

Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte
FZKA 6329

Entwicklung hochfrequenter
Meßverfahren zur Boden-
und Schneefeuchtebestimmung

Christof Hübner

Institut für Meteorologie und Klimaforschung

Von der Fakultät für Elektrotechnik der Universität Karlsruhe (TH)
genehmigte Dissertation

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe
1999

Kurzfassung

Entwicklung hochfrequenter Meßverfahren zur Boden- und Schneefeuchtebestimmung

Die Bestimmung des Wassergehalts in Böden und Schnee hat für viele Anwendungen in der Meteorologie, Landwirtschaft, Hydrologie und Bautechnik eine zentrale Bedeutung. Die meisten der bisher bekannten Meßverfahren können jedoch die an sie gestellten Anforderungen bezüglich Genauigkeit, Reproduzierbarkeit, Zeit- und Arbeitsaufwand sowie Automatisierbarkeit nicht erfüllen. Deshalb wurden in der vorliegenden Arbeit neue Sensoren entwickelt, die ausgewählte Aufgaben der Feuchtemeßtechnik erheblich besser als zuvor möglich lösen. Dabei zeigt sich, daß die hochfrequenten Meßverfahren aufgrund der besonderen dielektrischen Eigenschaften von Wasser am besten geeignet sind. Voraussetzung für ein Verständnis des darauf basierenden Meßprinzips und seiner Weiterentwicklung ist eine eingehende Untersuchung der dielektrischen Eigenschaften von Böden und Schnee, die mit Hilfe von Mischungsregeln modelliert werden können.

- Ein neuer Ansatz, der auf dreidimensionalen Zufallsverteilungen beruht, bestätigt weitgehend die bisher bekannten einfacheren Mischungsregeln. Um diese Ergebnisse experimentell zu verifizieren wurde ein Labormeßplatz entworfen, mit dem man dielektrische Materialparameter im Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 1 GHz bestimmen kann. Messungen an verschiedenen Böden zeigen die Abhängigkeiten von der Leitfähigkeit, der Frequenz und der Temperatur, die mit komplexen Mischungsregeln erklärt werden können. Unter Einbeziehung dieser Messungen sowie weiterer technologischer und anwendungsspezifischer Aspekte wurden neue Feuchtemeßverfahren und Sensoren entwickelt.
- Der transportable Oberflächensensor eignet sich zur schnellen, großflächigen und zerstörungsfreien Messung der Bodenfeuchte. Er zeichnet sich durch ein besonders großes Meßvolumen und die Möglichkeit zur Tiefenauflösung aus.
- Der fest installierte Kabelsensor ist für kontinuierliche Messungen im Boden oder Schnee über längere Zeiträume gedacht. Er besteht aus einem Kabelnetzwerk, dessen Leitungen speziell für die Feuchtemessung entworfen wurden und dadurch erstmals Meßlängen von mehr als 20 m in Böden und 100 m in Schnee erreichen können. Verschiedene Meß- und Auswerteverfahren im Frequenz- und Zeitbereich ermöglichen sowohl die Bestimmung des integralen Wassergehalts als auch orts aufgelöster Feuchtigkeitsverteilungen entlang der Kabel. Aus zusätzlichen Messungen im niederfrequenten Bereich erhält man die Schneedichte. Die hier ausgearbeitete Meßmethode kann trotz unvermeidbarer Luftspaltbildung um die Sonde die tatsächliche Feuchte ermitteln.

Mehrere Meßkampagnen und Projekte zur Boden- und Schneefeuchtemessung zeigen anhand von Meßergebnissen den erfolgreichen praktischen Einsatz der in dieser Arbeit entwickelten Verfahren und Sensoren.

Abstract

Development of high-frequency methods for soil and snow moisture determination

Determining the water content in soil and snow is essential to many applications in meteorology, agriculture, hydrology, civil engineering, and building construction. However, most of the measuring techniques known to date are unable to meet requirements of accuracy, reproducibility, expense of time and labor, as well as automation capability. For this reason, new sensors were developed in this work which solve specific problems in moisture measurement considerably better than had been possible before. High-frequency measurements were found to be most suitable because of the specific dielectric properties of water. Understanding the measurement principle based on this approach, and its further development, requires thorough investigations of the dielectric properties of soil and snow, which can be modeled by means of mixing rules.

- A new approach based on three-dimensional random distributions mostly confirmed the simpler mixing rules known before. For experimental verification of these findings, a laboratory measuring station was designed where dielectric materials parameters can be determined in the frequency range between 1 MHz and 1 GHz. Measurements conducted in various types of soil demonstrate the dependence on conductivity, frequency and temperature, which can be explained by complex mixing rules. New methods of moisture measurement and new sensors were developed on the basis of the measurements performed in this way and in the light of additional technical and application-oriented aspects.
- The portable surface sensor can be used for fast, large-area, non-destructive measurements of soil moisture. It is characterized by a particularly large measurement volume and by its depth resolution capability.
- The permanently installed cable sensor was developed for continuous and long-term measurements in soil or in snow. It consists of a cable network whose lines were designed specifically for moisture measurement and, in this way, are able for the first time to achieve measured lengths of more than 20 m in soil and 100 m in snow. Various methods of measurement and evaluation in the frequency and time domains allow both the integral water content and locally resolved moisture distributions along the cables to be determined. The snow density is obtained from additional measurements in the low-frequency domain. The method of measurement developed in this way is able to determine the actual moisture despite the unavoidable production of an air gap around the probe.

Several measurement campaigns and projects of soil and snow moisture measurement demonstrate, on the basis of measured results, the successful practical application of the methods and sensors developed in this work.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Meßverfahren zur Boden- und Schneefeuchtemessung	4
2.1	Vorbemerkung	4
2.2	Bodenfeuchtemessung	5
2.2.1	Direkte Verfahren	5
2.2.2	Indirekte Verfahren	7
2.3	Schneefeuchtemessung	10
2.3.1	Zerstörende Verfahren	11
2.3.2	Zerstörungsarme Verfahren	11
2.3.3	Zerstörungsfreie Verfahren	12
3	Wasser-Feststoff-Gemische im elektromagnetischen Feld	13
3.1	Dielektrische Eigenschaften von Wasser und Eis	13
3.1.1	Frequenz- und Temperaturabhängigkeit	14
3.1.2	Einfluß des Salzgehaltes	16
3.1.3	Gebundenes Wasser	19
3.2	Dielektrische Eigenschaften der Bodenkörner	21
3.3	Mischungsregeln für Böden	21
3.3.1	Strukturabhängige Mischungsregeln	22
3.3.2	Strukturunabhängige Mischungsregeln	24
3.3.3	Statistische Mischungsregeln	28
3.3.4	Komplexe Mischungsregeln	32
3.4	Mischungsregeln für Schnee	35
3.4.1	Trockener Schnee	36
3.4.2	Feuchter Schnee	37

3.5	Inversion der Mischungsregeln	38
4	Labormethoden zur DK-Bestimmung	43
4.1	Einführung	43
4.2	DK-Bestimmung mit Frequenzbereichsmethoden	44
4.2.1	Übersicht	44
4.2.2	Übergang Koaxialleiter - Rundhohlleiter	46
4.2.3	Koaxialleitung mit offenem Ende	60
4.2.4	TEM-Wellenleiter-System	63
4.2.5	Kalibrierverfahren	65
4.3	DK-Bestimmung mit Zeitbereichsmethoden	69
4.4	Labormessungen	71
4.4.1	Abhängigkeit vom Wassergehalt und der Frequenz	72
4.4.2	Einfluß der Temperatur	75
5	Entwurfskriterien für Feldmeßgeräte	81
5.1	Vorbemerkung	81
5.2	Dielektrische Materialeigenschaften	82
5.2.1	Einparameter-Messung	82
5.2.2	Zweiparameter-Messung	83
5.3	Meßvolumen und Sensorgeometrie	83
5.4	Meßschaltungen und Gerätekonstruktion	84
5.5	Elektromagnetische Verträglichkeit	89
6	Oberflächenfeuchtesensor	92
6.1	Einführung	92
6.2	Ausbreitungseigenschaften des Goubau-Wellenleiters	96
6.3	Ankopplung der Oberflächenwelle	99
6.4	Eigenschaften des Oberflächenfeuchtesensors	102
7	Kabelsensor	109
7.1	Einführung	109
7.2	Kabeleigenschaften	111
7.2.1	Voraussetzungen und Definitionen	112

7.2.2	Berechnung der Kabeleigenschaften mit konformen Abbildungen	114
7.2.3	Berechnung der Kabeleigenschaften mit finiten Integrationsmethoden	117
7.2.4	Experimentelle Bestimmung der Kabeleigenschaften	118
7.2.5	Spaltdetektion und Spaltkorrektur	122
7.3	Meßtechnik	125
7.3.1	Zeitbereich	126
7.3.2	Frequenzbereich	128
7.4	Profilbestimmung	130
7.5	Anwendungsbeispiel: Kontrolle von Deponieabdichtungen	134
7.5.1	Kabelnetzwerk zur Flächenmessung	135
7.5.2	Meßergebnisse	139
7.6	Schneefeuchtemessungen mit dem Kabelsensor	149
7.6.1	Motivation	149
7.6.2	Vergleich bekannter Verfahren mit dem Kabelsensor	149
7.6.3	Meßkampagnen	152
8	Zusammenfassung	171
	Verzeichnis einiger Symbole und Abkürzungen	175
	Literaturverzeichnis	181

Abbildungsverzeichnis

3.1	Frequenzabhängigkeit der DK von Wasser	14
3.2	Temperaturabhängigkeit der statischen DK und Relaxationsfrequenz von Wasser	15
3.3	Relaxationsspektren von Wasser und Eis	16
3.4	Einfluß der Salinität und Temperatur auf die DK von Wasser	17
3.5	Imaginärteil der DK von reinem und versalztem Wasser	18
3.6	Vereinfachtes Bodenmodell	22
3.7	Grenzfälle der Exponentialformel	26
3.8	Laufzeitmodell	27
3.9	Dreidimensionales Mischungsmodell	29
3.10	Elektrische Feldstärke im Monte-Carlo-Kondensator	30
3.11	Konvergenzverhalten der Monte-Carlo-Simulation	31
3.12	Mischungs-DK für verschiedene Gittergrößen und Wassergehalte	32
3.13	Vergleich verschiedener Mischungsregeln	33
3.14	Zusammenhang zwischen DK und Trockenschneedichte	37
3.15	Abhängigkeit der DK-Erhöhung vom Flüssigwassergehalt im Schnee	38
4.1	Übergang vom Koaxialleiter auf den Rundhohlleiter	46
4.2	Grenzfrequenz für die Ausbreitung höherer Moden im Koaxialleiter	48
4.3	Grenzfrequenz für die Ausbreitung von TM-Moden im Rundhohlleiter	49
4.4	Konvergenzverhalten der Phase des Reflexionsfaktors für Sonde B	55
4.5	Tangentiale Feldstärken am Übergang Koaxialleiter-Rundhohlleiter	56
4.6	Phasengang der Sonden A und B	56
4.7	Elektrische Feldstärkeverteilung in Sonde B	58
4.8	Koaxialleitung mit offenem Ende	60
4.9	Phasengang der Sonde C	63

4.10	Koaxialer TEM-Wellenleiter als Sonde D	64
4.11	Phasengang der Sonde D	65
4.12	3-Term-Fehlermodell für den Reflexionsfaktor	66
4.13	Reflexionsfaktoren für die Kalibrierstandards der Sonden A,B,C,D	67
4.14	Messplatz zur DK-Bestimmung mit den Sonden A und B	68
4.15	Prinzip der Zeitbereichsreflektometrie	69
4.16	Spannungsverlauf bei der Zeitbereichsreflektometrie	70
4.17	Dielektrische Eigenschaften von Sand über dem Wassergehalt	72
4.18	Dielektrische Eigenschaften von Sand über der Frequenz	73
4.19	Dielektrische Eigenschaften von tonmineralischen Material über dem Wassergehalt	74
4.20	Dielektrische Eigenschaften von Sand bei niedrigen Frequenzen	74
4.21	Dielektrische Eigenschaften von tonmineralischen Material bei niedrigen Frequenzen	75
4.22	Messfehler bei Nichtberücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der DK von Wasser	77
4.23	Temperaturabhängigkeit der DK von Quarzsand	78
4.24	Dielektrische Eigenschaften von Opalinus-Ton, Realteil	79
4.25	Dielektrische Eigenschaften von Opalinus-Ton, Imaginärteil	79
5.1	Kriterien bei der Auswahl der Messfrequenz	82
5.2	Günstige Frequenzbereiche verschiedener Sensortypen	84
5.3	Prinzip der Bodenfeuchtemessung mit LUMBRICUS	85
5.4	Blockschaltbild des Feuchtesensors LUMBRICUS	86
5.5	Resonanzkurven für die LUMBRICUS-Antenne	87
5.6	Bodenfeuchtemessung mit LUMBRICUS	88
6.1	Dielektrisch beschichteter Draht	93
6.2	Aufbau des Oberflächensensors	95
6.3	Phasengeschwindigkeiten der TM-Grundmode für zwei Wellenleiterabmessungen	98
6.4	Feldstärkeverteilung der Goubau-Leitung	98
6.5	Grensradien für zwei Wellenleiterabmessungen	99
6.6	Ausbreitungskonstanten des Exponentialhorns	101

6.7	Impulsantwort des Oberflächensensors	102
6.8	Feldbild des Oberflächensensors	103
6.9	Kennlinien des Oberflächensensors	104
6.10	Eindringtiefe des Oberflächensensors	105
6.11	Messung mit dem Oberflächensensor	106
6.12	Oberflächensensor im praktischen Einsatz	108
7.1	Querschnitt verschiedener Kabelsensoren	110
7.2	Ersatzschaltbild für ein infinitesimales Leitungsstück	113
7.3	Konforme Abbildung einer beschichteten Lecherleitung	115
7.4	Vergleich der Impulslaufzeit entlang beschichteter und unbeschichteter Wellenleiter	116
7.5	Elektrische Feldstärkeverteilung des Flachbandkabels bei symmetrischer Erregung	117
7.6	Querschnitt des Flachbandkabels mit Ersatzschaltbild	118
7.7	Wellenwiderstand und relative Laufzeit des dreiadrigen Flachbandkabels in Abhängigkeit der DK	122
7.8	Ausdehnung des elektrischen Feldes des Flachbandkabels I	123
7.9	Ausdehnung des elektrischen Feldes des Flachbandkabels II	123
7.10	Schaltungsvarianten für die Spaltkorrektur	124
7.11	Diagramm zur Spaltkorrektur	125
7.12	Graphische Oberfläche des TDR-Steuerprogramms	127
7.13	Laufzeitbestimmung in der Zeitbereichsreflektometrie	129
7.14	Sprungantwort für ein Flachbandkabel im Boden	130
7.15	Aufbau des Trogversuchs	132
7.16	Rekonstruktion des Kapazitätsverlaufs beim Trogversuch	133
7.17	Kabelanordnung auf der Deponie Karlsruhe-West	136
7.18	Schichtenaufbau des Testfelds auf der Deponie Karlsruhe-West	137
7.19	LUMBRICUS-Messung auf der Deponie Karlsruhe-West	138
7.20	Verlegung des Kabelnetzwerks	139
7.21	Dämpfung entlang von Flachbandkabelstrecken mit und ohne Übersprechen auf der Deponie Karlsruhe-West	140
7.22	Ersatzschaltbild für Leitungskopplung	141
7.23	Feldstärkeverteilung gekoppelter Leitungen	142

7.24	Wellenwiderstände gekoppelter Leitungen	143
7.25	Kopplerparameter	144
7.26	Streuparameter eines Kopplers	145
7.27	Eingangsimpuls und transmittierter Impuls für eine Flachbandkabelstrecke	146
7.28	Phasendifferenz für eine Flachbandkabelstrecke	146
7.29	Wassergehaltsänderungen auf der Deponie Karlsruhe-West	148
7.30	Schneefeuchtemessung mit dem Denoth-Sensor	150
7.31	Standort des Meßfeldes auf dem Gletscher Plaine de la Morte, Schweiz	154
7.32	Anordnung der Meßeinrichtungen auf dem Gletscher	155
7.33	Ansicht der horizontalen Schneefeuchtemeßkabel	156
7.34	Ansicht des vertikalen Schneehöhenmeßkabels	157
7.35	Aufbau des Schneefeuchtemeßsystems	158
7.36	Zeitlicher Verlauf der DK für das horizontale Kabel Nr. 3	159
7.37	Zeitlicher Verlauf der Feuchte für die horizontalen Kabel Nr. 2 und 3	160
7.38	Zeitlicher Verlauf der Lufttemperatur und der Strahlungsbilanz	161
7.39	Perkulationszonen im Spannungs-Zeit-Verlauf	161
7.40	Luftbild des Meßfeldes	162
7.41	Aufbau und Funktionsweise des Schneehöhensensors	163
7.42	Spannungs-Zeit-Diagramm des Schneehöhensensors	164
7.43	Vergleich des Schneehöhenverlaufs	165
7.44	DK und Schneedichte Schauinsland 1998	166
7.45	Schräges Meßkabel zur Profilmessung	167
7.46	Rekonstruktion des DK-Profiles	167
7.47	Aufbau des Vereisungssensor	168
7.48	Kapazitätsänderungen des Vereisungssensors	169
7.49	Güteänderungen des Vereisungssensors	169

Tabellenverzeichnis

4.1	Vergleich verschiedener Berechnungsverfahren für den Übergang vom Koaxialleiter auf den Rundhohlleiter	59
4.2	Vergleich verschiedener Berechnungsverfahren für den am Ende offenen Koaxialleiter	62
4.3	Verschiedene Wasserarten und ihr Einfluß auf die Temperaturkoeffizienten der Mischungs-DK von Böden	76
7.1	Elektrische Eigenschaften des Flachbandkabels	121
7.2	Ersatzschaltbildelemente für das Flachbandkabel	121
7.3	Dielektrische Schneefeuchtemeßgeräte	151
7.4	Kabelparameter für Schauinsland 1996	152
7.5	Klimakenngrößen für den Gletscher Plaine Morte, Schweiz	155

Kapitel 1

Einleitung

Wasser ist untrennbar und in vielfältiger Weise mit der Existenz von Leben auf unserem Planeten verknüpft. Nicht nur daß der Mensch selbst aus rund 60% Wasser besteht (Schmidt und Thews, 1990), auch die anderen Lebewesen und viele Materialien auf der Erde enthalten oder wechselwirken mit Wasser. Es verwundert deshalb nicht, daß die Frage nach dem Feuchtegehalt in so unterschiedlichen Gebieten wie z.B. der Meteorologie, Landwirtschaft, Bautechnik, Lebensmittelkunde oder dem Umweltschutz gestellt wird.

In der Landwirtschaft richten sich die Arbeiten wie der Beginn des Pflügens, das Einbringen von Dünger oder die Beregnung von Feldern nach dem Wassergehalt im Boden. Auch die Lagerfähigkeit und Weiterverarbeitung landwirtschaftlicher Produkte ist im wesentlichen von deren Wassergehalt abhängig. Das Wasser im Boden spielt aufgrund seiner Wärmeleit- und speicherfähigkeit für den Energieaustausch mit der Atmosphäre eine große Rolle und bildet einen wichtigen Eingabeparameter für meteorologische Modellrechnungen und Vorhersagen. Im Zuge der Diskussion um die globale Erwärmung richtet sich das Interesse der Klimaforscher auch auf die Gletscher in polaren Breiten. So sind Schneefeuchtemessungen ein Baustein für die Beantwortung der Frage, ob die Polkappen abschmelzen und der dadurch verursachte Anstieg des Meeresspiegels wertvolle Siedlungsflächen kosten wird. Als Beispiel für die Anwendung von Feuchtemessungen im Umweltschutz ist die Kontrolle von Mülldeponieabdichtungen zu nennen. Nur durch Einhaltung eines bestimmten Wassergehalts können Tonschichten verhindern, daß Regenwasser Schadstoffe aus dem Müll in das Grundwasser auswäscht und dadurch die Trinkwasserversorgung gefährdet wird.

Die bisher eingesetzten Verfahren und Methoden zur quantitativen Bestimmung des Wassergehalts in Böden und im Schnee warten allerdings mit vielen Nachteilen auf. So sind die meisten Verfahren sehr zeitaufwendig, arbeits- und kostenintensiv, ungenau, schlecht reproduzierbar, destruktiv oder nicht automatisierbar. Man denke nur an die mühsame Entnahme und Untersuchung von Bodenproben oder an die aufwendige Schneefeuchtebestimmung mit Gefrierkalorimetern. Das Ziel dieser Arbeit ist es deshalb, neue und bessere Feuchtemeßverfahren für eine Reihe ausgewählter Anwendungen zu entwickeln. Es zeigt sich, daß man Wassergehaltsmessungen mit Hilfe hochfrequenter Meßmethoden genau und effizient durchführen kann. Die Voraussetzung dafür ist jedoch ein umfassendes Verständnis des Meßprinzips und seiner Beschränkungen sowie das Eingehen auf die meist sehr speziellen Anforderungen und Randbedingungen der jeweiligen Anwendung. Im Rahmen einer ganzheitlichen Betrachtung der Aufgabe müssen sich deshalb die grundlegenden methodischen Untersuchungen mit der Entwicklung neuer Labormeßeinrichtungen und Kalibrierverfahren als auch dem Entwurf und der Erprobung von Sensoren unter realen Bedingungen ergänzen.

Das der Einleitung folgende Kapitel 2 befaßt sich mit den bekannten Feuchtemeßverfahren sowie ihren spezifischen Vor- und Nachteilen. Es wird erläutert, warum sich gerade die hochfrequenten, auf einer Messung der dielektrischen Materialeigenschaften beruhenden Meßverfahren in hervorragender Weise für die Feuchtebestimmung eignen.

Kapitel 3 geht näher auf die dielektrischen Eigenschaften der Einzelkomponenten Wasser, Eis, Luft und Bodenkörner ein. Breiter Raum ist der Frage gewidmet, welche effektiven Parameter eine Mischung dieser Materialien aufweist. Bisherige einfache Vorstellungen werden anhand realistischerer Modellrechnungen überprüft.

Das 4. Kapitel ist vollständig der meßtechnischen Erfassung von dielektrischen Materialeigenschaften unter Laborbedingungen gewidmet. Es werden geeignete Meßanordnungen ausgewählt, mit verschiedenen Berechnungsverfahren der Hochfrequenztechnik charakterisiert und zu rechnergesteuerten Labormeßplätzen integriert. Die experimentelle Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften typischer Böden wie Sand und Lehm im Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz rundet dieses Arbeitsgebiet ab.

Kapitel 5 bereitet dann auf den nachfolgenden Entwurf von Sensoren für Feldmessungen vor. Die durch die Materialeigenschaften und technologische Aspekte gegebenen

Randbedingungen werden ausführlich diskutiert.

Das darauffolgende Kapitel 6 beschäftigt sich mit dem Oberflächensensor zur schnellen und zerstörungsfreien Messung der Bodenfeuchte. Theoretische und experimentelle Untersuchungen zeigen, wie man durch Auswahl eines geeigneten Wellenleiters einen nichtinvasiven Sensor mit besonders großem Meßvolumen entwickeln kann.

Im umfangreichen Kapitel 7 wird schließlich über den Kabelsensor berichtet, der gleichermaßen zur Boden- und Schneefeuchtemessung geeignet ist. Auf der Grundlage von numerischen Feldberechnungen werden feuchtesensitive Kabel entworfen, in die industrielle Fertigung gegeben und zusammen mit der dazugehörigen Meßtechnik in verschiedenen Pilotprojekten erprobt. So lassen sich mit dem Kabelsensor eine Reihe aktueller Feuchtemeßaufgaben in besonders vorteilhafter Weise lösen. Ein Beispiel ist die vom Land Baden-Württemberg geförderte Entwicklung und Installation eines Kontrollsystems für Oberflächenabdichtungen von Mülldeponien. Das auf dem Testfeld der Deponie Karlsruhe-West verlegte Kabelnetzwerk erlaubt erstmals die kontinuierliche und großflächige Verfolgung von Wassergehaltsänderungen in den als Wassersperre dienenden Bodenschichten. Damit kann die Funktionsfähigkeit des Abdichtungssystems beurteilt werden. Ein weiteres Projekt beschäftigt sich mit der Entwicklung eines neuartigen Schneefeuchtemeßsystems. Es basiert gleichfalls auf der Kabelsensortechnologie und ermöglicht die Bereitstellung von Schneefeuchtedaten in bisher nicht gekannter Qualität und zeitlicher Auflösung. Die in Zusammenarbeit mit dem Institut für Physische Geographie der Universität Freiburg durchgeführten Meßkampagnen im Schwarzwald, auf dem Gletscher Plaine Morte in der Schweiz und in der Antarktis haben zu diesem Fortschritt beigetragen und belegen die operationellen Einsatzmöglichkeiten.

Kapitel 2

Meßverfahren zur Boden- und Schneefeuchtemessung

2.1 Vorbemerkung

Ein wichtiges Kriterium für die Beurteilung und den Vergleich verschiedener Meßverfahren ist deren Genauigkeit. Insbesondere bei den Bodenfeuchtemeßverfahren erweist es sich jedoch als schwierig, die Meßunsicherheit genau zu quantifizieren. Dies liegt zum einen daran, daß die dazu notwendigen Referenzverfahren selbst erhebliche Schwachpunkte aufweisen und zum anderen daran, daß eine Vielzahl von Störgrößen auf das Meßergebnis einwirken. Zu nennen wären z.B. die Fehler bei der Probenahme, systematische Fehler bei der Kalibrierung, meßgutbedingte Streuungen und die Unsicherheit der primären Meßgröße. Wie Scholz (1997) zutreffend bemerkt, wird oft unterschwellig versucht, den letztgenannten Fehler als Gesamtfehler der Feuchtemessung zu interpretieren. Dies ist beim Vergleich verschiedener Meßverfahren, aber auch beim Vergleich verschiedener Meßgeräte zu berücksichtigen. Eine Angabe der Meßgenauigkeit muß deshalb immer mit einer Beschreibung der konkreten Randbedingungen der Messung einhergehen (Scholz, 1994). Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel nur die prinzipiellen Stärken und Schwächen der einzelnen Meßverfahren vorgestellt, während die Frage der Rückführbarkeit und Verifizierung bei den in den nachfolgenden Kapiteln untersuchten dielektrischen Sensoren eingehender behandelt wird.

2.2 Bodenfeuchtemessung

Die Bodenfeuchtemessung ist eine der ältesten aber dennoch meist unbefriedigend gelösten Meßaufgaben. So ist es zu erklären, daß im Laufe der Zeit eine Vielzahl von unterschiedlichen Methoden zur Wassergehaltsbestimmung entwickelt wurden. Die nachfolgende Zusammenstellung soll einen kurzen aber umfassenden Überblick über diese Verfahren geben und einige ihre Vor- und Nachteile aufzeigen. Eine erste Unterteilung in direkte und indirekte Methoden erscheint dabei am sinnvollsten. Als direkte Methoden werden solche bezeichnet, bei denen das Wasser in einer Probe durch Verdunstung, Extraktion oder chemische Reaktion entfernt und gemessen wird, während bei den indirekten Methoden physikalische oder physikalisch-chemische Eigenschaften des Bodens erfaßt werden, die in einem funktionellen Zusammenhang mit dem Wassergehalt stehen.

2.2.1 Direkte Verfahren

2.2.1.1 Gravimetrische Methode oder Dörr-Wäge-Trocknung

Das älteste und am häufigsten verwendete Verfahren zur Messung des Wassergehalts ist die Bestimmung des Gewichtsverlustes beim Trocknen. Der gravimetrische Wassergehalt W_g ergibt sich aus der Masse der feuchten Probe m_f und der Masse der trockenen Probe m_t wie folgt:

$$W_g = \frac{m_f - m_t}{m_t}. \quad (2.1)$$

Die in DIN 18 121 Teil 1 festgehaltene Vorgehensweise der Probennahme und der Trocknungsprozedur ist als Referenzmethode anerkannt, mit der andere Verfahren verglichen bzw. die indirekten Methoden kalibriert werden. Vorteilhaft ist die relativ einfache Handhabung und die im allgemeinen gute Genauigkeit. Nachteilig ist, daß zur Bestimmung des bei den meisten Anwendungen gesuchten volumetrischen Wassergehalts V_w eine zusätzliche Messung der Lagerungs- bzw. Trockendichte ρ_b erforderlich ist. Dies geschieht in der Regel mit Stechzylindern bekannten Volumens. Die Umrechnung selbst lautet mit der zu $\rho_w = 1 \text{ g/cm}^3$ gesetzten Dichte des Wassers:

$$V_w = W_g \frac{\rho_b}{\rho_w} = W_g \rho_b. \quad (2.2)$$

Als weiteren Nachteil des gravimetrischen Verfahrens führt Berliner (1980) an, daß bei der Trocknung organischer Materialien chemische Umwandlungen durch Oxidationsprozesse einsetzen können, die aufgrund der Sauerstoffaufnahme die anschließende Wägung zu höheren Werten beeinflussen. Genauso kann es aber auch zu einer thermischen Zersetzung mit einem resultierenden Gewichtsverlust kommen. So ist in kolloidhaltigen Böden wie Lehm oder Ton die vollständige Entfernung des eingelagerten Wassers nur unter der Zerstörung der Kolloidstruktur möglich. Auf diesen Aspekt und weitere methodische Probleme des gravimetrischen Verfahrens geht Reynolds (1970) in seinen ausführlichen Betrachtungen näher ein. Er weist unter anderem auf die zeit- und arbeitsintensive Probennahme- und -behandlung hin. Die Probennahme hat zudem noch einen weiteren Nachteil. So ist es grundsätzlich nicht möglich, die zeitlichen Veränderungen der Bodenfeuchte in ein und demselben Meßvolumen kontinuierlich zu verfolgen. Eine statistisch abgesicherte Untersuchung von zeitlichen Wassergehaltsänderungen auf einem Meßfeld und die Trennung von der natürlichen Variabilität der Bodeneigenschaften erfordert nach Saddiq et al. (1985) und Gajem et al. (1981) eine hohe Anzahl von Probennahmen. Diese destruktiven Vorgänge können jedoch auf Dauer die natürlichen hydrologischen Verhältnisse auf dem Experimentierfeld beeinflussen und verfälschen. Deshalb ist die gravimetrische Methode für langfristig angelegte Feldmessungen nicht zu empfehlen. Für Labormessungen ist sie jedoch als Referenzverfahren etabliert und wird somit auch in dieser Arbeit verwendet. Ergänzend sei noch darauf hingewiesen, daß die langen Trocknungszeiten mit den in DIN 18 121 Teil 2 genannten Einschränkungen durch Schnelltrocknung mittels Infrarotstrahler, Elektroplatte, Gasbrenner oder Mikrowellenherd abgekürzt werden können.

2.2.1.2 Andere direkte Verfahren

Alternative Verfahren zur direkten Bestimmung des Wassergehalts in Böden haben sich nicht durchgesetzt. Dies liegt zum Teil an der umständlichen Handhabung, dem erforderlichen Aufwand oder an der geringen Genauigkeit. Der Vollständigkeit halber sind einige davon in der nachfolgenden Liste aufgeführt:

- Kalziumkarbidverfahren (DIN 18 121 Teil 2):
Druckmessung nach Reaktion von H_2O mit CaC_2 .

- Karl-Fischer-Verfahren (Berliner, 1980):
Titration der Reaktion von H_2O mit J_2 .
- Verdampfungsverfahren (Gardner, 1965):
Zugabe von Alkohol zur Bodenprobe und Verbrennung.

2.2.2 Indirekte Verfahren

2.2.2.1 Tensiometrie

Ein in der Bodenkunde weit verbreitetes Verfahren ist die Erfassung der Saugspannungscharakteristik eines Bodens mit Tensiometern (DIN 19 683, B4). Dazu wird eine mit Wasser gefüllte Tonzelle in den zu messenden Boden eingebracht und die an ihr entstehenden Druckänderungen beobachtet. Mit Hilfe der für jeden Bodentyp charakteristischen Saugspannungs-Kurven läßt sich daraus auf den Wassergehalt schließen. Nachteilig ist die aufwendige Kalibrierung, der begrenzte Saugspannungsbereich, der erheblich Wartungsaufwand und die prinzipbedingte Hysterese (Stacheder, 1996). Das Tensiometer läßt sich jedoch vorteilhaft bei der Beurteilung der Pflanzenverfügbarkeit des Bodenwassers verwenden.

2.2.2.2 Radiometrische Verfahren

Radiometrische Verfahren werden seit langem zur Bodenfeuchtemessung eingesetzt (Visvalingam, 1972). So beruht die Neutronensonde auf der Messung der Zählrate von Neutronen, die von den im Boden befindlichen H-Kernen zurückgestreut werden. Aus der Anzahl der H-Kerne läßt sich jedoch nur bedingt auf den Wassergehalt schließen, da Kristallwasser und organisches Material die Rückstreuung in gleichem Maße wie freies Wasser beeinflussen. Zudem kann das Vorhandensein von Elementen mit hohem Neutroneneinfangquerschnitt die Meßwerte zu niedrigeren Wassergehalten verfälschen. Eine sorgfältige Kalibrierung erfolgt deshalb in der Regel ex-situ im Labor. Eine in-situ Messung durch Kombination von der Neutronen- mit der Gammasonde wird von Bohleber (1992) vorgeschlagen, erweist sich aber aufgrund der unterschiedlichen Meßvolumina der jeweiligen Sonden als schwierig. Über weitere Nachteile der radiometrischen Verfahren, insbesondere im Vergleich zu den am Institut für Meteorologie und Klimaforschung (IMK) des Forschungszentrum Karlsruhe

(FZK) entwickelten Bodenfeuchtesonden wird in eigenen Veröffentlichungen berichtet (Brandelik et al., 1996; Brandelik et al., 1997).

2.2.2.3 Leitfähigkeitsmessung

Die Leitfähigkeitsmessung in Böden beruht auf der Abhängigkeit des elektrischen Widerstands vom Wassergehalt. So löst das Wasser die im Boden befindlichen Ionen und ermöglicht deren Transport unter dem Einfluß eines elektrischen Felds. Üblicherweise wird der Widerstand mit Elektroden gemessen, die zur Vermeidung von Kontaktproblemen in Gipsblöcken eingebettet sind und so in den Boden eingesetzt werden (Gardner, 1965). Über eine Kalibrierkurve läßt sich die Leitfähigkeit einem Wassergehalt zuordnen. Aufgrund der starken Abhängigkeit von den im Bodenwasser gelösten Inhaltsstoffen ist diese Kalibrierung sehr unsicher. Die Leitfähigkeitsmethode hat deshalb nur für Anwendungen mit geringen Genauigkeitsanforderungen eine gewisse Verbreitung gefunden. Bei der nichtinvasiven Messung der Bodenleitfähigkeit mit Hilfe der elektromagnetischen Induktion treten zudem noch weitere Störungen aufgrund unterschiedlicher magnetischer Eigenschaften der Bodenmatrix auf (Sheets und Hendrickx, 1995).

2.2.2.4 Messung der dielektrischen Eigenschaften

Wasser zeichnet sich durch besondere dielektrische Eigenschaften aus, die sich wesentlich von denen anderer natürlicher Stoffe unterscheiden. So liegt die Dielektrizitätszahl DK ¹ von Wasser in dem in dieser Arbeit untersuchten Frequenz- und Temperaturbereich um 80, während die mineralischen Bodenbestandteile selten höhere Werte als 6 bis 7 aufweisen. Deshalb ist die DK einer Bodenprobe vornehmlich durch ihren Wassergehalt bestimmt. Die Lösung der inversen Aufgabe, d.h. die Bestimmung des Feuchtegehalts aus der Kenntnis der dielektrischen Eigenschaften ist mit Hilfe einiger weniger zusätzlicher Informationen oder Annahmen möglich. Für die Messung der DK sind eine Vielzahl unterschiedlicher Methoden bekannt. Sie reichen vom einfachen Plattenkondensator über die Zeitbereichs-Reflektometrie und Hohlleiterresonatoren bis hin zur aktiven und passiven Radarmessung von Flugzeugen oder

¹Unter der DK kann man reelle ($\varepsilon = \varepsilon'$) oder komplexe Größen ($\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$) verstehen (Kupfer und Neue, 1997). Entweder geht dies aus dem Kontext eindeutig hervor oder es wird ausdrücklich darauf hingewiesen.

Satelliten aus. Diese breite Palette an Sensoren mit auf die jeweilige Anwendung zugeschnittenen Eigenschaften ist ein großer Vorteil des dielektrischen Meßverfahrens. So gibt es Meßgeräte, die die Bodenfeuchte in-situ, von der Oberfläche oder aus der Ferne bestimmen. Danach richtet sich auch das erfaßte Meßvolumen, daß von einigen Kubikzentimetern ² bis hin zu mehreren Kubikmetern ³ reichen kann. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit der kontinuierlichen Langzeitmessung mit geringem Wartungsaufwand. Dies und die große Auswahl an Meßgeräten unterschiedlichster Preis- aber auch Genauigkeitsklassen spricht für das dielektrische Meßverfahren. Dennoch ist die Aufgabe der Bodenfeuchtemessung in vielen Anwendungsgebieten noch unbefriedigend gelöst. So ist die Verknüpfung der DK einer Bodenprobe mit ihrem Wassergehalt, d.h. die Suche nach einer geeigneten Mischungsregel Gegenstand vieler theoretischer und praktischer Forschungsarbeiten (z.B. Sihvola, 1996, Menke et al., 1997). Auch die Entwicklung neuer, auf die jeweiligen Aufgaben optimal zugeschnittener Sensoren hinkt hinter der Anfragen und Bedarfsmeldungen der Anwender her. Die vorliegende Arbeit nimmt sich dieser Problemfelder an und zeigt konkrete Lösungswege zur dielektrischen Feuchtebestimmung auf. Besonders dringende Aufgaben wie z.B. im Bereich des Umweltschutzes oder der Klimaforschung werden anhand von Pilotprojekten bearbeitet.

2.2.2.5 Andere indirekte Verfahren

Es gibt eine Reihe von alternativen indirekten Methoden zur Bodenfeuchtemessung, die entweder nur für Spezialfälle geeignet sind, deren technische Entwicklung noch nicht weit genug fortgeschritten ist oder deren prinzipielle Eignung für die Feuchtemessung an sich zu hinterfragen ist. In der nachfolgenden Liste sind einige dieser Verfahren aufgeführt.

- Hygroskopische Methode (Sprigade, 1970):
Wägung von Gipsblöcken, und Ermittlung der Wasseraufnahme.

²Der im Kapitel 4.2.2 untersuchte Koaxial-Hohlleiterübergang als Sensor für Labormessungen benötigt ein Probenvolumen von etwa 10 cm³.

³Die Pixelgröße des C-Band Radars von ERS1 beträgt etwa 20 m x 20 m. Bei einer in der Größenordnung der Wellenlänge liegenden Eindringtiefe von 5 cm wird somit über ein Meßvolumen von 20 m³ integriert. Bei satellitengestützten Mikrowellenradiometern ist die Fläche eines Pixels in der Regel noch größer.

- Tauchwägung (DIN 18 121 Teil 2):
Wägung unter Wasser. Die Kenntnis der Korndichte wird vorausgesetzt.
- Luftpyknometerverfahren (DIN 18 121 Teil 2):
Überdruckmessung. Die Kenntnis der Korndichte wird vorausgesetzt.
- Wärmeleitfähigkeits- und kapazitätsmethode:
 - Messung der Abkühlungs- und Erwärmungsdauer einer mit dem Boden in Kontakt stehenden Sonde (Sprigade, 1970).
 - Fernerkundung der thermischen Eigenschaften der Erdoberfläche und Korrelation mit der Bodenfeuchte (Yu und Tian, 1997).
- Kernspinresonanzverfahren (Krus, 1997):
Ermittlung der Protonendichte aus Wechselwirkungseffekten mit hochfrequenten Magnetfeldern (NMR).
- Optische Verfahren:
 - Messung der Rückstreuung im sichtbaren oder infraroten Bereich (Stafford, 1988).
 - Untersuchung der Ausbreitungseigenschaften von hydrogelbeschichteten fiber-optischen Sensoren (Michie et al., 1994).
- Gammastrahlungsverfahren (Carroll, 1981):
Messung der natürlichen Gammastrahlung des Erdbodens vom Flugzeug.

2.3 Schneefeuchtemessung

Schnee ist aufgrund seiner fragilen Struktur und der Temperaturempfindlichkeit wesentlich schwieriger zu handhaben und zu untersuchen als ein Boden. Aus diesem Grund sind nur wenige Meßverfahren zur Schneefeuchtebestimmung bekannt. Ein Vorteil bei dielektrischen Messungen ist jedoch, daß Schnee als Mischung von Luft, Eis und „freiem“ Wasser durch wesentlich einfachere Modelle beschrieben werden kann als ein Boden, bei dem die Eigenschaften der Bodenkörner und der Anteil des

„gebundenen“ Wassers am Gesamtwassergehalt eine große Rolle spielen.⁴

Eine Unterteilung der Schneefeuchtemeßverfahren nimmt man am besten nach dem Grad ihrer störenden Beeinflussung der Schneedecke vor. Dies reicht von der Messung mit Probennahme, über Sensoren, die im direkten Kontakt mit dem Schnee stehen bis hin zur gänzlich zerstörungsfreien Fernerkundung. Wie bei den Bodenfeuchtemeßverfahren im vorigen Kapitel erläutert, unterscheiden sich die dazugehörigen Meßvolumina erheblich.

2.3.1 Zerstörende Verfahren

Grundlage der zerstörenden Meßverfahren ist die Entnahme einer Schneeprobe. Der darin befindliche Flüssigwassergehalt kann mit Hilfe der Gefrierkalorimetrie bestimmt werden (Jones et al., 1983). Dazu wird die Schneeprobe mit einem Gefriermittel versetzt und die Temperaturänderung gemessen. Gegenüber diesem als Referenz für Labor- und Feldmessungen etablierten Verfahren gibt es noch einige andere Vorschläge wie z.B. die Schmelzkalorimetrie (Yosida, 1960), die Alkoholkalorimetrie (Fisk, 1986), die Zentrifugaltrennung (LaChapelle, 1956) oder die Verdünnungsmethode (Davis et al., 1985). Davon hat jedoch nur das letztgenannte Verfahren aufgrund seiner vergleichsweise einfachen Handhabung unter Feldbedingungen eine gewisse Verbreitung gefunden. Alle diese zerstörenden Verfahren haben jedoch den Nachteil, daß sie keine zeitliche Verfolgung des Flüssigwassergehalts in ein und demselben Meßvolumen erlauben. Dieser Aspekt ist insbesondere im Hinblick auf die in der Schneedecke vorhandene Inhomogenitäten von Bedeutung (siehe Kapitel 7.6.3.3). Abgesehen davon ist der zeitliche und apparative Aufwand für die obigen Verfahren im Vergleich zu dielektrischen Meßmethoden erheblich.

2.3.2 Zerstörungsarme Verfahren

Zerstörungsarme Schneefeuchtemessungen sind mit Tensiometern, Neutronensonden und dielektrischen Sensoren möglich. Wie Colbeck (1978) zutreffend feststellt, sind davon die dielektrischen Methoden am besten geeignet. Sie beruhen auf dem starken

⁴Gebundenes Wasser steht im Gegensatz zu freiem Wasser in Wechselwirkung mit der Oberfläche des Feststoffanteils und hat dadurch veränderte elektrische Eigenschaften (siehe Kapitel 3.1.3).

Kontrast in der hochfrequenten DK von Flüssigwasser ($\varepsilon_w \approx 88$ bei $T=0^\circ\text{C}$) zu Eis ($\varepsilon_i = 3,15$). So wird die DK einer feuchten Schneeprobe vor allem durch den Wassergehalt und in geringerem Maße durch die Schneedichte bestimmt. Zur Messung bringt man den dielektrischen Sensor in direkten Kontakt mit dem Schnee, entweder durch Einbringen in eine vorhandene Schneedecke oder durch Einschneien. In beiden Fällen wird das empfindliche Schneegefüge durch den Sensor beeinflusst. Wie man diese Störungen durch geeignete Sensorkonstruktionen verringern und ihren Einfluß auf das Meßergebnis beseitigen kann wird in Kapitel 7.6 gezeigt.

2.3.3 Zerstörungsfreie Verfahren

Die Fernerkundung mit Mikrowellen von Flugzeugen und Satelliten hat das Potential zu einer zerstörungsfreien und großflächigen Schneefeuchtemessung (Mätzler et al., 1996). Man versucht dabei das Rückstreuverhalten der Radarstrahlung mit den Eigenschaften der Schneedecke zu korrelieren. Die noch in der Entwicklung befindlichen Algorithmen müssen mit zur Pixelgröße des Radars bzw. Radiometers kompatiblen Messungen am Boden kontrolliert und verifiziert werden. Der in dieser Arbeit vorgestellte Kabelsensor (siehe Kapitel 7.6) wurde speziell für diese Aufgabe entworfen und ermöglicht erstmals eine kontinuierliche und repräsentative Überwachung der Schneefeuchte.

Kapitel 3

Wasser-Feststoff-Gemische im elektromagnetischen Feld

Indirekte Meßverfahren beruhen auf einem funktionalen Zusammenhang zwischen einer gemessenen und einer gesuchten physikalischen Größe. Bei der dielektrischen Boden- und Schneefeuchtemessung ist das die DK und der volumetrische Wassergehalt. Wie diese Größen voneinander abhängen und welche Störeinflüsse eine Rolle spielen wird im folgenden untersucht. Eine Voraussetzung dafür ist die Kenntnis der dielektrischen Eigenschaften der Einzelkomponenten von Böden und Schnee sowie ihrem Zusammenwirken, daß seinen Ausdruck in den Mischungsregeln findet.

3.1 Dielektrische Eigenschaften von Wasser und Eis

Die besonderen dielektrischen Eigenschaften von Wasser haben ihren Ursprung in dem Dipolcharakter der Wassermoleküle und der daraus folgende Orientierungspolarisation (von Hippel, 1988). Verantwortlich für die außergewöhnlich hohe DK ist dabei nicht das aus den Ladungen und Abmessungen des H_2O -Moleküls berechnete Dipolmoment, sondern das Zusammenwirken mehrerer Wassermoleküle auf Clusterebene. Elektronen- und Atompolarisation liefern nur einen kleinen, frequenz- und temperaturunabhängigen Beitrag. Das Relaxationsverhalten von freiem Wasser, welches keine zusätzlichen Wechselwirkungen mit gelösten Ionen oder durch Grenzflächen erfährt, kann durch die einfache Debye-Gleichung mit temperaturabhängigen Parametern be-

schrieben werden (Kaatze, 1989).

$$\varepsilon_{fw}(f, T) = \varepsilon_{w\infty} + \frac{\varepsilon_{fw0}(T) - \varepsilon_{w\infty}}{1 + j2\pi f\tau_{fw}(T)} \quad (3.1)$$

Der hochfrequente Grenzwert $\varepsilon_{w\infty} = 4,9$ ist temperaturunabhängig. Für die statische DK ε_{fw0} und die Relaxationszeit τ_{fw} können hingegen die folgenden empirisch ermittelten Ausdrücke angegeben werden (Ulaby et al., 1986).

$$\varepsilon_{fw0}(T) = 88,045 - 0,4147 \frac{T}{\text{°C}} + 6,295 \cdot 10^{-4} \left(\frac{T}{\text{°C}} \right)^2 + 1,075 \cdot 10^{-5} \left(\frac{T}{\text{°C}} \right)^3 \quad (3.2)$$

$$2\pi \frac{\tau_{fw}(T)}{s} = 1,1109 \cdot 10^{-10} - 3,824 \cdot 10^{-12} \frac{T}{\text{°C}} + 6,938 \cdot 10^{-14} \left(\frac{T}{\text{°C}} \right)^2 - 5,096 \cdot 10^{-16} \left(\frac{T}{\text{°C}} \right)^3 \quad (3.3)$$

3.1.1 Frequenz- und Temperaturabhängigkeit

Die Frequenzabhängigkeit der komplexen DK von Wasser ist in Abbildung 3.1 für eine Temperatur von $T = 20^\circ\text{C}$ aufgetragen. Man erkennt, daß die Relaxationsfrequenz

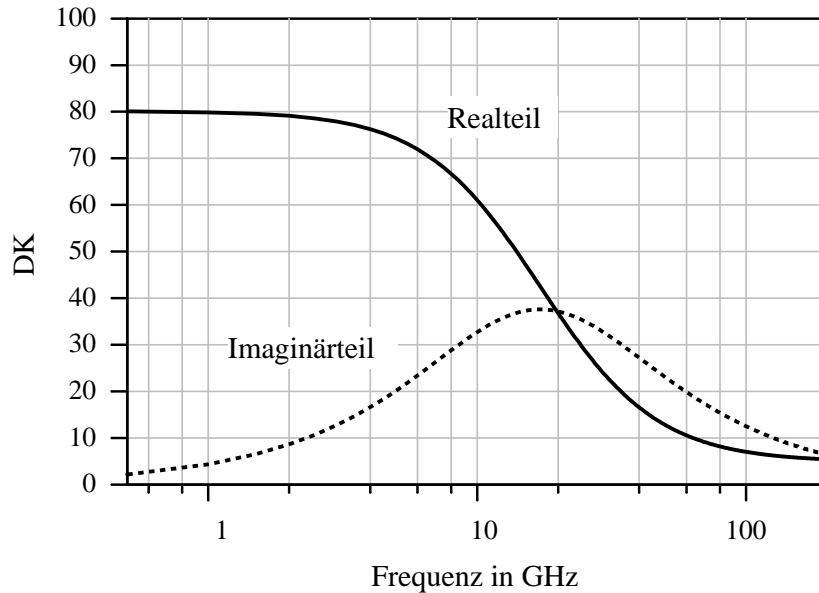


Abbildung 3.1: Frequenzabhängigkeit der komplexen DK von Wasser bei $T = 20^\circ\text{C}$.

