt, die Ausbreitungskarten nach [ITU92a] verwendet, die Feldstärken der Bodenwelle für verschiedene Entfernungen und Ausbreitung über Land oder See mit verschiedenen Leitfähigkeitswerten angeben.

Verwendet man zur Signalübertragung horizontal polarisierte Wellen, so ist die transmittierte Bodenwelle im Vergleich zu vertikaler Polarisation über einen größeren Längenbereich der Dämpfung infolge des verlustbehafteten Erdbodens ausgesetzt. Aus diesem Grund besitzt eine horizontal polarisierte Bodenwelle gleicher Sendeleistung eine weitaus geringere Reichweite als eine vertikal polarisierte Bodenwelle. Daher werden Sendemasten im Mittelwellen- und Langwellenbereich bevorzugt in vertikaler Richtung aufgebaut. Da die Feldstärke der Bodenwelle antiproportional zur Frequenz ist, reicht eine Bodenwelle über Boden mit mittlerer Leitfähigkeit für 3,5 MHz noch 100 km weit. Wird die Sendefrequenz auf 28 MHz erhöht, so beträgt die Reichweite nur noch 15 km [Rot02].

3.7.2 Troposphärenwelle

Die Troposphärenwelle bezeichnet den Anteil einer elektromagnetischen Welle, der sich durch Reflexion, aber auch durch Beugung und Brechung an der Troposphäre ausbreitet. Die Troposphäre als Teil der Erdatmosphäre erstreckt sich bis zu einer Obergrenze, die als Tropopause bezeichnet wird. Diese Art der Ausbreitung spielt eine entscheidende Rolle bei der Ausbreitung hoher Frequenzen, so zum Beispiel VHF (Very High Frequency, 30 MHz bis 300 MHz), UHF (Ultra High Frequency, 300 MHz bis 3 GHz) und SHF (Super High Frequency, 3 GHz bis 30 GHz).

Auch im Bereich des Ultrakurzwellen-Rundfunks (UKW) kann die Ausbreitung über die Troposphäre größere Distanzen überbrücken. Der Aufbau der Troposphäre und somit auch der Einfluss auf elektromagnetische Wellen ist starken Veränderungen unterworfen. So

schwankt die Höhe der Tropopause zwischen Höhen von 9,7 km im März und 11,1 km im Juli. Daher sind zuverlässige Prognosen der Versorgung nur unter Anwendung aufwändiger statistischer Verfahren mit der Analyse von langen Untersuchungszeiträumen möglich [Rot02].

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden Frequenzen zwischen 145 kHz und 1,6 MHz betrachtet. Der Einfluss durch Veränderungen der Troposphäre war im Vorfeld der Messungen nicht genauer zu quantifizieren. Daher war es eine Intention der Langzeitmessungen, die Veränderungen in der Feldstärke zu quantifizieren, denen elektromagnetische Wellen auf dem Weg zwischen Sender und Empfänger unterliegen.

3.7.3 Raumwelle

Bei der Ausbreitung im Kurzwellenbereich wäre die Überbrückung großer Entfernungen ohne die Raumwelle nicht möglich. Die in den freien Raum abgestrahlte elektromagnetische Welle wird an der Ionosphäre, die sich zwischen 70 km und 800 km Höhe befindet, reflektiert und kann so auch Gebiete jenseits des visuellen Horizonts erreichen. Bei genauerer Betrachtung erfährt die elektromagnetische Welle keine Reflektion an der Ionosphäre, sondern eine Brechung.

Innerhalb der Ionosphäre gibt es mehrere Bereiche mit erhöhter Ionenkonzentration, so zum Beispiel die D-Schicht, die E-Schicht und die F-Schichten. Eine Erhöhung der Elektronenkonzentration *n* führt nach

$$\sigma = e \cdot n \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \tag{101}$$

in Verbindung mit dem Ausdruck für die Phasengeschwindigkeit

$$v_{Ph}{}^2 = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r} \tag{102}$$

zu einem Ausdruck für die Elektronenkonzentration

$$n = \frac{\sigma}{e \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \frac{\sigma \cdot v_{Ph}{}^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{e} \tag{103}$$

und somit zu einer Erhöhung der Phasengeschwindigkeit im Vergleich zur Phasengeschwindigkeit in der Troposphäre.

Wenn die Phasenfront einer schräg eingestrahlten ebenen Welle auf eine solche Schicht trifft, so werden diejenigen Teile einer elektromagnetischen Welle der größten Erhöhung ihrer Phasengeschwindigkeit ausgesetzt, die sich am weitesten in der Ionosphärenschicht bewegen. Somit wendet sich die Phasenfront in ihrer Ausbreitungsrichtung allmählich wieder der Erde zu, obwohl sie ins Weltall abgestrahlt wurde.

Mit zunehmender Frequenz ist eine höhere Elektronenkonzentration in der Ionosphäre vonnöten, um eine ausreichende Refraktion zu erreichen. Ebenfalls ist leicht ersichtlich, dass eine Welle leichter wieder in Richtung Erde gebrochen wird, je flacher der Eintrittswinkel in die Ionosphäre ist.

Ab einem bestimmten Eintrittswinkel kann die Welle nicht mehr genügend umgelenkt werden, ein Sprung durch Refraktion – auch als „Hop“ bezeichnet – ist nun nicht mehr möglich. Folglich kann die so genannte Sprungdistanz, also die Entfernung, die durch einen „Hop“ überwunden werden kann, einen bestimmten Wert nicht unterschreiten. So bildet sich zwischen dem Punkt des ersten Auftreffens der reflektierten Raumwelle und dem Punkt des Abklingens der Bodenwelle eine „tote Zone“ aus, in der kein Empfang möglich ist.

Zusätzlich ist die Möglichkeit von Mehrfachsprüngen zwischen den verschiedenen Schichten zu berücksichtigen. Auch in diesem Fall ist ein mehrfacher Hop zwischen den verschiedenen Schichten abhängig von der Sendefrequenz und der vorherrschenden Elektronenkonzentration. Eine elektromagnetische Welle kann also zuerst von der in großer Höhe befindlichen F-Schicht reflektiert werden, um dann zwischen der E- und F-Schicht hin- und her zu springen, um schließlich wieder zurück zur Erde zu gelangen.

Analysiert man den zeitlichen Verlauf der Höhe der an der Refraktion langer elektromagnetischer Wellen (LF) beteiligten Schichten genauer, so erkennt man wiederkehrende Muster. Aus Untersuchungen der Klimaforschung seit September 1982 ist eine elfjährige Periode zu erkennen, die auf den Sonnenumlauf zurückgeführt wird. Weiterhin ist ein zweijähriger Zyklus erkennbar, der mit dem Verlauf des Strömungsfeldes des äquatorialen stratosphärischen Windes korreliert. [Jac05]

Die elektromagnetischen Wellen eines amplitudenmodulierten Langwellensenders mit der Trägerfrequenz von 177 kHz werden durch einen Phasenvergleich getrennt nach Raumwelle und Bodenwelle betrachtet. Aus der Laufzeitdifferenz der jeweils phasengleichen Signale lassen sich Rückschlüsse auf die Höhe der reflektierenden Schicht ziehen. Diese Höhe liegt für das beschriebene Signal im Bereich von 80 km am Tag und etwa 100 km in der Nacht.

In den aufgeführten Untersuchungen wurden Ergebnisse anderer Forschergruppen bestätigt, wonach eine Abnahme der Reflektionshöhe von -90 ± 40 m/a im Sommer, bzw. -170 ± 60 m/a im Winter zu beobachten ist.

Da die Höhe der Ionenkonzentration in den verschiedenen Schichten der Ionosphäre fortwährenden Änderungen unterworfen ist, und die Refraktionsfähigkeit jeweils abhängig von der Wellenlänge und der räumlichen Änderung der Ionenkonzentration ist, wird die Schwierigkeit bei der Erstellung von zuverlässigen Feldstärkeprognosen deutlich.

3.8 Besonderheiten bei der Ausbreitung langer Wellen

3.8.1 LF-Ausbreitung

Der Langwellenbereich erstreckt sich über Wellenlängen von 10 km bis 1 km, dies entspricht Frequenzen von 30 kHz bis 300 kHz. Dieser Bereich wird von Systemen zur Navigation und Zeitsignalübertragung und Rundfunksendern genutzt.

Die Raumwelle wird tagsüber nicht übertragen, da die D-Schicht in einer Höhe von 60 km bis 90 km, die für eine Reflexion in Frage kommen würde, am Tage nicht die erforderliche Ladungsträgerdichte aufweist. Die transmittierten Wellen reichen nicht bis zu den auch am Tag vorhandenen E- und F-Schichten heran.

Nachts erhöht sich die Ladungsträgerkonzentration durch die D-Schicht, eine Refraktion führt zu einer flächenmäßigen Erhöhung des Versorgungsgebietes. Durch eine Mehrfachbelegung der Sendefrequenzen kann es zu Interferenzen mit anderen Sendeanlagen kommen.

Die Sendekanäle im Langwellenbereich sind in einem Raster von 9 kHz vergeben. Daher ist eine genaue internationale Koordinierung vonnöten, um Beeinträchtigungen durch eine Mehrfachbelegung der Sendefrequenzen zu minimieren. Dies wurde im Genfer Wellenplan umgesetzt, der am 23.11.1978 in Kraft trat und bis heute Gültigkeit besitzt.

Ein Beispiel für eine solche Beeinträchtigung zeigt der Langwellensender des Deutschlandfunks in Donebach (Odenwald) im Vergleich mit einer Sendeanlage des rumänischen Rundfunks in Brasov in Rumänien.

Der Empfang der Rundfunksignale aus Brasov (Rumänien), die mit einer Sendeleistung von 1200 kW auf der Sendefrequenz von 153 kHz abgestrahlt werden, erfährt eine starke Beeinträchtigung durch die gleichzeitige Aussendung der Signale des Deutschlandfunks.

Eine Reduktion der Sendeleistung des Signals des Deutschlandfunks auf 70 kW konnte die Interferenzen ebenfalls nicht eliminieren.

Der Genfer Wellenplan sah vor, das Signal des Deutschlandfunks mit einer Sendeleistung von 500 kW EMRP (Equivalent Monopole Radiated Power) tagsüber auszusenden, während die transmittierte Leistung auf 250 kW EMRP in der Nacht beschränkt wird.

Außerdem wird durch geschickte Anordnung der Sendemasten eine Richtwirkung der Sendeantennen in Form einer Ausblendung des Deutschlandfunk-Signals in Richtung des Senders Brasov erreicht. Tagsüber wird eine relativ schwache Ausblendung gewählt, nachts wird die Ausblendung so forciert, dass keine Interferenzen mehr mit der rumänischen Sendeanlage auftreten.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden LF-Aussendungen von Rundfunksendern und Zeitsignalen zwischen 77,5 kHz und 234 kHz hinsichtlich ihrer Feldstärke untersucht.

3.8.2 MF-Ausbreitung

Der Bereich mittlerer Frequenzen (Medium Frequency) erstreckt sich über Wellenlängen zwischen 1000 m und 100 m, dies entspricht Frequenzen von 300 kHz bis 3 MHz. Dieser als Mittelwellen-Frequenzband bezeichnete Bereich wird fast ausschließlich von Rundfunksendern benutzt.

Die Raumwelle erfährt tagsüber eine vollständige Absorption in der D-Schicht, allein die Bodenwelle bleibt zur Signalübertragung wirksam. Somit hängt die Reichweite des Senders in hohem Maße von der Trägerfrequenz und der Bodenleitfähigkeit ab.

Während der Nacht gelingt es der Raumwelle, bis zur Ionosphäre vorzudringen, wo sie reflektiert wird. Bis etwa 500 kHz wirkt bevorzugt die sporadische E-Schicht (Schicht E_s) als Reflektor, während für Frequenzen ab 500 kHz in der Nähe der Morgendämmerung die F_2-Schicht als Reflektor wirkt [Rot02].

Treffen im Sendegebiet der Mittelwellensender Boden- und Raumwelle aufeinander, so kann es zum Nahbereichsschwund kommen, wenn die Wellen sich durch ihre Phasenverschiebung gerade auslöschen. Eine Möglichkeit, dieses Problem zu mindern, bieten mittig gespeiste Antennen, bei denen Schwundphänomene weniger stark auftreten.

3.9 Bodenwellenausbreitung in der Nähe einer Grenzfläche

Die Feldstärke einer vertikalen Sendeantenne lässt sich in erster Näherung durch Berechnung der Freiraumfeldstärke berechnen. Die Leistungsflussdichte am Empfangsort ergibt sich zu

$$S_e = \frac{P_s \cdot G_s}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \tag{104}$$

S_e bezeichnet die Leistungsflussdichte am Empfangsort, P_s die Sendeleistung, G_s den in linearen Maßstab umgerechneten Gewinn der Sendeantenne und d die Entfernung zwischen Sender und Empfänger.

Da sich ein Feldstärkewert über den Feldwellenwiderstand des freien Raumes aus der Leistungsflussdichte ermitteln lässt, berechnet sich die zu S_e zugehörige Empfangsfeldstärke E_e zu

$$E_e = \sqrt{Z_0 \cdot S_e} = \sqrt{120 \cdot \pi \cdot \frac{P_s \cdot G_s}{4 \cdot \pi \cdot d^2}} = \frac{\sqrt{30 \cdot P_s \cdot G_s}}{d} \tag{105}$$

Wie bereits in Abschnitt 3.3 ausgeführt, ergibt sich für verlustbehaftete Medien ein komplexer Ansatz für die Materialparameter der Maxwellschen Gleichungen.

Gl. (47) zeigt den komplexen Ansatz der relativen Permittivität für die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in verlustbehafteten Medien auf.

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0} \tag{106}$$

Unter Verwendung der Ausdrücke

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{c}{\lambda}\right) \tag{107}$$

und

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{c^2 \cdot \mu_0} = \frac{1}{c^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \tag{108}$$

zur Darstellung des Imaginärteils der komplexen Permittivität ergibt sich der Ausdruck

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{2\pi \cdot \left(\frac{c}{\lambda}\right) \cdot \frac{1}{c^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} \tag{109}$$

und hieraus

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j \cdot 60 \cdot \sigma \cdot \lambda \tag{110}$$

Wird $\varepsilon_r \ll j \cdot 60 \cdot \sigma \cdot \lambda$, d. h. der Ausdruck für $\underline{\varepsilon}_r$ rein imaginär, so kann der Einfluss durch ε_r vernachlässigt werden. Diese Vereinfachung besitzt für Langwellen und Mittelwellen (150 kHz bis 1600 kHz) hinreichende Genauigkeit, falls die Bodenleitfähigkeit σ Werte in der Größenordnung von 10^{-2} S/m annimmt [Col73].

4 Verfahren zur Messung der Bodenleitfähigkeit

Je nach Anwendungsgebiet lassen sich Messverfahren der Bodenleitfähigkeit lassen sich unterteilen in Bohrlochmessungen und Oberflächenmessungen [IEEE74].

Bei diesen Messungen wird die Erde, je nach angewandtem Messverfahren als homogenes, unendlich ausgedehntes Medium oder als horizontal geschichtetes Medium betrachtet.

Viele Verfahren ermitteln einen augenscheinlichen, effektiven Wert der Bodenleitfähigkeit σ_{eff}, der aus den Idealisierungen des verwendeten Modells des Erdbodens resultiert.

4.1 Motivation und Grundlagen

Oberflächenmessungen machen sich Änderungen der Bodenwellenausbreitung zunutze und lassen sich unterteilen in

- Vermessung großer Gebiete
- lokale Messungen

Bohrlochmessungen sind nicht nur für Geologen sondern auch für Unternehmen interessant, die aus einer Veränderung der Erdbodenparameter auf das Vorhandensein bestimmter Bodenschätze schließen möchten.

Sie können unterteilt werden in

- Brückenabgleich von Bohrlochproben
- Dämpfungsmessungen in der Tiefe
- Protokollierung der magnetischen Induktion
- Messungen der Antennenimpedanz
- Messung der Durchgangsdämpfung des Übertragungspfades

Im Rahmen dieser Arbeit sind Änderungen in der Größenordnung von einigen Metern weniger interessant, weil die Anwendung in der Analyse der Versorgungssicherheit besteht,

die sich typischerweise auf Gebiete von einigen Quadratkilometern erstreckt. Hierbei spielt die Bodenwellenausbreitung (siehe Abschnitt 3.7) die entscheidende Rolle.

Bei Oberflächenmessungen werden zwar Messungen auf der Erdoberfläche durchgeführt, jedoch können diese Messungen auch von Vorkommnissen in der Größenordnung der Eindringtiefe δ noch maßgeblich beeinflusst werden. Als Eindringtiefe δ wird die Tiefe bezeichnet, in welcher das beobachtete Signal auf den $1/e$-fachen Betrag im Vergleich zur Messung an der Erdoberfläche abgeklungen ist. Allgemein ergibt sich δ zu

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}} \tag{111}$$

Für den Bereich der Wellenlängen zwischen 10 m und 1000 m ergeben sich bei gängigen Leitfähigkeitswerten Eindringtiefen zwischen 0,9 m und 28 m [Gro49].

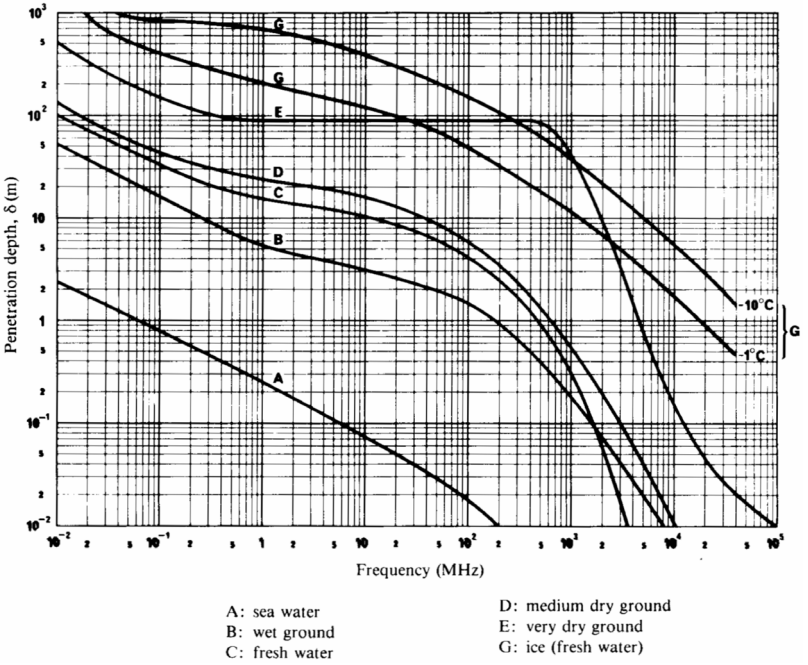


Abb. 8 Frequenzgang der Eindringtiefe für verschiedene Bodenarten, aus [ITU92b]

4.2 Oberflächenmessungen

Das Diagramm zur Abdeckung der Gebiete durch Rundfunksendeanlagen hängt in hohem Maße von Bodenparametern ab. Für hohe Frequenzen sind Verluste dielektrischer Natur maßgeblich, während bis zu Frequenzen von 3 MHz Verluste infolge der Bodenleitfähigkeit dominieren.

4.2.1 Theoretische Berechnungen

Auf der Basis der Grenzflächenausbreitung von Zenneck [Zen07] lieferten u. a. Großkopf [Gro49] und Wait [Wai58b] maßgebliche Beiträge zur quantitativen Analyse der Abhängigkeiten der Empfangsfeldstärke von dem Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne, der Frequenz, Bodenparametern, Antennentypen etc.

So wurde es möglich, Diagramme zu erstellen, aus denen sich für gegebene Abstände, Frequenzen und Werte der Bodenleitfähigkeit und relativen Permittivität des Erdbodens theoretische Werte der zu erwartenden Empfangsfeldstärken ermitteln ließen. Betrachtet man die Ausbreitungspfade bei verschiedenen Frequenzen und analysiert die Unterschiede zwischen gemessener Feldstärke und theoretischer Vorhersage, so lassen sich repräsentative Werte für σ und ε erzielen.

Die ITU hat für Lang- und Mittelwellenausbreitung Prognosefeldstärken veröffentlicht.

4.2.2 Messung des Neigungswinkels der Phasenfront

Ein maßgeblicher Parameter der Bodenwellenausbreitung ist der Neigungswinkel der Phasenfront, der sich darin äußert, dass eine Bodenwelle der Erdkrümmung folgt. Dieser Neigungswinkel kann zur Berechnung der Bodenparameter verwendet werden. Betrachtet man die elektrische Feldstärke des elektromagnetischen Feldes über einem homogenen ebenen Erdboden, so liegen eine horizontale Komponente E_h und eine vertikale Komponente E_v der elektrischen Feldstärke vor. Da sich das elektromagnetische Feld radial im Raum ausbreitet, ist die horizontale Komponente in longitudinaler Ausbreitungsrichtung oder in radialer Richtung zu messen.

Diese Methode stellt eine praktikable Möglichkeit zur Messung der effektiven Bodenleitfähigkeit im Langwellen- und Mittelwellenbereich dar. Daher wurde diese Methode genauer untersucht und auf ihre Durchführbarkeit hin durch praktische Messungen überprüft. Das Messprinzip ist in Abschnitt 5.4.1, die Ergebnisse sind in Abschnitt 6 zu ersehen.

4.2.3 Messungen der Signaldämpfung

Aus Messungen der Dämpfung gegenüber der Freiraumausbreitung lassen sich ebenfalls Rückschlüsse auf die Verluste durch Bodenleitfähigkeit ziehen [Mal63].

Großkopf berechnete in [Gro74a] den Einfluss variabler Bodenleitfähigkeitswerte bei Variation der Trägerfrequenz für Entfernungen zwischen Sender und Empfänger zwischen $300\ \text{km} \le D \le 2500\ \text{km}$.

Als Aufgangspunkt sind nachfolgend die Ergebnisse der Berechnungen für hohe Bodenleitfähigkeitswerte $\left(\sigma = 30 \cdot 10^{-3}\ \text{S/m}\right)$ aufgeführt.

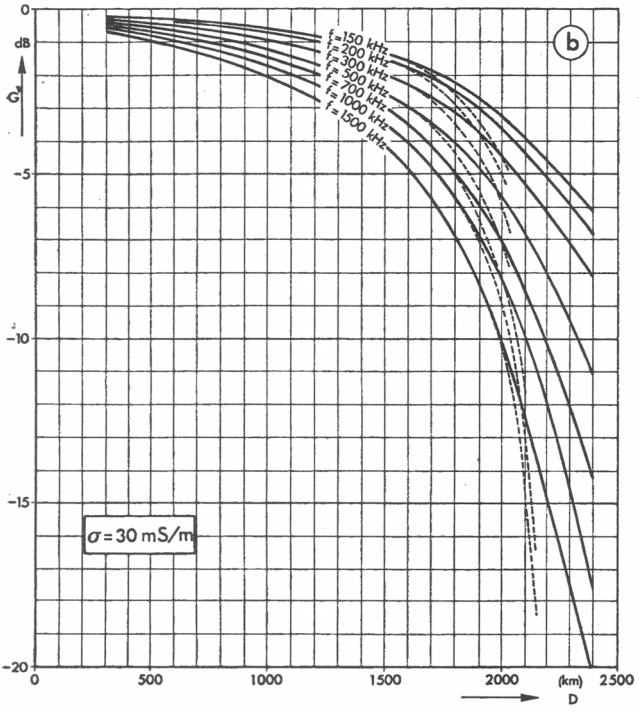


Abb. 9 Berechnete Signaldämpfung über Entfernung zur Sendeantenne, aufgetragen bei hoher Bodenleitfähigkeit (links), aus [Gro74a]

Zum Vergleich dienen die Berechnungen bei niedrigeren Bodenleitfähigkeitswerten $\left(\sigma = 10 \cdot 10^{-3}\ \text{S/m}\right)$.

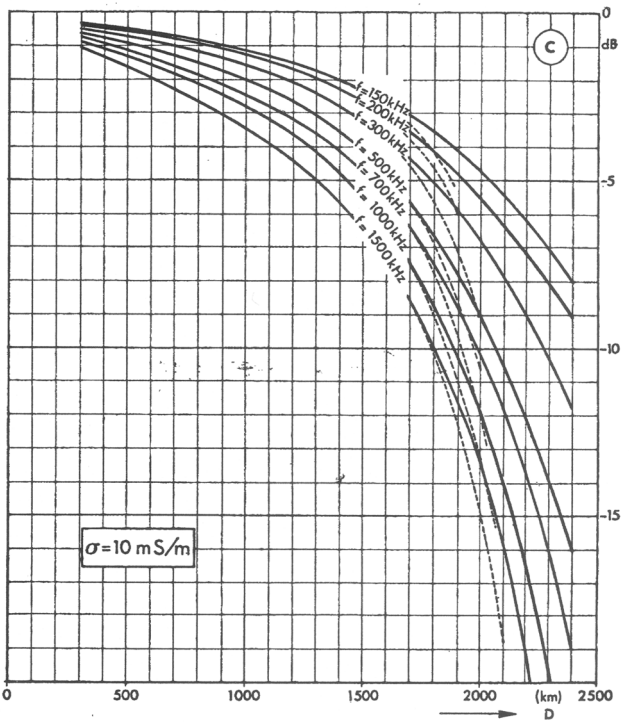


Abb. 10 Berechnete Signaldämpfung über Entfernung zur Sendeantenne, aufgetragen bei niedriger Bodenleitfähigkeit (links), aus [Gro74a]

Bei einem Vergleich der frequenzabhängigen Dämpfungswerte für hohe und niedrige Bodenleitfähigkeitswerte zeigt sich eine geringere Dämpfung für hohe Bodenleitfähigkeitswerte.

Zur genaueren Betrachtung der Einflüsse von Bodenleitfähigkeit, relativer Permittivitätszahl und Frequenz auf die Signaldämpfung sei auf Abschnitt 5.1 verwiesen.

4.2.4 Lokale Messungen – passiv

Lokale Messungen beziehen sich auf Distanzen in der Größenordnung von ca. 1 km zwischen Sender und Empfänger. Sie lassen sich in aktive und passive Methoden unterteilen.

In der Geophysik verwendet man der Begriff der Tellurik zur Bezeichnung von Messverfahren, welche die Erde betreffen.

Magnetotellurische Quellen, d. h. Quellen, die durch die Messung der von ihnen ausgesandten Magnetfeldern einen Schluss auf die Erdbodenparameter ermöglichen, sind ausschließlich natürlichen Ursprungs. Eine Mess-Station wird aus zwei geerdeten Dipolen aufgebaut, die aus zwei nicht-polarisierbaren Elektroden bestehen, die mit einem Leiterstück verbunden sind. Magnetische Sensoren messen die drei linear unabhängigen, meist orthogonalen Komponenten des magnetischen Feldes. Die registrierten Zeitverläufe des *E*- und *H*-Feldes werden nach einer statistischen Analyse in den Frequenzbereich transformiert. Damit kann der komplexe Impedanztensor $\underline{Z}$ als Funktion der Frequenz $\underline{Z} = \underline{Z}(\omega)$ bestimmt werden. Der Schluss auf die geophysikalischen Parameter des Erdbodens erfolgt mittels Dateninversion. Dies bedeutet, dass aus vorliegenden Daten ein Untergrundmodell gesucht wird, welches das beobachtete $\underline{Z}$ möglichst gut erklärt.

Passive Methoden wie Magnetotellurik und Strom-Tellurik werden bevorzugt für Tiefensondierungen eingesetzt. So konnte in Tiefen von etwa 100 km eine Erhöhung der Bodenleitfähigkeit auf Werte von $0,03\,\mathrm{S/m}$ bis zu $1\,\mathrm{S/m}$ nachgewiesen werden. Die sehr hohe Empfindlichkeit, die zur Durchführung solcher Messungen nötig ist, führte zur Entwicklung besonders empfindlicher Detektoren. Geophysiker bevorzugen jedoch aus Gründen der Praktikabilität aktive Methoden.

4.2.5 Lokale Messungen – aktiv

Aktive Methoden messen die Koppelimpedanz zwischen einem Sender und einem Empfänger. In früheren Tagen speiste der Sender Gleichstrom in den Erdboden ein, der Empfänger maß den Spannungsfall zwischen den Elektroden. Hieraus wurde der Widerstandsbelag bzw. die Bodenleitfähigkeit errechnet.

Mit dem Aufkommen der Wechselstromtechnik wurden zunehmend elektrische Dipole in Form aufgespannter Drähte und magnetische Rahmenantennen in Ringform verwendet.

Für einige Applikationen in den Geowissenschaften ist ein Messsystem, bestehend aus zwei Elektroden-Anordnungen, auch heute noch das Mittel der Wahl. Hier wird in ein Elektrodenpaar ein Strom mit bekannter Amplitude eingeprägt, während am zweiten Elektrodenpaar das Empfangssignal, der gemessene Spannungsfall ausgewertet wird.

Je nach Anordnung der Elektrodenpaare unterscheidet man den Aufbau als Wenner-Array, Schlumberger-Array, Drei-Elektroden-Array, Dipol-Dipol-Array und Wait-Array (rechtwinklige Elektrodenanordnung).

Den jeweiligen Anordnungen ist der Nachteil eines relativ hohen Arbeits- und Zeitaufwandes gemein, weil zur Errichtung eines neuen Messpunktes vier Elektroden in ihrer Position verändert und deren korrekte Position zueinander wiederholt überprüft werden muss.

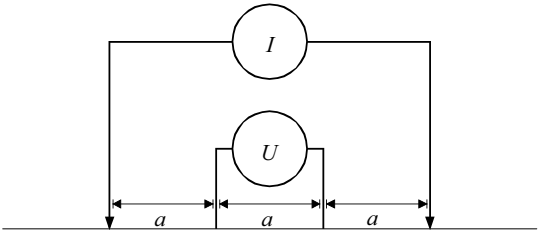


Abb. 11 Wenner-Anordnung [IEEE02]

Die Bodenleitfähigkeit der Messungen mit der Wenner-Anordnung ergibt sich zu

$$\sigma_{\mathrm{a,\,Wenner}} = \frac{I}{U} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot a} \tag{112}$$

Das Wenner-Array zeichnet sich dadurch aus, dass die Spannungsmessung von der Stromquelle umschlossen ist, während die Abstände zwischen den einzelnen Elektroden jeweils den Wert *a* annehmen.

Der Vorteil der Wenner-Anordnung besteht in der vergleichsweise niedrigen Stromstärke, die zur Generierung eines messbaren Spannungsfalls einzuprägen íst. Für große Elektrodenabstände besitzt das Wenner-Array die größte Empfindlichkeit. Außerdem bestehen für das Wenner-Array die meisten Referenzkurven für geschichtete Bodenmodelle [EPA93].

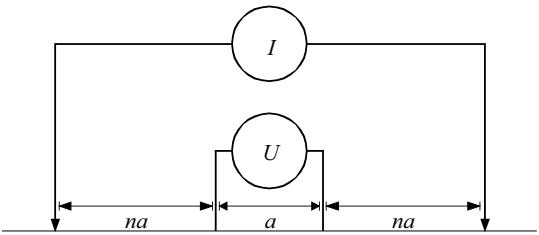


Abb. 12 Schlumberger-Anordnung [IEEE02]

Die Bodenleitfähigkeit einer Anordnung nach Schlumberger ergibt sich zu

$$\sigma_{\text{a, Schlumberger}} = \frac{I}{U} \cdot \frac{1}{\pi \cdot n \cdot a(n+1)} \tag{113}$$

Die Vorteile der Anordnung bestehen in einer höheren lateralen Empfindlichkeit bezüglich der Bodenleitfähigkeit. Weiterhin ist das Schlumberger-Array gegenüber Schwankungen des Potentials unempfindlicher.

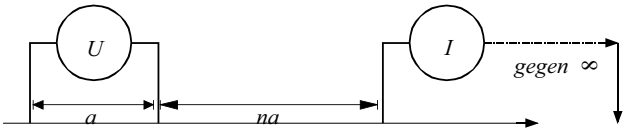


Abb. 13 Drei-Elektroden-Array [IEEE02]

Das Drei-Elektroden-Array, das für den Fall $n = 1$ auch als Eltran-Array bezeichnet wird, besitzt folgende Bodenleitfähigkeit:

$$\sigma_{\text{a, Drei-Elektroden}} = \frac{I}{U} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot a(n+1)} \tag{114}$$

Für geringe Elektrodenabstände weist das Eltran-Array eine höhere Empfindlichkeit als andere Anordnungen auf.

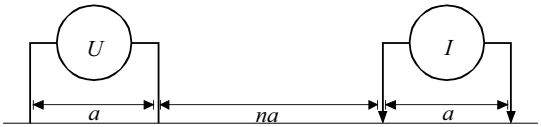


Abb. 14 Dipol-Dipol-Array [IEEE02]

Das Dipol-Dipol-Array wurde um 1950 in der damaligen Sowjetunion entwickelt. Die Bodenleitfähigkeit lässt sich wie folgt bestimmen:

$$\sigma_{\text{a, Dipol-Dipol-Array}} = \frac{I}{U} \cdot \frac{1}{\pi \cdot n \cdot a(n+1)(n+2)} \tag{115}$$

Die Vorteile der Dipol-Dipol-Anordnung liegen in der verringerten Messzeit infolge kurzer Verbindungsleitungen zu den Elektroden. Außerdem bestehen im Vergleich zur Anordnung nach Schlumberger weniger Störungen infolge induktiver Kopplung zwischen Sender- und Empfängerkreis sowie durch Leckströme.

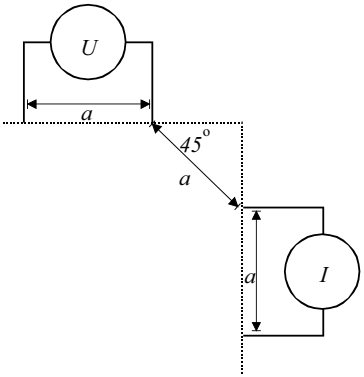


Abb. 15 Wait-Array [IEEE02]

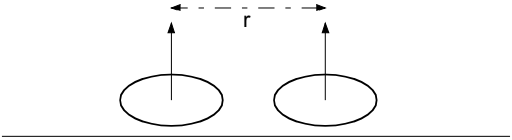
Das Wait-Array geht auf den Geophysiker James R. Wait zurück, der grundlegende Arbeiten im Bereich der Bodenleitfähigkeitsmessungen durchgeführt und einen maßgeblichen Beitrag zum heutigen Stand der Technik geleistet hat. Die Bodenleitfähigkeit des in Abb. 15 dargestellten Wait-Array lässt sich wie folgt berechnen:

$$\sigma_{\text{a, Wait-Array}} = \frac{I}{U} \cdot \frac{0,05305}{a} \tag{116}$$

Der Vorteil des mit rechtwinklig angeordneten Elektrodenpaaren ausgestatteten Wait-Arrays liegt in der geringen Koppelinduktivität.

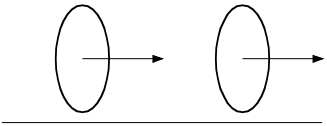
Werden die Betrachtungen für alle Anordnungen zusammengefasst, so beträgt der typische Abstand eines Elektrodenpaares 300 m. Um die Schichtung des Erdbodens genauer zu untersuchen, wird der Abstand je nach Anwendungsfall variiert. Der Abstand zwischen Stromelektrode (Sender) und Spannungselektrode (Empfänger) beträgt, je nach Anordnung, zwischen 600 m und 2400 m. Hier ist auf eine sinnvolle Auswahl der Messpunkte zu achten, weil die vermessenen Äquipotentiallinien in Tälern einen geringeren Abstand bzw. auf Bergrücken einen größeren Abstand voneinander haben, als dies auf dem flachen Land der Fall ist. Dies veranschaulicht einen möglichen Einfluss geographischer Parameter auf die Messergebnisse.

Die Anregung einer elektrisch kleinen magnetischen Rahmenantenne („loop“) in Bodennähe führt zu erhöhten Werten für die elektrische und magnetische Feldstärke, sogar noch in einigem Abstand zur Sendeantenne. Je nachdem, in welcher Richtung Sende- und Empfangsantenne zueinander orientiert sind, spricht man von einer horizontalen Anordnung, wenn die Antenne parallel zur Erdoberfläche ausgerichtet ist, vertikal bezeichnet eine Anordnung senkrecht zur Erdoberfläche. Man unterscheidet demnach die folgenden praxisrelevanten Anordnungen:



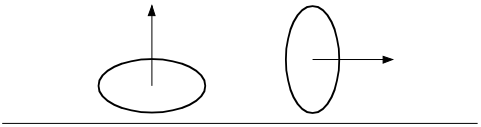
horizontal koplanare Anordnung magnetischer Rahmen

Abb. 16 Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: a) horizontal koplanar



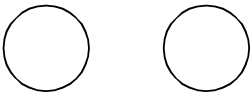
vertikal koaxiale Anordnung magnetischer Rahmen

Abb. 17 Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: b) vertikal koaxial



rechtwinklige Anordnung magnetischer Rahmen

Abb. 18 Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: c) rechtwinklig



vertikal koplanare Anordnung magnetischer Rahmen

Abb. 19 Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: d) vertikal koplanar

Da die Empfindlichkeit im Vergleich zur Entfernung r proportional zu $1/r^2$ abnimmt, eignet sich die Verwendung kleiner magnetischer Rahmen nur für Untersuchungen geringer Tiefen.

Bei Methoden der Analyse von Übertragungsleitungen verlegt man zwei elektrisch kurze Leitungspaare koaxial (d. h. ein Leitungspaar umschließt das andere) im Erdboden. Dieser konzentrische Aufbau kann in Analogie zu einem Zylinderkondensator beschrieben werden. Ein Aufbau, bei dem die Leitungen jeweils getrennt voneinander paarweise angeordnet werden, lässt sich ähnlich zu einem Plattenkondensator beschreiben.

4.3 Bohrlochmessungen

Bodenleitfähigkeitsmessungen versuchen, aus Messungen an der Oberfläche auf Verhältnisse in der Tiefe zu schließen. Hierzu sind Modelle vonnöten, die den geschichteten Erdboden mit genügender Genauigkeit beschreiben. Der geometrische Aufbau des Erdbodens liegt im Bereich der Eindringtiefe δ aus Gl. (111), daher werden elektromagnetische Wellen auch von Veränderungen der Bodenparameter in ihrem Ausbreitungsverhalten beeinflusst.

Der überwiegende Teil der Methoden zur Messung der Bodenleitfähigkeit basiert auf Modellen geschichteten Erdbodens. Jedoch wird der Erdboden selten genau eine den Modellen zugrunde liegende Struktur besitzen oder über große Entfernungen hinweg konstant sein.

Daher sind Messungen von Interesse, die den vertikalen Aufbau des Erdbodens und seiner Parameter direkt untersuchen können. Mit den hieraus gewonnenen Daten und durchgeführten Vergleichsmessungen können neue Modelle und Verfahren zur Analyse der Schichtung verifiziert werden.

4.3.1 Abgleichsmessungen an Bohrkernen

Bohrkernproben lassen sich unter Verwendung einer LCR-Messbrücke im interessierenden Frequenzbereich vermessen.

Da sich jedoch die Umweltbedingungen wie Feuchte und Temperatur bei der Probennahme am Messpunkt und dem Zeitpunkt der Messung im Labor signifikant unterscheiden können, sollte diese zusätzliche Unsicherheit minimiert werden. Bohrlochmessungen in Cape Cod, USA zeigen eine gute Übereinstimmung zwischen den Resultaten der Bohrkernproben von $1{,}5 \cdot 10^{-4}$ S/m mit Ergebnissen von Leitfähigkeitsmessungen der Erdoberfläche von $2{,}6 \cdot 10^{-4}$ S/m [IEEE74].

4.3.2 Sender- und Empfängermessungen in Bohrlöchern

Zur Durchführung von Dämpfungsmessungen in variabler Bodentiefe wird eine Sonde an einem Ende mit einer Sendespule, am anderen Ende mit einer Empfangsspule sowie den zugehörigen Apparaturen wie Oszillator, Empfänger, Verstärker, Energieversorgung etc. versehen.

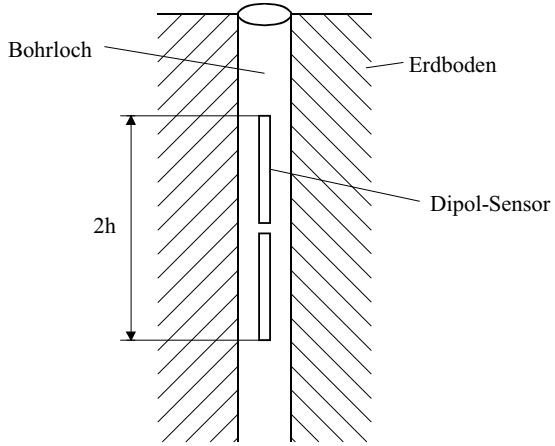


Abb. 20 Skizze einer Bohrlochmessung

In Abhängigkeit von den Bodenparametern und dem Abstand zwischen Sender und Empfänger bildet sich ein Verlauf der Dämpfung des gesendeten Signals aus.

Induzierte Wirbelstrommessungen nutzen die Ausbildung von Wirbelströmen in einem leitfähigen Medium bei Einprägung eines magnetischen Wechselfeldes. In der Umgebung um die Sendespule wird ein kreisförmiger Wirbelstrom im Erdboden induziert, welcher seinerseits ein elektromagnetisches Feld erzeugt. Aus dem Betrag der Spannung, die in der Empfängerspule registriert wird, lassen sich Rückschlüsse auf das elektromagnetische Feld in der Empfängerspule und auf die Bodenleitfähigkeit ziehen. Jedoch ist durch Verwendung eines phasensensitiven Detektors dafür Sorge zu tragen, dass das beobachtete Wirbelstrom-Wechselfeld nicht durch die direkte Kopplung zwischen Sende- und Empfangsspule überdeckt wird.

Die Messung induzierter Wirbelströme ist prinzipiell anwendbar für Gebiete mit einer Bodenleitfähigkeit größer als $2 \cdot 10^{-2}$ S/m. Für geringere Leitfähigkeiten als $5 \cdot 10^{-3}$ S/m ist mit einer verminderten Genauigkeit zu rechnen. Jedoch stellt dieses Verfahren unter

Umständen das einzige praktikable Verfahren dar und ist daher unter Kenntnis der Nachteile mit der gebotenen Sorgfalt anzuwenden.

4.3.3 Impedanzmessungen an Antennen

In Bohrlöchern lassen sich Dipole zur Messung der Eingangsimpedanz und folglich der Bodenleitfähigkeit verwenden. Die Strahler können entweder unisoliert und elektrisch kurz oder isoliert und elektrisch lang ausgeführt sein. Die Antennenimpedanz, die auch als deren Speisepunkt- oder Fußpunktimpedanz bezeichnet wird, ergibt sich für den idealen Halbwellendipol im freien Raum zu:

$$\underline{Z}_{\mathrm{E}} = R_{\mathrm{E}} + \mathrm{j}\,X_{\mathrm{E}} = (73 + \mathrm{j}42{,}5)\,\Omega \tag{117}$$

Für einen realen Halbwellendipol mit einem Drahtdurchmesser von 2 mm ergibt sich die Antennenimpedanz beispielsweise zu

$$\underline{Z}_{\lambda/2,\,\mathrm{real}} = (67{,}4 - \mathrm{j}34{,}3)\,\Omega \tag{118}$$

Wie aus dem Vergleich der Antennenimpedanz des idealen Dipols $\underline{Z}_{\mathrm{E}}$ mit der Antennenimpedanz des reales Dipols $\underline{Z}_{\lambda/2,\,\mathrm{real}}$ zu ersehen ist, hängt der ermittelte Wert der Antennenimpedanz in hohem Maß von den Gegebenheiten des Ortes der Aufstellung ab.

Verschiebt man die Höhe über Grund von 0 bis zu $2\cdot\lambda$, so schwingt der Realteil der Eingangsimpedanz zwischen $55\,\Omega$ und $100\,\Omega$, im Bereich von $2\cdot\lambda$ pendelt sich der Realteil der Impedanz auf den Freiraumwert von $73\,\Omega$ ein.

Der angepasste Monopol besitzt eine Antennenimpedanz zwischen $30\,\Omega$ und $36\,\Omega$, was jedoch nur unter der Bedingung gilt, dass der Durchmesser des verwendeten Antennenleiters klein gegenüber der Länge der Antenne ist [Wes01].

Elektrisch lange Strahler eignen sich zur Anregung bei der Resonanzfrequenz $\lambda/4$, wenn also die Drahtlänge des mittig gespeisten Dipols ein Viertel der Wellenlänge beträgt.

Die Eingangsimpedanz eines elektrisch kurzen Strahlers mit einer Gesamtlänge von etwa 25 m repräsentiert die Bodenleitfähigkeit lediglich in unmittelbarer Umgebung des Dipols. Diese Ortsabhängigkeit lässt sich vorteilhaft nutzen, um die vertikale Struktur und Schichtung des Erdbodens in unmittelbarer Nähe des Bohrlochs zu untersuchen. Eine Schwierigkeit

besteht in der Verwendung eines abgestimmten kurzen Dipols mit mittiger Speisung und gleichzeitiger Führung des Antennenkabels zum Messgerät, welches sich an der Erdoberfläche befindet. Ein elektrisch kurzer Dipol eignet sich besonders, wenn im Bohrloch Wasser als Koppelmedium zum Erdboden vorhanden und der Durchmesser des Bohrlochs gegenüber der Länge des Dipols vernachlässigbar ist.

Stehen für die durchzuführenden Messungen mehrere Bohrlöcher zur Verfügung, so kann die Sendeantenne in einem Bohrloch untergebracht werden, während die Empfangsantenne in einem anderen Bohrloch platziert wird [Dur91]. Messgröße ist auch in diesem Fall die Koppelimpedanz zwischen Sende- und Empfangsantenne, welche ein Maß für die effektive Leitfähigkeit des Mediums zwischen den beiden Antennen ist.

4.3.4 Impedanzmessungen an Sonden

Aus der Messung der Eingangsimpedanz einer oberflächennah aufgestellten Sonde in Luft oder einer in die Erde eingebetteten Sonde lassen sich Aussagen über die Verlustparameter des Erdbodens gewinnen. Die Sonden sind entweder als Dipol, Monopol oder Zweidrahtleitung ausgeführt.

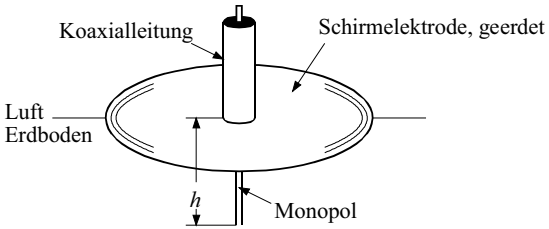


Abb. 21 Monopol-Sonde mit geerdeter Platte [IEEE02]

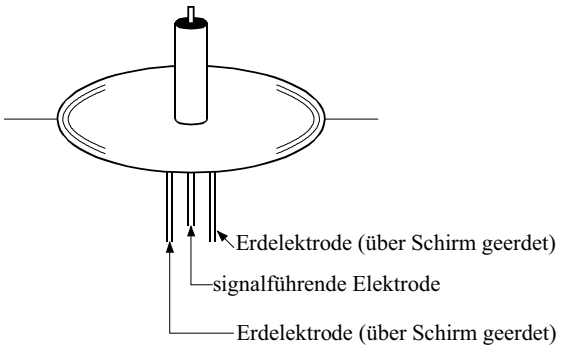


Abb. 22 Monopol-Sonde mit geerdeter Platte und Erdelektroden [IEEE02]

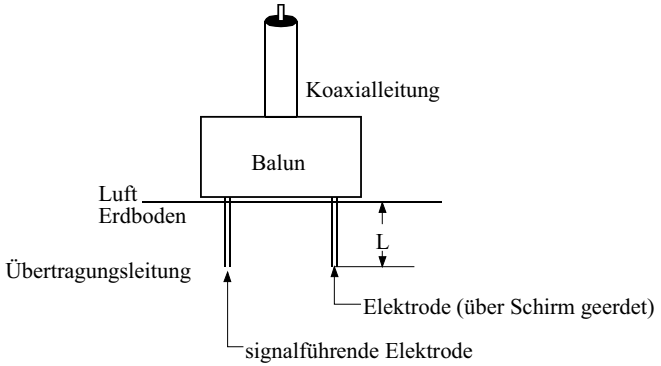


Abb. 23 Sonde in Ausführung einer Paralleldrahtleitung [IEEE02]

In geringer Höhe oberhalb der Erdoberfläche $\left(h \le \lambda/10\right)$ beeinflussen sowohl die Höhe der Messantenne über Grund h als auch die Erdbodenparameter die Eingangsimpedanz horizontaler elektrischer Dipole bzw. vertikaler magnetischer Dipole.

Die Eingangsimpedanz wird über eine Impedanzbrücke oder einen Netzwerkanalysator bei einer oder mehreren Frequenzen ermittelt. Die elektrischen Parameter des umgebenden Mediums werden durch mathematische Inversion ermittelt.

Durch Messungen in Ausbreitungsmedien mit bekannten Parametern (σ, ε_r) lassen sich etablierte Messeinrichtungen an neuen Messpunkten kalibrieren und neue Messsysteme auf ihre Leistungsfähigkeit hin überprüfen.

4.4 Bodenradar (GPR)

Bodenradar-Systeme, auch als Ground Penetrating Radar (GPR) bezeichnet, bedienen sich ähnlich wie gängige Radar-Systeme eines hochfrequenten elektromagnetischen Pulses. Dieser Puls wird von einer Sendeantenne in die Umgebung ausgesandt. Von Anomalien entlang des Ausbreitungsweges hervorgerufene Reflexionen werden von einer Empfangsantenne detektiert.

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium

$$v_{\text{medium}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r, medium}}}} \tag{119}$$

beträgt, ist zur Interpretation der Messergebnisse zumindest eine überschlägige Schätzung bezüglich des Wertes $\varepsilon_{r,\,medium}$ nötig.

Die maximale Reichweite für Radarsysteme wird von der Dämpfung entlang des Ausbreitungsweges, der Höhe der Reflektion an der Anomalie und dem Rauschen des Empfängers begrenzt. Eine gebräuchliche Anwendung von GPR ist die Lokalisierung unterirdischer Anomalien, die Aufschlüsse über das Vorhandensein von Bodenschätzen geben können. Hierbei ist wobei die relative Größe der Anomalie von Interesse, Absolutwerte für die Bodenleitfähigkeit und die Permittivität sind hier meist nicht zu ermitteln [IEEE02].

Da die Bodenbeiwerte σ und ε eine starke Frequenzabhängigkeit besitzen, ist zur Erstellung der Radargramme die Berücksichtigung von Besonderheiten des Mediums Wasser vonnöten.

Unter dem Begriff Relaxation versteht man allgemein einen Prozess, in dem Anregung und Antwort eines zu untersuchenden Systems zueinander proportional sind. Die Relaxationszeit τ beschreibt die verzögerte Antwort eines Systems bei einer Anregung. So beschreibt z. B. bei einem RC-Glied die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ bei der Reihenschaltung von Kondensator und ohmschem Widerstand den Lade- und Entladevorgang bei einer angelegten Spannung. Die Relaxationskonstante τ eines RC-Gliedes ist die Zeit, bei der z. B. beim Abschaltvorgang die Spannung des Kondensators auf den e-ten Teil abgesunken ist. Die dielektrische Relaxation tritt in dielektrischen Materialien auf, die eine geringe elektrische Leitfähigkeit aufweisen. Es muss daher ein Orientierungsstrom im Medium überwiegen.

Betrachtet man den Dipol des Wassermoleküls, so wird die Anregung durch ein oszillierendes E-Feld realisiert. Das Medium antwortet darauf mit einer verzögerten Polarisation, d. h. das elektrische Moment der einzelnen Wassermoleküle wird verzögert ausgerichtet. Die Relaxationskonstante τ eines Dielektrikums ist analog zum RC-Glied die Zeitkonstante, bei der nach Abschalten des Feldes die Polarisation auf den e-ten Teil abgeklungen ist. [Mar00]

Für GPR-Systeme werden im Allgemeinen bistatische Radarsysteme verwendet, d. h. Systeme, in denen die Sendeantenne und die Empfangsantenne räumlich voneinander getrennt sind. Beide Systeme sind in konstantem Abstand voneinander und vom Erdboden angeordnet. Die Arbeitsfrequenz von GPR-Systemen ergibt sich aus einem Kompromiss zwischen der Auflösung von Objekten (besser für hohe Frequenzen) und der Eindringtiefe der Radarimpulse (besser für niedrige Frequenzen) und liegt typischerweise zwischen 30 MHz und ca. 2 GHz.

4.5 Zeitbereichsreflektometrie (TDR)

Der Begriff der Zeitbereichsreflektometrie beschreibt Methoden, die aus Messungen in den Erdboden eingespeister Impulse Rückschlüsse auf Reflexions- und Transmissionsverhalten und somit auch auf Bodenleitfähigkeit und Permittivität gewinnen können.

4.5.1 Grundlagen

Die Zeitbereichsreflektometrie (Time Domain Reflectometry, TDR) gewinnt aus dem zeitlichen Verlauf von Impulsantworten relevante Informationen über den Ausbreitungspfad.

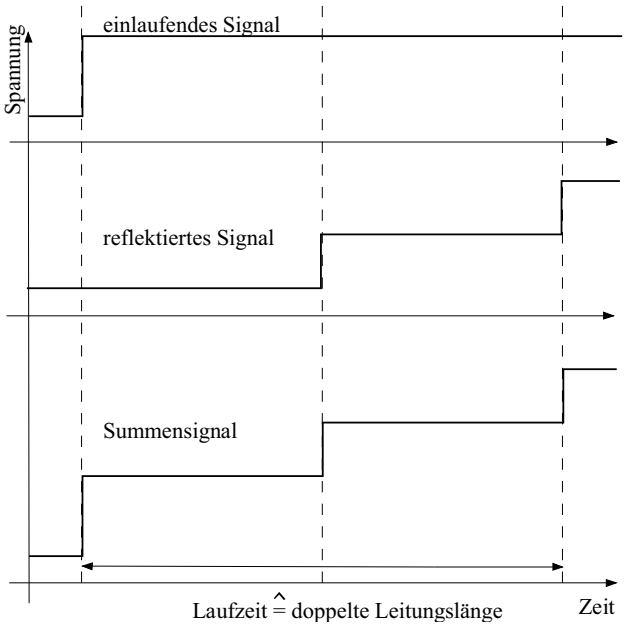


Abb. 24 Typischer Signalverlauf eines TDR-Signals

Ein ausgesandter Impuls läuft nach der doppelten Laufzeit wieder in die Quelle ein. Der zeitliche Verlauf des Impulses, insbesondere die Amplitude und die Impulsflanken, werden infolge von Dämpfungs- und Reflexionsphänomenen verformt.

Laufzeitmessungen werden seit einigen Jahrzehnten in der Kabelmesstechnik angewandt. Energieversorger können mit ihrer Hilfe den Ort einer Leitungsunterbrechung im Energieversorgungsnetz lokalisieren. Bei diesem Verfahren wird die Laufzeit eines Hochspannungsimpulses gemessen. Der Hochspannungsimpuls benötigt die Hälfte der

Zeitspanne zwischen Impulsaussendung und Eintreffen des reflektierten Impulses T, um den Weg L zur Fehlerstelle zurückzulegen. Kennt man die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle im zu untersuchenden Medium v_{medium}, so ergibt sich der Abstand zur Fehlerstelle zu

$$L = \frac{v_{\text{medium}} \cdot T}{2} \tag{120}$$

Nachdem der Abstand zur Fehlerstelle bekannt ist, kann ein Reparaturtrupp an die Stelle der Leitungsunterbrechung dirigiert werden, um die Teerdecke zu öffnen und das betreffende Kabel freizulegen.

Im Gegensatz zu TDR ist bei der Kabelmessung von Energieversorgungsleitungen nur die Laufzeit von Interesse. Die Form des Impulses spielt hier keine maßgebliche Rolle, weil die zur Energieversorgung verwendeten Kabeltypen je nach Verlegung und Kabeltyp eine vergleichsweise hohe Unsymmetrie aufweisen. Kabel, wie sie zum Beispiel zur Informationsübertragung in Telekommunikationsanlagen verwendet werden, zeichnen sich durch einen über die gesamte Kabellänge überwiegend konstanten Wert für den Wellenwiderstand aus.

So genannte Stoßstellen lassen sich durch eine Änderung des Wellenwiderstandes charakterisieren. Zwischen zwei nahe beieinander liegenden Punkten kann sich der Wellenwiderstand um Größenordnungen ändern. Fällt diese Änderung nur sehr gering aus, so wird an der Fehlerstelle nur ein sehr geringer Anteil des Impulses reflektiert, der überwiegende Teil läuft bis zum Kabelende weiter. Ist der an der Stoßstelle reflektierte Teil des Impulses zu gering, um die Messung der Laufzeit zuverlässig stoppen zu können, so kann die Fehlerstelle nicht mehr zuverlässig lokalisiert werden.

Liegen auf einem Kabel keine binären Fehler in Gestalt von Kurzschluss oder Leerlauf vor, so sind diese mit einer reinen Laufzeitmessung unter Umständen nicht mehr zu detektieren. Eine geringfügige Änderung des Wellenwiderstands von Kabeln kann zu einer verringerten Leistungsfähigkeit der Anlage führen. Bei der Verwendung fehlerhafter Kabel in Computernetzwerken können Pakete nicht mehr fehlerfrei übermittelt werden, es muss eine erneute Sendung der Pakete veranlasst werden.

Dies bewirkt ein unnötig hohes Verkehrsaufkommen im Übertragungsweg zwischen Sender und Empfänger und führt zu einer insgesamt geringeren verfügbaren Übertragungsrate. Hiervon ist nicht ausschließlich der direkte Weg zwischen Sender und Empfänger betroffen,

in vielfach verzweigten Netzwerken können je nach Ort und Intensität des Kabelfehlers mehrere Unternetze betroffen sein.

Werden Energieversorgungsleitungen geknickt oder gequetscht, so führt der verminderte Querschnitt zu einer geringeren Stromtragfähigkeit des Kabels. Die Fehlerstelle erwärmt sich, es kann zu Kabelbränden kommen.

Diese Beispiele zeigen die Notwendigkeit auf, Fehlerstellen in Kabeln genau lokalisieren zu können. Um die Qualität von Kabeln quantifizieren zu können, ist eine Beobachtung der Amplitude des Impulses entlang des Übertragungsweges notwendig.

Zur Charakterisierung des Übertragungsverhaltens von Kabeln sind möglichst breitbandige Messungen von Interesse. In den Zeitbereich übertragen, ist senderseitig eine möglichst hohe Anstiegsgeschwindigkeit der Signalamplitude anzustreben, auf Empfängerseite eine ausreichend hohe Eingangsbandbreite. Im Zeitbereich muss der Empfänger demnach ausreichend schnell sein, also das Eingangsfilter eine genügend geringe Einschwingzeit besitzen, um die reflektierte Welle sicher zu detektieren und auch den Verlauf einer steilen Flanke genügend genau verfolgen zu können.

Im Fall eines hochohmigen Fehlers in Energieversorgungsnetzen mit $0 \ll \underline{Z}_{\text{Fehler}} \leq \infty$ ergibt sich der interessante Ansatz, an der Fehlerstelle durch einen Hochspannungsimpuls einen Lichtbogen zu zünden. Durch einen zweiten Impuls mit genügend großem Energieinhalt brennt der Lichtbogen auch bei niedriger Spannung weiter, was es ermöglicht, bei anstehendem Lichtbogen und einer relativ niederohmigen Verbindung zwischen den beiden Leitern eine Laufzeitmessung durchzuführen.

4.5.2 Grundlegender Aufbau von TDR-Messgeräten

Nach dem aktuellen Stand der Technik besteht ein TDR-Messgerät aus einem Pulsgenerator und einem schnellen Speicheroszillographen.

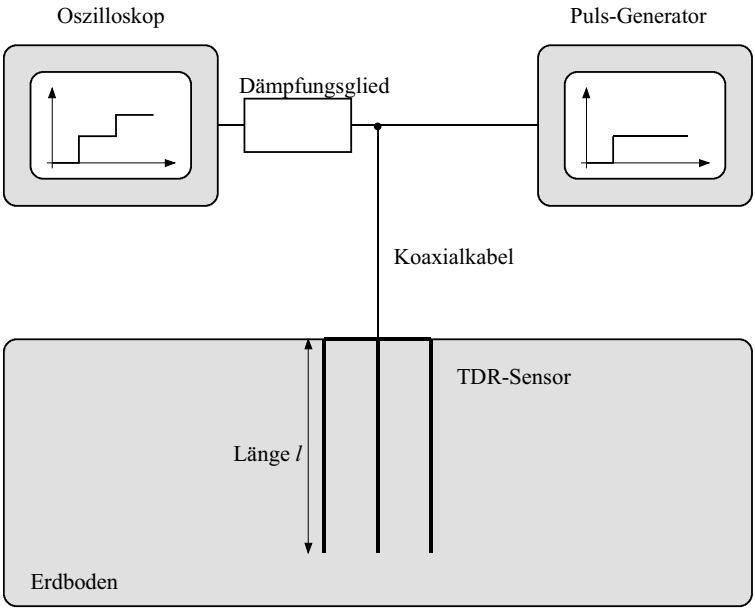


Abb. 25 Prinzipieller Aufbau eines Messsystems zur Zeitbereichsreflektometrie

Die Bandbreite einer TDR-Messung beträgt je nach Flankensteilheit des verwendeten Spannungsimpulses zwischen 20 kHz und 1,5 GHz [Hei94].

Das verwendete Tektronix 1502B Time Domain Reflektometer erzeugt annähernd rechteckförmige Signale mit einer Amplitude von $\widehat{U} = 0{,}3\ \mathrm{V}$ bei einer Lastimpedanz von $Z_{\mathrm{L}} = 50\ \Omega$. Die Pulsbreite beträgt $T_{\mathrm{PW}} = 25\ \mu\mathrm{s}$, die Pulswiederholzeit (PRT) $T_{\mathrm{PRT}} = 200\ \mu\mathrm{s}$. Die Anstiegszeit beträgt $T_{\mathrm{R}} = 0{,}0002\ \mu\mathrm{s}$ [Rob03].

Aus diesen Daten lässt sich die Einhüllende des Spektrums der ausgesandten Pulsfolge berechnen.

Diese Berechnungen lassen Rückschlüsse auf den Frequenzbereich zu, den ein TDR-Reflektometer zur Erfassung der Bodenparameter verwendet.

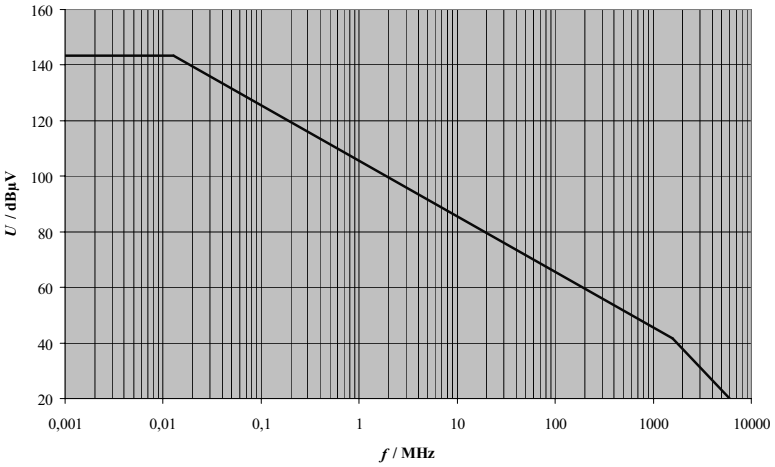


Abb. 26 Spektrum der Einhüllenden der Pulse des verwendeten TDR-Gerätes Tektronix 1502B

Aus diesen Daten ergibt sich die Amplitude bei der Verwendung des logarithmischen Maßstabs und der Spannungseinheit von 1 µV bis zum ersten Knick von

$$U(f) = 2 \cdot \widehat{U} \cdot T_{\mathrm{PW}} = 1\,\mathrm{V} \cdot (2 \cdot 0{,}3\,\mathrm{V} \cdot 25\,\mu\mathrm{s}) \triangleq 120\,\mathrm{dB\mu V} + 20 \cdot \log\left(\frac{15\,\mu\mathrm{V}}{1\,\mu\mathrm{V}}\right) = 143{,}5\,\mathrm{dB\mu V} \quad (121)$$

und die erste Knickfrequenz von

$$f_{\mathrm{k},1} = \frac{1}{\pi \cdot T_{\mathrm{PW}}} = 12{,}73\,\mathrm{kHz} \quad (122)$$

Zwischen der ersten Knickfrequenz $f_{\mathrm{k},1}$ und der zweiten Knickfrequenz von

$$f_{\mathrm{k},2} = \frac{1}{\pi \cdot T_{\mathrm{R}}} = 1{,}592\,\mathrm{GHz} \quad (123)$$

lässt sich die Amplitude durch eine linear abfallende Gerade abbilden. Bei $f_{\mathrm{k},2}$ wird die Amplitude von

$$U(f_{\mathrm{k},2}) = 2 \cdot \widehat{U} \cdot T_{\mathrm{R}} = 120\,\mathrm{pV} \triangleq 120\,\mathrm{dB\mu V} + 20 \cdot \log\left(\frac{120\,\mathrm{pV}}{1\,\mu\mathrm{V}}\right) = 41{,}58\,\mathrm{dB\mu V} \quad (124)$$

erreicht.

4.5.3 Aufbau eines Sensors für TDR-Messungen

Der Sensor eines TDR-Messsystems besteht aus dem Abschluss einer Übertragungsleitung, der nach den Erfordernissen der Messung als koaxiale Sonde, in einer Zwei-Platten-Anordnung oder in einer Zwei-Stab-Anordnung ausgeführt sein kann. Im Fall einer Stab- oder Platten-Anordnung kann die Anzahl bis zu fünf Platten beziehungsweise Stäben variieren.

Die ersten Sensoren, die bei TDR-Messungen Anwendung fanden, waren als angepasste koaxiale Leitungen aufgebaut. In vorgesehene Hohlräume wurden Proben des zu untersuchenden Erdbodens eingebracht [Gie75]. Diese Arbeiten bilden das theoretische Fundament, auf dem TDR-Messungen auch heute noch ruhen. Die Grundlagen sowie die Beschreibung durch Ersatzschaltbilder besitzen bis zum heutigen Tage Gültigkeit.

Da der Aufbau des Sensors die erreichbare Genauigkeit einer Messung unmittelbar beeinflusst, sollten alternative Designvarianten überprüft und verifiziert werden.

Für Bodenleitfähigkeitsmessungen in salzhaltigem und feuchtem Erdreich wird die Anwendung von beschichteten TDR-Sonden vorgeschlagen. Hier sind die Stab- oder Plattenelektroden mit einem isolierenden Kunststoff überzogen, um die Beeinflussung des Signals durch Erdreich mit sehr hoher Leitfähigkeit zu begrenzen. Dieser Ansatz wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt. Die Aussagekraft der bisher durchgeführten Messungen mit isolierten Elektroden, d. h. rein kapazitiver Kopplung, ist nach derzeitigem Wissensstand schwierig zu beurteilen. Es gelang bisher noch nicht abschließend, die durchgeführten Messungen vollständig nachzuvollziehen und sämtliche Einflussparameter schlüssig zu beschreiben [Nic02].

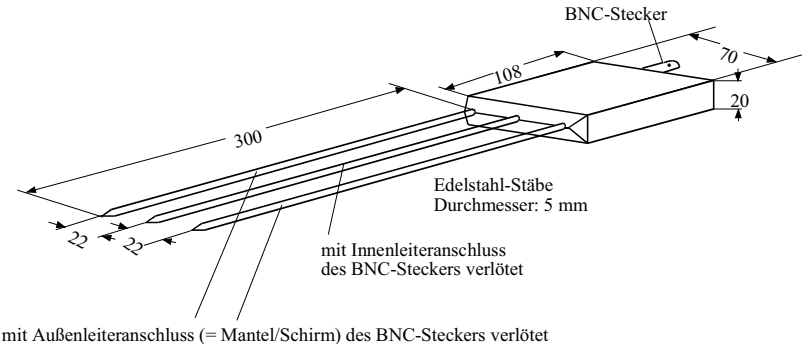


Abb. 27 Aufbau der angefertigten TDR-Sonde, eigene Zeichnung

4.5.4 Bestimmung der Bodenparameter mittels TDR

Dalton und Herkelrath befassten sich mit der grundlegenden Anwendung der Zeitbereichsreflektometrie zur gleichzeitigen Messung unterschiedlicher Bodenparameter [Dal84].

Da sich die Geschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle in einem beliebigen Ausbreitungsmedium durch

$$v_{\text{medium}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r, medium}}}} \tag{125}$$

darstellen lässt, ergibt sich mit der Verknüpfung von Gl. (116) der Ausdruck für die Permittivität des Ausbreitungsmediums zu

$$\varepsilon_{\text{r, medium}} = \left(\frac{c \cdot T}{2 \cdot L} \right)^2 \tag{126}$$

Zur Bestimmung der Leitfähigkeit σ_{medium} / S/m wird die Dämpfung der Signalamplitude über die Distanz $2 \cdot L$ betrachtet.

$$U_{\text{R}} = U_{\text{T}} \cdot e^{-\alpha_{\text{medium}} \cdot 2L} \tag{127}$$

Die Spannung U_{T} bezeichnet die Signalamplitude, die in die Stab- oder Plattenelektrode einläuft, dort vom umgebenden Medium gedämpft wird und mit der verringerten rücklaufenden Signalamplitude U_{R} registriert wird.

Die Dämpfungskonstante des Ausbreitungsmediums α_{medium} lässt sich durch folgenden Ausdruck approximieren [Dal84]:

$$\alpha_{\text{medium}} = \frac{1}{2} \sigma_{\text{medium}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_{\text{r, medium}} \cdot \mu_0}{\varepsilon_{\text{r, medium}} \cdot \varepsilon_0}} \tag{128}$$

Da für die Mehrheit der betrachteten Erdböden $\mu_{\text{r, medium}} = 1$ gilt, lässt sich Gl. (124) vereinfachen zu

$$\alpha_{\text{medium}} = \frac{60 \cdot \pi \cdot \sigma_{\text{medium}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{r, medium}}}} \tag{129}$$

Die Verknüpfung von Gl. (123) mit Gl. (125) liefert

$$\sigma_{\text{medium}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{r, medium}}}}{120 \cdot \pi \cdot L} \cdot \ln \frac{U_{\text{T}}}{U_{\text{R}}} \tag{130}$$

Da sich $\varepsilon_{\text{r, medium}}$ mit Gl. (122) aus der Laufzeit errechnet, ergibt sich die Bodenleitfähigkeit zu

$$\sigma_{\text{medium}} = \frac{c \cdot T}{240 \cdot \pi \cdot L^2} \cdot \ln \frac{U_{\text{T}}}{U_{\text{R}}} \tag{131}$$

4.6 Messung der Reflexions- und Transmissionsparameter

Ein Trend, der sich z. B. in der EMV-Messtechnik schon seit einiger Zeit abzeichnet, besteht in der Durchführung von Messungen im Zeitbereich [Str05]. Auf diese Weise lassen sich Messungen mit sehr viel weniger Zeitaufwand durchführen. Messungen werden im Zeitbereich durchgeführt und die Messergebnisse anschließend durch Fourier-Transformation in den Frequenzbereich übertragen. Da Signale mit hohen Frequenzanteilen nach Fourier im Zeitbereich Signalen mit einer hohen Änderungsgeschwindigkeit entsprechen, müssen die neu zu entwickelnden Messverfahren und Messgeräte in der Lage sein, innerhalb kürzester Zeit eine große Menge von Daten mit hoher Genauigkeit zu registrieren. Nach der Aufnahme der Messergebnisse im Zeitbereich – bzw. in Echtzeit – lassen sich die Ergebnisse der Messungen im Frequenzbereich darstellen und analysieren.

So wird beispielsweise die scharfe Trennung zwischen Netzwerk-Analysator und TDR-Messgerät in Zukunft weiter aufgehoben werden, da künftig aus Messungen von Impulsantworten die Streuparameter (S-Parameter) generiert werden. Dies ist z. B. bei Geräten der Baureihe 86100 von Agilent der Fall. Hier errechnet eine Software die S-Parameter aus den Ergebnissen von TDR-Messungen.

4.6.1 Grundlegende Idee

Um Bodenleitfähigkeitsmessungen durchzuführen, wurde der Boden der TEM-Zelle abnehmbar gestaltet. Die geöffnete Seite wird auf dem zu untersuchenden Boden positioniert. Anschließend werden Messungen unter Verwendung eines vektoriellen Netzwerkanalysators (VNA) oder eines TDR-Messgerätes vorgenommen, aus denen sich die komplexe Permittivität ableiten lässt.

4.6.2 Aufbau einer TEM-Zelle

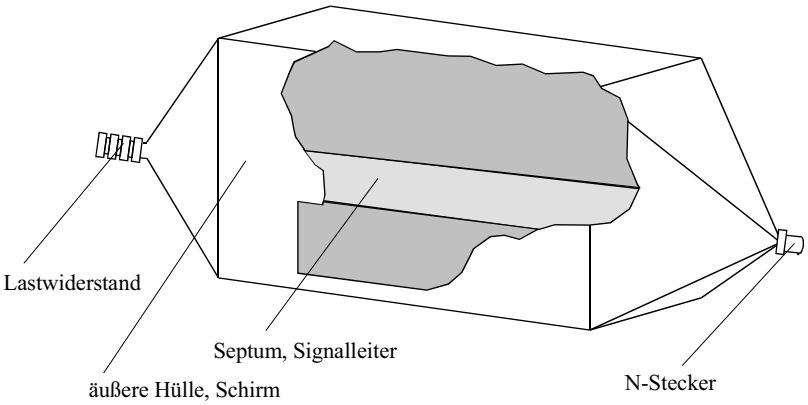


Abb. 28 Aufbau einer TEM-Zelle nach Crawford, dreidimensionale Ansicht

Die TEM-Zelle nach Crawford wurde entwickelt, um Störfestigkeitsprüfungen an Objekten mit geringen Abmessungen durchführen zu können.

Der Prüfling, das so genannte Equipment Under Test (EUT) wird zentral auf dem Boden der TEM-Zelle unterhalb des Signalleiters, dem so genannten Septum, platziert. An dem in Abb. 28 ersichtlichen N-Stecker wird das verstärkte Signal eingespeist, und am anderen Ende der Zelle in einem Lastwiderstand reflexionsfrei abgeführt.

Der große Vorteil der TEM-Zelle besteht zum einen darin, dass sich in einem Bereich unterhalb des Septums ein Bereich mit homogener Feldstärkeverteilung ausbildet. Weiterhin lassen sich im Vergleich zu Störfestigkeitsmessungen in Absorberhallen höhere Feldstärken bei gleicher Verstärkerleistung erreichen. Ebenso ist die TEM-Zelle leicht transportierbar und kann innerhalb kurzer Zeit wieder in Betrieb genommen werden [Cra74].

4.6.3 Aufbau einer TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen

Für die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Bodenleitfähigkeitsmessungen wurde eine TEM-Zelle konstruiert und angefertigt, die im Vergleich zum gängigen Design nach Crawford einige Besonderheiten aufweist.

Da diese TEM-Zelle nicht zur Durchführung von Störfestigkeitsprüfungen an Prüflingen hergestellt wurde, war eine Klappe zur Einbringung und Entnahme des Prüflings in die feldhomogene Zone überflüssig.

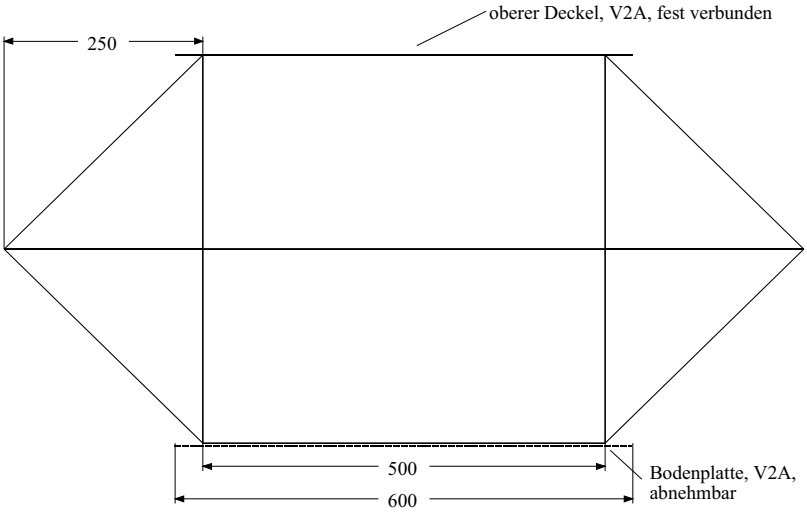


Abb. 29 Aufbau der TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen, skizzierte Seitenansicht

Bei der Konstruktion der TEM-Zelle wurden verschiedene Anforderungen berücksichtigt. Hervorstehende Kanten rufen bevorzugt für höhere Frequenzen Reflexionen und stehende Wellen hervor, die das Messergebnis beeinflussen können.

Daher treten hervorstehende Kanten mit spitzem Winkel nur auf der Außenseite der TEM-Zelle auf. Insbesondere bei der Konstruktion der eingangs- und ausgangsseitigen Anschlüsse des Septums an die N-Buchsen wurde auf einen geringen Reflexionsfaktor geachtet.

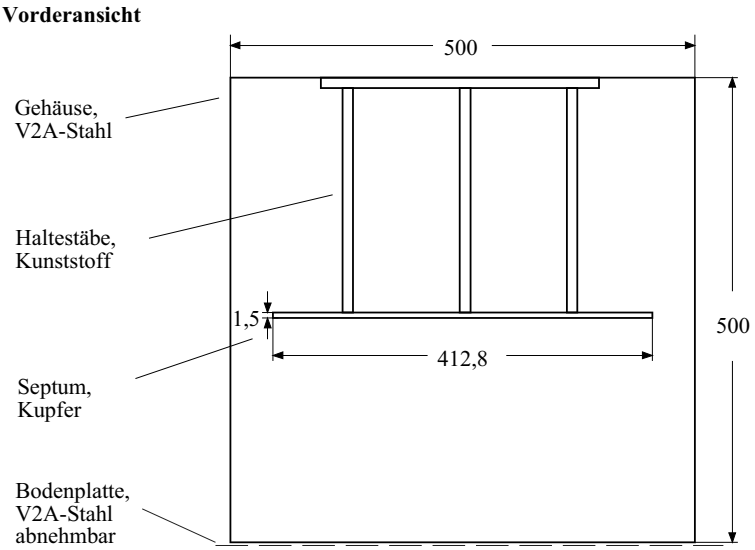


Abb. 30 Aufbau der TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen, skizzierte Vorderansicht

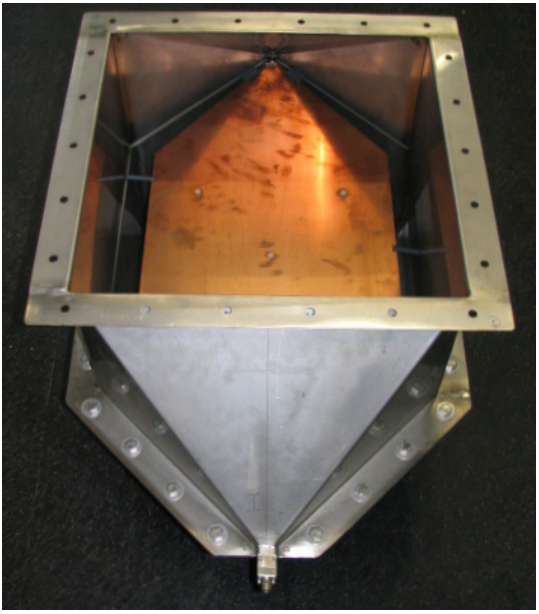


Abb. 31 Fotografie der TEM-Zelle

Für die TEM-Zelle ist die Ausbreitung einer Transversal-Elektro-Magnetischen Welle (TEM-Welle) charakteristisch. Die Bezeichnung als „TEM-Welle“ beschreibt, dass die elektrische und die magnetische Feldkomponente senkrecht zueinander und jeweils auch senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen. Der TEM-Modus kann sich ausbreiten, wenn zwei Leiter verwendet werden, die isoliert voneinander aufgebaut sind. Dies ist zum Beispiel in einem Koaxialleiter der Fall.

Ein geometrisches Konstrukt wie die TEM-Zelle lässt sich bis zu einer Frequenz betreiben, in der sich der erste TE-Modus TE_{10} noch nicht ausbreitet. Die Grenzwellenlänge rechteckförmiger Hohlleiter ergibt sich aus der Freiraumwellenlänge, ab der eine Ausbreitung möglich wird

$$\lambda_{\text{Grenz}} = 2 \cdot a \tag{132}$$

Der Parameter *a* bezeichnet die größte Seitenlänge. Aus den Abmessungen der TEM-Zelle lässt sich die obere Grenzfrequenz für den ersten Schwingungsmodus TE_{10} nach [Cra54] aufgrund des Einflusses des Septums nur abschätzen.

$$f_{\text{Grenz,TE10}} / \text{Hz} \approx \frac{c}{2 \cdot a} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0,5} = 3 \cdot 10^8 \tag{133}$$

Somit liegt die obere Grenzfrequenz der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle bei etwa $f_{\text{Grenz,TE10}} = 300 \text{ MHz}$.

4.6.4 Erstellung eines Bode-Diagramms für eine einseitig offene TEM-Zelle

Das Bode-Diagramm zeigt die Signaldämpfung, über der Frequenz aufgetragen, zum einen in der Amplitude (Abb. 33), zum anderen wird das Argument über der Frequenz dargestellt (Abb. 34).

Die S-Parameter, von K. Kurokawa im Jahre 1965 eingeführt [Kur65], dienen zur vollständigen Beschreibung des Verhaltens eines linearen Netzwerks in Gestalt eines Zweitors in einer beliebigen Umgebung, ohne die innen liegende Verschaltung der diskreten und verteilten Bauelemente (Induktivitäts- bzw. Kapazitätsbelag) des Zweitors sowie deren Verschaltung im Detail zu kennen.

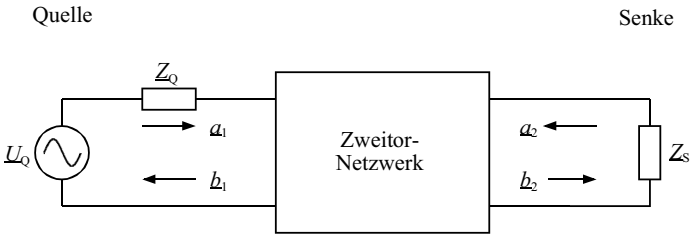


Abb. 32 Einbettung des Zweitors in die Übertragungsleitung [And95]

Im Unterschied zu Impedanz- oder Admittanzbetrachtungen am jeweiligen Zweitor beschreiben S-Parameter das Verhalten an beiden Toren, wenn das Zweitor in eine Übertragungsleitung mit der Impedanz $\underline{Z}_L$ eingesetzt wird. S-Parameter quantifizieren den Anteil einer das Zweitor passierenden elektromagnetischen Welle, der aus einer der beiden Richtungen kommend, reflektiert oder transmittiert wird. Obwohl sich die hier gezeigten Betrachtungen allgemein auf *N*-Tore generalisieren lassen, seien die grundlegenden Überlegungen am Beispiel der Zweitore erläutert. Zweitore lassen sich durch einen Satz von vier S-Parametern beschreiben, wobei jeweils zwei unabhängige Variablen, z. B. $\underline{a}_1$ und $\underline{a}_2$ die normalisierte Anregung des Netzwerks und zwei weitere Variablen, hier $\underline{b}_1$ und $\underline{b}_2$, die normalisierte Reaktion des Netzwerks auf die Anregung zeigen. Bei der Darstellung des S-Parameters $\underline{S}_{ki}$ beschreibt *k* das Tor, an welchem Leistung austritt, und *i* das Tor, an dem Energie eintritt. So beschreibt $\underline{S}_{21}$ die Leistung, die an Tor 2 auftritt, wenn an Tor 1 ein Signal angelegt wird.

Die S-Parameter werden durch folgende Messungen ermittelt:

$$\underline{S}_{11} = \left.\frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}\right|_{\underline{a}_2 = 0} \tag{134}$$

$\underline{S}_{11}$ bezeichnet die normalisierte Reflexion am Eingang, wenn das Ausgangstor durch Abschluss mit dem Wellenwiderstand angepasst wurde.

$$\underline{S}_{22} = \left.\frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2}\right|_{\underline{a}_1 = 0} \tag{135}$$

$\underline{S}_{22}$ beschreibt die normalisierte Reflexion auf der Ausgangsseite, wenn das Eingangstor mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen wurde.

$$\underline{S}_{21} = \left.\frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1}\right|_{\underline{a}_2 = 0} \tag{136}$$

$\underline{S}_{21}$ quantifiziert die vorwärts, d. h. von der Spannungsquelle weg gerichtete Transmission, wenn das Ausgangstor durch Abschluss mit dem Wellenwiderstand angepasst wurde.

$$\underline{S}_{12} = \left.\frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2}\right|_{\underline{a}_1 = 0} \tag{137}$$

$\underline{S}_{12}$ charakterisiert die rückwärts, d. h. vom Ausgangstor zur Spannungsquelle hin gerichtete Transmission, wenn das Eingangstor durch Abschluss mit dem Wellenwiderstand angepasst wurde [And95].

Die Beträge der Parameter $\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{22}$, allgemein als $\underline{S}_{ii}$ bezeichnet, nehmen Werte $-1 \le \underline{S}_{ii} \le 1$ an. Um die Betrachtungsweise der S-Parameter zu illustrieren, seien folgende Extremwerte erläutert [Sis02]:

- $\underline{S}_{ii} = +1$

  Die Spannungsamplituden werden unter Beibehaltung des Vorzeichens reflektiert. Dies entspricht der Reflexion am offenen Leitungsende ($\infty\,\Omega$).

- $\underline{S}_{ii} = 0$

  Anpassung der Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz an den Wellenwiderstand des Systems, es treten keine Reflexionen auf. Dies entspricht einer Reflexion von Wellen an einem impedanzangepassten System (z. B. $50\,\Omega$).

- $\underline{S}_{ii} = -1$

  Die Spannungsamplituden werden invertiert und vollständig reflektiert. Es ist eine Umkehr der Phasenlage (d. h. eine Änderung um $\Delta\rho = 180°$) zu beobachten. Dieses Verhalten entspricht der Reflexion an einem kurzgeschlossenen Ende ($0\,\Omega$).

Entsprechende Beobachtungen lassen sich auch für $\underline{S}_{12}$ und $\underline{S}_{21}$, allgemein als $\underline{S}_{jk}$ bezeichnet, anstellen: Der Wertebereich liegt bei $-\infty \le \underline{S}_{jk} \le +\infty$. Wird $\left|\underline{S}_{jk}\right| > 1$, so wird mehr Leistung am Ende des Zweitors emittiert, als am Eingang angelegt wurde. Dies entspricht einer Verstärkung. Eine negativer Wert von $\underline{S}_{jk}$ bedeutet, dass zwischen

eingangsseitiger Anregung und ausgangsseitiger Antwort ein Phasenversatz festzustellen ist. Ein Transistor lässt sich beispielsweise durch den Startpunkt $\underline{S}_{21} = -2$ bis -10 charakterisieren.

- $\underline{S}_{jk} = 0$

  Es findet keine Signalübertragung zwischen Tor *j* und Tor *k* statt.

- $0 < \left|\underline{S}_{jk}\right| < 1$

  Das Eingangssignal wird im Zweitor bedämpft.

- $\left|\underline{S}_{jk}\right| = 1$

  Das eingespeiste Signal erfährt im untersuchten Zweitor keine Änderung von Phase oder Amplitude.

- $\left|\underline{S}_{jk}\right| > 1$

  Im zu analysierenden Zweitor wird das eingespeiste Signal verstärkt.

Die nachfolgenden Diagramme zeigen die gemessenen S-Parameter über der Frequenz, aufgetragen nach Betrag (Abb. 33) und Argument (Abb. 34). Die verschiedenen Kurven zeigen Verläufe mit offener und geschlossener Bodenplatte.

Aufgrund der vollständigen geometrischen Symmetrie der TEM-Zelle muss gelten:

$$\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22} \tag{138}$$

Dies bedeutet, dass die normalisierte Reflexion am Eingangstor $\underline{S}_{11}$ gleich der normalisierten Reflexion am Ausgangstor $\underline{S}_{22}$ ist. Ebenso gilt aufgrund geometrischer Symmetrie:

$$\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21} \tag{139}$$

Dies beschreibt, dass die rückwärtsgerichtete Transmission gleich der vorwärtsgerichteten Transmission ist.

In den Diagrammen (Abb. 33) bis (Abb. 40) lässt sich messtechnisch verifizieren, wie gut die theoretisch begründete Gleichheit der S-Parameter praktisch umgesetzt wurde.

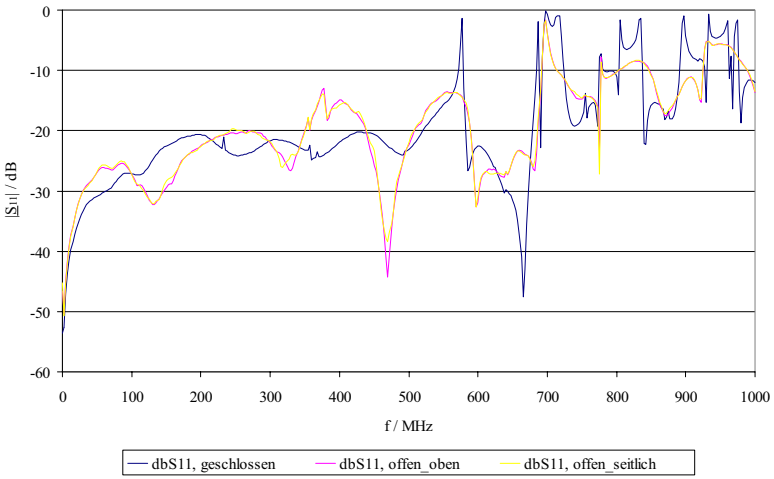


Abb. 33 Betragsdiagramm $\underline{S}_{11}$.

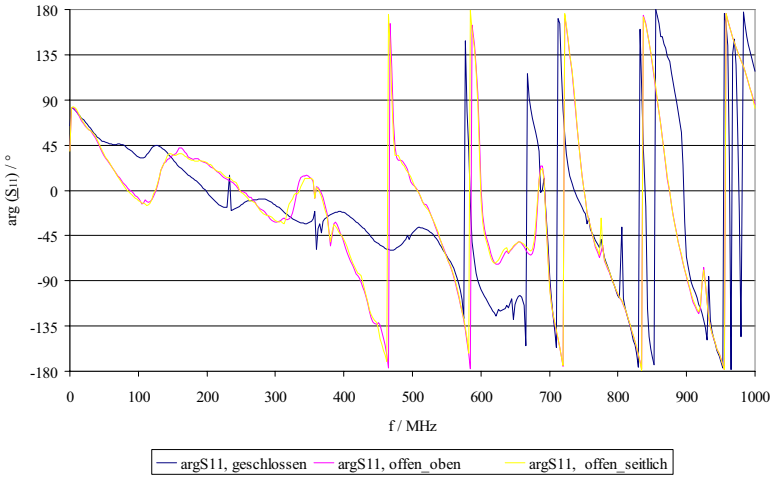


Abb. 34 Argumentdiagramm $\underline{S}_{11}$.

Aus der Vermessung der vorwärtsseitigen Reflexion, dem $\underline{S}_{11}$-Parameter, zeigt sich ein Beginn der Resonanzen, die durch Dimensionen und Konstruktion der TEM-Zelle bedingt sind, bei ca. 460 MHz. Dies zeigt eine gute Übereinstimmung des gemessenen $\underline{S}_{11}$-Parameters mit der aus den Abmessungen abgeschätzten oberen Grenzfrequenz f_G. Weiterhin ist in den Diagrammen ersichtlich, dass der Unterschied in $\underline{S}_{11}$ zwischen geöffneter und

geschlossener Bodenplatte gering ausfällt. Vergleicht man Messungen mit offener Bodenplatte, bei der die Öffnung nach oben orientiert ist, mit Messungen, bei denen die Öffnung zur Seite gerichtet ist, so zeigt sich ein identischer Verlauf.

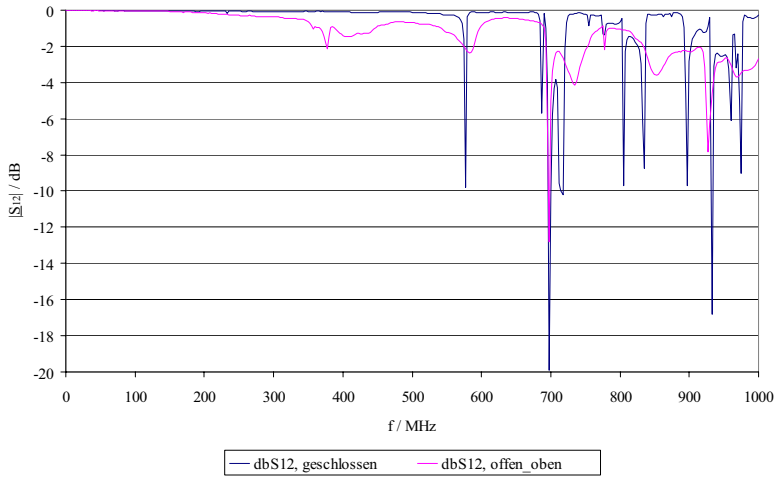


Abb. 35 Betragsdiagramm $\underline{S}_{12}$

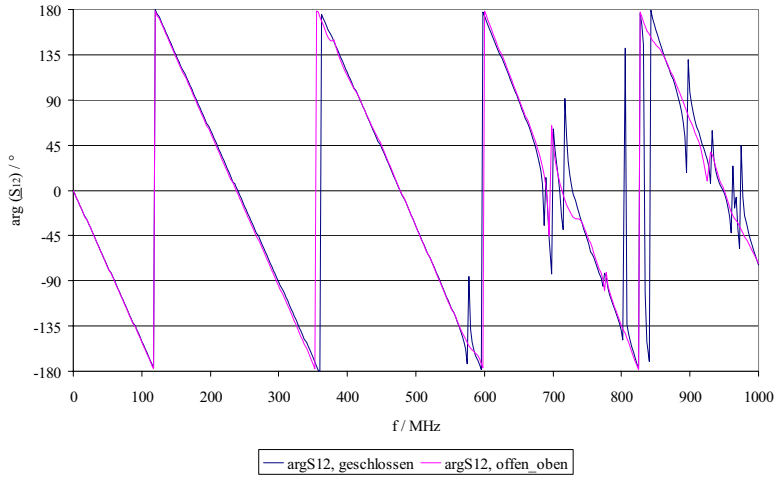


Abb. 36 Argumentdiagramm $\underline{S}_{12}$

Die Messung der rückwärtsseitigen Transmission $\underline{S}_{12}$ zeigt geringe Unterschiede im gesamten Frequenzbereich. Daher eignet sich $\underline{S}_{12}$ nicht dazu, aus den Veränderungen Bodenparameter abzuleiten.