$f_{fw} = 1/(2\pi\tau_{fw})$ über 10 GHz und somit oberhalb des in dieser Arbeit betrachteten Frequenzbereichs liegt. Eine Abnahme des Realteils der DK ist bereits ab etwa

1 GHz zu beobachten. Gleichzeitig steigt der durch die Relaxationsverluste bedingte Imaginärteil der DK an.

Die Temperaturabhängigkeit der statischen DK von Wasser hat auf die dielektrische Feuchtemessung einen erheblichen Einfluß (siehe auch Kapitel 4.4.2). So erkennt man in Bild 3.2 wie sich ε_{fw0} mit steigender Temperatur deutlich verringert. Dieses Ver-

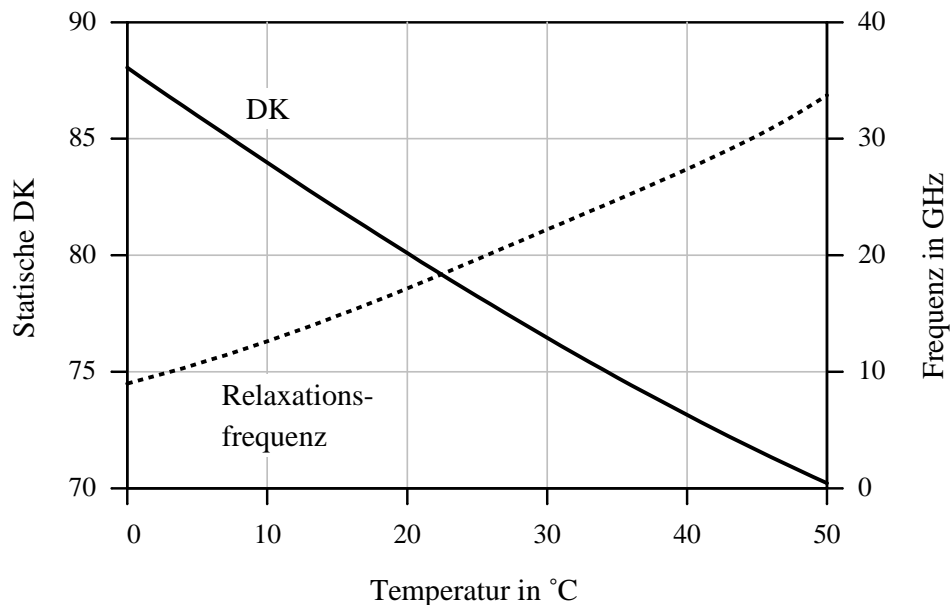


Abbildung 3.2: Temperaturabhängigkeit der statischen DK und Relaxationsfrequenz von Wasser.

halten läßt sich mit der zunehmenden thermischen Bewegung der Moleküle erklären, die eine Gleichverteilung der Dipolorientierungen anstrebt und damit dem angelegten elektrischen Feld entgegenwirkt. Als weiteren temperaturabhängigen Parameter berücksichtigt man den ebenfalls in Bild 3.2 eingezeichneten Temperaturverlauf der Relaxationsfrequenz. Sein Einfluß auf die Meßergebnisse der im Frequenzbereich bis 1 GHz arbeitenden Sensoren ist jedoch gering. Viel wichtiger ist die Untersuchung der Vorgänge die beim Phasenübergang von Wasser zu Eis ablaufen. Dazu sind in Bild 3.3 die Relaxationsspektren von Wasser und Eis bei einer Temperatur von 0°C aufgetragen (Hoekstra et al., 1971). Die Relaxationsfrequenz von Eis ist mit etwa 10 kHz erheblich geringer als die von Wasser bei rund 10 GHz. Dagegen ist die statische DK von Eis etwas gegenüber der von Wasser erhöht. In dem in dieser Arbeit betrachteten Frequenzbereich mit Ausnahme der in Kapitel 7.6 durchgeführten niederfrequenten Messungen kann für Eis eine frequenzunabhängige und reelle DK von $\varepsilon_i = 3,15$ angenommen werden. Der in diesem Fall sehr ausgeprägte Gegensatz in

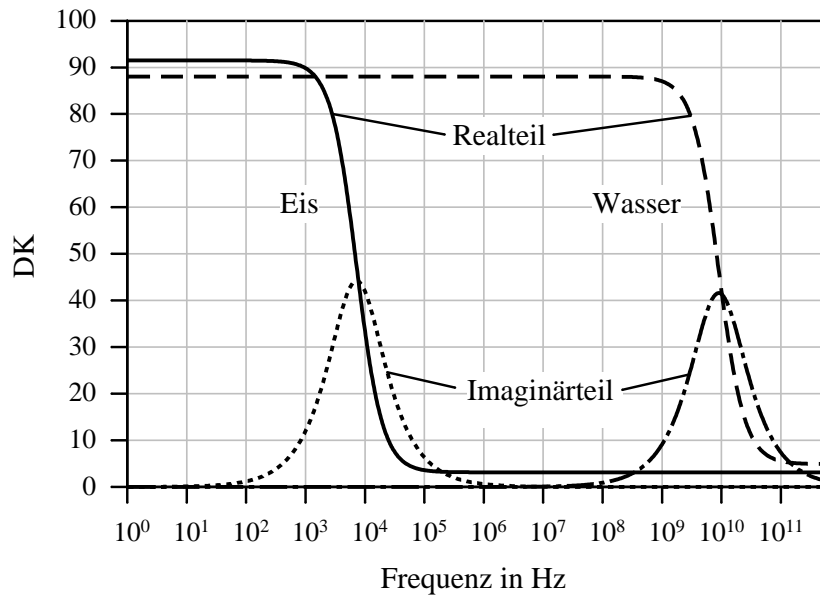


Abbildung 3.3: Relaxationsspektren von Wasser und Eis für $T = 0^\circ\text{C}$.

den dielektrischen Eigenschaften von Wasser und Eis läßt sich durch das in einer eigenen Veröffentlichung bzw. in Kapitel 3.5 beschriebene Kryo-Verfahren vorteilhaft zur Bodenfeuchtemessung ausnutzen (Brandelik und Hübner, 1993)

3.1.2 Einfluß des Salzgehaltes

Die dielektrischen Eigenschaften des Bodenwassers werden durch die darin gelösten Ionen stark beeinflusst. Deren Konzentration wird durch die Salinität S beschrieben, die als Gewichtsanteil der festen Salze bezogen auf das Gesamtgewicht der Lösung definiert ist. Für eine Salinität von $0,004 \leq S \leq 0,035$ lassen sich die dielektrischen Eigenschaften von mit NaCl versalztem Wasser durch die allgemeine Debye-Gleichung mit den nachfolgend angegebenen Parametern beschreiben (Ulaby et al., 1986).

$$\varepsilon_{sw}(f, T, S) = \varepsilon_{w\infty} + \frac{\varepsilon_{sw0}(T, S) - \varepsilon_{w\infty}}{1 + j2\pi f\tau_{sw}(T, S)} + \frac{\sigma_w(T, S)}{2\pi\varepsilon_0 f} \quad (3.4)$$

Die statische DK ε_{sw0} erhält man aus

$$\varepsilon_{sw0}(T, S) = \varepsilon_{sw0}(T, 0)a(T, S) \quad (3.5)$$

mit den empirisch bestimmten Funktionen

$$\varepsilon_{sw0}(T, 0) = 87,134 - 1,949 \cdot 10^{-1} \frac{T}{^\circ\text{C}} - 1,276 \cdot 10^{-2} \left(\frac{T}{^\circ\text{C}}\right)^2 + 2,491 \cdot 10^{-4} \left(\frac{T}{^\circ\text{C}}\right)^3 \quad (3.6)$$

bzw.

$$\begin{aligned}
 a(T, S) = & 1,0 + 1,613 \cdot 10^{-5} \frac{T}{\text{°C}} S - 3,656 \cdot 10^{-3} S \\
 & + 3,210 \cdot 10^{-5} S^2 - 4,232 \cdot 10^{-7} S^3.
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

In Bild 3.4 ist die Abnahme der statischen DK ε_{sw0} in Abhängigkeit von der Salinität und der Temperatur dargestellt. Dieser Abfall wird durch die in den Hydrathüllen der

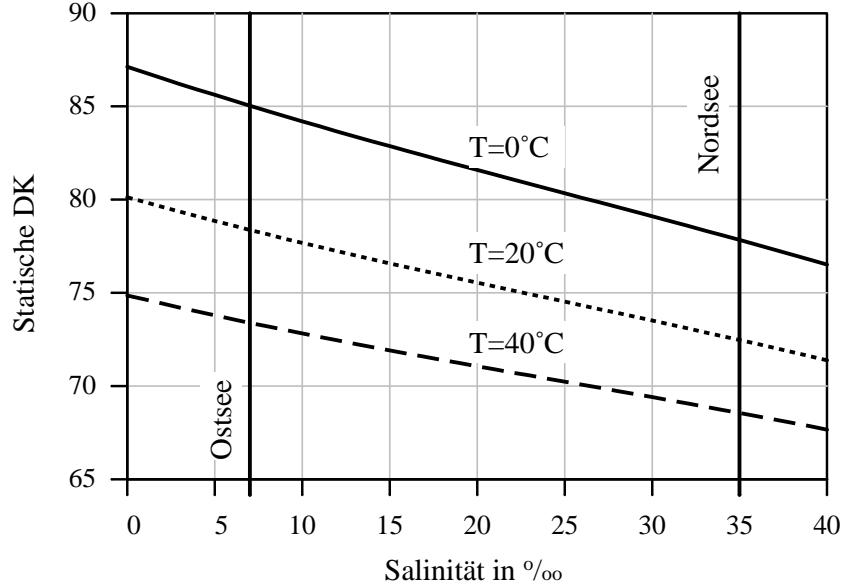


Abbildung 3.4: Einfluß der Salinität und Temperatur auf die DK von Wasser.

Ionen eingebauten Wassermoleküle verursacht, die nicht mehr zur Orientierungspolarisation beitragen. Der Einfluß von Salinität und Temperatur auf die Relaxationszeit wird durch die folgenden Funktionen beschrieben (Ulaby et al., 1986).

$$\tau_{sw}(T, S) = \tau_{fw}(T)b(T, S) \tag{3.8}$$

$$\begin{aligned}
 b(T, S) = & 1,0 + 2,282 \cdot 10^{-5} \frac{T}{\text{°C}} S - 7,638 \cdot 10^{-4} S \\
 & - 7,760 \cdot 10^{-6} S^2 + 1,105 \cdot 10^{-8} S^3
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Die Abhängigkeit der Relaxationsfrequenz $f_{sw} = 1/2(\pi\tau_{sw})$ von der Salinität ist gegenüber der von ε_{sw0} zu vernachlässigen. Bei Salzlösungen mit höherwertigen Ionen können jedoch aufgrund der stärkeren Wechselwirkungen zusätzliche Relaxationsprozesse einsetzen und zu gegenüber einwertigen Ionen merklich veränderten Polarisations-eigenschaften, insbesondere zur Erniedrigung von τ_{sw} führen (Pottel, 1965).

Als verbleibende Größe bei der Beschreibung der elektrischen Eigenschaften von versalztem Wasser ist noch die ionische Leitfähigkeit σ_w zu betrachten. Ihre Abhängigkeit von Temperatur und Salinität läßt sich durch den nachstehenden empirischen Formelsatz beschreiben (Ulaby et al., 1986).

$$\sigma_w(T, S) = \sigma_w(25^\circ C, S) e^{-\phi(T, S)} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \sigma_w(25^\circ C, S) = & S [0,18252 - 1,4619 \cdot 10^{-3} S \\ & + 2,093 \cdot 10^{-5} S^2 - 1,282 \cdot 10^{-7} S^3] \text{ S/m} \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \phi(T, S) = & (25 - \frac{T}{^\circ C}) [2,033 \cdot 10^{-2} + 1,266 \cdot 10^{-4} (25 - \frac{T}{^\circ C}) + 2,464 \cdot 10^{-6} (25 - \frac{T}{^\circ C})^2 \\ & - S (1,849 \cdot 10^{-5} - 2,551 \cdot 10^{-7} (25 - \frac{T}{^\circ C}) + 2,551 \cdot 10^{-8} (25 - \frac{T}{^\circ C})^2)] \end{aligned} \quad (3.12)$$

In Bild 3.5 ist der Verlauf des Real- und Imaginärteils der DK von reinem und versalztem Wasser nach Gl. 3.4 über der Frequenz aufgetragen. Selbst bei geringer Salinität

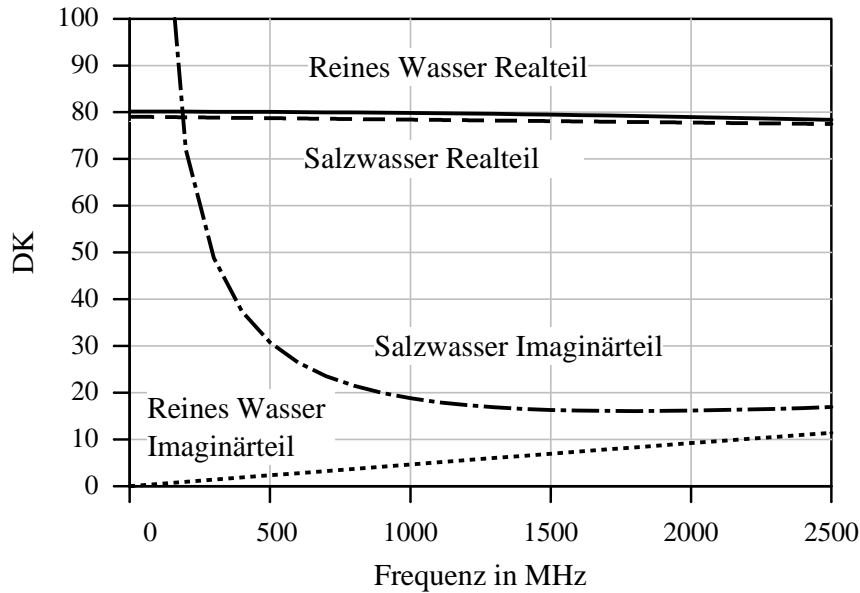


Abbildung 3.5: Imaginärteil der DK von reinem und versalztem Wasser ($T = 20^\circ C, S = 0,5\%$).

sind die Relaxationsverluste (reines Wasser) deutlich niedriger als die durch die Leitfähigkeit (versalztes Wasser) verursachten Verluste. Bei tiefen Frequenzen kommt es so zu einer Verschlechterung der wie folgt definierten Güte Q :

$$Q = \frac{\epsilon'_{sw}}{\epsilon''_{sw}}, \quad (3.13)$$

die in der Entwicklung von dielektrischen Feuchtemeßgeräten erhebliche technische Schwierigkeiten bereitet. Dies betrifft sowohl die Gerätekonstruktion und Schaltungstechnik wie auch die Kalibrierung für verschiedene Böden (Hilhorst, 1998).

3.1.3 Gebundenes Wasser

In dem vorherigen Abschnitt wurde freies Wasser besprochen, das in keiner Wechselwirkung zu einem anderen Material steht, sowie Wasser, das lediglich von dissoziierten Ionen beeinflusst wird. Die in der Bodenmatrix eingebetteten Wassermoleküle sind jedoch einer Vielzahl weiterer Kräfte ausgesetzt. Dies reicht von Kapillar- über Coulomb- bis hin zu Van-der-Waals-Kräften. Insbesondere die an den Grenzflächen adsorbierten Wassermoleküle können dabei ihre elektrischen Eigenschaften ändern (Nyfors und Vainikainen, 1989). In wie weit diese elektrischen Veränderungen mit der Saugspannungscharakteristik ¹ oder der Ausheizkurve ² in Beziehung stehen ist noch unzureichend erforscht. Sicher ist jedoch, daß das als „gebunden“ bezeichnete Wasser in seiner Bewegungsfreiheit eingeschränkt ist und deshalb nicht oder nur teilweise an den Polarisationsvorgängen teilnehmen kann. Damit geht eine Erniedrigung der DK des gebundenen Wassers einher. Überdies kann man aufgrund der langsamer ablaufenden Einstellvorgänge bei der Orientierung der Dipole eine Verringerung der Relaxationsfrequenz beobachten (Hoekstra et al., 1971; Hoekstra et al., 1974). Der spezielle Fall von Wechselwirkungen zwischen Wasser und mineralischen Bodenkörnern läßt sich durch die Stern-Gouy Doppelschicht-Theorie beschreiben (Dobson et al., 1985). In einem trockenen Boden werden Kationen vornehmlich an den mit einer negativen Oberflächenladung versehenen Lehmteilchen adsorbiert. Überschüssige Kationen und die dazugehörigen Anionen finden sich als Salzniederschlag wieder. Bei Hinzufügen von Wasser gehen die Ionen in Lösung und es stellt sich eine Ladungsverteilung mit einer teilweise deutlich über der im freien Wasser vorliegenden Ionenkonzentration ein. Gebundenem Wasser kann deshalb ein gegenüber freiem

¹Dobson et al. (1984) zeigen z.B., daß die von Wang und Schmutge (1980) eingeführte Verknüpfung der Feldkapazität mit den dielektrischen Eigenschaften nicht zu den gewünschten texturunabhängigen Mischungsregeln führt.

²Unter der Ausheizkurve versteht man die temperatur- und zeitabhängige Wasserabgabe einer Probe beim Erhitzen. Zur schrittweisen Freisetzung der unterschiedlich stark gebundenen Wasseranteile gibt es automatisierte Meßsysteme (Berghof, 1996).

Wasser verringerter Realteil der DK und ein zusätzlicher Verlustanteil zugewiesen werden. Da aber der Anteil gebundenen Wassers meist nur in der Größenordnung von wenigen Volumenprozenten oder darunter liegt, ist eine meßtechnische Bestimmung seiner dielektrischen Eigenschaften äußerst schwierig. So geben Dobson et al. (1985) den Schätzwert $\varepsilon_{bw} \approx 35 - j15$ an, während Heimovaara et al. (1994) eine reelle DK von $\varepsilon_{bw} \approx 35$ und einen zusätzlichen Leitwert $\sigma_{bw} \approx 15$ S/m ermitteln. Im Gegensatz dazu nehmen Dirksen und Dasberg (1993) sowie Bohl und Roth (1994) an, daß die elektrischen Eigenschaften von gebundenem Wasser dem von Eis entsprechen ($\varepsilon_{bw} = \varepsilon_i = 3, 15$). Eine weitere Vorstellung wird von Berliner (1965) sowie Brandelik und Krafft (1996) eingebracht. Anstatt die physikalischen Ursachen der auf ein Wassermolekül wirkenden Kräfte im einzelnen zu untersuchen und zu berücksichtigen, bietet sich eine zusammenfassende Betrachtungsweise an. So entspricht die DK der direkt an der Oberfläche des Festkörpers angelagerten und in ihrer Beweglichkeit eingeschränkten Wassermoleküle der von Eis. Mit zunehmenden Abstand von der Partikel-Grenzfläche, d.h. mit steigendem volumetrischen Wassergehalt W schwindet der Einfluß der zusätzlichen Bindungskräfte und die Wassermoleküle nehmen die DK des freien Wassers an.

$$\varepsilon_w(V_w, h) = \varepsilon_{fw} - (\varepsilon_{fw} - \varepsilon_i)e^{-\frac{V_w}{h}} \quad (3.14)$$

Die Anfangssteigung h ist dabei eine charakteristische Größe für die spezifische Oberfläche der Bodenkörner und die an ihr wirkenden Bindungskräfte. Eigene Messungen zeigen h -Werte um 0,005 für einen Wurzelboden mit einem geringen Anteil gebundenen Wassers (Brandelik et al., 1995a). Welche der obigen Ansätze die dielektrischen Eigenschaften von gebundenem Wasser am besten beschreibt wird immer noch diskutiert. Dies liegt zum einem daran, daß für die Modellierung noch weitere Parameter wie z.B. die DK der Festphase ε_s , die Trockendichte ρ_b und insbesondere der Anteil des gebundenen Wassers V_{bw} abgeschätzt oder gemessen werden müssen. Unzweifelhaft ist der Zusammenhang zwischen der durch Adsorptionsmeßverfahren bestimmten spezifischen Oberfläche der Bodenpartikel und V_{bw} . Während Dirksen und Dasberg (1993) aber von einer monomolekularen Schicht gebundenen Wasser um die Bodenkörner herum ausgehen, definieren Heimovaara et al. (1994) V_{bw} als den Wassergehalt, der nach 24-stündigen Trocknen bei 60°C übrigbleibt. Eine weitere Unsicherheit geht von der Auswahl der Mischungsregel aus. So zeigen die Untersuchungen von Bohl und Roth (1994), daß die in Kapitel 3.3 behandelte Birchak-Mischungsregel und die Maxwell-DeLoor-Beziehung zu unterschiedlichen Anteilen gebundenen Wassers füh-

ren. Erschwerend kommt hinzu, daß V_{bw} meist in der Größenordnung von wenigen Volumenprozenten und somit im Bereich der Meßunsicherheit vieler Verfahren liegt.

3.2 Dielektrische Eigenschaften der Bodenkörner

Mineralische Körner bilden das Grundgerüst eines natürlichen Bodens, auch Matrix genannt. Darin eingebettet befindet sich das Wasser in seinen verschiedenen Bindungsformen sowie die Luftporen. Als zusätzliche Komponente können organische Bestandteile in Form lebender Pflanzen oder als deren Abbauprodukte auftreten. Die DK von Luft $\varepsilon_a = 1$ wird als temperatur- und frequenzunabhängige Größe angenommen (von Münch, 1989). Genauso weisen auch die mineralische Bodenpartikel nahezu temperatur- und frequenzunabhängige dielektrische Eigenschaften auf (Ulaby et al., 1986). Je nach chemischer Zusammensetzung können jedoch DKs zwischen 2 und 10 auftreten. Ein mittlerer Wert von $\varepsilon_s \approx 5$ bei vernachlässigbarem Verlustanteil ist für viele natürliche Böden zutreffend. Ist die Korndichte ρ_s bekannt, so kann man auch auf die nachfolgende Empfehlung zurückgreifen (Dobson et al., 1985).

$$\varepsilon_s = \left(1,01 + 0,44 \frac{\rho_s}{\text{g/cm}^3}\right)^2 - 0,062 \quad (3.15)$$

Die Bandbreite möglicher DKs ist bei den organischen Bestandteilen, wie z.B. bei Humus, wesentlich größer als bei den mineralischen Inhaltsstoffen (Sprigade, 1970). Zugleich können stärkere dielektrische Verluste auftreten. Die in dieser Arbeit betrachteten Böden enthalten jedoch nur sehr geringe organische Anteile, die zur Vereinfachung der mineralischen Bodenmatrix zugeschlagen werden.

3.3 Mischungsregeln für Böden

Böden sind heterogene Gemische, die in einem vereinfachten Modell aus freiem Wasser, gebundenem Wasser, der Bodenmatrix und Luft bestehen (Abbildung 3.6). Ihre nach außen wirkende DK versucht man aus den dielektrischen Eigenschaften und volumetrischen Anteilen der Einzelkomponenten mit Hilfe von Mischungsregeln zu berechnen. Das Aufstellen oder die Auswahl einer geeigneten Mischungsregel hängt wesentlich von der Art, Form und den Anteilen der beteiligten Materialien, sowie

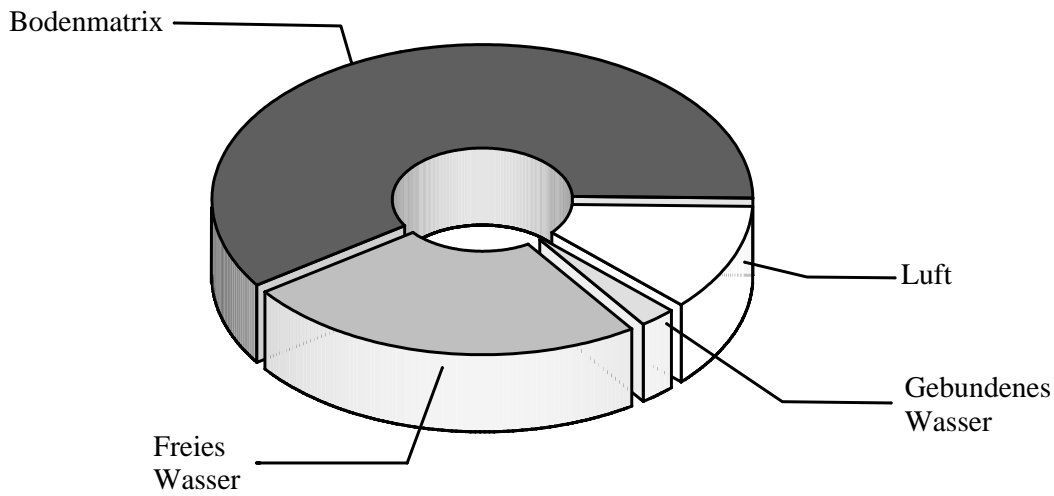


Abbildung 3.6: Vereinfachtes Bodenmodell.

ihrer Anordnung innerhalb des Gemisches ab. Dabei unterscheidet man zwischen Mischungsregeln, die die Struktur des Materials direkt berücksichtigen und solchen, bei denen die Struktur nur indirekt in das Formelwerk eingeht. Allen hier betrachteten Mischungsregeln ist jedoch gemeinsam, daß sie die mikroskopisch heterogenen Mischungen als makroskopisch homogen wirkende Materialien mit einer effektiven DK charakterisieren. Der Begriff makroskopisch ist dabei im Zusammenhang mit der Wellenlänge des angelegten elektrischen Feldes zu sehen, die wesentlich größer sein muß als die Größe der Inhomogenitäten (Bodenkörner, Wassertropfen). Bei den in dieser Arbeit betrachteten Materialien und den benutzten Frequenzbereichen ist dieser sogenannte quasistatische Fall immer gegeben.

3.3.1 Strukturabhängige Mischungsregeln

Strukturabhängige Mischungsregeln basieren auf der Berechnung der mittleren Polarisation eines Gemisches unter Berücksichtigung der geometrischen Form und Anordnung der Einzelbestandteile. Dazu kann eine Materialkomponente als Hintergrundmedium betrachtet werden, in die die anderen Materialkomponenten eingebettet sind. Haben diese Einschlüsse die Form von Ellipsen, so läßt sich deren internes elektrisches Feld und damit die zusätzliche Polarisation aus dem lokal wirkenden elektrischen Feld vergleichsweise einfach berechnen. Das lokal wirkende elektrische Feld stimmt bei geringem Volumenanteil der Einschlüsse mit dem von außen angelegten elektrischen Feld überein. Bei höheren Volumenanteilen, d.h. einer dichteren Packung der Ellip-

sen, muß der Einfluß der Nachbareinschlüsse berücksichtigt werden. Dafür gibt es verschiedene Ansätze, die wie von Tinga (1992) beschrieben, zu voneinander abweichenden Mischungsregeln führen. Ein allgemeiner Ansatz für kugelförmige Einschlüsse der DK ε_1 mit dem Volumenanteil V in einem homogenen Medium der DK ε_0 lautet nach Sihvola und Kong (1988):

$$\frac{\varepsilon_m - \varepsilon_0}{\varepsilon_m + 2\varepsilon_0 + \nu(\varepsilon_m - \varepsilon_0)} = V \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_0}{\varepsilon_1 + 2\varepsilon_0 + \nu(\varepsilon_m - \varepsilon_0)}. \quad (3.16)$$

Für verschiedene ganzzahlige Werte des Parameters ν kann man diese Gleichungen auf die bekannten Mischungsregeln von Maxwell-Garnett ($\nu = 0$), Polder-van Santen ($\nu = 2$) und Gyorffy, Korringa und Mills ($\nu = 3$) zurückführen (Sihvola, 1989). Ein ebenfalls häufig verwendeter Ansatz, der auch für Mischungen mit mehr als zwei Materialien brauchbar ist, geht auf die Untersuchungen von DeLoor (1964) zurück.

$$\varepsilon_m = \varepsilon_s + \sum_{k=1}^3 \frac{V_k}{3} (\varepsilon_k - \varepsilon_s) \sum_{j=1}^3 \frac{1}{1 + A_j \frac{\varepsilon_k}{\varepsilon^*} - 1} \quad (3.17)$$

Die Summation erfolgt über die in der Bodenmatrix befindlichen Einschlüsse aus Luft, freiem und gebundenem Wasser mit ihren entsprechenden Volumenanteilen V_k und DKs ε_k . Neben der in dem Depolarisationsfaktor A enthaltenen Strukturabhängigkeit muß eine an den Grenzflächen der Ellipsoide wirkende effektive DK ε^* festgelegt werden. Unter der Voraussetzung flacher Ellipsoide mit $A_j = (0, 0, 1)$ und der Annahme $\varepsilon^* = \varepsilon_m$ erhält man die folgende, von Dobson et al. (1986) für das vereinfachte Bodenmodell (Bild 3.6) aufgestellte Gleichung:

$$\varepsilon_m = \frac{3\varepsilon_s + 2V_{fw}(\varepsilon_{fw} - \varepsilon_s) + 2V_{bw}(\varepsilon_{bw} - \varepsilon_s) + 2V_a(\varepsilon_a - \varepsilon_s)}{3 + V_{fw}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{fw}} - 1\right) + V_{bw}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{bw}} - 1\right) + V_a\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_a} - 1\right)}, \quad (3.18)$$

die eine gute Übereinstimmung mit experimentellen Untersuchungen an verschiedenen Böden zeigt. Dirksen und Dasberg (1993) weisen jedoch darauf hin, daß die Gültigkeit der obigen Formel bei höheren Wassergehalten eingeschränkt ist. So betont auch DeLoor (1990), daß eine eindeutige Zuordnung der Mischungsbestandteile in Hintergrundmedium und Einschuß nur bei geringen Füllungsgraden eindeutig ist.

Neben den klassischen Ansätzen für strukturabhängige Mischungsregeln gewinnt die numerische Berechnung dielektrischer Eigenschaften mit Hilfe von Computersimulationen an Bedeutung (Coverdale et. al., 1995). Dazu verwendet man 2- oder 3-dimensionale Aufnahmen der Mikrostruktur des Gemisches, die z.B. mit Hilfe der Gamma-Strahlen-Tomographie gewonnen werden. Aus diesen digitalisierten Bildern

erstellt man ein Modell des Bodens, dessen elektrischen Eigenschaften mit Hilfe von Finite-Elemente-Methoden berechnet werden können. Im einfachsten Fall wird dabei jedes Pixel durch ein elektrisches Ersatzschaltbild konzentrierter Bauelemente repräsentiert. Es entsteht ein Netzwerk von Bauelementen, das sich mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln analysieren läßt und die Berechnung der makroskopisch wirkenden elektrischen Größen gestattet. Die Genauigkeit dieser Analyse hängt von der geometrischen Auflösung der digitalen Bilder ab, sowie von der Charakterisierung der einzelnen Phasen bzw. Komponenten. Zudem muß man die Wechselwirkungen an den Grenzflächen im Innern des Gemisches sowie an den Elektrodenflächen in geeigneter Weise modellieren.³ Ein weiteres Problem stellt die benötigte Rechenleistung und der Speicherbedarf dar. Typische Modellgrößen von bis zu 100^3 Pixel sind für viele Anwendungen kaum ausreichend, erfordern jedoch beträchtliche Rechnerkapazitäten.

3.3.2 Strukturunabhängige Mischungsregeln

Strukturunabhängige Mischungsregeln zeichnen sich dadurch aus, daß sie keine geometriespezifischen Zusatzinformation benötigen. Dies ist ein wesentlicher Vorteil, da Strukturinformationen in vielen Fällen nicht zur Verfügung stehen oder nur unter großem Aufwand beschafft werden können. Andererseits kann man von diesen Mischungsregeln nicht erwarten, daß sie eine genauere Beschreibung der dielektrischen Eigenschaften liefern als Formeln, die die Mikrostruktur in angemessener Weise berücksichtigen. Für viele natürliche Materialien ist diese angemessene Berücksichtigung der strukturellen Eigenheiten sowie der Wechselwirkungen zwischen den Komponenten aber nur unzureichend möglich. Ein pragmatischer Weg, die aufwendigen Untersuchungen der Eigenschaften von Mischungen zu vermeiden besteht in der Ermittlung von Kalibrierfunktionen. Dazu werden die dielektrischen Kenngrößen eines Gemisches in Abhängigkeit von den dielektrischen Eigenschaften und volumetrischen Anteilen der Einzelkomponenten meßtechnisch bestimmt und daraus eine empirische Beziehung abgeleitet (Yu et al., 1997). Im industriellen Bereich, insbesondere in der Prozeßmeßtechnik, ist dies die bevorzugte Lösung, da meist nur wenige Parameter wie z.B. die Feuchte und die Dichte bei ansonsten gleichbleibenden Materialeigenschaf-

³Man kann an den Phasengrenzen im Netzwerkmodell zusätzliche Bauelemente einfügen, die Interface-Effekte simulieren. Wie und mit welchen Werten dies zu geschehen hat, muß für jeden Fall aufwendig untersucht werden.

ten variiert werden (Herrmann und Sikora, 1997). Aber auch bei natürlichen Böden kann man mit eingeschränkter Genauigkeit eine empirische Beziehung zwischen dem Wassergehalt und der DK angeben. Eine oft verwendete Kalibrierfunktion wurde von Topp et al. (1980) anhand von Messungen an 4 verschiedenen Böden ermittelt.

$$\varepsilon_m = 3.03 + 9.3V_w + 146V_w^2 - 76.7V_w^3 \quad (3.19)$$

Diese Formel hat den Nachteil, daß ihre Aussagekraft für andere Böden und andere Trockendichten gering ist.⁴ So schränken Dirksen und Dasberg (1993) den sinnvollen Gebrauch auf Böden mit geringem Lehmgehalt, d.h. kleiner spezifischer Oberfläche und Trockendichten zwischen 1,35 und 1,5 g/cm³ ein. Ein weiterer Nachteil rein empirischer Kalibrierfunktionen ist, daß man keinen Einblick in den funktionalen Zusammenhang zwischen der effektiven DK der Mischung und den dielektrischen Eigenschaften sowie den volumetrischen Anteilen der Einzelkomponenten erhält. Eine Vorhersage für andere Böden ist so kaum möglich. Deshalb wünscht man sich eine allgemeinere Beschreibung, mit der die Abhängigkeit der effektiven DK einer Mischung von den Parametern der Bestandteile untersucht werden kann. Aus Betrachtungen über grundsätzliche mathematische Eigenschaften von Mischungsregeln wie z.B. den Grenzfällen für sehr hohe oder sehr niedrige Konzentrationen gelangt man zur Exponentialformel (Grefte und Grosse, 1992):

$$\varepsilon_m^k = \sum_j V_j \varepsilon_j^k \quad \text{mit} \quad \sum_j V_j = 1. \quad (3.20)$$

Dabei ist ε_m die effektive DK der Mischung während ε_j und V_j die DKs bzw. volumetrischen Anteile der Einzelkomponenten repräsentieren. Eine wesentliche Eigenschaft der Exponentialformel ist ihre Symmetrie, d.h. es erfolgt keine Unterscheidung von Hintergrundmedium und Einschlüssen wie bei den strukturabhängigen Mischungsregeln (DeLoor, 1968). Dies ist der Beschreibung von natürlichen Böden besser angepaßt, da aufgrund der dort vorherrschenden Mischungsverhältnisse, die von 0% bis gut 50% Wassergehalt reichen können, eine eindeutige Zuweisung der Einzelkomponenten in Hintergrundmedium oder Einschlußmaterial nicht sinnvoll ist. Der Wertebereich für den Exponenten k ergibt sich aus den nachfolgenden Überlegungen. Man kann die Bodenbestandteile zwischen den Platten eines Kondensators auf unterschiedliche Weise anordnen (siehe Abbildung 3.7). Die kleinste effektive DK ergibt sich für eine

⁴Wie die Erfahrung zeigt, kann man dann mit einer Meßunsicherheit von etwa $\pm 5\%$ im volumetrischen Wassergehalt rechnen.

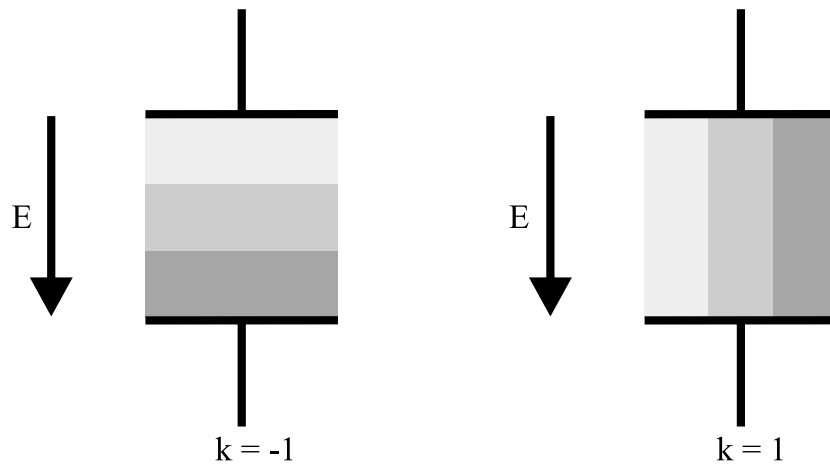


Abbildung 3.7: Grenzfälle der Exponentialformel: Serien- und Parallelschaltung.

senkrecht zu den elektrischen Feldlinien geschichtete Anordnung zu:

$$\varepsilon_m = \frac{1}{\sum_j \frac{V_j}{\varepsilon_j}}. \quad (3.21)$$

Dies entspricht der Gl. 3.20 mit einem Exponenten von $k = -1$. Den größten Wert für die effektive DK erzielt man bei der Anordnung der Schichtgrenzen parallel zu den elektrischen Feldlinien und einem dementsprechenden Exponenten von $k = 1$.⁵

$$\varepsilon_m = \sum_j \varepsilon_j V_j \quad (3.22)$$

Für eine zufällige Verteilung der Komponenten in einem Gemisch und somit zufällig ausgerichteten Grenzflächen wird man eine Mischungsregel nach Gl. 3.20 erwarten können, deren Exponent k zwischen -1 und 1 liegt. Ein möglicher Wert ergibt sich durch folgende Überlegung. Man betrachtet eine ebene elektromagnetische Welle, die sich durch ein in z -Richtung geschichtetes aber ansonsten unendlich ausgedehntes Medium bewegt (Bild 3.8). Die Laufzeit der Welle durch das Medium t_m setzt sich aus den Laufzeiten durch die einzelnen Schichten t_i zusammen. Diese Einzelaufzeiten hängen wiederum von der Schichtdicke d_i , der Schicht-DK ε_i und der Lichtgeschwindigkeit c_0 ab:

$$t_m = \sum_j t_j \quad \text{mit} \quad t_j = \frac{d_j}{c_0} \sqrt{\varepsilon_j}. \quad (3.23)$$

⁵Feldverzerrungen wie sie am Rand eines realen Plattenkondensator auftreten werden in diesem Modell nicht berücksichtigt

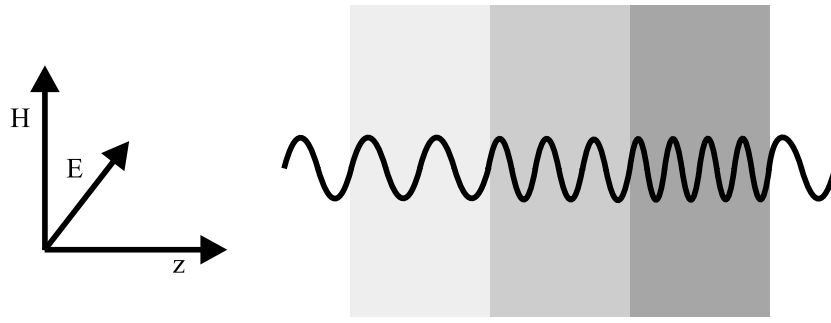


Abbildung 3.8: Laufzeitmodell.

Die Gesamtlaufzeit t_m kann aber auch durch eine effektive DK ε_m beschrieben werden.

$$t_m = \frac{\sum_j d_j}{c_0} \sqrt{\varepsilon_m} \quad (3.24)$$

Berücksichtigt man, daß der volumetrische Anteil V_j einer Mischungskomponente proportional zur entsprechenden Schichtdicke d_j ist, so erhält man aus Gl. 3.23 und mit Gl. 3.24 eine Rechenvorschrift für die effektive DK, die auch als Birchak-Formel bezeichnet wird (Birchak, 1974; Kraszewski, 1976).

$$\sqrt{\varepsilon_m} = \sum_j V_j \sqrt{\varepsilon_j} \quad \text{d.h.} \quad k = \frac{1}{2} \quad (3.25)$$

Die Annahme, daß in einer Mischung homogene Schichten ausschließlich senkrecht zur einfallenden elektromagnetischen Welle angeordnet sind ist eine erhebliche Vereinfachung. Statt dessen liegen in vielen realen Materialien wie Böden die Schichtgrenzen in einem isotrop verteilten Winkelbereich zur außen angelegten elektrischen Feldstärke. Auf den ersten Blick erscheint die an der Strahlenoptik orientierte Betrachtung plausibel zu sein, daß sich der Anteil der Welle, der sich in z -Richtung ausbreitet nach Gl. 3.25 verhält. Andererseits greift eine Beschreibung der Wellenausbreitung durch Brechungs- und Reflexionsvorgänge nicht, da die geometrischen Abmessungen der Inhomogenitäten definitionsgemäß wesentlich kleiner als die Wellenlänge sind. Trotz der unzulänglichen physikalischen Begründung zeigen experimentelle Untersuchungen, daß die Birchak-Formel als Mischungsregel für natürliche Böden gut geeignet ist (Roth et al., 1990). Die Beantwortung der Frage, ob es eine besser fundierte Begründung der Birchak-Formel gibt, ist deshalb nicht nur von akademischen Interesse.

3.3.3 Statistische Mischungsregeln

Betrachtet man eine Mischung als zufällige Verteilung verschiedener Materialien, so kann man deren Eigenschaften mit Hilfe statistischer Methoden beschreiben. Ansoult et al. (1985) untersuchen dazu den Weg eines Ladungsträgers durch eine Abfolge verschiedener Einzelkomponenten einer Mischung. In Abhängigkeit vom Freiheitsgrad, der die Anzahl der möglichen Materialzonen in der Umgebung eines Ladungsträgers beschreibt, erhält man Mischungsregeln, die gut mit experimentellen Ergebnissen übereinstimmen. Die Information über die Struktur der Mischung ist dabei im Freiheitsgrad enthalten. In dieser statistischen Mischungsregel spiegelt sich somit auch die innere Geometrie des Materialgemischs wieder.

Eine wesentliche Erweiterung des linearen statistischen Modells von Ansoult et al. (1985), die ohne „einstellbare Parameter“ wie den Freiheitsgrad auskommt, bringt ein in dieser Arbeit neu entwickeltes Modell. Der Boden wird von einem Würfel repräsentiert, der zwischen zwei Kondensatorplatten angeordnet ist. Dieser Würfel setzt sich wiederum aus einer Vielzahl von Einzelwürfeln zusammen, denen die unterschiedlichen Materialeigenschaften der Bodenkomponenten mit Hilfe eines Zufalls-generators zugeordnet werden. Bild 3.9 zeigt das Beispiel einer solchen Mischung, die aus 1000 quadratischen Einzelwürfeln aufgebaut ist. Gesucht ist die Gesamtkapazität des Kondensators bzw. seine effektive Dielektrizitätszahl in Abhängigkeit von den elektrischen Eigenschaften und Volumenanteilen der Bodenkomponenten. Unter der Voraussetzung verlustfreier Materialien mit reeller DK läßt sich die Würfelanordnung mit elektrostatischen Methoden untersuchen. Die Kapazität C des Plattenkondensators mit der Fläche A und dem Abstand d hängt von der effektiven DK der Mischung ε_m wie folgt ab.

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_m \frac{A}{d} \quad (3.26)$$

Diese Kapazität läßt sich aber auch aus der an die Kondensatorplatten angelegten Spannung U und der im Medium gespeicherten Feldenergie W bestimmen.

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (3.27)$$

Die Berechnung von W erfolgt mit Hilfe des Computerprogramms MAFIA (Lösung der **M**axwellschen Gleichungen mit Hilfe des **F**initen **I**ntegrations **A**lgorithmus) zur numerischen Lösung der Maxwell-Gleichungen (Weiland, 1984). Dabei wird der kon-

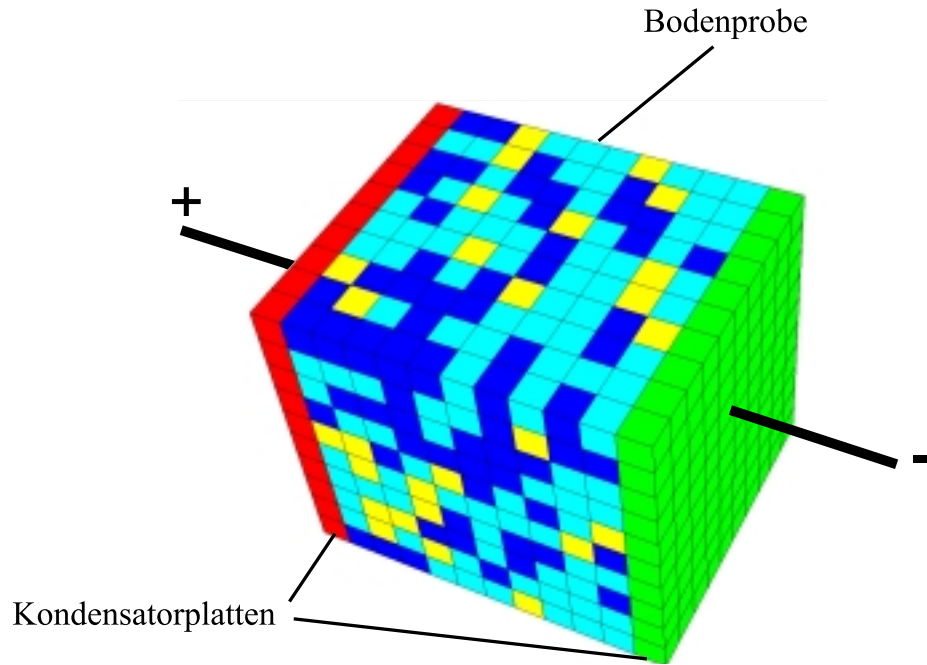


Abbildung 3.9: Dreidimensionales Mischungsmodell.

tinierliche Raum zwischen den Kondensatorplatten auf ein diskretes Gitter abgebildet, dessen Begrenzungsflächen den einzelnen Würfelseiten entsprechen. Auf diesen Flächen wird die für den elektrostatischen Fall geltende Differentialgleichung gelöst. Wegen der Wirbelfreiheit des elektrostatischen Feldes, $\text{rot } \vec{E} = 0$, kann die elektrische Feldstärke \vec{E} als Gradient eines Skalarpotentials $\varphi(x, y, z)$ dargestellt werden.

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi \quad (3.28)$$

Das Umlaufintegral über einen geschlossenen Weg S bzw. dessen diskretisierte Summe ist damit identisch 0.

$$\int_{(S)} \vec{E} \, ds \equiv 0 \quad (3.29)$$

Als zweite Gleichung berücksichtigt man die Quellendichte der elektrischen Flußdichte \vec{D} , die nachfolgend in der Integralform dargestellt ist.

$$\iint \vec{D} \, dA = \iiint \eta \, dv \quad (3.30)$$

Aus Gl. 3.29 und Gl. 3.30 erhält man ein lineares Gleichungssystem in dem das unbekannte Potential φ und die Ladungsverteilungen η enthalten sind. Als Randbedingun-

gen werden die elektrischen Potentiale auf den Kondensatorplatten bzw. die Spannungsdifferenz U eingegeben. Auf den Seitenflächen des Kondensators läßt man nur tangentiale elektrische Feldstärken zu und simuliert dadurch eine symmetrische Anordnung unendlich vieler Kondensatoren mit jeweils gleicher Zufallsverteilung. Man vermeidet dadurch den störenden Einfluß von Randeffekten, die man bei einem einzelnen Plattenkondensator durch verzerrte elektrische Felder an den Plattenrändern beobachten kann. Um mit dieser Methode allgemeine Aussagen über Mischungsregeln zu erhalten berechnet man für eine ausreichend große Anzahl von Zufallsverteilungen den Zusammenhang zwischen der DK der Mischung und den Volumenanteilen sowie den dielektrischen Eigenschaften der Einzelkomponenten.⁶ Betrachtet man die elektrische Feldstärke in einer Schnittebene durch eine Zufallsmischung (Bild 3.10), so erkennt man die Unterschiede im Vergleich zu einem homogen gefüllten Kondensator. Die Feldstärkevektoren liegen nicht mehr parallel zueinander, sondern schwanken

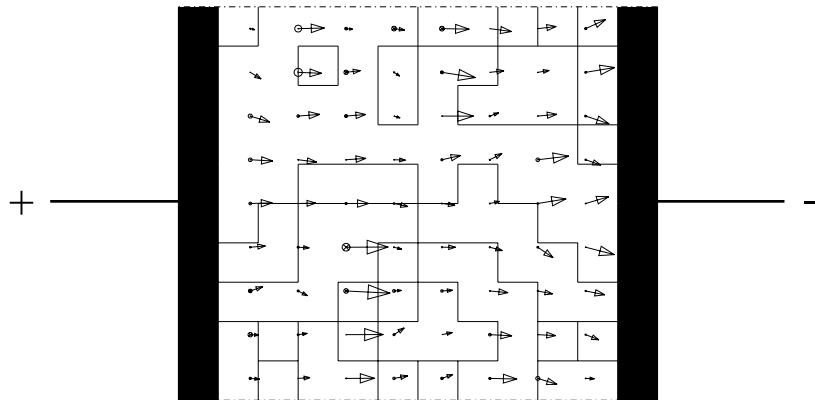


Abbildung 3.10: Elektrische Feldstärke in einer Schnittebene durch den Kondensator in Bild 3.9. Die Gittergröße beträgt 20x20x20 Elemente.

um die Vorzugsrichtung senkrecht zu den Kondensatorplatten. Auch der Betrag der elektrischen Feldstärke zeigt deutliche Fluktuationen. Behält man die Volumenanteile und DKs der Einzelkomponenten bei, so berechnet man für andere Zufallsverteilungen zwar unterschiedliche Feldstärkeverteilungen, die Gesamtkapazität bzw. effektive DK des Kondensators ändert sich aber nur wenig. Voraussetzung dafür ist eine hin-

⁶Eine Verifikation des Berechnungsalgorithmus wurde anhand einfacher Beispiele, wie der Serien- und der Parallelschaltung vorgenommen.

reichend große Zahl an Einzelwürfeln. Der Mittelwert für die effektive DK kann mit mehreren Berechnungen von Zufallsverteilungen, d.h. einer Monte-Carlo-Simulation bestimmt werden. Bild 3.11 zeigt das Konvergenzverhalten der Simulation an einem Beispiel. Bei einer Gittergröße von $3 \times 3 \times 3 = 27$ und 10 Berechnungen ist noch kein stabiler Endwert erreicht, während bei einer Gittergröße von $30 \times 30 \times 30 = 27000$ schon eine Berechnung genügt. Die geeignete Kombination von Gittergröße und Zahl der Berechnungen ist eine Frage der Rechnerleistung und des Hauptspeichers. Eine Gittergröße von mindestens $10 \times 10 \times 10 = 1000$ Einzelwürfeln und 10 Berechnungen hat sich auf den zur Verfügung stehenden Rechenanlagen bewährt. In den hier durchgeführten Unter-

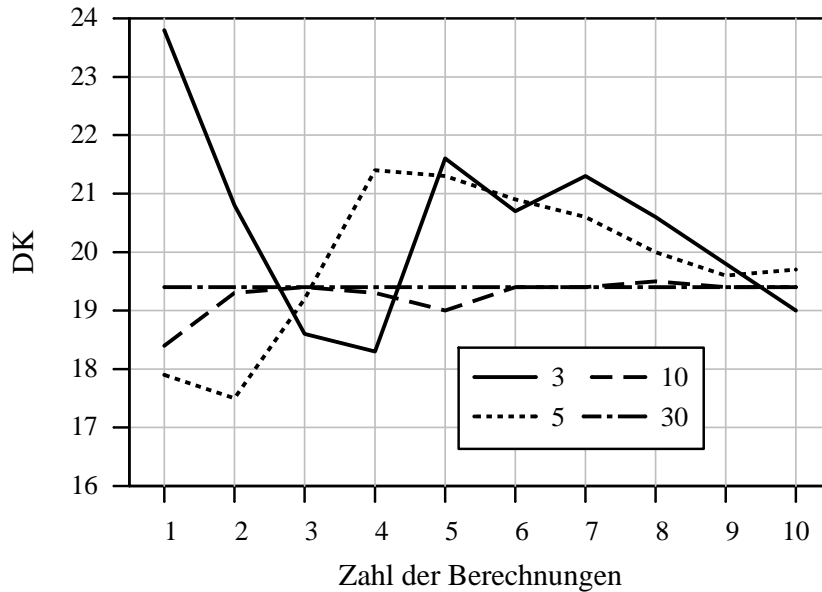


Abbildung 3.11: Konvergenzverhalten der Monte-Carlo-Simulation in Abhängigkeit von der Zahl der Berechnungen (1 bis 10) aus denen ein Mittelwert gebildet wird und der Gittergröße (3, 5, 10, 30). Eine Gittergröße von 30 bedeutet $30 \times 30 \times 30 = 27000$ Einzelwürfel. Materialparameter: $V_{fw} = 0,3$, $V_{bw} = 0$, $V_a = 0,1$, $\varepsilon_{fw} = 80$, $\varepsilon_s = 4$.

suchungen wurden die DKs verschiedener Mischungen mit variablem Wassergehalt berechnet. Die Abbildung 3.12 zeigt ein Beispiel, bei dem die effektive DK der Mischung über dem volumetrischen Wassergehalt aufgetragen ist. Die Berechnungen für verschiedene Gittergrößen zeigen keine signifikanten Unterschiede und bestätigen die gute Konvergenz. Vergleicht man die mit der obigen numerischen Simulation durchgeführten Berechnungen mit der von Dobson modifizierten DeLoor-Formel nach Gl. 3.18 und der Birchak-Formel nach Gl. 3.25, so kommt man zu dem in Abbildung 3.13

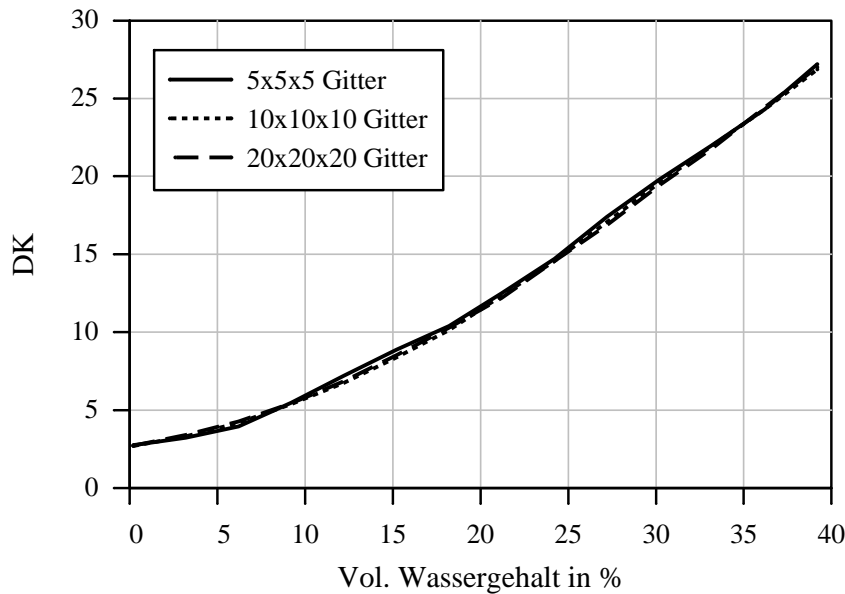


Abbildung 3.12: Mischungs-DK für verschiedene Gittergrößen und Wassergehalte. Zahl der Berechnungen über die der Mittelwert gebildet wird: 20. Materialparameter: $V_s = 0,6$, $V_{bw} = 0$, $\varepsilon_{fw} = 80$, $\varepsilon_s = 4$.

gezeigten Ergebnis. Im Bereich geringer Wassergehalte bis etwa 10% stimmt die numerische Simulation mit der Birchak-Formel überein. Im Übergangsbereich zwischen 10% und 25% geht sie dann auf die Kurve der DeLoor-Formel über. Es zeigt sich also, daß man sowohl mit strukturabhängigen (DeLoor) und strukturunabhängigen Mischungsregeln (Birchak) als auch mit der numerischen Simulation zu qualitativ vergleichbaren Ergebnissen gelangen kann. Inwieweit diese theoretischen Ergebnisse mit experimentellen Daten für natürliche Böden übereinstimmen wird in Kapitel 4.4 untersucht.