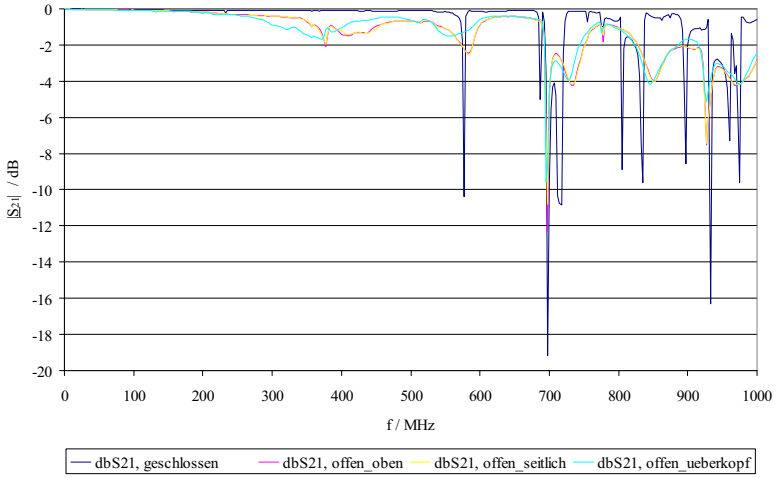


Abb. 37 Betragsdiagramm $\underline{S}_{21}$

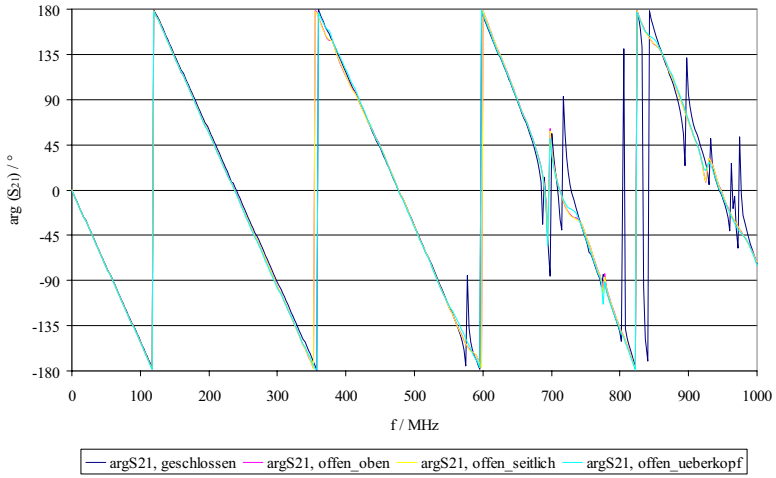


Abb. 38 Argumentdiagramm $\underline{S}_{21}$

Auch in der Vermessung der vorwärtsseitigen Transmission $\underline{S}_{21}$ ist nur ein sehr geringer Unterschied zwischen geschlossener und geöffneter TEM-Zelle zu erkennen.

Daher ist eine Verwendung von $\underline{S}_{21}$ zur Vermessung der Bodenparameter nicht zu empfehlen.

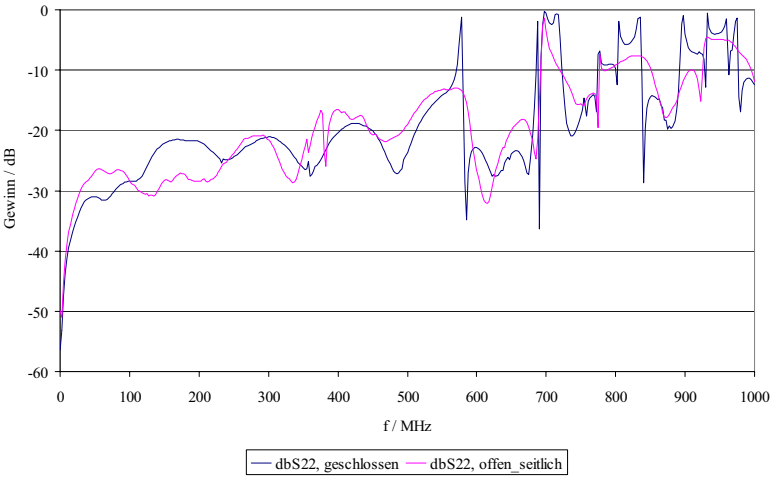


Abb. 39 Betragsdiagramm $\underline{S}_{22}$

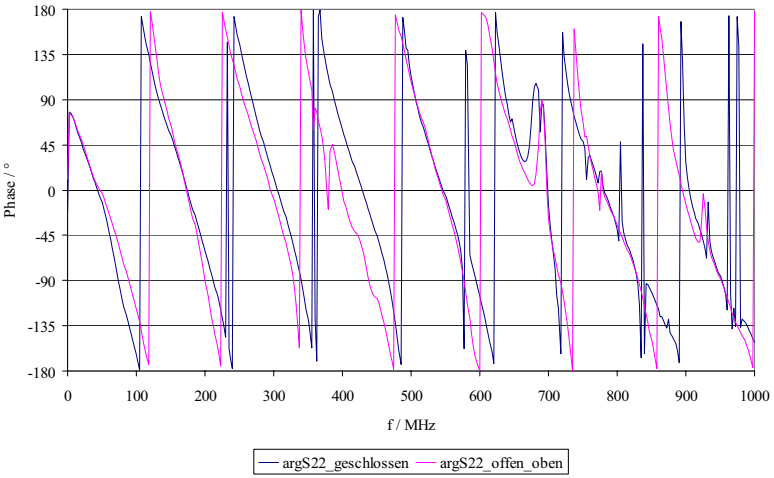


Abb. 40 Argumentdiagramm $\underline{S}_{22}$

Die rückwärtsseitige Reflexion zeigt im Verlauf ihrer Amplitude (Abb. 39) einen der vorwärtsseitigen Reflexion (Abb. 33) ähnlichen Verlauf.

Im Vergleich zwischen geöffneter und geschlossener TEM-Zelle zeigen sich nur geringe Unterschiede. Daher ist eine Verwendung des $\underline{S}_{22}$-Parameters nicht zu befürworten, um Bodenparameter zu vermessen.

5 Eigene Simulationen und Messungen

Simulationen sollen dem Leser einen Eindruck über die Auswirkungen unterschiedlicher Bodenleitfähigkeits- und Permittivitätswerte vermitteln.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Langzeitmessungen von Rundfunksignalen, Messungen mit einer Elektrodenanordnung nach Wenner, Untersuchungen des Neigungswinkels der Phasenfront, Messungen mit Zeitbereichsreflektometrie (TDR) sowie Messungen mit einer eigens entwickelten einseitig offenen TEM-Zelle durchgeführt.

5.1 Simulationen bei verschiedenen Bodenleitfähigkeitswerten

Zur Untersuchung der Auswirkungen verschiedener Bodenleitfähigkeitswerte auf das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen wurde eine geeignete Software gesucht.

Um die Vergleichbarkeit mit den Empfehlungen der ITU zu gewährleisten, wurde die Software GRWAVE in der Version 2.0 angewandt [ITU88]. Diese Software stammte aus der Feder von Dr. John F. Cavanagh von der *CCIR United States Study Group* und leistete einen Beitrag zur Erstellung der Ausbreitungskarten nach [ITU92a].

5.1.1 Randparameter

Zu Beginn der Simulationen wurden einige Randparameter festgelegt. Tabelle I zeigt einen Auszug aus den Eingangsdaten des GRWAVE-Programms. Die erste Zeile zeigt jeweils die Bezeichnung des Eingangsparameters und seine wertemäßige Belegung. Die zweite Zeile enthält jeweils einen Kommentar, der eine genauere Auskunft über den Parameter und die Dimensionierung gibt.

Tabelle I Randparameter der Simulation, Auszug aus der Datei der Eingangsdaten

/ Sender Mainflingen 77,5 kHz
HTT 200
/ Höhe Sendemast / m
HRR 1
/ Empfängerhöhe / m
IPOLRN 1
/ Polarisation 1 = vertikal, 2 = horizontal
FREQ 0.0775
/ Frequenz / MHz
SIGMA 0.0005
/ Bodenleitfähigkeit / S/m
EPSLON 1
/ Epsilon relativ /
dmin 10
/ minimale Entfernung / km
dmax 300
/ minimale Entfernung / km
dstep 10
/ Entfernungsschritte / km
go
/ Start

Als Höhe des Sendemastes *HTT* wird die reale Höhe eingesetzt, die vorher in Recherchen ermittelt wurde.

Für die Höhe des Empfängers wird in allen Diagrammen zu $HRR = 1\,\mathrm{m}$ angenommen, um die Vergleichbarkeit sicherzustellen.

Der Wert der Polarisation *IPOLRN* wird für alle Simulationen als vertikal festgelegt.

Die Frequenzen *FREQ* wurden jeweils mit den Sendefrequenzen der später untersuchten Rundfunksender abgeglichen, um die Vergleichbarkeit sicherzustellen.

In den nachfolgenden Diagrammen wird die Bodenleitfähigkeit *SIGMA* in den folgenden Schritten verändert:

$$\sigma = 0{,}0005\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}001\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}002\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}005\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}01\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}02\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}};\ \sigma = 0{,}05\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}}$$

Der Parameter der Permittivität bleibt in diesem Fall konstant bei dem Wert von $\varepsilon_r = 10$.

Anschließend wird die Bodenleitfähigkeit konstant zu $\sigma = 0{,}01\,\mathrm{S/m}$ angenommen, während die Permittivität *EPSLON* wie folgt variiert wird:

$$\varepsilon_r = 1;\ \varepsilon_r = 2;\ \varepsilon_r = 5;\ \varepsilon_r = 10;\ \varepsilon_r = 20;\ \varepsilon_r = 50;\ \varepsilon_r = 100$$

Die Entfernung zwischen Sender und Empfänger wird zwischen $dmin = 10\,\text{km}$ und $dmax = 300\,\text{km}$ betrachtet. Sie wird in Schritten von $dstep = 10\,\text{km}$ verändert.

Neben den vorgestellten Änderungen beinhaltet das Programm noch einige Standardwerte, die gegebenenfalls verändert werden können.

Der Wert für die Refraktivität der Troposphäre ist standardmäßig zu $ANS = 315$ gesetzt.

Als Refraktivität bezeichnet man die Reaktion der elektrisch neutralen Atmosphäre auf die Kraftwirkung der elektromagnetischen Welle. Dieses Phänomen wird auch als dielektrische Polarisation bezeichnet. Die Polarisation wiederum ergibt sich aus der Mittelung über eine Vielzahl von Teilchen, daraus folgt eine Proportionalität der Refraktivität, ebenso der Brechungsindex

$$n = \frac{c_{\text{Vakuum}}}{c_{\text{Medium}}} \tag{140}$$

mit der Teilchendichte.

Diese variiert mit der barometrischen Höhe. Daher ist auch die Refraktivität abhängig von der Höhe, genauer von Druck und Temperatur in einer bestimmten Höhe. Diese Überlegungen zeigen einen Einfluss auf die elektromagnetische Welle auf, ohne dass Ionen erforderlich wären. Liegen zusätzlich noch geladene Teilchen vor, so erfährt die elektromagnetische Welle eine weitere Beeinflussung.

Die Höhe der Troposphäre wird definiert zu $HSCALE = 7{,}35\,\text{km}$.

Analog zur Vorgehensweise in den ITU-Standards wird die Sendeleistung zu $P_{\text{TX}} = 1\,\text{kW}$ EMRP normiert.

Durch den Parameter $IG = 0$ wird die Feldstärke für lange Entfernungen über Residuenbildung ermittelt, die Feldstärke für kurze Entfernungen über geometrische Optik, wobei der Wellencharakter der elektromagnetischen Welle vernachlässigt wird. Eine Alternative für kurze Entfernungen wäre eine erweiterte Beschreibung der flachen Erde.

5.1.2 Einfluss variabler Frequenzen

Neben den Bodenbeiwerten besitzt auch die Trägerfrequenz des ausgesandten Signals einen maßgeblichen Einfluss auf die Empfangsfeldstärke.

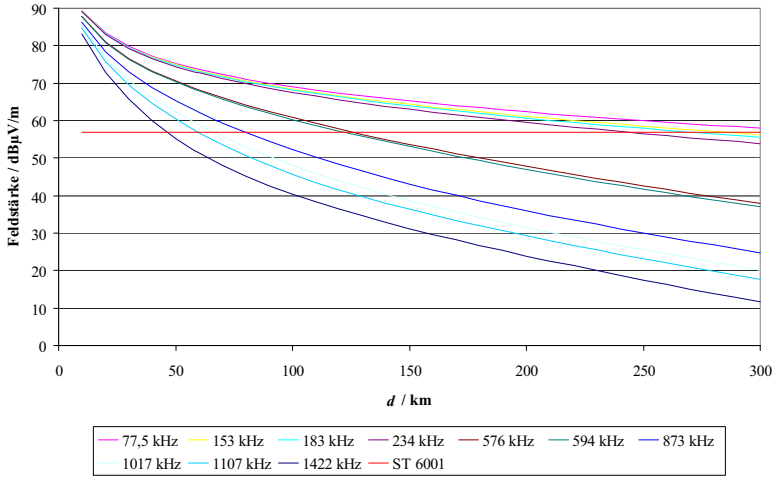


Abb. 41 Diagramm der Empfangsfeldstärke über dem Abstand *d* in km bei variablen Frequenzen in MHz

Abb. 41 zeigt die elektrische Feldstärke am Empfangsort in *d* km Entfernung zum Sender. Die Kurvenschar gibt den Feldstärkeverlauf für verschiedene Frequenzen zwischen $f_{\min} = 77{,}5\,\text{kHz}$ und $f_{\max} = 1422\,\text{kHz}$ wieder. Die Bodenbeiwerte sind konstant zu $\sigma = 0{,}01\,\text{S/m}$ und $\varepsilon_r = 10$ angenommen.

Die Differenz zwischen maximaler und minimaler Feldstärke beträgt bei variabler Frequenz und konstanten Bodenbeiwerten $\Delta_f = 46{,}37\,\text{dB}\mu\text{V/m}$ in einer Entfernung von $d = 300\,\text{km}$.

Die horizontale Linie *ST 6001* bezeichnet die Empfangsfeldstärke, die notwendig ist, um mit einem AM-Radioempfänger einen störungsfreien Signalempfang zu erhalten. Als Beispiel wurde der Empfänger ST 6001 von Marantz gewählt. Aus dem Datenblatt ist eine Empfindlichkeit von

$$E_{\min} = 57\,\text{dB}\frac{\mu\text{V}}{\text{m}} \tag{141}$$

zu entnehmen.

5.1.3 Simulation variabler Bodenbeiwerte

Um den Einfluss veränderlicher Parameter des Erdbodens zu charakterisieren, werden die Ergebnisse bei gleichen Umgebungsparametern und variablen Bodenbeiwerten

gegenübergestellt. Die Bodenleitfähigkeit und die Permittivität werden in einem Maße variiert, welches im Bereich der Veränderungen liegt, die in der Natur zu beobachten sind.

5.1.3.1 Trägerfrequenz 77,5 kHz

Die Trägerfrequenz von 77,5 kHz repräsentiert das Minimum der untersuchten Trägerfrequenzen.

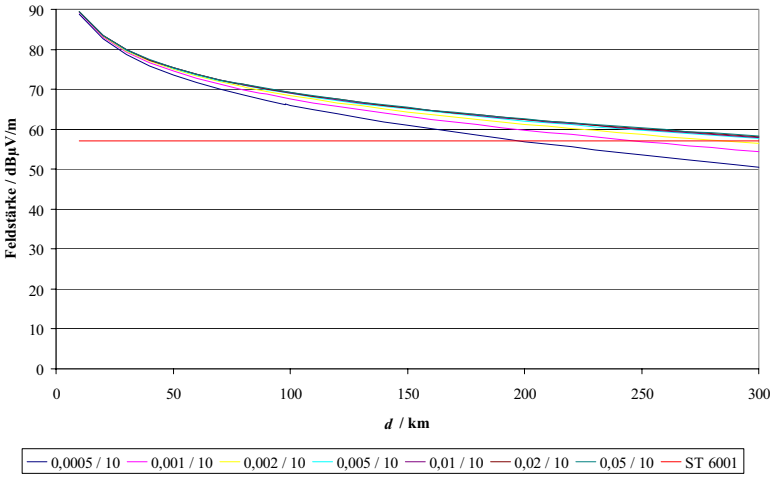


Abb. 42 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität
(Legende: σ in S/m / ε_r dimensionslos), f = 77,5 kHz

In der Legende der Simulationen (Abb. 42) ist für die einzelnen Kurven zuerst die Bodenleitfähigkeit in Siemens pro Meter aufgeführt, danach die dimensionslose Permittivität.

Daher ist ersichtlich, dass in o. a. Abbildung die Bodenleitfähigkeit zwischen $\sigma_{\min} = 0,0005\,\text{S/m}$ und $\sigma_{\max} = 0,05\,\text{S/m}$ variiert wird, während die Permittivität konstant bei $\varepsilon_r = 10$ bleibt. In der Simulation ist erkennbar, dass die elektrische Feldstärke elektromagnetischer Wellen mit höherer Bodenleitfähigkeit ansteigt. Dies lässt sich anschaulich damit begründen, dass der Erdboden mit erhöhter Bodenleitfähigkeit dem Ideal der unendlich leitfähigen Ebene näher kommt.

Die Abweichung zwischen geringster und höchster Feldstärke ergibt sich bei variabler Bodenleitfähigkeit zwischen $\sigma_{\min} = 0,0005\,\text{S/m}$ und $\sigma_{\max} = 0,05\,\text{S/m}$ zu

$\Delta_{\sigma/77{,}5\,\mathrm{kHz}} = 7{,}79\,\mathrm{dB\mu V/m}$ in einer Entfernung von $d = 300\,\mathrm{km}$ zwischen Sender und Empfänger.

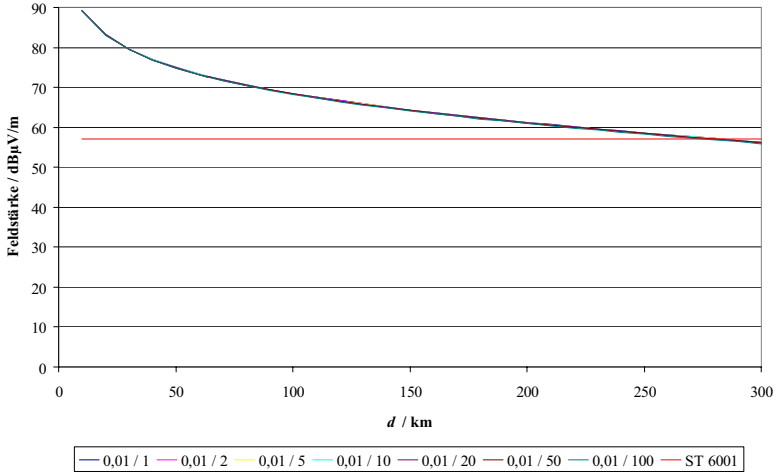


Abb. 43 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 77,5 kHz

Aus dem Diagramm ist zu ersehen, dass die elektrische Feldstärke bei konstanter Entfernung mit ansteigender Permittivität abfällt. Dies lässt sich plausibel vor dem Hintergrund der dielektrischen Verluste erläutern. Mit höherer Permittivität steigt die elektrische Komponente der spezifischen Verlustleistung.

$$p_{\mathrm{V,el}} = \frac{1}{2} \cdot \omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{\mathrm{r}}'' \cdot |E|^2 \tag{142}$$

Die Differenz zwischen minimaler und maximaler Feldstärke nimmt bei Variation der Permittivität zwischen $\varepsilon_{\mathrm{r,min}} = 1$ und $\varepsilon_{\mathrm{r,max}} = 100$, bei einer konstanten Bodenleitfähigkeit von $\sigma = 0{,}01\,\mathrm{S/m}$ den Wert von $\Delta_{\varepsilon/77{,}5\,\mathrm{kHz}} = 0{,}1\,\mathrm{dB\mu V/m}$ in einer Entfernung von $d = 300\,\mathrm{km}$ an.

5.1.3.2 Trägerfrequenz 153 kHz

Die Simulationsergebnisse sind im Anhang in Abschnitt I ersichtlich. Die Differenz in der Feldstärke bei der Simulation mit niedrigster und höchster Bodenleitfähigkeit ergibt sich zu $\Delta_{\sigma/153\,\mathrm{kHz}} = 22{,}56\,\mathrm{dB\mu V/m}$.

Die Variation der Bodenleitfähigkeit zeigt im Vergleich zur Trägerfrequenz von $f = 77{,}5\,\text{kHz}$ eine um den Faktor 2,9 erhöhte Abweichung zwischen niedrigster und höchster Bodenleitfähigkeit auf.

Bei Erhöhung der Trägerfrequenz auf 153 kHz und Veränderung der relativen Dielektrizitätszahl zeigt sich im Vergleich zu 77,5 kHz eine Erhöhung des Raums zwischen maximaler und minimaler Feldstärke um den Faktor 3,9 auf den Wert von $\Delta_{\varepsilon/153\,\text{kHz}} = 0{,}39\,\text{dB}\mu\text{V/m}$.

5.1.3.3 Trägerfrequenz 183 kHz

Im Anhang werden die Resultate der Simulation in Abschnitt II dargestellt. Eine Erhöhung der Trägerfrequenz von 77,5 kHz auf 183 kHz spreizt den Bereich zwischen Minimum und Maximum der Feldstärke um den Faktor von 3,4 auf $\Delta_{\sigma/183\,\text{kHz}} = 26{,}7\,\text{dB}\mu\text{V/m}$ bei Veränderung der Bodenleitfähigkeit auf.

Bei der Variation der Permittivität und Beibehaltung der Bodenleitfähigkeit zeigt sich eine Vergrößerung des Abstandes zwischen minimaler und maximaler Feldstärke auf $\Delta_{\varepsilon/183\,\text{kHz}} = 0{,}54\,\text{dB}\mu\text{V/m}$, d. h. um den Faktor 5,4 im Vergleich zur Trägerfrequenz von $f = 77{,}5\,\text{kHz}$.

5.1.3.4 Trägerfrequenz 234 kHz

Eine ausführliche Darstellung der Resultate der Simulation zeigt sich in Abschnitt III im Anhang. Bei der Variation der Bodenleitfähigkeit von $0{,}5\cdot10^{-3}\,\text{S/m}$ bis $50\cdot10^{-3}\,\text{S/m}$ zeigt sich eine 4,1-fache Änderung der Empfangsfeldstärke um $\Delta_{\sigma/234\,\text{kHz}} = 32{,}13\,\text{dB}\mu\text{V/m}$.

Bei einer Änderung der Permittivität um den Faktor 100 zeigt sich eine Änderung der Feldstärke am Empfänger um $\Delta_{\varepsilon/234\,\text{kHz}} = 0{,}81\,\text{dB}\mu\text{V/m}$.

5.1.3.5 Trägerfrequenz 576 kHz

Eine graphische Darstellung der Simulationsergebnisse ist im Anhang in Abschnitt IV aufgeführt. Wird die Bodenleitfähigkeit von $50\cdot10^{-3}\,\text{S/m}$ auf $0{,}5\cdot10^{-3}\,\text{S/m}$ reduziert, so geht die elektrische Feldstärke um $\Delta_{\sigma/576\,\text{kHz}} = 45{,}54\,\text{dB}\mu\text{V/m}$ zurück.

Erhöht sich die Permittivität auf den Wert von 100, so verringert sich die elektrische Feldstärke um $\Delta_{\varepsilon/576\,\mathrm{kHz}} = 0{,}86\ \mathrm{dB\mu V/m}$.

5.1.3.6 Trägerfrequenz 594 kHz

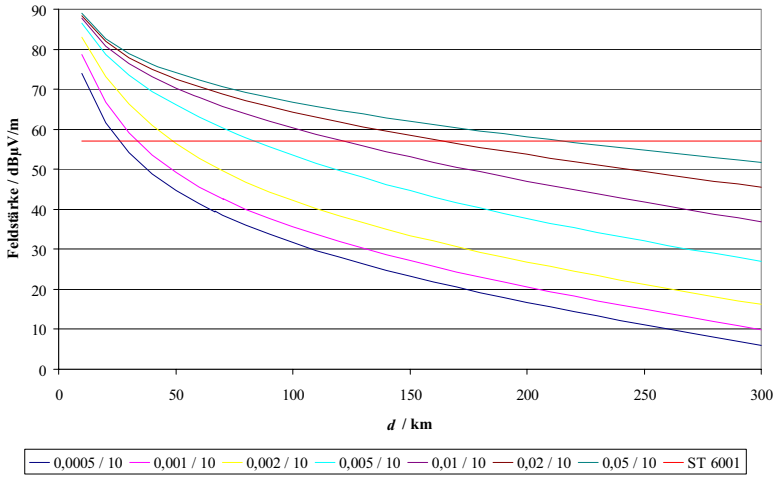


Abb. 44 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 594 kHz

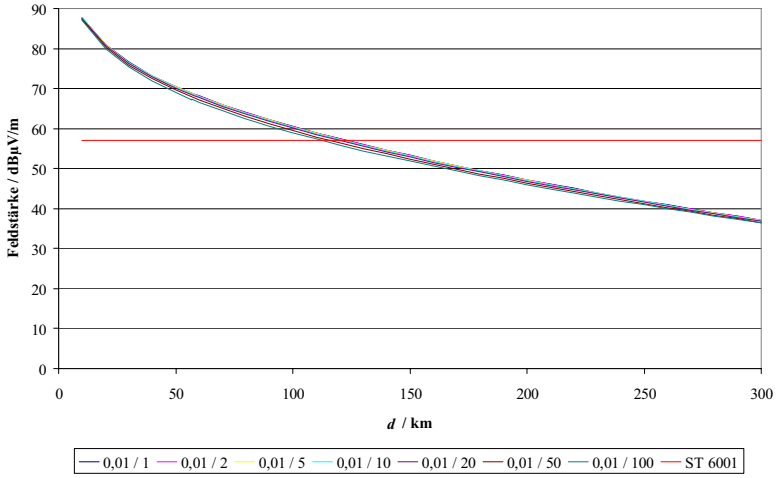


Abb. 45 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 594 kHz

Eine Feldstärkeänderung um $\Delta_{\sigma/594\,\mathrm{kHz}} = 45{,}68\,\mathrm{dB\mu V/m}$ ist zu beobachten, wenn die Bodenleitfähigkeit von $0{,}5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S/m}$ auf $50 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S/m}$ geändert wird.

In 300 km Entfernung zum Sender ändert sich die Empfangsfeldstärke um den Wert von $\Delta_{\varepsilon/594\,\mathrm{kHz}} = 0{,}71\,\mathrm{dB\mu V/m}$, wenn die Permittivität vom Wert des Vakuums auf den Wert von 100 verändert wird.

Im Vergleich zur minimalen Frequenz von $f = 77{,}5\,\mathrm{kHz}$ wird die Änderung der Feldstärke bei der Frequenz von 594 kHz bei gleicher Änderung der relativen Dielektrizitätszahl nicht mehr größer, die Feldstärkeänderung verringert sich von $\Delta_{\varepsilon/576\,\mathrm{kHz}} = 0{,}86\,\mathrm{dB\mu V/m}$ bei 576 kHz auf $\Delta_{\varepsilon/594\,\mathrm{kHz}} = 0{,}71\,\mathrm{dB\mu V/m}$. Die Ursache dieses Verhaltens ist in Überlagerungseffekten zu sehen. Da sich die Feldstärke am Punkt des Empfängers aus der Überlagerung verschiedener Ausbreitungswege ergibt und zusätzlich der Erdboden noch auf verschiedene Weise angeregt wird, überlagern sich die einzelnen Signalanteile teils destruktiv und führen so zu einer geringeren Feldstärke.

Da in der Simulation lediglich die Höhe der Sendeantenne geändert wurde, kann dies allein nicht das Verhalten erklären, warum bei höherer Permittivität nun eine höhere Feldstärke zu registrieren ist.

Jedoch können die Verluste durch eine erhöhte Dielektrizitätszahl durch Einflüsse der Bodenleitfähigkeit kompensiert werden, weil die Einflüsse der Bodenleitfähigkeit mit steigender Frequenz ansteigen.

5.1.3.7 Trägerfrequenz 873 kHz

Die Resultate der Simulation sind in Abschnitt V im Anhang dargestellt. Bei der Variation der Bodenleitfähigkeit über den gängigen Bereich zeigt sich mit Erhöhung der Bodenleitfähigkeit eine um $\Delta_{\sigma/873\,\mathrm{kHz}} = 44{,}56\,\mathrm{dB\mu V/m}$ größere Feldstärke.

Bei der Simulation der Bodenwellenausbreitung mit der Trägerfrequenz von 873 kHz ist ein Unterschied in der elektrischen Feldstärke von $\Delta_{\varepsilon/873\,\mathrm{kHz}} = 1{,}57\,\mathrm{dB\mu V/m}$ zu beobachten. Die interessante Beobachtung, dass eine Erhöhung der Permittivität in einer Erhöhung der simulierten Feldstärke resultiert, tritt hier ebenfalls zutage.

5.1.3.8 Trägerfrequenz 1017 kHz

Wird die Trägerfrequenz der Simulation auf 1017 kHz erhöht und die Bodenleitfähigkeit wie bisher zwischen $0,5 \cdot 10^{-3}$ S/m und $50 \cdot 10^{-3}$ S/m variiert, so ändert sich die Empfangsfeldstärke um $\Delta_{\sigma/1017\,\mathrm{kHz}} = 42,55\,\mathrm{dB\mu V/m}$. Die graphische Darstellung ist in Abschnitt VI im Anhang zu finden.

Bei der Vergrößerung der relativen Dielektrizitätszahl ergibt sich eine Erhöhung der elektrischen Feldstärke um $\Delta_{\varepsilon/1017\,\mathrm{kHz}} = 2,54\,\mathrm{dB\mu V/m}$.

5.1.3.9 Trägerfrequenz 1107 kHz

Im Anhang in Abschnitt VII werden die Simulationsergebnisse graphisch dargestellt. Bei der Variation der Bodenleitfähigkeit, die identisch zu den vorgenannten Simulationen durchgeführt wurde, ergibt sich eine Veränderung der elektrischen Feldstärke um den Wert von $\Delta_{\sigma/1107\,\mathrm{kHz}} = 41,04\,\mathrm{dB\mu V/m}$.

Bei der Trägerfrequenz von 1107 kHz ist zu beobachten, dass die Erhöhung der Bodenleitfähigkeit nicht mehr zwangsweise eine weitere Erhöhung der Variation der Feldstärke zur Folge hat. Die Spreizung der Feldstärke geht im Vergleich zur Trägerfrequenz von 1017 kHz um ca. 1 dBµV/m zurück.

Verändert man die relative Dielektrizitätszahl, so ergeben sich aus der Simulation Änderungen, die nicht mehr vernachlässigbar sind. Die Änderung von $\Delta_{\varepsilon/1107\,\mathrm{kHz}} = 3,14\,\mathrm{dB\mu V/m}$ beträgt ca. 7,7 % der Änderung infolge variabler Bodenleitfähigkeit von $\Delta_{\sigma/1107\,\mathrm{kHz}} = 41,04\,\mathrm{dB\mu V/m}$.

5.1.3.10 Trägerfrequenz 1422 kHz

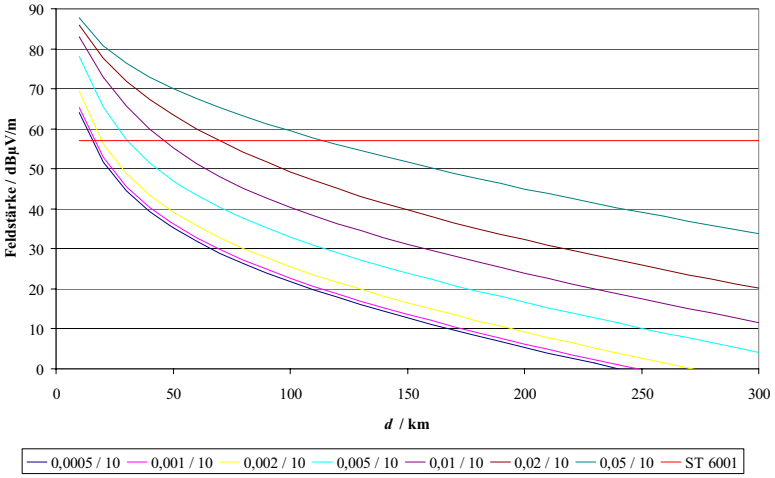


Abb. 46 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 1422$ kHz

Die Variation der Bodenleitfähigkeit führt zu Feldstärkeänderungen von $\Delta_{\sigma/1422\,\mathrm{kHz}} = 41{,}13\,\mathrm{dB\mu V/m}$. Diese bewegen sich im Bereich der bei der Frequenz von 1107 kHz beobachteten Unterschiede.

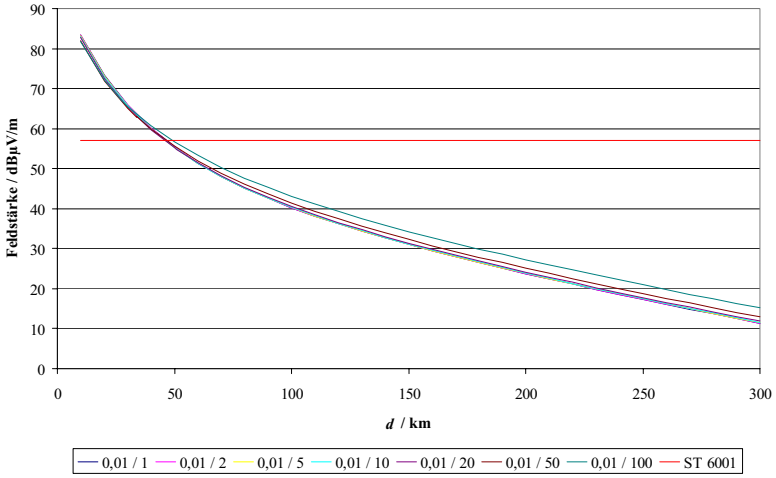


Abb. 47 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 1422$ kHz

Die Einflüsse der veränderten Permittivität bewegen sich im Bereich von $\Delta_{\varepsilon/1422\,\mathrm{kHz}} = 3{,}8\,\mathrm{dB\mu V/m}$. Im Vergleich zur Variation der Bodenleitfähigkeit von $\Delta_{\sigma/1422\,\mathrm{kHz}} = 41{,}13\,\mathrm{dB\mu V/m}$ beträgt der Einfluss der veränderten Permittivität etwa 9,2 %. Daher ist der Einfluss der Permittivität nicht zu vernachlässigen und in Ausbreitungsrechnungen – falls dies möglich ist – zu berücksichtigen.

5.1.3.11 Analyse der Abweichungen: Bodenleitfähigkeit

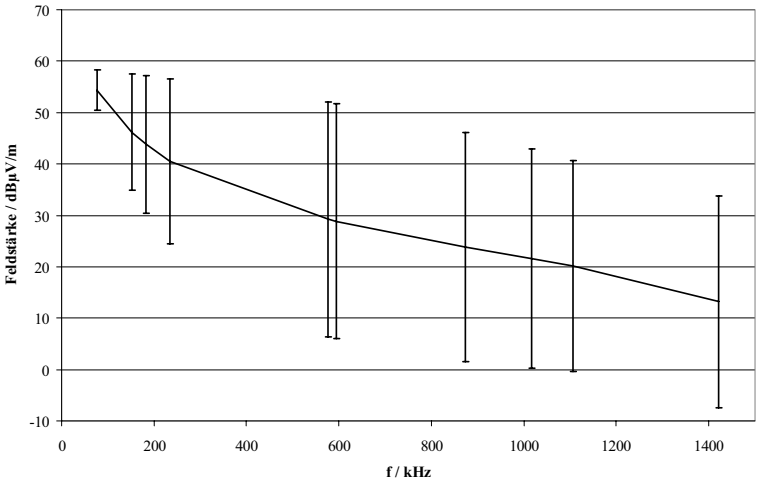


Abb. 48 Frequenzgang der Abweichungen zwischen Minimal- und Maximalwert bei Variation der Bodenleitfähigkeit

Wie in Abb. 48 zu erkennen ist, weiten sich die aus der Simulation errechneten Abweichungen bis zur Frequenz von ca. 600 kHz auf ca. 45 dBµV/m auf und gehen dann bis zur maximal betrachteten Trägerfrequenz von 1422 kHz leicht auf ca. 40 dBµV/m zurück.

Aus diesen Betrachtungen lässt sich die Forderung nach einer angemessenen Berücksichtigung der Bodenleitfähigkeit bei Ausbreitungsprognosen ableiten.

5.1.3.12 Analyse der Abweichungen: Permittivität

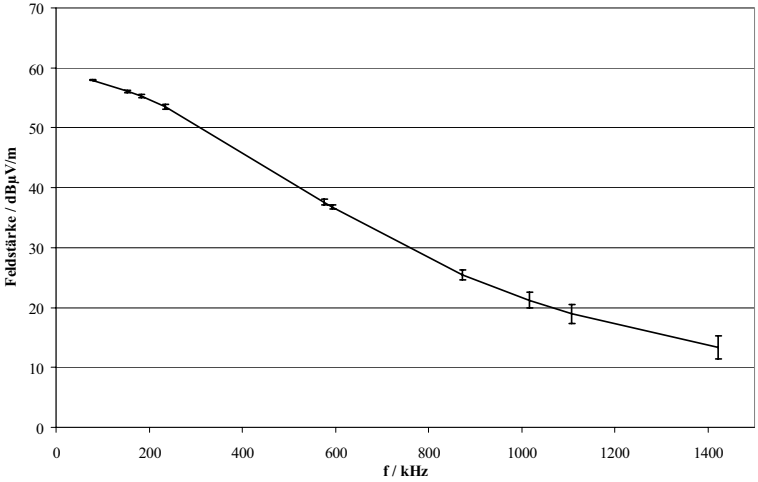


Abb. 49 Frequenzgang der Abweichungen zwischen Minimal- und Maximalwert bei Variation der Permittivität

Beginnend mit einer Abweichung von 0,1 dBµV/m bei 77,5 kHz bewegt sich der Einfluss einer variablen Permittivität in einer Größenordnung, in der die Ungenauigkeiten der Instrumentierung und des Messverfahrens überwiegen.

Da der Einfluss der Permittivität mit steigender Frequenz zunimmt, sollte spätestens ab einer Frequenz von ca. 1 MHz zumindest ein Schätzwert von ε_r berücksichtigt werden.

5.2 Langzeitmessungen von Sendern

Zur Motivation dieser Arbeit wurden vier Messkampagnen über einen Zeitraum von jeweils ungefähr einem Monat durchgeführt. Im Rahmen dieser Messkampagnen wurde der zeitliche Verlauf des Spannungspegels für verschiedene Sender gemessen.

Aus dem Verlauf der Spannungspegel sollen Informationen zu gewinnen sein, wie sich die Feldstärke ändert. Die Analyse der Änderungen hat im Hinblick auf den zeitlichen Verlauf verschiedener Signale zu erfolgen, um die Einflüsse verschiedener Modulationen und Trägerfrequenzen auf die Empfangsfeldstärke zu untersuchen. Zum Zweiten wird untersucht, ob die Einflüsse, denen ein Sendesignal unterworfen ist, an mehreren Empfangsstationen reproduzierbaren Änderungen unterliegen.

Aus der Literatur ist ein Verfahren bekannt, das aus der Differenz zwischen dem Messwert der elektrischen Feldstärke und dem Prognosewert Rückschlüsse auf den Wirkungsgrad der Antenne und die durchschnittliche Bodenleitfähigkeit zieht [Gre76]. Dieses Verfahren liefert für einen Abstand der Empfangsantenne von der Sendeantenne zwischen 1 km und 15 km gute Ergebnisse. Durch lineare Regression werden die Werte der Bodenleitfähigkeit so angepasst, dass die nach [ITU92a] prognostizierte Feldstärke der gemessenen Feldstärke entspricht. Aus den Betrachtungen ergab sich jedoch auch die Forderung nach einer äußerst sorgfältigen Auswahl der Messpunkte. Befand sich die Sendeantenne auf einem Berggipfel, so ergab sich eine weniger gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Werten. Dies steht in Übereinstimmung mit der Vorstellung, dass sich das Strahlungsdiagramm der Sendeantenne stark deformiert. Eine Möglichkeit zur Einarbeitung solcher Resultate besteht in der Anwendung von Computerprogrammen, die aus Feldstärkemesswerten Rückschlüsse auf Bodenparameter ziehen [Cau79]. Das vorgestellte Verfahren wurde mehrmals verbessert ([Gro81] bzw. [Gro85]) und bietet eine verbesserte Alternative zu dem Verfahren, das den ITU-Ausbreitungskurven zugrunde liegt [ITU92a].

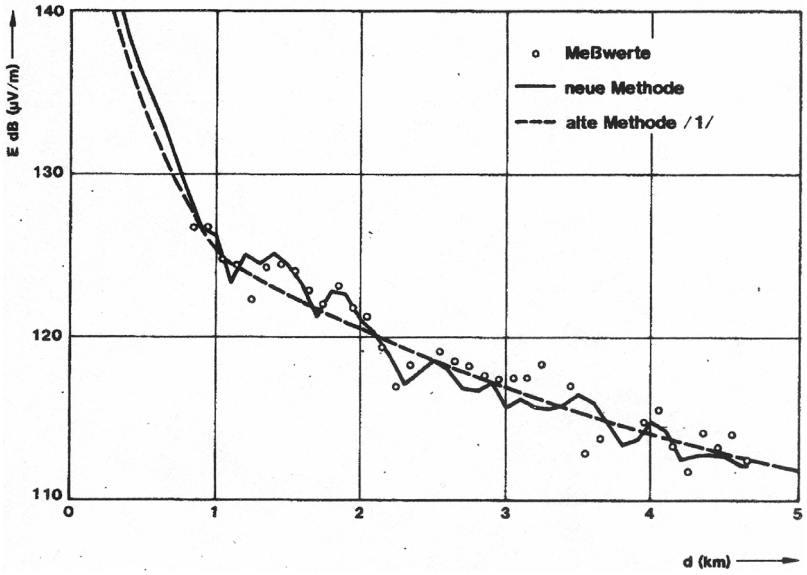


Abb. 50 Vergleich der Messergebnisse mit Prognose nach [Gro85] und Prognose nach ITU („alte Methode“) bei 720 kHz, aus [Gro85]

Mit dem etablierten Verfahren der International Telecommunication Union [ITU92a] erfolgt keine Berücksichtigung der topografischen Struktur des Ausbreitungsweges.

Mit der Methode nach [Gro85] kann im Vergleich zur Methode nach [Gro81] auch der Einfluss der Topografie berücksichtigt werden.

In bergigem, bewaldetem oder bebautem Gebiet können bessere Ergebnisse der prognostizierten Feldstärke erreicht werden.

An der Technischen Universität Kaiserslautern wurde vom 12.12.2004 bis zum 19.01.2005 eine Dauermessung installiert, die im Abstand von einer Stunde die Feldstärke des Rundfunksenders des Deutschlandfunks in Donebach auf der Trägerfrequenz von 153 kHz registrierte.

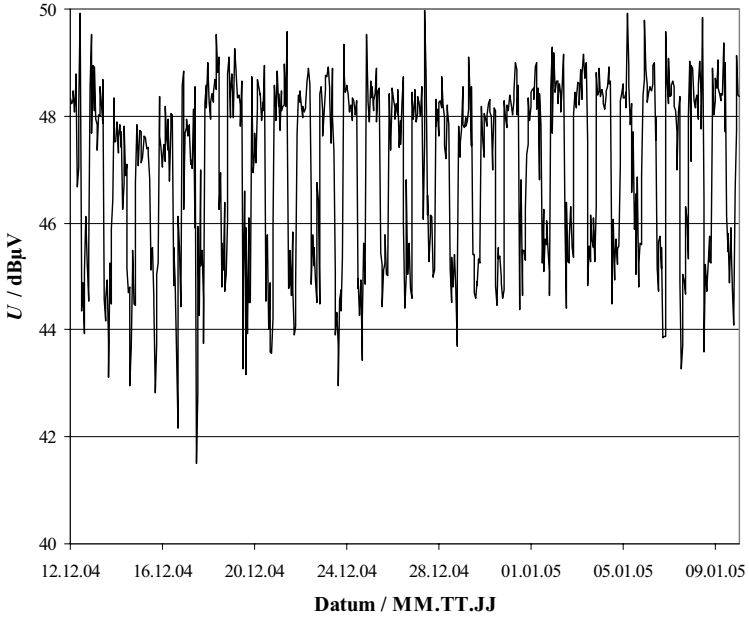


Abb. 51 Zeitverlauf der Spannung am Antenneneingang, Sender Donebach, *f*=153 kHz

In Abb. 51 ist der Verlauf der Spannung am Antenneneingang, die eine Proportionalität zur Feldstärke aufweist, dargestellt.

Zwischen Tag und Nacht ist eine Absenkung der Feldstärke zu beobachten. Zum Schutz vor Überreichweiten wird die Sendeleistung, wie in Abschnitt 3.8.1 beschrieben, von 500 kW EMRP auf 250 kW EMRP reduziert.

In Kooperation mit der Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen in Mainz wurden insgesamt drei Messkampagnen durchgeführt. Ziel der Kampagnen war die Quantifizierung der Variationen der Empfangsfeldstärke und die Erforschung möglicher Ursachen dieser Variationen.

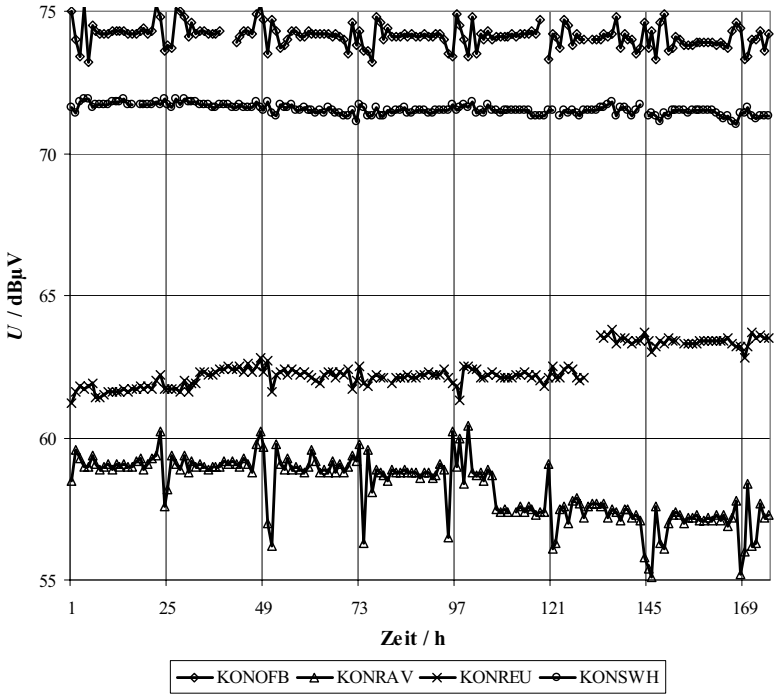


Abb. 52 Zeitverlauf der Messung des DCF77-Signals an den Stationen OFB, RAV, REU und SWH (Beginn: 20.06.2005, 00:00 Uhr)

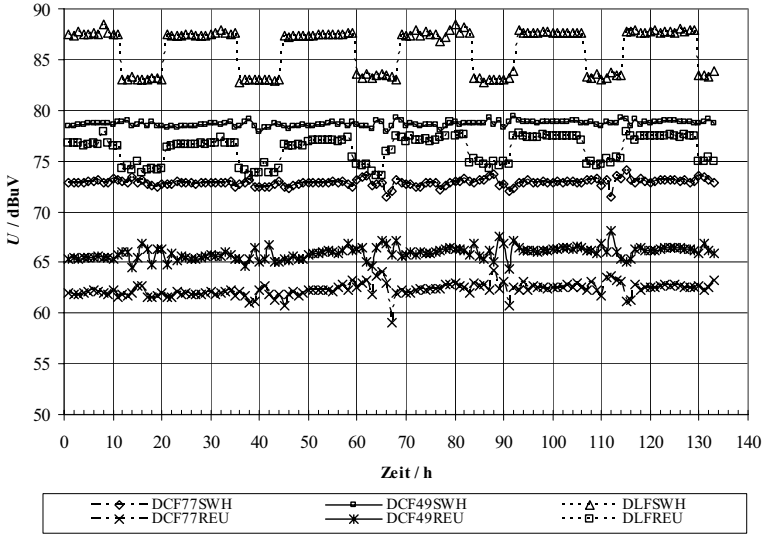


Abb. 53 Zeitverlauf der Spannung am Antenneneingang, Vergleich zwischen den Messpunkten SWH und REU mit den Signalen DCF77, DCF49 und Deutschlandfunk
(Beginn: 22.03.2005, 08:00 Uhr)

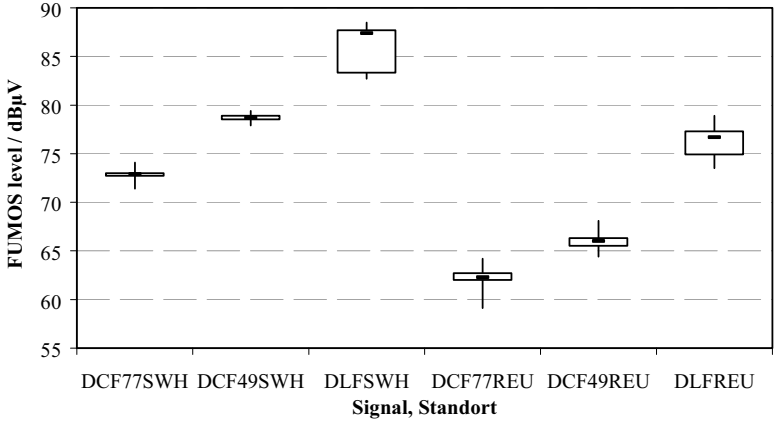


Abb. 54 Boxplot der Messungen REU – SWH

Mit dem Begriff eines „Boxplot“ wird generell eine statistische Darstellung von Daten bezeichnet, in der in einem Kasten (engl. Box) um den Median das obere und untere Quartil

aufgetragen sind. Weiterhin wird ober- und unterhalb der jeweiligen Box das Minimum und Maximum der registrierten Werte angezeigt.

Vergleicht man in Abb. 54 das Signal des Zeitnormals DCF77, welches auf der Trägerfrequenz 77,5 kHz sendet und amplitudenmoduliert (AM) ist, mit dem frequenzmodulierten (FM) DCF49-Signal bei 129 kHz, so ist die Ähnlichkeit zwischen AM- und FM-moduliertem Signal klar zu erkennen. Für die Langzeitmessungen mit den gegebenen Einstellungen der Messgeräte lässt sich so nachweisen, dass die Wahl des Zeitnormals – ob DCF49 oder DCF77 – zweitrangig ist.

Von beiden Signalen lassen sich Aussagen über den Signalverlauf ableiten. Die AM-Modulation hat einen vernachlässigbaren Einfluss auf die gemessene Feldstärke.

Das AM-modulierte Signal des Deutschandfunk-Senders in Donebach sendet auf der Trägerfrequenz von 153 kHz. Der Boxplot zeigt im Vergleich zu den Zeitsendern eine größere zeitliche Varianz.

Mit diesen Überlegungen lassen sich die Vorgehensweise und die Ergebnisse der nachfolgenden Feldstärkemessungen – auch die Messungen der Phasenfront – motivieren und legitimieren.

5.3 Elektrodenanordnung nach Wenner

Die Vermessung des Bodenwiderstandes mit einer Elektrodenanordnung nach Wenner dient dazu, die Ergebnisse unter Anwendung etablierter Verfahren zu legitimieren.

Obwohl Messungen mittels Elektroden z. B. durch den Unterschied in ihrer Frequenz prinzipiell unterschiedliche Ergebnisse liefern, war zu untersuchen, ob die gewonnenen Ergebnisse in einer ähnlichen Größenordnung liegen.

Hierzu wurden die Messungen mittels Time Domain Reflectometry (siehe Abschnitt5.6) durch einen Vier-Elektroden-Aufbau nach Wenner (Abb. 11) wiederholt.

Zum Einsatz kam das Messgerät TERCA 2 von Chauvin Arnoux. Die Frequenz des eingeprägten Wechselstromsignals beträgt 128 Hz, die Amplitude kann je nach Elektrodenabstand zwischen 2 mA, 10 mA und 50 mA eingestellt werden.

Der Abstand zwischen den Elektroden wurde zu $a = 5$ m gewählt. Für die Anordnung nach Wenner wird davon ausgegangen, dass Bodenverhältnisse bis zu einer Tiefe b erfasst werden, die dem Elektrodenabstand a entspricht.

5.4 Messung der Neigung der Phasenfront

Da sich eine elektromagnetische Bodenwelle, die sich über verlustbehaftetem Boden bewegt, in ihrer Phasenfront in Ausbreitungsrichtung neigt, lassen sich aus dem Neigungswinkel der Phasenfront Rückschlüsse auf Bodenleitfähigkeit und Permittivität ziehen. Das Verfahren der Messung der Neigung der Phasenfront beschreibt ein Verfahren der Oberflächenmessung.

5.4.1 Vermessung des Neigungswinkels der Zenneck-Ellipse

Wird die Bodenleitfähigkeit κ als endlich angenommen, so führen die Ladungsträger der elektromagnetischen Welle an den Endpunkten der elektrischen Feldlinien zu einem Stromfluss im Erdboden. Der Stromfluss ruft einen Spannungsfall am leitfähigen Erdboden in Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle hervor. Diese Verluste bewirken eine Neigung des Feldvektors in Ausbreitungsrichtung. Der Poynting-Vektor erhält nun eine Komponente, die in Richtung des Erdbodens zeigt, dort eine Dämpfung erfährt und verloren geht.

Gl. (27) zeigt die Beschreibung einer ebenen Welle. Wird die magnetische Komponente einer elektromagnetischen Welle durch

$$\underline{H} = \underline{H}_0 \cdot e^{\mathrm{j}k_0 z} \tag{143}$$

beschrieben, so sind die Lösungen für die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle in Luft und im Erdboden bezüglich ihrer Ortsabhängigkeit in Ausbreitungsrichtung im Vakuum allgemein darstellbar durch

$$\underline{H}_{\mathrm{Vakuum}} = \underline{C} \cdot e^{\mathrm{j}\sqrt{k_0^2 - h^2} \cdot z} \tag{144}$$

Die x-Komponente der elektrischen Feldstärke ergibt sich unter Verwendung des Wellenmaßes k aus Gl. (23) in Verbindung mit den Maxwellschen Gleichungen (Gln. (12) und (14)) zu

$$\underline{E}_{\mathrm{x,Vakuum}} = \sqrt{\frac{k_0^2 - h^2}{k_0^2}} \cdot \underline{H}_{\mathrm{Vakuum}} \tag{145}$$

bzw. für die z-Komponente zu

$$\underline{E}_{\mathrm{z,Vakuum}} = -\frac{h}{k_0} \cdot \underline{H}_{\mathrm{Vakuum}} \tag{146}$$

Hierbei beschreibt

$$k_0^{\,2} = \frac{\omega^2}{c^2} = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \tag{147}$$

und

$$k^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\varepsilon_{\mathrm{r}} - j \cdot 60\kappa\lambda\right) \tag{148}$$

das Wellenmaß.

Im Ausbreitungsmedium Boden ergeben sich die Werte für elektrische und magnetische Feldstärke zu

$$\underline{H}_{\mathrm{Boden}} = \underline{C} \cdot e^{-\mathrm{j}\sqrt{k^2 - h^2} \cdot z} \tag{149}$$

Die x-Komponente der elektrischen Feldstärke wird zu

$$\underline{E}_{\mathrm{x,Boden}} = -\frac{k_0}{k} \sqrt{\frac{k^2 - h^2}{k^2}} \cdot \underline{H}_{\mathrm{Boden}} \tag{150}$$

während sich die z-Komponente als

$$\underline{E}_{\mathrm{z,Boden}} = -\frac{h \cdot k_0}{k^2} \cdot \underline{H}_{\mathrm{Boden}} \tag{151}$$

beschreiben lässt.

Aus den Stetigkeitsbedingungen für die Radialkomponente der elektrischen Feldstärke $\underline{E}_{\mathrm{x}}$ ergibt sich für den Parameter h folgender Ausdruck

$$h^2 = k_0^{\,2} \cdot \frac{1 - \frac{k_0^{\,2}}{k^2}}{1 - \frac{k_0^{\,2}}{k^4}} = k_0^{\,2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\underline{\varepsilon}_{\mathrm{r}}}} \approx k_0^{\,2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\underline{\varepsilon}_{\mathrm{r}}}\right) \tag{152}$$

Für das Verhältnis von axialer und radialer Feldstärke erhält man die Abschätzung von

$$\frac{\underline{E}_z}{\underline{E}_x} \approx \sqrt{\underline{\varepsilon}_r} = \sqrt{|\underline{\varepsilon}_r|} \cdot e^{-j\frac{b}{2}} \tag{153}$$

Aus dieser Gleichung wird ersichtlich, dass der Vektor der elektrischen Feldkomponente eine Ellipse beschreibt, die in Ausbreitungsrichtung gegen den Erdboden geneigt ist.

Da allgemein $\sqrt{|\underline{\varepsilon}_r|} \gg 1$ gilt, wird die radiale Komponente des elektrischen Feldvektors E_x klein gegen die axiale Komponente $\underline{E}_z$. Weiterhin ist, wie in Abb. 55 dargestellt, $0 < \gamma < \pi/2$, sodass sich die Form des elektrischen Drehfeldvektors auf eine in Ausbreitungsrichtung geneigte Ellipse beschränkt.

Die radiale elektrische Feldkomponente lässt sich in eine zugehörige komplexe Leistungsflussdichte $\underline{S}_E$ überführen.

$$\underline{S}_E = \underline{E}_x \cdot \underline{H}^* = \frac{\underline{E}_z}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_r}} \cdot \frac{\underline{E}_z^*}{\underline{Z}_0} \tag{154}$$

Diese Leistungsflussdichte zeigt in Richtung des Erdbodens. Der Realteil des Poynting-Vektors beschreibt den Energieabfluss in den Boden. Er repräsentiert die Dämpfung der über dem Boden laufenden Welle.

Je nach dem Verhältnis zwischen Real- und Imaginärteil der komplexen Permittivität lassen sich verschiedene Möglichkeiten für die Gestalt der Ellipse angeben.

Die Drehfeldellipse ist schlank und nur schwach in Ausbreitungsrichtung geneigt, wenn $60 \cdot \kappa \cdot \lambda \gg \varepsilon_r$ gilt. Dies gilt für den Bereich der Langwelle (LF) und der Mittelwelle (MF).

Wird $60 \cdot \kappa \cdot \lambda \approx \varepsilon_r$, so erscheint die Drehfeldellipse unter einem stärkeren Neigungswinkel und breiter.

Für hohe und höchste Frequenzen wird die Drehfeldellipse mit $\varepsilon_r \gg 60 \cdot \kappa \cdot \lambda$ wieder schlank, behält den großen Neigungswinkel jedoch bei.

Der nach seinem Entdecker J. Zenneck benannte „Zenneck-Typ der Bodenwelle“ [Zen07] beschreibt eine Bodenwelle, die senkrecht zur Grenzfläche zwischen Boden und Luft eine exponentielle Dämpfung erfährt. Daher erklärt sich die Beschränkung der „Zenneck-Welle“

auf die unmittelbare Umgebung der Grenzfläche. Aus diesem Grund wird die Zenneck-Welle auch als Grenzflächenwelle bezeichnet.

Dies lässt sich nachvollziehen, wenn man den Näherungswert von

$$\sqrt{k_0^2 - h^2} \approx \frac{k_0}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_r}} \tag{155}$$

in den Exponenten von Gl. (139) einsetzt. Mit Gl. (148) lässt sich die magnetische Feldkomponente im Ausbreitungsmedium darstellen als

$$\underline{H}_{\text{Vakuum}} = \underline{C} \cdot e^{\mathrm{j} \cdot \frac{k_0}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_r}} \cdot z} = \underline{C} \cdot e^{-\frac{k_0}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_r}} \cdot \sin\frac{\beta}{2} \cdot z} \cdot e^{\mathrm{j} \cdot \frac{k_0}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_r}} \cdot \cos\frac{\beta}{2} \cdot z} \tag{156}$$

Nun wird ersichtlich, dass die elektromagnetische Welle sowohl in z-Richtung als auch in Ausbreitungsrichtung gedämpft ist. Ihre Phasengeschwindigkeit

$$v_{\text{Ph}} = \frac{\omega}{h} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}} \tag{157}$$

ist in hohem Maße von den Bodenparametern abhängig.

Sie stellt einen technisch orientierten Lösungsansatz zur Beschreibung der Wellenausbreitung entlang einer Grenzfläche dar. Die Zenneck-Welle wird in der Praxis in der beschriebenen Form nicht auftreten, jedoch ist sie für viele technische Probleme der Ausbreitungsrechnung ein gutes Mittel zur Beschreibung der Wellenausbreitung in unmittelbarer Nähe der Grenzfläche.

Durch die Messung der horizontalen und vertikalen Feldkomponente $\underline{E}_x$ und $\underline{E}_z$ – oder alternativ durch Messung der großen Halbachse a und der kleinen Halbachse b und des Neigungswinkels γ gegen die Horizontale – lassen sich die Bodenkonstanten ε und κ bestimmen.

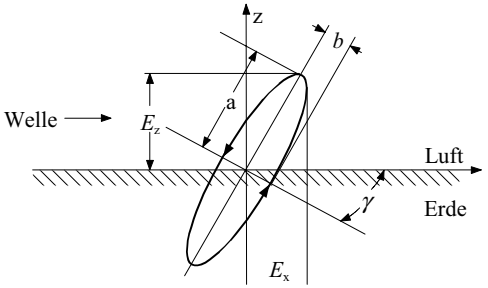


Abb. 55 Erläuterung der gemessenen Komponenten der elektromagnetischen Welle [Gro74a]

Es lässt sich folgende Beziehung zwischen den zu messenden Halbachsen ermitteln

$$\frac{a}{b} = \sqrt{|\underline{\varepsilon}_r|} \cdot \frac{1}{\sin\left(\frac{b}{2}\right)} \tag{158}$$

Für den Neigungswinkel gegen die Horizontale in Ausbreitungsrichtung ergibt sich

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{|\underline{\varepsilon}_r|}} \cdot \cos\left(\frac{b}{2}\right) \tag{159}$$

und

$$\tan b = \frac{60 \cdot \kappa \cdot \lambda}{\varepsilon_r} \tag{160}$$

Für Frequenzen im Lang- und Mittelwellenbereich lässt sich unter Vernachlässigung der dielektrischen Verluste ein Effektivwert der elektrischen Leitfähigkeit κ_{eff} ermitteln. Die dielektrischen Verluste werden dann in einem höheren Wert für κ_{eff} im Vergleich zur tatsächlich vorliegenden Leitfähigkeit berücksichtigt. Wegen der dielektrischen Verluste errechnet sich ein weiterer Beitrag zu κ_{eff} durch eine fiktive Leitfähigkeit nach

$$60 \cdot \kappa_{fiktiv} \cdot \lambda = \varepsilon_r \tag{161}$$

beziehungsweise

$$\kappa_{fiktiv} = \frac{\varepsilon_r \cdot f}{60 \cdot c} \tag{162}$$

Bei einem konstanten, frequenzunabhängigen Wert für ε_r erhält man einen steigenden Beitrag zur Bodenleitfähigkeit infolge zunehmender fiktiver Bodenleitfähigkeit.

Bei der Durchführung der Messungen ist auf die Einhaltung eines Mindestabstandes zum Transmitter von $4 \cdot \lambda$ zu achten [Eli57].

Der Messfehler der Bodenleitfähigkeitsmessung durch Messung der Neigung der Phasenfront wurde zu etwa 9 % ermittelt [Eli57]. Ein maßgeblicher Fehler im empfangenen Signal wird produziert, wenn ein Empfänger in geringer Entfernung zu einem starken Sender platziert wird und zwischen beiden der Erdboden schlecht leitend ist [Fer92].

Ein paradox anmutendes Ergebnis der Vermessung der Bodenparameter ist das Auftreten einer effektiven Permittivität mit negativem Vorzeichen $\varepsilon_{r,eff} < 0$. Dieses Ergebnis ist zu beobachten, wenn der Winkel α zwischen dem senkrecht zum Sender ausgerichteten Messdipol und der Horizontalebene größere Werte annimmt als der Winkel γ. Als γ wird derjenige Winkel bezeichnet, der von der Horizontalebene und dem in Richtung des Senders orientierten Messdipol eingeschlossen wird.

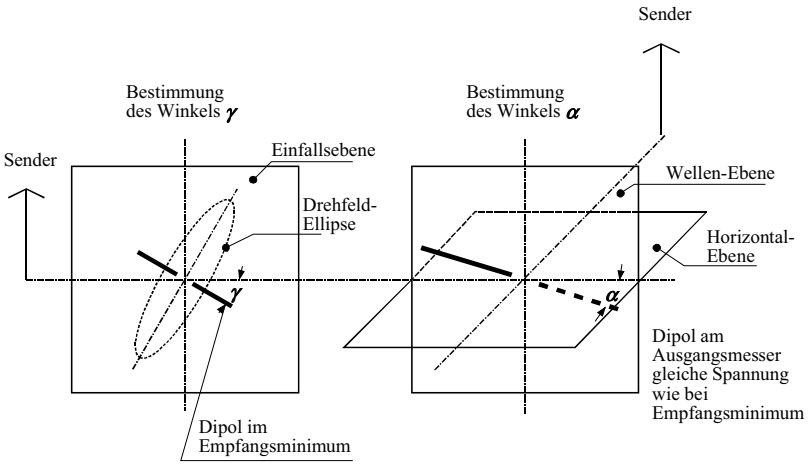


Abb. 56 Orientierung des Messdipols zum Sender, aus [Gro49]

Die Ursache dieser Besonderheit liegt darin, dass oberirdische Rückstrahler oder eine Schichtung des Erdbodens vorliegen [Gro49].

5.4.2 Erläuterung des Messaufbaus

Um die eigenen Messungen ortsunabhängig gestalten zu können, wurde ein Messaufbau konzipiert, der in einem Kraftfahrzeug transportiert werden konnte.

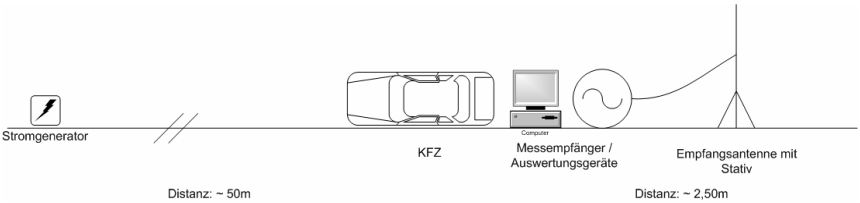


Abb. 57 Messaufbau der Neigungswinkelmessung der Phasenfront

Abb. 57 stellt den Messaufbau für die Vermessung der Zenneck-Ellipse dar. Die Stromversorgung wurde durch einen Generator realisiert.

Ausgangsseitig war dem Generator ein pulsweitenmodulierter Frequenzumrichter zur Erzeugung eines lastunabhängigen, möglichst reinen 50 Hz Sinussignals und ein EMV-Filter zur Verhinderung einer Einkopplung von Netzstörungen in die Messgeräte nachgeschaltet.

Weiterhin wurden die ausgangsseitigen Netzanschlüsse des Generators mit Varistoren vom Typ SIOV S14K230 versehen, um einen Schutz vor Überspannungen zu realisieren. Durch den Innenwiderstand des Varistors im Bereich von $R_i \geq 10\,\mathrm{M\Omega}$ kann außerdem der Abbau einer Potentialdifferenz zwischen den Ausgangsklemmen auch für den Fall des Anlaufens und des Stillstandes des Generators erreicht werden. Zwar wurde durch Schaltung und Regelung des Umrichters diesem Umstand bereits Rechnung getragen, jedoch empfiehlt auch der Generatorhersteller die Beschaltung der Netzanschlussklemmen mit einem hochohmigen Widerstand, um den Schutz der hochwertigen Messgeräte zu gewährleisten.

Um den Generator als potentielle Störquelle möglichst von den Messgeräten als potentielle Störsenke zu entkoppeln, wurde der Generator in ca. 50 m Entfernung von den Messpunkten aufgestellt.

Um den Schutz und die Funktionsfähigkeit der Messinstrumente zu gewährleisten, wurden diese sowie der Steuerrechner im KFZ untergebracht. Als primäres Messinstrument wurde der EMV-Messempfänger ESHS 010 (9 kHz – 30 MHz) der Firma Rohde & Schwarz verwendet. Als sekundäres Messgerät diente der tragbare EMVU-Spektrumanalysator FSH 3 (100 kHz –

3 GHz) von Rohde & Schwarz. Der Messverstärker IN 115 wurde ebenfalls im KFZ installiert.

Zur Anwendung kam zum einen eine aktive bikonische Antenne mit integriertem Verstärker vom Typ EFS 9219 (9 kHz – 30 MHz) der Firma Schwarzbeck zur Messung der horizontalen Feldkomponente. Zum anderen wurde ein aktiver Halbwellenmonopol zur Messung der vertikalen elektrischen Feldkomponente vom Typ HE 010 (10 kHz – 80 MHz) von Rohde & Schwarz verwendet. Um Einflüsse durch räumliche Nähe des Messpersonals zu den Antennen und den daraus resultierenden Feldverzerrungen zu minimieren, wurden die Antennen auf EMV-Stative montiert, die ihrerseits wiederum eine möglichst geringe Störung des elektromagnetischen Feldverlaufes bewirken.

Um weitere Störungen infolge einer unterschiedlichen Orientierung der metallenen Fahrzeugkarosserie zu den Messantennen zu minimieren, wurden das KFZ und der Generator aus Sicht der Messantennen stets in westlicher Richtung positioniert.

Da die Messpunkte in unterschiedlichen örtlichen Gegebenheiten lagen, wurde versucht, diese Einflüsse durch sorgfältige Auswahl der Messpunkte zu minimieren. War der Messpunkt in der Nähe eines Senders gelegen, so wurde auf eine ausreichende Entfernung zur Sendeanlage geachtet, sodass die Messungen im Fernfeld (siehe Abschnitt 3.6) durchgeführt wurden.

Um eine hinreichend homogene Feldverteilung zu gewährleisten, wurde darauf geachtet, dass der Messpunkt im Zentrum eines Plateaus mit ausreichender Seitenlänge lag.

Da alle metallischen Gegenstände die Feldverteilung stören und der Grad der Störung ansteigt, je mehr die geometrischen Abmessungen in die Größenordnung der Wellenlänge kommen, ist es wichtig, dass keine Freileitungen, Eisenbahntrassen oder Autobahnen in der Nähe sind.

Die Messungen, die im Zeitraum November 2005 bis Januar 2006 durchgeführt wurden, fanden unter ähnlichen Witterungsbedingungen statt. Eine genaue Dokumentation der Umgebungsbedingungen für die jeweiligen Messpunkte ist im Anhang in Abschnitt XV bis Abschnitt XX zu ersehen.

5.4.3 Beschreibung der Messkonzeption

Zu Beginn einer Messreihe wurde die Feldstärke der zehn Rundfunksendeanlagen, die in Abschnitt XXI im Anhang genauer beschrieben sind, vermessen.

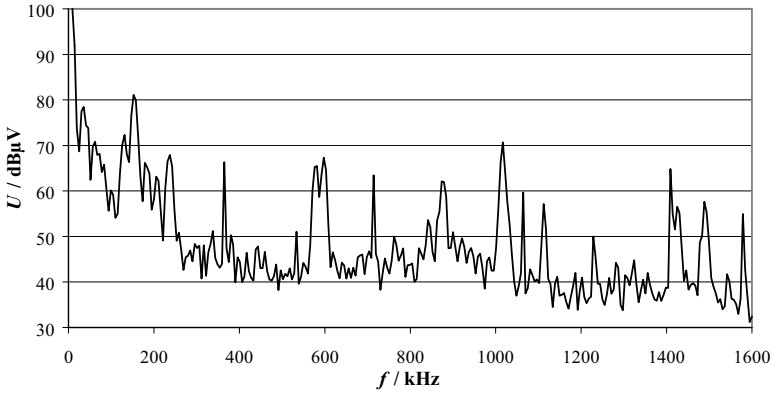


Abb. 58 Messung der vertikalen Feldkomponente mit FSH 3 & HE 010, RBW = 10kHz, Messpunkt Mutterstadt vom 10.01.2006

Die Ergebnisse des ersten Teils einer Messreihe, die mit dem in Abb. 57 dargestellten Versuchsaufbau durchgeführt wurde, sind in Abb. 58 zu sehen.

Diese Messung wurde mit dem Messempfänger ESHS 10 wiederholt, weil dieser im Vergleich zu einem Spektrumanalysator eine höhere Genauigkeit der Messwerte gewährleistet.

Die Vermessung der vertikalen Feldkomponente mittels Messempfänger ESHS 10 und Messantenne HE 010 wurde nach einem Zeitraum von ca. einer Stunde erneut durchgeführt, um eine Aussage über die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse treffen zu können.

Um die Messergebnisse einordnen und vergleichen zu können, wurde auch mit der Antenne EFS 9219 eine Messung in vertikaler Polarisation durchgeführt.

Anschließend wurde die Sonde EFS 9219 horizontal ausgerichtet. Um den Effektivwert der Feldstärke nachvollziehbar ermitteln zu können, wurde die Achse der bikonischen Strahlerelemente der Antenne zuerst in Nord-Süd Richtung ausgerichtet, anschließend in Ost-West Richtung.

Nachfolgend wurde die bikonische Antenne horizontal auf dem Stativ montiert und in 15 °-Schritten gedreht, um das Maximum ohne Beeinträchtigung durch das Messpersonal zu ermitteln.

Abschließend wurden durch eine manuelle Messung der Minimal- und der Maximalwert für horizontale und vertikale Polarisation über alle zehn Frequenzen bestimmt.

5.4.4 Der Einfluss der Messantennen

Bevor die Antennen vorgestellt werden, die im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurden, sollen einige Grundlagen zu Antennen erläutert werden.

Eine Sendeantenne hat die Aufgabe, die vom Ausgang des Senders ausgehende Leitungswelle in die Freiraumwelle zu überführen oder in der Rolle als Empfangsantenne die Freiraumwelle aus dem Raum aufzunehmen und in die Leitungswelle zu überführen, die dann zum Empfänger geführt wird.

Es gibt viele verschiedene Ausführungen von Antennen, die auch nach den unterschiedlichsten Kriterien eingeteilt werden können. Meist wird eine Einteilung nach Strahlertypen unter Berücksichtigung der Art der Erregung und Strahlung vorgenommen. Eine Unterscheidung kann nach Strahlerelementen, -gruppen, -strukturen und -aperturen erfolgen.

Aus den Strahlerelementen seien hier beispielhaft die verschiedenen Varianten Elementarstrahler, Linearantennen, Formantennen, Schleifenantennen, Schlitzantennen und Aktivantennen aufgeführt.

Bei einer WLAN-Antenne werden oft Rundstrahlerantennen verwendet, bei mobilen Antennen, z. B. beim CB-Funk, um elektrisch verkürzte Vertikalantennen.

Der Antennengewinn drückt die Bündelungseigenschaften aus, d. h. die Konzentration des elektromagnetischen Feldes in einem bestimmten Sektor des Raumes, verbunden mit dem Antennenwirkungsgrad.

Der lineare Gewinn G_{lin} beschreibt das Verhältnis der maximalen Empfangsleistung P_{max} im ebenen Wellenfeld zur Empfangsleistung P_{i} des verlustlosen isotropen Strahlers bei Leistungs- und Polarisationsanpassung [Kri02]:

$$G_{\mathrm{lin}} = \frac{P_{\mathrm{max}}}{P_{\mathrm{i}}} \tag{163}$$

Dabei bedeutet ein ebenes Wellenfeld, dass sich die elektromagnetischen Wellen von einer punktförmigen Strahlungsquelle gleichmäßig im freien Raum ausbreiten – es wird dann auch

vom isotropen Strahler gesprochen – und im Fernfeld fast als ebene Fläche anzusehen sind. Dies ist damit zu begründen, dass der Kugeldurchmesser der sich ausbreitenden elektromagnetischen Welle immer größer und damit die Krümmung immer geringer wird.

Die Leistungsanpassung bedeutet, dass die Ein- und Ausgangsimpedanzen aufeinander abgestimmt werden. Der Begriff der Polarisationsanpassung beschreibt den Bezug beider Antennen auf eine Polarisation.

Dabei gilt dies sowohl für den Sende- als auch für den Empfangsfall. Normalerweise wird der Gewinn im logarithmischen Maßstab G_{dB} angegeben:

$$G_{\mathrm{dB}} = 10 \cdot \lg G_{\mathrm{lin}} \tag{164}$$

Eine weitere wichtige Kenngröße ist der Antennenfaktor. Er gibt das Wandlungsmaß zwischen der von einer Antenne abgegebenen oder aufgenommenen Spannung und der vorherrschenden elektrischen oder magnetischen Feldstärke an. Bei einer elektrischen Antenne handelt es sich dann um die elektrische Feldstärke und bei einer magnetischen dementsprechend um die magnetische Feldstärke.

Der Antennenfaktor wird meist im logarithmischen Maßstab angegeben und beinhaltet die effektive Länge, die Antennenimpedanz, also den komplexen Widerstand einer Antenne, und die Verluste bzw. Gewinne. Die effektive Länge einer Antenne ist die Länge einer äquivalenten Antenne, die eine konstante Stromverteilung hat und die gleiche Feldstärke aussendet wie die betrachtete Antenne [Fus05]. Der Antennenfaktor wird meist in Tabellen in Abhängigkeit von der Frequenz für eine Antenne angegeben.

Die Richtcharakteristik von Antennen gibt im Sendefall die von einer Antenne erzeugte Feldstärke in Abhängigkeit von Amplitude, Phase und Polarisation in einem konstanten Abstand unter Fernfeldbedingungen und im Empfangsfall die richtungsabhängige aufgenommene Spannung am Empfänger nach Amplitude und Phase an. Das Richtdiagramm ist dann die zeichnerische Darstellung eines Ausschnittes der Richtcharakteristik [Kri02]. Ein solches Richtdiagramm kann in verschiedenen Formen ausgeführt werden, u. a. als Horizontal- und Vertikaldiagramm für die beiden Ebenen. Mit Hilfe dieser Diagramme lässt sich die Abstrahlcharakteristik von Antennen beschreiben. Als Beispiel soll das Richtdiagramm für den Sender Beidweiler in Abb. 59 dienen, das sich aus den Angaben in Anhang XXIII ergibt und in der Simulationssoftware *WinField* der FGEU realisiert wurde.

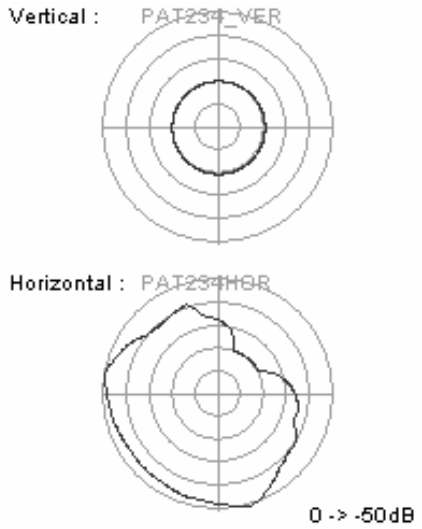


Abb. 59 Vertikales und horizontales Richtdiagramm des Senders Beidweiler [aus WinField]

Der LW-Sender, der von Radio Télévision Luxembourg (RTL) in Beidweiler, Luxemburg betrieben wird, zeigt im horizontalen Richtdiagramm eine Konzentration der Leistungsflussdichte im Bereich zwischen 45 ° und 90 °. Da dieser Sender zur Abdeckung großer Teile Frankreichs dient, erscheint eine Konzentration auf den südwestlichen Bereich sinnvoll.

Mit Hilfe der Richtdiagramme sollte eine weitere Simulation durchgeführt werden, die aus den technischen Daten der Sendeanlagen und ihrer Position zu den Messpunkten (siehe Tabelle XXX) eine Prognosefeldstärke generiert. Da von den Betreibern der zehn untersuchten Sendeanlagen lediglich von RTL das Richtdiagramm zugänglich gemacht wurde, wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit auf eine Analyse unter Berücksichtigung der Prognosefeldstärke verzichtet. Weil die Simulationsergebnisse ohne Anwendung der Richtdiagramme große Ungenauigkeiten aufweisen, wird lediglich auf [Pet06] zur Darstellung einer grundlegenden Betrachtung verwiesen.

5.4.5 Verwendete Messantennen

Bei der Auswahl der Messantennen ist ein besonderes Augenmerk auf die Charakteristika der Antennen in Bezug auf die vorliegende Messaufgabe, d. h. die Ermittlung der horizontalen und vertikalen Feldkomponente zu legen.

5.4.5.1 Antenne HE 010

Abb. 60 Aktiver Monopol HE 010 von Rohde & Schwarz

Bei der Stabantenne HE 010 handelt es sich um einen aktiven Halbwellenmonopol mit einem Frequenzbereich von 10 kHz bis 80 MHz von Rohde & Schwarz.

Eine senkrecht montierte Monopol-Antenne stellt eine spezielle Form der Dipolantenne dar, bei der eine gut leitende Fläche als Gegenpol fungiert. Wie im vorliegenden Fall kann dies auch der Erdboden sein. Als aktive Antenne kann sie mit 1 m Bauhöhe im Verhältnis zu der Wellenlänge λ der betrachteten Frequenzen sehr kompakt ausgeführt werden. Die Antenne besitzt eine Eingangsimpedanz von 50 Ω.

5.4.5.2 Sonde EFS 9219

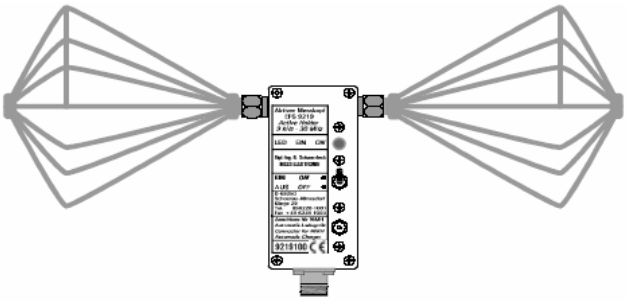


Abb. 61 Sonde EFS 9219 von Schwarzbeck

Bei der Messsonde EFS 9219 der Firma Schwarzbeck Messtechnik handelt es sich um den aktiven Halter EFS 9219 und zwei bikonische Elemente, die zusammen die Messsonde ergeben. Eine Antenne mit bikonischen Elementen lässt sich im Prinzip als eine in der Länge verkürzte Dipolantenne beschreiben. Der Vorteil liegt in der kompakten Größe und einem

geringeren Aufwand zur Durchführung der Kalibrierung. Der Frequenzbereich liegt zwischen 9 kHz und 30 MHz.

Die Sonde wird durch einen Akku mit Strom versorgt, um so Störungen und Messwertverfälschungen durch ein Stromversorgungskabel zu vermeiden.

5.5 Schichtung des Erdbodens

In den nachfolgenden Diagrammen sind Messergebnisse aus früheren Arbeiten dargestellt, die den Einfluss der Schichtung des Erdbodens illustrieren.

In Abb. 62 und Abb. 63 ist der betragsmäßige Verlauf des Verhältnisses $|\nu|$ zwischen horizontaler und vertikaler elektrischer Feldstärke dargestellt.

$$|\nu| = \frac{E_{\text{hor}}}{E_{\text{vert}}} = \frac{1}{\sqrt[4]{\varepsilon^2 + \left(\frac{2 \cdot \sigma}{f}\right)^2}} \tag{165}$$

Für lange Wellen oder hohe Leitfähigkeitswerte kann der Beitrag durch ε als vernachlässigbar gering angesehen werden.

Formel (165) lässt sich zu

$$|\rho| \approx \sqrt{\frac{f}{2 \cdot \sigma}} \tag{166}$$

vereinfachen. Wird dieser Verlauf graphisch dargestellt, so lassen sich die Effekte geschichteten Erdbodens daran gut erkennen.

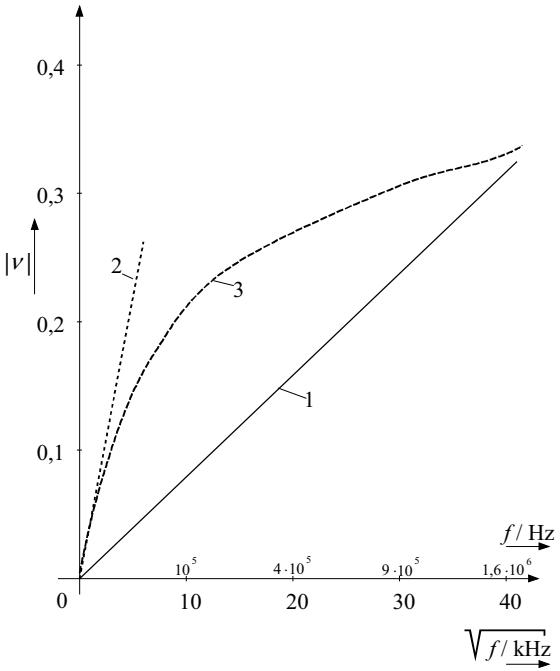


Abb. 62 Frequenzgang des Verhältnisses zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke $|\nu|$, gut leitende Oberschicht [Gro49]

In Abb. 62 bezeichnet die Kurve (1) das Verhältnis zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke bei Vorliegen einer einzigen, gut leitenden Schicht, (2) das Verhältnis bei Vorhandensein einer schlecht leitenden Schicht, (3) den gemessenen effektiven Widerstand bei der angegebenen Frequenz infolge einer kombinierten Anregung beider Schichten, der gut leitenden Oberschicht und der schlecht leitenden Unterschicht. Kurve 1 wurde nach

$$|\nu| = \sqrt{\frac{f}{2 \cdot \sigma_{1,\mathrm{DC}}}} \tag{167}$$

berechnet. Kurve 2 beschreibt das Verhältnis zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke bei schlecht leitender Oberschicht (Sand von 10 m Mächtigkeit). Da die Abweichung in diesem Fall zu groß wäre, wurde die Ausgangsformel

$$|\nu| = \frac{1}{\sqrt[4]{\varepsilon_2^{\,2} + \left(\frac{2 \cdot \sigma_{2,\mathrm{DC}}}{f}\right)^2}} \tag{168}$$

zur Berechnung herangezogen.

Die Dämpfung ist nicht nur von den Beträgen der Bodenbeiwerte abhängig, sondern auch von der Reihenfolge der einzelnen Schichten. Liegt eine gut leitende Oberschicht an der Erdoberfläche vor, so wird die Ausbreitung durch eine schlecht leitende Unterschicht nicht wesentlich beeinträchtigt.

Wird die Reihenfolge der beiden Schichten vertauscht, so ist ein entgegengesetzter Frequenzgang der Signaldämpfung zu beobachten.

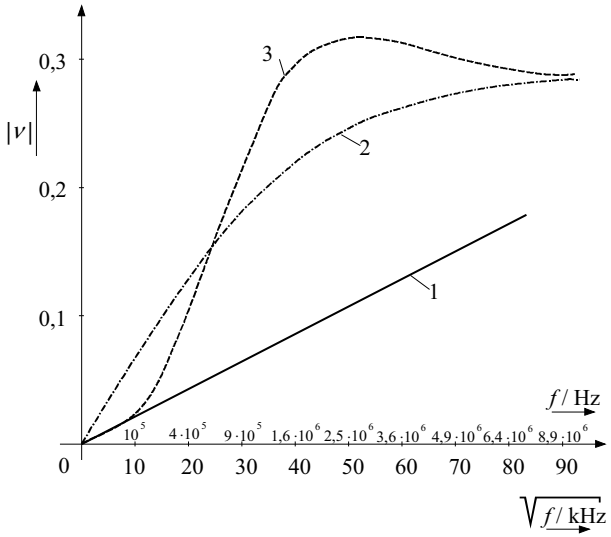


Abb. 63 Frequenzgang des Verhältnisses zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke $|v|$, gut leitende Unterschicht [Gro49]

Die Ursache der Unterschiede zwischen Abb. 62 und Abb. 63, d.h. zwischen gut leitender Unterschicht und gut leitender Oberschicht liegt im Auftreten von Reflexionen an den Schichtgrenzen, die zu einer zusätzlichen Dämpfung führen.

Der in Abb. 63 dargestellte Messpunkt beinhaltet zwei Schichten. Unterhalb einer 1 m mächtigen, gut leitfähigen Schicht von Moorboden (Kurve 1) befindet sich eine schlecht leitfähige Schicht von Geröll (Kurve 2).

Kurve 1 bezeichnet den Verlauf der Funktion der gut leitenden Oberschicht

$$|\nu| = \sqrt{\frac{f}{2 \cdot \sigma_{1,\mathrm{DC}}}} \tag{169}$$

Kurve 2 beschreibt den Frequenzgang unter Verwendung der geringeren Leitfähigkeit der Unterschicht:

$$|\nu| = \sqrt{\frac{f}{2 \cdot \sigma_{2,\mathrm{DC}}}} \tag{170}$$

Kurve 3 bezeichnet die Messergebnisse am beschriebenen Messpunkt. Für niedrige Frequenzen, d. h. große Eindringtiefen δ, nähert sich die Kurve der Bodenleitfähigkeit der schlecht leitenden Unterschicht $\sigma_{2,\mathrm{DC}}$ an, während für hohe Frequenzen, d. h. geringe Eindringtiefen, der Einfluss der gut leitenden Oberschicht dominiert.

Auch in Abb. 63 ist zu beobachten, dass sich die Kurve 3 der Messergebnisse für niedrige Frequenzen der Kurve 1 der Unterschicht annähert, während der Einfluss der Unterschicht mit steigender Frequenz schnell schwindet und sich Kurve 3 dem Wert der Oberschicht asymptotisch angleicht [Gro49].

Die Messergebnisse wurden anhand der folgenden Gleichungssätze aus [*Gro*49] errechnet:

$$\frac{a}{b} = \frac{1}{\sin\alpha} \cdot \frac{1}{\cos\gamma} \approx \frac{1}{\sin\alpha} = \frac{1}{\alpha} \tag{171}$$

$$\sigma_{\mathrm{eff}} = \frac{f_{\mathrm{Hz}}}{4} \cdot \frac{1}{\sin^2\alpha} \cdot \frac{4\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^3}{\left(1+\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2\right)^2} = \sigma_0 \cdot \frac{4\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^3}{\left(1+\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2\right)^2} \tag{172}$$

$$\varepsilon_{\mathrm{eff}} = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \frac{\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2 - \left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^4}{\left(1+\left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2\right)^2} \tag{173}$$

Es zeigt sich, dass in dem in dieser Arbeit verwendeten Frequenzbereich bei einer besser leitenden Oberschicht ein Anstieg der effektiven Bodenleitfähigkeit mit der Frequenz einhergeht. Im Fall einer besser leitenden Unterschicht verhält es sich in diesem

Frequenzbereich umgekehrt und die effektive Bodenleitfähigkeit sinkt mit steigender Frequenz.

5.6 Zeitbereichsreflektometrie mit 3-Elektroden-Sonde

Um eine 3-Elektroden-Sonde zusammen mit einem Messgerät zur Zeitbereichsreflektometrie verwenden zu können, ist es notwendig, die Sonde zu kalibrieren.

Hierzu werden die Grundlagen nach Giese und Tiemann [Gie75] und Topp [Top80] herangezogen.

Die Bodenleitfähigkeit kann mit einer geeigneten Sonde wie folgt berechnet werden:

$$\sigma_{\mathrm{TDR}} = \left(\frac{\varepsilon_0 \cdot c}{L}\right) \cdot \left(\frac{\left|\underline{Z}_{\mathrm{Sonde}}\right|}{\left|\underline{Z}_{\mathrm{a,Mess}}\right|}\right) \cdot \left(\frac{2 \cdot U_{\mathrm{TX,TDR}}}{U_{\mathrm{RX,TDR}}} - 1\right) \tag{174}$$

Die elektrische Bodenleitfähigkeit σ_{TDR}, die durch eine TDR-Messung ermittelt wurde, besitzt die Einheit $(\mathrm{S/m}) \cdot 10^{-1}$. L bezeichnet die elektrische Länge der Sonde, $\underline{Z}_{\mathrm{Sonde}}$ die Sondenimpedanz, $\underline{Z}_{\mathrm{a,Mess}}$ die Ausgangsimpedanz des TDR-Messgerätes, $U_{\mathrm{TX,TDR}}$ den Spannungswert des ausgesandten TDR-Impulses, $U_{\mathrm{RX,TDR}}$ den Spannungswert des empfangenen, d. h. reflektierten TDR-Impulses.

In einigen Schriften wird für eine vorliegende TDR-Sonde ein Kalibrationsparameter K angegeben, der sich aus

$$K = \left(\frac{\varepsilon_0 \cdot c}{L}\right) \cdot \left|\underline{Z}_{\mathrm{S}onde}\right| \tag{175}$$

ergibt.

Das Programm WinTDR in der Version 6.1 [Or04] wurde verwendet, um die Sonde zu kalibrieren, die Signalverläufe aufzunehmen und die Bodenparameter nach dem aktuellen Stand der Technik zu ermitteln.

5.6.1 Kalibrierprozess der 3-Elektroden-Sonde

Durch einen Vergleich der Messergebnisse, die eine unbekannte TDR-Sonde in einer bekannten Lösung mit σ_{Soll} und $\varepsilon_{\text{r,Soll}}$ liefert, lassen sich die Eigenschaften der Sonde und der Übertragungsleitung charakterisieren.