3.3.4 Komplexe Mischungsregeln

Die meisten Mischungsregeln werden unter der Annahme verlustloser Einzelkomponenten, d.h. für Einzelkomponenten mit reeller DK, hergeleitet. So berechnet man bei den im Kapitel 3.3.1 untersuchten klassischen Mischungsregeln die Dipolmomente der eingebetteten Partikel und summiert sie zur Gesamtpolarisation auf. Ein Stromfluß durch Leitfähigkeit oder dielektrische Verluste wird dabei ausgeschlossen. In die auf diese Weise gewonnenen Mischungsregeln können formal auch komplexe DKs der Einzelkomponenten eingesetzt werden. Ob diese Verallgemeinerung zulässig ist und unter

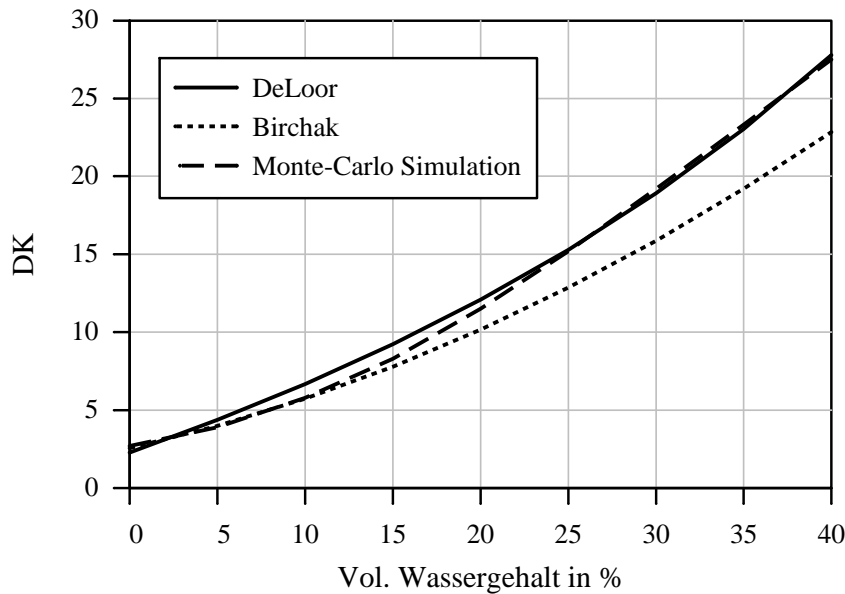


Abbildung 3.13: Vergleich verschiedener Mischungsregeln. Materialparameter:

$$V_s = 0.6, V_{bw} = 0, \varepsilon_{fw} = 80, \varepsilon_s = 4.$$

welchen Bedingungen, wird im folgenden untersucht.⁷ Die Antwort hängt dabei von der Art und Struktur der Mischung, der Größe und Form der Einschlüsse, sowie von dem Verlustmechanismus an sich ab (Sihvola, 1991). Wenn die Verlustmechanismen der Einzelkomponenten im Zusammenschluß als Mischung unverändert bleiben und die bei der Herleitung der Mischungsregeln angewandten Feldberechnungen auch für den verlustbehafteten Fall gültig sind, dann werden die Verluste der Mischung selbstverständlich korrekt durch Mischungsregeln mit komplexen Größen wiedergegeben. Dabei muß man fordern, daß die Abmessungen der Einschlüsse größer als die molekularen Abmessungen, aber nicht größer als die Eindringtiefe des elektrischen Feldes sind. Die komplexen Mischungsregeln beinhalten jedoch keine Interface-Effekte wie sie z.B. durch Oberflächenleitfähigkeit, Ladungsdoppelschichten und gebundenes Wasser entstehen können. Letzteres kann jedoch als neue, separate Einzelkomponente mit einem entsprechenden Volumenanteil in die jeweilige Mischungsregel eingeführt werden (Heimoavaara et al., 1994). Die Gültigkeit der meisten strukturabhängigen Mischungsregeln muß für den verlustbehafteten Fall explizit begründet und in Abhängigkeit der Mischungsparameter (Geometrie der Einschlüsse, Frequenz, elektrische

⁷Bei dielektrischen Bodenfeuchtemessungen muß man je nach Frequenz, volumetrischem Wasseranteil und Salzgehalt mit Güten unter 1 rechnen, d.h. die Leitfähigkeit kann die dielektrischen Effekte sogar überwiegen.

Eigenschaften) untersucht werden. Bei der Berechnung der dielektrischen Eigenschaften mit Hilfe von Computersimulationen ist eine Berücksichtigung komplexer DKs inherent vorhanden. Die statistisch oder aus einem Bild der Mikrostruktur gewonnenen elektrischen Ersatzschaltbilder enthalten als Einzelelemente Kondensatoren, denen Widerstände zwanglos parallel geschaltet werden können, um die Verluste zu simulieren. Folgt man den Ausführungen von Milton (1981), so kann man diese Netzwerke zumindest für zweikomponentige Mischungen durch rationale Funktionen der Form

$$\varepsilon_m(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \sum_{n=0}^{nmax} \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{A_n \varepsilon_1 + B_n \varepsilon_2} \quad (3.31)$$

beschreiben. Dabei sind ε_1 , ε_2 und ε_m die DKs der Einzelkomponenten bzw. der Mischung, während A_n und B_n als positive reelle Konstanten unter Einhaltung von $\varepsilon_m(1, 1) = 1$ beliebig gewählt werden können. Mit Hilfe dieses Modells und weiteren Informationen über die Mikrostruktur können Grenzen angegeben werden, innerhalb deren sich ε_m bei gegebenem ε_1 , ε_2 und Volumenanteil befinden muß. Wie Gottlieb (1997) jedoch feststellt, sind keine expliziten und ausreichend enge Grenzen für Mischungen mit mehr als 2 Komponenten bekannt.

Geht man nun auf die Extremfälle der Exponentialformel nach Gl. 3.22 und 3.21 zurück, so lassen sich die charakteristischen Eigenschaften komplexer Mischungsregeln aufzeigen. Bei der Parallelschaltung der Impedanzen (Bild 3.7 rechts) ergibt sich die komplexe DK der Mischung zu:

$$\varepsilon_m' - j\varepsilon_m'' = V_1\varepsilon_1' + V_2\varepsilon_2' - j(V_1\varepsilon_1'' + V_2\varepsilon_2''). \quad (3.32)$$

In diesem Fall sind Real- und Imaginärteil voneinander entkoppelt und können getrennt voneinander ausgewertet werden. Für die Serienschaltung der Impedanzen (Bild 3.7 links) erhält man die folgende Beziehung.

$$\varepsilon_m' - j\varepsilon_m'' = \frac{1}{\frac{V_1}{\varepsilon_1' - j\varepsilon_1''} + \frac{V_2}{\varepsilon_2' - j\varepsilon_2''}} \quad (3.33)$$

Real- und Imaginärteil sind jetzt nicht mehr entkoppelt. Diese Eigenschaft zeigen alle Mischungsregeln, die nicht dem Grenzfall der Parallelschaltung entsprechen. Der Imaginärteil der DK einer Einzelkomponente kann deshalb auch den Realteil der Mischungs-DK beeinflussen. Wird dieses Verhalten durch Leitfähigkeitsverluste hervorgerufen, so spricht man auch vom Maxwell-Wagner-Effekt (Nyfors und Vainikainen, 1989). Damit ist gleichzeitig eine Dispersion, d.h. eine Frequenzabhängigkeit der

Mischungs-DK verbunden. Wie später anhand von Meßergebnissen gezeigt wird, tritt dieser Fall bei natürlichen Böden und niedrigen Frequenzen auf (siehe Kapitel 4.4). Die durch den Salzgehalt im Boden bedingte Leitfähigkeit führt zu einem starken Ansteigen des Imaginärteils der DK bei niedrigen Frequenzen. Gleichzeitig steigt dadurch auch der Realteil, teilweise sogar über die Werte von reinem Wasser (Campbell, 1990). Die Untersuchungen von Campbell (1988) zeigen, daß der von Schwan et al. (1962) beschriebene Maxwell-Wagner-Effekt die dispersiven Eigenschaften von Böden im Frequenzbereich zwischen 1 und 50 MHz nicht erklären kann. Mit der komplexen Looyenga-Formel, deren Verhalten ebenfalls als Maxwell-Wagner-Effekt bezeichnet werden kann, erzielt er jedoch eine gute Übereinstimmung von Modellierung und Messung. Ein Weg, die Entkopplung von Real- und Imaginärteil durchzuführen besteht in der geeigneten Wahl der Meßfrequenz, bzw. einer geeigneten Auswertung von Zeitbereichsmeßergebnissen (siehe Kapitel 4.3). Bei niedrigen Frequenzen überwiegt die Leitfähigkeit und damit der Imaginärteil, während bei hohen Frequenzen und unter Vernachlässigung der Relaxationsverluste der Realteil entscheidend ist. Versucht man Mischungsregeln im niederfrequenten Bereich zur Leitfähigkeitsbestimmung zu verwenden, ist der zusätzliche Einfluß der durch Kationen verursachten Oberflächenleitfähigkeit zu berücksichtigen. So formulierten Rhoades et al. (1976) die folgende Gleichung für die spezifische elektrische Leitfähigkeit des Bodens σ_m in Abhängigkeit vom volumetrischen Wassergehalt V_w .

$$\sigma_m = \sigma_w(a_\sigma V_w + b_\sigma)V_w + \sigma_s \quad (3.34)$$

Dabei bezeichnet σ_w die elektrische Leitfähigkeit des Porenwassers, σ_s die Oberflächenleitfähigkeit der Matrix, während a_σ und b_σ empirisch bestimmte dimensionslose Materialkonstanten für einzelne Böden sind. Vergleicht man Gl. 3.34 mit der Birchak-Formel für komplexe DK nach Gl. 3.25, dann zeigt sich auch hier eine quadratische Abhängigkeit der Leitfähigkeit vom Wassergehalt. Diese Übereinstimmung ist aber nur von tendenzieller Natur, da σ_w beim Sättigungswassergehalt bestimmt wurde, die Menge der gelösten Ionen aber vom Wassergehalt abhängig ist.

3.4 Mischungsregeln für Schnee

Die Modellierung der dielektrischen Eigenschaften von Schnee im Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 1 GHz ist vergleichsweise einfach gegenüber der von Böden, da

Effekte wie gebundenes Wasser und ionische Leitfähigkeit nicht auftreten oder vernachlässigt werden können. Auch die Relaxationsverluste sind in diesem Frequenzbereich vergleichsweise gering. Somit kann der Imaginärteil der DK für die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen vernachlässigt werden. Die nachfolgenden Gleichungen beinhalten deshalb ausschließlich reelle Größen. Sinnvollerweise führt man die Untersuchung der Mischungsregeln getrennt für trockenen und feuchten Schnee durch.

3.4.1 Trockener Schnee

Bei trockenem Schnee handelt es sich um eine Zwei-Komponenten-Mischung von Eis und Luft mit den nahezu temperatur- und frequenzunabhängigen Dielektrizitätszahlen $\varepsilon_i = 3,15$ und $\varepsilon_a = 1$ (Kovacs et. al., 1995). Hinweise auf Einflüsse einer weiteren Komponente in Form quasi-flüssiger Schichten um die Eis-Partikel wurden bisher nicht gefunden (Mätzler, 1996). Die Dielektrizitätszahl von Trockenschnee ε_d ist somit ausschließlich vom Volumenanteil sowie von der Form der Eispartikel abhängig. Da die Kristallform einen geringen Einfluß auf die Dielektrizitätszahl der Mischung hat, läßt sich mit meist ausreichender Genauigkeit eine universelle Kalibrierkurve für die Beziehung zwischen der durch Wiegen eines Meßzylinders gewonnenen Schneedichte ρ und der Dielektrizitätszahl angeben. Polynomische Ausdrücke finden sich beispielsweise bei Mätzler et al. (1996), Denoth (1989) und Tiuri et al. (1984). Die Unterschiede zwischen den einzelnen Kalibrierkurven (Bild 3.14) könnten sich auf die verschiedenen Meßverfahren und Frequenzen zurückführen lassen. Mangels eigener Meßmöglichkeiten an Schneeproben wird in den weiteren Untersuchungen die Formel von Tiuri et al. (1984) verwendet, die in Bild 3.14 zwischen den beiden anderen Kurven verläuft.

$$\varepsilon_d = 1 + 1,7 \frac{\rho}{\text{g/cm}^3} + 0,7 \left(\frac{\rho}{\text{g/cm}^3} \right)^2 \quad (3.35)$$

Eine bessere physikalische Interpretation der Meßergebnisse durch strukturabhängige Mischungsregeln ist sehr aufwendig. Einerseits müßte dazu eine Parametrisierung in Abhängigkeit der Kristallstruktur erfolgen, andererseits aber auch die DK-Meßtechnik noch weiter verbessert werden. Da sich Schnee aufgrund thermischer und mechanischer Einflüsse sehr leicht verändert ist gerade der letzte Punkt von besonderer Bedeutung. Dies wird durch die ständige Weiterentwicklung geeigneter Meßsensoren dokumentiert (Mätzler, 1996).

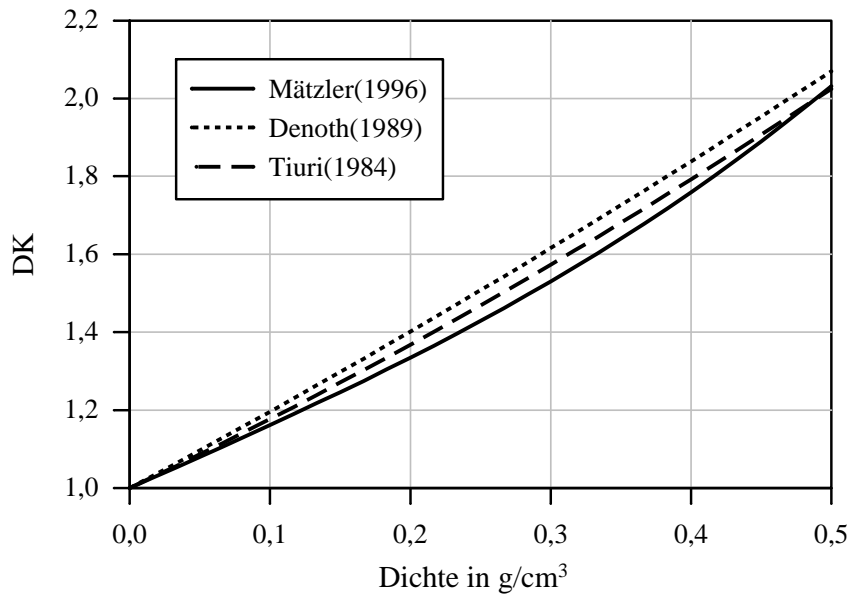


Abbildung 3.14: Zusammenhang zwischen DK und Trockenschneedichte.

3.4.2 Feuchter Schnee

Die Berechnung des Flüssigwassergehalts von Schnee stellt im Vergleich zur Trockenschneedichteberechnung ein wesentlich komplexeres Problem dar. Die zusätzliche Komponente „Flüssigwasser“ kann je nach Metamorphosegrad und Feuchte unterschiedlich verteilt sein. So gibt es z.B. das pendulare Regime mit seinen durchgehenden Luftporen bei niedrigen Wassergehalten, während im funikularen Regime die Luft in kleinen wasserumschlossenen Bläschen an Verengungen gefangen ist (Ulaby et al., 1986). Ein Vergleich der verschiedenen Modelle und empirischen Formeln zur Bestimmung der Schneefeuchte findet sich bei Döpke (1997). Dort wird die empirische Formel nach Tiuri et al. (1984) empfohlen, die die Änderung der Dielektrizitätszahl $\Delta\varepsilon$ des feuchten gegenüber der Dielektrizitätszahl des trockenen Schnees in Abhängigkeit vom Flüssigwassergehalt W ⁸ im pendularen Regime beschreibt.

$$\Delta\varepsilon = 0,089W + 0,0072W^2 \quad (3.36)$$

Dieser Ausdruck ist, wie auch die Formel für die Trockenschneedichte (Gl. 3.35), empirisch bestimmt. Vergleicht man die obige empirische Beziehung mit den Ergebnissen anderer Autoren, so lassen sich teilweise erhebliche Unterschiede ausmachen,

⁸Der Flüssigwassergehalt wird, wie in der Literatur zur Schneefeuchtemessung, in Volumenprozenten angegeben. Anstelle des bei den Bodenfeuchtemessungen eingeführten Symbols V_w verwendet man üblicherweise das Symbol W .

die in Bild 3.15 aufgezeigt sind. Die Gründe für diese Abweichungen können vielfältig

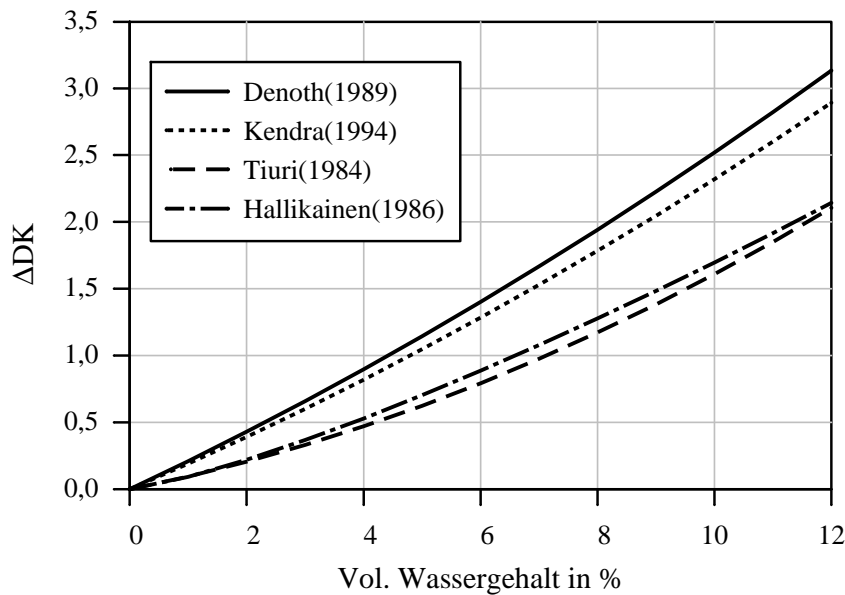


Abbildung 3.15: Abhängigkeit der DK-Erhöhung vom Flüssigwassergehalt im Schnee.

sein. So weisen Kendra et al. (1994) auf die unterschiedlichen Referenzverfahren wie Gefrierkalorimetrie und Verdünnungsmethode hin. Denoth (1989) hingegen stellt die Existenz einer allgemeingültigen Formel in Frage und begründet dies mit dem Einfluß des Metamorphosegrads auf die Form der Wassereinschlüsse. Tiuri et al. (1984) wiederum vermuten die Ursachen in den unterschiedlichen Bauarten der Meßsensoren und in der Inhomogenität natürlicher Schneedecken. Aufgrund dieser noch offenen Fragen wird bei den in Kapitel 7.6 behandelten Schneefeuchtemessungen pragmatisch vorgegangen und die von Döpke (1997) als geeignet befundene Gleichung 3.36 nach Tiuri et al. (1984) verwendet.

3.5 Inversion der Mischungsregeln

Unter der Inversion der Mischungsregeln versteht man die Bestimmung des Wassergehalts bei gegebener DK der Mischung und eventuell vorhandenen weiteren Informationen. Die dabei auftretenden Schwierigkeiten beruhen einerseits auf der unvollständigen Kenntnis der Materialparameter, andererseits aber auch auf der Unsicherheit bei der Wahl einer geeigneten Mischungsregel. So wurden in den vorangegangenen Kapiteln eine Reihe unterschiedlicher Mischungsregeln für Böden und Schnee vorge-

stellt. Jedem dieser Vorschläge liegen mehr oder minder gut fundierte theoretische Vorstellungen oder experimentelle Messungen zugrunde. Wie der Vergleich in Bild 3.13 belegt, kann man mit völlig unterschiedlichen Ansätzen ähnliche dielektrische Eigenschaften vorhersagen. Zudem stimmen diese mit den in Kapitel 4.4 noch zu besprechenden Meßergebnissen von realen Böden gut überein. Es zeigt sich also, daß mehrere Mischungsregeln mit jeweils experimenteller Bestätigung koexistieren können (Jacobsen und Schjonning, 1995). Entscheidend ist, daß die Verteilung und geometrische Form der Einzelkomponenten einer Mischung so unterschiedlich und vielfältig sein können, daß die Angabe einer einfachen und universell gültigen Mischungsregel nicht möglich ist. Vielmehr ist es so, daß sich für verschiedene Anwendungsgebiete oder Klassen von Materialien mit charakteristischen Mikrostrukturen bestimmte Mischungsregeln herauskristallisieren, die mit experimentell gewonnenen Meßergebnissen am besten übereinstimmen. Durch Einführung von Strukturparametern oder Parametern in denen diese charakteristischen Eigenschaften enthalten sind können Mischungsregeln modifiziert und so für eine größere Gruppe von Materialien tauglich gemacht werden. Ein Beispiel dafür ist die semiempirische Mischungsregel von Dobson et al. (1985), bei der der prozentuale Sand- bzw. Lehmanteil eines Bodens in die Berechnung einfließt. Einen anderen Ansatz verfolgen Malicki et al. (1993), die eine Parametrisierung über die Trockendichte durchführen. Ihre Sensitivitätsanalyse zeigt, daß dieser Parameter im Vergleich zur Variabilität der Korndichte, Porosität und DK der Bodenkörner dominierend ist. Eine explizite Berücksichtigung gebundenen Wassers wird dabei jedoch nicht vorgenommen.

Im Prinzip ist es natürlich möglich die DK einer Mischung durch eine Feldberechnung genau zu bestimmen (Sihvola, 1996). Dazu muß man wie in Kapitel 3.3.1 erläutert die Mikrostruktur sowie die dielektrischen Eigenschaften der Einzelkomponenten kennen und durch ein Gittermodell im Computer abbilden. Eine Grenze dieser Vorgehensweise wird durch die heute zur Verfügung stehenden Rechnerkapazitäten gesetzt. Eine andere, wesentlichere Einschränkung ergibt sich durch die nur unzureichende Kenntnis der dielektrischen Eigenschaften von gebundenem Wasser (siehe Kapitel 3.1.3). Diese Probleme bei der Modellierung treten bei der Inversion der Mischungsregeln noch deutlicher hervor. Grundsätzlich ist es so, daß man für die Inversion eine geeignete Mischungsregel sowie weitere Parameter wie z.B. die DK der Bodenkörner, das Porenvolumen oder die spezifische Oberfläche benötigt. Bei Feldmessungen stehen diese Parameter meist nicht zur Verfügung, so daß die Genauigkeit üblicher Feuchtemeße-

räte ohne zusätzliche Laborkalibrierung vergleichsweise gering ist. Einen wesentlichen Fortschritt auf diesem Gebiet wurde durch die am IMK entwickelte und patentierte Frostkalibrierung bzw. das Kryo-Verfahren erreicht (Brandelik, 1989). Nur mit in-situ Messungen und ohne Laborkalibrierung können erstmals zwei Bodenparameter, der Wassergehalt und eine die Trockendichte kennzeichnende Größe, mit hoher Genauigkeit bestimmt werden. Das dazugehörige Meßprinzip und der Rechengang werden im folgenden erläutert. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird dabei die Gültigkeit der Mischungsregel nach Birchak (Gl. 3.25) vorausgesetzt. Für vernachlässigbare Anteile von gebundenem Wasser kann der Boden gemäß Abbildung 3.6 als Mischung von freiem Wasser, Luft und der Bodenmatrix mit ihren jeweiligen DKs ε_{fw} , ε_a , ε_s und volumetrischen Anteilen V_{fw} , V_a , V_s verstanden werden. Für das Einheitsvolumen gilt dann:⁹

$$V_{fw} + V_a + V_s = 1. \quad (3.37)$$

Die DK der Mischung stellt sich in folgender Form dar.

$$\sqrt{\varepsilon_m} = V_{fw}\sqrt{\varepsilon_{fw}} + V_a\sqrt{\varepsilon_a} + V_s\sqrt{\varepsilon_s} \quad (3.38)$$

Ohne Kenntnis von V_s und ε_s ist es nicht möglich, aus der Messung von ε_m auf den Wassergehalt zu schließen. Diese zusätzliche Information erhält man jedoch, wenn man das Meßvolumen abkühlt und das darin befindliche Wasser gefriert. Dessen DK ändert sich dann von etwa $\varepsilon_{fw} = 80$ auf $\varepsilon_i = 3,15$.¹⁰ Die DK der kalten Mischung ε_{mc} ergibt sich wie folgt.

$$\sqrt{\varepsilon_{mc}} = V_{fw}\sqrt{\varepsilon_i} + V_a\sqrt{\varepsilon_a} + V_s\sqrt{\varepsilon_s} \quad (3.39)$$

Bildet man die Differenz von Gl. 3.38 und 3.39 so kann man nach dem Wassergehalt auflösen.

$$V_{fw} = \frac{\sqrt{\varepsilon_m} - \sqrt{\varepsilon_{mc}}}{\sqrt{\varepsilon_{fw}} - \sqrt{\varepsilon_i}} \quad (3.40)$$

⁹Aus Gründen der Vereinfachung wird in dieser Ableitung weder das mögliche Schrumpfen und Quellen von Böden noch die Volumenvergrößerung beim Phasenübergang von Wasser zu Eis berücksichtigt.

¹⁰Um das gesamte Wasser in einem natürlichen Boden zu gefrieren sind in der Regel Temperaturen unter -10°C erforderlich (siehe z.B. Hoekstra und Delaney, 1974).

Die zweite Unbekannte, die sich aus dem Gleichungssystem 3.38 und 3.39 bestimmen läßt ist der nachstehend definierte Parameter s .

$$s = V_s(\sqrt{\varepsilon_s} - 1) \quad (3.41)$$

Bei unveränderten Eigenschaften der Bodenkörner (ε_s bzw. ρ_s) verhält sich s proportional zur Trockendichte.

Das Kryo-Verfahren wurde in Zusammenarbeit mit der Fa. Meteolabor AG (Wetzikon, Schweiz) als Technologie-Transfer-Projekt des FZK in ein Gerät umgesetzt (siehe auch Kapitel 5.4). Eigene Veröffentlichungen beschreiben sowohl das Meßprinzip als auch die Anwendungsgebiete (Brandelik und Hübner, 1993; Brandelik und Hübner, 1995b; Brandelik et al., 1996; Brandelik et al., 1997). Die typische Meßgenauigkeit beträgt etwa $\pm 1,5\%$ im volumetrischen Wassergehalt.

Neben diesem Verfahren gibt es eine Reihe weiterer Möglichkeiten, um die unbekannt Parameter in den Mischungsregeln zerstörungsfrei zu bestimmen. So zeigen Mouhassab et al. (1995), wie durch mehrfrequente Messungen an Betonproben (100 MHz bis 500 MHz) der Wassergehalt ermittelt werden kann.¹¹ Ihre Methode beruht auf dem in Beton vorhandenen Gehalt an gelösten Salzen und ihrem Einfluß auf den Imaginärteil der DK. In Böden mit ausreichender Leitfähigkeit wie Lehm oder Ton wäre diese Vorgehensweise ebenfalls denkbar. Für Sand mit seinen in der Regel verlustarmen dielektrischen Eigenschaften (siehe Kapitel 4.4) ist diese Methode jedoch weniger geeignet. Eine andere Möglichkeit den Imaginärteil der DK von Wasser auszunutzen ist die Verwendung besonders hoher Frequenzen (> 5 GHz), bei denen das Relaxationsverhalten von Wasser deutlich wird (siehe Bild 3.1). Schwierigkeiten bereitet dann aber die geringe Eindringtiefe der elektromagnetischen Wellen und die mit kleiner werdender Wellenlänge zunehmenden Streueffekte (Göller, 1997). Kombiniert man elektrische mit radiometrischen Verfahren, so kann man zusätzliche Informationen z.B. über die Dichte erhalten und diese in die Mischungsregel einbringen (Klein, 1993). Damit läßt sich die Genauigkeit der Inversion wesentlich verbessern. Aufgrund der mit der Nutzung von radioaktiven Quellen verbundenen gesetzlichen Auflagen und handhabungstechnischen Problemen haben diese Methoden jedoch nur in ausgewählten Anwendungsgebieten eine gewisse Verbreitung gefunden. Mit der zunehmenden Verfügbarkeit von NMR-Geräten in Aufsatztechnik, wie sie z.B. von Wolter et al.

¹¹Diese Messungen wurden mit Unterstützung des IMK am Institut für Massivbau und Baustofftechnologie der Universität Karlsruhe durchgeführt.

(1997) vorgestellt wurden, könnten sich jedoch neue Ansatzpunkte für kombinierte Messungen ergeben.

Kapitel 4

Labormethoden zur Bestimmung dielektrischer Eigenschaften

4.1 Einführung

Für die Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften von Materialien gibt es eine Vielzahl unterschiedlicher Meßmethoden. In Abhängigkeit von der Materialart, der Geometrie des Probenkörpers, dem Frequenzbereich, den Genauigkeitsanforderungen und weiteren Randbedingungen kann man geeignete Meßverfahren auswählen. Diese Meßverfahren beruhen auf der Wechselwirkung zwischen dem zu untersuchenden Material und einem elektromagnetischen Feld. Aus dieser Wechselwirkung kann mit Hilfe eines geeigneten Ersatzschaltbilds bzw. eines Modells auf die komplexe Dielektrizitätszahl geschlossen werden. Eine Klassifizierung der Meßverfahren ergibt sich durch die Art und Weise, wie das elektromagnetische Feld erzeugt und beobachtet wird. So werden unter dem Begriff Frequenzbereichsmethoden diejenigen Verfahren verstanden, bei denen das elektromagnetische Feld eine sinusförmige Zeitabhängigkeit aufweist. Die stationären Signale im eingeschwungenen Zustand lassen sich dann mit den Methoden der komplexen Wechselstromrechnung analysieren (Wolf, 1985). Im Gegensatz dazu verwenden die Zeitbereichsmethoden Signale mit transientem Charakter, die dem elektromagnetischen Feld einen pulsförmigen Zeitverlauf aufprägen (Ross, 1986). Die dafür erforderliche Gerätetechnik und Analyseverfahren unterscheiden sich erheblich von denen für die Frequenzbereichsmethoden und werden deshalb getrennt voneinander untersucht.

4.2 DK-Bestimmung mit Frequenzbereichsmethoden

4.2.1 Übersicht

Bei niedrigen Frequenzen bestimmt man die dielektrischen Eigenschaften eines Materials am einfachsten mit Hilfe einer Kondensatoranordnung. Dazu bringt man das Material in den von einem elektrischen Feld erfüllten Raum eines Kondensators und bestimmt die Kapazitätsänderung. Als Meßschaltung zur Bestimmung der Kapazität eignen sich verschiedene Grundtypen wie die Strom-Spannungs-, Spannungsteiler-, Brücken-, Resonanzkreis-, Schwingeeinsatz- und Schwebungsschaltung (Lück, 1964). Um den Einfluß der ohmschen Leitfähigkeit zu reduzieren können zusätzlich nichtleitende Sperrschichten zwischen den Elektroden des Meßkondensators angebracht werden (Gross und McGehee, 1988). Die Form des Meßkondensators selbst ist je nach Material und Einsatzzweck unterschiedlich. Man verwendet Parallel- und Streufeldkondensatoren, deren Elektroden z.B. als Platten, Rohre, Becher, Walzen, Käämme und Nadeln ausgeformt sind (Kupfer und Neue, 1997). Diese Kondensatoranordnungen können bei niedrigen Frequenzen durch ein Ersatzschaltbild mit konzentrierten Bauelementen beschrieben werden. Bei höheren Frequenzen, d.h. wenn die geometrischen Abmessungen der Elektroden nicht mehr klein gegen die Wellenlänge der angelegten Meßspannung sind, versagt diese Darstellung. Konzentrierte Bauelemente müssen dann durch verteilte Elemente wie z.B. Wellenleiter ersetzt werden. Als Wellenleiter eignen sich Zweidraht- oder Lecherleitungen, Koaxialleitungen, Hohlleiter oder auch dielektrische Leiter. Diese unterschiedlichen Wellenleiter führen zu unterschiedlichen Meßverfahren. Sie ermöglichen aber auch die Auswahl einer für die Meßaufgabe angepaßten Wellenleiterform. Eine gemeinsame Eigenschaft dieser Verfahren ist, daß sie die Änderung der Ausbreitungseigenschaften einer elektromagnetischen Welle im Meßsystem beobachten, wenn das zu untersuchende Material in den felderfüllten Raum eingebracht wird. Neben den auf Wellenleitern beruhenden Verfahren zur DK-Bestimmung gibt es Methoden, die auf der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen im freien Raum basieren. Dabei wird das zu untersuchende Material in den Übertragungsweg zwischen einer Sende- und Empfangsantenne eingebracht. Aus der Amplituden- und Phasenänderung gegenüber der ungestörten Ausbreitung kann man die komplexe Dielektrizitätszahl des Materials berechnen. Da man zumindest näherungsweise die Fernfeldbedingungen einhalten sollte, ist das Verfahren nur

für sehr hohe Frequenzen ab etwa 5 GHz geeignet. Andernfalls ist der mechanische Aufwand und der Aufwand für die Probenherstellung erheblich (Hallikainen et al., 1985). Ein weiteres Beispiel für ein Verfahren, bei dem die Freiraumausbreitung elektromagnetischer Wellen eine Rolle spielt ist die Radiometrie (Nyfors und Vainikainen, 1989). Anhand der von einem Körper ausgesandten Strahlung und seiner physikalischen Temperatur kann auf seine dielektrischen Eigenschaften geschlossen werden. Dieses Verfahren hat einen festen Platz in der Fernerkundung der Bodenfeuchte eingenommen und befindet sich in ständiger Weiterentwicklung (Kerr et al., 1997). Für Laboruntersuchungen an kleinen Proben ist die Radiometrie jedoch weniger geeignet. Bei der Methode der geführten Welle werden besonders häufig Lecherleitungen verwendet. Ihr Vorteil ist, daß sie in viele Materialien nachträglich leicht eingebracht werden können und somit bezüglich der Probenpräparation geringe Anforderungen stellen (Robinson und Dean, 1993). Koaxiale Wellenleiter sind ebenfalls geeignet, obwohl das Einpassen des Materials in den Raum zwischen Innen- und Außenleiter aufwendiger ist (Beldhadj-Tahar et al., 1990). Falls dies nicht gelingt und ein Luftspalt übrigbleibt, so können die Meßergebnisse erheblich verfälscht werden (Bussey, 1967) Auch bei den anderen Meßverfahren kommt es auf den einwandfreien Kontakt des Materials mit dem Sensor bzw. auf ein lückenloses Einpassen des Materials in die Sensorgeometrie an. Versäumnisse in diesem Bereich führen schnell zu erheblichen Meßfehlern, die weit über denen der eigentlichen Hochfrequenz-Meßschaltung liegen. Während die Lecherleitung für Frequenzen bis 1 GHz und die Koaxialleitung für Frequenzen bis 2 GHz am besten geeignet sind, verwendet man für höhere Frequenzen Hohlleiter, die entweder teilweise oder vollständig mit dem zu untersuchenden Material gefüllt werden. Auch hierbei kann wieder in Reflexion und/oder Transmission gemessen werden (Franceschetti, 1967). Während die bisher aufgezählten Methoden die Bestimmung der komplexen Dielektrizitätszahl über einen größeren Frequenzbereich erlauben, sind die Resonatormethoden auf ein Frequenzband beschränkt. Resonatoren bestehen aus Wellenleitern und verändern ihre Resonanzfrequenz und Güte in Abhängigkeit von den dielektrischen Eigenschaften des eingebrachten Materials. Dabei kann der Resonator entweder ganz oder nur teilweise gefüllt sein. Lecherwellenleitungsresonatoren werden z.B. zur Messung der Schneefeuchte verwendet (Sihvola et al., 1986). Koaxiale Leitungsresonatoren eignen sich bevorzugt für Böden und Gestein (Bussey, 1979).

Die Auswahl eines geeigneten Meßverfahrens wird wesentlich von den praktischen

Aspekten der Probenpräparation und von den hochfrequenztechnischen Eigenschaften der Meßanordnung beeinflusst. Für die in dieser Arbeit durchgeführten Bodenuntersuchungen wurden drei geeignete Methoden ausgewählt, die in den nachfolgenden Abschnitten beschrieben werden. Maßgebliche Entscheidungskriterien waren dabei die Meßgenauigkeit, das Meßvolumen sowie die Handhabung. Daraus ergeben sich dann entsprechende Frequenzbereiche.

4.2.2 Übergang Koaxialleiter - Rundhohlleiter

Der Übergang vom Koaxialleiter zum Rundhohlleiter eignet sich aufgrund seiner günstigen geometrischen Form besonders für Böden und Kalibrierflüssigkeiten (Bild 19). Das Material wird in den Zylinder des Rundhohlleiters eingefüllt und die dazuge-

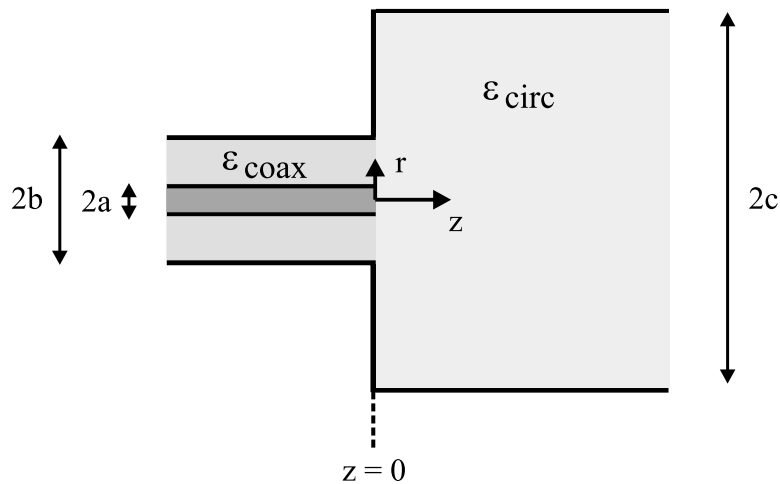


Abbildung 4.1: Übergang vom Koaxialleiter auf den Rundhohlleiter.

hörige Änderung des Eingangsreflexionsfaktors für die TEM-Grundmode mit einem VNWA (vektorieller Netzwerkanalysator) gemessen. In grober Näherung kann der Übergang vom Koaxialleiter zum Rundhohlleiter durch eine konzentrierte Kapazität beschrieben werden. Für genaue Messungen ist jedoch eine feldtheoretische Untersuchung erforderlich, mit der sich die Beziehung zwischen Dielektrizitätszahl und Eingangsreflexionsfaktor bestimmen läßt. Dies kann mit Hilfe der Variationsrechnung (Risley, 1969) oder mit der Least-Squares-Boundary-Residual-Methode (Razaz und Davies, 1979) erfolgen. Ein weiterer Berechnungsgang für niedrige Frequenzen mit Fourier-Bessel-Reihen wird von Mahoney (1987) angegeben, während Otto und Chew (1991) den abgewandelten Fall untersuchen, daß der Rundhohlleiter am Ende mit einer leitenden Platte abgeschlossen ist und somit einen Resonator darstellt.

Die Berechnungen in dieser Arbeit wurden mit der Mode-Matching-Methode durchgeführt (Shih, 1989), die eine einfache Rechnerimplementation erlaubt. Dazu wurde das Programm COCI entwickelt, das im folgenden beschrieben wird. Eine spätere Überprüfung der Ergebnisse erfolgte mit dem schon in Kapitel 3.3.3 vorgestellten Softwarepakets MAFLA, das die Maxwell-Gleichungen numerisch mit Hilfe des finiten Integrationsalgorithmus löst.

4.2.2.1 Mode-Matching Methode

Das Mode-Matching Verfahren ist eine häufig verwendete Methode zur Lösung von Randwertproblemen der Hochfrequenztechnik. Es eignet sich besonders für Aufgaben, bei denen zwei Raumgebiete mit separaten Koordinatensystemen durch Grenzflächen verbunden sind. In den jeweiligen Koordinatensystemen werden die Maxwell-Gleichungen durch einen Satz orthonormaler Moden gelöst. Die Koeffizienten der einzelnen Moden lassen sich aus den Randbedingungen an der Grenzfläche mit Hilfe eines linearen Gleichungssystems bestimmen. Da dieses Gleichungssystem unendlich groß und somit keine exakte Lösung möglich ist, berücksichtigt man nur eine begrenzte Zahl von Moden und prüft die Konvergenz (Lewin, 1970).

Die folgenden Berechnungen beruhen auf der in Bild 4.1 gezeigten Anordnung. Der koaxiale Leiter führt eine von $z = -\infty$ kommende TEM-Welle als anregendes Signal. An der Übergangsstelle vom koaxialen Leiter zum Rundhohlleiter entstehen daraufhin neue Wellen. So laufen im Koaxialkabel eine reflektierte TEM-Welle und aperiodisch gedämpfte höhere Moden zurück, während in den Rundhohlleiter aperiodisch gedämpfte Wellen transmittiert werden. Aufgrund der Zylindersymmetrie treten dabei nur TM-Wellen mit winkelunabhängigen Feldgrößen auf. Um die aperiodische Dämpfung der höheren Moden zu gewährleisten, darf die anregende elektromagnetische Welle eine obere Frequenzgrenze nicht überschreiten. Diese Frequenzgrenze läßt sich in Abhängigkeit der geometrischen Abmessungen des Koaxialleiters (siehe Bild 4.1) und der dielektrischen Eigenschaften des Isolators zwischen Innen- und Außenleiter angeben (Zinke et al., 1990).

$$f_{grenz, coax} \approx \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{coax}}} \frac{1}{\pi(a+b)} \quad [\text{Hz}] \quad (4.1)$$

Der Wellenwiderstand Z_0 des Koaxialkabels ist dabei wie folgt definiert.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{coax}}}} \ln \frac{b}{a} \quad [\Omega] \quad (4.2)$$

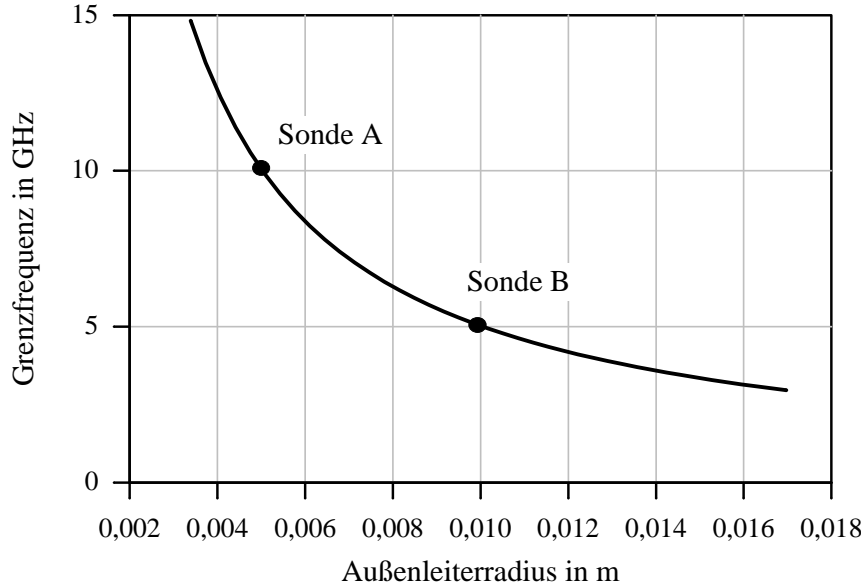


Abbildung 4.2: Grenzfrequenz für die Ausbreitung höherer Moden im Koaxialleiter mit einem Wellenwiderstand von 50Ω und variablem Außenleiterradius.

Bild 4.2 zeigt, wie die Grenzfrequenz für die Ausbreitung höherer Moden im Koaxialleiter von den geometrischen Abmessungen abhängt. Man erkennt, daß die Ausbreitung höherer Moden frühestens bei 5 GHz einsetzt und darunter die gewünschte aperiodische Dämpfung vorhanden ist. Die als Sonde A und Sonde B bezeichneten Punkte stehen für die in dieser Arbeit entwickelten Koaxialleiter-Rundhohlleiter-Übergänge (Konstruktionszeichnungen siehe Suhm, 1994). Deren Außendurchmesser wurde zu 9,8 mm bzw. 20 mm gewählt. Als Dielektrikum setzt man Teflon mit einer DK von $\varepsilon_{\text{coax}} = 2,15$ ein. Um den gewünschten Wellenwiderstand von $Z_0 = 50 \Omega$ zu erhalten werden gemäß Gl. 4.2 Innenleiterradien von 2,9 mm bzw. 5,9 mm gewählt.

Im Rundhohlleiter sind voraussetzungsgemäß alle Moden aperiodisch gedämpfte TM-Moden. Dies führt zu einer weiteren oberen Frequenzgrenze, bis zu der die nachfolgenden Untersuchungen gelten (Zinke et al., 1990).

$$f_{\text{grenz,circ}} \approx \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{circ}}}} \frac{1,841}{\pi 2c} \quad [\text{Hz}] \quad (4.3)$$

In Bild 4.3 ist die Grenzfrequenz in Abhängigkeit vom Durchmesser und der Dielektrizitätszahl des im Rundhohlleiter befindlichen Materials angegeben. Man erkennt,

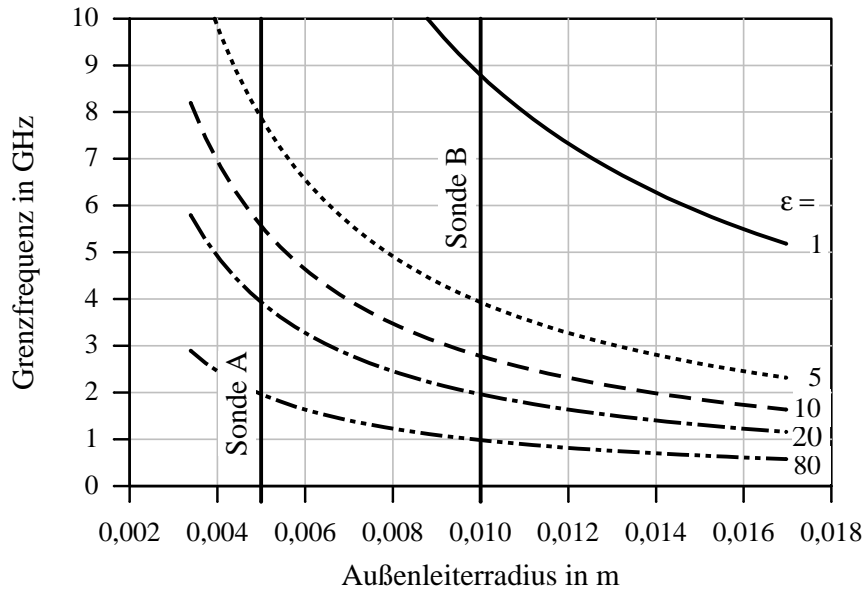


Abbildung 4.3: Grenzfrequenz für die Ausbreitung von TM-Moden im Rundhohlleiter in Abhängigkeit vom Außenleiterradius und der DK der Hohlleiterfüllung ε_{circ} .

daß die Grenzfrequenzen in den Messfrequenzbereich hineinreichen. Sonde A eignet sich bis etwa 2 GHz, während Sonde B nur bis 1 GHz verwendet werden kann. Maßgebend ist die Kurve für eine DK von $\varepsilon = 80$, da vor jeder Messung mit Wasser kalibriert werden muß.¹

Unter der Voraussetzung, daß die oberen Frequenzgrenzen eingehalten werden, ergibt sich der folgende Ansatz für die tangentialen Feldkomponenten im Koaxialkabel an der Übergangsstelle $z = 0$ (Mosig et al., 1981).

$$E_{r_{coax}} = f_0(r) + \sum_{m=0}^{max-1} R_m f_m(p_{coax_m} r) \quad (4.4)$$

$$H_{\varphi_{coax}} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{coax} \left[\frac{f_0}{\gamma_{coax_0}} - \sum_{m=0}^{max-1} R_m \frac{f_m}{\gamma_{coax_m}} \right] \quad (4.5)$$

In den obigen Gleichungen wie auch in den nachfolgenden Ausdrücken wird der Term $e^{j\omega t}$ der harmonischen Zeitabhängigkeit aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen. Desweiteren muß die theoretisch unendlich große Zahl der Moden für die Computerberechnung begrenzt werden. Mit der Maximalzahl max der zu berücksichtigenden

¹Mit Kalibrierflüssigkeiten geringerer DK läßt sich der nutzbare Frequenzbereich nach oben verschieben. Wasser ist jedoch die Flüssigkeit mit den am besten bekannten dielektrischen Eigenschaften und wird deshalb bevorzugt verwendet.