Zur Ermittlung der elektrischen Länge *L* der Sonde nach Castiglione und Shouse [Cas03] wird diese zuerst im Leerlauf vermessen. Anschließend werden die drei Elektroden niederimpedant, z. B. durch ein Erdungsband oder eine Kupferfolie, miteinander verbunden und erneut durch das TDR-Messgerät analysiert. Für die in Abschnitt 4.5.3 vorgestellte Sonde wurde die elektrische Länge durch TDR-Messungen zu $L = 0{,}3415\,\text{m}$ bestimmt.

Zur Kalibrierung der Sondenimpedanz $|\underline{Z}_{\text{Sonde}}|$ empfiehlt sich die Verwendung einer großen Menge an entionisiertem Wasser. Die Sonde wird zuerst in Luft vermessen und danach mit den drei Elektroden vollständig in ein Medium gegeben, für das Leitfähigkeit σ_{Soll} und $\varepsilon_{\text{r,Soll}}$ hinreichend genau bekannt sind.

Für die vorliegende Arbeit wurde die Dielektrizitätszahl des entionisierten Wassers bei $T = 20\,°\text{C}$ nach [Hei95] mit $\varepsilon_{\text{r,Soll}} = 80{,}4$ ermittelt.

Die Leitfähigkeit des entionisierten Wassers beträgt $\sigma_{\text{Soll}} = 1 \cdot 10^{-3}\,\text{S/m}$.

Aus diesen Daten und den Kalibrationsmessungen ergab sich die Impedanz der 3-Elektroden-Sonde zu $|\underline{Z}_{\text{Sonde}}| = 115\,\Omega$.

[Version]
Build=040923
Type=SINGLE
[Probe]
IsMetric=1
IsOffset=1
Name=3rod+BNCKabel lang
Length=34.15303
Impedance=115
DistPDiv=0.25
CursorPos=3
PeakPos=3.114394
Scaling=10
AirRefCoef=0
ShortRefCoef=-1
ZNot=0
VNot=39.7

Abb. 64 Auszug aus Kalibrierdaten der 3-Elektroden-Sonde, über BNC-Kabel an TDR-Messgerät angeschlossen

Abb. 65 zeigt einen Auszug aus den Systemeinstellungen für die vorliegende Sonde. Hier sind neben Kalibrierdaten auch Einstellungen zur Anzeige abgelegt.

5.7 Vermessung einer einseitig offenen TEM-Zelle mittels TDR

Ziel der Vermessung der einseitig offenen TEM-Zelle mittels TDR ist die Generierung einer Systematik, die es erlaubt, von der Signalform einer TDR-Messung auf die Beschaffenheit des Erdbodens zu schließen. Hierzu ist es unabdinglich, in der Signalform die Unterschiede erkennen zu können, die von der Konstruktion der TEM-Zelle herrühren.

Diese Messreihe soll einen ersten Zugang über die quantitative Beeinflussung des Signals durch die unterschiedlichen Impedanzverhältnisse in der TEM-Zelle bei verschiedener Montage der abnehmbaren Zellenwand („Deckel“) und einem verschiedenartigen ausgangsseitigen Abschluss eröffnen. Aus diesem Grund werden vorab Messungen ausgeführt, die Unterschiede bezüglich der Montage des abnehmbaren Teils der TEM-Zelle aufzeigen sollen.

Hierzu wird eine erste Messreihe mit montiertem Deckel durchgeführt (in den Diagrammen bezeichnet als „lid closed“), dieser anschließend entfernt („lid open“), dann lose auf den Schraubenköpfen aufgelegt, wobei zwischen Deckel und der restlichen Zelle ca. 7 mm Abstand bestanden („lid 7 mm“). Nachfolgend wurde der Deckel wieder montiert („lid reclosed“).

5.7.1 Voruntersuchungen zur Reproduzierbarkeit

Da bisher noch keine Erkenntnisse über zu erwartende Signalverläufe bei der Vermessung einer TEM-Zelle durch TDR vorliegen, werden zu Beginn der Messreihen Versuche zur Reproduzierbarkeit durchgeführt.

In den Diagrammen soll im Rahmen der Voruntersuchungen zum einen klar zwischen den unterschiedlichen Positionen der abnehmbaren Zellenwand zu unterscheiden sein, zum anderen sollen die Signalverlaufe bei mehrmaliger Montage der Zellenwand hinreichend ähnlich – im Idealfall identisch – sein.

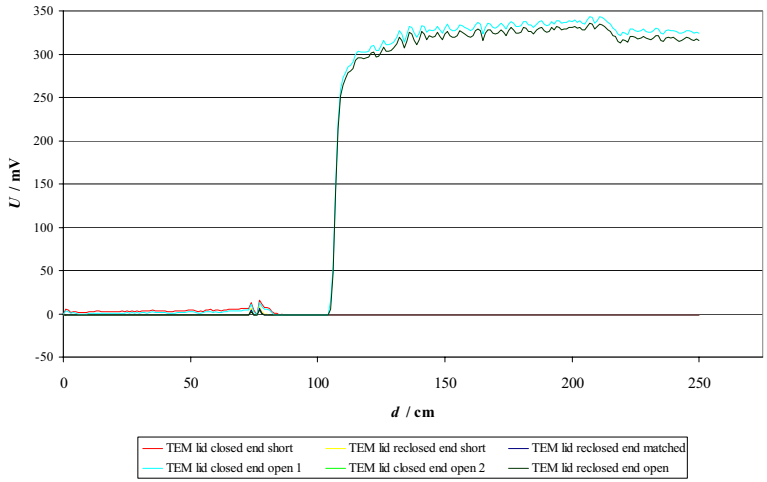


Abb. 65 TDR-Diagramm einer TEM-Zelle, Deckel geschlossen, bei ausgangsseitigem Abschluss mit Kurzschluss (end short), Leerlauf (end open), und bei Anpassung (end matched)

In einem TDR-Diagramm, wie in Abb. 65 dargestellt, ist die Spannung des reflektierten Pulses über der Laufzeit aufgetragen. Die Laufzeit ist proportional zur Länge und in o. a. Diagramm durch Vermessung der Ausbreitungsgeschwindigkeit bereits als absolute Länge – beginnend bei der eingangsseitigen N-Buchse – aufgeführt.

In den TDR-Diagrammen wird zum einen zwischen der Art der Montage der abnehmbaren Wand der TEM-Zelle unterschieden („lid closed“, „lid open“, „lid reclosed“), zum anderen bezüglich des ausgangsseitigen Abschlusses („end open“, „end matched“, „end short“).

In Abb. 65 ist die absolute Länge der TEM-Zelle von etwa 105 cm, inklusive der eingangsseitigen und ausgangsseitigen Kontaktierungen, die über N-Buchsen realisiert

wurden, ersichtlich. Jenseits der ausgangsseitigen N-Buchse liegt bei offenem Ende („end open“ in den Diagrammen) ein Leerlauf vor, der vom TDR-Messgerät ausgesandte Impuls wird reflektiert.

Für $d \geq 105\,\text{cm}$ ist ein Spannungspegel von 300 mV zu beobachten, der eine hohe Welligkeit aufweist. Mehrfachreflexionen überlagern sich also dem ausgesandten Signal.

Bei angepasstem Ende, in den Diagrammen als „end matched“ bezeichnet, treten keine Reflektionen des Impulses auf.

Auch bei kurzgeschlossenem Ende („end short“) ist für $d \geq 105\,\text{cm}$, d. h. jenseits der Ausgangsseite – wie zu erwarten – keine Spannung zu registrieren.

5.7.2 Pegelbetrachtungen zur Ermittlung des Abschlusses der Übertragungsleitung

Bei optimalem Abschluss der Übertragungsleitung, d. h. optimalem Abschluss der TEM-Zelle, sollte im TDR-Diagramm klar zwischen geschlossener, offener und halboffener („lid 7 mm“) Wand allein auf Basis des Signalverlaufs unterschieden werden können.

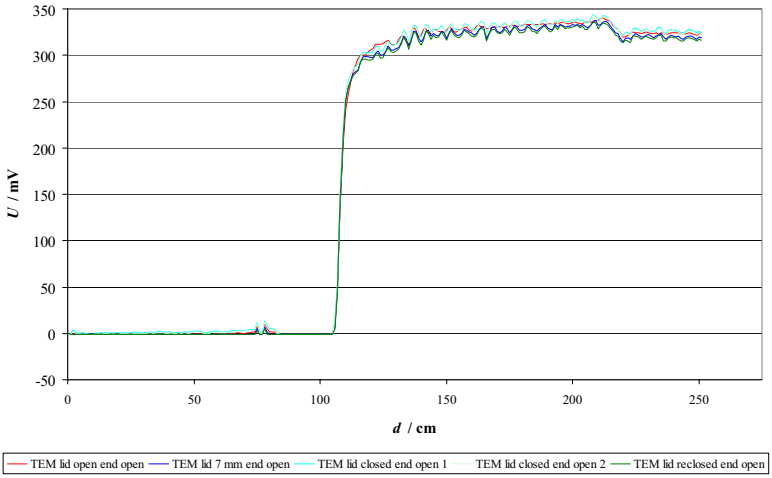


Abb. 66 TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse offen, Gesamtansicht

Abb. 66 zeigt die Gesamtansicht des Spannungsverlaufes bei offenem Ende und unterschiedlicher Montage der Zellenwand. Der Spannungspegel zeigt einen sehr ähnlichen

Verlauf, der auf den ersten Blick keinen Unterschied erkennen lässt, ob der abnehmbare Teil der TEM-Zelle geöffnet, aufgelegt (7 mm) oder geschlossen ist.

Der Spannungspegel im interessierenden Längenbereich $0\,\text{cm} \le d \le 105\,\text{cm}$ sollte bei offenem Ende größer als bei angepasstem Ende, dieser Spannungspegel wiederum größer als bei kurzgeschlossenem Ende sein.

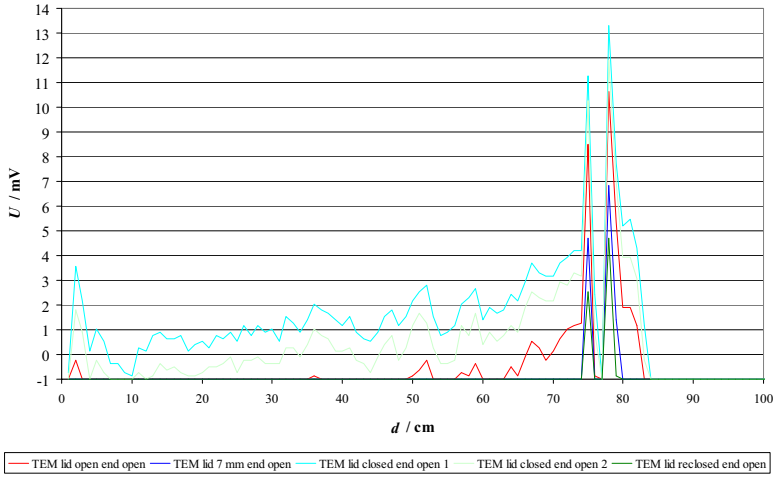


Abb. 67 TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse offen, Detailansicht

Zur genaueren Betrachtung wird der Maximalwert bei gegebener Länge d jeweils zu 100 % gesetzt, die nachfolgenden Spannungspegel werden in Relation zum Maximalwert in % dargestellt.

Tabelle II Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, offenes Ende, $d = 75$ cm

Position	Zelle	rel. Amplitude
max	geschlossen 1	100,0 %
	geschlossen 2	91,0 %
	offen	75,3 %
	7 mm	41,7 %
min	neu verschlossen	22,5 %

Wird der interessierende Längenbereich genauer betrachtet (Abb. 67), so ist ersichtlich, dass der Spannungspegel am Maximum bei $d = 75\,\text{cm}$ nicht der geforderten Abfolge entspricht.

Das Maximum bei $d = 78\,\text{cm}$ zeigt eine identische Abfolge der einzelnen Spannungsverläufe.

Tabelle III Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, offenes Ende, $d = 78$ cm

Position	Zelle	rel. Amplitude
max	geschlossen 1	100,0 %
	geschlossen 2	89,5 %
	offen	80,1 %
	7 mm	51,5 %
min	neu verschlossen	35,3 %

Auf Basis der durchgeführten Messungen ist ein ausgangsseitiger Leerlauf der TEM-Zelle aufgrund einer falschen Abfolge der relativen Signalamplituden nicht geeignet.

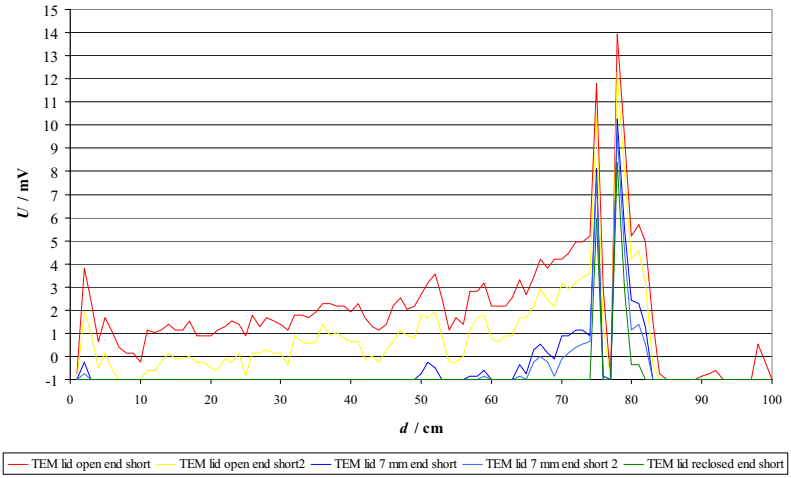


Abb. 68 TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse kurzgeschlossen

Bei kurzgeschlossenem ausgangsseitigem Ende (Abb. 68) zeigt sich ein erkennbarer Unterschied der verschiedenen Montagearten der abnehmbaren Seitenwand.

Tabelle IV Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, kurzgeschlossenes Ende, $d = 75$ cm

Position	Zelle	rel. Amplitude
max	offen 1	100,0 %
	offen 2	88,2 %
	7 mm 1	68,8 %
	7 mm 2	65,6 %
min	neu verschlossen	50,6 %

Bei $d = 78$ cm zeigt sich ein ähnlicher Verlauf der einzelnen Kurven.

Tabelle V Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, kurzgeschlossenes Ende, $d = 78$ cm

Position	Zelle	rel. Amplitude
max	offen 1	100,0 %
	offen 2	88,2 %
	7 mm 1	73,7 %
	7 mm 2	69,1 %
min	neu verschlossen	60,0 %

Der Kurzschluss des ausgangsseitigen Endes der TEM-Zelle führt zu geeigneten Messergebnissen.

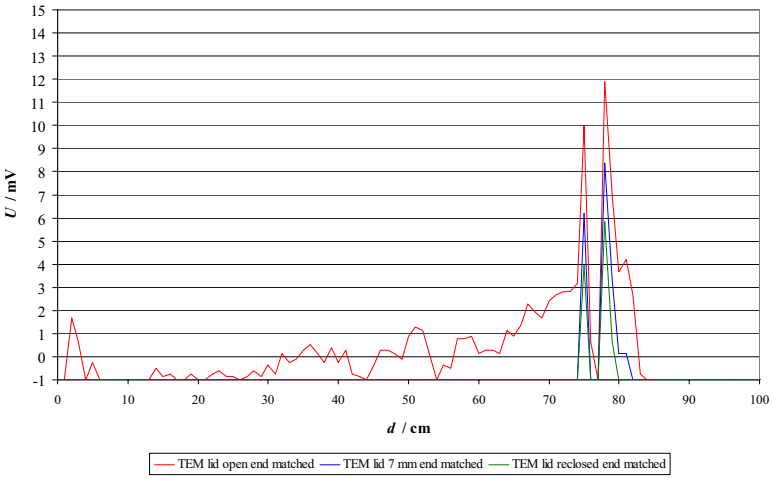


Abb. 69 TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse angepasst

Betreibt man die TEM-Zelle mit ausgangsseitigem Abschluss durch den Feldwellenwiderstand von $50\,\Omega$, so zeigt sich der in Abb. 69 dargestellte Verlauf.

Tabelle VI Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, angepasstes Ende, $d = 75$ cm

Position	**Zelle**	**rel. Amplitude**
max	offen	100,0 %
	7 mm	62,1 %
min	neu verschlossen	39,4 %

Die Spannungsspitze bei $d = 78$ cm lässt sich wie folgt analysieren:

Tabelle VII Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, angepasstes Ende, $d = 78$ cm

Position	**Zelle**	**rel. Amplitude**
max	offen	100,0 %
	7 mm	70,3 %
min	neu verschlossen	49,0 %

Auch der ausgangsseitige impedanzrichtige Abschluss zeigt einen Verlauf, der sich zu einer weitergehenden Prüfung eignet.

6 Ergebnisse der Messungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden die Ergebnisse von Langzeitmessungen von Sendern, Messungen mit einer Elektrodenanordnung nach Wenner, Zeitbereichsreflektometrie-Messungen (TDR) und Messungen des Neigungswinkels der Phasenfront diskutiert.

6.1 Langzeitmessungen von Sendern

Zu Beginn der Analyse der Langzeitmessungen steht die Untersuchung der Messkampagne vom Dezember 2004 bis zum Januar 2005. Wie in bereits in Abb. 51 gezeigt, wird für das analysierte Signal eine Nachtabsenkung von 3 dB vorgenommen. Diese Schwankung des Signals ist zu berücksichtigen, wenn der Signalpegel mit Wetterparametern zu korrelieren ist.

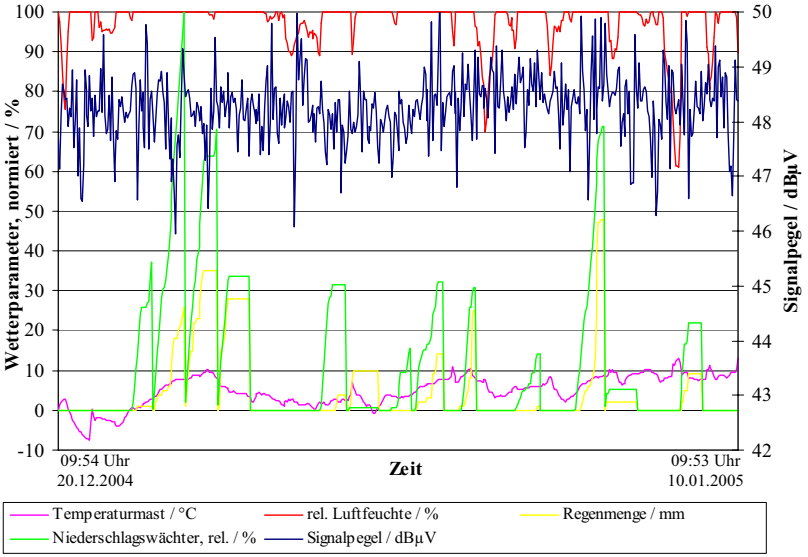


Abb. 70 Auswertung der Langzeitbeobachtung des DLF-Senders Donebach (153 kHz) vom 20.12.2004 bis zum 10.01.2005

In Abb. 70 ist der Zeitverlauf der Wetterparameter und des gemessenen Signalpegels dargestellt.

Die Wetterparameter wurden von einer Wetterstation auf Gebäude 12 der Technischen Universität Kaiserslautern geliefert. Diese besitzt zum einen eine große räumliche Nähe zum

Ort der Feldstärkemessung bei Gebäude 24, zum anderen werden die registrierten Daten auf einem Rechner gespeichert und der Öffentlichkeit über das weltweite Datennetzwerk zugänglich gemacht. Diese Daten wurden mit einem programmierten Makro mit den Ergebnissen der Feldstärkemessung verknüpft und ausgewertet.

Der zur Auswertung angewandte Korrelationskoeffizient nach Pearson und Bravis beschreibt die Ähnlichkeit zweier Reihen $(x_1 \ldots x_n; y_1 \ldots y_n)$ miteinander.

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2\right) \cdot \left(\sum_{i=1}^{n}(y_i - \bar{y})^2\right)}} \tag{176}$$

Der Korrelationskoeffizient besitzt einen Wertebereich zwischen $-1 \le r_{xy} \le 1$. Von einer Korrelation zweier Parameter kann ab einem Betrag von $r_{xy} \ge 0,75$ ausgegangen werden, analog wird für $r_{xy} \le -0,75$ von einer Antikorrelation gesprochen, d. h. eine Erhöhung des einen Parameters führt zu einer Absenkung der anderen veränderlichen Größe.

Tabelle VIII Übersicht der Korrelationskoeffizienten der Dauermessung 153 kHz, Messkampagne 12/04 – 01/05

Parameter	Korrelationskoeffizient
Feldstärke zu Temperatur	-0,0076
Feldstärke zu Luftfeuchte	0,1840
Feldstärke zu Regenmenge	0,1552
Feldstärke zu Niederschlagswächter, rel.	0,2066

Die Korrelationskoeffizienten liefern mit maximal 0,2066 nur einen schwachen, zu einer Argumentation nicht verwendbaren Zusammenhang zwischen der gemessenen elektrischen Feldstärke und Wetterparametern.

Parallel zur Messkampagne an der Technischen Universität Kaiserslautern wurde in Kooperation mit der Bundesnetzagentur eine Langzeitmessung des DCF77-Zeitsignals an 61 Messpunkten in Deutschland durchgeführt. Diese Messkampagne erstreckte sich vom 14.12.2004 bis zum 31.01.2005. Die Ergebnisse sind in Anhang I bis Anhang XIV aufgeführt.

Um einen Zusammenhang zwischen dem Verlauf von Wetterparametern und der gemessenen Empfangsfeldstärke untersuchen zu können, wurde vom 22.03.2005 bis zum 27.03.2005 eine

weitere Messkampagne durchgeführt, deren Zeitverlauf in Abschnitt 5.2 untersucht und in Abb. 53 aufgeführt ist.

Die Wetterdaten wurden aus der Datenbank des Deutschen Wetterdienstes (DWD) generiert und uns zur Verfügung gestellt.

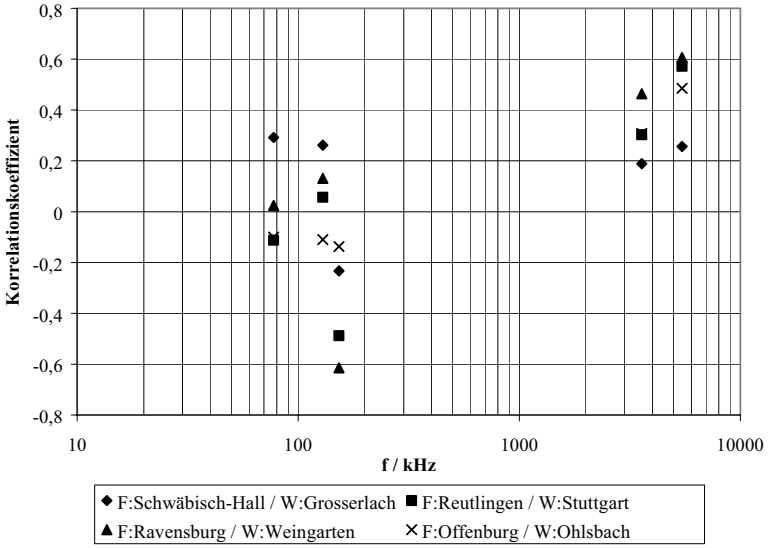


Abb. 71 Analyse der Korrelationskoeffizienten der Langzeitmessung im Juli 2005 (Legende: F=Feldstärkemessung / W=Wettermessung)

Abb. 71 zeigt auf der Abszisse die Trägerfrequenz der beobachteten Signale und auf der Ordinate die Korrelationskoeffizienten nach Pearson. In der Legende ist zuerst der Ort der Feldstärkemessung aufgeführt, dann der Ort der Messung der Wetterdaten.

Da der Ort der Messung der Wetterparameter und der Ort der Feldstärkemessung einige Kilometer voneinander entfernt sein können, sind Ungenauigkeiten zu erwarten.

Von einer eindeutigen Korrelation kann in keinem der untersuchten Fälle gesprochen werden, es ergibt sich ein maximaler Korrelationskoeffizient von $r = +0,6$ für das Testsignal auf 5447,5 kHz am Messort Ravensburg. Für den identischen Messort ergibt sich jedoch für das Signal des Rundfunksenders Donebach auf 153 kHz eine Antikorrelation von $r = -0,6$.

6.2 Elektrodenanordnung nach Wenner

Die Messung des Erdbodenwiderstandes nach Wenner erfolgte im Juli. Der Boden wurde als trocken charakterisiert, das Wetter war sonnig. Daher wurde im Vergleich zu den Messungen mittels 3-Elektroden-Sonde und TDR-Messgerät (Abschnitt 5.6) eine verringerte Bodenleitfähigkeit erwartet.

Die erste Messung ergab für einen Messstrom von 2 mA und einen Elektrodenabstand von $a = 5\,\mathrm{m}$ einen Bodenwiderstand $R_1 = 11{,}56\,\Omega$. Dies entspricht nach Gl. (108) einer Bodenleitfähigkeit $\sigma_1 = 2{,}75 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S/m}$. Die Messelektroden mit einer Länge von ca. 40 cm wurden geradlinig eingeführt und vollständig im Erdboden versenkt. Die geradlinige Einführung diente dazu, eine gute Kontaktierung zum umgebenden Erdreich herzustellen. Für einen Messstrom von 10 mA zeigte sich der gleiche Widerstandswert.

Bei der zweiten Messung wurde der Elektrodenabstand beibehalten, die gesamte Anordnung jedoch um ca. 30 ° gedreht. Aufgrund örtlicher Gegebenheiten konnten die Messelektroden nicht in ihrer vollen Länge in den Erdboden eingebracht werden. Bei einem Messstrom von 2 mA stellte sich ein Widerstandswert von $R_2 = 10{,}04\,\Omega$ ein, der sich in eine Bodenleitfähigkeit von $\sigma_2 = 3{,}17 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S/m}$ umrechnen lässt.

In einer dritten Versuchsreihe wurden die Elektroden in ihrer Orientierung belassen, es wurde jedoch erneut versucht, die Elektroden vollständig in den Erdboden einzubringen. Die Elektroden wurden zu ca. 75 % ihrer Länge in den Boden eingeführt. Bei der Einprägung eines Messstromes von 2 mA stellte sich ein Widerstandswert von $R_{3a} = 10{,}23\,\Omega$ ein, der in eine Bodenleitfähigkeit von $\sigma_{3a} = 3{,}11 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S/m}$ überführt werden kann. Wurde in die Anordnung ein Strom von 10 mA eingeprägt, so war ein Widerstandswert von $R_{3b} = 10{,}52\,\Omega$ abzulesen, der einer Bodenleitfähigkeit von $\sigma_{3b} = 3{,}03 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S/m}$ entspricht.

Störende Einflüsse von Zugdurchfahrten einer in ca. 5 m entfernten Bahnstrecke waren nicht zu erkennen.

6.3 Messung der Neigung der Phasenfront

Ein Ziel der vorliegenden Arbeit besteht in der Verbesserung der Möglichkeiten zur Feldstärkeprognose im Lang- und Mittelwellenbereich. Das zu vermessende Gebiet erstreckt sich typischerweise über mehrere hundert Quadratkilometer. Daher sind neben den Einflüssen der Bodenparameter auch Einflüsse infolge der Topographie zu berücksichtigen.

6.3.1 Geländeeinflüsse bei der Vermessung des Neigungswinkels

Bei der Auswahl der Messpunkte ist auf eine räumlich repräsentative Häufigkeit zu achten. Einen Messpunkt beispielsweise in ein Moor mit $1\,\mathrm{km}^2$ Flächenausdehnung zu legen, während die Umgebung über $100\,\mathrm{km}^2$ von Sandboden dominiert wird, zeigt die Verantwortung des Durchführenden während der Auswahl der Messpunkte auf. Ebenso ist der Messpunkt außerhalb des Einflussbereiches störender Rückstrahler zu legen.

Zugleich ist auf eine hinreichend ebene Ausbreitung der Fläche in der Umgebung des Messpunktes zu achten, um eine Verfälschung der Messergebnisse infolge der Geländeneigung zu vermeiden.

Dies wurde bereits im Jahre 1940 von J. Großkopf erkannt und die Verschiebung des Phasenwinkels infolge der Geländeneigung dokumentiert.

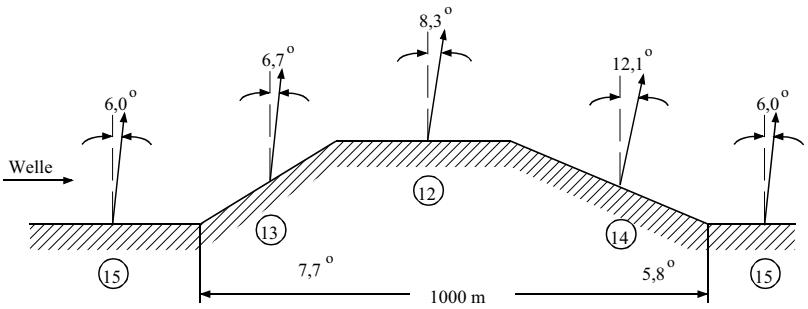


Abb. 72 Einfluss der Geländeneigung auf den Neigungswinkel der Phasenfront [Gro40]

Aus diesen Betrachtungen motiviert sich erneut die Forderung nach einer sorgfältigen Wahl des Messpunktes.

6.3.2 Analyse der Reproduzierbarkeit

In Abb. 73 wird der Mittelwert der Abweichungen für die wiederholte Messung der Antenne HE 010 über die verschiedenen Frequenzen der Sender aufgetragen.

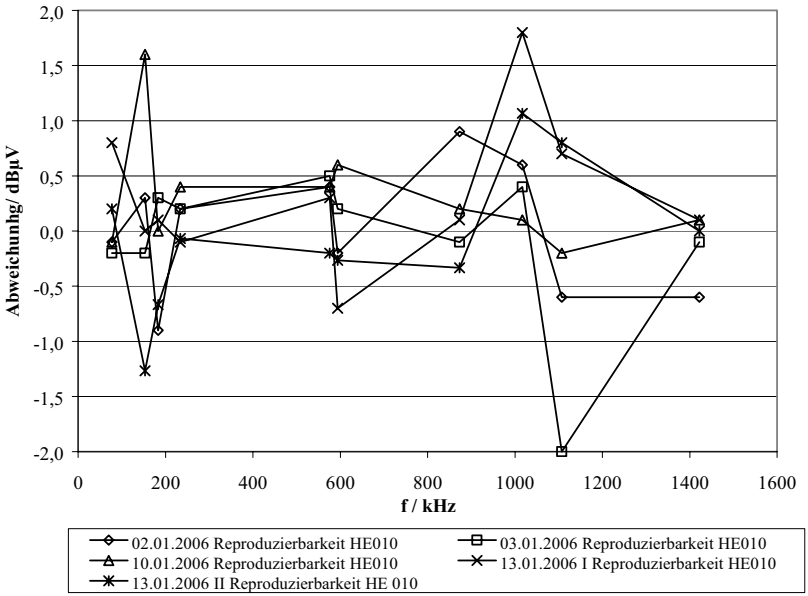


Abb. 73 Ergebnisse der Messungen zur Reproduzierbarkeit ESHS 10 und HE 010

In Abb. 73 ist ersichtlich, dass sich die gemessene Feldstärke zwischen der ersten und der zweiten Messreihe maximal um 2 dB unterscheidet.

Es zeigt sich, dass die Messungen hinreichend ähnlich zueinander waren. Für den ersten Messort am 24. November 2005 in Heusweiler wurden starke Abweichungen festgestellt. Diese Messung wurde zu Überprüfungszwecken am 13. Januar 2006 wiederholt.

Für die Antenne HE 010 lässt sich eine gute Reproduzierbarkeit der Messergebnisse belegen.

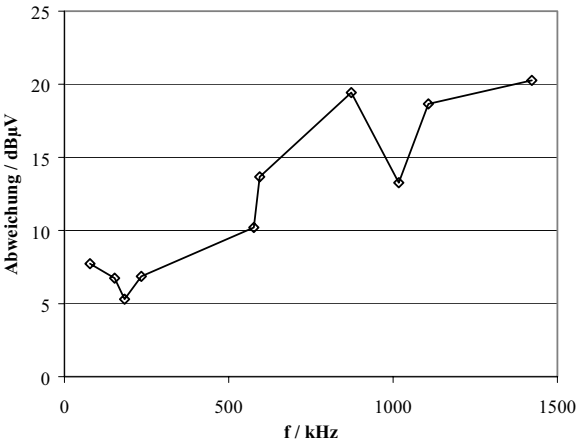


Abb. 74 Abweichung zwischen EFS 9219 und HE 010

Dies wird in Abb. 74 verdeutlicht, indem die Differenz aus den Mittelwerten der gemessenen Feldstärke an den Antennen gebildet wurde.

Der Unterschied zwischen der Messung mit der Antenne HE 010 und der Sonde EFS 9219, jeweils in vertikaler Ausrichtung betrachtet, steigt mit der Frequenz.

Bei der „manuellen" Messung konnte auch für die Sonde EFS 9219 eine gute Reproduzierbarkeit mit Änderungen im Bereich von $\Delta \approx 3\,\mathrm{dB\mu V}$ festgestellt werden.

6.3.3 Bewertung der Messergebnisse der Vermessung der Phasenfront

Insgesamt gesehen liegt der ermittelte Wert der effektiven Bodenleitfähigkeit, bis auf wenige Ausnahmen, im zu erwartenden Bereich von 10^{-3} S/m . Jedoch lassen die Ergebnisse dennoch eine gewisse Streuung erkennen. Allerdings ist dies auch für eine Messreihe, wie sie im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurde, nicht anders zu erwarten, weil solche „Open Air"-Messungen stets zu Abweichungen in den Messergebnissen führen und nicht alle Faktoren, die die Messung beeinflussen, konstant gehalten werden können.

Ein Problem stellt die Differenzierung zwischen den Abweichungen dar. Es ist schwer zu unterscheiden, ob es sich bei einer Abweichung von dem ohnehin nur grob bekannten erwarteten Wert um eine Streuung im Rahmen solcher Messungen handelt oder ob ein Messfehler oder ein anderer Einfluss vorliegt.

Als Vergleichswert soll der auch sonst in der Literatur oft betrachtete Wert für die Bodenleitfähigkeit bei 1 MHz dienen. Da hier an jedem Messpunkt eine Messung für einen Wert bei 1,017 MHz durchgeführt wurde, wird dieser Wert verwendet. Eine Normierung der anderen Messwerte auf 1 MHz wäre an dieser Stelle nicht möglich, weil die Bodenbeschaffenheit und die unterschiedlichen Schichten zwischen den Messpunkten und den Sendern nicht genau analysiert wurden und somit eine zuverlässige Normierung nicht möglich ist [Gro70].

Es stellt sich nun die Frage, nach welchem Messverfahren die Bodenleitfähigkeit betrachtet werden soll. Des Weiteren sollen die Messergebnisse auch zeigen, ob die Einschätzung, nur fünf diskrete Werte für die Bodenleitfähigkeit in der Bundesrepublik Deutschland anzugeben, zulässig ist. Die nachfolgende Tabelle IX stellt eine Auswahl der möglichen Verfahren dar.

Tabelle IX Bodenleitfähigkeit bei 1 MHz nach verschiedenen Verfahren

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
MP Donnersberg	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	8,1	1,0	9,9	2,8	1,5	0,1
MP Heusweiler 13.01.06						
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	3,6	0,2	7,2	1,5	0,2	-0,1
MP Mutterstadt						
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	15,7	5,3	12,9	5,1	1,0	-0,6
MP Otterbach						
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	24,9	9,3	10,6	4,0	4,4	1,0
MP Wolfsheim						
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	35,2	11,5	14,4	2,6	5,4	1,2

Die Tabellen im Anhang zeigen, dass es nur eine sehr grobe Einschätzung ist, der gesamten Bundesrepublik Deutschland nur fünf diskrete Werte der Bodenleitfähigkeit zuzuordnen, weil die Werte bei allen Messverfahren in Abhängigkeit vom Messort und in Abhängigkeit von der Frequenz deutlich variieren.

Allgemein lässt sich nach Betrachtung aller Gegenüberstellungen sagen, dass sowohl die Antenne HE 010 als auch die Sonde EFS 9219 gute und verwertbare Ergebnisse liefern. Die Abweichungen liegen meist in einer Größenordnung von bis zu ± 6 dB. Allerdings gibt es einige „Ausreißer“, bei denen die Abweichungen teilweise mehr als 10 dB betragen. Solche „Ausreißer“ sind jedoch bei solchen Messungen zu erwarten.

Diese Gegenüberstellung zeigt, dass die Werte, die mit der Antenne HE 010 gewonnen wurden, recht zuverlässig für die Berechnung der elektrischen Feldstärke verwendet werden

können. Da die elektrische Feldstärke auch die Grundlage für die hier verwendete Berechnung der effektiven Bodenkleitfähigkeit bildet, kann also auch die Bodenleitfähigkeit mit diesen Werten relativ zuverlässig berechnet werden.

Damit lässt sich also aus den Messungen schließen, dass eine besser leitende Oberschicht zwischen den Sendern und den Messpunkten vorliegt, weil bei den Messungen die effektive Bodenleitfähigkeit mit der Frequenz steigt, wie die nachfolgende Abbildung verdeutlicht.

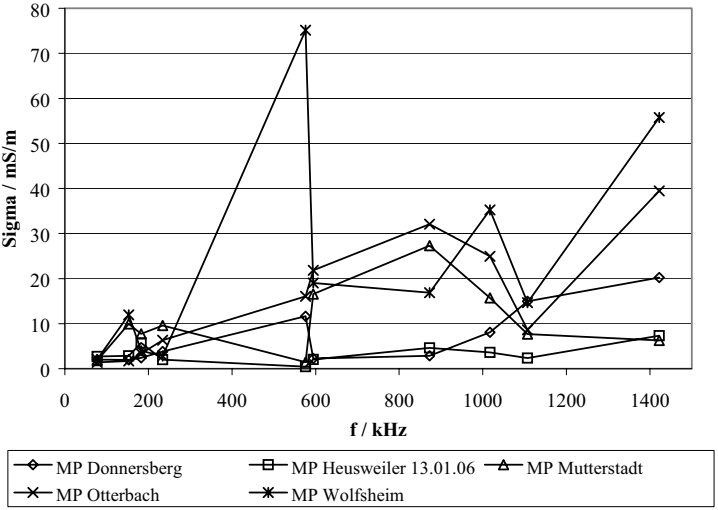


Abb. 75 Effektive Bodenleitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz für die einzelnen Messpunkte

Bei der Abb. 75 zeigt sich für den Messpunkt Wolfsheim bei 594 kHz ein Messergebnis, das nicht in Beziehung zu den benachbarten Resultaten steht. Für die übrigen Ergebnisse an diesem Messpunkt zeigt sich ein Anstieg der Bodenleitfähigkeit mit der Frequenz. Im angenommen Fall eines zweischichtigen Boden lässt dies nach [Gro74a] den Schluss zu, dass die Oberschicht besser leitet als die Unterschicht.

Jedoch sollten bei dieser Betrachtung auch die gegebenen äußeren Bedingungen berücksichtigt werden.

Im Rahmen der gesamten Messungen bestätigen sich die Aussagen von Grosskopf über den Wertebereich der Bodenleitfähigkeit und die Güte und die Verwendbarkeit der Messergebnisse.

Tabelle X Bodenleitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz

	MP Donnersberg	MP Heusweiler 13.01.06	MP Mutterstadt	MP Otterbach	MP Wolfsheim
	EFS 9219 max Stativ 2.Messung HE010	EFS 9219 max Stativ 2.Messung HE010	EFS 9219 max Stativ 2.Messung HE010	EFS 9219 max Stativ 2.Messung HE010	EFS 9219 max Stativ 2.Messung HE010
f / kHz	Sigma / mS/m	Sigma / mS/m	Sigma / mS/m	Sigma / mS/m	Sigma / mS/m
77,5	2,0	2,7	1,8	1,4	2,1
153	2,0	2,9	9,9	1,7	11,9
183	2,4	5,7	7,7	3,4	4,0
234	3,8	2,0	9,6	6,3	2,8
576	11,6	0,5	1,4	16,1	75,1
594	2,2	2,0	16,6	21,8	19,0
873	2,9	4,6	27,3	32,1	16,8
1017	8,1	3,6	15,7	24,9	35,2
1107	15,0	2,4	7,7	8,6	14,6
1422	20,2	7,3	6,3	39,5	55,7
Mittelwert	7,0	3,4	10,4	15,6	23,7
σ bei ~1MHz	8,1	3,6	12,9	24,9	35,2

Dieses Ergebnis zeigt eine detaillierte Auflistung der Bodenleitfähigkeit für die ausgewählten Frequenzen. Als Referenzwert wurde die Bodenleitfähigkeit bei ca. 1 MHz noch einmal separat ausgewiesen.

Damit zeigt sich, dass der in der Literatur häufig verwendete Wert von $6 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{S/m}$ von der Größenordnung her zutreffend ist, dass es jedoch in Abhängigkeit von der Region und der Sendefrequenz deutliche Abweichungen gibt.

6.4 Vergleich zur ITU-Richtlinie

In diesem Abschnitt sollen nun die Ergebnisse aus den Messungen mit den Richtlinien der ITU verglichen werden. Dies soll als weitere Bewertungsmöglichkeit für die Güte der Messungen dienen.

Die International Telecommunication Union (ITU) beschäftigt sich weltweit mit Aspekten der Telekommunikation. Ziele der Organisation sind internationale Abstimmung und Zusammenarbeit. Die ITU ist dabei in verschiedenen Gremien und Studiengruppen aufgeteilt. Dabei bearbeiten die Gremien auf der einen Seite allgemeine Prinzipien und Konventionen. Auf der anderen Seite bearbeiten die Studiengruppen konkrete technische Fragestellungen. Die Ergebnisse werden dann in Form von Empfehlungen veröffentlicht.

Die Studiengruppe für Radiokommunikation ITU-R hat die Zielsetzung, die Nutzung des Frequenzspektrums international einheitlich zu ermöglichen [ITU06].

Daher wurde von dieser Studiengruppe eine Empfehlung (ITU 368-8) mit dem Titel „Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz“ herausgegeben. In

dieser Empfehlung werden verschiedene Graphen der Feldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung und mit der Bodenleitfähigkeit als Parameter vorgestellt, um so eine Prognose der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen, wie sie bei der Radiokommunikation auftreten, zu ermöglichen.

Diese Empfehlung wird in dieser Arbeit zur Beurteilung der gewonnenen Messergebnisse herangezogen. Einerseits gibt es Ausbreitungskurven für den Fall, dass der Boden zwischen Sender und Messort als homogen angesehen werden kann. Andererseits gibt es Kurven für die Anwendung im inhomogenen Fall. Bei inhomogener Bodenbeschaffenheit soll die gesamte Ausbreitungskurve aus den einzelnen Abschnitten, für die Bodenparameter bekannt sind, zusammengesetzt werden. Ein zentraler Punkt sowohl in dieser Arbeit als auch in der Verwendung der ITU-Richtlinie liegt in der Dimensionierung von Sendern.

Eine Möglichkeit zur Verifikation der Bodenleitfähigkeitswerte besteht darin, durch Anwendung der ITU-Richtlinie unter Verwendung der gemessenen Bodenleitfähigkeit eine Prognosefeldstärke für den jeweiligen Messpunkt zu berechnen. Zum Vergleich wird der gemessene Feldstärkewert heran gezogen.

Die Ergebnisse zeigen, dass bei den meisten Werten die Größenordnung in etwa stimmt, wenn man sie mit den Werten der Antenne HE 010 oder mit der EFS 9219 in vertikaler Ausrichtung vergleicht.

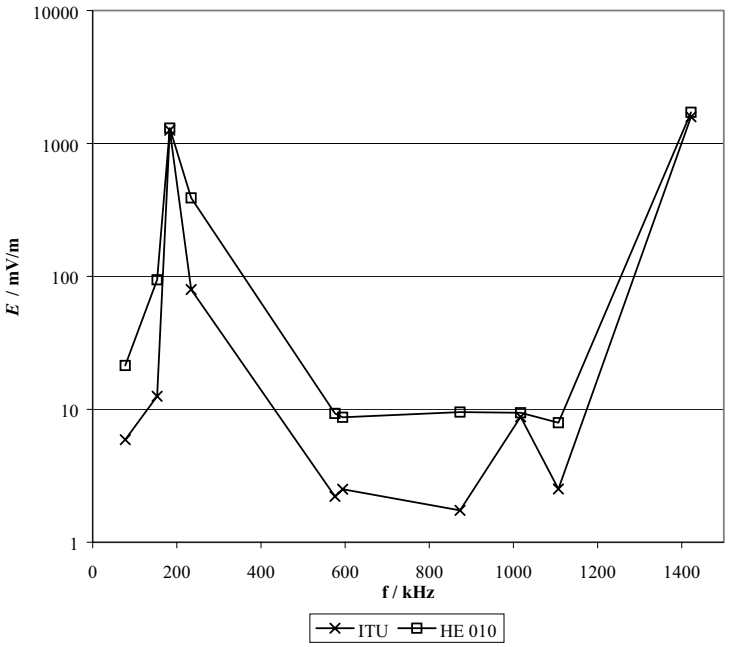


Abb. 76 Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Heusweiler

In Abb. 76 wird deutlich, dass die Werte der Feldstärke zwischen den Werten, die aus der ITU Richtlinie entnommen wurden und denen, die aus den Messungen mit der Antenne HE 010 ermittelt wurden, für den Messpunkt Heusweiler nah beieinander liegen.

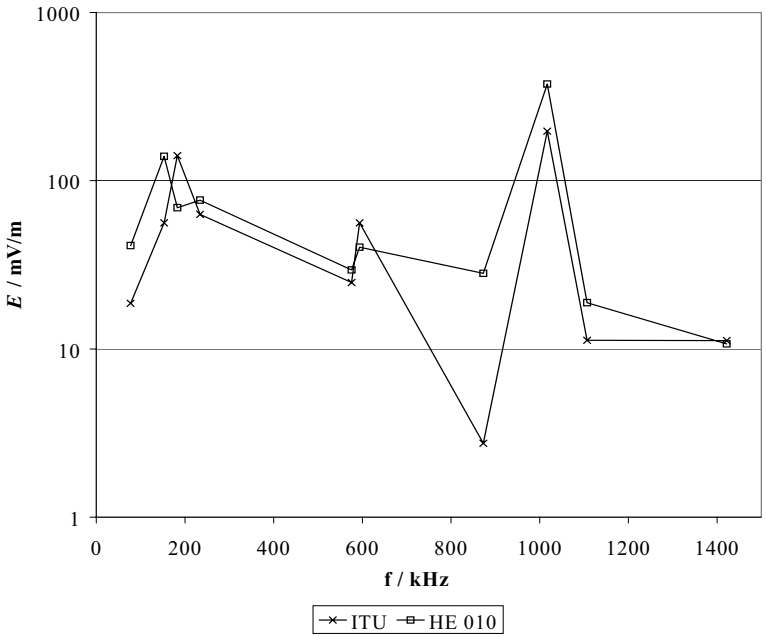


Abb. 77 Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Donnersberg

Abb. 77 zeigt besonders gut, wie nah die Werte, die aus der ITU-Richtlinie ermittelt wurden und die Messwerte der Antenne HE 010 zusammen liegen. Es gibt nur einen „Ausreißer“ bei der Frequenz von 1017 kHz. Insbesondere unter Berücksichtigung der gegebenen Bedingungen ist die Übereinstimmung bei diesem Messpunkt bemerkenswert.