Moden definiert man die folgenden Laufvariablen.

$$\begin{aligned} m &= 0 \dots max - 1 \\ n &= 1 \dots max - 1 \\ k &= 1 \dots max - 1 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Die Funktionen f_m spiegeln die radiale Abhängigkeit der Felder wieder, während der Betrag der verallgemeinerten komplexen Reflexionskoeffizienten R_m die Amplituden der einzelnen Moden kennzeichnen. Für die Grundmode gilt

$$f_0(r) = \frac{1}{r} \quad (4.7)$$

und für die höheren Moden

$$f_m(\rho) = J_1(p_{coa x_m} r) Y_0(p_{coa x_m} r) - Y_1(p_{coa x_m} r) J_0(p_{coa x_m} r), \quad (4.8)$$

wobei sich die Eigenwerte aus

$$Y_0(p_{coa x_m} a) J_0(p_{coa x_m} b) = J_0(p_{coa x_m} a) Y_0(p_{coa x_m} b) \quad (4.9)$$

und die Ausbreitungskonstanten aus

$$\gamma_{coa x_0} = j \sqrt{\varepsilon_{coa x} (\omega/c_0)^2} \quad (4.10)$$

für die TEM-Mode und

$$\gamma_{coa x_n} = \sqrt{p_{coa x_n}^2 - \varepsilon_{coa x} (\omega/c_0)^2} \quad (4.11)$$

für die höheren TM-Moden ergeben. Im Gegensatz zu den Berechnungen von Mosig et al. (1981) wurde auf eine Normierung der Funktionen f_m verzichtet. Für den weiteren Rechengang ist dies unerheblich, da die Normierung in den R_m enthalten ist.

Auf der anderen Seite der Grenzfläche, d.h. im Rundhohlleiter, erhält man an der Stelle $z = 0$ die folgende Darstellung der tangentialen Feldkomponenten (Gex-Fabry et al., 1979). Man beachte, daß voraussetzungsgemäß nur $TM_{0,m}$ -Moden zugelassen sind.

$$Er_{circ} = \sum_{m=0}^{max-1} T_m J_1(p_{circ m} r) \quad (4.12)$$

$$H\varphi_{circ} = \sum_{m=0}^{max-1} j \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{circ} \frac{T_m}{p_{circ m}} J_1(p_{circ m} r) \quad (4.13)$$

Unter den Koeffizienten T_m werden dabei verallgemeinerte Transmissionskoeffizienten verstanden. Die Eigenwerte p_{circ_m} ermittelt man mit Hilfe der Nullstellen z_{0m} der Besselfunktion J_0

$$p_{circ_m} c = z_{0m} \quad (4.14)$$

und die dazugehörigen Ausbreitungskoeffizienten aus

$$\gamma_{circ_m} = \sqrt{p_{circ_m}^2 - \varepsilon_{circ}(\omega/c_0)^2}. \quad (4.15)$$

In der Ebene $z = 0$ müssen die in den beiden Raumbereichen definierten tangentialen Feldstärken stetig ineinander übergehen bzw. entlang der metallischen Flächen verschwinden. Dies führt zu den folgenden Grenzbedingungen.

$$\begin{aligned} Er_{coax} &= Er_{circ} = 0 & 0 \leq \rho < a \\ Er_{coax} &= Er_{circ} & H\varphi_{coax} = H\varphi_{circ} & a \leq \rho \leq b \\ Er_{coax} &= Er_{circ} = 0 & b < \rho \leq c \end{aligned} \quad (4.16)$$

Mit Hilfe dieser Bedingungen und den Entwicklungen der Felder in beiden Raumbereichen können die unbekannt Koeffizienten R_m und T_m bestimmt werden. Dazu werden die T_m mit Hilfe von Orthogonalitätsrelationen durch die R_m ausgedrückt, m Gleichungen für die R_m gebildet und diese dann aufgelöst. Im einzelnen erfolgt die Berechnung wie nachstehend angegeben. Zuerst wird die Grenzbedingung für die elektrische Feldstärke in der Ebene $z = 0$ durch Gleichsetzen der tangentialen Komponenten gemäß Gl. 4.4 und Gl. 4.12 erfüllt.

$$f_0 + R_0 f_0 + \sum_{n=1}^{max-1} R_n f_n(p_{coax_n} r) = \sum_{m=0}^{max-1} T_m J_1(p_{circ_m} r) \quad (4.17)$$

Die rechte und die linke Seite diese Beziehung werden nun mit $J_1(p_{circ_m} \rho)$ multipliziert und über das Intervall $[0, b]$ integriert. Mit Hilfe der Orthogonalitätsrelationen (Westphalen, 1965) folgt daraus:

$$\begin{aligned} (1 + R_0) \int_a^b f_0 J_1(p_{circ_m} r) r dr + \sum_{n=1}^{max-1} R_n \int_a^b f_n(p_{coax_n} r) J_1(p_{circ_m} r) r dr \\ = T_m \int_0^b J_1^2(p_{circ_m} r) r dr. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Dabei berücksichtigt man, daß $Er = 0$ für $0 \leq r < a$.

Zur Vereinfachung der Schreibweise werden nun Abkürzungen eingeführt.

$$A_m = \int_a^b f_0 J_1(p_{circ_m} r) r dr \quad (4.19)$$

$$B_{m,n} = \int_a^b f_n(p_{coax_n} r) J_1(p_{circ_m} r) r dr \quad (4.20)$$

$$C_m = \int_0^b J_1^2(p_{circ_m} r) r dr \quad (4.21)$$

Das Auflösen von Gl. (4.18) nach T_m ergibt dann

$$T_m = \frac{1}{C_m} \left[A_M + R_0 A_m + \sum_{n=1}^{max-1} R_n B_{m,n} \right]. \quad (4.22)$$

Damit sind die Transmissionskoeffizienten T_m durch die Reflexionskoeffizienten R_m bestimmt. Im nächsten Schritt können die Grenzbedingungen für die magnetische Feldstärke erfüllt und das lineare Gleichungssystem für die unbekanntenen Reflexionskoeffizienten R_m aufgestellt werden.

Aus den Gleichungen 4.5 und 4.13 folgt für die tangentialen Komponenten der magnetischen Feldstärke.

$$\frac{\varepsilon_{coax}}{\varepsilon_{circ}} \left[\frac{f_0}{\gamma_{coax_0}} (1 - R_0) - \sum_{n=1}^{max-1} R_n \frac{f_n(p_{coax_n} r)}{\gamma_{coax_n}} \right] = \sum_{m=0}^{max-1} T_m \frac{J_1(p_{circ_m} r)}{\gamma_{circ_m}} \quad (4.23)$$

Eine Entwicklung von Gl. 4.23 nach den Rundhohlleitermoden führt auf die Multiplikation mit $f_0 r = 1$ mit anschließender Integration über das Intervall $[a, b]$.

$$\frac{\varepsilon_{coax}}{\varepsilon_{circ}} \left[(1 - R_0) \int_a^b \frac{f_0}{\gamma_{coax_0}} dr \right] = \sum_{m=0}^{max-1} T_m \int_a^b \frac{J_1(p_{circ_m} r)}{\gamma_{circ_m}} dr \quad (4.24)$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden die nachstehenden Abkürzungen eingeführt.

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{coax}}{\varepsilon_{circ}} \quad (4.25)$$

$$E = \int_a^b \frac{f_0}{\gamma_{coax_0}} dr \quad (4.26)$$

$$D_m = \int_a^b \frac{J_1(p_{circ_m} r)}{\gamma_{circ_m}} dr \quad (4.27)$$

Damit ergibt sich eine sehr kompakte Form von Gl. 4.24 zu:

$$\varepsilon(1 - R_0)E = \sum_{m=0}^{max-1} T_m D_m. \quad (4.28)$$

Aus Gl. 4.18 wird nun T_m eingeführt und umgeformt.

$$\varepsilon E - \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m D_m}{C_m} = R_0 \left(\varepsilon E + \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m D_m}{C_m} \right) + \sum_{n=1}^{max-1} R_n \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,n} D_m}{C_m} \quad (4.29)$$

In einem weiteren Schritt wird Gl. 4.24 nach den höheren coaxialen Moden entwickelt. Dies geschieht wiederum durch Multiplikation mit den radialen Feldstärkeverteilungsfunktionen und anschließender Integration über das Intervall $[a, b]$. Dabei wird wieder von den Orthogonalitätsrelationen Gebrauch gemacht.

$$R_n - \varepsilon \int_a^b \frac{f_n f_n}{\gamma_{coax_n}} r dr = \sum_{m=0}^{max-1} T_m \int_a^b \frac{J_1(p_{circ_m} r)}{\gamma_{circ_m}} f_n r dr \quad (4.30)$$

Als Abkürzungen definiert man:

$$F_n = \int_a^b \frac{f_n f_n}{\gamma_{coax_n}} r dr, \quad (4.31)$$

$$G_{m,n} == \sum_{m=0}^{max-1} T_m \int_a^b \frac{J_1(p_{circ_m} r)}{\gamma_{circ_m}} f_n r dr \quad (4.32)$$

und gelangt so zur verkürzten Schreibweise von Gl. 4.30

$$-\varepsilon R_n F_n = \sum_{m=0}^{max-1} T_m G_{m,n}. \quad (4.33)$$

Aus Gl. 4.18 wird nun T_m eingeführt und umgeformt.

$$-\sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m G_{m,n}}{C_m} = R_0 \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m G_{m,n}}{C_m} + R_n \varepsilon F_n + \sum_{k=1}^{max-1} R_k \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,k} G_{m,n}}{C_m} \quad (4.34)$$

Mit Gl. 4.29 und Gl. 4.34 stehen jetzt m Gleichungen für die m Unbekannten R_m zur Verfügung. Man erhält daraus die Matrixgleichung

$$\mathbf{MR} = \mathbf{S}. \quad (4.35)$$

In R sind dabei alle Reflexionsfaktoren R_m zusammengefasst, während sich die Ma-

trizen \mathbf{M} und \mathbf{S} wie folgt ergeben.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \varepsilon E + \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m D_m}{C_m} & \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,1} D_m}{C_m} & \cdots & \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,n} D_m}{C_m} \\ \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m G_{m,1}}{C_m} & \varepsilon F_1 + \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,1} G_{m,1}}{C_m} & & \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,k} G_{m,1}}{C_m} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \sum_{m=0}^{max-1} \frac{A_m G_n}{C_m} & \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,1} G_{m,n}}{C_m} & \cdots & \varepsilon F_k + \sum_{m=0}^{max-1} \frac{B_{m,k} G_n}{C_m} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \varepsilon E - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_m D_m}{C_m} \\ - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_m G_{m,1}}{C_m} \\ \vdots \\ - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_m G_{m,n}}{C_m} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Die in den Matrizen \mathbf{M} und \mathbf{S} enthaltenen Koeffizienten A_m , $B_{m,n}$, C_m , D_m , E , F_n und $G_{m,n}$ bestehen aus Integralen von Besselfunktionen, die durch geschickte Umformung analytisch gelöst werden können (Lösch, 1966; Watson, 1952).

Im letzten Schritt der Berechnung löst man Gl. (4.35) nach R auf.

$$R = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S} \quad (4.38)$$

Das erste Element des Vektors R ist der gesuchte Reflexionsfaktor r für die Grundmode in der Koaxialleitung.

Die Genauigkeit der Berechnungen hängt von der Anzahl der verwendeten Moden ab. Am Beispiel der Sonde B wurde die Phase des Reflexionsfaktors r für Modenzahlen von 2 bis 20 und verschiedene DKs im Rundhohlleiter berechnet. In Bild 4.4 ist dazu die Abweichung der berechneten Phase von der tatsächlichen Phase über der Modenzahl aufgetragen. Je höher die DK im Rundhohlleiter, desto mehr Moden müssen in der Rechnung berücksichtigt werden. Mit 20 berücksichtigten Moden kann man für die Sonde B ausreichend genaue Ergebnisse erzielen. Die Abweichung der berechneten

von der tatsächlichen Phase ist dann weit unter 1° gesunken.² Neben der Betrachtung

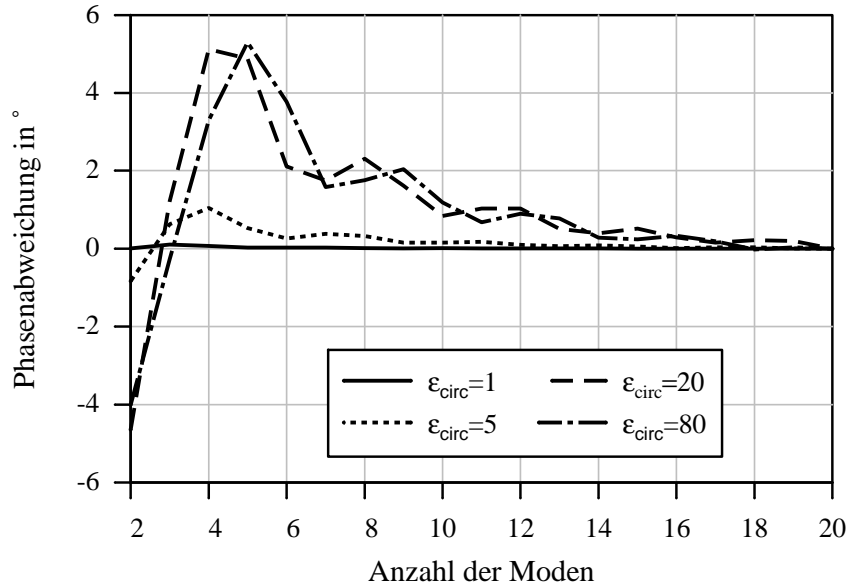


Abbildung 4.4: Konvergenzverhalten der Phase des Reflexionsfaktors r für Sonde B. Frequenz: 1000 MHz.

tung der Konvergenz des Reflexionsfaktors r ist die Einhaltung der Grenzbedingungen gemäß Gl. 4.16 zu überprüfen. Dazu trägt man die tangentialen Feldstärken der Koaxial- und Rundhohlleitermodenentwicklung in der Ebene $z = 0$ auf und vergleicht ihren Verlauf. In Abbildung 4.5 erkennt man, wie mit steigender Modenzahl eine zunehmende Übereinstimmung der Entwicklungen erzielt wird. Bei 40 Moden sind die Grenzbedingungen bis auf den Feldstärkesprung bei $r = a$ gut erfüllt.

Die in dieser Arbeit entwickelten Sonden A und B eignen sich für Frequenzen ab etwa 100 MHz. Bei niedrigeren Frequenzen ist die Phasendynamik Wasser/Luft im Vergleich zur Phasenmeßgenauigkeit der verwendeten Netzwerkanalysatoren zu gering (Bild 4.6). Die entsprechenden Fehlerbetrachtungen wurden von Suhm (1994) durchgeführt. Wie zu erwarten stellt er fest, daß die Meßunsicherheit mit kleiner werdender Frequenz und niedrigerer DK deutlich zunimmt.

²Eine Einsparung an Rechenzeit und Speicherbedarf läßt sich durch eine quadratische Extrapolation der bei mehreren kleinen Modenanzahlen bestimmten Reflexionsfaktoren erreichen (Gregory et al., 1993).

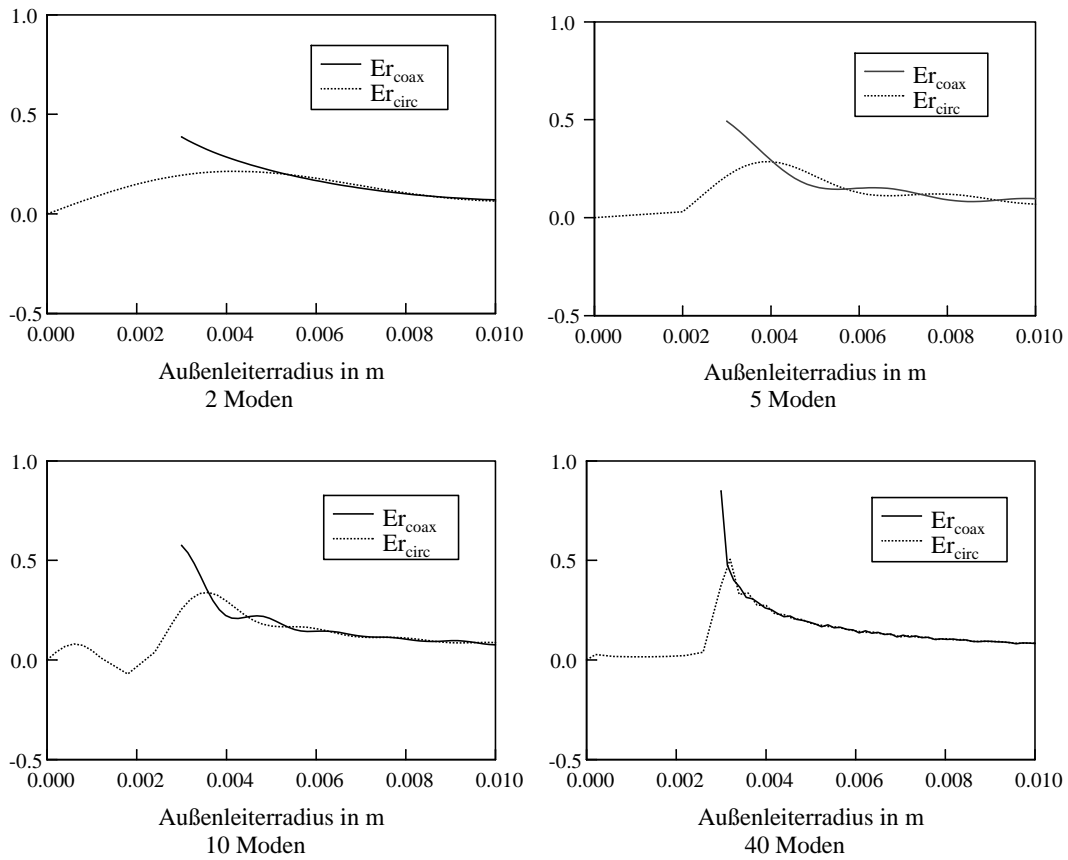


Abbildung 4.5: Tangentiale elektrische Feldstärken in der Ebene $z = 0$ der Sonde B. DK im Rundhohlleiter: $\varepsilon_{\text{circ}} = 1$, Frequenz: 1000 MHz.

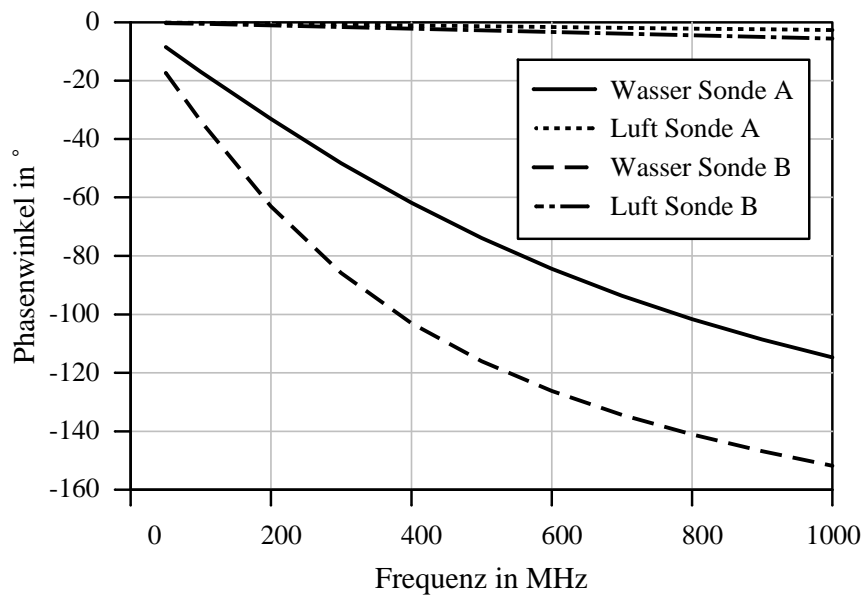


Abbildung 4.6: Phasengang der Sonden A und B über der Frequenz.

4.2.2.2 Vergleich der Mode-Matching Methode mit anderen Verfahren

Um eine Aussage über die Genauigkeit der mit dem Mode-Matching-Algorithmus erzielten Berechnungsergebnisse treffen zu können, wurde der Übergang vom Koaxial- zum Rundhohlleiter mit dem numerischen Feldberechnungsprogramm MAFIA untersucht und zusätzlich auf Ergebnisse anderer Autoren zurückgegriffen. Mit MAFIA können neben elektrostatischen Problemen auch transiente elektrodynamische Vorgänge untersucht werden. Dazu werden die nachstehenden Maxwell-Gleichungen numerisch gelöst. Die ersten zwei Gleichungen 4.39 und 4.40 beschreiben den Zusammenhang zwischen der zeitlichen Änderung der Durchflutung einer Fläche A mit den Flußdichten \vec{B} und \vec{D} bzw. der Stromdichte \vec{J} und den induzierten Feldstärken \vec{E} und \vec{H} . Die Quelleneigenschaften der Felder werden durch die beiden letzten Gleichungen 4.41 und 4.42 beschrieben.

$$\oint_{(A)} \vec{E} ds = - \int \int \frac{\partial}{\partial t} \vec{B} dA \quad (4.39)$$

$$\oint_{(A)} \vec{H} ds = \int \int_A \left(\frac{\partial}{\partial t} \vec{D} + \vec{J} \right) dA \quad (4.40)$$

$$\int \int_{(V)} \vec{B} dA = 0 \quad (4.41)$$

$$\int \int_{(V)} \left(\frac{\partial}{\partial t} \vec{D} + \vec{J} \right) dA = 0 \quad (4.42)$$

Zudem lassen sich die elektrischen und magnetischen Felder über die nachfolgenden Materialgleichungen für zeitinvariante und lineare Medien miteinander verbinden.

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \varepsilon \varepsilon_0 \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \mu_0 \vec{H} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Zur Lösung der Maxwell'schen Gleichungen wird das zu untersuchende Raumgebiet in endlich viele Zellen unterteilt. Die Anwendung von Gl. 4.39 und 4.40 auf eine Elementarzelle mit Hilfe einer Approximation der Integrale liefert den Zusammenhang zwischen den auf dem Zellenrand befindlichen Feldkomponenten und der Durchflutung. Eine Verknüpfung der Felder angrenzender Zellen erfolgt dabei unter Ausnutzung der Stetigkeitsbedingungen. Letztendlich erhält man ein diskretes Analogon der

Maxwell-Gleichungen, das mit Hilfe von Zeitbereichsverfahren gelöst werden kann (Yee, 1966).

Die Vorgehensweise bei der Berechnung der Reflexionseigenschaften des Übergangs vom Koaxial- zum Rundhohlleiter besteht aus 3 Schritten. Im ersten Schritt wird das für die Diskretisierung notwendige Gitter erzeugt. Dabei nützt man die Rotationssymmetrie aus und reduziert die dreidimensionale Anordnung auf zwei Dimensionen mit erheblichen Vorteilen bezüglich Rechenzeit und Speicheranforderungen. Im zweiten Schritt wird die anregende TEM-Mode im Koaxialleiter als harmonisches Zeitsignal definiert und damit der Zeitbereichslöser gestartet. Um die Reflexionseigenschaften für die TEM-Mode zu ermitteln muß ein ausreichend großes Zeitintervall für die Berechnung vorgegeben werden, das ein Erreichen des eingeschwungenen Zustands sicherstellt. Im dritten Schritt werden die Phasen und Beträge der ausgesandten und reflektierten TEM-Wellen mit Hilfe einer Fouriertransformation bestimmt. Daraus ergibt sich der Reflexionsfaktor $r = R_0$ für die Grundmode. Zudem können die berechneten Felder im Postprozessor visualisiert werden. Am Beispiel der Sonde B kann man zeigen, wie sich die elektrische Feldstärke um die Ebene $z = 0$ konzentriert und so das Meßvolumen eingrenzt (Bild 4.7). Man erkennt, daß das elektrische Feld nur

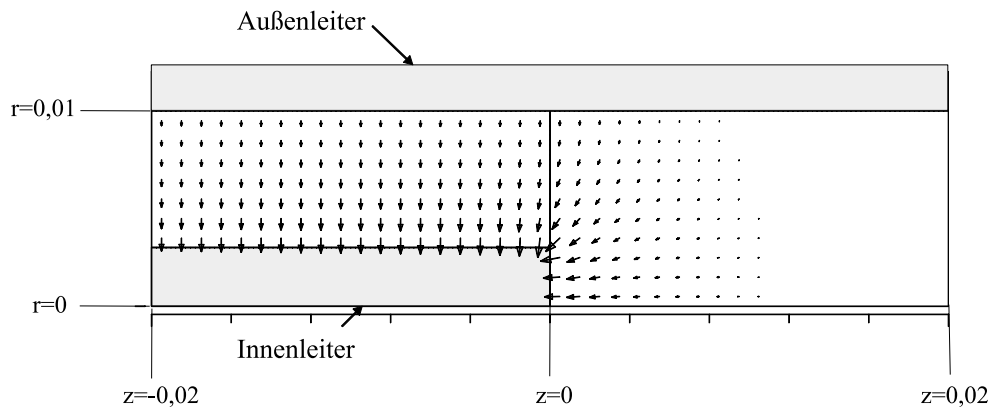


Abbildung 4.7: Elektrische Feldstärkeverteilung in der luftgefüllten Sonde B (Abmessungen in m). Aufgrund der Rotationssymmetrie kann die Berechnung mit dem zweidimensionalen Lösungsmodul von MAFIA erfolgen (rz-Geometrie).

wenig in den luftgefüllten Raum des Rundhohlleiters hinausgreift. Für Materialien mit höherer DK wird die aperiodische Dämpfung jedoch geringer und die Eindringtiefe größer. Bei der Konstruktion der Sonden wurde dies beachtet und die Länge des Rundhohlleiterstücks ausreichend groß gewählt. Ein Vergleich der mit MAFIA

Autor bzw. Berechnungsverfahren	Kapazität in fF	Phasenwinkel in °
Risley (1969)	220,18	-7.914
Woods (1972)	217,7	-7.825
Razaz und Davies (1979)	218,07	-7.838
Göttman et al. (1996)	217,69	-7.825
Eigene Berechnungen mit Mode Matching (75 Moden)	217,48	-7.817
Eigene Berechnungen mit MAFIA (10000 Gitterpunkte)	222,2	-7.99

Tabelle 4.1: Vergleich verschiedener Berechnungsverfahren für den Übergang Koaxialleiter-Rundhohlleiter. Abmessungen gemäß der Bezeichnungen von Bild 4.1: $a=0,0082742$ m, $b=c=0,0190487$ m, $\varepsilon_{coax} = 1$, $\varepsilon_{circ} = 1$.

und der Mode-Matching Methode durchgeführten Berechnungen ist in Tabelle 4.1 zusammen mit den Ergebnissen anderer Autoren aufgeführt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung in den Kapazitäten bzw. Phasenwinkeln, die im Bereich weniger fF bzw. bei maximal $0,2^\circ$ liegt. Die etwas größeren Abweichungen von MAFIA lassen sich durch die relativ geringe Zahl an Gitterpunkten erklären. Die Meßunsicherheit bei Phasenmessungen ist im allgemeinen deutlich größer als diese geringen Unterschiede. So gibt Suhm (1994) für den am IMK entwickelten Meßplatz zur DK-Bestimmung eine typische Meßunsicherheit von $0,3^\circ$ für die Phase an.

Mit den vorstehend beschriebenen Berechnungsverfahren kann der Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von den dielektrischen Eigenschaften der Materialprobe im Bereich des Rundhohlleiters bestimmt werden. Für die Lösung der inversen Aufgabe, d.h. von dem gemessenen Reflexionsfaktor auf die DK der Probe zu schließen, gibt es verschiedene Ansätze. So wird von Grant et al. (1989) ein iteratives Verfahren nach Newton-Raphson vorgeschlagen, das aber zu rechenintensiv und zeitaufwendig ist, um damit eine Meßgerätesoftware auszustatten. Ein anderer Weg wird von Stuchly et al. (1994) vorgeschlagen, die die Eingangsimpedanz durch eine rationale Funktion darstellen und die Inversion auf eine Nullstellensuche zurückführen. Statt dessen empfiehlt Spicopoulos (1985) die Zuordnung der komplexen Dielektrizitätszahl zum Reflexionskoeffizient mit Hilfe einer Polynomapproximation. In einer abgewandelten Form wurde dieser Vorschlag beim Aufbau des Labormessplatzes zur Bestimmung von

dielektrischen Materialeigenschaften realisiert (Suhm, 1994).

4.2.3 Koaxialleitung mit offenem Ende

Der Übergang Koaxialleiter-Rundhohlleiter eignet sich nur für Materialien, die in den Rundhohlleiter eingefüllt werden können. Will man jedoch ohne Probennahme und damit zerstörungsfrei Messungen vornehmen, dann bietet sich die Koaxialleitung mit offenem Ende an (Bild 4.8). Für die Messung wird der Sensor an die Ober-

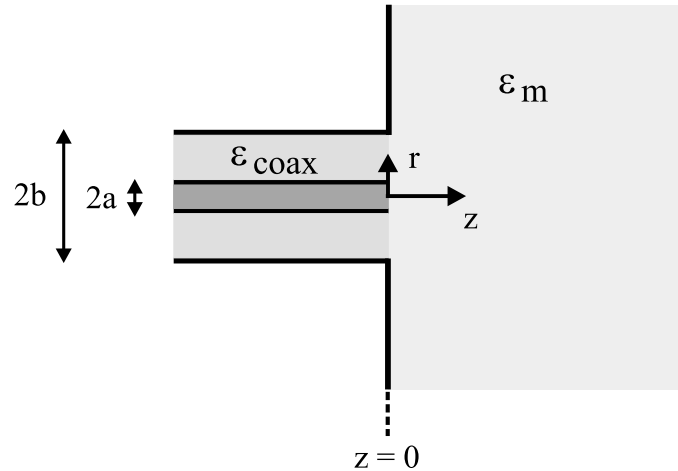


Abbildung 4.8: Koaxialleitung mit offenem Ende als Sensor zur DK-Bestimmung.

fläche des zu untersuchenden Materials gedrückt und der Reflexionsfaktor für die TEM-Grundmode in der Koaxialleitung bestimmt. Daraus lassen sich mit Hilfe eines Sondenmodells die dielektrischen Materialeigenschaften ermitteln. Dieser Sensortyp hat eine weite Verbreitung gefunden, was durch zahlreiche Veröffentlichungen dokumentiert ist. Einen umfassenden Überblick über die im Laufe der Zeit entwickelten Sondenmodelle und ihre Berechnungsverfahren findet man bei Pournaropoulos und Misra (1997). In dieser Arbeit wurden drei dieser Verfahren untersucht und mit den Ergebnissen anderer Autoren verglichen.

4.2.3.1 Mode-Matching Methode

Die elektrischen und magnetischen Feldstärken im Koaxialleiter werden durch die in Kapitel 4.2.2.1 eingeführten Gl. 4.4 und 4.5 beschrieben. Die Felder im Halbraum $z > 0$ können jedoch nicht in diskrete Moden entwickelt werden. Die magnetische

Feldstärke H_φ im ganzen Halbraum läßt sich aber durch die elektrische Feldstärke E_r in der Aperturebene ausdrücken (Mosig et al., 1981):

$$H_\varphi(r, z) = \frac{j\varepsilon_m \left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2}{2\pi\omega\mu_0} \int_a^b \int_0^{2\pi} E_r(r') \frac{\exp(-j\frac{\omega}{c_0}\sqrt{\varepsilon_m\rho})}{\rho} r' \cos\psi dr' d\psi, \quad (4.44)$$

mit

$$\begin{aligned} \psi &= \phi - \phi', \\ \rho &= \sqrt{r^2 + r'^2 - 2rr' \cos\psi + z^2}. \end{aligned} \quad (4.45)$$

Unter Zuhilfenahme der Randbedingung

$$H_\varphi(r, z = 0^-) = H_\varphi(r, z = 0^+) \quad (4.46)$$

gelangt man zu einem System von Integralgleichungen. Erfüllt man dieses System für eine endliche Zahl von Moden auf diskreten Kreiskonturen der Apertur in der Ebene $z = 0$, so kann man den Eingangsreflexionsfaktor für die TEM-Grundmode bestimmen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Programm KOAX entwickelt, in dem der obige Algorithmus implementiert ist. Aufgrund der in den Integralgleichungen auftretenden elliptischen Integrale mit Singularitäten ist die numerische Auswertung vergleichsweise zeitaufwendig.

4.2.3.2 Vergleichsberechnungen

Eine alternative Berechnungsmöglichkeit ergibt sich unter der Annahme, daß der offene Halbraum durch einen Rundhohlleiter mit entsprechend großem Radius angenähert werden kann. Unter dieser Voraussetzung kann der Algorithmus von Kapitel 4.2.2.1 mit entsprechend angepaßten Werten für den Außenleiterradius c verwendet werden. Als zweites Vergleichsverfahren bietet sich wiederum die numerische Feldberechnung mit MAFIA an. In Tabelle 4.2 sind für ein Beispiel die mit den drei unterschiedlichen Verfahren berechneten Phasenwinkel des Reflexionsfaktors im Vergleich zu Literaturangaben aufgetragen. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung, die auch hier überwiegend im Rahmen der Meßunsicherheit üblicher Netzwerkanalysatoren liegt.

Berechnungsverfahren	Phasenwinkel in °
Clarke et al. (1996) Programm COAX1	-11.88
Clarke et al. (1996) Programm COAX2	-11.68
Clarke et al. (1996) Programm TEH2	-12.12
Clarke et al. (1996) Programm RCAV	-12.13
Clarke et al. (1996) Programm MIC2	-11.76
Clarke et al. (1996) Programm AGPW	-11.79
Eigene Berechnungen mit COCI ($c=0,007549$, 15 Moden)	-12,77
Eigene Berechnungen mit COCI ($c=0,01$, 15 Moden)	-12,03
Eigene Berechnungen mit COCI ($c=0,015$, 15 Moden)	-11,81
Eigene Berechnungen mit KOAX (15 Moden)	-11.80
Eigene Berechnungen mit MAFIA (10000 Gitterpunkte)	-12.01

Tabelle 4.2: Vergleich verschiedener Berechnungsverfahren für den am Ende offenen Koaxialleiter. Abmessungen gemäß der Bezeichnungen von Bild 4.8: $a=0,002333$ m, $b=c=0,007549$ m, $\varepsilon_{coaax} = 2,15$, $\varepsilon_{Halbraum} = 1$, Frequenz: 3 GHz. Näheres zu den von Clarke et al. (1996) verwendeten Berechnungsverfahren findet sich bei Gregory et al. (1993). Ein Vergleich der Beträge der Reflexionsfaktoren erübrigt sich, da diese aufgrund der verlustlosen Materialien und der geringen Abstrahlungsverluste nahezu gleich 1 sind.

Der mit COCI berechnete Phasenwinkel nähert sich mit zunehmenden Radius c dem als am genauesten angenommen Ergebnis von KOAX an. Vorteilhaft ist die erheblich geringere Rechenzeit von COCI gegenüber KOAX aufgrund der analytisch auswertbaren Integrale. Nachteilig ist jedoch, daß mit zunehmenden Außenleiterradius und höherer DK eine sehr große Zahl von Moden berücksichtigt werden muß, um die Konvergenz zu gewährleisten. Ab der durch Gl. 4.1 gegebenen Frequenzgrenze für die aperiodische Dämpfung versagt die Berechnung mit COCI.

4.2.3.3 Kennlinie einer Sonde

In dieser Arbeit wurden mehrere Sonden mit am Ende offenen Koaxialleitern entwickelt und für Laboruntersuchungen eingesetzt. Mit einer besonders großen Sonde (Sonde C, Außendurchmesser 33,8 mm) gelangen auch Feldmessungen an Wald-

und Ackerböden (Brandelik und Hübner, 1994). Mit dieser Sonde wurden zudem die dielektrischen Eigenschaften von Beton untersucht (Mouhasseb et al., 1995). Bild 4.9 gibt einen Eindruck von dem nutzbaren Frequenzbereich, der nach unten durch die Phasenmeßgenauigkeit und nach oben durch die Annäherung an den Kurzschluß ($r = -180^\circ$) eingegrenzt wird.

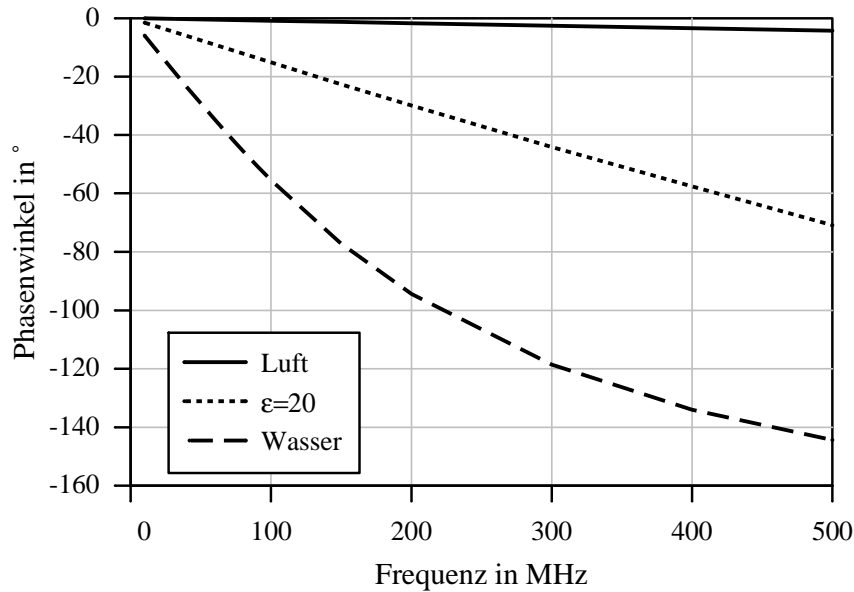


Abbildung 4.9: Phasengang der Sonde C über der Frequenz.

4.2.4 TEM-Wellenleiter-System

Die in den vorangegangenen Kapiteln untersuchten Sonden A, B und C eignen sich für Frequenzen ab etwa 100 MHz. Um auch den darunter liegenden Frequenzbereich zu erschließen, wurde eine weitere Sonde D entwickelt (Bild 4.10). Sie besteht aus einem coaxialen TEM-Wellenleiter, dessen gewöhnlich geschlossener Außenleiter durch 6 Edelstahlstifte ersetzt ist. Damit wird ein weitgehend zerstörungsfreies Einstecken der Sonde in das zu untersuchende Material ermöglicht.³ Der Eingangsreflexionsfaktor r an der Stelle $z = 0$ ist eine Funktion der Leitungslänge l , des Wellenwiderstands Z_{Luft} in Luft und der DK ϵ_m des zwischen den Stäben befindlichen Mediums

³Inwieweit das Einbringen der Sonde zerstörungsfrei ist hängt natürlich sehr von der Beschaffenheit des Materials ab. In rieselfähigen Substanzen wie z.B. einem Sandboden ist dies problemlos möglich, während bei eingetrocknetem Lehm ein Aufbrechen der Bodenmatrix und somit eine Luftspaltbildung fast unvermeidbar ist.

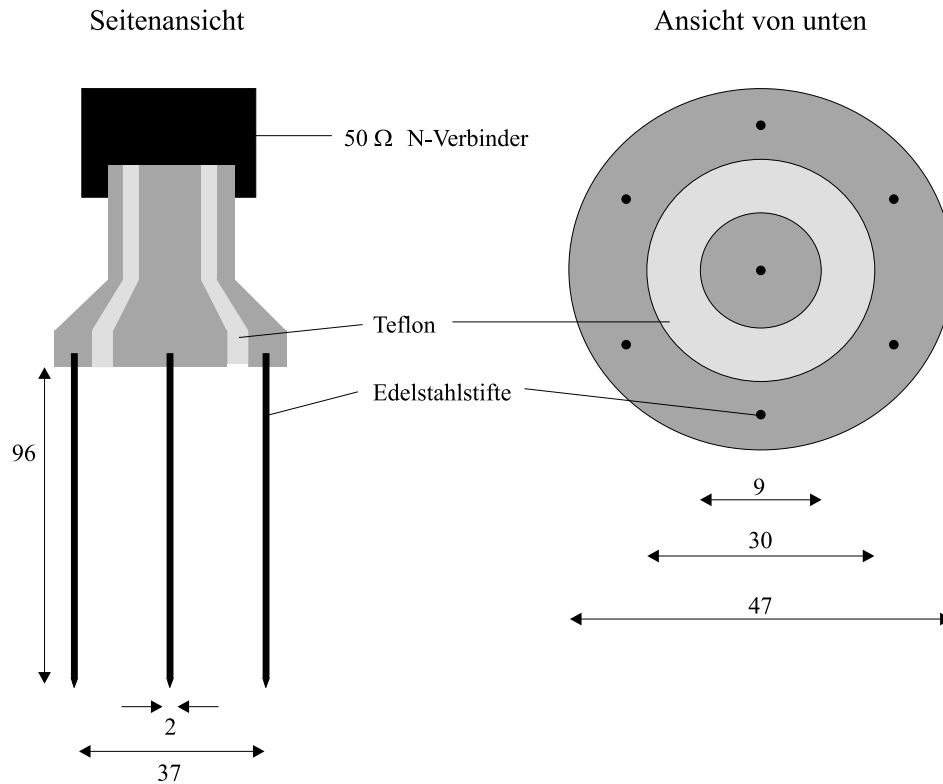


Abbildung 4.10: Koaxialer TEM-Wellenleiter als Sonde D (Abmessungen in mm).

(Nguyen, 1997):

$$r(f) = \frac{r^* + \exp(-2\gamma l)}{1 + r^* \exp(-2\gamma l)} \quad (4.47)$$

mit

$$r^* = \frac{1 - \frac{Z_0}{Z_{Luft}} \sqrt{\varepsilon_m}}{1 + \frac{Z_0}{Z_{Luft}} \sqrt{\varepsilon_m}} \quad (4.48)$$

und

$$\gamma l = j2\pi f l \sqrt{\varepsilon_m} / c_0. \quad (4.49)$$

Der Bezugswellenwiderstand Z_0 wird wie üblich zu 50Ω gewählt. Z_{Luft} und l können aus den geometrischen Abmessungen oder durch Messung an Materialien bekannter DK bestimmt werden. Im zweiten Fall werden die Streukapazitäten am Ende des Wellenleiters sowie an der Übergangsstelle $z = 0$ inherent berücksichtigt.⁴ In Abbildung 4.11 ist der Phasengang der Sonde D für verschiedene DKs über der Frequenz

⁴Die Streukapazität am Ende des Wellenleiters lässt sich z.B. durch eine gegenüber der geometrischen Abmessung vergrößerte Länge $l + \Delta l$ berücksichtigen.

aufgetragen. Der nutzbare Frequenzbereich beginnt bereits unter 10 MHz. Ab etwa 100 MHz werden die bei der Modellierung der Wellenausbreitung gemachten Voraussetzung einer reinen TEM-Ausbreitung in zunehmenden Maße ungültig. Zudem ergeben sich bei größeren Leitungslängen Mehrdeutigkeiten und numerische Instabilitäten bei der Inversion der Gl. 4.47 bis 4.49 (Scott und Smith, 1986).

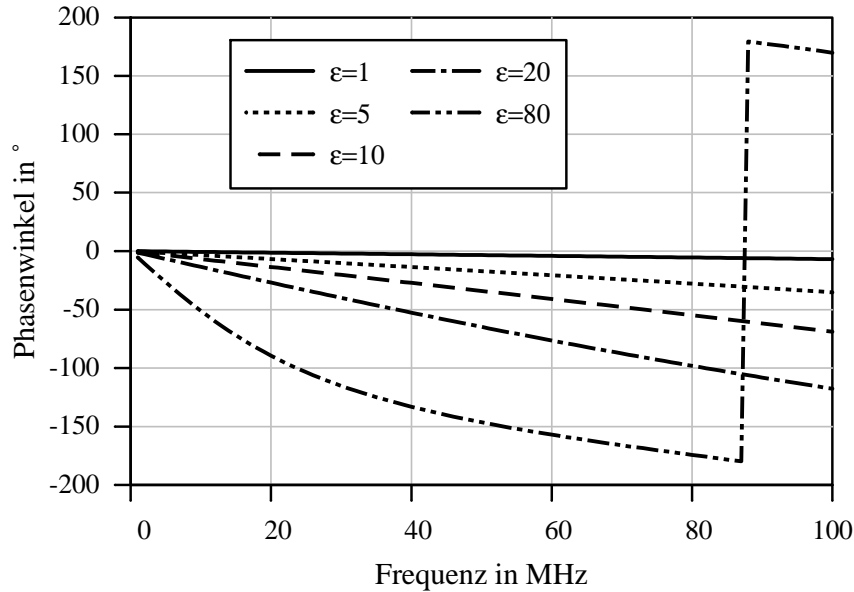


Abbildung 4.11: Phasengang der Sonde D für verschiedene Materialien unterschiedlicher DK über der Frequenz.

4.2.5 Kalibrierverfahren

Die bisherigen Betrachtungen gehen davon aus, daß der Eingangsreflexionsfaktor r in wohldefinierten Ebenen, z.B. an der Übergangsstelle Koaxialleiter-Rundhohlleiter gemessen werden kann. Ein reales Meßsystem ist jedoch über Kabel, Stecker und weitere Hochfrequenzbauteile mit den Sonden verbunden. Es weist aufgrund seiner nichtidealen Eigenschaften systematische Fehler auf. Diese Fehler werden hauptsächlich durch die Stoßstellen an den Verbindungen, die transformatorische Wirkung der Zuleitungen und den Richtkoppler verursacht. Der gemessene Eingangsreflexionsfaktor ρ einer Sonde stimmt deshalb nicht mit dem wahren Eingangsreflexionsfaktor r überein. Üblicherweise beschreibt man die Summe dieser Fehler durch das in Bild 4.12 gezeigte Zweitor, das zwischen der Meßebene und der fiktiven Referenzebene eines idealen Reflektometers liegt. In S-Parameter-Darstellung ergeben sich die folgenden

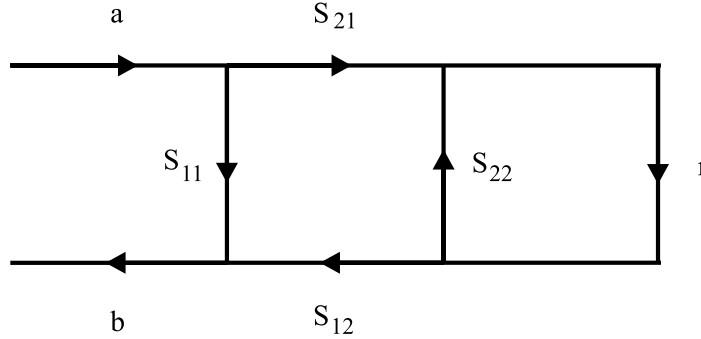
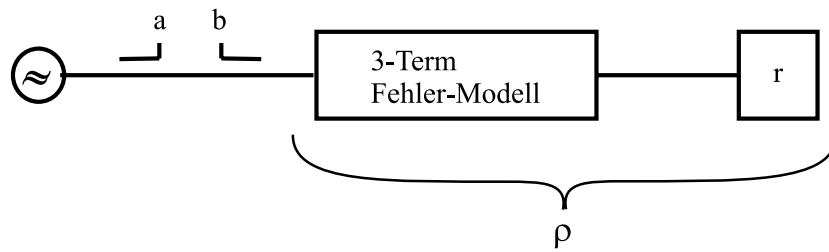


Abbildung 4.12: 3-Term-Fehlermodell für den Reflexionsfaktor.

Beziehung zwischen ρ und r (Da Silva et al., 1978).

$$\rho = \frac{S_{12}S_{21}r}{1 - S_{22}r} \quad (4.50)$$

$$r = \frac{\rho - S_{11}}{S_{22}(\rho - S_{11}) + S_{12}S_{12}} \quad (4.51)$$

Die Richtschärfe S_{11} , die Quellenanpassung S_{22} und der Frequenzgangfehler $S_{12}S_{21}$ sind aus drei Messungen mit bekannten Eingangsreflexionsfaktoren r wie folgt zu bestimmen (Kraszewski et. al., 1983).

$$S_{11} = \frac{r_1 r_2 \rho_3 (\rho_1 - \rho_2) + r_2 r_3 \rho_1 (\rho_2 - \rho_3) + r_3 r_1 (\rho_3 - \rho_1)}{r_1 r_2 (\rho_1 - \rho_2) + r_2 r_3 (\rho_2 - \rho_3) + r_3 r_1 (\rho_3 - \rho_1)} \quad (4.52)$$

$$S_{22} = \frac{r_3 (S_{11} - \rho_2) + r_2 (\rho_3 - S_{11})}{r_2 r_3 (\rho_3 - \rho_2)} \quad (4.53)$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{(\rho_2 - S_{11})(1 - S_{22}r_2)}{r_2} \quad (4.54)$$

Als Standards zur Kalibrierung der Sonden A, B und C eignen sich der Leerlauf ($r \approx 1$), Kurzschluß ($r = -1$) und Wasser (Phase von r siehe Bild 4.6 und Bild 4.9) (Nyshadham et al., 1992). Für die Kalibrierung der Sonde D wird der Edelstahl-Innenleiter abgeschraubt und ein Leerlauf (OPEN), Kurzschluß (SHORT) sowie ein reflexionsarmer 50Ω -Widerstand (LOAD) angebracht. In den jeweils verwendeten

Frequenzbereichen weisen die Reflexionsfaktoren der Kalibrierstandards im Polardiagramm 4.13 einen ausreichend großen Abstand voneinander auf. Der nutzbare

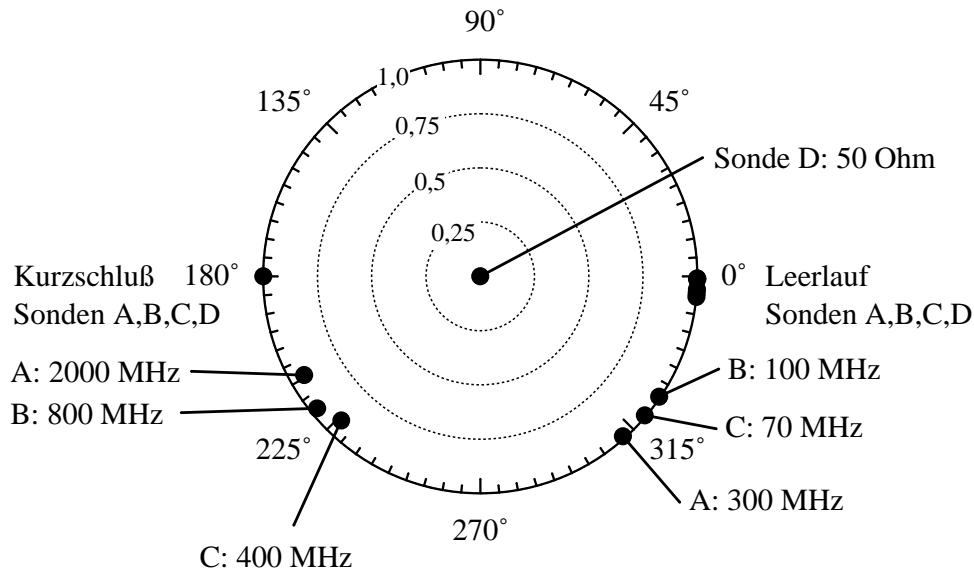


Abbildung 4.13: Reflexionsfaktoren für die Kalibrierstandards der Sonden A,B,C und D im Polardiagramm.

Frequenzbereich beginnt, wenn die Phasendifferenz Wasser/Leerlauf mindestens 30° beträgt und endet, wenn die Phasendifferenz Wasser/Kurzschluß etwa 30° unterschreitet. Die dazugehörigen Frequenzen für die Sonden A,B,C sind im Diagramm 4.13 mitangegeben. Aufgrund der geringen Verluste von destilliertem Wasser (siehe Abbildung 3.1) liegen die Beträge der Reflexionsfaktoren für die Sonden A, B und C nahe 1. Der etwas geringere Betrag für die Sonde A bei 2000 MHz liegt an den Relaxationsverlusten, während die Sonde C als am Ende offener Koaxialleiter bei 400 MHz leichte Abstrahlungsverluste erleidet.

4.2.5.1 Aufbau eines Labormeißplatzes

Für die in den vorangegangenen Kapiteln beschriebenen Sonden A und B wurde der in Bild 4.14 gezeigte Labormeißplatz aufgebaut (Suhm, 1994). Er besteht aus einem Frequenzsynthesizer HP 8660C mit RF-Teil HP 86631B, einem Richtkoppler HP 778D und einem Vektorvoltmeter HP 8508A mit Eingangsmodul HP 85082A. Der Frequenzgenerator und das Vektorvoltmeter sind über den GPIB-Bus mit einem PC verbunden, der den gesamten Meßvorgang steuert. Zusätzlich wird eine Temperaturmessung des Meßguts über ein Digitalvoltmeter mit serieller Schnittstelle realisiert. Statt dem

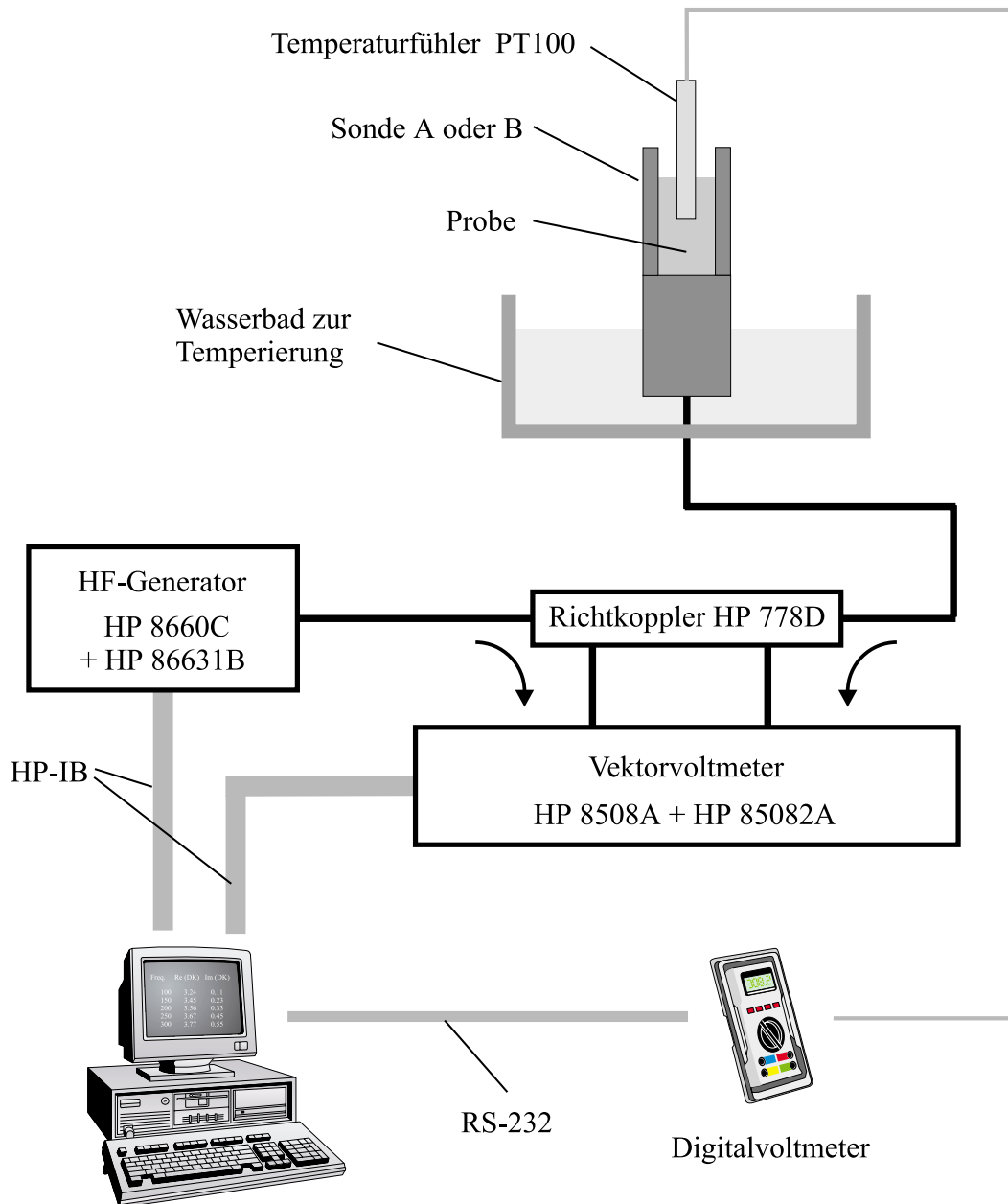


Abbildung 4.14: Meßplatz zur DK-Bestimmung mit den Sonden A und B. Frequenzbereich: 100 MHz bis 2,5 GHz.

Wasserbad zur Messung von Temperaturverläufen über 0°C kann flüssiger Stickstoff die Sonde zur Beobachtung von Gefriervorgängen abkühlen. Der Meßplatz eignet sich aufgrund seiner einfachen Bedienung und automatisierten Datenverarbeitung zur operationellen DK-Bestimmung. Die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen an Bodenproben wurden zum größten Teil damit vorgenommen.

Die Sonden C und D werden mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator HP 8712 bzw. für Feldmessungen mit einem bei einer festen Frequenz von 250 MHz arbeitenden Reflektometer betrieben. Die Auswertung erfolgt offline mit selbst erstellten Programmen auf einem PC.

4.3 DK-Bestimmung mit Zeitbereichsmethoden

Die Zeitbereichsreflektometrie (engl. **T**ime **D**omain **R**eflektometrie) ist ein verbreitetes Verfahren zur DK-Bestimmung sowohl im Labor als auch auf dem Feld. Das Prinzip läßt sich anhand des in Bild 4.15 gezeigten Aufbaus erklären. Ein Pulsge-

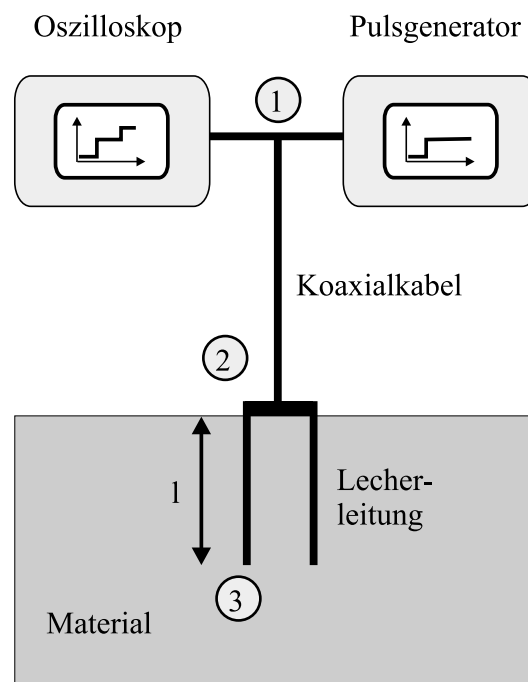


Abbildung 4.15: Prinzip der Zeitbereichsreflektometrie.

rator sendet einen steilflankigen elektromagnetischen Impuls aus, der sich entlang des Koaxialkabels ausbreitet. Ein Teil dieser Welle wird am Wellenwiderstandssprung 2 reflektiert. Der transmittierte Teil der Welle läuft bis zum offenen Ende der Lecher-

leitung 3 und erfährt dort eine Totalreflexion. Betrachtet man mit einem Oszilloskop die Summenspannung von vor- und rücklaufenden Wellen auf dem Koaxialkabel am Punkt 1 so ergibt sich der in Bild 4.16 gezeigte idealisierte Spannungsverlauf über der Zeit. Aus diesem Spannungsverlauf kann auf die DK des um die Lecherleitung befindlichen Materials geschlossen werden. Im Laufe der Zeit haben sich die folgenden,

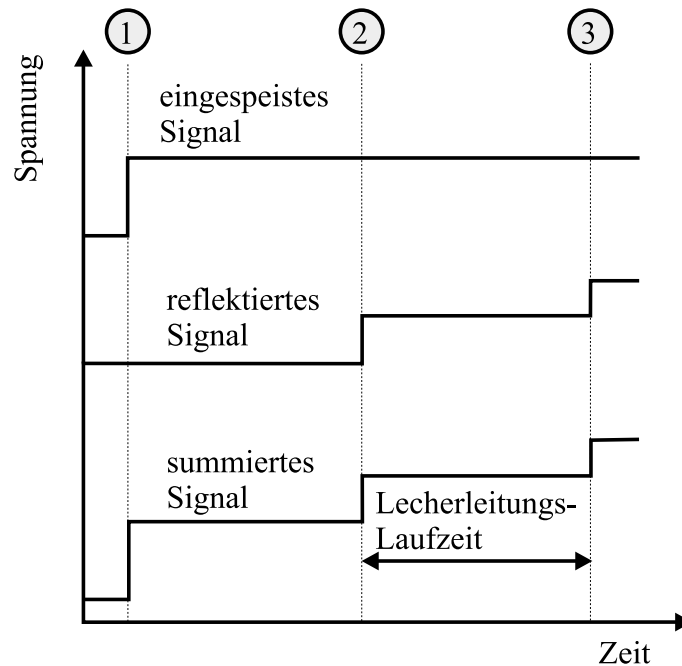


Abbildung 4.16: Spannungsverlauf bei der Zeitbereichsreflektometrie.

auf das jeweilige Anwendungsgebiet spezialisierte Meßmethoden herausgebildet:

- Unter der Voraussetzung eines homogenen, verlustfreien und nichtdispersiven Mediums kann die DK unmittelbar aus der Laufzeitdifferenz nach Bild 4.16 bestimmt werden (Topp et al., 1994). Dieser Fall trifft bei Bodenfeuchtemessungen unter Einhaltung bestimmter Randbedingungen in erster Näherung zu. Man wählt die Lecherleitungslänge und die Anstiegszeit des Impulses so, daß die maßgebenden Frequenzkomponenten in dem wenig dispersiven und verlustarmen Bereich zwischen 200 MHz und 1 GHz zu liegen kommen (siehe Kapitel 4.4). Die Anforderungen an die Meßtechnik sind für diese Methode vergleichsweise gering. Es ist lediglich eine genaue Zeitbestimmung der Reflexionen an den Störstellen bzw. Wellenwiderstandssprüngen erforderlich.
- Die frequenzabhängige DK eines Mediums kann aus dem Spannungs-Zeitverlauf mit Hilfe einer Fourier-Transformation gewonnen werden (Nozaki und Bose, 1990). Eine Voraussetzung ist auch hier wieder die Homogenität des Mediums.

Deshalb wird diese Methode vorwiegend zur Untersuchung von Flüssigkeiten in der physikalischen Chemie verwendet. Da die Messung an einem unbekanntem Medium immer auch einer Referenzmessung bedarf, sind die Anforderungen an die Gerätetechnik bezüglich Drift der Zeitbasis und Jitter erheblich.

- Der Fall einer inhomogenen DK-Verteilung entlang des Wellenleiters wurde von Lundstedt und Ström (1996) untersucht und ein Berechnungsalgorithmus angegeben. Anhand synthetischer Daten konnte gezeigt werden, daß die Rekonstruktion ortsabhängiger dielektrischer Eigenschaften aus Reflexionsmessungen möglich ist. Die praktischen Anwendungen der mathematischen Methoden befinden sich noch im Stadium der Entwicklung. Eigene Untersuchungen in Zusammenarbeit mit J. Lundstedt zeigen, daß die Anforderungen an die Meßtechnik sehr hoch sind.

In dieser Arbeit wurden mehrere TDR-Sonden für Labor- und Feldexperimente entwickelt und die obigen Methoden getestet. Da die gerätetechnische Ausstattung am IMK für DK-Messungen im Frequenzbereich erheblich besser ist, wurden keine umfangreichen Labormessungen mit Zeitbereichsreflektometern durchgeführt. So stand für die Zeitbereichsmessungen nur ein Kabeltester Tektronix 1502B zur Verfügung (Spezifikationen siehe Kapitel 7.3.1), während für Frequenzbereichsmessungen auf vektorielle Netzwerkanalysatoren wie z.B. HP 8712 zurückgegriffen werden konnte. Für Feldmessungen hat sich aber der Kabeltester aufgrund seiner robusten Ausführung und der Möglichkeit des Batteriebetriebs bewährt.

4.4 Labormessungen

Mit den in Kapitel 4.2 vorgestellten Meßverfahren im Frequenzbereich wurden am IMK umfangreiche Untersuchungen der dielektrischen Eigenschaften verschiedener Materialien durchgeführt. Dies reicht von organischen Flüssigkeiten (Suhm, 1994) über Baustoffe (Mouhasseb et al., 1995) bis hin zu Böden (Brandelik und Hübner, 1996a), die im Mittelpunkt dieser Untersuchungen stehen. Anhand zweier sehr unterschiedlicher Böden, einem sandigem Boden von der Meßwiese des IMK und einem tonmineralischen Material von der Mülldeponie Karlsruhe-West lassen sich deren charakteristischen Eigenschaften exemplarisch herausarbeiten.

4.4.1 Abhängigkeit vom Wassergehalt und der Frequenz

In Bild 4.17 ist die DK einer Sandprobe von der Meßwiese des IMK bei 500 MHz über dem volumetrischen Wassergehalt aufgetragen. Bei dieser Frequenz ist der Imaginärteil der DK sehr gering, da weder Relaxationsverluste noch Leitfähigkeitsverluste durch gelöste Ionen im nennenswerten Maß auftreten. Die Schwankungen der experimentellen Daten sind auf die Probenpräparation zurückzuführen. Die dadurch verursachte Meßunsicherheit ist deutlich höher als die des Meßplatzes von etwa $\pm 0,1$ für die DK. Bei grobkörnigen Böden ist es schwierig eine homogene Feuchteverteilung im Meßvolumen einzustellen. Besonders bei höheren Wassergehalten findet nach einiger Zeit ein durch die Schwerkraft verursachter Wassertransport und damit eine Verfälschung der Meßergebnisse statt. Vergleicht man den Realteil der DK in Bild 4.17 mit den von Dobson et al. (1985) und den durch die statistische Mischungsregel berechneten Werten (siehe Kapitel 3.3.3), so erkennt man eine gute Übereinstimmung. Warum in der praktischen Anwendung dennoch die Birchak-Regel bevorzugt wird ist wie folgt zu erklären. Abgesehen von Sand haben die meisten natürlichen Böden einen nicht zu unterschätzenden Anteil gebundenen Wassers mit seiner geringeren DK als freies Wasser. Anstatt diese Komponente explizit zu berücksichtigen verwendet man die nach Bild 3.13 unterhalb DeLooor und der statistischen Mischungsregel liegende Birchak-Formel. Betrachtet man nun die Frequenzabhängigkeit der komplexen DK

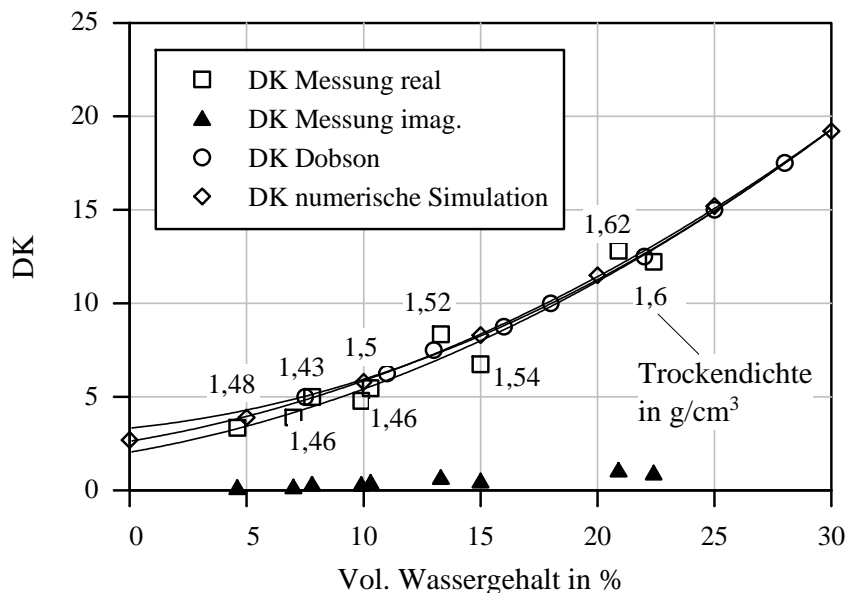


Abbildung 4.17: Sand von der Meßwiese des IMK. Frequenz: 500 MHz. Die Zahlen an den einzelnen Meßpunkten geben die Trockendichte an.

bei einem bestimmten Wassergehalt (Bild 4.18), so kann man folgende Schlussfolgerungen ziehen. Im Frequenzbereich zwischen 100 MHz und 1500 MHz ist der Realteil der DK im Rahmen der Meßgenauigkeit konstant. Der Imaginärteil ist sehr klein, steigt jedoch zu niedrigeren Frequenzen leicht an. Ursache dieses Verhaltens ist die Leitfähigkeit, die gemäß Gl. 3.4 eine in erster Näherung hyperbolische Frequenzabhängigkeit des Imaginärteils der DK zur Folge hat.

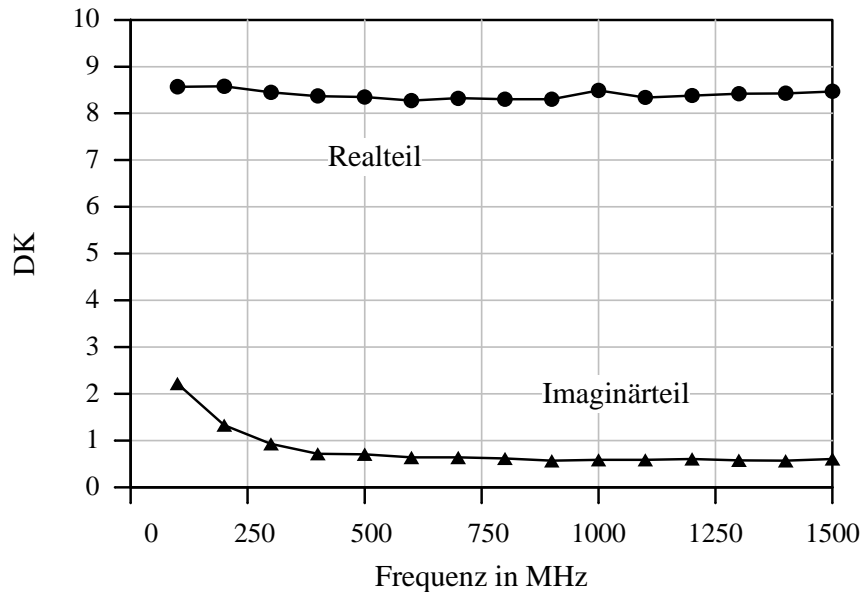


Abbildung 4.18: Sand von der Meßwiese des IMK. Volumetrischer Wassergehalt: 15%.

Die dielektrischen Eigenschaften des tonmineralischen Materials in Bild 4.19 unterscheiden sich deutlich von denen des Sands. Der Imaginärteil der DK ist höher und steigt mit zunehmenden Wassergehalt sowie sinkender Frequenz stark an. Dieses Verhalten ist auf den höheren Salzgehalt im Material zurückzuführen. Der Realteil der DK bleibt davon weitgehend unbeeinflusst. Er liegt trotz erheblich höherer Trockendichte in dem Wertebereich des Sands. Der Grund hierfür ist in dem Anteil gebundenen Wasser zu suchen, das den sonst durch größere Trockendichten verursachten Anstieg der DK kompensiert. Betrachtet man die dielektrischen Eigenschaften von Sand und dem tonmineralischen Material bei tieferen Frequenzen, so gelangt man zu den folgenden Ergebnissen (Bild 4.20 und Bild 4.21). Der Sand weist einen nahezu frequenzunabhängigen Realteil der DK auf. Erst zu sehr niedrigen Frequenzen unterhalb von 10 MHz steigt der Imaginärteil stark und der Realteil deutlich schwächer an. Dieses Verhalten kann mit der Birchak-Formel Gl. 3.25 und der komplexen DK

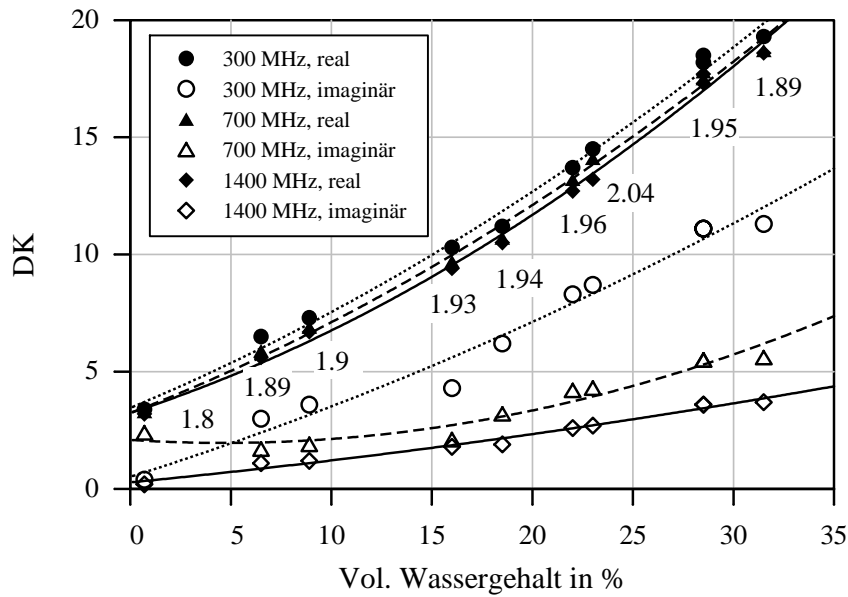


Abbildung 4.19: Tonmineralisches Material von der Deponie Karlsruhe-West.

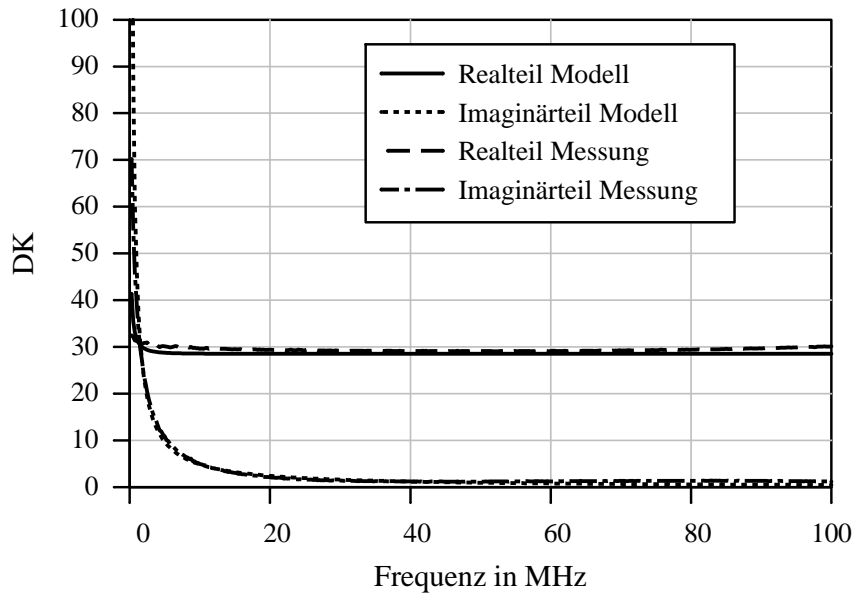


Abbildung 4.20: Sand von der Meßwiese des IMK beim Sättigungswassergehalt von ca. 45%. Leitfähigkeit des Bodenwasser: $\sigma = 0,01 \text{ S/m}$.

von versalztem Wasser nach Gl. 3.4 modelliert werden. Bei dem tonmineralischen Material muß man aufgrund vieler verfügbarer Ionen mit einer gegenüber Sand stark erhöhten Leitfähigkeit des Bodenwassers rechnen. Dies führt dazu, daß die Güte unterhalb 100 MHz wesentlich kleiner als 1 wird. Gleichzeitig wird auch der Realteil der DK zu niedrigen Frequenzen hin beeinflusst, was sich durch einen deutlichen Anstieg bemerkbar macht. Auch in diesem Fall kann man das frequenzabhängige Verhalten der DK durch die Birchak-Formel mit komplexen Größen hinreichend genau modellieren. Aufgrund dieser Meßergebnisse empfehlen sich für Bodenfeuchtemeßge-

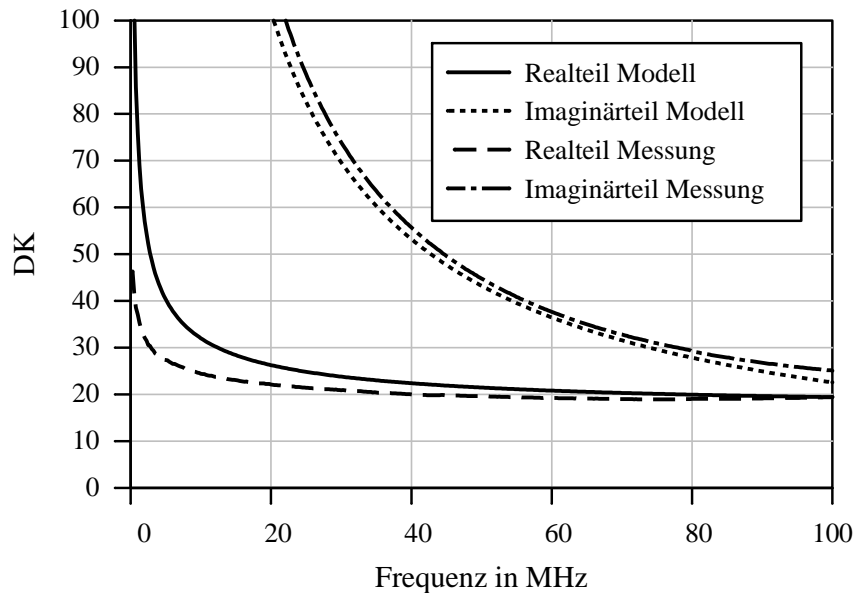


Abbildung 4.21: Mineralisches Abdichtungsmaterial von der Mülldeponie Karlsruhe-West beim Sättigungswassergehalt von ca. 35%. Leitfähigkeit des Bodenwasser: $\sigma = 0,8 \text{ S/m}$.

räte Frequenzen über 100 MHz. Erst dann ist eine weitgehende Unabhängigkeit der Meßergebnisse von dem störenden Einfluß der Leitfähigkeit gegeben. Wenn man aus anderen Gründen, wie z.B. zu hoher Dämpfung (siehe Kapitel 7.5) auf Frequenzen unterhalb von 100 MHz ausweicht, dann muß man die Leitfähigkeit zwangsläufig in eine Kalibrierung zwischen DK und Wassergehalt miteinbeziehen.

4.4.2 Einfluß der Temperatur

Die Temperaturabhängigkeit der DK von Wasser ist bei der Bestimmung des Wassergehalts mit dielektrischen Verfahren zu berücksichtigen. Es können verschiede-

Wasserart	Einfluß auf den Temperaturkoeffizienten
Freies Wasser	-
Gebundenes Wasser	+
Leicht salzhaltiges Wasser	-
Stark salzhaltiges Wasser	+

Tabelle 4.3: Verschiedene Wasserarten und ihr Einfluß auf den Temperaturkoeffizienten der Mischungs-DK von Böden für Frequenzen < 2 GHz.

ne Effekte auftreten, die zu positiven oder negativen Temperaturkoeffizienten der Mischungs-DK führen können (Tabelle 4.3). Im Falle von freiem Wasser ist die Betrachtung einfach. Geht man z.B. von der Birchak-Formel (Gl. 3.25) und weiteren Annahmen über die Bodenzusammensetzung aus, so läßt sich die DK des Bodens aus der nachfolgenden Gleichung bestimmen.⁵

$$\sqrt{\varepsilon_m(T)} = V_w(\sqrt{\varepsilon_w(T)} - 1) + 1,6 \quad (4.55)$$

Die Umkehrung von Gl. 4.55 führt auf den Wassergehalt.

$$V_w = \frac{\sqrt{\varepsilon_m(T)} - 1,6}{\sqrt{\varepsilon_w(T)} - 1} \quad (4.56)$$

Beschränkt man sich auf Frequenzen weit unterhalb der Relaxationsfrequenz von freiem Wasser, dann reicht die Berücksichtigung der temperaturabhängigen statischen DK nach Abb. 3.2 aus. Die Temperaturabhängigkeit der Relaxationsfrequenz macht sich erst ab etwa 1 GHz bemerkbar (Kupfer, 1997). Verzichtet man auf eine Temperaturbestimmung, so kann die Meßgenauigkeit deutlich leiden. Bild 4.22 zeigt den Meßfehler, wenn man statt der tatsächlichen Bodentemperatur mit einem konstanten Wert von $T = 20^\circ\text{C}$ rechnet. Der Meßfehler ist um so größer, je höher der Wassergehalt und die Differenz zur Bezugstemperatur ist. Dieses Temperaturverhalten wird durch experimentelle Untersuchungen bestätigt. So berichten Alvenäs et al. (1995) von deutlich sichtbaren Tagesgängen der mit einem TDR-System gemessenen Bodenfeuchte und ihrer Korrelation mit dem Temperaturverlauf. Pepin et al. (1995) konnten diese Ergebnisse an Sand- und Lehmproben nachvollziehen. Die Untersuchungen von Verstricht et al. (1995) an gesättigten Lehmproben zeigen jedoch ein entgegengesetztes Verhalten, d.h. eine Erhöhung der DK des Bodengemischs mit zunehmender Temperatur. Eine mögliche Erklärung hierfür ist der hohe Anteil gebundenen Wassers,

⁵Die Zahl 1,6 in Gl. 4.55 ergibt sich mit Hilfe von Gl. 3.41 und typischen Werten von $S = 0,6$ und $\varepsilon_s = 4$.

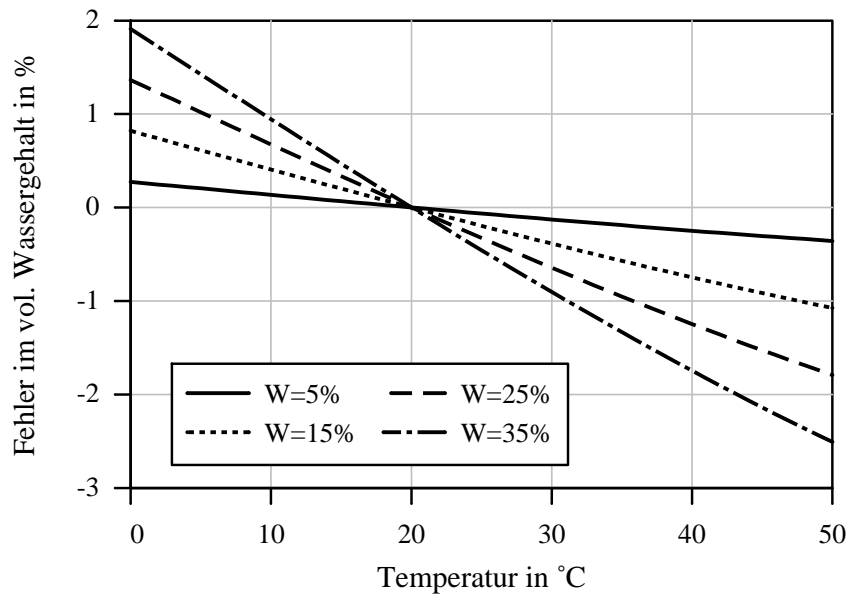


Abbildung 4.22: Typischer Meßfehler bei Nichtberücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der statischen DK von freiem Wasser (Bezugstemperatur: $T = 20^\circ\text{C}$).

dessen Moleküle bei Wärmezufuhr durch die verstärkte Molekularbewegung geringere Bindungen mit den Mineraloberflächen aufweisen und deshalb im elektrischen Feld leichter polarisiert werden können. Weitere Untersuchungen dazu finden sich bei Stacheder (1996), dessen Meßergebnisse an Bentonit-Sand-Mischungen einen ungewöhnlich hohen Temperatureinfluß zeigen.⁶ Ein anderes Erklärungsmodell berücksichtigt den Einfluß der im Bodenwasser gelösten Ionen. Während bei leicht versalztem Wasser (siehe Abb. 3.4) ein Rückgang der DK des Bodens zu erwarten ist, kommt es bei stärker versalztem Wasser zu einem Anstieg. Ursache dafür ist die mit der Temperatur ansteigende Leitfähigkeit, die über die komplexen Mischungsregeln (siehe Kapitel 3.3.4) den Realteil der DK des Bodens ansteigen läßt. Wie Campbell (1988) erläutert, macht sich dieser Effekt bei niedrigen Frequenzen zunehmend stärker bemerkbar.

Experimentelle Untersuchungen zur Temperaturabhängigkeit wurden am IMK in Zusammenarbeit mit dem Geophysikalischen Institut der Universität Karlsruhe durchgeführt (Marquart, 1998). So ist in Bild 4.23 die Temperaturabhängigkeit der DK (Re-

⁶Eine mögliche Fehlerquelle wird von Rook et al. (1993) beschrieben. So vermutet man, daß es bei verdichteten Böden zur temperaturabhängigen Verlagerungen von Wasser in die einbaubedingte Grobpore an den TDR-Stäben kommt. Damit wäre eine Erhöhung der Dielektrizitätszahl mit zunehmender Temperatur zu erklären.

anteil) von Quarzsand im Vergleich zur Modellierung mit der Birchak-Mischungsregel und freiem Wasser aufgetragen. Es läßt sich zumindest qualitativ bestätigen, daß das

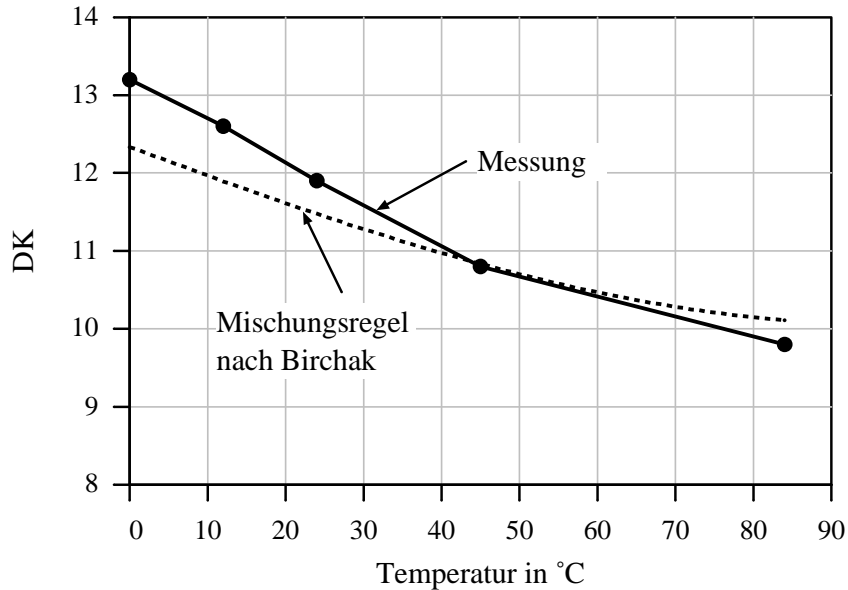


Abbildung 4.23: Temperaturabhängigkeit der DK von Quarzsand. Vol. Wassergehalt: 25%, Frequenz: 700 MHz.

Absinken der DK mit steigender Temperatur auf das freie Wasser zurückzuführen ist. Ganz im Gegensatz dazu verhält sich ein Opalinus-Ton, der aus dem Felslabor Mont Terri (Schweiz) der NAGRA (Nationale Genossenschaft für die Lagerung radioaktiver Abfälle) stammt. So zeichnet sich der in Bild 4.24 gezeigte Realteil der DK durch einen frequenzabhängigen Temperaturkoeffizienten mit Vorzeichenwechsel aus. Bei niedrigen Frequenz ist er positiv um über 700 MHz leicht negativ zu werden. Dieses Verhalten kann mit der ausgeprägten Leitfähigkeit des Porenwassers und dem demzufolge stark frequenzabhängigen Imaginärteil der DK erklärt werden (siehe Bild 4.25). Bei Frequenzen oberhalb von etwa 700 MHz tritt die Leitfähigkeit so weit zurück, daß sich die mit der Temperatur sinkende DK von freiem Wasser bemerkbar machen kann. Darunter sorgt die mit der Temperatur zunehmende Leitfähigkeit über die komplexe Mischungsregel für einen Anstieg des Realteils.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß eine Berücksichtigung der Temperatur für hohe Genauigkeitsansprüche bei der dielektrischen Feuchtemessung erforderlich ist. In Abhängigkeit von dem Volumenanteil des freien und gebundenen Wassers sowie dem Salzgehalt können positive oder negative Temperaturkoeffizienten auftreten. Kritisch ist in dieser Hinsicht Lehm und Ton sowie der in der Bauwirtschaft verwendete

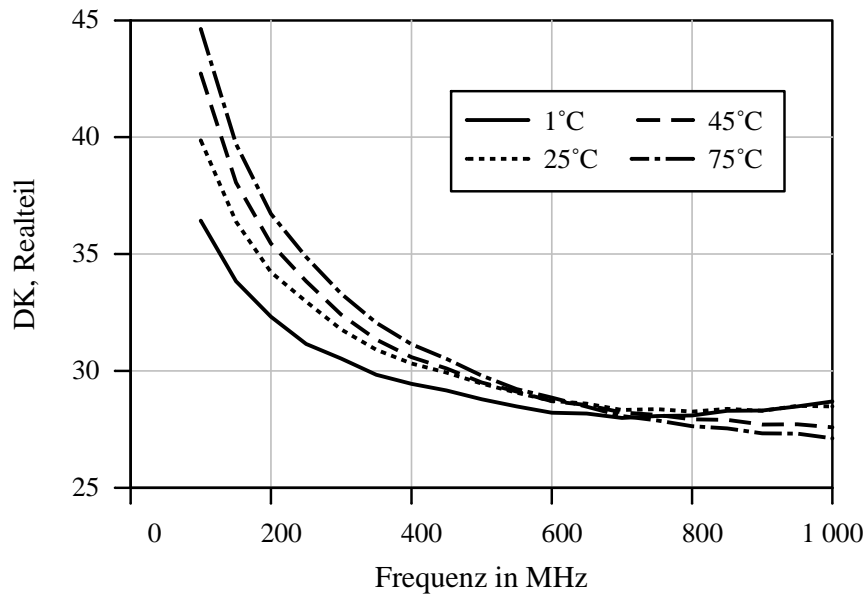


Abbildung 4.24: Temperatur- und Frequenzabhängigkeit des Realteils der DK von Opalinus-Ton, volumetrischer Wassergehalt: 50%.

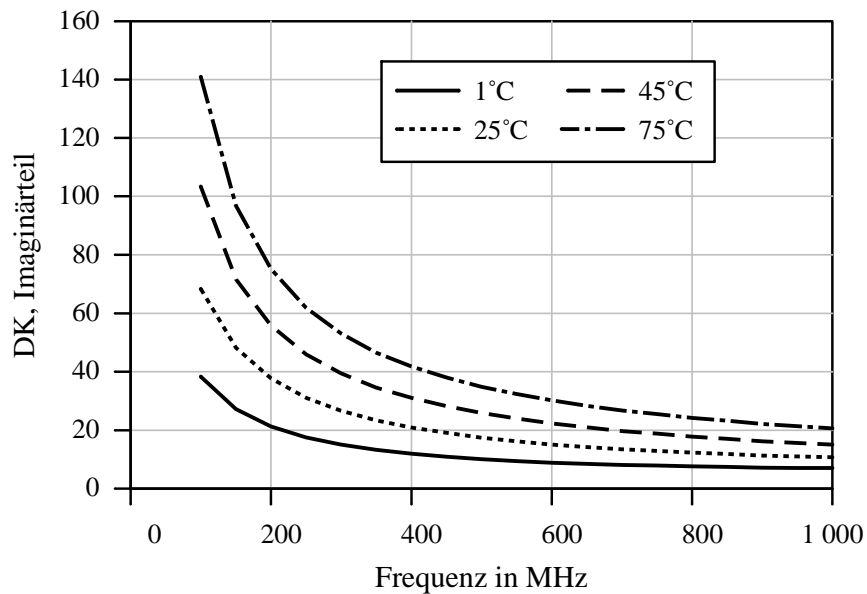


Abbildung 4.25: Temperatur- und Frequenzabhängigkeit des Imaginärteils der DK von Opalinus-Ton, volumetrischer Wassergehalt: 50%.

Bentonit, während viele in der Natur vorkommende Böden dem Temperaturverlauf der statischen DK von freiem Wasser folgen.

Kapitel 5

Entwurfskriterien für Feldmeßgeräte

5.1 Vorbemerkung

Die Anforderungen an Feuchtemeßgeräte sind je nach Anwendungsgebiet so unterschiedlich, daß vor der eigentlichen Entwicklungsaufgabe eine umfassende Analyse der Randbedingungen erforderlich ist. So sind die von den Anwendern nachgefragten Lösungen unter Berücksichtigung von technischen und ökonomischen Aspekten zu beleuchten. Wie die Erfahrung zeigt, sind die Anforderungen an die Meßtechnik meist sehr speziell und erfordern deshalb eine mehr oder minder große Weiterentwicklung bekannter Meßverfahren bzw. eine Neuentwicklung. In diesem Sinne haben die Ausführungen von Kraszewski et al. (1980) über die Schwierigkeiten bei der Entwicklung, Verbreitung und Vermarktung von Feuchtemeßgeräten bis heute nicht an Aktualität verloren. Einige grundlegenden Gedanken zum erfolgreichen Sensordesign werden deshalb im folgenden erläutert. Die zentrale Frage bei der Entwicklung eines dielektrischen Feuchtemeßgerätes gilt der Wahl der optimalen Meßfrequenz. Wie in Bild 5.1 gezeigt hängt diese von einer ganzen Reihe von Faktoren ab. Welche teils gegensätzliche Forderungen sich dadurch ergeben zeigen die weiteren Betrachtungen.

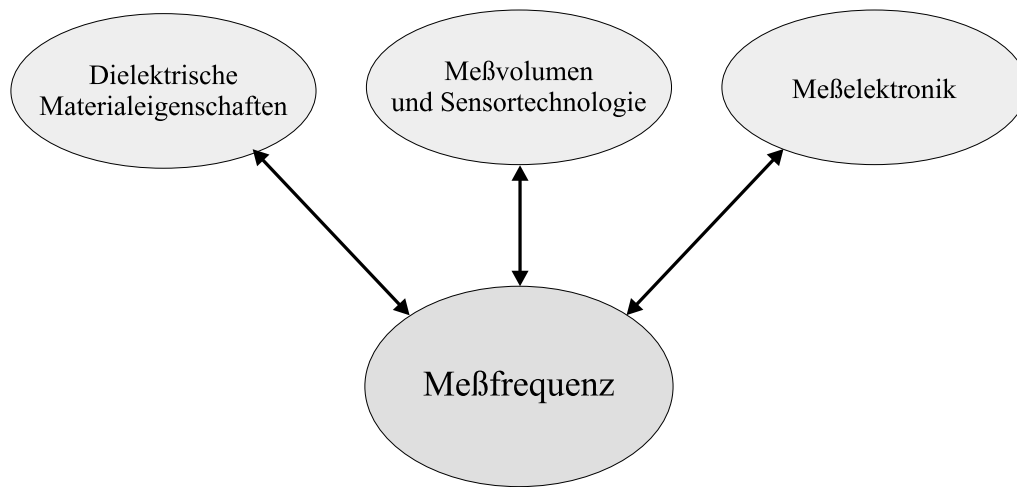


Abbildung 5.1: Kriterien bei der Auswahl der Meßfrequenz.

5.2 Dielektrische Materialeigenschaften

5.2.1 Einparameter-Messung

Bei Einparameter-Messungen wählt man die Meßfrequenz so, daß die Abhängigkeit der Mischungs-DK vom Wassergehalt möglichst eindeutig und weitgehend unbeeinflusst von Störgrößen wie z.B. dem Salzgehalt ist. Aus den in Kapitel 4.4 vorgestellten Meßergebnissen kann man schließen, daß der optimale Frequenzbereich zur dielektrischen Feuchtemessung in Böden zwischen 100 MHz und 1 GHz liegt. Darunter nimmt der störende Einfluß der Leitfähigkeit zu, während darüber ein geringerer Meßeffect aufgrund der Wasserrelaxation zu verzeichnen ist. In beiden Fällen sinkt die Güte und die Annahme einer rein reellen DK ist nicht mehr gerechtfertigt. Bei anderen Materialien wie z.B. Baustoffen mit ihrem höheren Salzgehalt verschiebt sich der optimale Frequenzbereich nach oben auf etwa 1 bis 4 GHz (Leschnik und Schlemm, 1997).¹ Bei Schnee hingegen ist man aufgrund seiner in einem weiten Bereich frequenzunabhängigen dielektrischen Eigenschaften in der Wahl der Meßfrequenz flexibler. Erst unterhalb von ca. 1 MHz nimmt der Einfluß der Kornstruktur und Tropfenform auf die DK zu (Achammer und Denoth, 1994). Darüber bleibt sie bis etwa 1 GHz bei vernachlässigbarem Imaginärteil konstant.

¹Bei industriellen Feuchtemessungen spielt die Temperaturabhängigkeit der Mischungs-DK bisweilen eine entscheidende Rolle und kann durch geeignete Frequenzwahl um etwa 10 GHz verringert werden (Kupfer, 1997). Die Abnahme der statischen DK mit steigender Temperatur wird dort durch das Ansteigen der Relaxationsfrequenz kompensiert.

5.2.2 Zweiparameter-Messung

Zweiparameter-Messungen beruhen auf der Bestimmung der komplexen DK einer Mischung. Damit besteht die Möglichkeit zwei Größen, z.B. den Wassergehalt und die Dichte gleichzeitig zu erfassen. Dies wird z.B. für die Schneefeuchtemessung vorgeschlagen (Kendra et al., 1994). Im Hinblick auf die Sensorabmessungen und das Meßvolumen ergibt sich in diesem Fall ein bevorzugter Frequenzbereich von 1 GHz bis 2 GHz. Der Imaginärteil der DK ist dort aber noch sehr klein und die Meßgenauigkeit deshalb eher gering. Bei der Bodenfeuchtemessung sind nur wenige Versuche bekannt, aus der komplexen DK auf zwei Bodenparameter zu schließen (Heimovaara et al., 1994). So weisen verschiedene Böden zu stark voneinander abweichende dielektrische Eigenschaften auf, als daß eine Kalibrierung für komplexe DKs sinnvoll erscheint. Wie Beispiele aus der Baustofftechnik jedoch belegen, ist die Zweiparameter-Messung ein geeignetes Verfahren, wenn man sich auf eine Materialsorte beschränkt. So zeigen Leschnik und Hauenschild (1997) am Beispiel von Ziegeln, daß ab etwa 250 MHz eine Trennung des Einflusses von Feuchte und Salzgehalt mit Hilfe der Messung der komplexen DK möglich ist. Ähnliche Ergebnisse erzielten Mouhasseb et al. (1995) mit ihren vom IMK meßtechnisch betreuten Untersuchungen an Betonproben.

5.3 Meßvolumen und Sensorgeometrie

Das gewünschte Meßvolumen und die angestrebte Sensorgeometrie hängen eng mit der Wahl der Meßfrequenz zusammen. Aufgrund der Vielzahl unterschiedlicher Ausgestaltungen der Applikatoren (siehe z.B. Göller, 1997) sind allgemeingültige Empfehlungen aber nur schwer möglich. Einen groben Anhaltspunkt über die günstigen Frequenzbereiche für verschiedene Sensortypen erhält man aus Bild 5.2. Weitere Einschränkungen ergeben sich durch die Art der Probenankopplung. Je nach Anwendungsfall erfolgt die Ankopplung durch Einbringen des Materials in den Sensor, durch direktes Aufsetzen oder berührungslos durch im Nah- bzw. Fernfeld angeordnete Antennen. Dies ist wiederum eine Frage des Meßvolumens das durchdrungen werden soll. Ist man z.B. an der Radarfernerkundung der Bodenfeuchte interessiert, so hat man mit Eindringtiefen in der Größenordnung der Freiraumwellenlänge zu rechnen. Verwendet man den in Kapitel 4.2.3 vorgestellten Koaxialleiter mit offenem Ende, so reicht das elektromagnetische Feld ungefähr so weit in das Material hin-

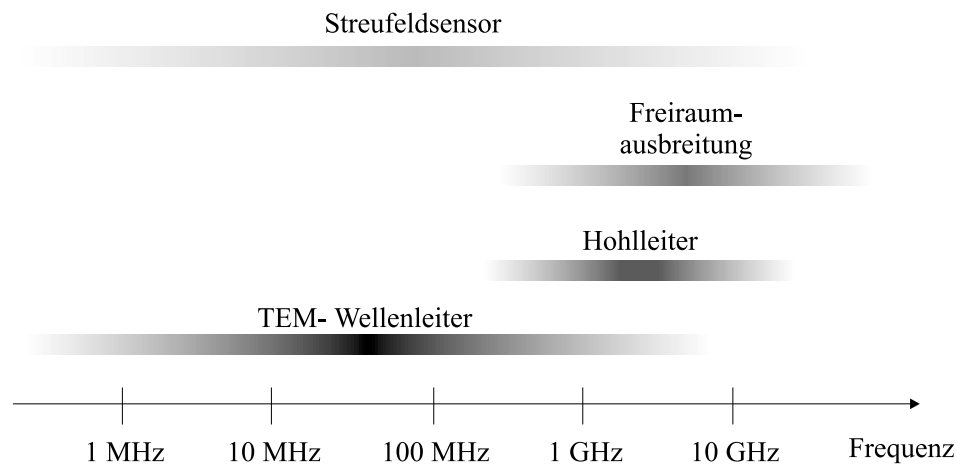


Abbildung 5.2: Günstige Frequenzbereiche verschiedener Sensortypen.

ein wie der Aperturdurchmesser.² Bei der Lecherleitung ist das Meßvolumen durch die Leitungslänge und die bekannte Feldstärkeverteilung um die Leiter gegeben. Will man ein größeres Meßvolumen erreichen, so kann man den Leiterabstand erhöhen. Die maximale Betriebsfrequenz reduziert sich jedoch, da ab einem Leiterabstand von ungefähr $\lambda/2$ eine Störung der TEM-Ausbreitung durch höhere Moden einsetzt (Paul, 1994). Das gewünschte Meßvolumen und die dazugehörige Sensorgeometrie schränken somit die Wahl der Meßfrequenz ein.