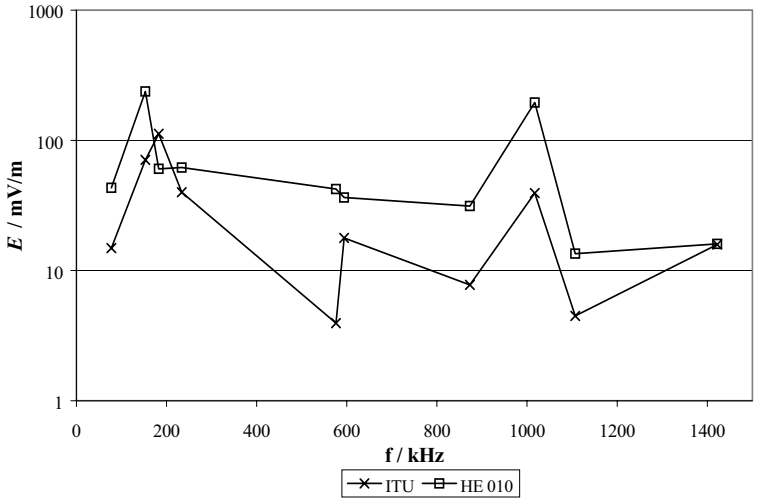


Abb. 78 Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Mutterstadt

In Abb. 78 zeigt sich dazu im direkten Vergleich ein leicht anderes Bild. Hier gibt es zwei „Ausreißer“, wobei zu bemerken ist, dass bei den „Ausreißern“ bislang stets der gemessene Wert deutlich über dem Wert der ITU-Richtlinie liegt.

Des Weiteren weichen auch die restlichen Werte stärker voneinander ab, wobei für den Messpunkt Mutterstadt fast immer der Wert der Antenne HE 010 über den Werten der ITU-Empfehlung liegt.

Dennoch liegt auch für diesen Messpunkt die Genauigkeit – abgesehen von zwei „Ausreißern“ – in einem Bereich, der für „Open Air“-Messungen unter den gegebenen Bedingungen akzeptabel ist.

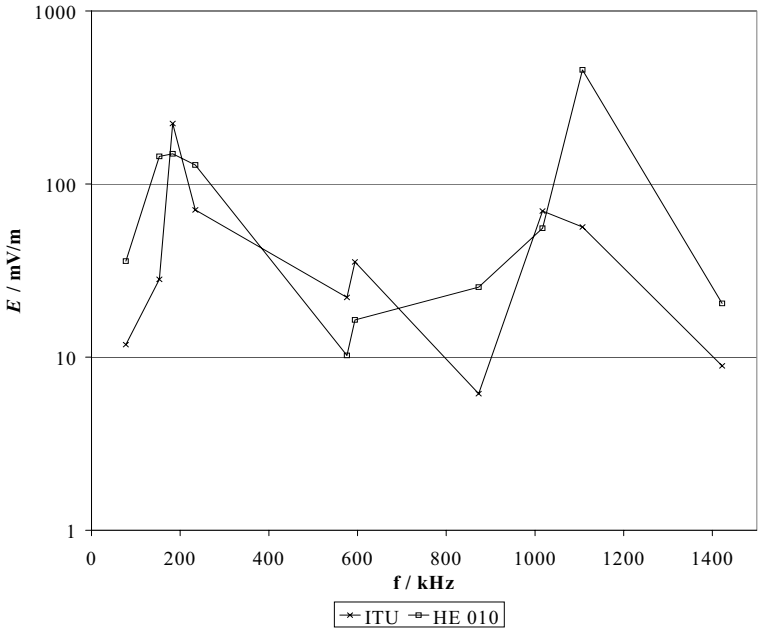


Abb. 79 Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Otterbach

Für den Messpunkt Otterbach (Abb. 79) zeigt sich eine höhere Übereinstimmung der Messwerte mit der ITU-Richtlinie.

Es ist ein „Ausreißer“ bei einer Frequenz von 1107 kHz zu erkennen sowie kleinere Abweichungen im niedrigen Frequenzbereich bis einschließlich 234 kHz.

Die insgesamt gute Übereinstimmung kann im Falle des Messpunktes Otterbach die Eignung der Antenne HE 010 zur Bestimmung der elektrischen Feldstärke und damit auch der effektiven Bodenleitfähigkeit nachweisen.

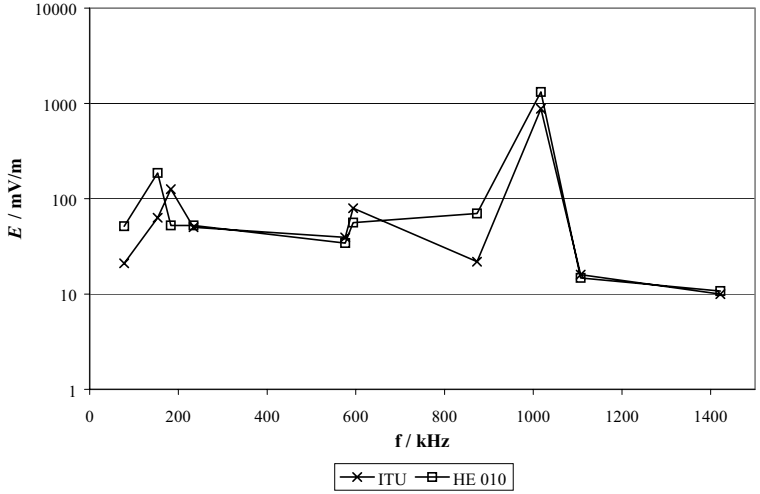


Abb. 80 Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Wolfsheim

Der Messpunkt Wolfsheim bestätigt erneut die gute Übereinstimmung der Messwerte und der ITU-Richtlinie.

6.5 Zeitbereichsreflektometrie mit 3-Elektroden-Sonde

Mit der eigens konstruierten und realisierten 3-Elektroden-Sonde wurden Reihenmessungen in einem Testgebiet durchgeführt.

Anschließend wurde das Testgebiet bewässert und weitere Messungen vorgenommen, um die Plausibilität zu überprüfen.

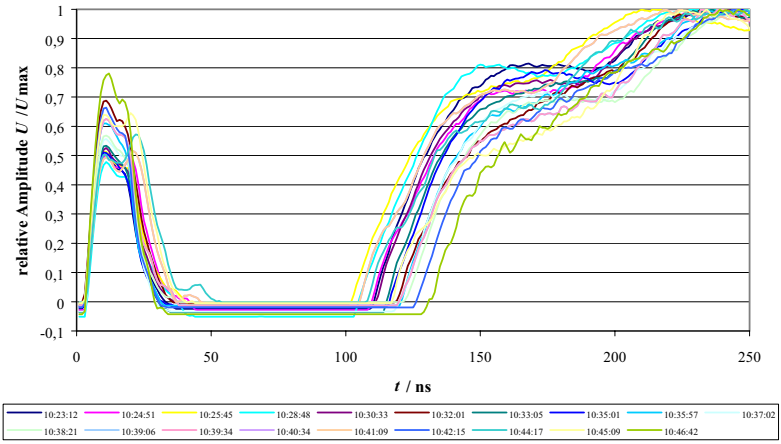


Abb. 81 Ergebnisse der Reihenuntersuchung mittels TDR und 3-Elektroden-Sonde

Abb. 81 zeigt die Ergebnisse einer Reihenuntersuchung, die mittels der in Abschnitt 4.5.3 beschriebenen 3-Elektroden-Sonde durchgeführt wurde. Die Sonde wurde an verschiedenen Stellen eines begrenzten Gebietes der Seitenlänge von 5 m in den Erdboden eingeführt. Anschließend wurde eine Messung vorgenommen und dann am nächsten Messpunkt ebenso verfahren.

Wie in Abb. 81 zu erkennen ist, sind die aufgenommenen Verläufe zueinander ähnlich. Die 19 registrierten Signalverläufe besitzen einen mittleren Korrelationskoeffizienten nach Pearson von

$$r = (98{,}331 \pm 0{,}033)\,\% \tag{177}$$

Vergleicht man die normierten mittleren Zeitverläufe zwischen trockenem und bewässertem Erdboden, so werden Unterschiede deutlich.

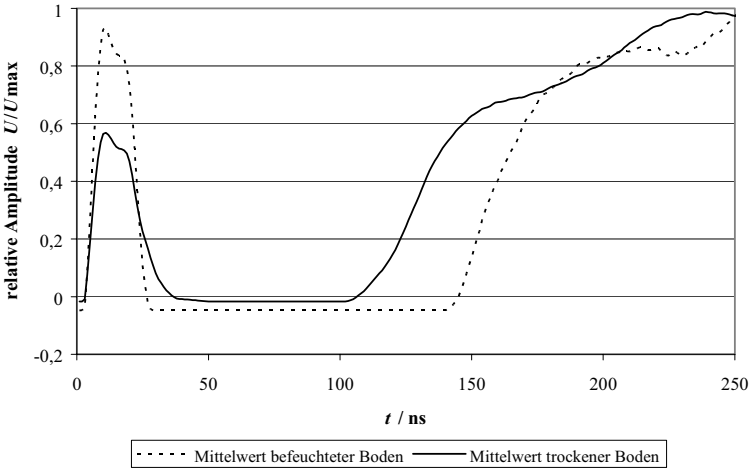


Abb. 82 Gemittelte Zeitverläufe von trockenem und befeuchtetem Boden

In Abb. 82 ist zu erkennen, dass für feuchte Böden der Abstand zwischen dem ersten Maximum und dem Nulldurchgang beim erneuten Anstieg größer ist als dies für trockene Böden der Fall ist. Dies ergibt nach

$$\varepsilon_{r,b} = \left[\frac{(x_2 - x_1)}{(L \cdot v_p)} \right]^2 \tag{178}$$

eine größere effektive relative Dielektrizitätszahl für feuchte Erdböden. Diese analytische Beobachtung lässt sich anschaulich dadurch belegen, dass ein gegebener Erdboden mit einer Bodenleitfähigkeit im Bereich von $\varepsilon_{r,\text{Boden}} \approx 10$ mit Wasser $\varepsilon_{r,H_2O} \approx 80$ gemischt wird.

Die Bodenleitfähigkeit ist proportional zur Flankensteilheit des Signalverlaufes in Abb. 82 nach dem Wiederanstieg des Signals. Daher ist – wie zu erwarten – die Bodenleitfähigkeit für den durchfeuchteten Erdboden größer als die Bodenleitfähigkeit vergleichbar trockenen Bodens.

Die in Abb. 82 aufgeführten Zeitverläufe lassen sich analysieren und in die zu messenden Bodenparameter aufspalten.

Tabelle XI Ergebnisse der Signalanalyse TDR-Messgerät und 3-Elektroden-Sonde, trockener Erdboden

MP	Kb	EC	Wct
		mS/m	%
1	17,5	8,87	16,56
2	17,42	8,69	16,19
4	17,73	7,55	13,79
5	17,06	7,72	14,16
6	17,84	9,16	17,16
7	17,84	10,57	19,92
8	17,33	9,71	18,27
9	17,6	9,38	17,6
10	17,67	10,23	19,27
11	17,4	10,86	20,47
12	17,69	10,83	20,42
13	17,79	8,01	14,77
14	17,59	11,94	22,45
15	17,83	8,61	16,04
16	17,8	10,19	19,21
17	17,35	12,88	24,11
Mittelwert	17,59	9,70	18,15
Varianz	0,05	2,25	8,57

Bei der Betrachtung der Bodenparameter ist eine sehr geringe Varianz der relativen Dielektrizitätszahl zu erkennen. Die Bodenleitfähigkeit weist eine höhere Variation auf, der Wassergehalt variiert noch mehr.

Nun wurde der Boden so befeuchtet, dass er eine gute Durchnässung aufwies. Um sicherzugehen, dass sich das Wasser gut im Erdboden verteilen konnte, wurde erst nach ca. 5 Minuten mit den Messungen begonnen.

Tabelle XII Ergebnisse der Signalanalyse TDR-Messgerät und 3-Elektroden-Sonde, befeuchteter Erdboden

MP	Kb	EC	Wct
		mS/m	%
1	17,84	17,17	30,81
2	17,39	16,18	29,37
3	16,64	16,09	29,24
4	17,02	15,72	28,69
5	17,44	15,45	28,26
Mittelwert	17,27	16,12	29,27
Varianz	0,21	0,43	0,93

6.6 Vermessung einer einseitig offenen TEM-Zelle mittels TDR

Eine weitere Möglichkeit zur Charakterisierung von Übertragungsmedien wie der 3-Elektroden-Sonde (Abschnitt 4.5.3) oder der einseitig offenen TEM-Zelle (Abschnitt 4.6.3) besteht neben der Vermessung mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (Abschnitt 4.6.4) in der Vermessung der TEM-Zelle per Zeitbereichsreflektometrie (TDR).

Einer Längsschnittuntersuchung, die Aussagen zur Reproduzierbarkeit des Messverfahrens liefert, schließt sich eine Querschnittsuntersuchung an. In dieser Untersuchung soll geklärt werden, ob die Unterschiede Rückschlüsse auf Bodenparameter erlauben.

6.6.1 Untersuchungen zur Reproduzierbarkeit

Zu Beginn wurde die TEM-Zelle bezüglich der Signifikanz ihrer Messwerte untersucht. Eine hohe Reproduzierbarkeit äußert sich in einem Pearsonschen Korrelationskoeffizienten, der nahe an $r = 1$ liegt.

6.6.1.1 Offene TEM-Zelle mit angepasstem Ende

Für diese Konfiguration sind alle Rohdaten verwendbar. Der mittlere Korrelationskoeffizient nach Pearson ergibt sich zu $r = 97{,}346\,\%$.

6.6.1.2 Offene TEM-Zelle mit offenem Ende

Wird die offene TEM-Zelle mit ausgangsseitig offenem Ende betrieben, so ergibt sich auch bei der Reihenuntersuchung eine Korrelation der registrierten Signale von $r = 99{,}997\,\%$.

6.6.1.3 Offene TEM-Zelle mit kurzgeschlossenem Ende

Schließt man die geöffnete Zelle ausgangsseitig kurz, so erhält man einen Korrelationskoeffizienten von $r = 99{,}816\,\%$, alle Rohdaten konnten hierzu verwendet werden.

6.6.1.4 Geschlossene TEM-Zelle mit angepasstem Ende

Die TEM-Zelle wird verschlossen und ausgangsseitig impedanzrichtig abgeschlossen. Es ergibt sich ein Korrelationskoeffizient $r = 99{,}695\,\%$.

6.6.1.5 Geschlossene TEM-Zelle mit offenem Ende

Auswertungen der geschlossenen TEM-Zelle mit offenem Ende zeigen bezüglich der aufgenommenen Signale einen Korrelationskoeffizienten von $r = 99{,}9997\,\%$.

6.6.1.6 Geschlossene TEM-Zelle mit kurzgeschlossenem Ende

Wird die geschlossene TEM-Zelle ausgangsseitig mit einem Kurzschluss versehen, so korrelieren die aufgenommenen Signalverläufe mit einem Faktor $r = 99{,}83\,\%$.

6.6.1.7 TEM-Zelle über Erdboden, mit angepasstem Ende

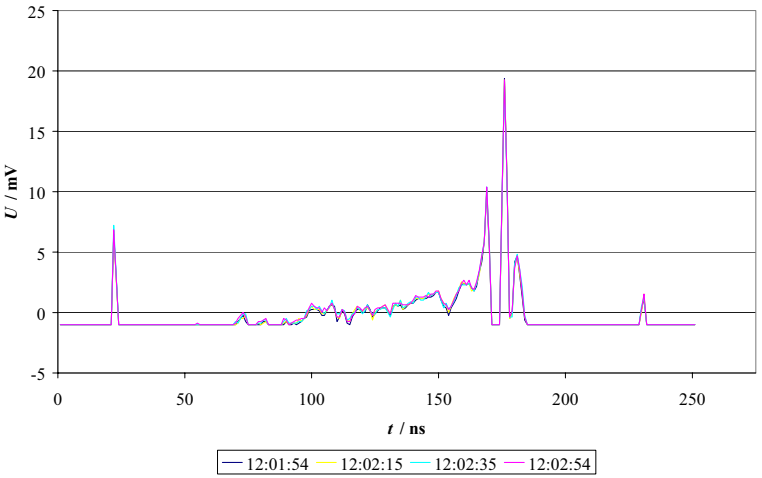


Abb. 83 TEM-Zelle nach unten, Ende angepasst

Abb. 83 zeigt den Signalverlauf einer TEM-Zelle, die mit der geöffneten Seite nach unten orientiert und ausgangsseitig angepasst wird. Der Korrelationskoeffizient beträgt $r = 99{,}793\,\%$.

6.6.1.8 TEM-Zelle über Erdboden, mit offenem Ende

Wird die TEM-Zelle über dem Erdboden ausgangsseitig im Leerlauf betrieben, so ergibt sich ein Korrelationskoeffizient von $r = 99{,}9997\,\%$.

6.6.1.9 TEM-Zelle über Erdboden, mit kurzgeschlossenem Ende

Die TEM-Zelle wird über Erdboden nach unten orientiert, am Ende kurzgeschlossen und betrieben, worauf sich ein Korrelationskoeffizient von $r = 99{,}852\,\%$ einstellt.

6.6.2 Vergleich der gemittelten Zeitverläufe

Der Zweck der TEM-Zelle besteht in der Vermessung der Eigenschaften des Erdbodens. Daher ist es wünschenswert, wenn sich die Signale der geöffneten TEM-Zelle maximal von den Werten der Zelle über Erdboden und der allseits geschlossenen Zelle unterscheiden.

6.6.2.1 Ausgangsseitiges Ende offen

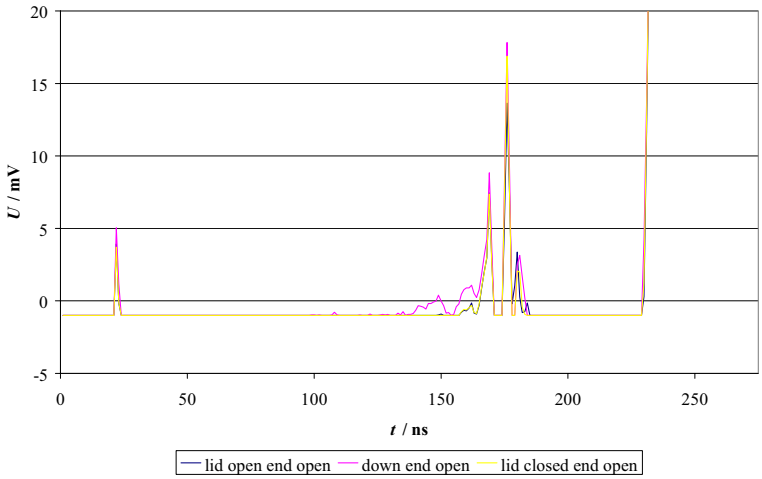


Abb. 84 Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende offen

Die gemittelten Zeitverläufe zeigen einen unterschiedlichen Verlauf für die zum Erdboden hin geöffnete TEM-Zelle. Werden die Untersuchungsergebnisse mit offenem Ende miteinander verglichen, so ergeben sich folgende Korrelationskoeffizienten nach Bravis und Pearson:

Tabelle XIII Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende offen

x	*y*	**Pearson (x,y)**	
Zelle offen	Zelle über Erdboden	99,938	%
Zelle offen	Zelle geschlossen	99,899	%
Zelle über Erdboden	Zelle geschlossen	99,990	%

Die Korrelation zwischen offener und geschlossener Zelle bewegt sich im Bereich der anderen Korrelationen. Daraus folgt, dass die Signalverläufe sich nicht maßgeblich unterscheiden. Die Differenz zwischen minimalem und maximalem Korrelationskoeffizient beträgt $\Delta = 0,039\,\%$.

Untersucht man die Unterschiede der einzelnen relativen Zeitverläufe, so ergibt sich folgendes Bild:

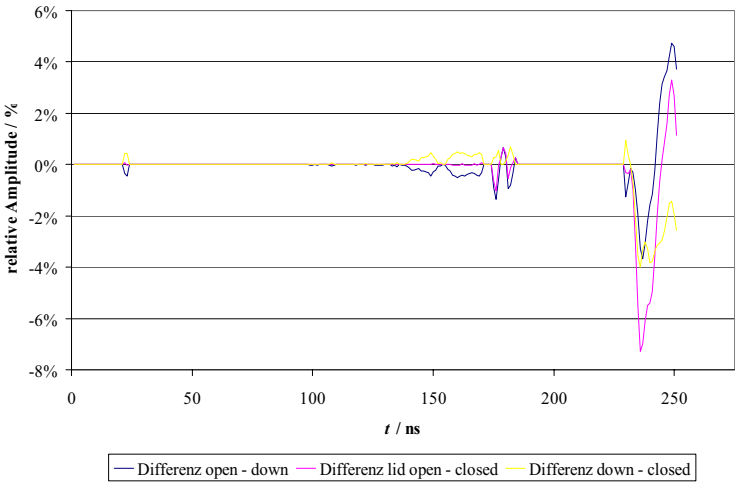


Abb. 85 Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende offen

Bezogen auf den jeweiligen Maximalwert, beträgt der relative Unterschied für Datenpunkte im interessierenden Bereich der Zelle, d. h. für $t \leq 200$ ns, weniger als 2 %.

6.6.2.2 Ausgangsseitiges Ende kurzgeschlossen

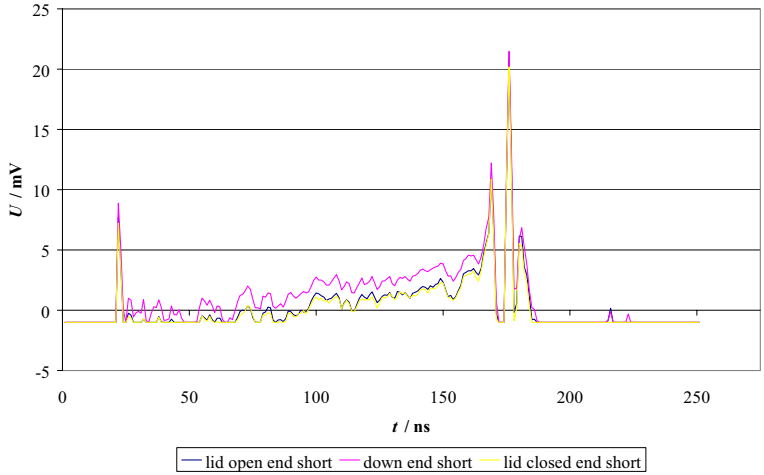


Abb. 86 Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende kurzgeschlossen

Wird das Ende kurzgeschlossen, so ergibt sich ein ähnlicher Verlauf im Vergleich zum offenen Ende.

Tabelle XIV Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende kurzgeschlossen

x	*y*	**Pearson (x,y)**	
Zelle offen	Zelle über Erdboden	97,485	%
Zelle offen	Zelle geschlossen	99,750	%
Zelle über Erdboden	Zelle geschlossen	96,903	%

Der Signalverlauf zwischen offener und geschlossener Zelle ist sehr ähnlich, der Unterschied zwischen diesen beiden Signalen und dem Signal der TEM-Zelle über Erdboden hingegen ist wesentlich größer.

Die Differenz zwischen minimalem und maximalem Korrelationskoeffizient beträgt $\Delta = 2{,}847\,\%$.

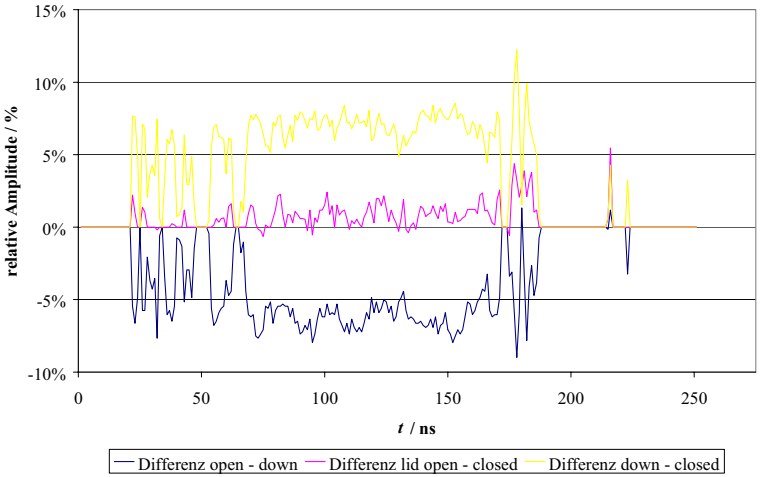


Abb. 87 Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende kurzgeschlossen

Der relative Unterschied für Datenpunkte im interessierenden Bereich der Zelle, d. h. für $t \leq 200$ ns , beträgt maximal 12 %.

6.6.2.3 Ausgangsseitiges Ende angepasst

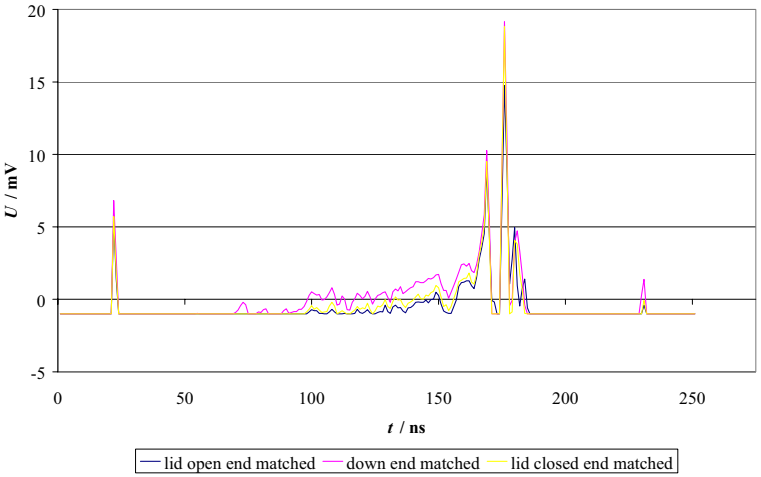


Abb. 88 Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende angepasst

Wird der Ausgang der TEM-Zelle angepasst, so werden unterschiedliche Verläufe für die verschiedenen für

Tabelle XV Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende angepasst

x	*y*	**Pearson (x,y)**	
Zelle offen	Zelle über Erdboden	94,360	%
Zelle offen	Zelle geschlossen	96,646	%
Zelle über Erdboden	Zelle geschlossen	98,145	%

Der Signalverlauf zwischen offener und geschlossener Zelle weist bei angepasstem Ende im Vergleich zu offenem und kurzgeschlossenem Ende weniger Ähnlichkeiten auf.

Die Messwerte für die Zelle über Erdboden sind den Messwerten bei geschlossener Zelle ähnlicher als denen für die offene TEM-Zelle.

Der Abstand zwischen dem minimalen und maximalen Korrelationskoeffizienten beträgt $\Delta = 3,785\,\%$.

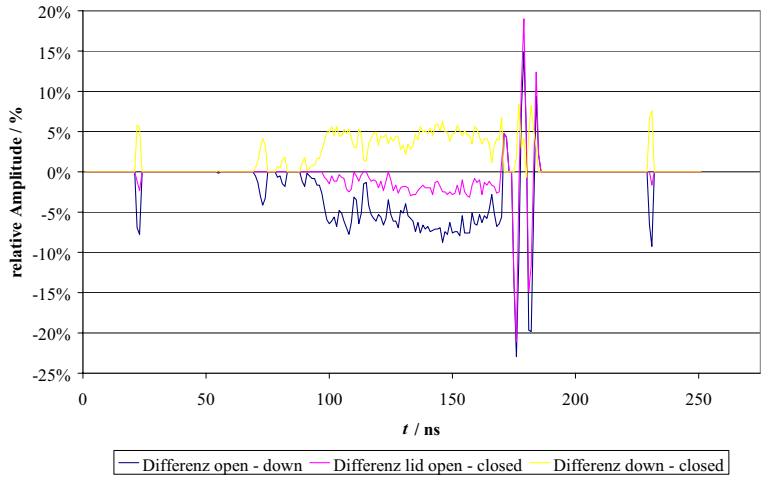


Abb. 89 Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende angepasst

Die Signalverläufe unterscheiden sich um maximal 22,96 %.

6.6.3 Bewertung der Anwendbarkeit der einseitig offenen TEM-Zelle

Die Vermessungen der TEM-Zelle mittels Netzwerkanalysator konnten einen geringen Unterschied zwischen offener und geschlossener TEM-Zelle feststellen. Jedoch waren die Unterschiede zu gering, um aus den Unterschieden einen eindeutigen Einfluss des Erdbodens herleiten zu können.

Messungen an der TEM-Zelle unter Verwendung des TDR-Messgerätes konnten ebenfalls keinen schlüssigen Weg aufzeigen, um einen Einfluss durch den Erdboden bei einseitig geöffneter Zelle zu charakterisieren. Das größte Problem bei der Verwendung der TEM-Zelle besteht darin, die Einflüsse durch Mehrmodenausbreitung nicht genauer quantifizieren zu können.

Um die TEM-Zelle praktisch anwenden zu können, wäre es notwendig, die räumliche Feldstärkeverteilung im Inneren der Zelle für alle verwendeten Frequenzen vollständig beschreiben zu können.

Ein Gegenstand der laufenden Forschung besteht darin, zur Vermessung von Materialparametern Transmissionsmessungen mit einem Netzwerkanalysator am interessierenden Material durchzuführen. Weiterhin wird eine Simulation der Feldverteilung zwischen Sende- und Empfangsantenne unter Berücksichtigung der Materialprobe durchgeführt. Nun wird versucht, das Material aufgrund der Unterscheide zwischen Messung und Simulation zu charakterisieren. Um diesen Weg für einen weiten Frequenzbereich nutzbar zu machen, sind noch weiterführende Untersuchungen nötig.

6.7 Bewertung der Messergebnisse

Tabelle XVI fasst die Ergebnisse der durchgeführten Messungen zusammen.

Tabelle XVI Beurteilung der durchgeführten Messungen

Kapitel	Beschreibung des Messverfahrens	Erfassungsbereich	anwendbar
6.1	Langzeitmessungen von Rundfunksendern	Ausbreitungspfad	nein
6.2	Elektrodenanordnung nach Wenner	lokal	ja
6.3	Messung der Neigung der Phasenfront	Ausbreitungspfad	ja
6.4	Vergleich gemessener Feldstärkewert mit ITU-Richtlinie	Ausbreitungspfad	nein
6.5	Zeitbereichsreflektometrie (TDR)	lokal	ja
6.6	Einseitig offene TEM-Zelle	lokal	nein

Die Langzeitmessungen von Rundfunksendern erfassen Einflüsse entlang des Ausbreitungspfades. Da die gemessenen Feldstärkewerte jedoch auch anderen Einflussgrößen, wie z. B. Topographie, unterliegen, eignen sich diese Messungen nicht unmittelbar zur Bestimmung der Bodenleitfähigkeit. Jedoch lassen sich zeitliche Variationen erfassen und auf diese Weise die Notwendigkeit genauerer Betrachtungen legitimieren.

Die Elektrodenanordnung nach Wenner kann zur Vermessung der Bodenleitfähigkeit in der Größenordnung von 100 Meter angewendet werden. Daher wird zur vollständigen Analyse der Sender- und Empfängerstandorte eine Vielzahl von Messungen notwendig, die selten mit praktikablem Aufwand durchzuführen sind. Da die Messfrequenz im Bereich von 100 Hz liegt, sind zur Verwendung der zu untersuchenden Trägerfrequenzen Korrekturen vorzunehmen. Obwohl ein Wert der Bodenleitfähigkeit recht einfach bestimmt werden kann, ist bei der Analyse von Ausbreitungspfaden mit der gebotenen Sorgfalt zu arbeiten.

Die Methode der Neigungswinkelmessung der Phasenfront bietet eine gute und praktikable Möglichkeit zur Messung der Erdbodenparameter. Das Messverfahren arbeitet unter Verwendung der analysierten Trägerfrequenzen. Daher sind Extrapolationen auf der Basis anderer Frequenzen nicht notwendig. Ebenso wird der gesamte Ausbreitungspfad in der Messung erfasst. Die gemessene Feldstärke bietet die Möglichkeit, den theoretischen Prognosewert durch praktische Messung der Feldstärke vor Ort zu verifizieren.

Der Vergleich der gemessenen Feldstärke mit der ITU-Richtlinie bietet eine Möglichkeit, einen Schätzwert der Bodenleitfähigkeit ermitteln zu können. Da der zusätzliche zeitliche und gerätetechnische Aufwand zur Vermessung des Neigungswinkels nur unwesentlich ist, wird anstelle dieser Methode die vollständige Vermessung der Zenneck-Ellipse empfohlen.

Die Zeitbereichsreflektometrie ist vom Prinzip her anwendbar, jedoch ist aufgrund der großen lokalen Abhängigkeit der Bodenparameter eine Vielzahl von Messpunkten zu untersuchen. Der daraus resultierende personelle und zeitliche Aufwand erfordert eine sorgfältige Planung der Messkampagnen.

Das neu entwickelte Verfahren der Vermessung einer einseitig offenen TEM-Zelle mit Netzwerkanalysator (Abschnitt 4.6.4) und Zeitbereichsreflektometrie (Abschnitt 6.6) zeigt keine Ergebnisse, die eine Zuordnung der Messergebnisse zu Bodenleitfähigkeitswerten ermöglichen.

Gespräche mit erfahrenen Praktikern zeigen einige Hintergründe auf, die auf den ersten Blick nicht ersichtlich waren. Die historische Entwicklung im Bereich der Ausbreitungs- und Bodenleitfähigkeitsmessungen konnte seit etwa 1920 eingehend betrachtet werden.

Die analytische Behandlung der Problemstellung durch van der Pol und Sommerfeld lieferte einen Algorithmus, der zufrieden stellend mit den Ergebnissen weltweiter Kontrollmessungen übereinstimmte. Die Ergebnisse fanden Eingang in das Standardisierungswerk der International Telecommunication Union (ITU).

Auf der Basis von Ausbreitungsmessungen wurde ab ca. 1950 auf internationaler Ebene versucht, Karten der effektiven Bodenleitfähigkeitswerte zu erstellen.

Ein Beispiel hierfür ist die Bodenleitfähigkeitskarte von Österreich, die im „World Atlas of Ground Conductivities“ [ITU99] aufgeführt ist. Es werden enge, scharf abgegrenzte Bereiche mit sehr geringer Leitfähigkeit von $0{,}1\,\mathrm{b}$ bis $0{,}3 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S/m}$ sichtbar, die eine hohe Genauigkeit suggerieren. Werden Kontrollmessungen durchgeführt, um diese Beobachtungen zu verifizieren, so wird erkennbar, dass eine weitaus größere Abhängigkeit vom Einfallsazimut infolge der Gebirgsstruktur besteht. Daher ist die praktische Anwendbarkeit der Bodenleitfähigkeitskarten nicht eindeutig zu erkennen [Gai05].

In Vorbereitung der Internationalen Funkkonferenz in Genf von 1975 wurde in der DDR das Thema Bodenleitfähigkeit bearbeitet. Ein Ergebnis umfangreicher Untersuchungen zeigte beim Vergleich der CCIR-Ausbreitungskurven (heute ITU) mit den gemessenen Dämpfungswerten eine Abweichung um etwa den Faktor vier [Gai05].

7 Zusammenfassung und Ausblick

Am Ende dieser Arbeit lässt sich konstatieren, dass verschiedene der vorgestellten Messverfahren in der praktischen Anwendung gute Ergebnisse liefern konnten.

Die Elektrodenanordnung nach Wenner und die Zeitbereichsreflektometrie als lokale Messverfahren erlauben die Vermessung der lokalen Bodenleitfähigkeit. Die Charakterisierung des Übertragungsweges konnte durch die Vermessung des Neigungswinkels der Phasenfront vorgenommen werden.

Das Ergebnis zeigt klar, dass die Verwendung von einigen wenigen Werten für die Bodenleitfähigkeit zur Erstellung einer Feldstärkeprognose nicht ausreicht. Der Einfluss der Bodenbeiwerte auf die resultierende Feldstärke lässt sich klar anhand der durchgeführten Simulationen belegen.

Bei vergleichbaren Wetterbedingungen zeigten die Messungen, die sich nur über einen kleinen Teil von Deutschland (Bereiche des Saarlandes und des Landes Rheinland-Pfalz) erstreckten, bei sehr ähnlichen Wetterbedingungen eine deutliche Variation der Bodenleitfähigkeit in Abhängigkeit von der Entfernung, dem Messort und der Trägerfrequenz.

Unter Berücksichtigung der Randbedingungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Felder niederer Frequenzen lassen sich reproduzierbare Messungen durchführen. Das Vorhandensein von „Ausreißern“ ist Bestandteil der messtechnischen Praxis und kann durch eine sorgfältige Auswahl der Messpunkte und eine kritische Analyse reduziert werden.

Insgesamt hat die Arbeit gezeigt, welche Schwierigkeiten bei der Messung der effektiven Bodenleitfähigkeit existieren. Dennoch kann ein Erfolg versprechendes Verfahren für eine Einschätzung der Bodenleitfähigkeit präsentiert werden. Unter den erläuterten Einschränkungen sollte die vertikale Komponente der Feldstärke mit Hilfe einer elektrischen Antenne, z. B. einem Halbwellenmonopol ermittelt werden. Die horizontale Komponente kann z. B. mit einer aktiven bikonischen Sonde vermessen werden. Hierbei ist von Seiten des Messpersonals darauf zu achten, sich außerhalb des Einflussbereiches der Antenne aufzuhalten.

Aufgrund der geringen räumlichen Abmessungen der Antennen und der daraus resultierenden guten Handhabbarkeit sind aktive Antennen zu bevorzugen.

Die durchgeführten Messungen haben insgesamt verwertbare Ergebnisse ergeben; allerdings lässt sich aufgrund der getroffenen Vereinfachungen nur eine Aussage über den Wert der Bodenleitfähigkeit im Bereich von 10^{-3} S/m machen.

Es kann daher auch die generelle Aussage getroffen werden, dass ein allgemeiner Wert von $6 \cdot 10^{-3}$ S/m für große Teile des Westens von Deutschland nicht zutreffend ist. Die Messungen konnten belegen, dass der Wert für die Bodenleitfähigkeit in beträchtlichem Maß (um bis zu + 300 % und – 80 %) vom gegebenen Wert für die Bodenleitfähigkeit abweicht.

Allerdings kann keine exakte Aussage über den Wert der Bodenleitfähigkeit von einem Sender zu einem Messort gemacht werden, weil sich Messungenauigkeiten dem zu messenden Signal überlagern. Wie beschrieben lagen bei allen Messungen ähnliche Bedingungen mit hoher Luftfeuchtigkeit und ähnlichen Temperaturen vor.

Es wäre besonders interessant, noch einmal Messungen an den gegebenen Messpunkten durchzuführen, jedoch bei anderen äußeren Bedingungen. So könnte sich dann insbesondere eine präzisere Aussage über die Schichtung des Bodens ergeben. Hier hat sich gezeigt, dass die Schichtung zwischen allen Sendern und den jeweiligen Messpunkten von gleicher Art – mit einer besser leitenden Oberschicht – ist.

In dieser Arbeit wurde die effektive Bodenleitfähigkeit mit Hilfe von bestehenden Sendern – Rundfunkstationen im Lang- und Mittelwellenbereich – ermittelt.

Zukünftige Messkampagnen sollten einerseits die in dieser Arbeit gefundenen Erkenntnisse bestätigen, indem die beschriebenen Vergleichsmessungen und weitere Messungen an anderen Orten in Deutschland durchgeführt werden um so eine detaillierte Bewertung der verschiedenen Messverfahren vornehmen zu können.

Literaturverzeichnis

[Adu00] Adunka, F., *Messunsicherheiten, Theorie und Praxis*, Vulkan Verlag, Essen, 2000

[And80] Anderson, H.R., *A Computer Program System for Predicting and Plotting Mediumwave Broadcast Groundwave Field Strength Contours*, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. BC-26, nr. 3, p. 53–61, September 1980

[And95] Anderson, R., Smith, L., Gruszynski, J., *S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*, Hewlett Packard Test and Measurement Application Note 95-1, 1995
http://www.hp.com/go/tmappnotes

[Bai00] Baier, P.W.; Clos, J., *Hochfrequenztechnik II*, Skriptum zur Vorlesung an der Technischen Universität Kaiserslautern, Kaiserslautern, Juni 2000

[Bai01] Baier, P.W., *Hochfrequenztechnik I*, Skriptum zur Vorlesung an der Technischen Universität Kaiserslautern, Kaiserslautern, Dezember 2001

[Bak93] Baker, J.M.; Spaans, E., *Comments on "Time Domain Reflectometry Measurements of Water Content and Electrical Conductivity of Layered Soil Columns"*, Soil Science Society of America Journal, vol. 57, p. 1395–96, Madison, Wisconsin, USA 1993

[Bel00] Belz, Stefan, *Nutzung von Landsat Thematic Mapper Daten zur Ermittlung Hydrologischer Parameter*, Dissertation am Institut für Wasserwirtschaft und Kulturtechnik der Universität Karlsruhe (TH), Januar 2000

[Ber03] Berger, M., Kerr, Y., Font, J. et al., *Measuring the Mosture in the Earth's Soil – Advancoing the Science with ESA's Soil Moisture Mission,* European Space Agency (ESA), ESA Directorate of Earth Observation ESTEC, ESA Bulletin 115, Noordwijk, Niederlande, August 2003

[Bro97] Bronstein, I.; Semendjaev, K.; Musiol, G., *Taschenbuch der Mathematik*, 3. überarbeitete und erweiterte Auflage, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, Thun, 1997

[Cas03] Castiglione, P.; Shouse, P. J., *The Effect of Ohmic Cable Losses on Time-Domain Reflectometry Measurements of Electrical Conductivity*, Soil Science Society of America 67: pp. 414–424, 2003

[Cau79] Causebrook, J.H.; Tait, B., *Ground-Wave Propagation in a Realistic Terrain,* BBC Research Department Report 1979/19, October 1979

[CIS97] Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, *CISPR 16-1, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus,* July 1997

[Col73] Collard, M., *Reduktion von Feldstärkemessungen auf Normalbedingungen zur Untersuchung der Raumwellenausbreitung im Langwellen- und Mittelwellenbereich*, Rundfunktechnische Mitteilungen, Band 18, Heft 2, S. 98–108, 1974

[Cos96] Costamagna, E.; Fanni, A. et al., *Modified TEM Cell Design using Mixed Simulated Annealing-Deterministic Optimization*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, nr. 3, p. 1202–1205, May 1996

[Cra74] Crawford, M.L., *Generation of Standard EM Fields Using TEM Transmission Cells,* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-16, nr. 4, November 1974

[Dal84] Dalton, F.N.; Herkelrath, W. N. et al., *Time Domain Reflectometry: Simultaneous Measurement of Soil Water Content and Electrical Conductivity with a Single Probe*, Science, vol. 224, p. 989–990, June 1984

[Dru89] Drummond, I., *Ground Conductivity by Electro-Magnetic (EM) Methods*, Speleonics 12, vol. III, nr. 4, p. 4–5, April 1989

[Dur91] Durkin, J., *Earth Conductivity Estimates from Through-the-Earth Electromagnetic Transmission Tests*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 29, nr. 2, p. 300–307, March 1991

[Dvo74] Dvořák, T., *Measurement of Electromagnetic Field Immunity*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 16, nr. 3, p. 154–160, 1974

[EAL96] European Cooperation for Accreditation (EA), *EA Interlaboratory Comparison*, Document EA 2-03 (formerly: EAL-P7), March 1996

[Eat74] Eaton, J.L., *MF Aerials: The Determination of Ground-Wave C.M.F. and Mean Ground Conductivity from Radial Field Measurements by an Optimisation Technique*, BBC Engineering, nr. 99, p. 41–44, August 1974

[Eat76] Eaton, J.L., *The Wave-Tilt Method of Measuring Electrical Ground Constants in the L.F. and M.F. Bands,* BBC Research Department Report 1976/15, June 1976

[Eli57] Eliassen, K.E., *A Survey of Ground Conductivity and Dielectric Constant in Norway within the Frequency Range 0.2 – 10 Mc/s*, Geofysiske Publikasjoner, vol. 19, nr. 11, p. 1–30, 1957

[EPA93] United States Environmental Protection Agency (EPA), Office of Research and Development, *Use of Airborne, Surface, and Borehole Geophysical Techniques at Contaminated Sites, A Reference Guide*, EPA/625/R-92/007, Washington, USA, September 1993

[Fer92] Ferguson, J.A., *The Effect of Ground Conductivity on the calculation of Atmospheric Noise Using Thunderstorm-Based Models*, Radio Science, vol. 27, nr. 1, p. 63–70, January–February 1992

[Fue06] Fügen, T., Maurer, J., Kayser, T., Wiesbeck, W., *Verification of 3D Ray-tracing with Measurements in Urban Macrocellular Environments*, International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas, Reisenburg, March 2006

[Gai05] Gaigal, Georg, *Bodenleitfähigkeitsmessungen*, E-Mail vom Eichwalde, April 04.2005

[Gen77] Gentile, G., *MF Transmitting Aerials on Elevated Sites, Measurement of Radiation Patterns by Means of a Helicopter*, European Broadcasting Union: EBU Review – Technical Part, nr. 165, p. 230–241, Brussels, 1977

[Gie75] Giese, K.; Tiemann, R., *Determination of the Complex Permittivity from Thin Sample Time Domain Reflectometry. Improved Analysis of the Step Response Waveform*, Advances in Molecular Relaxation Processes, vol. 7, p. 45–59, 1975

[Gon05] Gonschorek, K. H., *EMV für Geräteentwickler und Systemintegratoren*, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2005

[Gre76] Gregorac, L., Budin, J., *Berechnung des Wirkungsgrades und der Durchschnittsleitfähigkeit in der näheren Umgebung einer Mittelwellensendeantenne*, Rundfunktechnische Mitteilungen, Jahrgang 20, Heft 3, S. 93–95, 1976

[Gro40] Großkopf, J., *Über die Messung der Bodenleitfähigkeit,* TFT, Band 29, Heft 6, S. 167–172, 1940

[Gro49] Großkopf, J., *Über Bodenleitfähigkeitsmessungen in Schleswig-Holstein,* Fernmeldetechnische Zeitschrift, Jahrgang 2, Heft 7, S. 211–218, Juli 1949

[Gro70a] Großkopf, J., *Wellenausbreitung – Band I*, Bibliographisches Institut Hochschultaschenbücher Verlag, Mannheim, Wien, Zürich, 1970

[Gro70b] Großkopf, J., *Wellenausbreitung – Band II*, Bibliographisches Institut Hochschultaschenbücher Verlag, Mannheim, Wien, Zürich, 1970

[Gro85] Großkopf, R., *Eine Methode zur Berechnung des Wirkungsgrades einer Mittelwellenantenne und der Bodenleitfähigkeiten in ihrer Umgebung unter Berücksichtigung topographischer Daten*, Rundfunktechnische Mitteilungen, Band 29, Heft 3, 1985