5.4 Meßschaltungen und Gerätekonstruktion

Für die im vorangegangenen Kapitel genannten Applikatorbauformen werden unterschiedliche Meßverfahren eingesetzt. Zu nennen wäre die Bestimmung von Ausbreitungskonstanten, komplexer Impedanzen und Reflexionsfaktoren, Resonanzfrequenz- und Gütemessung sowie die Laufzeitmessung mit kurzen Impulsen. Bei niedrigen Frequenzen können einfache Brücken- und Spannungsteilerschaltungen zur Impedanzmessung verwendet werden. Auf diese Weise arbeitet die von Eller und Denoth (1996) vorgeschlagene Schaltung bei 32 MHz und der von Atkins et al. (1998) beschriebene Sensor bei 10 MHz. Ein weiterer Ansatz wird von Hilhorst et al. (1993)

²Brunfeldt (1987) hat ein Bodenfeuchtemeßgerät vorgestellt, dessen Sensor aus einem Koaxialleiter mit offenem Ende besteht. Aufgrund der hohen Meßfrequenzen bis 10 GHz beträgt der Außenleiterradius im ungünstigsten Fall nur 1,92 mm. Vergleicht man diese Abmessungen mit den Kornabmessungen von Böden sowie den natürlich vorhandenen Inhomogenitäten, so erkennt man die Einsatzgrenzen dieses Vorschlags.

verfolgt, die einen anwenderspezifischen integrierten Schaltkreis zur komplexen Impedanzmessung bis 30 MHz entwickelten. Die Vorteile einer niedrigen Meßfrequenz liegen in der einfacheren und kostengünstigeren Schaltungstechnik sowie in der unproblematischen Ankopplung an den Meßkondensator. Ein erheblicher Nachteil ist jedoch die ausgeprägte Empfindlichkeit gegenüber Leitfähigkeitseinflüssen, die eine Kalibrierung erschwert (Dirksen und Hilhorst, 1994). Ein anderes Meßprinzip besteht darin, den Meßkondensator in den Schwingkreis eines Oszillators einzusetzen und die feuchteabhängige Frequenzänderung zu verfolgen. Die Trennung von Real- und Imaginärteil der Mischungs-DK ist damit jedoch nicht möglich. Eine ausführliche Darstellung eines darauf basierenden Sensors im Frequenzbereich um 150 MHz findet sich bei Dean (1994). Besonderer Wert muß dabei auf die Temperaturkompensation und die Langzeitstabilität der Schaltung gelegt werden. Für höhere Frequenzen kommen zunehmend andere Meßverfahren in Betracht. Als Beispiel ist hier eine eigene Schaltungsentwicklung zu nennen, die in dem Bodenfeuchtemeßgerät LUMBRICUS³ der Firma Meteolabor AG eingesetzt wird (Meteolabor AG, 1997). Das Meßsystem besteht aus einem Glasfaserrohr, daß in den Boden eingesetzt wird und in dem eine Antenne (Resonator) auf- und abbewegt werden kann (Bild 5.3). Das

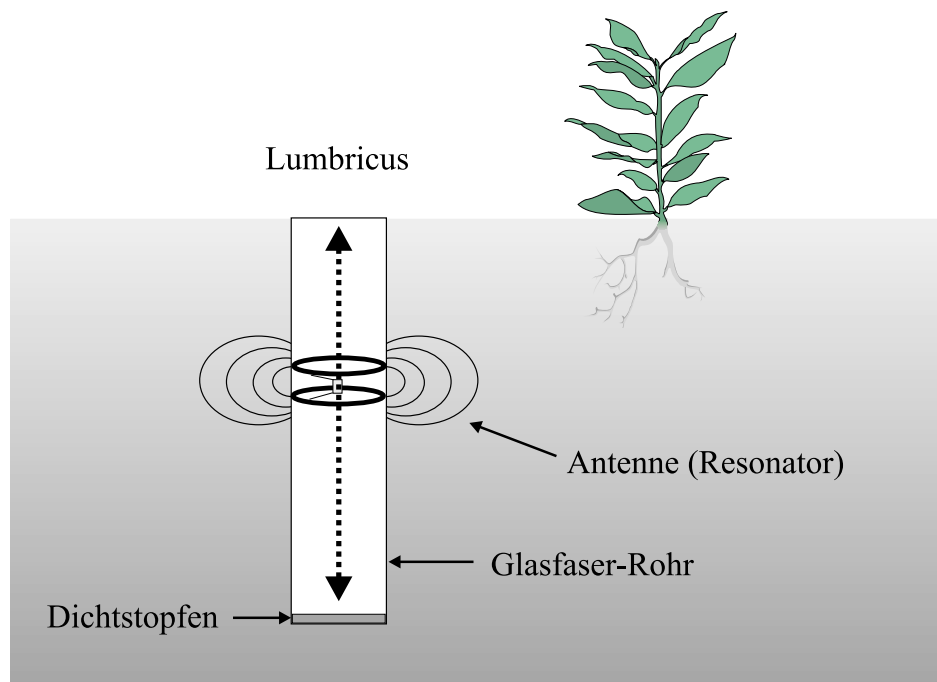


Abbildung 5.3: Prinzip der Bodenfeuchtemessung mit LUMBRICUS.

Feld der Antenne reicht durch die Rohrwandung in den umliegenden Boden und

³lat. Regenwurm

wird durch dessen dielektrischen Eigenschaften beeinflusst. Dies äußert sich in einer Verschiebung der Resonanzfrequenz sowie Änderungen in der Resonanztiefe- und -breite. Die dazugehörige elektronische Schaltung ist in Bild 5.4 zu erkennen. Ein von dem Einplatinenrechner gesteuerter VCO (Voltage Controlled Oscillator) wobbelt den Frequenzbereich 100 MHz bis 300 MHz durch. Das Signal gelangt über Dämpfungsglieder zur Verbesserung der Anpassung und Verringerung der Störstrahlung an einen Diodendetektor zur Leistungsmessung. An diesen Transmissionspfad wird die als Resonator ausgebildete Antenne gekoppelt. Im Resonanzfall wirkt die Antenne als Saugkreis und entzieht der Übertragungsstrecke Energie. Die verbleibende Leistung und die dazugehörige Frequenz werden mit Hilfe des Einplatinenrechners gemessen und aufgezeichnet. Die Hochfrequenz-Schaltung ist modular in 50 Ω -Technik unter

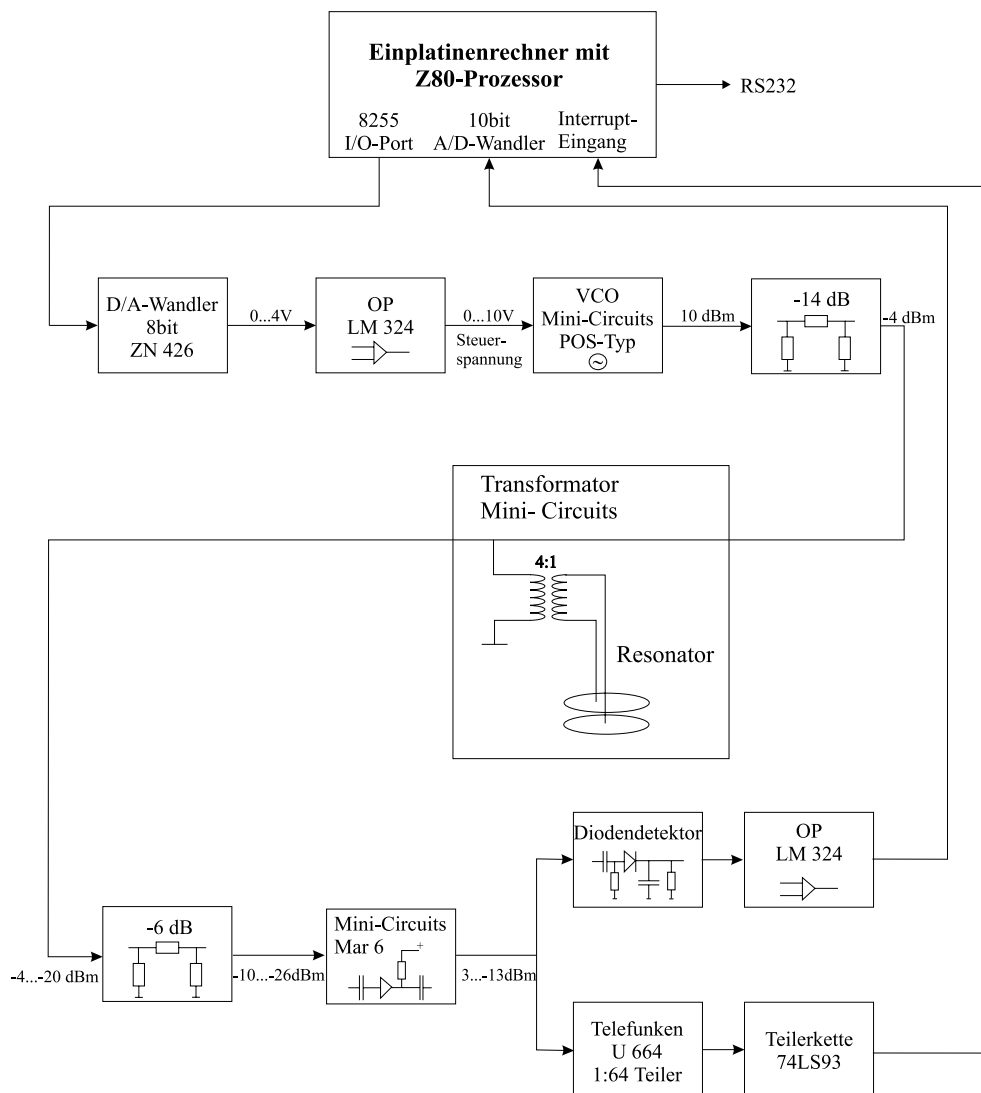


Abbildung 5.4: Blockschaltbild des Feuchtesensors LUMBRICUS.

Verwendung preisgünstiger Standardbauteile aufgebaut. Die einzelnen Module sind über Dämpfungsglieder voneinander entkoppelt. Der Resonator mit dem Übertrager wurde so dimensioniert, daß die Resonanzfrequenz bei etwa 230 MHz für Luft und etwa 170 MHz für gesättigte Böden liegt. Wie aus Bild 5.5 zu erkennen ist, werden die Resonanzkurven durch den Realteil der DK ε als auch durch die Güte Q beeinflusst. Damit wird eine Bestimmung komplexer dielektrischer Eigenschaften möglich. Aufgrund der Breitbandigkeit werden an die Genauigkeit der Frequenzmessung nur

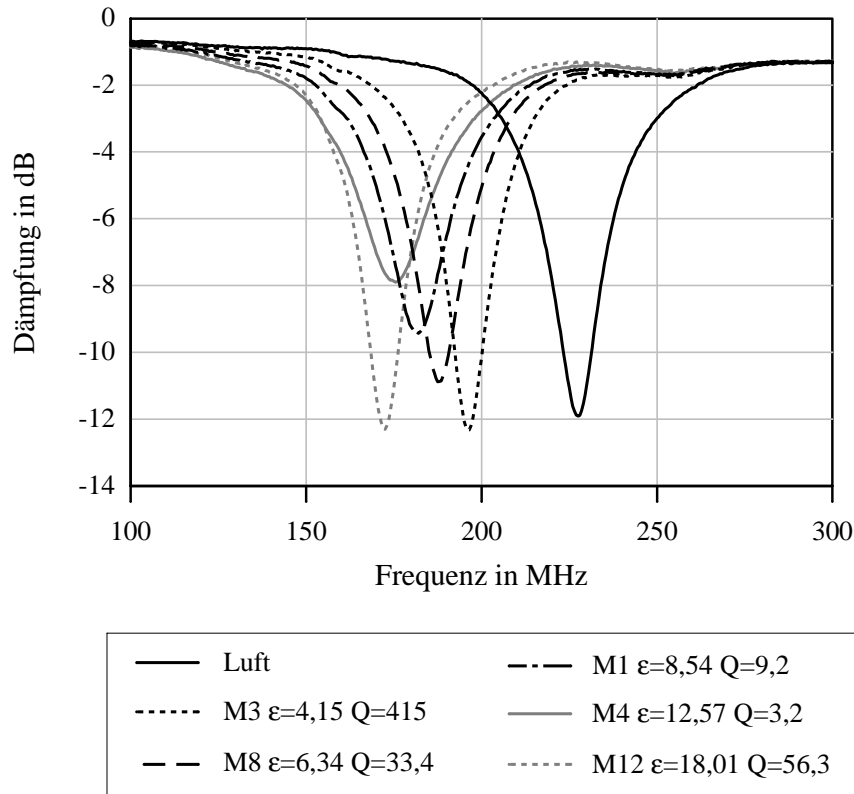


Abbildung 5.5: Resonanzkurven für die LUMBRICUS-Antenne (Mischungen M1, M3, M4, M8 und M12 mit jeweils unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften). Die Mischungen bestehen aus Wasser, Dioxan und Salz. Damit kann die DK und Güte Q in einem sehr weiten Bereich eingestellt werden.

geringe Anforderungen gestellt, die kostengünstig zu erfüllen sind. Ein damit verbundener Vorteil ist die vernachlässigbare Temperaturabhängigkeit der elektronischen Schaltung.

Bild 5.6 zeigt die kommerzielle Ausführung des Bodenfeuchtemeßgeräts LUMBRICUS. Auf der linken Seite ist der Meßkopf mit der darin befindlichen Antenne auf einem im Boden eingebauten Glasfaserrohr zu erkennen. Die Antenne wird motorisch

im Rohr herabgelassen und ermöglicht so die Bestimmung von Wassergehaltsprofilen mit einer vertikalen Auflösung von etwa 3 cm. Das Steuergerät im Aluminium-Koffer übernimmt die Kontrolle der Antennenbewegung und die Aufzeichnung der Meßdaten. Im Rahmen einer vom IMK und dem Geophysikalischen Institut der Universität Karlsruhe betreuten Diplomarbeit wurden damit eine Reihe von Messungen durchgeführt und dokumentiert (Seher, 1998).⁴



Abbildung 5.6: Bodenfeuchtemessung mit LUMBRICUS (Mit freundlicher Genehmigung der Fa. Meteolabor AG, Wetzikon, Schweiz).

Im Gegensatz zu Transmissionsanordnungen sind Reflexionsmessungen meist mit größerem Aufwand verbunden, da ein Richtkoppler zur Trennung der vor- und rücklaufenden Signale benötigt wird. Labormessungen werden deshalb üblicherweise mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator durchgeführt. Wie in Kapitel 7.5 gezeigt, gibt es aber auch Feldmeßeinrichtungen, bei denen ein VNWA operationell im Einsatz ist. Die Entwicklung geht jedoch in Richtung preisgünstigerer Varianten, wie sie z.B. in Form von Sechstor-Schaltungen zur Verfügung stehen (Bialkowski und Dimitros, 1993). Auch bei den Zeitbereichsmeßverfahren gibt es eine Reihe von neuen Schaltungsvorschlägen, die hohe Meßgenauigkeit mit geringen Kosten versprechen.

⁴Ein weiteres Beispiel für LUMBRICUS-Messungen ist in Kapitel 7.5 zu finden

Ein Beispiel hierfür sind die von McEwan (1997) für verschiedene Einsatzgebiete entwickelten breitbandigen Impulsradarsysteme. Die spektrale Verteilung der elektromagnetischen Energie hängt bei den Zeitbereichsverfahren von der Steilheit der Impulse und von den dispersiven Eigenschaften des Mediums entlang des Wellenleiters ab. Für gebräuchliche Bodenfeuchtemeßgeräte auf der Grundlage der Time-Domain-Reflektometrie (z.B. Tektronix 1502B) und Zuleitungslängen von mehreren Metern reicht das nutzbare Spektrum bis etwa 1 GHz. Die Frage, ob Zeitbereichs- oder Frequenzbereichsverfahren besser zur Feuchtemessung geeignet sind, läßt sich nicht eindeutig beantworten. Dazu sind eine Reihe unterschiedlichster Kriterien zu berücksichtigen, die von der Meßgenauigkeit über die Handhabung und Systemintegration bis hin zu den Kosten reichen. Hilhorst und Dirksen (1994) haben einige dieser Aspekte untersucht und geben in ihrem Fall den Frequenzbereichsverfahren den Vorzug. Bei den in den nachfolgenden Kapiteln entwickelten Sensoren müssen jedoch beide Verfahren eingesetzt, um die jeweiligen Anforderungen optimal zu erfüllen.

5.5 Elektromagnetische Verträglichkeit

Die Funkentstörung von Hochfrequenzgeräten für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Zwecke (ISM) wird durch die Europäische Norm EN 55011 bzw. DIN VDE 0875 geregelt. Bei der Entwicklung von Feuchtemeßgeräten ist insbesondere auf die Einhaltung der Grenzwerte für Störaussendungen zu achten. Die vier nachfolgend beschriebenen Grundschaltungen werden besonders unter diesem Gesichtspunkt untersucht.

- Monofrequente Phasen- und/oder Amplitudenmessungen können vorteilhaft bei den ISM-Grundfrequenzen durchgeführt werden, da dort keine oder sehr leicht zu erfüllende Grenzwerte der Störstrahlung einzuhalten sind. Insbesondere die ISM-Frequenzen bei 433 MHz und 2,45 GHz liegen relativ günstig für Boden- und Schneefeuchtemessungen. Eine stabile Phasenmessung trotz thermischer und mechanischer Einflüsse ist jedoch nicht einfach zu realisieren, wie die Erfahrungen mit einem Vorgängermodell von LUMBRICUS zeigten. Dessen Antenne wurde noch manuell an einem Koaxialkabel in das Glasfaserrohr herabgelassen, während sich die eigentlich Meßschaltung zur Bestimmung des Eingang reflectionsfaktors in einem abgesetzten Steuergerät befand. Nur der Einsatz eines

phasenstabilen und dementsprechend teuren Koaxialkabeln ermöglichte die erforderliche Phasengenauigkeit von 1° .

- In einer weitverbreiteten Schaltungsvariante wird der eigentliche Sensor als frequenzbestimmendes Glied eines Schwingkreises eingesetzt. Im einfachsten Fall ist dies ein Plattenkondensator, dessen Kapazität durch Einbringen einer Materialprobe verändert wird. Die Frequenz eines damit gesteuerten Oszillators kann gemessen und mit der DK des Materials über eine Kalibrierkurve in Verbindung gebracht werden. In vielen Oszillatorschaltungen ist der Energieinhalt im Schwingkreis aber so groß, daß die vom Sensor abgestrahlte Leistung die EMV-Grenzwerte überschreitet. Als Beispiel soll hier der Schaltungsvorschlag von Woodhead und Stephen (1992) genannt werden, die mit Invertern bzw. Leistungstreibern einen Laufzeitoszillator entwickelten, in dessen Rückkopplungszweig eine Lecherleitung als DK-Sensor liegt. Die Störstrahlung einer vergleichbaren Anordnung wurde von Paul (1989) untersucht. Sie besteht aus einem 10 MHz-Oszillator mit TTL-Ausgang, der mit einer am Ende angepaßte Streifenleitung von etwa 15 cm Länge verbunden ist. Die abgestrahlte Leistung lag bis zu 18 dB über dem zulässigen Grenzwert der FCC (Federal Communication Commission) Klasse B.
- Die in der jetzigen Version von LUMBRICUS eingesetzte Schaltung kann als skalarer Netzwerkanalysator verstanden werden (siehe Bild 5.4). Die von der Antenne abgestrahlte Leistung läßt sich durch eine geeignete Wahl der Pegel unter die vorgegebenen Grenzwerte absenken. Dabei gilt, daß bei geringerem Pegel der Aufwand zur Detektion größer wird und die Gefahr einer störenden Beeinflussung durch von außen kommende elektromagnetische Felder zunimmt. Als Umkehrung des Meßprinzips kann man den Signalgenerator bzw. VCO durch eine breitbandige Rauschquelle ersetzen und die Selektionsaufgabe allein der Detektorschaltung zuweisen.
- Mit gepulsten Meßverfahren läßt sich die mittlere abgestrahlte Leistung auf einen sehr geringen Wert herabzusetzen und so die Anforderungen in Bezug auf eine geringe Störstrahlung erfüllen. Dies geschieht durch eine Verlängerung der Meßzeit und eine Integration über eine große Zahl von Einzelimpulsen zur Erhöhung des Signal/Rauschverhältnisses. Aufgrund der breitbandigen Eingänge dieser Schaltungen besteht jedoch die Gefahr einer Beeinflussung durch elek-

tromagnetische Felder der Umgebung. Eigene Messungen mit dem Kabeltester Tektronix 1502B zeigen einen erhöhten Störpegel bei Feldmessungen im Vergleich zum Laboreinsatz. Insbesondere die in Kapitel 7.6 beschriebenen Schneefeuchtemessungen waren davon betroffen. An einem 40 m langen Kabel im verlustarmen Schnee können sich durch benachbarte Funkdienste und atmosphärische Entladungen sehr hohe Spannungen ausbilden, die sich durch periodische oder transiente Störungen bemerkbar machen und nur durch eine Mittelwertbildung reduzieren lassen.

Kapitel 6

Oberflächenfeuchtesensor

6.1 Einführung

Die meisten Bodenfeuchtesensoren wie z.B. TDR-Gabeln müssen sorgfältig in den Boden eingebracht werden, um zuverlässige Meßergebnisse zu erzielen (Rothe et al., 1997). Untersuchungen von großflächigen Wassergehaltsverteilungen sind deshalb mit einem hohen Zeitaufwand verbunden. Insbesondere für die Kalibrierung von Radardaten wünscht man sich einen Bodenfeuchtesensor, mit dem man durch zerstörungsfreie Messungen von der Bodenoberfläche aus den Wassergehalt in den obersten Erdschichten schnell bestimmen kann (Jackson, 1990). Bisher sind dafür nur wenige Sensoren bekannt, wie sie z.B. in Kapitel 4 bei der Untersuchung von Labormessverfahren beschrieben wurden (Brundfeldt, 1987). Bei Feldmessungen erweist sich jedoch das Meßvolumen als zu klein, um eine ausreichende Integration über die Bodeninhomogenitäten zu ermöglichen. So muß man für Frequenzen um 1 GHz den Außendurchmesser eines koaxialen Sensors nach Gl. 4.1 deutlich unter 10 cm wählen, um die Ausbreitung höherer Moden zu vermeiden. Aufgrund dieser Einschränkung wurde nach anderen Wellenleitern und Strukturen mit vergleichbaren Eigenschaften gesucht, die eine deutlich größere Feldausdehnung und somit ein größeres Meßvolumen ermöglichen. Von Sarabandi und Li (1997) wurde ein Bodenfeuchtesensor beschrieben, der aus einem kreisförmigen Streifenleitungsresonator besteht und dadurch über einen größeren Bodenbereich integriert. Nachteilig ist jedoch, daß der Resonator auf seiner ganzen Fläche in gutem Kontakt mit dem Boden stehen muß und deshalb bei Pflanzenbewuchs nur sehr eingeschränkt zu verwenden ist. Viel geeigneter wäre ein Sensor, bei dem

der größte Teil der Feldenergie in der Luft transportiert wird, so wie es eine koaxiale Struktur ohne Außenleiter und mit Luftdielektrikum bieten würde.

Auf der Suche nach einem Wellenleiter, der die obigen Anforderungen erfüllen kann, stößt man auf die Gruppe der Oberflächenwellenleiter (Collin, 1960). Sie zeichnen sich durch das Fehlen einer metallischen Umrandung aus. Die Führung bzw. Konzentration der Welle um die Leitungsstruktur erfolgt mit Hilfe eines geschichteten Dielektrikums bzw. eines Rillen- oder Wendelleiters (Pehl, 1988). Im teilweisen Gegensatz zur Wellenausbreitung im Koaxialkabel oder im metallischen umrandeten Hohlleiter weisen Oberflächenwellenleiter einige Besonderheiten auf wie:

- das mögliche Fehlen einer Grenzwellenlänge,
- die Existenz einer begrenzten Zahl diskreter Moden zusammen mit einem kontinuierlichen Eigenwertspektrum,
- Phasengeschwindigkeiten, die kleiner als die Lichtgeschwindigkeit sein können (langsame Wellen).

Einer der bekanntesten Vertreter der Oberflächenwellenleiter ist der schon 1907 von Harms untersuchte und in Abbildung 6.1 gezeigte dielektrisch beschichtete Draht (Harms, 1907). Mangels praktischer Anwendbarkeit geriet diese Anordnung in Ver-

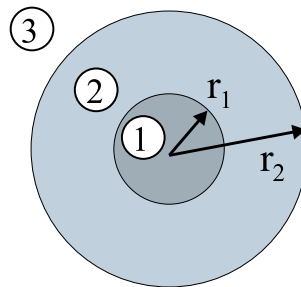


Abbildung 6.1: Dielektrisch beschichteter Draht: metallischer Innenleiter (1), dielektrische Beschichtung (2), luftgefüllter Außenraum (3).

gessenheit, bis Goubau (1950) im Zuge der kommerziellen Nutzung immer höherer Frequenzbereiche deren Bedeutung für die Nachrichtenübertragung erkannte. Damals stand die Suche nach einer gegenüber Koaxialkabeln verlustärmeren und günstigeren Übertragungsleitung im Vordergrund. Insbesondere als Speiseleitung für Rundfunk- und Fernsehsender erlangte die Goubau-Leitung deshalb einige Bedeutung (Greif,

1956; Huber, 1960). Als weiteres Anwendungsgebiet wurde in den 60iger und 70iger Jahren die Nachrichtenübertragung zu spurgeführten Fahrzeugen erschlossen (Gallawa, 1969, Fitzgerrell, 1972) und die Kabelradarortung von Hindernissen entlang von Fahrwegen vorgeschlagen (Beal, 1973). Ein kommerzieller Einsatz in diesen Bereichen blieb der Goubau-Leitung jedoch versagt. Technische Gründe liegen in der leichten Beeinflussung der Wellenausbreitung entlang des beschichteten Drahtes (Dallachau, 1981). So können in der Nähe befindliche metallische oder dielektrische Störkörper wie z.B. auch Regentropfen oder Eisschichten auf der Leitung zu einem deutlichen Dämpfungsanstieg führen. Ein weiteres Problem stellt die hochfrequenztechnisch einwandfreie Befestigung der Goubau-Leitung durch Stützen dar. Insbesondere bei langen Leitungen mit regelmäßiger Verteilung der Stützen machen sich periodische Einbrüche im frequenzabhängigen Dämpfungsverlauf bemerkbar (Haidle, 1971). Zudem entstehen an den Aufhängungspunkten, aber auch an Leitungskrümmungen und -durchbiegungen störende Strahlungsfelder, die schwierig vorherzusagen und zu berücksichtigen sind (Chiba, 1977). Ein weiteres Problem stellt die Ankopplung des Goubau-Leiters an den üblicherweise vorhandenen koaxialen Ausgang der Sende- und Empfangseinrichtung dar. Die dafür notwendigen Modenwandler sind mechanisch aufwendig und vergleichsweise groß.

Im Gegensatz zu dem eher geringen Erfolg der Goubau-Leitung bei der Nachrichtenübertragung, gibt es in der Sensortechnik Anwendungen, bei denen die spezielle Form dieses Oberflächenwellenleiters ohne metallische Umrandung von besonderem Nutzen ist. Ein Beispiel dafür ist die Füllstandsmessung in Tankanlagen (Ross, 1986; McEwan, 1997). Dazu wird eine Goubauleitung in einem Tank vertikal angeordnet und mit kurzen elektromagnetischen Pulsen erregt. Aus den Reflexionen an der Grenzschicht Luft-Material bzw. Material-Tankboden kann man die Füllhöhe und die dielektrischen Eigenschaften des Tankinhalts ermitteln.

Der in dieser Arbeit untersuchte Sensor zur Bodenfeuchtemessung beruht auf der in Bild 6.2 gezeigten Anordnung. Er besteht aus einer Goubau-Leitung und einem Exponentialhorn zur Modenwandlung und Ankopplung. Das Meßprinzip läßt sich wie folgt skizzieren. Am koaxialen Anschluß wird eine TEM-Welle eingespeist und durch den Ankoppeltrichter in eine Oberflächenwelle transformiert. Diese läuft bis zur Anschlagsscheibe, um dort in Abhängigkeit der dielektrischen Eigenschaften des anliegenden Bodens reflektiert zu werden. Das rücklaufende Signal wird wiederum in die koaxiale TEM-Mode gewandelt und läßt sich dort in Betrag und Phase mit der eingespeisten

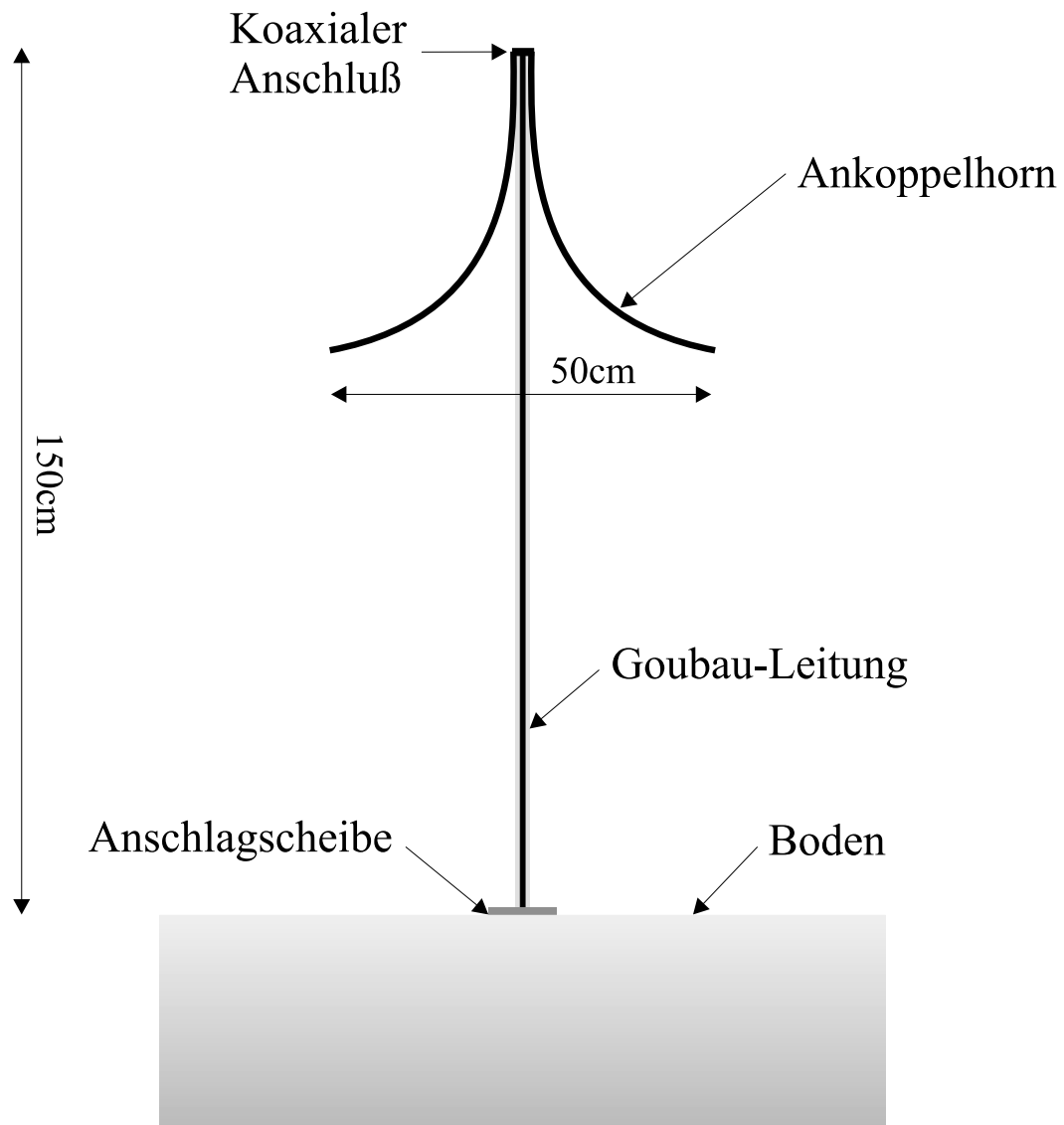


Abbildung 6.2: Aufbau des Oberflächensensors.

Welle vergleichen. Aus dem Eingangsreflexionsfaktor kann man rechnerisch oder mit Hilfe von Kalibriermessungen auf die DK des Bodens schließen.

6.2 Ausbreitungseigenschaften des Goubau-Wellenleiters

Für die technische Anwendung der Goubau-Leitung spielt nur die TM-Grundwelle eine Rolle, da sie bei rotationssymmetrischer Anregung der einzige Wellentyp mit geringer Dämpfung ist (Schmidt, 1951). Ausgehend von der in Bild 6.1 gezeigten Leitergeometrie mit metallischem Innenleiter und dielektrischer Beschichtung lassen sich die Ausbreitungseigenschaften berechnen. So lautet ein allgemeiner Ansatz für die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten nach Piefke (1955) wie folgt.

$$H_\varphi = Z_1(kr)e^{-\gamma z} \quad (6.1)$$

$$E_r = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon} Z_1(kr)e^{-\gamma z} \quad (6.2)$$

$$E_z = \frac{k}{j\omega\varepsilon} Z_0(kr)e^{-\gamma z} \quad (6.3)$$

Dabei hängt die Ausbreitungskonstante $\gamma = a + j\beta$ von der Kreisfrequenz ω , den Materialeigenschaften und der Wellenzahl k ab.

$$\gamma = \sqrt{k^2 - \omega^2 \mu \varepsilon} \quad (6.4)$$

Die Funktionen Z_0 und Z_1 sind Kombinationen von Zylinderfunktionen nullter und erster Ordnung, die in den verschiedenen Teilbereichen des Wellenleiters 1,2 und 3 entsprechend den Randbedingungen angesetzt werden.

$$Z_0(kr) = \begin{cases} C_1 J_0(k_1 r) \\ C_2 H_0^1(k_2 r) + C_3 H_0^2(k_2 r) \\ C_4 H_0^1(k_3 r) \end{cases} \quad (6.5)$$

$$Z_1(kr) = \begin{cases} C_1 J_1(k_1 r) \\ C_2 H_1^1(k_2 r) + C_3 H_1^2(k_2 r) \\ C_4 H_1^1(k_3 r) \end{cases} \quad (6.6)$$

Unter k_i versteht man dabei die Wellenzahlen für die Raumgebiete des metallischen Innenleiters ($i = 1$), der dielektrischen Ummantelung ($i = 2$) und des luftgefüllten

Außenraums ($i = 3$). Die Hankelfunktionen $H_0^1(k_3 r)$ und $H_1^1(k_3 r)$ sowie die Besselfunktion $J_0(k_1 r)$ und $J_1(k_1 r)$ sorgen für das gewünschte Verschwinden der Feldkomponenten für großen Radien bzw. $r = 0$. Zur Bestimmung der noch unbekanntenen Konstanten C_i werden die Stetigkeitsbedingungen für die elektrischen und magnetischen Feldstärkekomponenten an den Grenzflächen der Medien betrachtet.

$$H_{\varphi 1} = H_{\varphi 2} \quad \text{und} \quad E_{z1} = E_{z2} \quad \text{für} \quad r = r_1 \quad (6.7)$$

$$H_{\varphi 2} = H_{\varphi 3} \quad \text{und} \quad E_{z2} = E_{z3} \quad \text{für} \quad r = r_2 \quad (6.8)$$

Man erhält daraus eine transzendente Gleichung für die in den Wellenzahlen k_i enthaltene Ausbreitungskonstante γ , die sich jedoch nicht explizit lösen läßt. Man ist deshalb auf eine numerische Auswertung oder auf Näherungslösungen angewiesen (Kaden, 1951). Am Beispiel der von Röpke (1992) für Bodenfeuchtemessungen empfohlenen Leiterstrukturen wurden diese Berechnungen durchgeführt und die Ausbreitungseigenschaften der TM-Grundmode bestimmt. So ist in Bild 6.3 die Phasengeschwindigkeit für zwei unterschiedliche Dicken der dielektrischen Beschichtung aufgetragen. Man erkennt die Abnahme für steigende Frequenz und größere Schichtdicke, deren Ursache in dem zunehmenden Feldanteil im Dielektrikum zu finden ist. Gleichzeitig verringert sich die Feldausdehnung in der Luft. In Bild 6.4 ist dazu der radiale Verlauf der elektrischen Feldstärke gezeigt. Die Feldkonzentration ist um so ausgeprägter, je höher die Frequenz und je dicker die dielektrische Beschichtung ist. Ergänzend zu den als „dick“ bzw. „dünn“ gekennzeichneten Leitern ist noch der Feldstärkeverlauf für einen Goubau-Leiter mit besonders großen Abmessungen angegeben, der sich durch eine ausgewogenere Feldverteilung auszeichnet und eventuell noch besser für Sensoranwendungen geeignet wäre. Der Sprung von E_r am Übergang Dielektrikum/Luft läßt sich mit Hilfe der Maxwell-Gleichung $\text{div} \vec{D} = 0$ erklären. Abgesehen davon ähnelt der Feldstärkeverlauf dem $1/r$ -Verhalten der TEM-Grundmode in Koaxialleitern. Man kann nun einen Grenzradius r_0 definieren, innerhalb dessen der größte Teil der elektromagnetischen Energie transportiert wird und der ein Maß für die Feldkonzentration darstellt (Severin, 1960).¹ Für verlustlose Innenleiter und geringe Schichtdicken läßt sich die folgende Näherung angeben.

$$\ln \frac{1,123 r_0}{r_1} \approx \left(1 - \frac{1}{\varepsilon}\right) \left(1 + \frac{2\pi r_0}{c_0/f}\right) \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (6.9)$$

¹Ein äquivalentes Koaxialkabel mit annähernd gleichen Übertragungseigenschaften und Feldverlauf würde den 0,68-fachen Wert des Grenzradius als Außenleiterradius aufweisen (Kaden, 1951).

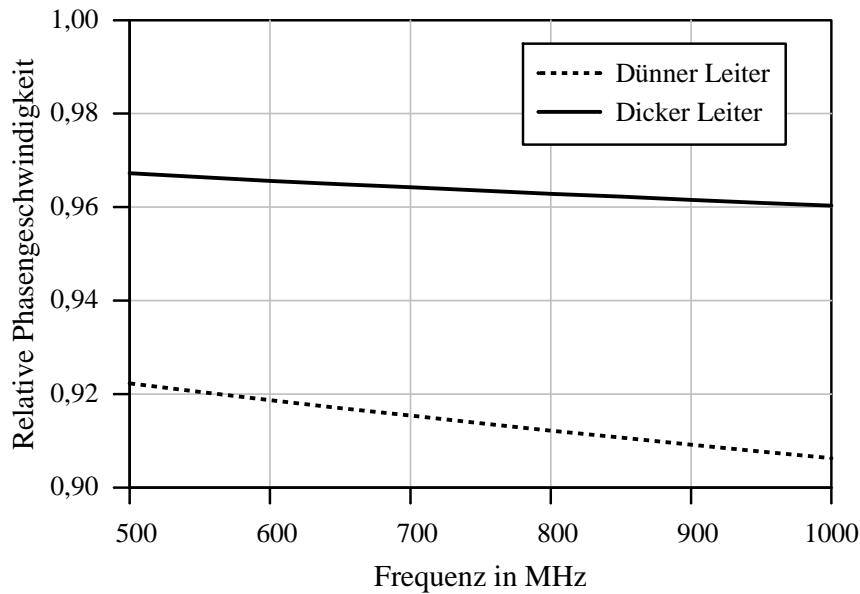


Abbildung 6.3: Auf die Lichtgeschwindigkeit bezogene Phasengeschwindigkeiten der TM-Grundmode für zwei von Röpke (1992) empfohlene Wellenleiterabmessungen: $r_1 = 2$ mm (dünn) bzw. $r_1 = 4$ mm (dick), $r_2 = 6,5$ mm, PVC-Beschichtung mit $\varepsilon = 2,58$, spezifischer Widerstand des Innenleiters $\rho = 0,75 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$.

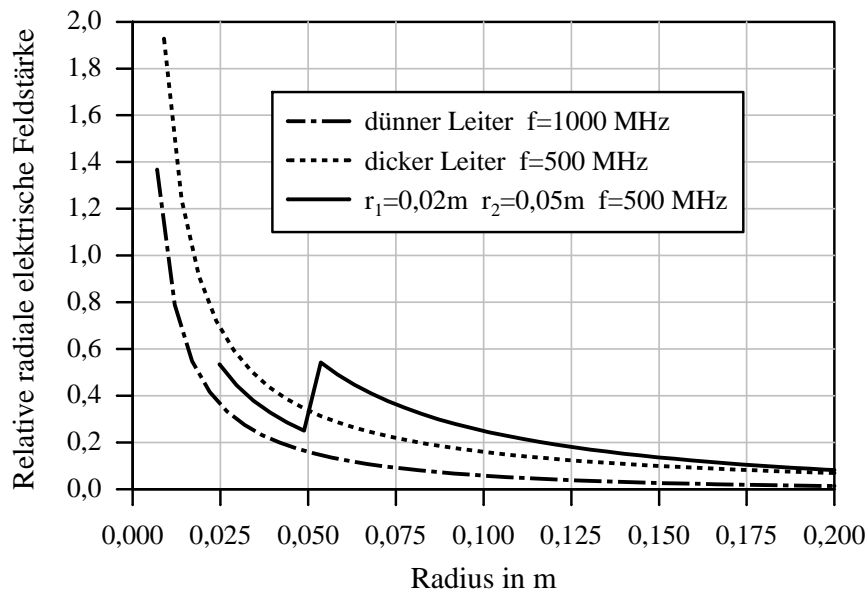


Abbildung 6.4: Auf gleiche Übertragungsleistung bezogene radiale elektrische Feldstärkeverteilung der Goubau-Leitung für verschiedene Abmessungen und Frequenzen.

Der Grenzradius reicht von gut 35 cm für den dicken Leiter bei einer Frequenz f von 500 MHz bis zu knapp über 10 cm für den dünnen Leiter bei 1000 MHz (Bild 6.5).

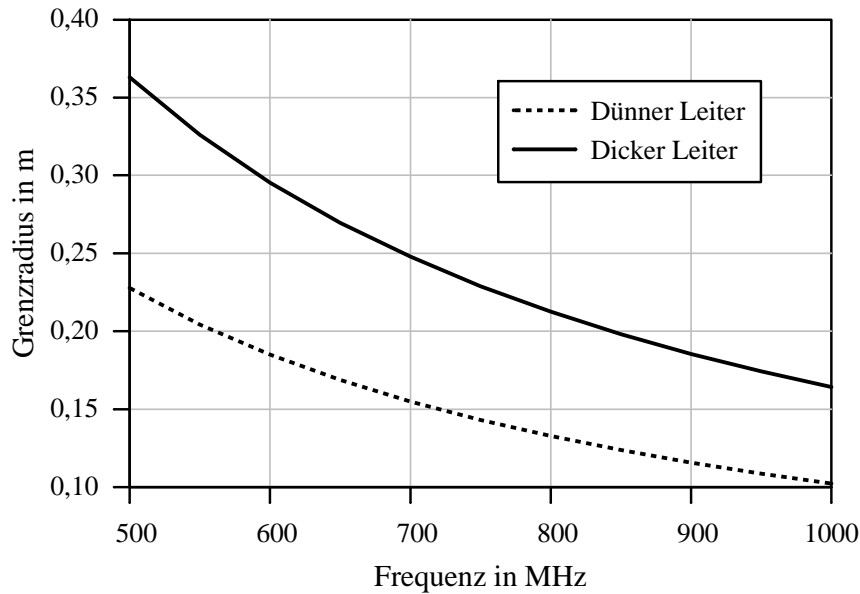


Abbildung 6.5: Grenzradien für die von Röpke (1992) empfohlenen Wellenleiterabmessungen.

6.3 Ankopplung der Oberflächenwelle

Die Ankopplung der Oberflächenwelle an einen koaxialen Senderausgang kann mit Hilfe eines konischen Horns (Goubau, 1951), eines Stufenhorns (Ledinegg et al., 1970) oder wie in dieser Arbeit durch ein Exponentialhorn mit besonders geringer Baulänge erfolgen. Die direkte Anregung durch eine koaxiale Leitung bzw. durch eine koaxiale Leitung mit zusätzlichem Schirm (Hebenstreit, 1976) eignet sich nur für sehr hohe Frequenzen. Die Aufgabe dieser Wandler ist zum einen die Wellenwiderstandsanpassung und zum anderen die Konversion der koaxialen Mode in die TM-Grundmode des Goubau-Leiters. Die dabei entstehenden Verluste durch Abstrahlung liegen in der Größenordnung von 1 dB, vorausgesetzt der Radius des Ankoppelhorns ist mindestens so groß wie der Grenzradius r_0 der Oberflächenwelle. So zeigte ein Experimentalaufbau bestehend aus einer Transmissionsstrecke (Exponentialhorn \Rightarrow Oberflächenwellenleiter der Länge 2 m \Rightarrow Exponentialhorn) eine Durchgangsdämpfung von 2 dB bei 1 GHz.

Wichtiger als eine geringe Durchgangsdämpfung ist jedoch die Wellenwiderstands-anpassung zur Verringerung von Mehrfachreflexionen. Für das in dieser Arbeit zur Verfügung stehende Exponentialhorn kann eine erste Näherung zur Beschreibung der Übertragungseigenschaften mit Hilfe der Leitungstheorie erfolgen. Dazu wird das Horn vom Anschluß der Koaxialleitung bis zu einem Durchmesser, der dem Grenzdiameter entspricht, in diskrete Abschnitte unterteilt. Der Wellenwiderstand und die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Abschnitts lassen sich wie folgt berechnen. In Analogie zum Feldansatz für den Goubau-Leiter und unter der Annahme idealer Leitfähigkeit modifiziert man Gl. 6.5 und Gl. 6.6 zu:

$$Z_0(kr) = \begin{cases} C_1 H_0^1(k_2 r) + C_2 H_0^2(k_2 r) \\ C_3 H_0^1(k_3 r) + C_4 H_0^2(k_3 r) \end{cases} \quad (6.10)$$

bzw.

$$Z_1(kr) = \begin{cases} C_1 H_1^1(k_2 r) + C_2 H_1^2(k_2 r) \\ C_3 H_1^1(k_3 r) + C_4 H_1^2(k_3 r). \end{cases} \quad (6.11)$$

Der Bereich der dielektrischen Beschichtung läuft dabei von r_1 bis r_2 und der Luftbereich von r_2 bis r_3 . Aus den Randbedingungen für die tangentialen Komponenten von \vec{H} und \vec{E} läßt sich auch hier wieder eine Gleichung für die Ausbreitungskonstante γ bzw. die Ausbreitungsgeschwindigkeit v herleiten und numerisch lösen. Zur Berechnung des Wellenwiderstands Z_L wird in vergleichbarer Weise wie bei Piefke (1955) vorgegangen. So ergibt sich die gesamte übertragene Leistung P aus

$$P = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r_1}^{r_3} E_r H_\varphi d\varphi dr. \quad (6.12)$$

Mit Hilfe der Definition

$$P = \frac{1}{2} I^2 Z_L \quad (6.13)$$

und der Beziehung

$$I = 2\pi r_1 H_\varphi(r = r_1) \quad (6.14)$$

für den Strom I läßt sich Z_L bestimmen.

In Bild 6.6 ist der Verlauf des Wellenwiderstands und der relativen Ausbreitungsgeschwindigkeit v/c für ein Beispiel angegeben. Z_L liegt zwischen den Werten für eine homogene Koaxialleitung mit Luft- (Z_{min}) oder PVC-Füllung (Z_{max}). Die Ausbreitungsgeschwindigkeit nähert sich rasch dem der Goubau-Leitung an (siehe auch

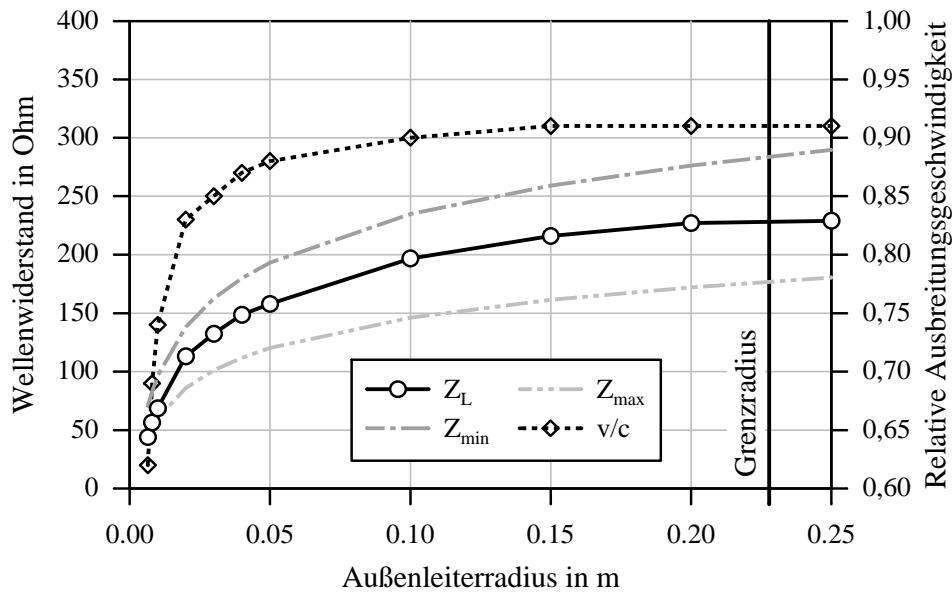


Abbildung 6.6: Ortsabhängiger Wellenwiderstand und relative Ausbreitungsgeschwindigkeit des Exponentialhorns. Der Außenleiterradius r_3 ist als Funktion der Ortskoordinate z gegeben: $r_3 = 0,0047 \text{ m} + 0,0018e^{10,9265z/\text{m}}$ m. Die Berechnung erfolgte für $r_1 = 0,002 \text{ m}$, $r_2 = 0,0065 \text{ m}$, $\varepsilon_2 = 2,58$ und $f = 500 \text{ MHz}$.

Abb. 6.3, dünner Leiter). Der Eingangswiderstand des Exponentialhorns kann nun durch eine Ortsdiskretisierung in Stücke der Länge Δl und rekursive Anwendung der nachstehenden Transformationsgleichung für stückweise homogene Leitungen bestimmt werden (Norgren und He, 1996).

$$Z_{i+1} = Z_L \frac{Z_i + Z_L \tanh(\gamma_i \Delta l)}{Z_L + Z_i \tanh(\gamma_i \Delta l)} \quad (6.15)$$

Dabei wird für $i = 0$ ein reflexionsfreier Abschluß angenommen. Die Berechnung für dieses Beispiel ergibt einen Eingangsreflexionsfaktor der bei 0,17 bzw. -15 dB liegt. Für die niedrige Frequenz und die kurze Baulänge ist dieser Wert relativ günstig, obwohl noch Optimierungsbedarf besteht.² Diese überschlägigen Berechnungen wurden durch Feldberechnungen mit MAFIA und experimentelle Untersuchungen überprüft. In Bild 6.7 sind die Zeitbereichsreflexionen des Oberflächensensors als Antwort auf einen Eingangsimpuls dargestellt. Man erkennt sowohl den Trichterbereich wie auch das offene Ende der Goubau-Leitung. Die berechneten und gemessenen Zeitverläufe stimmen gut miteinander überein. Die aus mechanischen Gründen notwendige Hal-

²Diese Möglichkeit wurde nicht weiter verfolgt, da die Fertigung des Trichters aus Aluminium-Druckguß relativ teuer und zeitaufwendig ist.

terung der Goubau-Leitung wurde nicht in MAFIA modelliert, so daß sie nur in den experimentellen Daten zu erkennen ist.

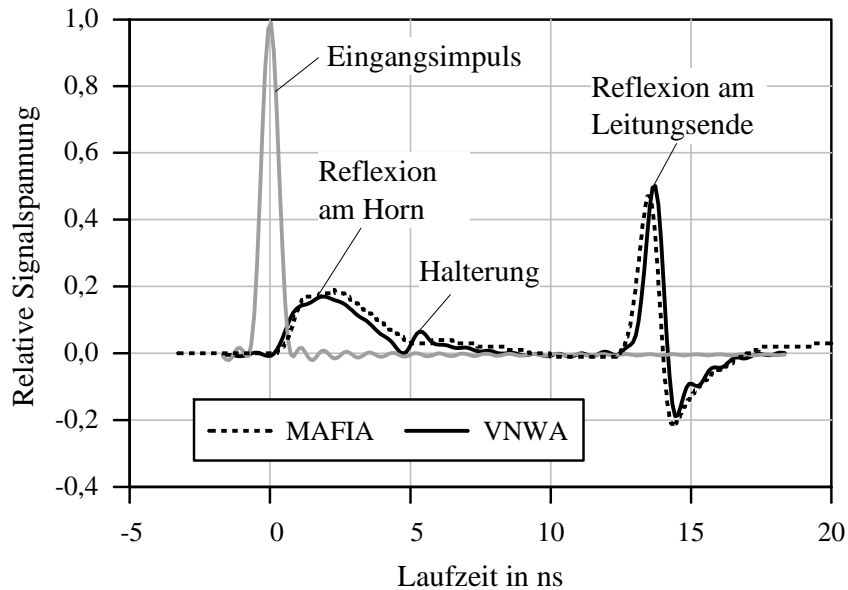


Abbildung 6.7: Erregung des Oberflächenensors mit einem Impuls und seine Antwort darauf. Die experimentellen Daten wurden mit einem VNWA HP 8712 aufgezeichnet und mittels Fouriertransformation in den Zeitbereich transformiert (6 MHz bis 1206 MHz, 201 Punkte).

In Bild 6.8 sind die mit MAFIA berechnete Verteilung der elektrischen Feldstärke für 500 MHz und 1000 MHz aufgetragen. Man erkennt, daß in beiden Fällen das Exponentialhorn eine gute Ankopplung an die Goubau-Mode ermöglicht. Wie zu erwarten ist die radiale Ausdehnung des elektrischen Felds bei 500 MHz wesentlich größer als bei 1000 MHz. So ist der Durchmesser des Exponentialhorns in etwa auf den Grenzradius bei 500 MHz ausgelegt.

6.4 Eigenschaften des Oberflächenfeuchtesensors

Der Zusammenhang zwischen dem Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und den dielektrischen Eigenschaften des an der Anschlagscheibe befindlichen Materials wird als Kennlinie des Oberflächenfeuchtesensors bezeichnet. Sie läßt sich experimentell oder mit Hilfe des Feldberechnungsprogramms MAFIA bestimmen. Ein Ergebnis dieser Untersuchungen ist in Bild 6.9 aufgetragen. Da der Betrag des Reflexionsfaktors nahezu

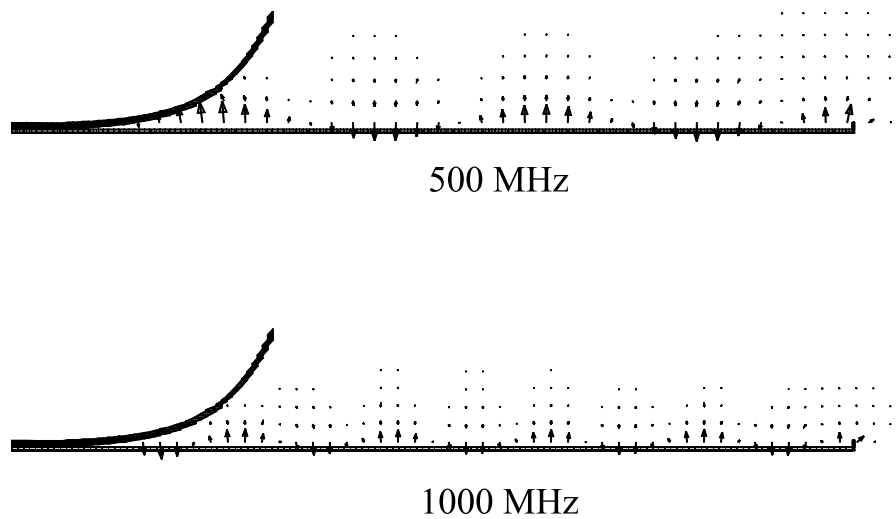


Abbildung 6.8: Momentaufnahme der elektrischen Feldstärkeverteilung des Oberflächenensors für 500 MHz und 1000 MHz (dünner Leiter). Aufgrund der Rotationssymmetrie kann die Berechnung mit dem zweidimensionalen Lösungsmodul von MAFIA erfolgen (rz-Geometrie).

konstant ist, kann man sich auf die Betrachtung des Phasenwinkels beschränken. Man erkennt wie sich die Phase von S_{11} mit zunehmender Dielektrizitätszahl verringert. Verkleinert man die Dicke der Anschlagsscheibe, so steigt die Meßdynamik. Andererseits ist dann die Empfindlichkeit des Sensors gegenüber einem schlechten Kontakt zum Material erheblich größer. Gerade bei Bodenfeuchtemessungen befinden sich zwischen dem Boden und der Anschlagsscheibe zumeist Wurzeln und Steine, die den Meßwert verfälschen können. Als günstiger Kompromiß zwischen diesen gegensätzlichen Forderungen hat sich eine Scheibendicke um 3 mm erwiesen. Die in Bild 6.9 ebenfalls eingetragenen experimentellen Meßwerte weichen aufgrund von Stoßstellen im Leitungssystem und aufgrund von Fertigungstoleranzen von der berechneten Kennlinie ab. So zeigt Röpke (1992), daß schon kleine Abweichungen des Außenmantelradius in der Größenordnung von $10 \mu\text{m}$ zu Phasenabweichungen von mehr als 1° führen können. Deshalb muß für jeden Sensor eine individuelle Kennlinie aufgenommen werden. Die Stoßstellen entstehen an nichtidealen Übergängen wie z.B. an der Eingangsbuchse sowie an den notwendigen mechanischen Halterungen des Oberflächenwellenleiters. Wie bei den in Kapitel 4.2.5 erläuterten Kalibrierverfahren könnte man diese systematischen Fehler kompensieren, in dem man drei verschiedene Abschlüsse am Ende der Leitung anbringt. In der Praxis beschränkt man sich aber auf eine einfache „OPEN“-Kalibrierung mit Luft, da andere wohldefinierte Abschlüsse

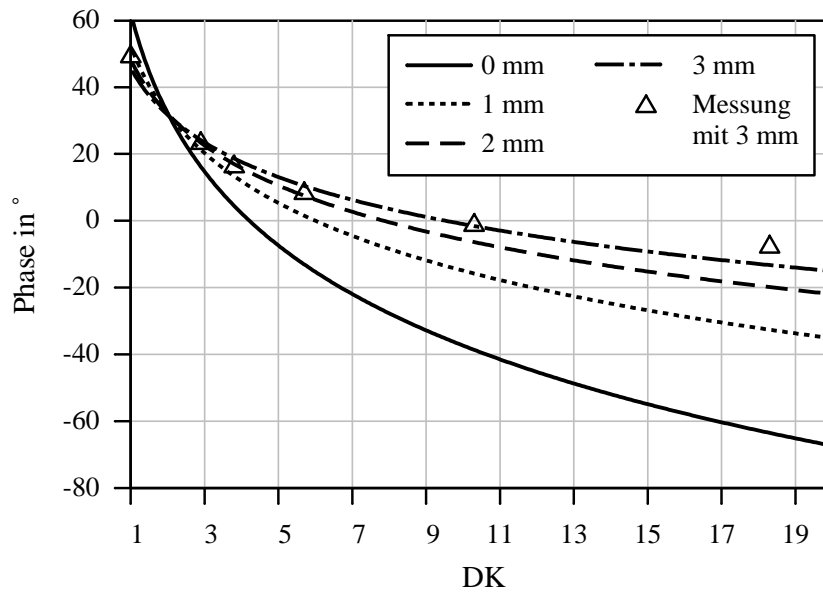


Abbildung 6.9: Kennlinien des Oberflächensensors für verschiedene Dicken der Anschlagsscheibe. Berechnung mit MAFIA: dünner Stab, Scheibenradius 5 cm, Frequenz 1000 MHz. Die Messung für die Scheibendicke von 3 mm wurden mit verlustarmen Sand-Wasser-Mischungen durchgeführt.

aufgrund der großen Feldausdehnung nur sehr schwierig angebracht werden können.

Das Meßvolumen des Oberflächensensors ergibt sich aus der Apertur am Ende der Goubau-Leitung (πr_0^2) und der Eindringtiefe p . Letztere wurde von Röpke (1992) experimentell an Wasser-Sand-Gemischen unterschiedlicher DK untersucht. Eine in dem Material eingebrachte leitfähige Platte beeinflusst je nach Abstand zur Anschlagsscheibe den Eingangsreflexionsfaktor. Dabei definiert man die Eindringtiefe als den Abstand, bei dem sich der Phasenwinkel um nicht mehr als ein vorgegebenes Maß gegenüber dem ungestörten Fall ohne Platte ändert. Die unter dieser Voraussetzung bestimmte Abhängigkeit von der Frequenz und der DK läßt sich wie folgt erklären. Mit steigender Frequenz verringert sich der Grenzradius und es kommt zu einer Abnahme der Eindringtiefe, so wie man es bei einem offenen Koaxialleitersensor mit kleiner werdenden Außenradius beobachten kann. Darüber hinaus verringert sich die Eindringtiefe mit zunehmender Frequenz aufgrund der verlustbehafteten DK des Bodens. Als Obergrenze läßt sich die für ebene Wellen geltende Beziehung nach Ulaby et al. (1986) angegeben, die im Gegensatz zu der hier bevorzugten Definition über

die Feldabschwächung hergeleitet ist.

$$p \approx \frac{c_0 \sqrt{\varepsilon'}}{2\pi f \varepsilon''} \quad (6.16)$$

Das Feld am Ende der Goubau-Leitung kann man sich aus einem Streu- und einem Strahlungsfeld zusammengesetzt denken. Seine Eindringtiefe ist somit immer kleiner als das einer ebenen Welle. Berechnet man in Analogie zu den experimentellen Untersuchungen den Einfluß einer leitenden Platte auf den Reflexionsfaktor mit MAFIA, so kommt man zu dem in Bild 6.10 gezeigten Ergebnis. Die Eindringtiefe ist stark

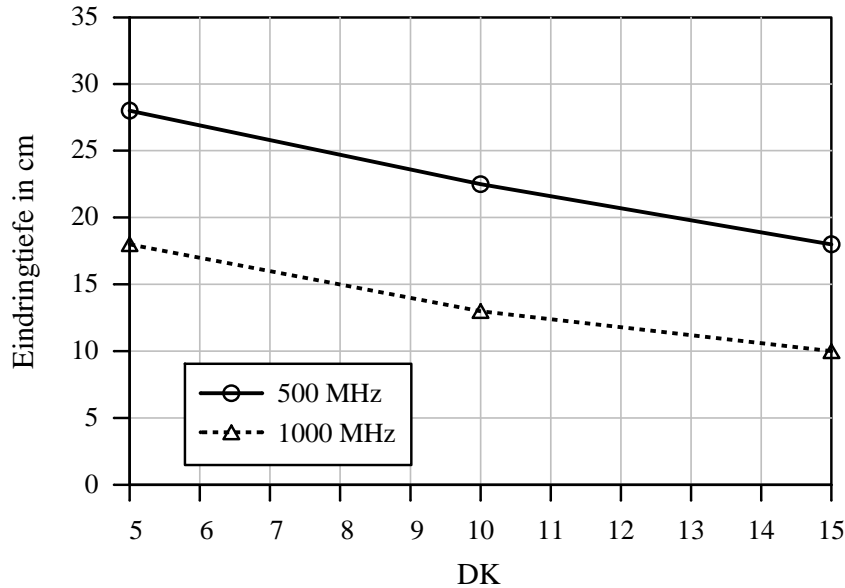


Abbildung 6.10: Eindringtiefe des Oberflächensensors. Berechnung mit MAFIA für Materialien mit einer Güte $Q=10$ und eine Phasenabweichung von 5° vom Wert ohne leitende Platte (dünner Leiter).

von der Frequenz und der DK abhängig. Aus Messungen bei mehreren Frequenzen kann man somit auf die Tiefenverteilung der Feuchte schließen. Nachteilig ist jedoch, daß der Tiefenbereich nicht immer konstant, sondern eine Funktion der DK und in besonderen Maße des Verlustanteils ist. Das Meßvolumen selbst beträgt etwa 45 dm^3 bei der niedrigsten Frequenz und der kleinsten DK (500 MHz, $DK=5$, $Q=10$) und sinkt auf 3 dm^3 bei der höchsten Frequenz und der größten DK (1000 MHz, $DK=15$, $Q=10$).

Ein Beispiel für eine Messung mit dem Oberflächensensor ist in Bild 6.11 dargestellt. Das obere Diagramm zeigt eine vergleichsweise homogene Feuchteverteilung eines Testfelds wie sie nach einem Regenereignis festgestellt werden kann. Nach einer

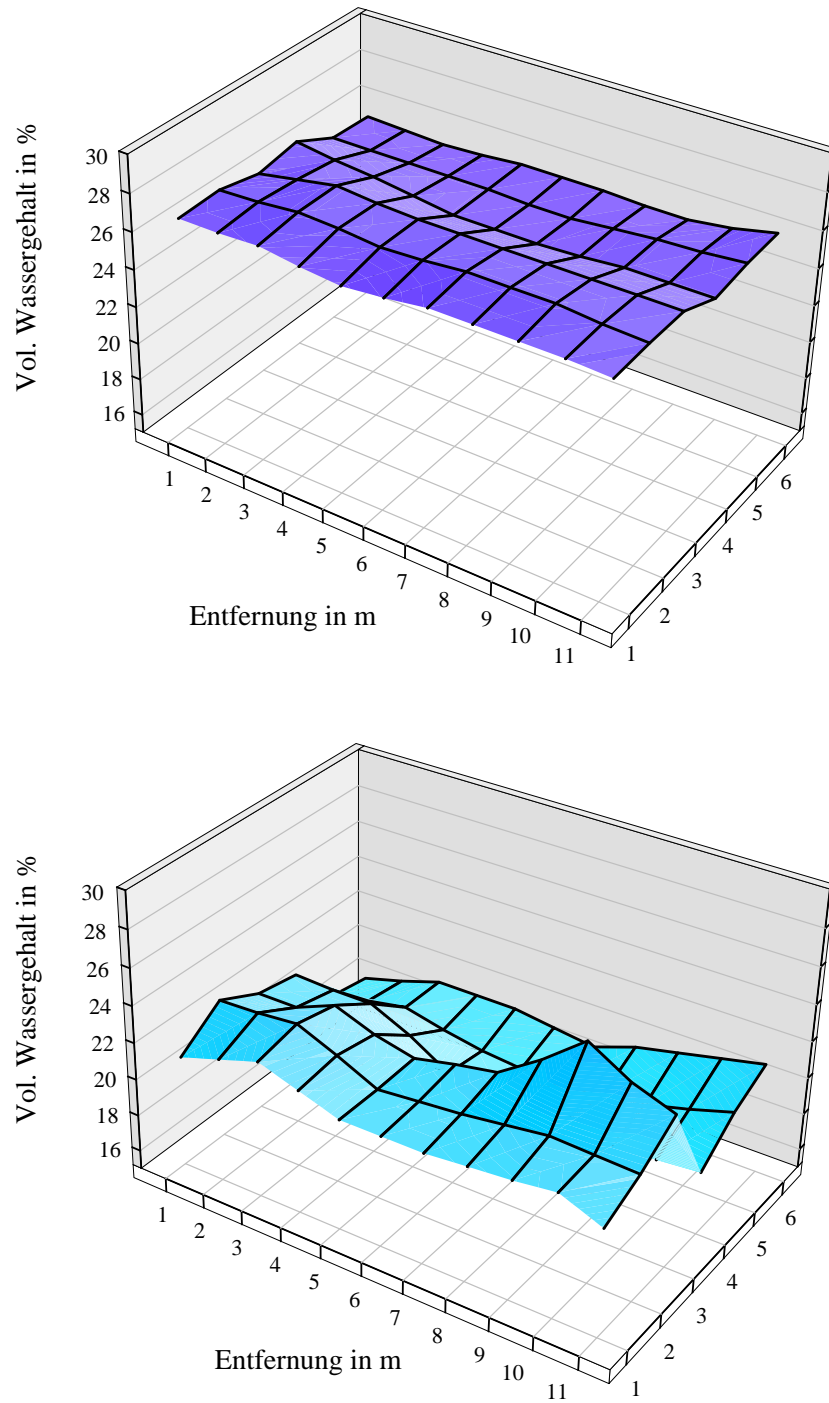


Abbildung 6.11: Messung mit dem Oberflächensensor (dünner Stab, Frequenz: 1000 MHz \rightarrow ca. 10 cm Eindringtiefe).

Trocknungsphase konnten die im unteren Diagramm abgebildeten Wassergehaltswerte bestimmt werden. Sie weisen eine unregelmäßige Verteilung auf, die ihre Ursache in der ungleichmäßigen Versickerung und der teilweisen Abschattung der Sonneneinstrahlung hat. Die Meßgenauigkeit des Oberflächensensors liegt bei etwa $\pm 3\%$ im volumetrischen Wassergehalt. Sie hängt wie bei den meisten nichtinvasiven Sensoren in erster Linie von dem guten Kontakt zum Boden ab.

Zum Abschluß ist in Bild 6.12 der praktische Einsatz des Oberflächensensors gezeigt. Bei der Messung ist darauf zu achten, daß sich keine Körperteile innerhalb des Grenzradius befinden und zu unerwünschten Reflexionen führen.



Abbildung 6.12: Oberflächensensor im praktischen Einsatz. Die hochfrequente Meßschaltung wurde von Ulbrich (1993) entwickelt.

Kapitel 7

Kabelsensor

7.1 Einführung

Feuchtesensoren nach dem Stand der Technik erlauben in der Regel nur Punktmessungen, d.h. der Wassergehalt wird an einer oder mehreren Stellen in einem eng begrenzten Volumen bestimmt. Ein typisches Beispiel dafür sind die von mehreren Herstellern angebotenen TDR-Meßgeräte mit Gabellängen von 5 bis 30 cm (Stacheder, 1996). Bei vielen Anwendungen ist man jedoch nicht an dem kleinräumigen, an einer bestimmten Stelle vorherrschenden Wassergehalt interessiert, sondern an einer großflächigen Feuchteverteilung bzw. ihrem Mittelwert. So weisen natürliche und landwirtschaftlich genutzte Böden eine inhomogene Feuchteverteilung auf (Rajkai et al., 1992), deren durchschnittlicher Wert nur mit Hilfe einer großen Zahl von Punktmessungen gewonnen werden kann. Der gerätetechnische Aufwand für kontinuierliche Messungen, wie er bei Verwendung herkömmlicher TDR-Sensoren erforderlich ist (Heimovaara et al., 1990; Herkelrath et al., 1991), kann in vielen Fällen aus Kostengründen nicht gerechtfertigt werden. Ist man überdies an der ortsabhängigen Feuchteverteilung entlang einer bestimmten Strecke interessiert, so scheiden Punktmessungen mit ihrer inherenten Ortsdiskretisierung von vornherein aus. Aufgrund des Bedarfs an einer flächigen und ortsauffösenden Wassergehaltsbestimmung wurde nach neuen Meßverfahren gesucht und eine technologisch und ökonomisch vorteilhafte Lösung in Form des nachfolgend beschriebenen Kabelsensors gefunden. Diese Erfindung ist durch ein eigenes Patent geschützt (Brandelik et al., 1995b) und befindet sich in der praktischen Erprobung als Sensor zur großflächigen Kontrolle der mineralischen

Abdichtungen von Mülldeponien (siehe Kapitel 7.5).

Das Grundelement des Kabelsensors besteht aus Lecherleitungen bzw. Mehrfachleiteranordnungen, die mit einer Kunststoffisolierung versehen sind. Einige der verwendeten Kabelquerschnitte sind in Bild 7.1 dargestellt. Die Leitungen werden in das zu

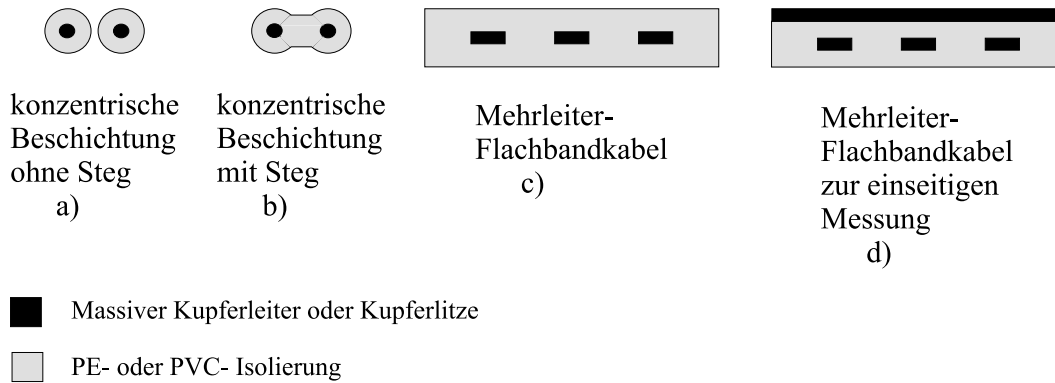


Abbildung 7.1: Querschnitt verschiedener Kabelsensoren.

untersuchende Material eingebracht und mit hochfrequenten Pulsen bzw. sinusförmigen Signalen angeregt. In Abhängigkeit der dielektrischen Eigenschaften des Meßguts bzw. des Wassergehalts kommt es zu einer Veränderung der Ausbreitungseigenschaften der auf den Leitungen laufenden elektromagnetischen Wellen. Aus der Messung dieser Änderungen mit Hilfe von Reflexions- und Transmissionsmessungen im Zeit- oder Frequenzbereich kann auf die dielektrischen Eigenschaften des umgebenden Materials zurückgeschlossen werden. Je nach meßtechnischem Aufwand und Wahl des Auswerteverfahrens lassen sich dabei integrale Feuchtwerte oder Feuchteverteilungen entlang eines Kabelstücks angeben. Es handelt sich hierbei natürlich auch nur um eine indirekte Messung des Wassergehalts. Die Dielektrizitätszahl muß wie bei allen dielektrischen Meßmethoden über eine Kalibrierung in die Feuchte überführt werden. Je nach Genauigkeitsanforderungen und Materialeigenschaften erfordert dies den Einsatz weiterer Meßgeräte, wie z.B. dem in Kapitel 3.5 und Kapitel 5.4 vorgestellten Bodenfeuchtesensor LUMBRICUS.

Die nachfolgenden Untersuchungen beschäftigen sich vorwiegend mit den hochfrequenten Eigenschaften der Kabel, ihrer Modellierung, sowie der meßtechnischen Erfassung der Ausbreitungseigenschaften. Wie bei den Labormessungen in Kapitel 4 wird auch hier zwischen Frequenz- und Zeitbereichsmethoden unterschieden. Je nach Betrachtungsweise gelangt man dadurch zu verschiedenen Darstellungen der Wellen-

7.2 Kabeleigenschaften

In die Entwicklung des Sensorkabels sind die Erfahrungen und Einschränkungen bei der Anwendung herkömmlicher TDR-Feuchtemeßgeräte eingeflossen. Deren Applikator ist in der Regel eine Gabel aus metallischen Stäben, die in das zu untersuchende Material eingebracht wird. Aus der Laufzeit t eines kurzen elektromagnetischen Impulses entlang der Leitungsstruktur mit der Länge l kann mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 auf die Dielektrizitätszahl des umgebenden Mediums ε_m geschlossen werden (Whalley, 1993).

$$\varepsilon_m = \left(\frac{c_0 t}{l} \right)^2 \quad (7.1)$$

Im Falle von verlustbehafteten Materialien, d.h. komplexen ε_m , wird der Impuls stark gedämpft. Ab einer bestimmten Leitungslänge ist es dann nicht mehr möglich, die Laufzeit t zu bestimmen. Wie die Untersuchungen von Dalton und van Genuchten (1986) zeigen, hängt die Dämpfung des Impulses hauptsächlich vom Wassergehalt sowie der Leitfähigkeit der Bodenwasserlösung ab. Für mittlere Wassergehalte und moderate Leitfähigkeiten ergeben sich maximale Leitungslängen um 1 m. Eine ausreichende Mittelung über Bodeninhomogenitäten ist damit nur bedingt erzielbar. Abhilfe schafft eine dünne Kunststoffbeschichtung der metallischen Leiter des Kabelsensors. Dadurch wird die Leitungsdämpfung drastisch reduziert und die maximale Leitungslänge für Leitergeometrien wie z.B. in Bild 7.1c auf bis zu 40 m in üblichen Böden vergrößert. In einer eigenen Veröffentlichung wurde über diese ersten Versuche mit im Boden eingegrabenen Leitungen berichtet (Brandelik und Hübner, 1996b). Nadler et al. (1996) haben die Vorteile der Isolierbeschichtung ebenfalls erkannt und in einem kapazitiven Sensor verwirklicht. Aufgrund der ungünstigen Frequenzwahl im MHz-Bereich ist bei ihnen eine starke Abhängigkeit der Meßwerte von der Bodenart zu verzeichnen. Überdies ist die Sensorlänge mit 11 cm für ein ausreichend großes Meßvolumen zu gering. Die Beschichtung der Leiter hat noch weitere Auswirkungen auf die Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen entlang der Struktur. So muß die einfache Beziehung zwischen der Laufzeit t und Dielektrizitätszahl ε_m gemäß Gl. 7.1 durch die in den nachfolgenden Kapiteln hergeleiteten Ausdrücke ersetzt werden. Mit der Beschichtung geht eine Verminderung der Empfindlichkeit einher, die

sich insbesondere bei hohen Wassergehalten bemerkbar macht. Dieser Nachteil wird jedoch durch die vergrößerte Leitungslänge bei weitem kompensiert. Bei unbeschichteten Leitern besteht die Möglichkeit, neben dem Wassergehalt auch eine Aussage über die Leitfähigkeit des Bodens zu treffen (Noborio et al., 1994). Diese Möglichkeit ist bei den beschichteten Leitern eingeschränkt, da gerade dort der Einfluß der Leitfähigkeit auf die Messung verringert werden soll. Mit gewissen Einschränkungen lassen sich aber auch mit beschichteten Leitern Leitfähigkeitsmessungen vornehmen (Stacheder, 1996). Ein weiterer Aspekt der Kabelgestaltung betrifft das Leitermaterial und seine Formgebung. Im Gegensatz zu den üblicherweise verwendeten starren Metallstäben werden in dieser Arbeit biegsame Kupferleiter eingesetzt. Dies ist z.B. für den Einsatz zur Überwachung der Feuchte in mineralischen Abdeckungsschichten von Mülldeponien von besondere Bedeutung. Dort werden Kabel während der Baumaßnahmen auf die zu untersuchenden Schichten gelegt und mit weiterem Material bedeckt. Im Gegensatz zu nachträglich eingebrachten starren TDR-Gabeln mit ihren einbaubedingten Störungen des Gefüges (Rook et al., 1993), wird eine erheblich bessere Materialumschließung der Leiter erreicht. Desweiteren kann man von einer gewissen Unempfindlichkeit gegenüber Setzungen des Baugrunds ausgehen. Ein weiteres Einsatzgebiet des Kabelsensors ist die Schneefeuchtemessung. Aus diesem Grund ist die Kunststoffbeschichtung der in dieser Arbeit entwickelten Leiterstrukturen weiß eingefärbt. So wurde im Rahmen einer Versuchsreihe der Einfluß unterschiedlicher Kabelfärbungen auf die Schneefeuchtbestimmung untersucht (Beppler, 1996) und die Ergebnisse für die anschließende Kabelfertigung verwendet. In Übereinstimmung mit den Erkenntnissen von Mätzler (1984) kann das durch die Sonneneinstrahlung hervorgerufene selektive Schmelzen um die Leiter durch eine reinweiße und deckende Einfärbung minimiert werden. Überdies hinaus erreicht man mit der Kunststoffbeschichtung die von ihm vorgeschlagene Erniedrigung der Dichte des Sensors und eine Verringerung der Wärmeleitfähigkeit.

7.2.1 Voraussetzungen und Definitionen

Bevor auf die theoretischen und experimentellen Untersuchungen der Eigenschaften isolierter Kabel eingegangen wird, sind einige wesentliche Voraussetzungen zu erläutern. In der Leitungstheorie ist es üblich, von transversalen elektromagnetischen Wellen (TEM-Wellen) auszugehen. Das bedeutet, daß die elektrischen und magne-

tischen Feldvektoren in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung liegen. Höhere Moden sowie Abstrahlung werden vernachlässigt. Dies ist gerechtfertigt, wenn die Abmessungen der Leiterstruktur in der Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung klein gegenüber der Wellenlänge sind (Paul, 1994). Elektrische Feldstärken in Ausbreitungsrichtung entstehen aber auch dann, wenn die Leiter in ein inhomogenes Dielektrikum eingebettet oder wenn die Leiter selbst verlustbehaftet sind. Geringfügige Effekte dieser Art werden toleriert und führen zu einer als Quasi-TEM-Mode bezeichneten Ausbreitung, die ebenfalls mit den Methoden der Leitungstheorie behandelt werden kann. Das dafür bekannte Ersatzschaltbild mit konzentrierten Elementen ist in Bild 7.2 zu erkennen (Zinke und Brunswig, 1990).¹ Der Kapazitätsbelag C ,

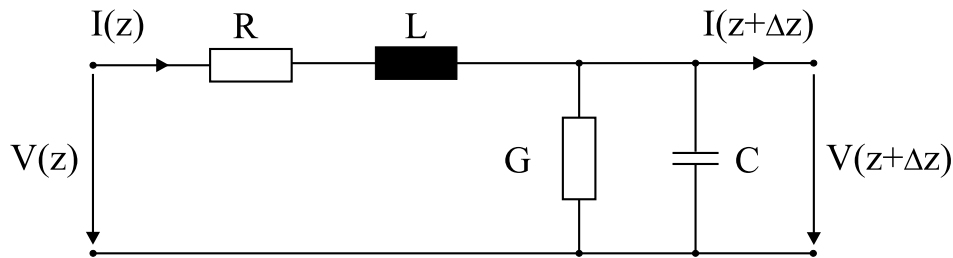


Abbildung 7.2: Ersatzschaltbild für ein infinitesimales Leitungsstück.

Induktivitätsbelag L , Widerstandsbelag R sowie der Ableitungsbelag G sind für eine vollständige Beschreibung der Übertragungseigenschaften der so modellierten Leitung ausreichend. Damit definiert man die Ausbreitungskonstante γ in Abhängigkeit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ zu

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (7.2)$$

und den Wellenwiderstand Z_L zu

$$Z_L = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (7.3)$$

Bei den hier verwendeten Kabeln kann der Widerstandsbelag vernachlässigt werden. Gleiches gilt für den Ableitungsbelag, wenn sich das Kabel in Luft, Öl, Wasser oder Schnee befindet. Im Boden muß jedoch mit einem deutlich spürbaren Ableitungsbelag gerechnet werden, der zudem ein dispersives Verhalten aufweist.

¹In der Literatur zu inhomogenen Leitungen werden üblicherweise L , C , R und G anstelle der gestrichelten Größen L' , C' , R' und G' verwendet. Es handelt sich dennoch um Leitungsbeläge.

Bei beschichteten Kabeln setzt sich der Kapazitätsbelag C aus mehreren Einzelkapazitäten zusammen, die mit den nachfolgend erläuterten Methoden theoretisch berechnet und meßtechnisch verifiziert werden können.

7.2.2 Berechnung der Kabeleigenschaften mit konformen Abbildungen

Unter der Voraussetzung der Quasi-TEM-Näherung und der Annahme nichtmagnetischer Materialien können die Kabeleigenschaften aus der elektrostatischen Feldverteilung in der Querschnittsebene berechnet werden (Naiheng et al., 1986). Diese Verteilung bzw. die ihr zugehörige Kapazität läßt sich in einigen Fällen mit Hilfe konformer Abbildungen bestimmen. Dazu sucht man nach mathematischen Funktionen, die eine gegebene Leitergeometrie auf eine einfache, elementar berechenbare Struktur gleicher Gesamtkapazität abbilden (Hilberg, 1974). So läßt sich die inhomogene Feldverteilung der in Abbildung 7.1a gezeigten Lecherleitung mit Beschichtung näherungsweise in ein stückweise homogenes Feld transformieren. Die Leiter bestehen in diesem Beispiel aus zwei runden Metallstäben mit einem Radius von $r = 2,5$ mm und einem Mittelpunktsabstand von $2s = 20$ mm. Jeder Stab ist konzentrisch von einer Isolierung mit der Dicke $d = 0,5$ mm umgeben. Mit Hilfe der konformen Abbildung

$$w = g(z) = \ln \frac{a+z}{a-z} \quad (7.4)$$

wird die Leiterkonfiguration gemäß Bild 7.3 vom Ur- in den Bildbereich transformiert (Das et al., 1995). Die Umkehrfunktion dazu lautet

$$z = g^{-1}(w) = a \tanh \frac{w}{2} \quad (7.5)$$

mit dem Parameter a , der aus der Geometrie des Wellenleiters zu

$$a = \sqrt{s^2 - r^2} \quad (7.6)$$

bestimmt wird. Die Kreise ABC und EFG mit ihrer Darstellung durch

$$z = \pm s + r e^{j\psi} \quad -j\pi \leq \psi \leq j\pi \quad (7.7)$$

werden im Bildbereich zu den Geraden A'B'C' und E'F'G':

$$w = \pm \cosh^{-1} \left(\frac{s}{r} \right) \pm j\pi. \quad (7.8)$$

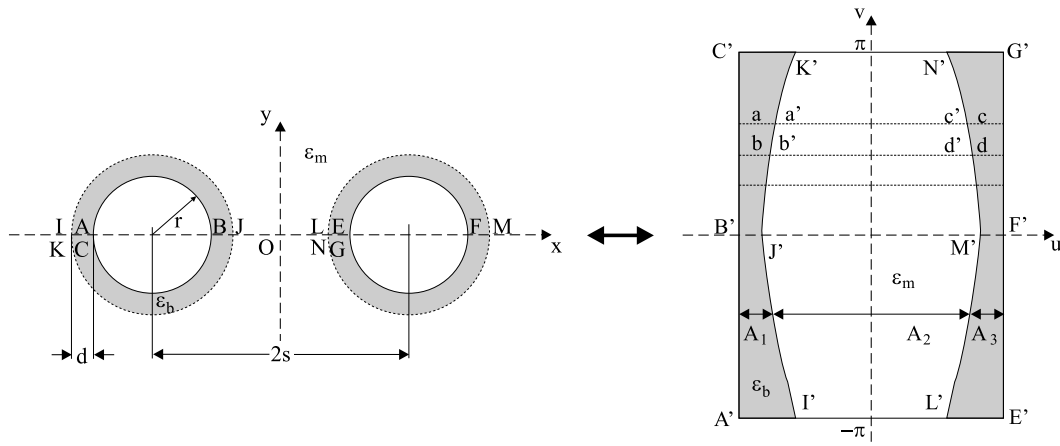


Abbildung 7.3: Konforme Abbildung am Beispiel einer beschichteten Lecherleitung.

Die Kreise IJK und LMN haben gegenüber den Kreise ABC und EFG einen um die Beschichtungsdicke d vergrößerten Radius $r + d$ und die folgende Darstellung.

$$z = \pm s + (r + d) e^{j\psi} \quad -j\pi \leq \psi \leq j\pi \quad (7.9)$$

Die dazugehörigen geschwungenen Konturen im Bildbereich $I'J'K'$ und $L'M'N'$ erhält man durch Einsetzen von Gl. 7.9 in Gl. 7.4. Die Leiterkonfiguration im Bildbereich erinnert an einen zweidimensionalen Plattenkondensator mit geschichtetem Dielektrikum. Dessen Kapazität wird mit Hilfe eine Diskretisierung entlang der v -Achse von $-j\pi$ bis $+j\pi$ näherungsweise bestimmt. Die Kapazität ΔC des Teilelements $abcd$ setzt sich aus der Reihenschaltung der Kapazitäten $aa'bb'$, $a'c'b'd'$ und $c'd'd$ zusammen, die mit den entsprechenden Dielektrizitätszahlen der Beschichtung ε_b sowie des Umgebungsmaterials ε_m belegt sind.

$$\Delta C = \frac{\varepsilon_0 \Delta v}{\frac{A_1(v)}{\varepsilon_b} + \frac{A_2(v)}{\varepsilon_m} + \frac{A_3(v)}{\varepsilon_b}} \quad (7.10)$$

Die Funktionen A_1 , A_2 und A_3 bestimmt man gemäß Bild 7.3 aus den Berandungskurven bzw. ihren Differenzen. Integriert man Gl. 7.10, so erhält man die Gesamtkapazität und daraus eine effektive DK für die Wellenausbreitung. Eine mögliche Vereinfachung des Berechnungsgangs ergibt sich, wenn man die Beschichtung nicht konzentrisch um die Metallstäbe legt, sondern in ein bipolares Koordinatensystem einbettet (Ferré et al., 1996). Die geschwungenen Konturen $I'J'K'$ und $L'M'N'$ entarten dann zu Geraden. Aufgrund eines Rechenfehlers sind die in der genannten Veröffentlichung angegeben Kabeleigenschaften und die Schlussfolgerungen bezüglich

des Einflusses von Luftspalten bei TDR-Sonden nur qualitativ zu gebrauchen (Ferré, 1997).

Aus den Berechnungen für die obige Leiterkonfiguration ergibt sich, daß die Impulslaufzeit nicht mehr linear mit dem Brechnungsindex $n = \sqrt{\varepsilon_m}$ des umgebenden Materials verknüpft ist. Wie Bild 7.4 zeigt kommt es zur einem Abflachen mit zunehmender DK und demzufolge zu einer geringeren Meßdynamik. Im Falle hochgesättigter Materialien kann dadurch die Meßgenauigkeit deutlich absinken. Die in dieser Arbeit entwickelten Feuchtemeßkabel sind deshalb so entworfen, daß einerseits die Dämpfung im Vergleich zu unbeschichteten Leitern ausreichend reduziert ist, andererseits die Sättigung der Sensorkennlinie zu höheren Wassergehalten hin erträglich bleibt.

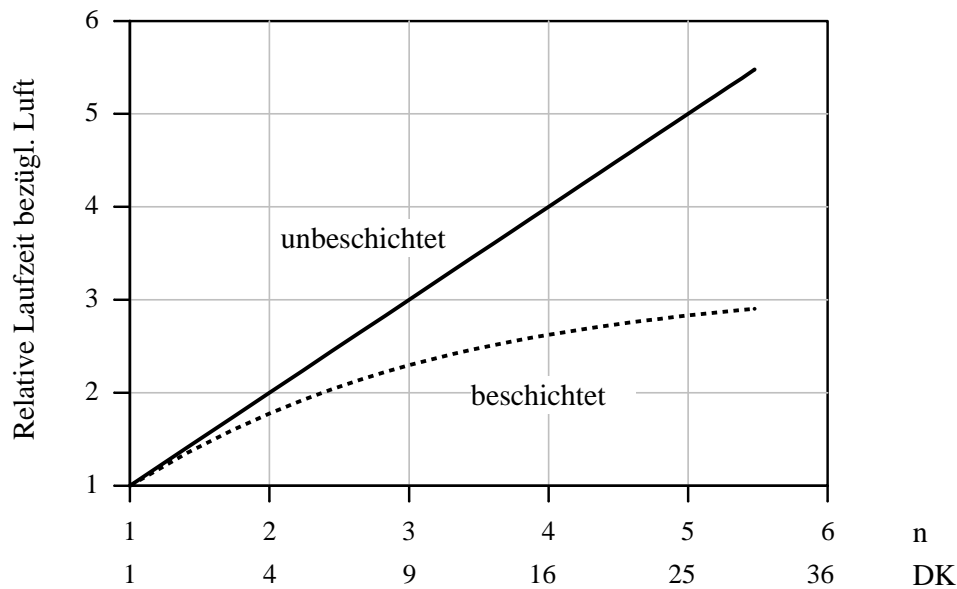


Abbildung 7.4: Vergleich der Impulslaufzeit entlang des beschichteten und eines unbeschichteten TEM-Wellenleiters in Abhängigkeit vom Brechnungsindex n bzw. der Quadratwurzel der DK des umgebenden Materials.

Eine weitere Frage gilt der Meßwertbildung bei einer inhomogenen Feuchteverteilung entlang des Wellenleiters. Unter der Voraussetzung der Gültigkeit der Birchak-Formel Gl. 3.25 stimmt bei unbeschichteten Leitern die aus der Impulslaufzeit berechnete Feuchte mit dem tatsächlichen Mittelwert des Wassergehalts überein. Wie Ferré (1996) zutreffend erkannt hat, trifft dies nicht für beschichtete Leiter zu. Inhomogenitäten entlang des Wellenleiters sollten deshalb durch eine geeignete Einbaulage, z.B. senkrecht zum erwarteten Feuchtegradienten vermieden werden. Andernfalls muß

man zu den in Kapitel 7.4 vorgestellten ortsauflösenden Auswerteverfahren übergehen.

7.2.3 Berechnung der Kabeleigenschaften mit finiten Integrationsmethoden

Mit der Methode der konformen Abbildung können nur vergleichsweise einfache Leiteranordnungen untersucht werden. Bei komplizierteren Leitergeometrien wie in Bild 7.1b,c und d gezeigt, ist man auf numerische Methoden angewiesen. So eignet sich das elektrostatische Lösungsmodul des Feldberechnungsprogramms MAFIA zur Berechnung der Feldverteilungen und Kapazitäten beliebiger Leiterstrukturen mit inhomogenen Dielektrika. In Bild 7.5 ist das Ergebnis einer solchen Berechnung gezeigt. Es handelt sich dabei um ein Dreileiterkabel mit dielektrischer Beschichtung nach Abbildung 7.1c. Die Erregung erfolgt symmetrisch mit dem höheren Potential auf dem Mittelleiter. Eine Integration der elektrischen Felder über die gesamte Fläche liefert

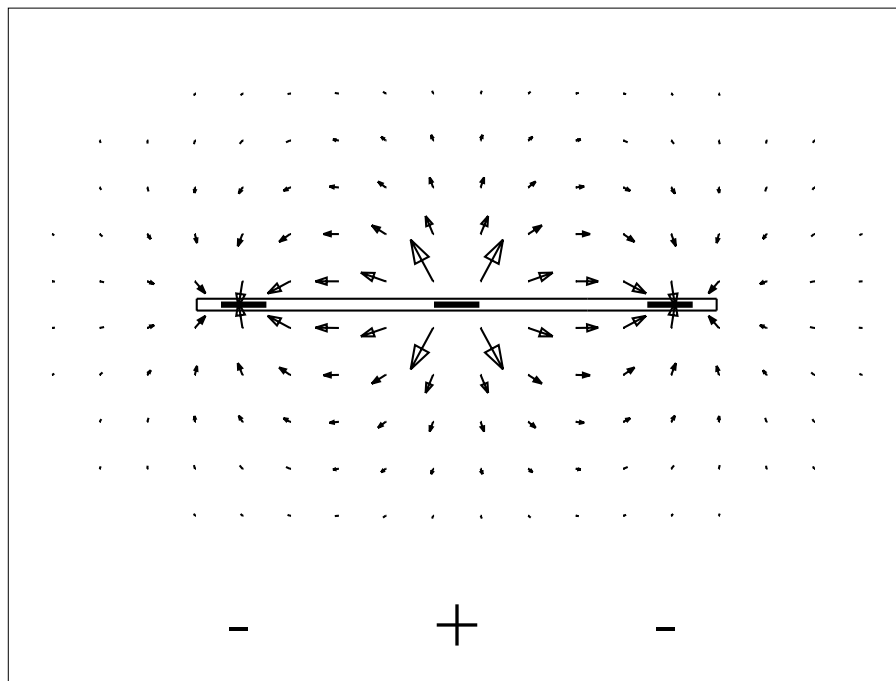


Abbildung 7.5: Elektrische Feldstärkeverteilung bei symmetrischer Erregung des dreileitigen Flachbandkabels in Luft.

die Feldenergie und die Kapazität der Anordnung. Zur Verringerung des Rechen- und Speicherbedarfs nutzt man die Symmetrieebenen aus und setzt dort die Neumannsche Randbedingung $E_{\perp} = 0$ an. Aus einer weiteren Berechnung, bei der die dielektrische

Beschichtung durch Luft ersetzt wird, ergibt sich der Induktivitätsbelag L sowie der Wellenwiderstand Z_L (Naiheng, 1986).

Aus der Feldverteilung kann man noch weitere Informationen, insbesondere über die Ausdehnung des Meßvolumens erhalten. Für unbeschichtete Leiter und einfache Geometrien gibt es dazu einige theoretische (Zegelin et al., 1989, Knight, 1992) und experimentelle (Baker et al., 1989) Untersuchungen. Sie beschreiben die Empfindlichkeitsverteilung innerhalb des Meßvolumens und weisen auf den störenden Einfluß von Inhomogenitäten wie z.B. Luftspalte um die Leiter hin, die in Kapitel 7.2.5 näher untersucht werden. Im Falle geringer Inhomogenitäten entspricht die räumliche Gewichtung der DK bei der Meßwertbildung in etwa der Verteilung der elektrischen Energiedichte im homogenen Zustand (Knight et al., 1995).

7.2.4 Experimentelle Bestimmung der Kabeleigenschaften

Mit den in den vorangegangenen Kapiteln beschriebenen Methoden können Kabel mit vorgegebenen elektrischen Eigenschaften wie z.B. dem Wellenwiderstand entworfen werden. Die in einem industriellen Fertigungsprozeß hergestellten Kabel weisen jedoch Toleranzen in den Abmessungen sowie in der Dielektrizitätszahl der Beschichtung auf. Deshalb ist es erforderlich, die Kabeleigenschaften nach der Fertigung meßtechnisch zu überprüfen und gegebenenfalls die berechneten Leitungsparameter zu korrigieren. Am Beispiel des im vorigen Kapitel untersuchten dreiadrigen Flachbandkabels wird die dazu notwendige Vorgehensweise gezeigt. Die mit einer Kunststoffbeschichtung versehene Leiteranordnung in Bild 7.6 kann durch ein Ersatzschaltbild mit 3 Kapazitäten dargestellt werden (Brandelik und Hübner, 1996c). Die Kapazität C_1

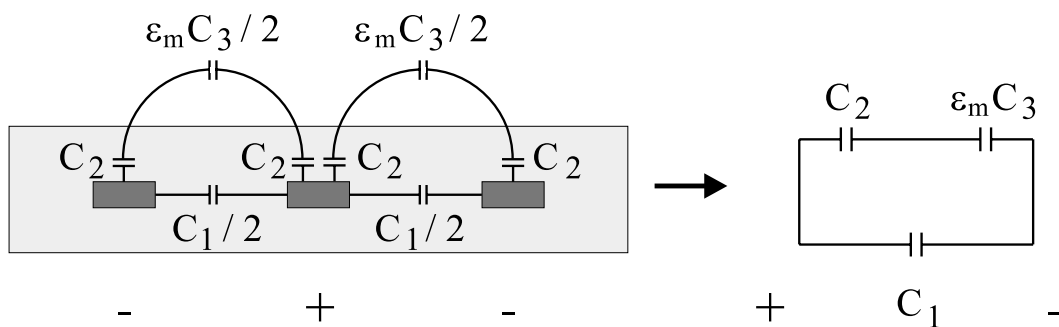


Abbildung 7.6: Querschnitt des dreiadrigen Flachbandkabels und sein elektrisches Ersatzschaltbild.

beschreibt die elektrischen Feldlinien, die von einem Leiter durch den Steg, d.h. das Dielektrikum, auf den anderen Leiter übergehen, während die Kapazitäten C_2 und C_3 aus der Reihenschaltung Ummantelung-Medium-Ummantelung gebildet werden. Die Gesamtkapazität C_{mi} zwischen den Leitern ergibt sich dann aus

$$C_{mi} = C_1 + \frac{C_2 \varepsilon_{mi} C_3}{C_2 + \varepsilon_{mi} C_3}. \quad (7.11)$$

Zur Bestimmung der unbekanntenen Kapazitäten C_1 , C_2 und C_3 benötigt man drei Messungen der Gesamtkapazität mit unterschiedlichen Umgebungsmaterialien. Bei dem hier untersuchten Kabel wird Luft mit $\varepsilon_{m1} = 1$, Transformatoröl mit $\varepsilon_{m2} = 2,15$ sowie Wasser mit $\varepsilon_{m3} = 80$ verwendet. Der Meßaufbau selbst besteht aus einem TDR-System, an dem ein Kabel bekannter Länge angeschlossen und von obigen Materialien umgeben wird. Aus Laufzeitmessungen berechnet man die dazugehörigen Ausbreitungsgeschwindigkeiten v_i . Nimmt man zunächst einen konstanten, aber beliebig gewählten Induktivitätsbelag L an, so erhält man die jeweiligen Gesamtkapazitäten aus der Beziehung.

$$v_i = \frac{1}{\sqrt{LC_{mi}}} \quad i = 1, 2, 3 \quad (7.12)$$

Das resultierende nichtlineare Gleichungssystem kann numerisch nach C_1 , C_2 und C_3 aufgelöst werden.