[Had81] Haddad, H.; Chang, D.C., *Transient Electromagnetic Fields Generated by a Vertical Electric Dipole on the Surface of a Dissipative Earth*, Radio Science, vol. 16, nr. 2, S. 169–177, March–April, 1981

[Hei01] Heimovaara, T.J., *Frequency Domain Modelling of TDR Waveforms in Order to Obtain Frequency Dependent Dielectric Properties of Soil Samples: A Theoretical Approach*, TDR 2001 – Second International Symposium and Workshop on Time Domain Reflectometry for Innovative Geotechnical Applications, 2001

[Hei94a] Heimovaara, T.; Bouten, W. et al., *Frequency Domain Analysis of Time Domain Reflectometry Waveforms, 1. Measurement of the Bulk Dielectric Constant*, Water Resources Research 30, p. 189–200, 1994

[Hei94b] Heimovaara, T.; Bouten, W. et al., *Frequency Domain Analysis of Time Domain Reflectometry Waveforms, 2. A Four Component Complex Dielectric Mixing Model for Soils*, Water Resources Research 30, p. 201–209, 1994

[Hei95] Heimovaara, T.; Focke A.; Bouten, W.; Verstraten, J.: *Assessing Temporal Variations in Soil Water Composition with Time Domain Reflectometry*, Soil Scientific Society of America – Journal 59; p. 689–698, 1995

[Hei96] Heimovaara, T.; de Winter, E., *Frequency Dependent Dielectric Permittivity from 0 to 1 GHz: Time Domain Reflectometry Measurements Compared with Network Analyzer Measurements*, Water Resources Resources Research 32, p. 3603–3610

[Hel88] Helaly, A.; Shafai, L., *Field of a Circular Loop over a Permeable Lossy Half-Space*, IEEE Antennas and Propagation International Symposium: 1988, p. 597–600, New York, 1988

[IEEE02] The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), *IEEE Guide for Measurements of Electromagnetic Properties of Earth Media (IEEE Std. 356-2001)*, p. 1–53, New York, NY, USA, 3. June 2002

[IEEE74] The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), *IEEE Guide for Radio Methods of Measuring Earth Conductivity (IEEE Std. 356-1974)*, p. 1–34, New York, NY, USA 1974

[ISO95] International Organization for Standardization, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, 1st ed, 1993, corrected and reprinted 1995, Geneva, Switzerland, Beuth Publishing, Berlin, Wien, Zürich, 1995

[ITU04] International Telecommunication Union, Working Party 3J, *Draft Revision of Recommendation ITU-R P.368-7 – Ground-Wave Propagation Curves for Frequencies Between 10 kHz and 30 MHz*, International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, November 2004

[ITU88] International Telecommunication Union, Radio Communication Sector, Study Group 3: Radio Wave Propagation, *GRWAVE Release 2*, CCIR United States Study Group, Dr. John F. Cavanagh, December 1988
http://www.itu.int/ITU-R/asp/documents.asp?link=rsg3&doctype=rsg3-soft-tropo&lang=en

[ITU92a] International Telecommunication Union, *Recommendation ITU-R P.368-7 – Ground-Wave Propagation Curves for Frequencies Between 10 kHz and 30 MHz*, International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, 1992

[ITU92b] International Telecommunication Union, *Recommendation ITU-R P.527-3 – Electrical Characteristics of the Surface of the Earth*, International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, 1992

[ITU99] International Telecommunication Union, *Recommendation ITU-R P.832-2 – World Atlas of Ground Conductivities*, International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, 1999

[Jac05] Jacobi, C, Kürschner, D., *Long-term Measurements of Nighttime LF Radio Wave Reflection Heights over Central Europe*, Advances in Radio Science, nr. 3, p. 427–430, Copernicus, 2005

[Jon02] Jones, S.B.; Wraith, J.M., et al., *Time Domain Reflectometry Measurement Principles and Applications*, Hydrological Processes, vol. 16, p. 141–153, 2002

[Kra88] Kraus, J.D.; *Antennas*, McGraw-Hill Publishing, New York, 1988

[Kue74] Kühn, U.; Täumer, F., *Some New Results of Propagation Measurements and Their Application for Planning Transmitter Networks*, IEEE Transactions on Communications, vol. COM-22, nr. 9, p. 1394–1402, September 1974

[Kup05] Kupfer, K., *Electromagnetic Aquametry – Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances*, Springer Publishing, Berlin, Heidelberg, New York, 2005

[Kur65] Kurokawa, K. *Power Waves and the Scattering Matrix*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, nr. 2, March, 1965

[Lyt83] Lytle, R.J., *Alternative Methods for Determining the Electrical Conductivity of Core Samples*, Review of Scientific Instruments, vol. 54, nr. 7, p. 871–874, July 1983

[Mal63] Maley, S.W., *A Method for the Measurement of the Parameters of a Two-Layer Stratified Earth*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 11, nr. 3, p. 366–369, May 1963

[Mar72] Martin, C.A., *Ground Conductivity Considerations*, Ocean '72: International Conference on Engineering in the Ocean Environment, held at Newport, Rhode Island, p. 125–127, New York, NY, September 1972

[Mar00] Marquart, Nicolas Pascal, *Vergleich der Finiten-Differenzen-Methode mit der Split-Step-Methode zur Erstellung synthetischer Radargramme unter Berücksichtigung der frequenzabhängigen effektiven Permittivität des Bodens*, Diplomarbeit am Geophysikalischen Institut der Universität Karlsruhe (TH), Januar 2000

[Mau00] Maurer, J., Drumm, O., Didascalou, D., Wiesbeck, W., *A Novel Approach in the Determination for Ray-Optical Wave Propagation Modelling*, Proceedings of the 51st IEEE Vehicular Technology Conference, VTC2000-Spring, p. 1651–1655, Tokyo, Japan, Mai 2000

[Mau05] Maurer, H., *Elektromagnetische Verfahren in der Ingenieurgeophysik*, Skriptum zur Vorlesung an der Eidgenössischen Technischen Hochschule (ETH) Zürich, April 2005

[Mei86a] Meinke, H.; Gundlach, F.W., *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik-Band 1: Grundlagen*, 4. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokio 1986

[Mei86b] Meinke, H.; Gundlach, F.W., *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik-Band 2: Komponenten*, 4. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokio 1986

[Mei86c] Meinke, H.; Gundlach, F.W., *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik-Band 3: Systeme*, 4. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo 1986

[Nas99] Nassar, E.M.; Lee, R. et al., *A Probe Antenna for in Situ Measurement of the Complex Dielectric Constant of Materials*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, nr. 6, p. 1085–1093, Juni 1999

[Nic02] Nichol, C.; Beckie, R. et al., *Evaluation of Uncoated and Coated Time Domain Reflectometry Probes for High Electrical Conductivity Systems*, Soil Scientific Society of America Journal 66, p. 1454–1465, 2002

[Now69] Nowak, G., *Ein Messverfahren zur Berechnung der Bodenleitfähigkeit für die Berechnung von Induktionsvorgängen*, VDI-Zeitschrift, Band 111, Heft 6, p. 358, März 1969

[Or04] Or, D.; Jones, S.B. et al., *WinTDR Version 6.1 – Users Guide*, Utah State University, 2004
http://129.123.13.101/soilphysics/wintdr/Documents/Manuals/2004Fall/WinTDRManual_Fall2004.pdf

[Pea91] Pease, B., *Measuring Ground Conductivity with a Cave Radio*, Speleonics, vol. IV, nr. 4, p. 4–6, May 1991

[Ped04] Pedersen, L.B.; Oskooi, B., *Airborne VLF Measurements and Variations of Ground Conductivity: A Tutorial*, Surveys in Geophysics, nr. 25, p. 151–181, 2004

[Pet01] Pettinelli, E.; Della Monica, G., *High and Low Frequency Measurements of Martian Soil Simulants,* Conference on the Geophysical Detection of Subsurface Water on Mars, 2001
http://www.lpi.usra.edu/meetings/geomars2001/pdf/7019.pdf

[Pet06] Peters, P., *Analyse verschiedener Messverfahren zur Ermittlung der effektiven Bodenleitfähigkeit – Vergleich mit Simulationsergebnissen*, Diplomarbeit am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität Kaiserslautern, Juni 2006

[Pli68] Plischke, F., *Leitfähigkeitsuntersuchungen von inhomogenem Erdboden im Frequenzbereich von 0,5 MHz ... 10 MHz*, Technische Mitteilungen des Rundfunktechnischen Zentralamtes, Band 12, Heft 1, S. 40–44, 1968

[Rob03] Robinson, D.A.; Jones, S.B. et al., *A Review of Advances in Dielectric and Electrical Conductivity Measurements in Soils Using Time Domain Reflectometry*, Vandose Zone Journal, vol. 2, p. 444–475, 2003

[Rot02] Rothammel, K.; Krischke, A., *Rothammels Antennenbuch*, 12. aktualisierte und erweiterte Auflage, DARC Verlag, Baunatal, 2002

[Row74] Rowden, R.A., *MF Network Planning. The Coverage under Daytime Conditions from a Network of Transmitters Arranged in a Uniform Lattice*, BBC Engineering, vol. 99, p. 24–35, August 1974

[Sis02] Sischka, F., *Basics of S-Parameters, Part 1*, in: Agilent Characterization Handbook, March 2002
www.agilent.com

[Spi72] Spies, K.P.; Wait, J.R., *Determining Electrical Ground Constants from the Mutual Impedance of Small Coplanar Loops*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 20, nr. 4, p. 501–502, Juli 1972

[Sto84] Stokke, K.N., *Ground Conductivity Measurements*, Telecommunication Journal, vol. 51, nr. 11, p. 611–613, 1984

[Sto88] Stokke, K.N., *Measurements of Signals from a Radio Beacon. Influence of Ground Conductivity*, Telektronikk, vol. 84, nr. 1, p. 61–68, 1988

[Sto78] Stokke, K.N., *Problems Concerning the Measurement of Ground Conductivity*, European Broadcasting Union: EBU Review – Technical Part, nr. 169, p. 106–111, Brussels, June 1978

[Str05] Strassberg, Dan, *VNAs and TDRs: taking the measure of the new millennium*, EDN, August 2005, p. 61–68, 2005

[Tae73] Täumer, F., *Bodenleitfähigkeitskarten im Mittelwellenbereich, Technische Mitteilungen des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes*, Band 17, Heft 3, S. 86–88, Heft 4, S. 89–94, Berlin 1973

[Tho92] Thomas, R.M., *Evaluation of the Frequency-Dependent Ground Wave Loss Technique for Measuring Effective Ground Conductivity and Permittivity at HF*, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Australia – IE Australia & IREE Australia, vol. 12, nr. 3, p. 274–283, September 1992

[Top00] Topp, G.C.; Zegelin, S. et al., *Impacts of the Real and Imaginary Components of Relative Permittivity on Time Domain Reflectometry Measurement in Soils*, Soil Scientific Society of America Journal, vol. 64, p. 1244–1252, 2000

[Top80] Topp, G.C.; Davis, J.L., *Electromagnetic Determination of Soil Water Content: Measurements in Coaxial Transmission Lines*, Water Resources Research, vol. 16, Nr. 3, p. 574–582, Washington, DC 1980

[Top88] Topp, G. C.; Yanuka, M., *Determination of Electrical Conductivity Using Time Domain Reflectometry: Soil and Water Experiments in Coaxial Lines*, Water Resources Research, vol. 24, nr. 7, p. 945–952, July 1988

[Tsa67] Tsao, C.K.; DeBettencourt J.T., *Conductivity Measurement in Dissipative Media with Electrically Short Probes*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-16, nr. 3, p. 242–246, September 1967

[Wak04] Wakayama, C.; Loyer, J., *Correlation between VNA and TDR/TDT Extracted S-Parameters up to 20 GHz*, 2004
http://www.tdasystems.com/library/Cust-PartnerPapers/VNATDRcorr041116.pdf

[Wai58a] Wait, J.R.; Conda, A.M., *On The Measurement of Ground Conductivity at VLF*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 6, nr. 3, p. 273–277, July 1958

[Wai58b] Wait, J.R., *Transmission and Reflection of Electromagnetic Waves in the Presence of Stratified Media*, NBS Journal of Research, vol. 61, p. 205–232, September 1958

[Wai74] Wait, J.R., *Recent Analytical Investigations of Electromagnetic Ground Wave Propagation over Inhomogenous Earth Models*, Proceedings of the IEEE, vol. 62, nr. 8, p. 1061–1072, August 1974

[Wei05] Weiß, P. et al., *Verification of Electromagnetic Field Measurements*, Proceedings of the XIVth International Symposium on High-Voltage Engineering, Beijing, China, Tsinghua University Press, Beijing, China, August 2005

[Wes01] Weston, David A., *Electromagnetic Compatibility – Principles and Applications,* Second Edition, Revised and Expanded, Marcel Dekker Publishing, New York, Basel, 2001

[Wes74] Westerlund, S., *The Effect of Conductivity on VLF Propagation*, in J.A. Holet (ed.): ELF-VLF Radio Wave Propagation, p. 117–128, Reidel Publishing, Dordrecht, Holland 1974

[Wil63] Williams, R.; Benning, C., *Conductivity Measurements of the Earth at ELF*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 11, nr. 3, p. 364–365, May– 1963

[Zeg89] Zegelin, S.J.; White, I. et al., *Improved Field Probes for Soil Water Content and Electrical Conductivity Measurement Using Time Domain Reflectometry*, Water Resources Research, vol. 25, nr. 11, p. 2367–2376, November 1989

[Zen07] Zenneck, J., *Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Wellen längs einer ebenen Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie*, Annalen der Physik, Band 23, S. 846–866, 1907

Verzeichnis verwendeter Abkürzungen und Symbole

Naturkonstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c_0 = 2,997925 \cdot 10^8$ m/s
e	Ladungszahl des Elektrons $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C
ε_0	Permittivität des Vakuums $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ As/Vm
k	Boltzmann-Konstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K
μ_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums: $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$ Vs/Am
Z_0	Wellenwiderstand des Vakuums: $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} \approx 377\ \Omega$

Abkürzungen

Abb.	Abbildung
AM	Amplitudenmodulation
CW	Dauerstrichbetrieb, engl. Continuous Wave
DIN	Deutsches Institut für Normung
FM	Frequenzmodulation
GPR	Bodenradar, engl. Ground Penetrating Radar
HF	Hochfrequenz, engl. High Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU	International Telecommunication Union
LF, LW	Langwelle, engl. Low Frequency
MF, MW	Mittelwelle, engl. Medium Frequency
PRT	Pulswiederholzeit, engl. Pulse Repetition Time
RADAR	Radar, engl. Radio Detection and Ranging
Tab.	Tabelle
TDR	Zeitbereichsreflektometrie, engl. Time Domain Reflectometry
TE	transversal elektrische Polarisation
TM	transversal magnetische Polarisation
TEM	transversal elektromagnetische Polarisation
ü. N. N.	über normal Null, bei Höhenangaben
VNA	Vektor-Netzwerkanalysator

Mathematische Symbole

$\angle a$	Argumentwinkel einer Größe a
$\vec{a}$	Vektor
∇	Richtungsableitung, Gradient, Nabla-Operator
Δ	Laplace-Operator
$\frac{\partial}{\partial x}$	Richtungsableitung (hier: nach der Größe x)
div	Divergenz
grad	Gradient
$\mathrm{Im}\{\underline{a}\}$	Imaginärteil einer komplexen Größe
$\mathrm{Re}\{\underline{a}\}$	Realteil einer komplexen Größe
$\mathrm{rot}\left(\vec{\mathrm{a}}\right)$	Rotation
(x, y, z)	Koordinatensystem
$\propto$	Proportionalität
∞	Unendlich
$\approx$	Ungefähr
$\left\|\vec{a}\right\|$	Betrag einer Größe, hier z. B. Betrag der vektoriellen Größe $\vec{a}$

Kleinbuchstaben

d	Abstand, Dicke
d_ε	dielektrischer Verlustfaktor
d_μ	diamagnetischer Verlustfaktor
$\mathrm{d}s$	Wegelement des Umlaufintegrals
$\mathrm{d}A$	Flächenelement des Oberflächenintegrals
e	zeitlicher Momentanwert der elektrischen Feldstärke
e	Eulersche Zahl
$\vec{\mathrm{e}}_\mathrm{x}$	Einheitsvektor in einer bestimmten Raumrichtung, hier z. B. in x-Richtung
f	Frequenz
$f(x)$	Funktion $f(x)$
h	zeitlicher Momentanwert der magnetischen Feldstärke
i	Reihenindex
j	imaginäre Einheit, $\mathrm{j}=\sqrt{-1}$
$\underline{k}$	Wellenzahl
k'	Realteil der Wellenzahl $\underline{k}=k'-\mathrm{j}k''$
k''	Imaginärteil der Wellenzahl $\underline{k}=k'-\mathrm{j}k''$
n	Reihenindex
n	Brechungsindex
r	Distanz
r	Reflexionsfaktor
t	Laufvariable einer Parameterkurve
t	Zeit
t	Transmissionsfaktor
u	beliebiges Skalarfeld
v_m	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellenfront
v_Ph	Phasengeschwindigkeit
w	Feuchtigkeitsgehalt
$\vec{x}$	Ortsvektor
x	Raumrichtung
y	Raumrichtung
z	Raumrichtung

Großbuchstaben

A	Fläche
B	magnetische Induktion
D	elektrische Verschiebungsdichte
E	elektrische Feldstärke
G_E	linearer Gewinn der Empfangsantenne
G_S	linearer Gewinn der Sendeantenne
H	magnetische Feldstärke
J	Leitungsstromdichte
P_R	Empfangsleistung
P_T	Sendeleistung
S_E	Leistungsflussdichte am Standort des Empfängers
$\underline{Z}$	Impedanz, komplex
$\underline{Z}_F$	Feldwellenwiderstand, komplex

Griechische Buchstaben

α	Dämpfungskonstante
β	Phasenkonstante
$\underline{\gamma}$	Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma} = \alpha + \mathrm{j}\beta$
δ	normalisierte Oberflächenadmittanz, Eindringtiefe
δ_ε	effektiver dielektrischer Verlustwinkel
δ_μ	effektiver diamagnetischer Verlustwinkel
Δ	Änderung einer Größe
$\underline{\varepsilon}$	komplexe Permittivität $\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - \mathrm{j}\varepsilon''$
ε'	Realteil der komplexen Permittivität $\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - \mathrm{j}\varepsilon''$
ε''	Imaginärteil der komplexen Permittivität $\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - \mathrm{j}\varepsilon''$
Γ	Reflektionskoeffizient
λ	Wellenlänge
μ	Permeabilität
π	Kreiskonstante
ρ	Raumladungsdichte
ρ	Reflektionskoeffizient, Verhältnis horizontale/vertikale Feldstärke
σ	Bodenleitfähigkeit
Θ	Winkel
ω	Winkelgeschwindigkeit

Tiefindizes

1	Medium 1
2	Medium 2
dB	Größe im logarithmischen Maßstab
dBmW	Größe in der Einheit dBmW
dBµV/m	Größe in der Einheit dBµV/m
eff	Effektivwert
E	Empfänger
ε	Verhalten bzgl. des Wertes ε
ges	Gesamtwert
h	hinlaufender Teil
i	Reihenindex, Nummer eines Mediums
ik	Doppelindex, Polarisation (i;k) = (1;2) oder (h;v)
k	Reihenindex, Nummer eines Mediums
L	Leitung
lin	Größe im linearen Maßstab
m	Reihenindex
min	Minimum
max	Maximum
µ	Verhalten bzgl. des Wertes µ
n	Reihenindex
r	Relativwert
r	rücklaufender Teil
ref	Referenz
Rx	Empfänger, engl. Receiver
Tx	Sender, engl. Transmitter
V	Größe in der Einheit Volt
W	Größe in der Einheit Watt
x; y; z	Vektorkomponente

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1 *Ausbreitungskurve: Feldstärke am Standort des Empfängers über Entfernung Sender-Empfänger für f=1400 kHz, PB_{SB}=1 kW [ITU92a]* *5*

Abb. 2 *Frequenzgang der Permittivität [ITU92b]* *7*

Abb. 3 *Bodenleitfähigkeitskarte von Europa für den VLF-Bereich, aus [ITU99]* *8*

Abb. 4 *Bodenleitfähigkeitskarte für den Westen Deutschlands, MF-Bereich, aus [ITU99]* *9*

Abb. 5 *Bodenleitfähigkeitskarte für den Osten Deutschlands, MF-Bereich, aus [ITU99]*. *10*

Abb. 6 *Frequenzgang der Bodenleitfähigkeit, aus [ITU92b]* *12*

Abb. 7 *Feldwellenwiderstand in der Umgebung elektromagnetischer Quellen, aus [Rot02] und [Gon05]* *29*

Abb. 8 *Frequenzgang der Eindringtiefe für verschiedene Bodenarten, aus [ITU92b]* *41*

Abb. 9 *Berechnete Signaldämpfung über Entfernung zur Sendeantenne, aufgetragen bei hoher Bodenleitfähigkeit (links), aus [Gro74a]* *43*

Abb. 10 *Berechnete Signaldämpfung über Entfernung zur Sendeantenne, aufgetragen bei niedriger Bodenleitfähigkeit (links), aus [Gro74a]* *44*

Abb. 11 *Wenner-Anordnung [IEEE02]* *46*

Abb. 12 *Schlumberger-Anordnung [IEEE02]* *46*

Abb. 13 *Drei-Elektroden-Array [IEEE02]* *47*

Abb. 14 *Dipol-Dipol-Array [IEEE02]* *47*

Abb. 15 *Wait-Array [IEEE02]* *48*

Abb. 16 *Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: a) horizontal koplanar* *49*

Abb. 17 *Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: b) vertikal koaxial* *49*

Abb. 18 *Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: c) rechtwinklig* ... *49*

Abb. 19 *Möglichkeiten zur Anordnung zweier magnetischer Rahmen: d) vertikal koplanar* *49*

Abb. 20 *Skizze einer Bohrlochmessung* *51*

Abb. 21 *Monopol-Sonde mit geerdeter Platte [IEEE02]* *53*

Abb. 22 *Monopol-Sonde mit geerdeter Platte und Erdelektroden [IEEE02]* *53*

Abb. 23 *Sonde in Ausführung einer Paralleldrahtleitung [IEEE02]* *54*

Abb. 24 *Typischer Signalverlauf eines TDR-Signals* *56*

Abb. 25 *Prinzipieller Aufbau eines Messsystems zur Zeitbereichsreflektometrie* *59*

Abb. 26 *Spektrum der Einhüllenden der Pulse des verwendeten TDR-Gerätes Tektronix 1502B* *60*

Abb. 27 *Aufbau der angefertigten TDR-Sonde, eigene Zeichnung* *61*

Abb. 28 *Aufbau einer TEM-Zelle nach Crawford, dreidimensionale Ansicht* *64*

Abb. 29 *Aufbau der TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen, skizzierte Seitenansicht* *65*

Abb. 30 *Aufbau der TEM-Zelle für Bodenleitfähigkeits-Messungen, skizzierte Vorderansicht* *66*

Abb. 31 *Fotografie der TEM-Zelle* *66*

Abb. 32 *Einbettung des Zweitors in die Übertragungsleitung [And95]* *68*

Abb. 33 *Betragsdiagramm $USUB_{11B}$* *71*

Abb. 34 *Argumentdiagramm $USUB_{11B}$* *71*

Abb. 35 *Betragsdiagramm $USUB_{12B}$* *72*

Abb. 36 *Argumentdiagramm $USUB_{12B}$* *72*

Abb. 37 *Betragsdiagramm $USUB_{21B}$* *73*

Abb. 38 *Argumentdiagramm $USUB_{21B}$* *73*

Abb. 39 *Betragsdiagramm $USUB_{22B}$* *74*

Abb. 40 *Argumentdiagramm $USUB_{22B}$* *74*

Abb. 41 *Diagramm der Empfangsfeldstärke über dem Abstand d in km bei variablen Frequenzen in MHz* *79*

Abb. 42 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität (Legende: σ in S/m / εB_{rB} dimensionslos), f = 77,5 kHz* *80*

Abb. 43 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 77,5 kHz* *81*

Abb. 44 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 594 kHz* *83*

Abb. 45 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 594 kHz* *83*

Abb. 46 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 1422 kHz* *86*

Abb. 47 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 1422 kHz* *86*

Abb. 48 *Frequenzgang der Abweichungen zwischen Minimal- und Maximalwert bei Variation der Bodenleitfähigkeit* *87*

Abb. 49 *Frequenzgang der Abweichungen zwischen Minimal- und Maximalwert bei Variation der Permittivität* *88*

Abb. 50 *Vergleich der Messergebnisse mit Prognose nach [Gro85] und Prognose nach ITU („alte Methode“) bei 720 kHz, aus [Gro85]* *89*

Abb. 51 *Zeitverlauf der Spannung am Antenneneingang, Sender Donebach, f=153 kHz* *90*

Abb. 52 *Zeitverlauf der Messung des DCF77-Signals an den Stationen OFB, RAV, REU und SWH (Beginn: 20.06.2005, 00:00 Uhr) 91*

Abb. 53 *Zeitverlauf der Spannung am Antenneneingang, Vergleich zwischen den Messpunkten SWH und REU mit den Signalen DCF77, DCF49 und Deutschlandfunk (Beginn: 22.03.2005, 08:00 Uhr)..... 92*

Abb. 54 *Boxplot der Messungen REU – SWH..... 92*

Abb. 55 *Erläuterung der gemessenen Komponenten der elektromagnetischen Welle [Gro74a] 98*

Abb. 56 *Orientierung des Messdipols zum Sender, aus [Gro49]..... 99*

Abb. 57 *Messaufbau der Neigungswinkelmessung der Phasenfront..... 100*

Abb. 58 *Messung der vertikalen Feldkomponente mit FSH 3 & HE 010, RBW = 10kHz, Messpunkt Mutterstadt vom 10.01.2006 ..... 102*

Abb. 59 *Vertikales und horizontales Richtdiagramm des Senders Beidweiler [aus WinField] 105*

Abb. 60 *Aktiver Monopol HE 010 von Rohde & Schwarz..... 106*

Abb. 61 *Sonde EFS 9219 von Schwarzbeck 106*

Abb. 62 *Frequenzgang des Verhältnisses zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke $|v|$, gut leitende Oberschicht [Gro49]..... 108*

Abb. 63 *Frequenzgang des Verhältnisses zwischen horizontaler und vertikaler Feldstärke $|v|$, gut leitende Unterschicht [Gro49] 109*

Abb. 64 *Auszug aus Kalibrierdaten der 3-Elektroden-Sonde, über BNC-Kabel an TDR-Messgerät angeschlossen..... 113*

Abb. 65 *TDR-Diagramm einer TEM-Zelle, Deckel geschlossen, bei ausgangsseitigem Abschluss mit Kurzschluss (end short), Leerlauf (end open), und bei Anpassung (end matched)..... 114*

Abb. 66 *TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse offen, Gesamtansicht 115*

Abb. 67 *TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse offen, Detailansicht..... 116*

Abb. 68 *TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse kurzgeschlossen 117*

Abb. 69 *TDR-Diagramm der einseitig zu öffnenden TEM-Zelle , an ausgangsseitiger N-Buchse angepasst 118*

Abb. 70 *Auswertung der Langzeitbeobachtung des DLF-Senders Donebach (153 kHz) vom 20.12.2004 bis zum 10.01.2005 ... 120*

Abb. 71 *Analyse der Korrelationskoeffizienten der Langzeitmessung im Juli 2005 (Legende: F=Feldstärkemessung / W=Wettermessung) ... 122*

Abb. 72 *Einfluss der Geländeneigung auf den Neigungswinkel der Phasenfront [Gro40] ... 124*

Abb. 73 *Ergebnisse der Messungen zur Reproduzierbarkeit ESHS 10 und HE 010 ... 125*

Abb. 74 *Abweichung zwischen EFS 9219 und HE 010 ... 126*

Abb. 75 *Effektive Bodenleitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz für die einzelnen Messpunkte ... 128*

Abb. 76 *Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Heusweiler ... 131*

Abb. 77 *TGegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Donnersberg ... 132*

Abb. 78 *Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Mutterstadt ... 133*

Abb. 79 *Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Otterbach ... 134*

Abb. 80 *Gegenüberstellung der Feldstärke von ITU und HE 010 für den Messpunkt Wolfsheim ... 135*

Abb. 81 *Ergebnisse der Reihenuntersuchung mittels TDR und 3-Elektroden-Sonde ... 136*

Abb. 82 *Gemittelte Zeitverläufe von trockenem und befeuchtetem Boden ... 137*

Abb. 83 *TEM-Zelle nach unten, Ende angepasst ... 140*

Abb. 84 *Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende offen ... 141*

Abb. 85 *Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende offen ... 142*

Abb. 86 *Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende kurzgeschlossen ... 143*

Abb. 87 *Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende kurzgeschlossen ... 144*

Abb. 88 *Vergleich der gemittelten Zeitverläufe, Ende angepasst ... 144*

Abb. 89 *Vergleich der Unterschiede in den Signalverläufen der TDR-Messungen, Ende angepasst ... 145*

Abb. 90 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 153 kHz ... 175*

Abb. 91 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 153 kHz ... 175*

Abb. 92 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 183 kHz ... 176*

Abb. 93 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 183 kHz 176*

Abb. 94 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 234 kHz . 177*

Abb. 95 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 234 kHz 177*

Abb. 96 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 576 kHz . 178*

Abb. 97 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 576 kHz 178*

Abb. 98 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 873 kHz . 179*

Abb. 99 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 873 kHz 179*

Abb. 100 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 1017 kHz 180*

Abb. 101 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 1017 kHz 180*

Abb. 102 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, f = 1107 kHz 181*

Abb. 103 *Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, f = 1107 kHz 181*

Abb. 104 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich BLN 182*

Abb. 105 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich DMS 182*

Abb. 106 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich ITZ 183*

Abb. 107 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich KON 183*

Abb. 108 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich KRE 184*

Abb. 109 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich LPZ 184*

Abb. 110 *Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich MUN 185*

Abb. 111 *Abstrahlcharakteristik Sender Beidweiler 194*

Tabellenverzeichnis

Tabelle I Randparameter der Simulation, Auszug aus der Datei der Eingangsdaten..... 77

Tabelle II Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, offenes Ende, d = 75 cm... 116

Tabelle III Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, offenes Ende, d = 78 cm... 117

Tabelle IV Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, kurzgeschlossenes Ende, d = 75 cm..... 118

Tabelle V Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, kurzgeschlossenes Ende, d = 78 cm..... 118

Tabelle VI Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, angepasstes Ende, d = 75 cm..... 119

Tabelle VII Ergebnisse der Reproduzierbarkeitsuntersuchungen, angepasstes Ende, d = 78 cm..... 119

Tabelle VIII Übersicht der Korrelationskoeffizienten der Dauermessung 153 kHz, Messkampagne 12/04 – 01/05 121

Tabelle IX Bodenleitfähigkeit bei 1 MHz nach verschiedenen Verfahren..... 127

Tabelle X Bodenleitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz..... 129

Tabelle XI Ergebnisse der Signalanalyse TDR-Messgerät und 3-Elektroden-Sonde, trockener Erdboden 138

Tabelle XII Ergebnisse der Signalanalyse TDR-Messgerät und 3-Elektroden-Sonde, befeuchteter Erdboden..... 139

Tabelle XIII Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende offen..... 142

Tabelle XIV Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende kurzgeschlossen..... 143

Tabelle XV Vergleich der Korrelationsfaktoren, Ende angepasst..... 145

Tabelle XVI Beurteilung der durchgeführten Messungen..... 147

Tabelle XVII Feldstärke: Messergebnisse MP Donnersberg (02.01.2006) 186

Tabelle XVIII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Donnersberg (02.01.2006)..... 186

Tabelle XIX Feldstärke: Messergebnisse MP Heusweiler (24.11.2005) 187

Tabelle XX Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Heusweiler (24.11.2005) 187

Tabelle XXI Feldstärke: Messergebnisse MP Heusweiler (13.01.2006) 188

Tabelle XXII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Heusweiler (13.01.2006)..... 188

Tabelle XXIII Feldstärke: Messergebnisse MP Mutterstadt (10.01.2006) 189

Tabelle XXIV Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Mutterstadt (10.01.2006) 189

Tabelle XXV Feldstärke: Messergebnisse MP Otterbach (03.01.2006)..... 190
Tabelle XXVI Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Otterbach (03.01.2006) 190
Tabelle XXVII Feldstärke: Messergebnisse MP Wolfsheim (03.01.2006)..... 191
Tabelle XXVIII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Wolfsheim (03.01.2006)..... 191
Tabelle XXIX Geographische Lage der Messpunkte, Sender und Sendeleistung..... 192
Tabelle XXX Geographische Lage und Abstände der Messpunkte und Sender 193

Anhang

I. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 153$ kHz

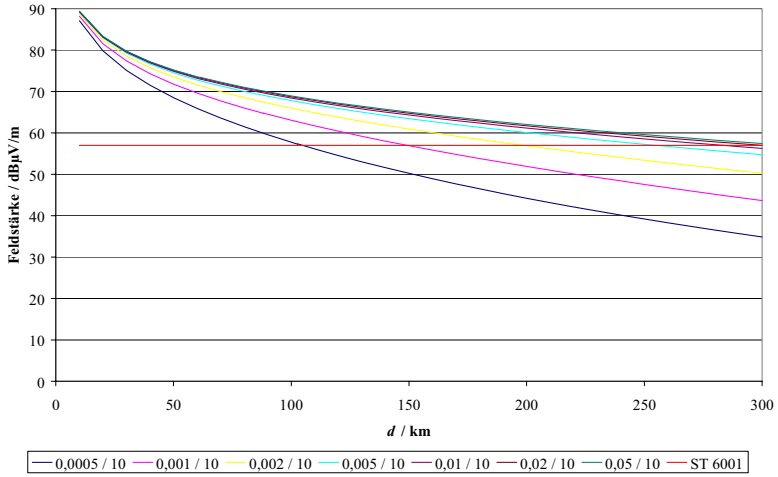


Abb. 90 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 153$ kHz

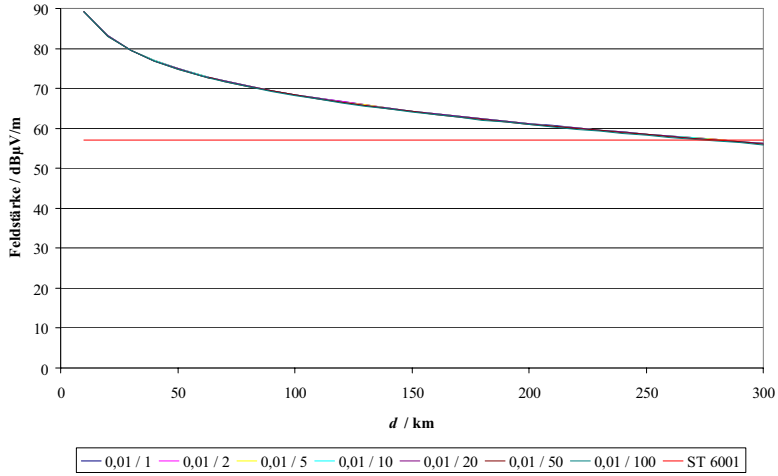


Abb. 91 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 153$ kHz

II. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 183$ kHz

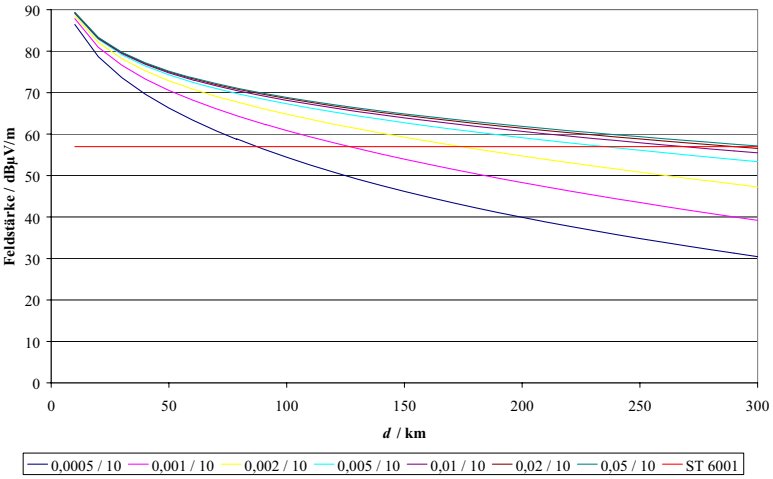


Abb. 92 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 183$ kHz

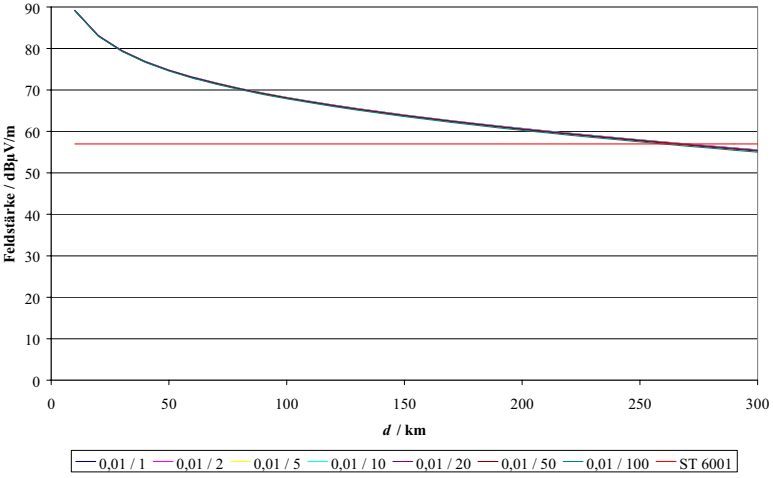


Abb. 93 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 183$ kHz

III. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 234$ kHz

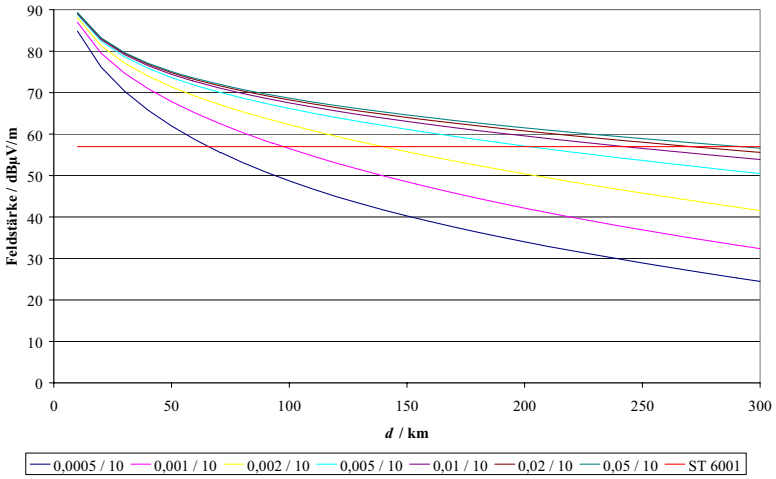


Abb. 94 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 234$ kHz

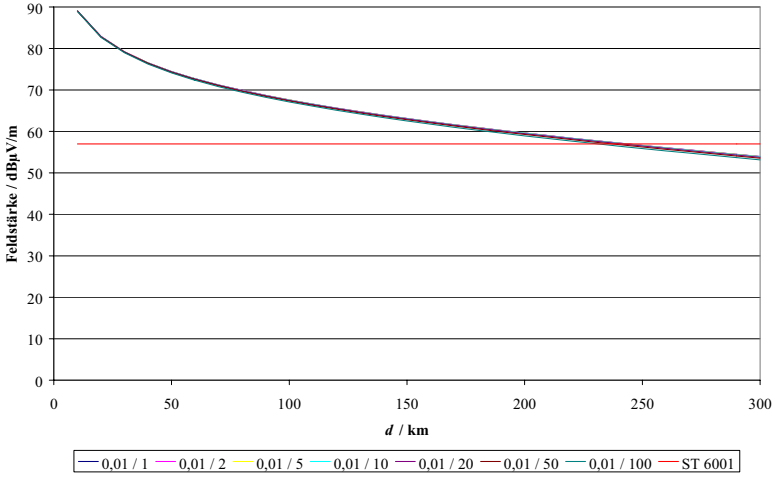


Abb. 95 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 234$ kHz

IV. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 576$ kHz

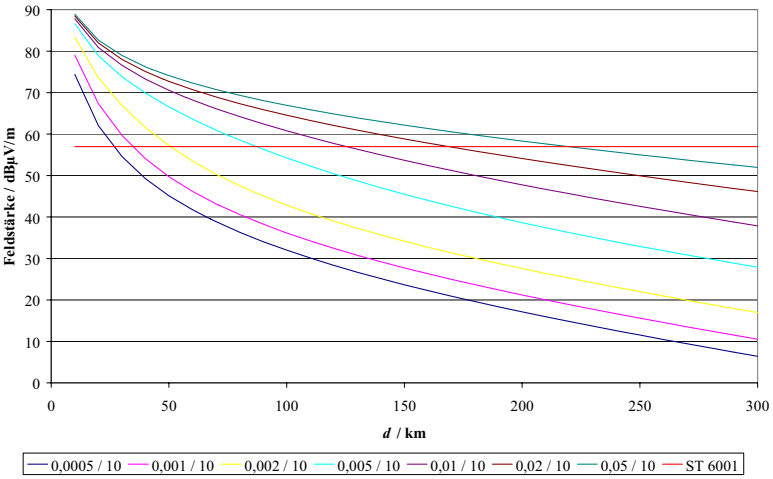


Abb. 96 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 576$ kHz

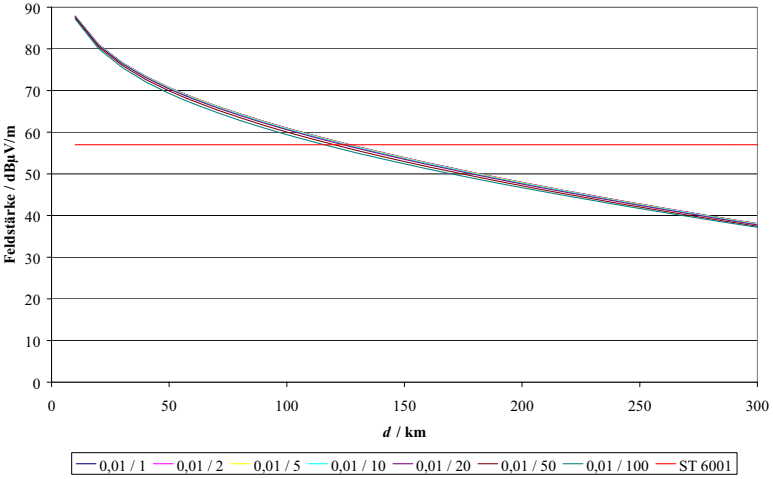


Abb. 97 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 576$ kHz

V. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 873$ kHz

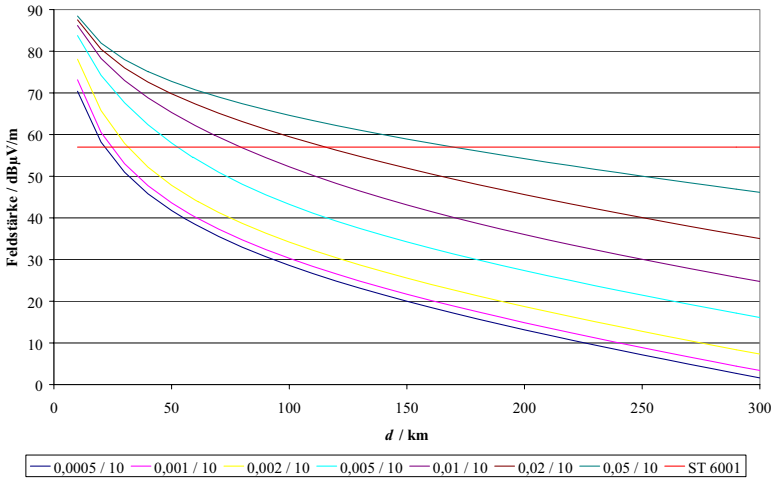


Abb. 98 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 873$ kHz

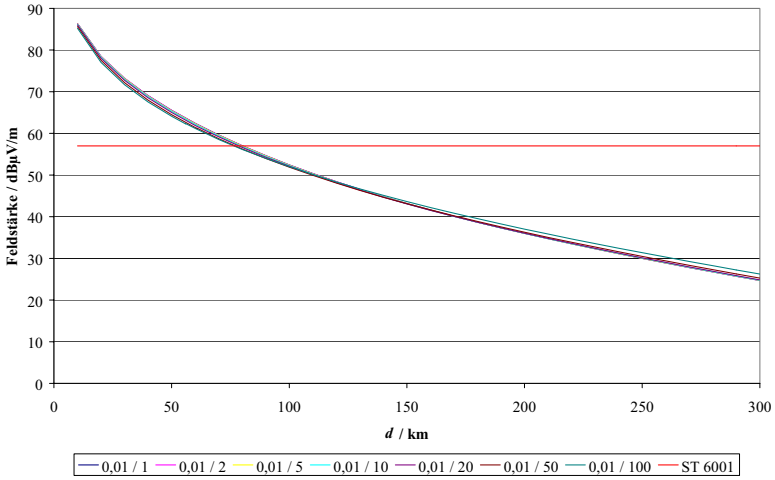


Abb. 99 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 873$ kHz

VI. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 1017$ kHz

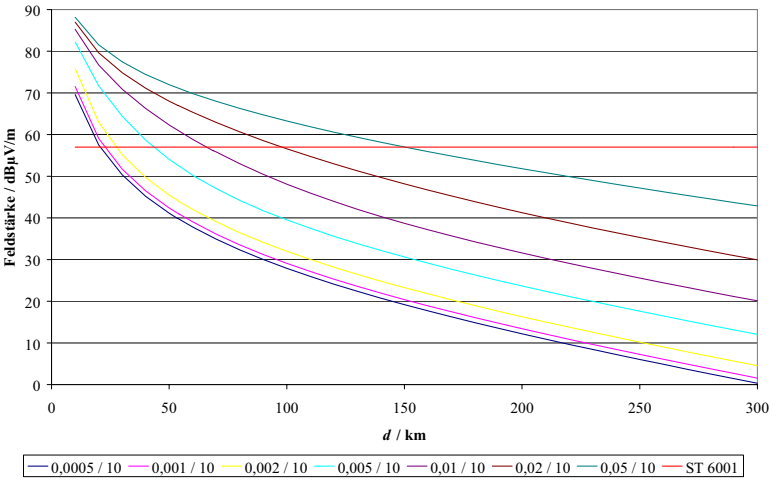


Abb. 100 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 1017$ kHz

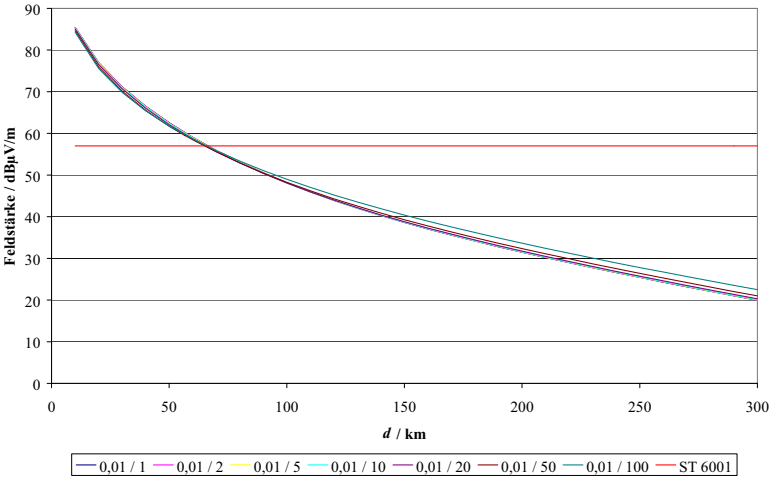


Abb. 101 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 1017$ kHz

VII. Simulation variabler Bodenbeiwerte, Trägerfrequenz $f = 1107$ kHz

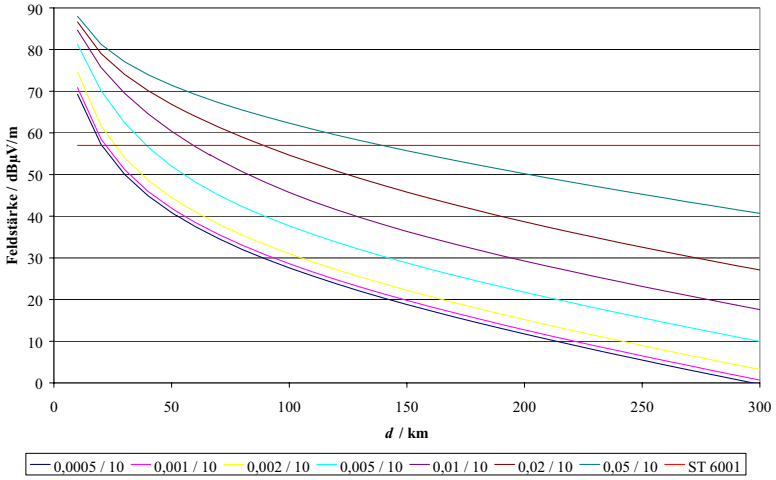


Abb. 102 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Bodenleitfähigkeit, $f = 1107$ kHz

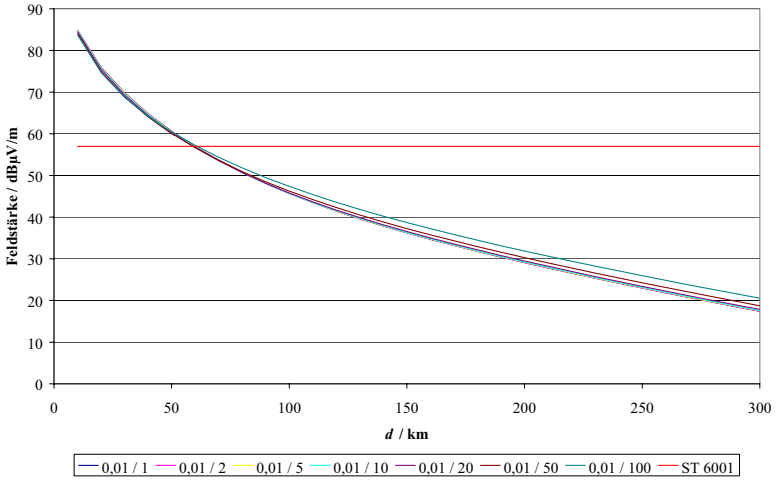


Abb. 103 Feldstärke-Entfernungsverlauf bei variabler Permittivität, $f = 1107$ kHz

VIII. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich BER

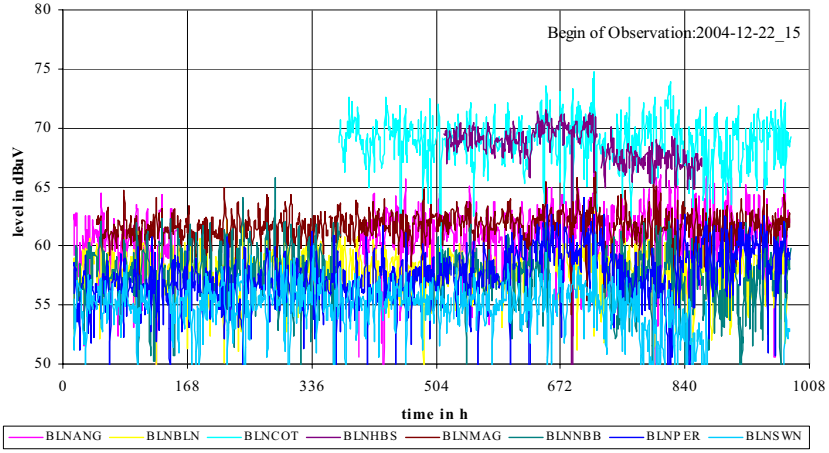


Abb. 104 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich BLN

IX. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich DMS

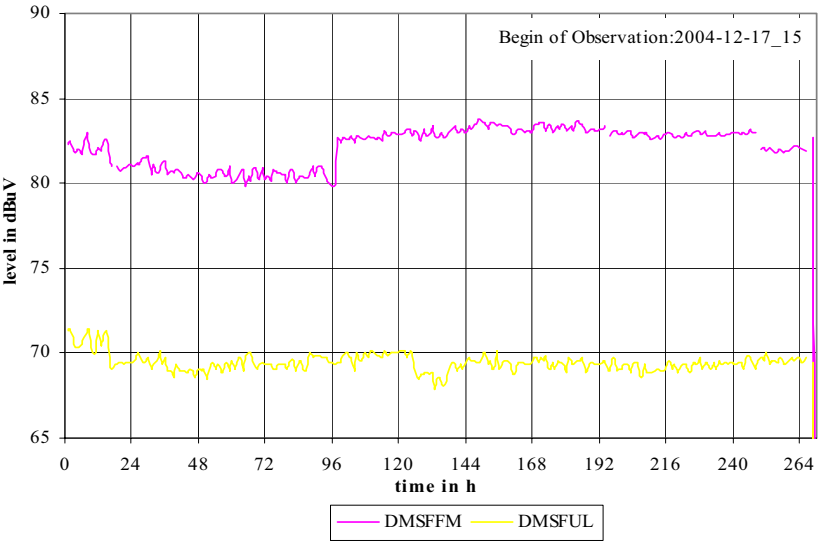


Abb. 105 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich DMS

X. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich ITZ

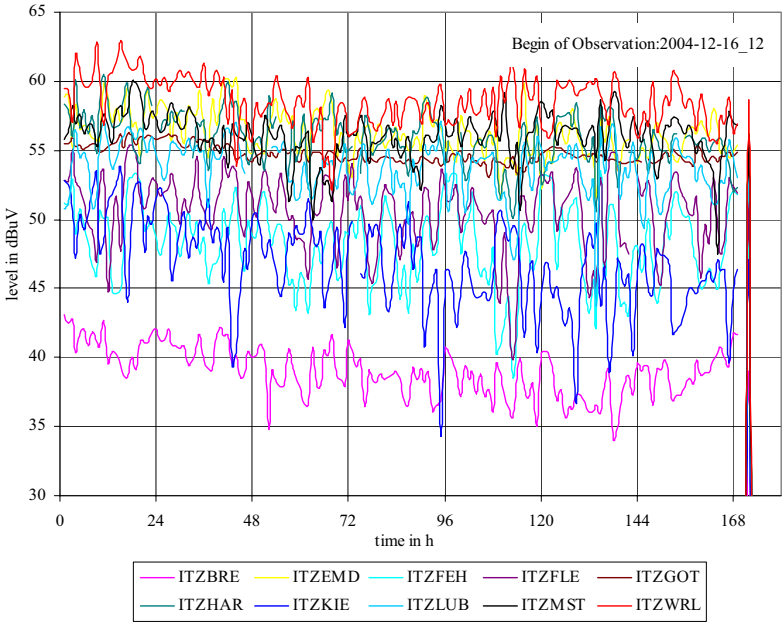


Abb. 106 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich ITZ

XI. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich KON

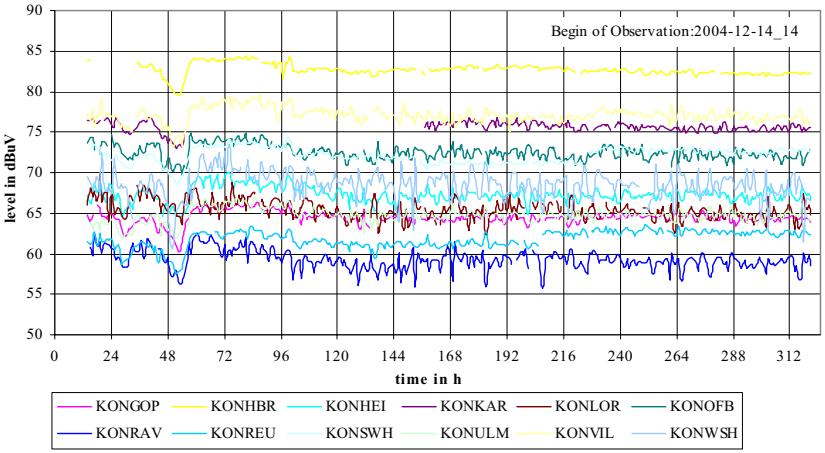


Abb. 107 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich KON

XII. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich KRE

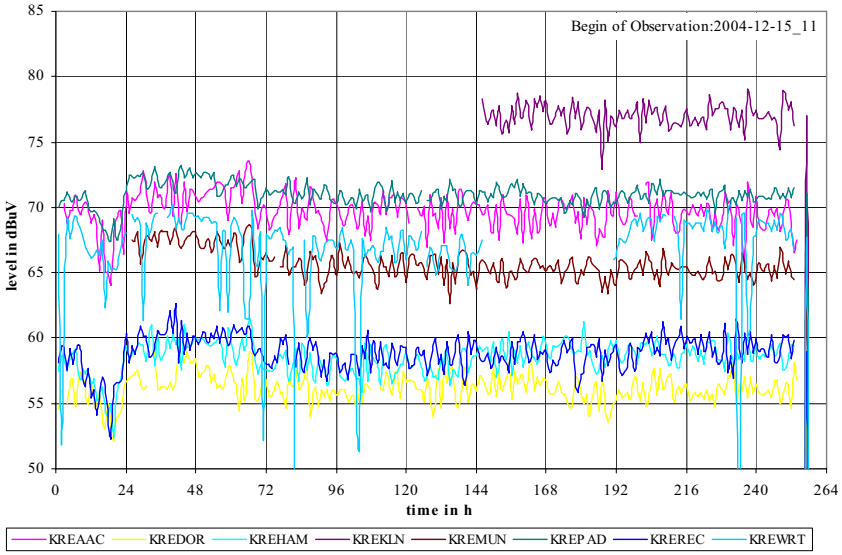


Abb. 108 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich KRE

XIII. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich LPZ

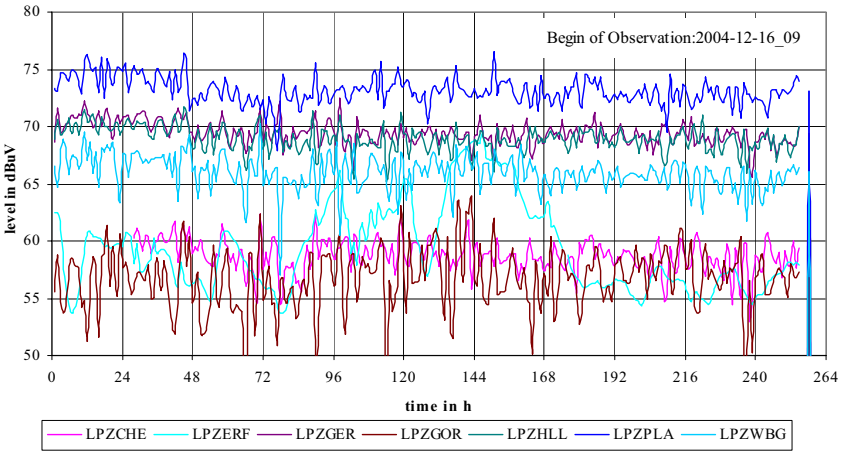


Abb. 109 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich LPZ

XIV. Langzeitmessungen Messkampagne 12/04: Bereich MUN

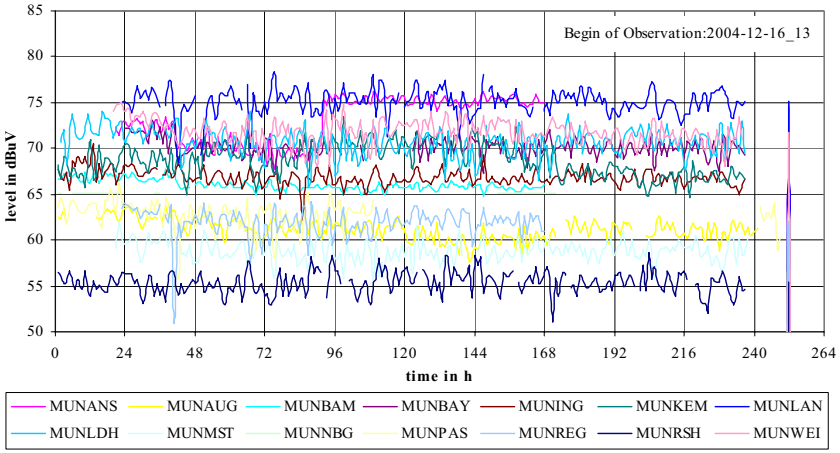


Abb. 110 Ergebnisse der Langzeitmessung, Bereich MUN

XV. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Donnersberg (02.01.2006)

Tabelle XVII Feldstärke: Messergebnisse MP Donnersberg (02.01.2006)

Messort	Feldweg zwischen Morsheim bei Kibo
Datum	02.01.2006
Uhrzeit Beginn	10:45
Uhrzeit Ende	14:05
relative Luftfeuchtigkeit	95
Temperatur	+ 5°C
RBW Messempfänger	10 kHz
Bodenart	Feldweg
Messhöhe	80cm / 100cm

		HE 010 vert	EFS vert	EFS 9219 hor	EFS 9219	EFS 9219	EFS hor U [dBµV]		HE 010	EFS 9219	EFS 9219
Nr.	Frequenz / kHz	U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	max	min	U / dBµV	Umax / dBµV	Umin / dBµV
		Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	geom+	Stativ Scan	Stativ Scan	Stativ fix	von Hand	von Hand
1	77,5	70,2	64,4	20,6	35,5	41,0	43,6	31,9	70,3	64,8	42,6
2	153,0	81,2	75,9	38,8	48,4	62,0	57,3	49,3	80,9	77,0	56,2
3	183,0	73,9	67,1	32,4	46,3	56,5	51,2	32,2	74,8	67,6	47,8
4	234,0	75,9	68,9	38,3	48,6	61,9	51,2	35,7	75,7	67,5	38,9
5	576,0	67,8	63,3	35,3	37,1	51,2	42,3	36,9	67,4	62,7	37,1
6	594,0	69,9	68,4	29,4	45,3	54,0	52,3	28,5	70,1	67,3	44,8
7	873,0	67,9	67,2	36,4	43,6	56,8	49,9	35,2	67,0	66,6	34,2
8	1017,0	90,1	82,7	61,2	59,2	85,1	68,6	53,2	89,5	83,1	57,1
9	1107,0	62,9	49,7	28,3	39,1	48,3	40,3	26,0	63,5	52,5	29,9
10	1422,0	58,0	46,5	26,5	35,1	44,0	35,2	26,3	58,6	47,5	26,2

Tabelle XVIII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Donnersberg (02.01.2006)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,5	2,01	-5,01	3,51	-3,53	0,52	-0,82
153,0	1,98	-5,04	3,20	-3,84	0,62	0,62
183,0	2,39	-4,63	3,28	-3,76	0,40	-1,07
234,0	3,82	-3,21	3,73	-3,31	0,77	0,77
576,0	11,63	4,61	7,60	0,56	4,03	4,03
594,0	2,23	-4,79	5,15	-1,89	1,35	1,35
873,0	2,86	-4,16	3,79	-3,24	2,61	2,61
1017,0	8,07	1,05	9,87	2,83	1,46	1,46
1107,0	14,98	7,96	14,81	7,77	0,54	0,54
1422,0	20,24	13,22	15,44	8,41	1,07	1,07
Mittelwert	7,02		7,04		1,34	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	8,07	1,05	9,87	2,83	1,46	0,13

XVI. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Heusweiler (24.11.2005)

Tabelle XIX Feldstärke: Messergebnisse MP Heusweiler (24.11.2005)

Messort	Heusweiler
Datum	24.11.2005
Uhrzeit Beginn	11:00
Uhrzeit Ende	
relative Luftfeuchtigkeit	95
Temperatur	0°C
RBW Messempfänger	10 kHz
Bodenart	Kies, Sand
Messhöhe	80 cm / 100 cm

		HE 010 vert	EFS 9219 vert	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS9219 hor
Nr.	Frequenz / kHz	U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	Uhor / dBµV	Umax / dBµV	Umin / dBµV
		Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	geom. +			
1	77,5	61,7	56,0	33,7	19,9	39,1	34,1	55,6	39,2
2	153,0	73,0	68,0	47,8	38,9	61,6	47,3	66,5	43,3
3	183,0	103,4	97,3	75,2	72,3	104,3	75,9	98,3	67,5
4	234,0	88,2	82,8	63,5	57,7	85,8	59,9	82,8	58,8
5	576,0	57,8	45,8	28,6	25,1	38,1	33,9	45,5	36,4
6	594,0	54,2	42,5	28,0	20,4	34,6	36,1	41,6	29,1
7	837,0	65,8	61,8	38,5	37,4	53,7	46,4	60,2	38,5
8	1017,0	54,5	47,9	31,7	25,3	40,6	32,3	46,1	24,1
9	1107,0	53,1	37,7	25,4	18,3	31,3	32,0	37,5	20,2
10	1422,0	93,1	84,7	70,2	62,5	94,0	71,2	83,4	69,1

Tabelle XX Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Heusweiler (24.11.2005)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,5	0,001	-0,034	1,660	-5,536	0,005	-0,039
153,0	0,002	-0,034	1,677	-5,519	0,012	0,012
183,0	0,001	-0,035	2,067	-5,129	0,008	-0,078
234,0	0,002	-0,034	2,260	-4,936	0,013	0,013
576,0	0,040	0,005	10,192	2,996	0,034	0,034
594,0	0,048	0,013	6,865	-0,331	0,041	0,041
873,0	0,011	-0,025	5,566	-1,630	0,067	0,067
1017,0	0,032	-0,003	7,615	0,419	0,086	0,086
1107,0	0,190	0,154	21,651	14,455	0,064	0,064
1422,0	0,027	-0,008	12,409	5,213	0,107	0,107
Mittelwert	0,035		7,196		0,044	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	0,032	-0,003	7,615	0,419	0,086	0,042

XVII. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Heusweiler (13.01.2006)

Tabelle XXI Feldstärke: Messergebnisse MP Heusweiler (13.01.2006)

Uhrzeit Beginn	09:30
Uhrzeit Ende	12:35
relative Luftfeuchtigkeit	85
Temperatur	-3°C
RBW Messempfänger	10 kHz
Bodenart	Acker
Messhöhe	80cm / 100cm

		HE 010 vert	HE 010 vert	EFS vert	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS9219 hor	EFS hor U [dBµV]		HE 010	EFS 9219	EFS 9219
Nr.	Frequenz / kHz	U / dBµV	U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	max	min	U / dBµV	Umax / dBµV	Umin / dBµV
		Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	geom+	Stativ Scan	Stativ Scan	Stativ fix	von Hand	von Hand
1	77,5	64,9	64,1	56,8	35,9	25,2	43,9	36,6	19,9	64,6	58,0	25,0
2	153,0	75,6	75,6	69,5	49,5	41,6	64,7	52,3	42,4	77,5	70,5	42,2
3	183,0	99,3	99,2	94,3	72,3	71,3	101,5	72,9	62,1	100,3	94,0	61,2
4	234,0	89,7	89,8	82,9	65,3	58,4	87,6	68,1	50,9	89,8	81,2	46,6
5	576,0	57,1	56,8	46,9	31,6	27,6	42,0	46,3	25,1	57,4	47,9	26,8
6	594,0	56,4	57,1	43,1	31,8	26,2	41,2	39,4	14,3	56,8	44,8	26,2
7	873,0	57,1	57,0	37,8	32,8	27,6	42,9	38,4	19,3	57,6	40,4	31,5
8	1017,0	59,1	57,3	44,7	34,2	29,5	45,2	40,1	23,0	57,5	46,5	29,3
9	1107,0	57,2	56,5	37,9	32,5	27,3	42,4	40,8	22,3	56,0	39,2	29,2
10	1422,0	102,7	102,6	82,4	78,7	71,9	106,6	83,7	67,2	102,7	87,4	64,5

Tabelle XXII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Heusweiler (13.01.2006)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,50	2,71	-0,67	1,56	-4,16	0,45	0,14
153,00	2,86	-0,51	1,63	-4,09	0,45	0,45
183,00	5,73	2,35	1,64	-4,08	1,41	1,24
234,00	2,00	-1,37	1,92	-3,80	0,39	0,39
576,00	0,46	-2,91	2,70	-3,02	0,04	0,04
594,00	2,04	-1,34	4,91	-0,81	0,08	0,08
873,00	4,64	1,26	9,77	4,04	0,04	0,04
1017,00	3,60	0,23	7,17	1,45	0,16	0,16
1107,00	2,37	-1,00	10,40	4,68	0,03	0,03
1422,00	7,35	3,97	15,50	9,78	0,06	0,06
Mittelwert	3,38		5,72		0,31	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	3,60	0,23	7,17	1,45	0,16	-0,15

XVIII. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Mutterstadt (10.01.2006)

Tabelle XXIII Feldstärke: Messergebnisse MP Mutterstadt (10.01.2006)

Messort	Mutterstadt, Richtung Schifferstadt											
Datum	10.01.2006											
Uhrzeit Beginn	11:00											
Uhrzeit Ende	14:00											
relative Luftfeuchtigkeit	95											
Temperatur	5°C											
RBW Messempfänger	10 kHz											
Bodenart	sandiger Acker											
Messhöhe	80cm / 100cm											
		HE 010	EFS 9219 vert	EFS 9219	EFS 9219	EFS9219	EFS hor U [dBµV]		HE 010	EFS9219	EFS9219
Nr.	Frequenz / kHz	U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	max	min	U / dBµV	U max / dBµV	U min/dBµV
		Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	geom+	Stativ Scan	Stativ Scan	Stativ fix	von Hand	von Hand
1	77,5	70,6	64,3	42,4	36,7	56,1	44,4	25,8	70,7	64,4	29,3
2	153,0	87,1	81,1	58,4	56,5	81,3	54,9	45,2	85,5	82,8	47,9
3	183,0	73,6	68,0	44,4	37,3	58,0	44,9	34,3	73,6	66,9	37,7
4	234,0	74,2	67,7	47,0	38,0	60,4	45,3	32,0	73,8	67,5	40,6
5	576,0	70,9	72,1	50,3	38,3	63,2	54,5	43,5	70,5	71,9	47,0
6	594,0	69,8	61,5	45,0	39,5	59,9	42,7	31,8	69,2	61,7	40,4
7	873,0	68,1	57,0	43,6	37,0	57,2	41,0	30,5	67,9	56,9	33,3
8	1017,0	83,9	72,4	60,9	50,2	78,9	60,0	44,2	83,8	72,6	53,5
9	1107,0	60,4	47,6	35,1	25,2	43,2	40,3	22,4	60,6	47,6	26,6
10	1422,0	62,2	46,2	36,3	29,8	47,0	43,8	24,0	62,1	46,8	24,2

Tabelle XXIV Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Mutterstadt (10.01.2006)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,5	1,83	-8,57	1,00	-6,74	0,42	-1,18
153,0	9,93	-0,47	1,79	-5,95	3,55	3,55
183,0	7,72	-2,68	3,47	-4,27	2,08	1,10
234,0	9,58	-0,82	3,86	-3,88	2,26	2,26
576,0	1,43	-8,97	1,78	-5,96	1,84	1,84
594,0	16,56	6,16	6,26	-1,48	2,51	2,51
873,0	27,31	16,91	12,13	4,39	1,93	1,93
1017,0	15,73	5,32	12,86	5,12	0,98	0,98
1107,0	7,68	-2,72	15,87	8,13	0,33	0,33
1422,0	6,26	-4,15	18,35	10,62	0,14	0,14
Mittelwert	10,40		7,74		1,60	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	15,73	5,32	12,86	5,12	0,98	-0,62

XIX. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Otterbach (03.01.2006)

Tabelle XXV Feldstärke: Messergebnisse MP Otterbach (03.01.2006)

Uhrzeit Beginn	10:20
Uhrzeit Ende	14:05
relative Luftfeuchtigkeit	95
Temperatur	+ 1°C
RBW Messempfänger	10 kHz / 200 hz für 77,5 kHz
Bodenart	Feldweg
Messhöhe	80cm / 100cm

		HE 010 vert	EFS 9219 vert	EFS 9219	EFS 9219	EFS 9219	EFS hor U [dBµV]		HE 010	EFS 9219	EFS 9219
Nr.	Frequenz / kHz	U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	max	min	U / dBµV	U max / dBµV	U min/dBµV
		Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	geom+	Stativ Scan	Stativ Scan	Stativ fix	von Hand	von Hand
1	77,5	68,9	63,6	40,1	39,7	56,4	44,0	30,8	69,1	63,3	28,4
2	153,0	81,0	76,5	50,6	50,9	71,8	58,2	53,0	81,2	76,1	44,4
3	183,0	81,8	74,6	50,5	55,4	75,0	56,4	36,1	81,5	73,8	40,7
4	234,0	80,4	73,6	50,2	53,7	73,5	53,5	38,7	80,2	71,8	41,8
5	576,0	58,7	53,5	25,8	28,8	38,7	31,7	20,1	58,2	52,1	23,8
6	594,0	62,5	57,4	36,3	32,3	48,6	34,6	24,7	62,3	56,1	27,0
7	873,0	66,0	60,1	39,5	38,8	55,4	38,5	30,5	66,1	58,7	33,6
8	1017,0	73,3	66,0	48,4	43,8	65,3	47,1	34,2	72,9	64,7	41,8
9	1107,0	89,2	85,5	54,5	61,7	82,3	70,4	48,5	91,2	85,1	56,1
10	1422,0	64,1	57,3	34,6	41,7	54,2	37,9	30,1	64,2	56,9	31,8

Tabelle XXVI Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Otterbach (03.01.2006)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,5	1,39	-14,19	0,72	-5,96	0,39	-3,05
153,0	1,73	-13,86	1,42	-5,26	0,58	0,58
183,0	3,37	-12,21	1,91	-4,77	0,67	-3,72
234,0	6,33	-9,25	2,70	-3,98	1,33	1,33
576,0	16,06	0,48	8,72	2,04	4,85	4,85
594,0	21,83	6,25	6,71	0,03	6,30	6,30
873,0	32,09	16,51	9,20	2,52	7,02	7,02
1017,0	24,93	9,34	10,63	3,95	4,39	4,39
1107,0	8,62	-6,96	12,11	5,42	1,99	1,99
1422,0	39,47	23,89	12,70	6,02	6,89	6,89
Mittelwert	15,58		6,68		3,44	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	24,93	9,34	10,63	3,95	4,39	0,95

XX. Ergebnis Bodenleitfähigkeitsmessungen: Messpunkt Wolfsheim

Tabelle XXVII Feldstärke: Messergebnisse MP Wolfsheim (03.01.2006)

Messort	Rommersheim / Wörrstadt / Wolfsheim									
Datum	25.11.2005									
Uhrzeit Beginn	10:30									
Uhrzeit Ende										
relative Luftfeuchtigkeit	85									
Temperatur	0°C									
RBW Messempfänger	10 kHz									
Bodenart										
Messhöhe	80cm/ 100cm									
		HE 010 vert	EFS 9219 vert	EFS 9219 hor	EFS 9219 hor	HE 010 vert	EFS hor U [dBµV]		EFS 9219	EFS 9219
		U / dBµV	U / dBµV	Nord-Süd	Ost-West	U / dBµV	max	min	Umax / dBµV	Umin / dBµV
Nr.	Frequenz / kHz	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Fix	Stativ Scan	Stativ Scan	von Hand	von Hand
1	77,5	72,2	64,4	42,2	33,8	54,1	45,4	26,1	65,2	54,3
2	153,0	83,4	76,1	41,3	48,6	63,8	52,0	41,3	75,8	59,2
3	183,0	72,4	64,4	42,4	33,6	54,1	46,6	32,6	63,3	49,0
4	234,0	72,4	64,4	41,4	35,9	54,8	49,2	31,4	64,1	50,0
5	576,0	68,7	61,2	36,0	26,9	44,9	35,5	30,4	60,2	28,3
6	594,0	73,0	67,9	44,8	41,8	61,3	45,9	32,8	66,2	42,8
7	873,0	74,9	70,7	45,1	47,3	65,4	50,1	43,0	60,8	50,5
8	1017,0	100,4	92,9	69,1	73,9	101,2	73,1	68,2	91,8	76,3
9	1107,0	61,4	46,6	33,6	27,1	43,2	38,3	30,5	46,9	32,4
10	1422,0	58,6	51,8	32,1	32,6	45,8	30,8	20,8	52,0	31,8

Tabelle XXVIII Bodenleitfähigkeit: Messergebnisse MP Wolfsheim (03.01.2006)

	EFS 9219 max Stativ Scan/ 2.Messung HE 010		Mittelwerte EFS 9219/ Mittelwerte HE 010		EFS 9219 max Stativ Scan/ EFS 9219vert	
Frequenz / kHz	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert	Sigma / mS/m	Δ Mittelwert
77,5	2,05	-21,68	1,54	-10,27	0,34	-3,86
153,0	11,94	-11,79	6,83	-4,98	2,19	2,19
183,0	3,96	-19,77	4,08	-7,73	0,61	-4,79
234,0	2,83	-20,91	4,04	-7,77	0,43	0,43
576,0	75,12	51,38	28,89	17,08	11,91	11,91
594,0	19,02	-4,72	7,97	-3,83	5,24	5,24
873,0	16,84	-6,90	14,25	2,44	5,58	5,58
1017,0	35,21	11,47	14,43	2,62	5,40	5,40
1107,0	14,64	-9,10	22,28	10,48	0,42	0,42
1422,0	55,75	32,01	13,76	1,96	9,96	9,96
Mittelwert	23,74		11,81		4,21	
Bodenleitfähigkeit bei ~1MHz	35,21	11,47	14,43	2,62	5,40	1,20

XXI. Geographische Lage der Messpunkte, Sender und Sendeleistung

Tabelle XXIX Geographische Lage der Messpunkte, Sender und Sendeleistung

Messpunkt	**Breite Nord**			**Länge Ost**			**Höhe über NN**	**EMRP**
	°	**min**	**s**	**°**	**min**	**s**	**/ m**	**/ kW**
MP Heusweiler-Schwarzenholz	49	21	7,94	6	53	4,42	290	-
MP Wolfsheim-Ensheim	49	48	58,74	8	6	42,56	257	-
MP Donnersberg-Ilbesheim	49	41	1,88	8	3	49,19	307	-
MP Otterbach-Schallodenbach	49	33	29,65	7	43	29,73	430	-
MP Mutterstadt	49	26	32,51	8	22	13,37	96	-
Sender Mainflingen 77,5 kHz	50	1	52,54	9	0	53,92	110	35
Sender Donebach 153 kHz	49	33	37,65	9	10	44,1	505	500
Sender Felsberg-Berus 183 kHz	49	16	56,83	6	40	42,76	362	6310
Sender Beidweiler 234 kHz	49	43	50,34	6	19	12,08	268	2000
Sender Mühlacker 576 kHz	48	56	32,9	8	51	12,62	290	490
Sender Rodgau-Weiskirchen 594 kHz	50	3	50,5	8	52	10,5	122	1000
Sender Oberursel-Weißkirchen 873 kHz	50	11	1,19	8	36	41,95	158	151
Sender Wolfsheim 1017 kHz	49	52	42,6	8	3	4,55	256	975
Sender Otterbach 1107 kHz	49	29	25,27	7	43	2,69	219	16
Sender Heusweiler 1422 kHz	49	18	0,43	6	50	3,09	251	5010

XXII. Geographische Lage und Abstände der Messpunkte und Sender

Tabelle XXX Geographische Lage und Abstände der Messpunkte und Sender

		MP Heusweiler Elm	MP Wolfsheim Ensheim	MP Donnersberg Ilbesheim	MP Otterbach Schallodenbach	MP Mutterstadt
Sender Mainflingen 77,5 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	61,79	69,36	60,13	59,91	35,03
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	243,45	250,05	240,86	240,90	215,52
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	177,19	69,12	78,57	106,75	80,31
Sender Donebach 153 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	79,42	109,94	99,32	89,33	77,02
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	261,20	290,75	280,17	270,43	257,63
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	172,52	82,09	81,74	105,19	60,02
Sender Felsberg 183 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	260,22	240,68	246,45	248,32	262,39
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	80,10	59,59	65,40	67,53	81,10
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	11,49	119,51	109,85	81,88	124,17
Sender Beidweiler 234 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	322,41	266,48	273,05	281,30	283,02
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	142,02	85,12	91,72	100,23	101,46
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	60,66	129,42	125,87	103,26	151,68
Sender Mühlacker 576 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	104,38	150,79	144,94	129,46	147,54
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	285,90	331,35	325,53	310,32	327,91
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	152,66	111,11	100,48	106,96	65,81
Sender Rodgau 594 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	59,11	62,76	53,51	55,16	27,23
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	240,66	243,34	234,12	236,03	207,61
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	169,68	60,98	71,72	99,76	77,94
Sender Oberursel 873 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	51,76	40,94	34,99	42,07	11,77
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	233,11	221,32	215,41	222,74	191,95
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	/km	161,46	54,35	68,11	94,35	84,26
Sender Wolfsheim 1017 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	53,29	328,05	357,73	33,17	334,78
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	234,22	148,00	177,72	213,41	154,53
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	[km]	109,00	8,17	21,67	42,69	53,70
Sender Otterbach 1107 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	71,35	218,19	229,28	184,37	276,70
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	252,02	37,89	49,01	4,36	96,20
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	[km]	67,51	46,10	33,02	7,57	47,63
Sender Heusweiler 1422 kHz						
Kompassrichtung Messpunkt->Sender	/ °	49,22	239,20	246,00	248,29	264,70
Kompassrichtung Sender->Messpunkt	/ °	229,28	58,29	65,13	67,67	83,59
Entfernung Messpunkt->Sender auf Geoid	[km]	7,69	101,21	91,35	63,36	106,24

XXIII. Abstrahlcharakteristik Sender Beidweiler

17-Mar-2006 - 14 : 23 : 20 - [BRIFIC::2561] - Assignation LF/MF enregistrée - 075000103 - Page 4 de 7

Day Time Operation No 1 - Main And Antenna Characteristics

From	00:00	To	24:00		Maximum Radiated Field					38.010 [dB (/ 1kW e.m.r.p)]	
Power To The Antenna			2000.000		E.M.R.P						
Bandwidth			9.000		Antenna Type				B		
Adjacent Ratio			0.000		Antenna Height Above Ground Level					[m]	
Azimuth of Maximum Radiation			227.000								

Table Of Antenna Gain [dB]

Elev [Deg] / Azm [Deg]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
0.000	-17.000									
10.000	-20.000									
20.000	-24.000	-14.000	-13.000	-13.000	-13.000	-14.000	-16.000	-21.000	-29.000	-30.000
30.000	-30.000									
40.000	-30.000									
50.000	-30.000	-20.000	-19.000	-16.000	-15.000	-15.000	-16.000	-21.000	-29.000	-30.000
60.000	-30.000									
70.000	-30.000									
80.000	-21.000	-14.000	-13.000	-13.000	-13.000	-14.000	-16.000	-21.000	-29.000	-30.000
90.000	-18.000									
100.000	-16.000									
110.000	-9.000	-9.000	-10.000	-11.000	-12.000	-15.000	-17.000	-23.000	-29.000	-30.000
120.000	-10.000									
130.000	-11.000									
140.000	-10.000	-12.000	-13.000	-14.000	-15.000	-17.000	-19.000	-23.000	-29.000	-30.000
150.000	-6.000									
160.000	-3.000									
170.000	0.000	-1.000	-2.000	-4.000	-6.000	-9.000	-13.000	-19.000	-27.000	-30.000
180.000	2.000									
190.000	3.000									
200.000	4.000	4.000	4.000	1.000	-1.000	-5.000	-9.000	-16.000	-25.000	-30.000
210.000	5.000									
220.000	5.000									
230.000	5.000	5.000	4.000	2.000	0.000	-4.000	-8.000	-15.000	-24.000	-30.000
240.000	5.000									
250.000	4.000									
260.000	4.000	4.000	4.000	1.000	-1.000	-5.000	-9.000	-16.000	-25.000	-30.000
270.000	3.000									
280.000	1.000									
290.000	-1.000	-1.000	-2.000	-4.000	-6.000	-9.000	-13.000	-19.000	-27.000	-30.000
300.000	-5.000									
310.000	-9.000									
320.000	-11.000	-12.000	-13.000	-14.000	-15.000	-17.000	-19.000	-23.000	-29.000	-30.000
330.000	-11.000									
340.000	-16.000									
350.000	-15.000	-9.000	-10.000	-11.000	-12.000	-15.000	-17.000	-23.000	-29.000	-30.000

Abb. 111 Abstrahlcharakteristik Sender Beidweiler

XXIV. Gegenüberstellung ITU-Richtlinie Messungen Messpunkt Donnersberg

Messpunkt Donnersberg	Gegeben	Gegeben	ITU Abgelesen	ITU	Vergleichswerte		
					EFS Effektivwert	HE010	EFS
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	Sigma [mS/m]	E [dBµV]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]
77,5	79	3,51	70	18,71	83,06	41,21	20,94
153	82	3,2	68	56,17	994,8	139,6	77,89
183	110	3,28	65	141,26	302,9	69,18	28,18
234	126	3,73	63	63,17	527,0	76,74	34,40
576	100	7,6	61	24,84	140,0	29,51	17,38
594	72	5,15	65	56,23	270,7	40,27	31,26
873	68	3,79	47	2,75	294,7	28,18	26,92
1017	22	9,87	76	197,02	10092	375,8	160,1
1107	33	14,81	69	11,27	33,96	18,84	3,56
1422	91	15,44	44	11,22	18,46	10,72	2,46

Messpunkt Donnersberg	Gegeben	Gegeben	Berechnet	ITU Abgelesen	Vergleichswert
		HE010			
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Sigma [mS/m]
77,5	79	41,21	76,86	5000	3,51
153	82	139,6	75,91	5000	3,2
183	110	69,18	58,80	1	3,28
234	126	76,74	64,69	10	3,73
576	100	29,51	62,50	10	7,6
594	72	40,27	62,10	3	5,15
873	68	28,18	67,21	30	3,79
1017	22	375,8	81,61	30	9,87
1107	33	18,84	73,46	30	14,81
1422	91	10,72	43,60	10	15,44

Messpunkt Donnersberg	Gegeben	Berechnet	Gegeben	ITU Abgelesen	Vergleichswert
	HE010				
Frequenz [kHz]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Entfernung [km]	Entfernung [km]
77,5	51,29	78,76	1,54	34	69
153	186,2	78,41	6,83	34	82
183	52,48	56,40	4,08	210	120
234	52,48	61,39	4,04	130	130
576	34,28	63,80	28,9	130	111
594	56,23	65,00	7,97	75	61
873	69,98	75,11	14,25	28	54
1017	1318	92,51	14,43	6	8
1107	14,79	71,36	22,28	44	46
1422	10,72	43,60	13,76	100	101

XXV. Messpunkt Mutterstadt

Messpunkt Mutterstadt	Gegeben	Berechnet	Gegeben	ITU Abgelesen	Vergleichswert
	HE 010				
Frequenz [kHz]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Entfernung [km]	Entfernung [km]
77,5	43,15	77,26	1	40	80
153	237,1	80,51	1,78	24	60
183	60,26	57,60	3,5	195	124
234	61,66	62,79	3,85	120	152
576	42,17	65,60	1,78	24	66
594	36,31	61,20	6,26	65	78
873	31,26	68,11	12,13	46	84
1017	195,0	75,91	12,85	24	54
1107	13,49	70,56	15,86	32	48
1422	16,03	47,10	18,35	80	106

Messpunkt Mutterstadt	Gegeben	Gegeben	Berechnet	ITU Abgelesen	Vergleichswert
		HE 010			
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Sigma [mS/m]
77,5	80	43,15	77,26	5000	1
153	60	237,1	80,51	5000	1,78
183	124	60,26	57,60	1	3,5
234	152	61,66	62,79	10	3,85
576	66	42,17	65,60	10	1,78
594	78	36,31	61,20	10	6,26
873	84	31,26	68,11	30	12,13
1017	54	195,0	75,91	5000	12,85
1107	48	13,49	70,56	30	15,86
1422	106	16,03	47,10	30	18,35

Messpunkt Mutterstadt	Gegeben	Gegeben	ITU Abgelesen	ITU	Vergleichswerte		
					EFS Effektivwert	HE 010	EFS
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	Sigma [mS/m]	E [dBµV]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]
77,5	80	1	68	14,86	232,8	43,15	20,70
153	60	1,78	70	70,71	6866	237,1	141,74
183	124	3,5	63	112,21	365,9	60,26	31,26
234	152	3,85	59	39,86	425,8	61,66	29,96
576	66	1,78	45	3,94	740,7	42,17	47,86
594	78	6,26	55	17,78	232,7	36,31	14,13
873	84	12,13	56	7,75	127,9	31,26	8,32
1017	54	12,85	62	39,31	2649	195,0	48,75
1107	48	15,86	61	4,49	19,11	13,49	2,80
1422	106	18,35	47	15,85	22,91	16,03	2,38

XXVI. Messpunkt Otterbach

Messpunkt Otterbach	Gegeben	Berechnet	Gegeben	ITU Abgelesen	Vergleichswert
	HE010				
Frequenz [kHz]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Entfernung [km]	Entfernung [km]
77,5	35,89	75,66	0,72	46	107
153	144,5	76,21	1,42	38	105
183	149,6	65,50	1,91	80	82
234	128,8	69,19	2,7	65	103
576	10,23	53,30	8,72	160	107
594	16,41	54,30	6,71	140	100
873	25,41	66,31	9,2	50	94
1017	55,59	65,01	10,63	48	43
1107	457,1	101,2	12,11	2,2	8
1422	20,42	49,20	12,7	70	106

Messpunkt Otterbach	Gegeben	Gegeben	Berechnet	ITU Abgelesen	Vergleichswert
		HE010			
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Sigma [mS/m]
77,5	107	35,89	75,66	5000	0,72
153	105	144,5	76,21	5000	1,42
183	82	149,6	65,50	1	1,91
234	103	128,8	69,19	30	2,7
576	107	10,23	53,30	10	8,72
594	100	16,41	54,30	3	6,71
873	94	25,41	66,31	30	9,2
1017	43	55,59	65,01	10	10,63
1107	8	457,1	101,2	5000	12,11
1422	106	20,42	49,20	30	12,7

Messpunkt Otterbach	Gegeben	Gegeben	ITU Abgelesen	ITU	Vergleichswerte		
					EFS Effektivwert	HE010	EFS
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	Sigma [mS/m]	E [dBµV]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]
77,5	107	0,72	66	11,80	225,0	35,89	19,10
153	105	1,42	62	28,15	2195	144,5	83,46
183	82	1,91	69	223,88	2415	149,6	66,83
234	103	2,7	64	70,88	1962	128,8	59,09
576	107	8,72	60	22,14	23,74	10,23	5,62
594	100	6,71	61	35,48	68,43	16,41	8,81
873	94	9,2	54	6,16	143,2	25,41	11,89
1017	43	10,63	67	69,90	512,1	55,59	23,33
1107	8	12,11	83	56,50	10035	457,1	219,79
1422	106	12,7	42	8,91	102,13	20,42	8,53

XXVII. Messpunkt Wolfsheim

Messpunkt Wolfsheim	Gegeben	Berechnet	Gegeben	ITU Abgelesen	Vergleichswert
	HE010				
Frequenz [kHz]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Entfernung [km]	Entfernung [km]
77,5	51,29	78,76	1,54	34	69
153	186,2	78,41	6,83	34	82
183	52,48	56,40	4,08	210	120
234	52,48	61,39	4,04	130	130
576	34,28	63,80	28,9	130	111
594	56,23	65,00	7,97	75	61
873	69,98	75,11	14,25	28	54
1017	1318	92,51	14,43	6	8
1107	14,79	71,36	22,28	44	46
1422	10,72	43,60	13,76	100	101

Messpunkt Wolfsheim	Gegeben	Gegeben	Berechnet	ITU Abgelesen	Vergleichswert
		HE010			
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	E [mV/m]	E [dBµV]	Sigma [mS/m]	Sigma [mS/m]
77,5	69	51,29	78,76	5000	1,54
153	82	186,2	78,41	5000	6,83
183	120	52,48	56,40	1	4,08
234	130	52,48	61,39	3	4,04
576	111	34,28	63,80	30	28,9
594	61	56,23	65,00	10	7,97
873	54	69,98	75,11	5000	14,25
1017	8	1318	92,51	30	14,43
1107	46	14,79	71,36	30	22,28
1422	101	10,72	43,60	10	13,76

Messpunkt Wolfsheim	Gegeben	Gegeben	ITU Abgelesen	ITU	Vergleichswerte		
					EFS Effektivwert	HE010	EFS
Frequenz [kHz]	Entfernung [km]	Sigma [mS/m]	E [dBµV]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]	E [mV/m]
77,5	69	1,54	71	20,99	202,0	51,29	20,94
153	82	6,83	69	63,02	1151	186,2	79,71
183	120	4,08	64	125,90	199,7	52,48	20,65
234	130	4,04	61	50,18	208,7	52,48	20,49
576	111	28,9	65	39,36	74,37	34,28	13,65
594	61	7,97	68	79,43	444,6	56,23	29,51
873	54	14,25	65	21,85	765,6	69,98	40,27
1017	8	14,43	89	880,04	86249	1318	516,4
1107	46	22,28	72	15,92	17,50	14,79	2,49
1422	101	13,76	43	10,00	33,23	10,72	4,53

Lebenslauf

PERSÖNLICHE DATEN

Name:	Michael Mann
Geburtsdatum:	15. Oktober 1976
Geburtsort:	Bad Kreuznach
Familienstand:	verheiratet

SCHULAUSBILDUNG

1977 – 1981	Grundschule Siefersheim
1981 – 1990	Elisabeth-Langgässer-Gymnasium, Alzey

WEHRDIENST

1996 – 1997	Grundwehrdienst beim Jagdgeschwader 73 in Bad Sobernheim

STUDIUM UND BERUFSWEG

1997 – 2002	Studium der Elektrotechnik an der Universität Kaiserslautern Vertiefungsrichtung Energietechnik
November 2002	Diplom der Elektrotechnik an der Universität Kaiserslautern
2003 – 2006	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit der Technischen Universität Kaiserslautern Mitarbeiter an der Technologietransferstelle für EMV und EMVU des Landes Rheinland-Pfalz am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV der Technischen Universität Kaiserslautern Mitarbeit in Forschung und Lehre Arbeitsgebiete: Elektromagnetische Verträglichkeit, Elektromagnetische Umweltverträglichkeit, Hochfrequenz-Messtechnik, Messtechnik zum Personenschutz