In der späteren Meßaufgabe wird die Impulslaufzeit in einem unbekanntem Medium gemessen. Daraus berechnet man die Ausbreitungsgeschwindigkeit sowie die Gesamtkapazität C_m . Die gesuchte Dielektrizitätszahl des unbekanntem Mediums ergibt sich aus der Umkehrung von Gl. 7.11.

$$\varepsilon_m = \frac{(C_m - C_1) C_2}{C_3 (C_2 - C_m + C_1)} \quad (7.13)$$

Bei Feuchtemeßverfahren, die ausschließlich auf der Bestimmung von Laufzeiten beruhen, ist der Absolutwert des Induktivitätsbelags nicht von Bedeutung. Für weitergehende Untersuchungen, wie z.B. die Bestimmung einer ortsabhängigen Kapazitätsverteilung entlang einer Leitung wird er jedoch benötigt. Meßtechnisch kann dazu die Reflexion eines ausgesandten Impulses gemäß folgender Beziehung ausgewertet werden:

$$r = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (7.14)$$

wobei r der aus dem Amplitudenverhältnis der vor- und rücklaufenden Impulse bestimmte Reflexionsfaktor, Z_L der charakteristische Wellenwiderstand der Leitung und

Z_0 der meist zu 50Ω gewählte Bezugswellenwiderstand ist. Z_L läßt sich auch im Frequenzbereich mit Hilfe eines Netzwerkanalysators ermitteln. Dazu wird ein beliebig langes Kabel mit einem Kurzschluß sowie mit einem Leerlauf auf Ende versehen und die dazugehörigen Eingangswiderstände Z_{Kurz} und Z_{Leer} gemessen. Der Wellenwiderstand berechnet sich dann zu:

$$Z_L = \sqrt{Z_{Kurz} Z_{Leer}} \quad . \quad (7.15)$$

Diese Vorgehensweise ist für Messungen an verlustarmen Kabeln und bei geringen Genauigkeitsansprüchen ausreichend. Will man jedoch alle Leitungsparameter L , C , R und G erfassen, so muß man S_{11} und S_{21} eines Kabelstücks bekannter Länge bestimmen und eine Inversion nach Somlo (1993) durchführen. Schwierigkeiten bereitet dabei die Kalibrierung des Netzwerkanalysators an der Übergangsstelle vom Koaxialkabel auf den Flachbandleiter. Des weiteren ist der Inversionsalgorithmus bei Leitungslängen, die einem Vielfachen der halben Wellenlänge entsprechen numerisch instabil (Baker-Jarvis et al. 1990). In der Praxis erweist es sich deshalb als vorteilhaft, die Bestimmung von L und C eines verlustarmen Kabels mit Hilfe der Zeitbereichsreflektometrie durchzuführen. Dazu wird ein hochfrequenztauglicher Widerstand am Ende eines längeren Kabelstücks angeschlossen. Wenn dessen Impedanz mit dem Wellenwiderstand Z_L des Kabels übereinstimmt, so wird ein auf das Kabel eingespeister Impuls vollständig absorbiert und es erfolgt keine Reflexion (Grivet, 1970). Aus der Messung von Z_L und dem dazugehörigen v kann nun mit Gl. 7.12 und Gl. 7.3 der Induktivitätsbelag bestimmt werden. Am Beispiel des in Bild 7.6 gezeigten Dreileiterkabels lassen sich die mit dieser Meßmethode erzielten Ergebnisse darstellen. Man beachte, daß die Außenleiter auf Massepotential liegen und nur eine Erregung des Innenleiters stattfindet. Das Dreileiterkabel wird somit in einem seiner drei möglichen Moden betrieben und kann als Zweileitersystem aufgefaßt werden. Eine Beschreibung mit den für Mehrleitersysteme üblichen Kapazitäts- und Induktivitätsmatrizen ist deshalb nicht erforderlich. In der Tabelle 7.1 sind die Meßwerte eines 1,93 m langen Kabels in verschiedenen Umgebungsmedien aufgetragen.² Der Induktivitätsbelag wurde mit Hilfe der Wellenwiderstandsmessung und der Laufzeitmessung für Luft berechnet. Die effektive Dielektrizitätszahl ε_{eff} entspricht der Dielektrizitätszahl eines

²Am günstigsten wäre die Verwendung von Materialien, deren DKs gleichmäßig über den später zu messenden Bereich verteilt sind. Größere Mengen von Flüssigkeiten mit DKs im Bereich feuchter Böden sind jedoch schwierig zu beschaffen und zu entsorgen. Deshalb wurden die Messungen nur mit Luft, Wasser und Transformatorenöl durchgeführt.

Medium	DK	Einfache Laufzeit	Ausbreitungsgeschwindigkeit	Effektive DK	Kapazitätsbelag
Luft	1	7,107 ns	$2,715 \cdot 10^8$ m/s	1,218	17.48 pF/m
Öl	2,15	9,676 ns	$1,994 \cdot 10^8$ m/s	2,258	32.27 pF/m
Wasser	80	26,773 ns	$7,209 \cdot 10^7$ m/s	17,29	228.78 pF/m

Tabelle 7.1: Meßergebnisse an dem dreiadrigen Flachbandkabel mit symmetrischer Erregung, Länge: 1,93 m.

Ersatzschaltbildelement	Experiment	MAFIA
C_1	3,4 pF/m	3,4 pF/m
C_2	323 pF/m	276,0 pF/m
C_3	14,8 pF/m	15,3 pF/m
L	756 nH/m	741 nH/m

Tabelle 7.2: Ersatzschaltbildelemente für das dreiadrige Flachbandkabel.

homogenen Mediums, das die geschichtete Struktur von Isolierung und Umgebungsmaterial unter Beibehaltung der Ausbreitungseigenschaften ersetzen kann.

Die Meßergebnisse führen auf die in Tabelle 7.2 genannten Werte der Ersatzschaltbildelemente C_1 , C_2 , C_3 und L . Im Vergleich mit der numerischen Feldberechnung von MAFIA ist eine gute Übereinstimmung festzustellen. Die etwas deutlicheren Abweichungen bei der Kapazität C_2 lassen sich auf geringe, fertigungstechnisch bedingte Abweichungen der Beschichtungsdicke vom vorgegebenen Maß zurückführen. Aus den gemessenen Werten für die Ersatzschaltbildelemente kann die Kennlinie des Kabelsensors berechnet werden (siehe Bild 7.7). Wie zu erwarten steigt die Laufzeit und sinkt der Wellenwiderstand mit zunehmender DK des umgebenden Mediums. Aufgrund der relativ schnellen Annäherung des Wellenwiderstands an den Endwert ist die Feuchtebestimmung aus einer Amplitudenmessung der reflektierten Signale unsicher. Die genaueste Methode ist die bewährte Laufzeitmessung, auch wenn damit allein keine Rekonstruktion ortsabhängiger DK-Verteilungen möglich ist, wie sie in Kapitel 7.4 noch beschrieben wird.

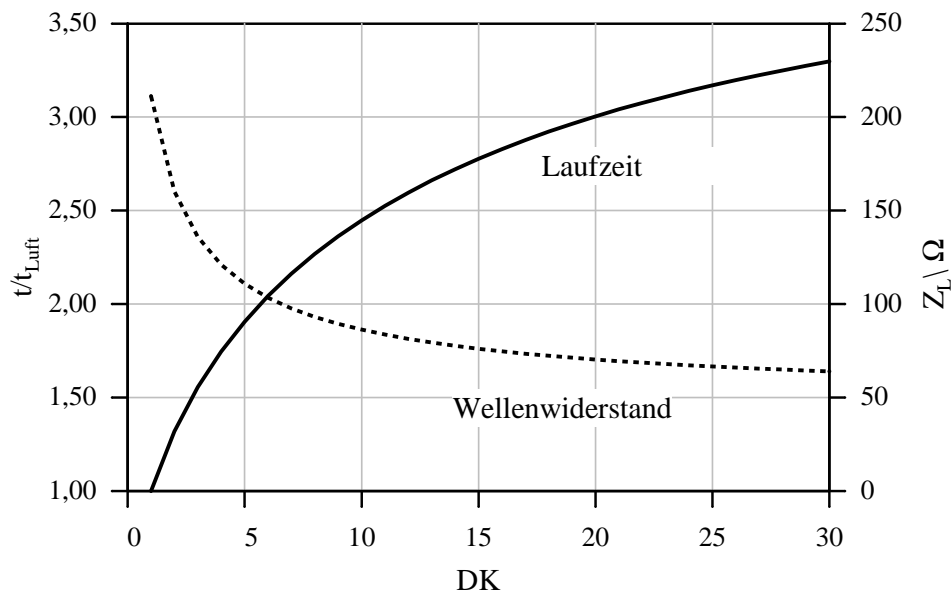


Abbildung 7.7: Wellenwiderstand und relative Laufzeit des dreiadrigen Flachbandkabels bezüglich Luft in Abhängigkeit von der DK.

7.2.5 Spaltdetektion und Spaltkorrektur

Bei der Untersuchung des Einflusses lateraler Inhomogenitäten des umgebenden Mediums auf die Ausbreitungseigenschaften einer Leiteranordnung stößt man immer wieder auf das Problem von Luftspalten. So beschreiben Hokett et al. (1992), welchen verfälschenden Einfluß ein luftgefüllter Riß um die Stäbe einer TDR-Gabel bei Bodenfeuchtemessungen hat. Dieser Riß kann seine Ursache in dem Schrumpfverhalten, insbesondere von lehmigen Böden (Brandelik et al., 1997a), oder in einer mangelhaften Einbringtechnik des Applikators haben. Die Bedeutung dieses Problems für die Bodenfeuchtemessung wird auch von Knight et al. (1997) herausgestellt, die sich mit den Auswirkungen geschlossener und partieller Luftspalten um Leiterstrukturen befassen. Bei Schneefeuchtemessungen wird vor ähnlichen Problemen, die bei einer Erwärmung der Leiter durch Sonneneinstrahlung und einem anschließendem Freischmelzen entstehen, gewarnt (Lundberg, 1997). Aufgrund der daraus resultierenden erheblichen Verfälschung der Meßergebnisse wurde nach einer geeigneten Abhilfe gesucht. Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren ermöglicht es erstmals, den Einfluß eines Luftspalts meßtechnisch zu erfassen und zu korrigieren (Hübner et al., 1997b).

Das Prinzip der Spaltdetektion und Spaltkorrektur beruht auf der Verwendung eines Doppelsensors. Dieser Doppelsensor wird durch ein Dreileiterkabel gebildet, bei dem

man entweder das nahe beieinanderliegende Leiterpaar 1-2 (schmäler Abstand) oder das weiter auseinanderliegende Leiterpaar 1-3 (breiter Abstand) mit der Meßeinrichtung verbindet (Bild 7.8). Aus der Ausdehnung des elektrischen Feldes ist ersichtlich,

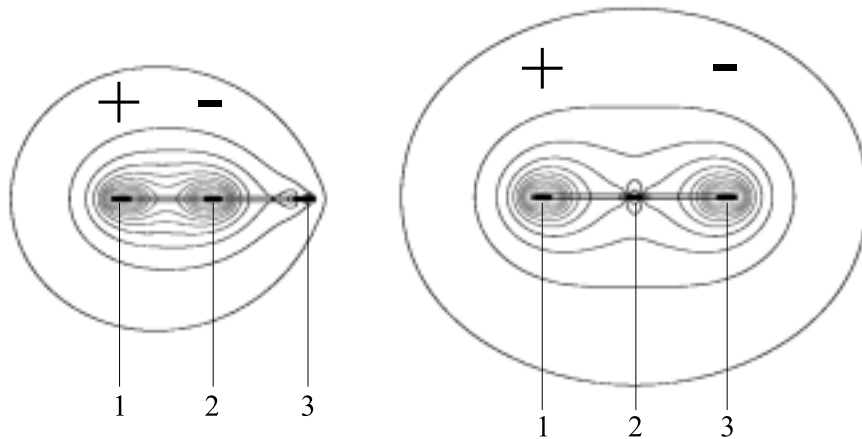


Abbildung 7.8: Ausdehnung des elektrischen Feldes des Flachbandkabels unter verschiedenen Betriebsbedingungen.

daß das Feld bei Erregung des Leiterpaars 1-3 weiter in das umgebende Material hinausreicht als bei Erregung des Leiterpaars 1-2. Ein Luftspalt um die Kunststoffummantelung wird sich deshalb bei geringerem Leiterabstand stärker bemerkbar machen als bei größerem Leiterabstand. Dieser Unterschied läßt sich zur Spaltdetektion und Spaltkorrektur ausnützen. Neben der Erregung der Leiterpaare 1-2 bzw. 1-3 kann

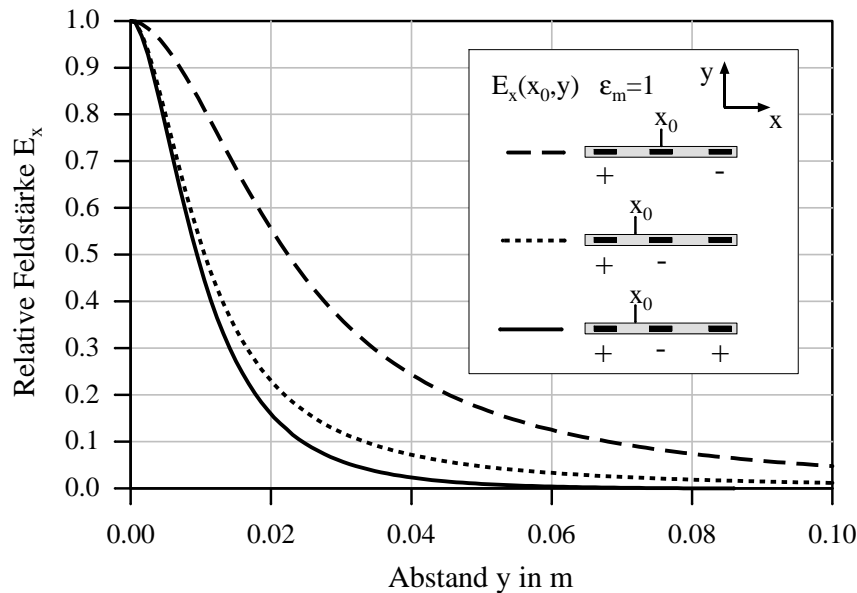


Abbildung 7.9: Elektrische Feldstärkeverteilung des Flachbandkabels bei verschiedenen Beschaltungen.

man sich eine Speisung aller 3 Leiter mit noch kleinerer Eindringtiefe vorstellen. Wie man in Bild 7.9 erkennt, ist der Unterschied im Vergleich zur Speisung der Leiter 1-2 nur gering. Der Aufwand für den Anschluß des Flachbandkabels wird dafür um so größer. So muß wie in Bild 7.10b gezeigt ein zusätzlicher Schalter direkt an der Übergangsstelle Flachband-Koaxialkabel eingefügt werden.³ Dies ist im Hinblick auf die

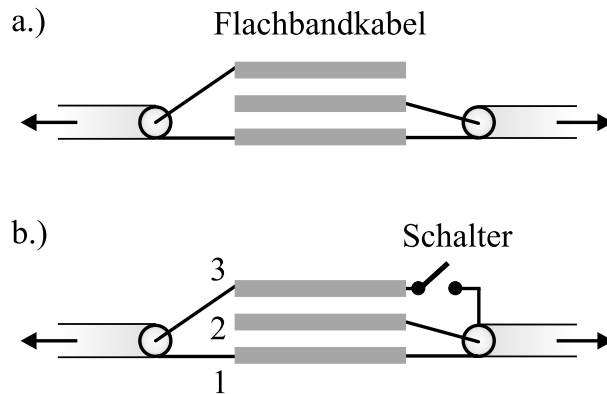


Abbildung 7.10: Schaltungsvarianten für die Spaltkorrektur.

Funktionssicherheit bei tiefen Temperaturen ($< 20^{\circ}\text{C}$) und den Blitzschutz ungünstig.

Zur Spaltkorrektur berechnet man mit MAFIA die Kennlinien für beide Anschlussvarianten in Abhängigkeit von der Spaltbreite d und der Dielektrizitätszahl ε_m des umgebenden Mediums. Bei einem nichtverschwindenden Luftspalt erhält man unter Anwendung des 3-Kapazitätenmodells von Kapitel 7.2.4 eine scheinbar geringes ε_m als tatsächlich vorhanden. Trägt man diese Werte für beide Leiterabstände auf, so erhält man das in Bild 7.11 gezeigte Diagramm. Ein Dielektrizitätszahlunterschied zwischen einer Messung mit dem breiten Abstand ε_{mb} und einer Messung mit dem schmalen Abstand ε_{ms} deutet auf einen Spalt hin. Die tatsächliche Dielektrizitätszahl ε_m des umgebenden Mediums ist höher und die Differenz $\varepsilon_{mb} - \varepsilon_{ms}$ positiv. Deshalb finden sich in Bild 7.11 alle Punkte auf bzw. unter der Winkelhalbierenden. Die Zuordnung zwischen den gemessenen bzw. berechneten ε_{mb} , ε_{ms} und den zwei Parametern d , ε_m erfolgt mit Hilfe einer zweidimensionalen Interpolation dritter Ordnung. Für das hier betrachtete Dreileiterkabel erweisen sich die nachstehenden Ausdrücke mit den kabelspezifischen Konstanten $a_{i,j}$ und $b_{i,j}$, die aus der Leitergeometrie hergeleitet werden,

³Durch die Speisung von zwei Seiten werden die Messungen voneinander entkoppelt. Um den Pulsgenerator nicht zu belasten bleiben die Kabel am Ende offen.

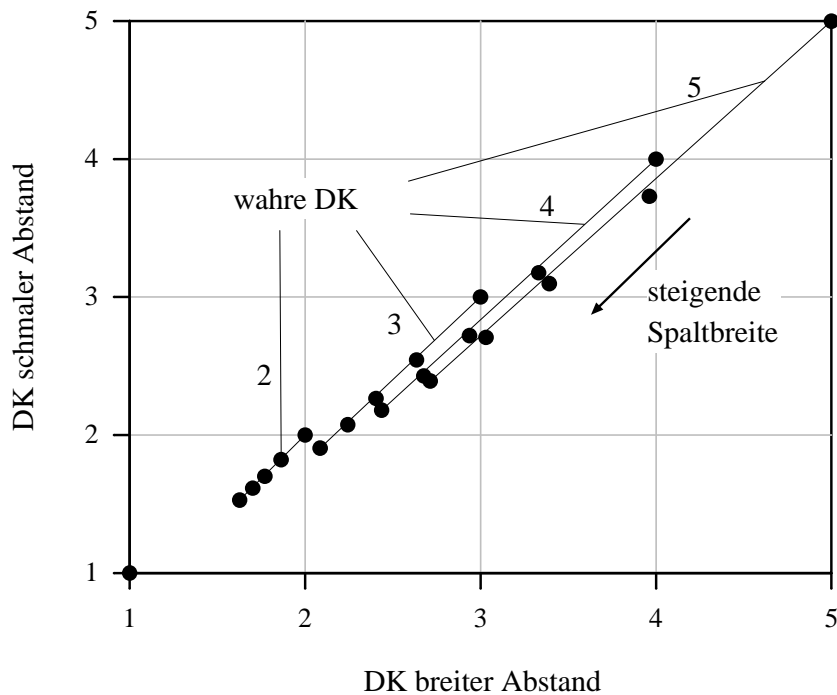


Abbildung 7.11: Diagramm zur Spaltkorrektur.

als geeignet.

$$\varepsilon_m = \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 a_{i,j} \varepsilon_{mb}^i \varepsilon_{ms}^j \quad (7.16)$$

$$d = \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 \frac{b_{i,j}}{\varepsilon_{mb}^i \varepsilon_{ms}^j} \quad (7.17)$$

Da die Spaltkorrektur im wesentlichen von der Differenz der beiden Dielektrizitätszahlen $\varepsilon_{mb} - \varepsilon_{ms}$ abhängig ist, werden Meßfehler verstärkt. Je niedriger die DK des umgebenden Mediums desto stärker machen sich diese Effekte bemerkbar. Im Grenzfall, daß ε_{ms} und ε_{mb} gegen 1 gehen wird die Berechnung mehrdeutig.

7.3 Meßtechnik

Die Bestimmung der Kabeleigenschaften ist im Frequenz- oder im Zeitbereich möglich. Je nach meßtechnischer Aufgabenstellung und weiteren Randbedingungen wird deshalb ein Zeitbereichsreflektometer oder ein vektorieller Netzwerkanalysator (VNWA) verwendet.

7.3.1 Zeitbereich

Für die Messungen im Zeitbereich wird ein kompakter Kabeltester Typ 1502B der Firma Tektronix verwendet, der den Pulsgenerator und das Sampling-Oszilloskop in einem Gehäuse integriert (Tektronix, 1995). Der Generator speist periodische Rechteckimpulse mit einer Anstiegszeit von ca. 200 ps und einer Frequenz von etwa 20 kHz in das angeschlossene Koaxialkabel ein, an dessen Ende das Sensorkabel angebracht ist. Da die Pulsdauer von 25 μ s in der Regel länger als der durch die Koaxial- und Sensorkabellänge gegebene Laufzeitbereich ist, kann das dargestellte Meßergebnis als Antwort auf einen eingespeisten Spannungssprung verstanden werden. Auf einem LCD-Bildschirm wird die Überlagerung der ausgesandten und reflektierten Impulse angezeigt. Entfernung bzw. Zeit und Amplitude lassen sich ablesen, ausdrucken und per RS232-Schnittstelle auf einen Rechner übertragen. Die Meßunsicherheit bei der Zeitmessung beträgt etwa 50 ps bei vernachlässigbarem Jitter und ist im Vergleich zur Pulsanstiegszeit eher gering (Hook et al., 1995). In der Praxis kommt es durch die dispersiven Eigenschaften der Böden, aber auch durch lange koaxiale Zuleitungen zu Pulsanstiegszeiten die weit in den Nanosekundenbereich hineinreichen können. Eine Verbesserung der Meßgenauigkeit durch steilere Pulse und eine genauere Zeitmessung ist deshalb kaum möglich. Insbesondere bei langen Zuleitungen kommt der Auswahl eines geeigneten Koaxialkabels erhebliche Bedeutung zu. Für das in Kapitel 7.5 vorgestellte Bodenfeuchtemeßsystem werden deshalb 75 Ω -Kabel eingesetzt, die in ihren Dämpfungseigenschaften etwas besser als vergleichbare 50 Ω -Varianten sind. Nach 100 m Kabellänge muß man dennoch mit einer Anstiegszeit von ca. 5 ns rechnen. Die Amplitudenmessung des Tektronix 1502B erfolgt mit einem 13 Bit A/D-Wandler, der durch einen vorgeschalteten einstellbaren Verstärker mit Offset-Korrektur ergänzt wird. Der damit mögliche Dynamikbereich läßt sich aber nicht vollends ausnutzen. Die Ursache sind von außen kommende Störsignale, die vom Sensorkabel aufgefangen und an den breitbandigen Eingangsverstärker gelangen. Mit Hilfe einer einstellbaren Mittelwertbildung können diese Einflüsse teilweise reduziert und das Rauschen verringert werden. Zur komfortablen Messung mit dem Tektronix 1502B wurden verschiedene Steuerprogramme selbst entwickelt. In Bild 7.12 ist z.B. die graphische Oberfläche des Programms **TekCom** zu sehen, das für den interaktiven Betrieb des Kabeltesters ausgelegt ist. In dem dort abgebildeten Spannungs-Zeit-Diagramm für eine übliche TDR-Gabel kann man die Wellenwiderstandsdiskontinuitäten leicht identifizieren, die am Übergang Koaxialkabel-Lecherleitung und dem offenen Ende der

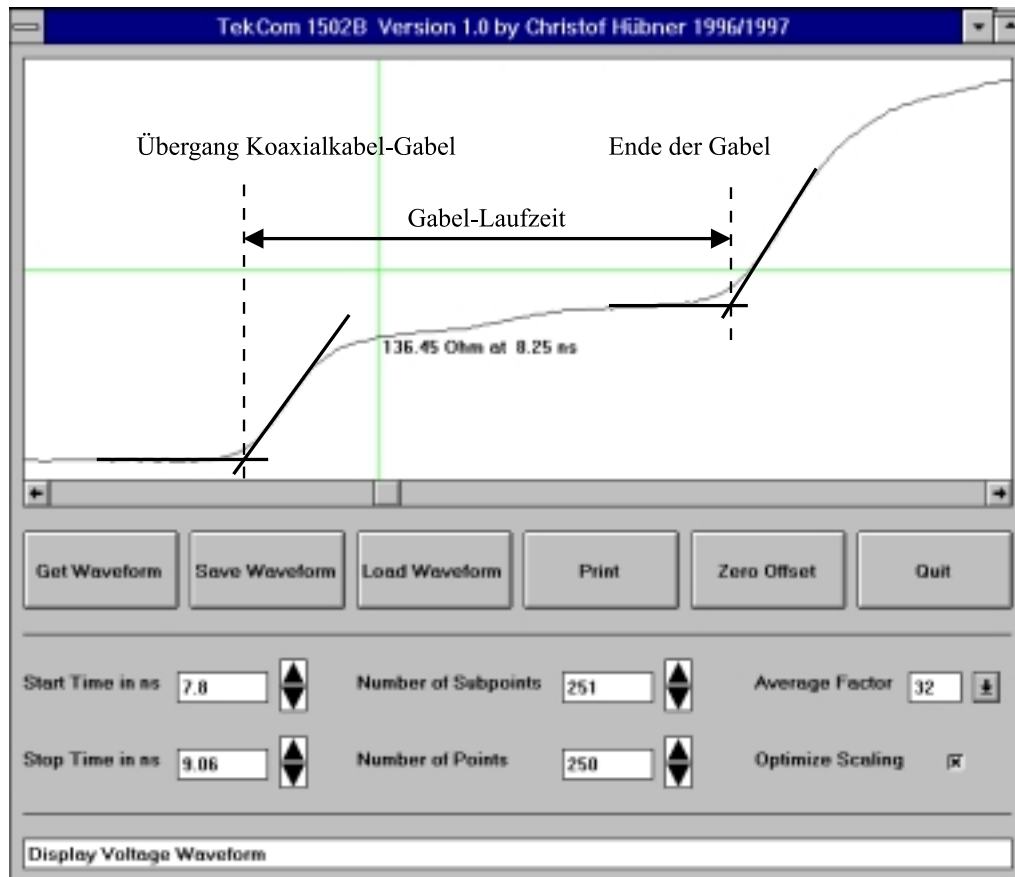


Abbildung 7.12: Graphische Oberfläche des Steuerprogramms **TekCom** für das Tektronix TDR 1502B. Das Bild zeigt als Beispiel die Messung an einer als Gabel ausgebildeten Lecherleitung. Aufgetragen ist die Summenspannung am Eingang des Tektronix 1502B über der Zeit. Auf der Benutzeroberfläche frei wählbare Start- und Stopzeiten sowie die Möglichkeit die Daten mit vorgegebener Punktzahl abzuspeichern, erlauben eine komfortable Bedienung. Der angegebene Wellenwiderstand an der horizontalen Rollbalkenposition wurde aus der zu diesem Zeitpunkt gemessenen Spannung bzw. dem Reflexionsfaktor nach Gl. 7.14 berechnet. Für den Fall von Mehrfachreflexionen stimmt dieser Wert nicht mehr mit dem Wellenwiderstand an der durch die Laufzeit gegebenen Position der Leitung überein. Um den tatsächlichen Wellenwiderstand zu ermitteln muß man die in Kapitel 7.4 erläuterten Rekonstruktionsmethoden anwenden, die aber für einen Online-Betrieb zu rechenintensiv sind.

Lecherleitung vorhanden sind. Es gilt, daß die Zeitdifferenz ΔT zwischen der ersten und der zweiten Reflexion proportional der doppelten Impulslaufzeit entlang der Lecherleitung bzw. der Gabel der Länge l ist.

$$\Delta T = 2l\sqrt{LC(\varepsilon_m)} \quad (7.18)$$

Die Bestimmung von ΔT aus dem Kurvenverlauf kann durch manuelles oder automatisiertes Anlegen von Tangenten an die charakteristischen Sprünge erfolgen. Als Alternative schlagen Timlin und Pachepsky (1996) eine Parameteridentifikation basierend auf dem Mehrfachreflexionsmodell von Yanuka et al. (1988) vor. Dieses berücksichtigt jedoch nur den Fall einer verlustlosen Wellenausbreitung. Aus diesem Grund wird das erstgenannte und als Standard eingeführte Verfahren der Tangentenbestimmung gewählt. Man geht dazu von den gemessenen Spannungswerten aus, die in dem Vektor V in zeitlicher Reihenfolge gespeichert sind. Im ersten Schritt differenziert man V und glättet das Ergebnis (Heimovaara et al., 1990).

$$D_i = \left(\sum_{j=i-m}^{i+m} \frac{V_{j+i} - V_{j-i}}{2\Delta t} \right) / (2m + 1) \quad i = 2, \dots, i_{max-1} \quad ; \quad m < i < i_{max} - m \quad (7.19)$$

Δt_i bezeichnet die äquidistante Zeitschrittweite und m den Glättungsbereich. Das Maximum der ersten Ableitung D ist zugleich der Wendepunkt W des Kurvenanstiegs (Bild 7.13). Die Tangente durch W wird mit einer linearen Regression über den Bereich Δt_w bestimmt. Für die Tangente durch den Fußpunkt F bringt eine gewichtete lineare Regression über Δt_f stabilere Ergebnisse. Die Größen Δt_w , Δt_f und Δt_{wf} sind empirisch bestimmte Konstanten, die anhand von typischen Kurvenverläufen ermittelt wurden. Sie sind eine Funktion der Zuleitungslänge und der Meßkabellänge bzw. der dadurch verursachten Impulsverbreiterung. Aus dem Schnittpunkt der beiden Tangenten erhält man dann den Reflexionszeitpunkt. Aus den Reflexionszeitpunkten an beiden Wellenwiderstandssprüngen berechnet man die Impulslaufzeit entlang der Lecherleitung. Daraus kann man für unbeschichtete Leiter mit Gl. 7.1 und für beschichtete Kabel gemäß Kapitel 7.2.4 auf die DK des umgebenden Mediums schließen.

7.3.2 Frequenzbereich

Für die Messungen im Frequenzbereich wird ein VNWA HP 8712 von Hewlett-Packard verwendet. Neben den üblichen S-Parameter-Messungen kann man den VN-

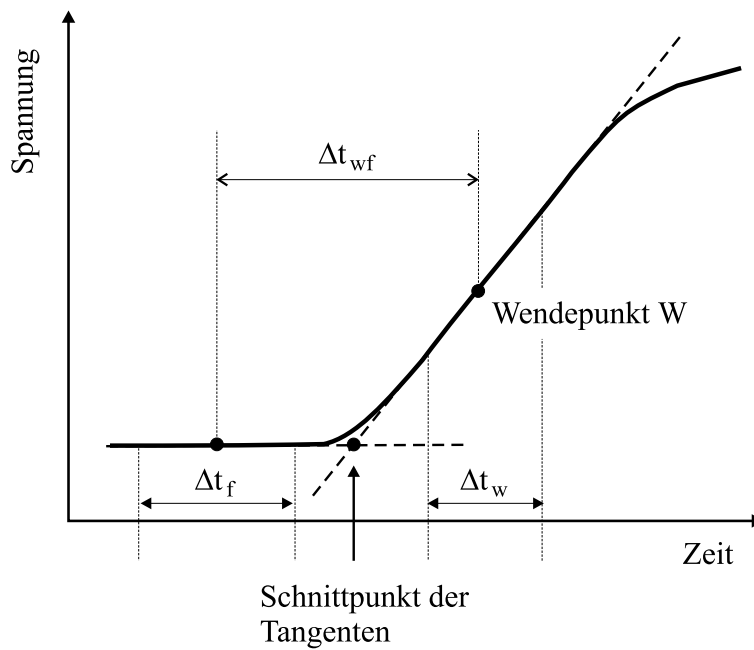


Abbildung 7.13: Bestimmung von Laufzeiten durch Anlegen von Tangenten an einen Wellenwiderstandssprung.

WA auch als Zeitbereichsreflektometer betreiben. Dazu wurde ein Programm zur Fouriertransformation der Meßwerte nach Hines und Stinehelfer (1974) entwickelt. Der für die Berechnung der Sprungantwort notwendige und vom VNWA nicht gemessene DC-Wert wird je nach Abschluß am Leitungsende zu 0 (Anpassung) oder 1 (offenes Ende) gewählt (Hsue und Pan, 1997). Bild 7.14 zeigt den Vergleich einer solchen Messung mit der eines Tektronix 1502B. Man erkennt die gute Übereinstimmung und die etwas geringere Ortsauflösung des VNWA aufgrund der kleineren Bandbreite. Einige Vor- und Nachteile einer Messung im Frequenzbereich mit nachfolgender Fouriertransformation gegenüber Zeitbereichsmessungen sind:

- Vollständige Kalibrierung leicht möglich (z.B. OSL zur Erfassung der drei komplexen S-Parameter des Fehlertores).
- Im allgemeinen bessere Stabilität (kein Jitter).
- Besseres EMV-Verhalten aufgrund schmalbandiger Filter.
- Flexible Datenprozessierung (Deembedding und Software-Gating).
- Preis, Gewicht und Abmessungen eines VNWA sprechen aber bis auf wenige Ausnahmen gegen den Feldeinsatz.

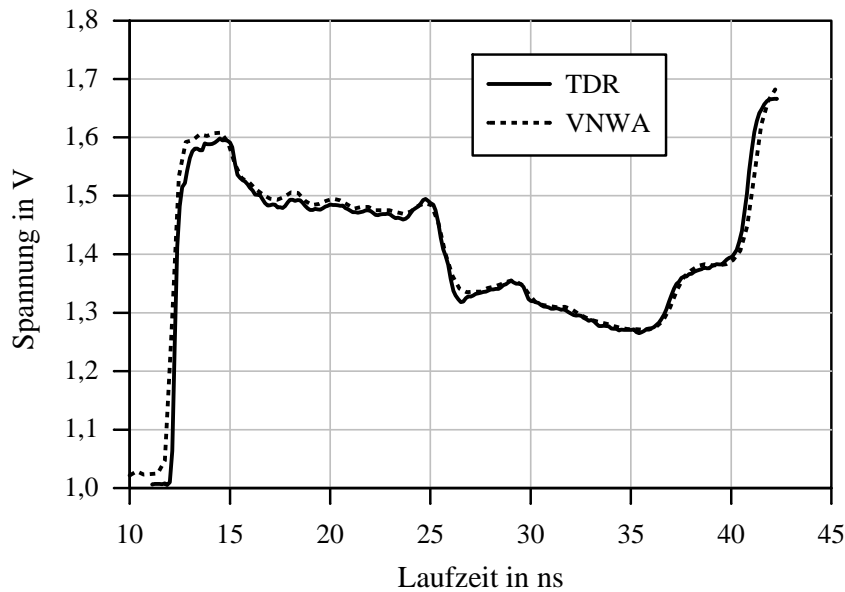


Abbildung 7.14: Sprungantwort eines im Boden befindlichen Kabels. Vergleich von Tektronix 1502B (200 ps Anstiegszeit) und Hewlett-Packard VNWA 8712 nach Fouriertransformation (DC bzw. 1,5 MHz bis 1201,5 MHz, 801 Punkte, Tiefpaßfilterung zur Glättung und Verringerung des Überschwingens).

7.4 Profilbestimmung

Die bisherigen Untersuchungen konzentrierten sich auf die Bestimmung eines mittleren d.h. integralen Wertes der DK des umgebenden Mediums entlang des Sensorkabels. Mit der Frage, ob und inwieweit eine Aussage über den ortsabhängigen Verlauf der Dielektrizitätszahl möglich ist, beschäftigen sich die nachfolgenden Betrachtungen. Dabei unterscheidet man zwischen Verfahren, die eine grobe Diskretisierung durch mechanische oder elektronische Trennung von Leiterabschnitten erreichen und rein rechnerischen quasikontinuierlichen Methoden. Zum ersten Bereich gehören die Vorschläge von Davis et al. (1975) und Topp et al. (1982), die einen Wellenleiter mit kurzen Sektionen höheren Wellenwiderstands versehen, um dadurch Markierungspunkte im Spannungs-Zeit-Verlauf einer TDR-Messung zu erhalten. Dieses Verfahren eignet sich jedoch nur bei sehr glatten Feuchteverteilungen mit vernachlässigbaren Mehrfachreflexionen. Zudem ist der praktische Gebrauchswert gering, da eine automatisierte Meßdatenauswertung erhebliche Schwierigkeiten bereitet. So kann man die künstlichen eingebrachten Störungen nicht immer eindeutig von Bodeninhomogenitäten unterscheiden. Auf ein geeigneteres Verfahren weisen Topp (1987) und Malicki

et al. (1989) hin, bei dem Wellenleiter unterschiedlicher Länge parallel zueinander in den Boden eingebracht werden. Eine Ortsauflösung erreicht man durch Differenzbildung der Meßwerte. Der Aufwand für dieses Methode ist jedoch beträchtlich, da für jeden Ortsbereich ein Wellenleiter eingebracht und angeschlossen werden muß. Sinnvoller ist deshalb ein auf Hook et al.(1992) zurückgehender Vorschlag, der einzelne Abschnitte des Wellenleiters selektiv durch PIN-Dioden abtrennt. In einem eigenen Versuchsaufbau konnte die Tauglichkeit dieses Verfahrens bestätigt werden. Als vorteilhaft hat sich das durch die Differenzbildung zweier TDR-Kurven erhöhte Signal-Rauschverhältnis und die dadurch erleichterte automatische Meßdatenauswertung bemerkbar gemacht. Schwierigkeiten bereiten jedoch die mit zunehmender Kabellänge auftretende Impulsverbreiterung, der geringe aber merkbare Einfluß der PIN-Diodenschaltung auf die Signalqualität sowie die aufwendige Fertigung. Zudem kann der Sensor nicht wie die üblichen TDR-Gabeln in den Boden gesteckt werden, da die PIN-Dioden zwischen den Leitern angebracht sind.

Im Gegensatz zu den obigen Verfahren mit grober Ortsdiskretisierung ermöglichen Inversionsalgorithmen eine quasikontinuierliche Profilbestimmung aus dem Spannungs-Zeitverlauf. Man geht dabei von dem in Bild 7.2 gezeigten Ersatzschaltbild für ein kurzes Leitungsstück aus und leitet davon die zugehörigen Telegraphengleichungen für die Spannung $V(z, t)$ und den Strom $I(z, t)$ ab (Michel, 1981).

$$\frac{\partial}{\partial z}V(z, t) = -R(z)I(z, t) - L(z)\frac{\partial}{\partial t}I(z, t) \quad (7.20)$$

$$\frac{\partial}{\partial z}I(z, t) = -G(z)V(z, t) - C(z)\frac{\partial}{\partial t}V(z, t) \quad (7.21)$$

Gesucht wird nach den unbekanntenen Verteilungen von $C(z)$ und $G(z)$ in Abhängigkeit der am Anfang der Leitung gemessenen Spannung $V(0, t)$. $V(0, t)$ ist die Summe aus eingespeister und reflektierter Spannungswelle, die über eine Faltungsoperation miteinander verknüpft sind. Unter $\tilde{R}(t)$ versteht man dabei die Impulsantwort des Sensorkabels, das als lineares Übertragungssystem betrachtet werden kann.

$$V_r(t) = \tilde{R}(t) * V_i(t) \quad (7.22)$$

Das inverse Problem kann bei Kenntnis der eingespeisten Spannungswelle $V_i(t)$ und der reflektierten Spannungswelle $V_r(t)$ mit Optimierungsverfahren oder exakten Algorithmen gelöst werden. Die am weitesten fortgeschrittene exakte Methode wurde von Lundstedt (1995) entwickelt. Sie beruht auf einer Aufteilung in vor- und rücklaufende

Wellen und der Verwendung kompakter Greenscher Funktionen im Zeitbereich (He, 1993). Anhand der von Lundstedt zur Verfügung gestellten Softwaremodule konnte die Leistungsfähigkeit der Methode und ihre Praxistauglichkeit getestet werden. Ein Ergebnis dieser Untersuchungen ist, daß die Rekonstruktion von 2 Parametern ($C(z)$ und $G(z)$) mit realen Daten bis jetzt nur bedingt möglich ist. Die Gründe dafür sind die unzureichende Meßgenauigkeit sowie die in dem Inversionsalgorithmus noch nicht berücksichtigten dispersiven Eigenschaften von Böden. ⁴ Zudem ist die Methode nach Lundstedt in ihrer jetzigen Form schlecht automatisierbar und deshalb nur schwer operationell einzusetzen. So müssen die Laufzeit und die „harten“ Reflexionen am Leitungsanfang und -ende durch den Benutzer manuell bestimmt werden. Aus diesem Grund wurde in Zusammenarbeit mit dem Forschungszentrum Umwelt der Universität Karlsruhe ein anderer Inversionsalgorithmus entwickelt und getestet (Schlaeger et al., 1997). Er beruht auf einer Optimierung im Zeitbereich. Vorteilhaft ist die automatisierte Berechnung, die den Nachteil längerer Rechenzeit im Vergleich zum Programm von Lundstedt bei weitem aufwiegt. In der jetzigen Form beschränkt sich der Algorithmus auf die Rekonstruktion nur eines Parameters, in der Regel $C(z)$. Da $C(z)$ unter gewissen Einschränkungen mit $G(z)$ verknüpft werden kann, läßt sich das Feuchteprofil aus der Rekonstruktion des Kapazitätsverlaufs bestimmen. Bild 7.15 zeigt eine Versuchsstrecke, mit der diese Vorgehensweise experimentell überprüft wurde. In einem Trog befanden sich unterschiedlich lange

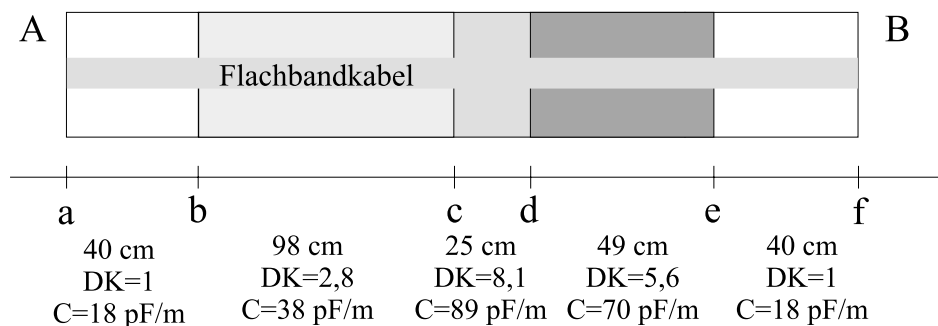


Abbildung 7.15: Aufbau des Trogversuchs: Abmessungen und DKs der einzelnen Sektionen.

⁴In diesem Zusammenhang soll auf das von Norgren und He (1996) vorgestellte Inversionsverfahren hingewiesen werden. Es handelt sich um eine Optimierung im Frequenzbereich, bei der dispersive Eigenschaften leicht integriert werden können. Zur Rekonstruktion von 2 Parametern benötigt man jedoch die Eingangsreflexionsfaktoren von beiden Seiten der Leitung.

Sektionen von Wasser-Sand-Gemischen zwischen denen ein Flachbandkabel eingebettet war. Durch Messungen mit einer TDR-Gabel nach Kapitel 7.3.1 wurden die DKs in den einzelnen Bereichen bestimmt. Bild 7.14 zeigt die mit dem VNWA und mit dem TDR aufgenommenen Spannungs-Zeitverläufe von der linken Seite des Flachbandkabels. Die dazugehörige Rekonstruktion des Kapazitätsverlaufs ist in Bild 7.16 aufgetragen. Man kann deutlich zwischen den trocken, feuchten und sehr feuchten

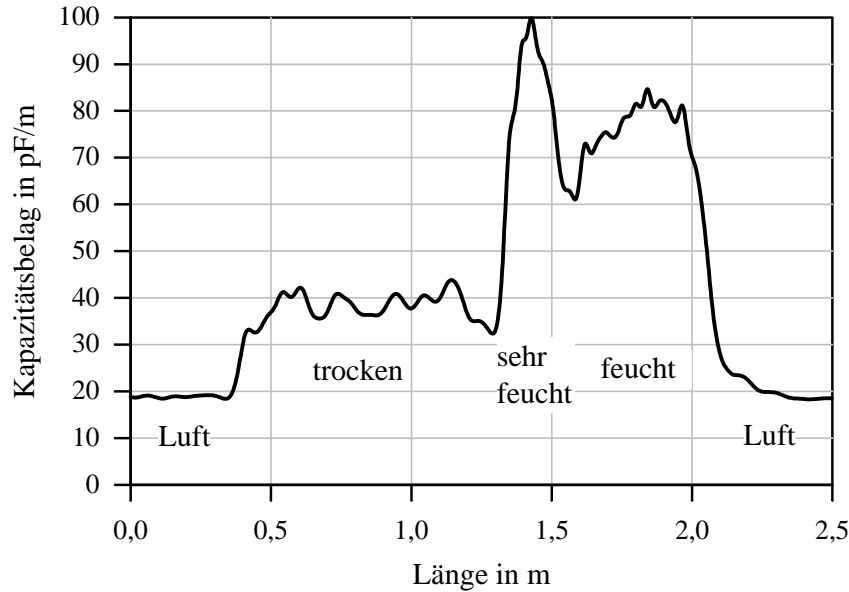


Abbildung 7.16: Rekonstruktion des Kapazitätsverlaufs beim Trogversuch. Messung von der linken Seite.

Sektionen unterscheiden. Die zu Beginn und am Ende liegende Luftbereiche weisen denselben Kapazitätsbelag auf. Die leichten Einbrüche an den Übergangsstellen sind auf die PVC-Trennwände zwischen den einzelnen Sektionen des Trogs zurückzuführen. Dieses Beispiel zeigt die Machbarkeit einer Rekonstruktion des Feuchte- bzw. Kapazitätsverlaufs entlang des Kabelsensors. Einschränkend sei darauf hingewiesen, daß in diesem idealen Fall nur eine Bodenart mit bekannter G - zu C -Beziehung⁵ verwendet wurde. Zudem fanden die Messungen von der trockenen linken Seite statt, so daß die Signalamplituden vor dem Erreichen der feuchten Zonen nur gering gedämpft wurden. In stärker verlustbehafteten Böden wie Lehm und Ton sind die reflektierten Signale jedoch oft so schwach, daß sie im Rahmen der Meßgenauigkeit nicht mehr

⁵Die Beziehung zwischen G und C wurde in einem Vorversuch mit dem gleichen Sand ermittelt. Dazu wurde eine Luft-Sand-Luft-Strecke untersucht, und die Leitfähigkeit im Sand jeweils so angepaßt, daß die Rekonstruktion des DK-Verlaufs mit dem tatsächlichen Werten übereinstimmte.

aufgelöst werden können. Die oben angesprochene G - zu C -Beziehung ist natürlich auch nur eine vereinfachende Annahme. Wie Hakansson (1997) ⁶ zutreffend feststellt, ändert sich das Frequenzspektrum eines Impulses, der entlang eines dispersiven verlustbehafteten Kabels läuft. So werden die Meßergebnisse im nachfolgenden Kapitel noch zeigen, daß sich das Kabel im Boden wie ein Tiefpaß verhält (siehe Bild 7.21). Die G - zu C -Beziehung müßte deshalb zu jedem Zeitpunkt an das veränderte Frequenzspektrum angepaßt werden.

7.5 Anwendungsbeispiel: Kontrolle von Deponieabdichtungen

Die Entwicklung des Kabelsensors wurde durch den dringenden Bedarf an einem Feuchtemeßgerät zur Überwachung von Mülldeponien initiiert (Melchior et al., 1993). So werden Mülldeponien in vielen Fällen mit tonmineralischen Oberflächenabdichtungen versehen, um ein Auswaschen der im Müllkörper befindlichen Schadstoffe durch Regenwasser zu verhindern (Burkhardt und Egloffstein, 1994). Diese Dichtschichten sollen eine Wassersperre bilden und dabei eventuellen Setzungen der Deponie folgen. Um dies zu gewährleisten darf sich der Wassergehalt in dem tonmineralischen Material nur innerhalb einer Bandbreite von etwa 5% bewegen. Besonders gefährlich ist eine Austrocknung, die zu Schrumpfrissen, einem starken Anstieg der hydraulischen Leitfähigkeit und damit zum Versagen der Abdichtung führen kann (Brandelik und Hübner, 1997b). Eine frühzeitige Erkennung und Lokalisierung dieser Gefahr ist deshalb von großer umwelttechnischer und wirtschaftlicher Bedeutung. Die heute übliche Kontrolle mittels Sickerwasserbrunnen signalisiert Schäden zu spät und erlaubt keine Ortung der Versagensstelle. Abhilfe schafft das in dieser Arbeit vorgestellte Feuchtemeßsystem. Es ermöglicht die Wassergehaltsbestimmung in der tonmineralischen Abdichtungsschicht mit einer Genauigkeit von $\pm 1,5\%$ bei einer Ortsauflösung von ca. 5 m. Durch eine Verlegung von Sensoren in mehreren Ebenen des Schichtenaufbaus kann man zudem den vertikalen Wassertransport erfassen.

⁶Die Diplomarbeit von Hakansson wurde am Institut für theoretische Elektrotechnik / Royal Institute of Technology, Stockholm, Schweden mit Unterstützung des IMK durchgeführt.

7.5.1 Kabelnetzwerk zur Flächenmessung

Bei den bisher betrachteten Wellenleiterstrukturen zur Feuchtemessung handelt es sich um eindimensional ausgedehnte Gebilde, mit denen man im einfachsten Fall einen integralen Wert der DK bestimmen kann. Für eine Flächenmessung benötigt man deshalb üblicherweise eine Vielzahl von Einzelsensoren mit der dazugehörigen aufwendigen Verkabelung und Umschaltung (Baker et al., 1990). Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung des in Kapitel 7.4 vorgestellten Kabels mit PIN-Dioden-Segmentierung. Eine Abschätzung der durch die Pulsverbreiterung bestimmten Meßgenauigkeit zeigt jedoch, daß damit keine befriedigende Lösung machbar ist. Außerdem ist die an den Trennstellen der Segmente eingesetzte Elektronik nach dem Einbau des Meßsystems nicht mehr zugänglich. Um die in rund 2 m Tiefe liegenden Kabel zu reparieren, müßte das sorgfältig aufgebrachte Schichtensystem in kostenintensiven Baumaßnahmen abgetragen und wieder aufgebracht werden. Bei einer gewünschten Lebensdauer der Anlage von mindestens 30 Jahren und der potentiellen Gefährdung durch Blitzeinschläge ist deshalb das Risiko für einen Ausfall solcher Sensoren mit integrierten elektronischen Bauelementen zu hoch. Für großflächige Feuchtemessungen gibt es noch weitere Vorschläge wie den von Bahar et al. (1983). Durch Messung der Phase in Transmission an einem Leckwellenkabel bei 900 MHz soll auf die Feuchte des umgebenden Materials geschlossen werden. Vorteilhaft ist die hohe Meßfrequenz mit der vernachlässigbaren Beeinflussung durch Leitfähigkeitseffekte. Dies wird jedoch durch eine sehr geringe Ausdehnung des elektrischen Feldes in den Boden erkaufte. Deshalb benötigt man Kabellängen um 100 m und mehr, um eine ausreichende Meßgenauigkeit zu erzielen. Ein weiteres Problem bereitet die Phasenstabilität des Leckwellenkabels bei Temperaturänderungen. Aufgrund des geringen Meßeffekts kann sich dieser Einflußfaktor sehr störend bemerkbar machen.

Nach eingehenden Untersuchungen der verschiedenen Möglichkeiten zur flächenhaften und ortsauflösenden Feuchtemessung in Abdichtungsschichten wurde in dieser Arbeit eine besonders vorteilhafte Lösung gefunden und patentiert (Brandelik et al., 1995b). Das unter dem Namen TAUPE ⁷ bekannte Feuchtemeßsystem besteht aus einem Kabelnetzwerk mit mehreren sich überkreuzenden Leiterstrecken. Die Kreuzungspunkte der Leiter sind so ausgestaltet, daß ein Signalübersprechen möglich ist. Ein wesentlicher Vorteil davon ist, daß man nur die Hälfte der Zuleitungskabel be-

⁷aus dem Lateinischen abgewandelt für Maulwurf

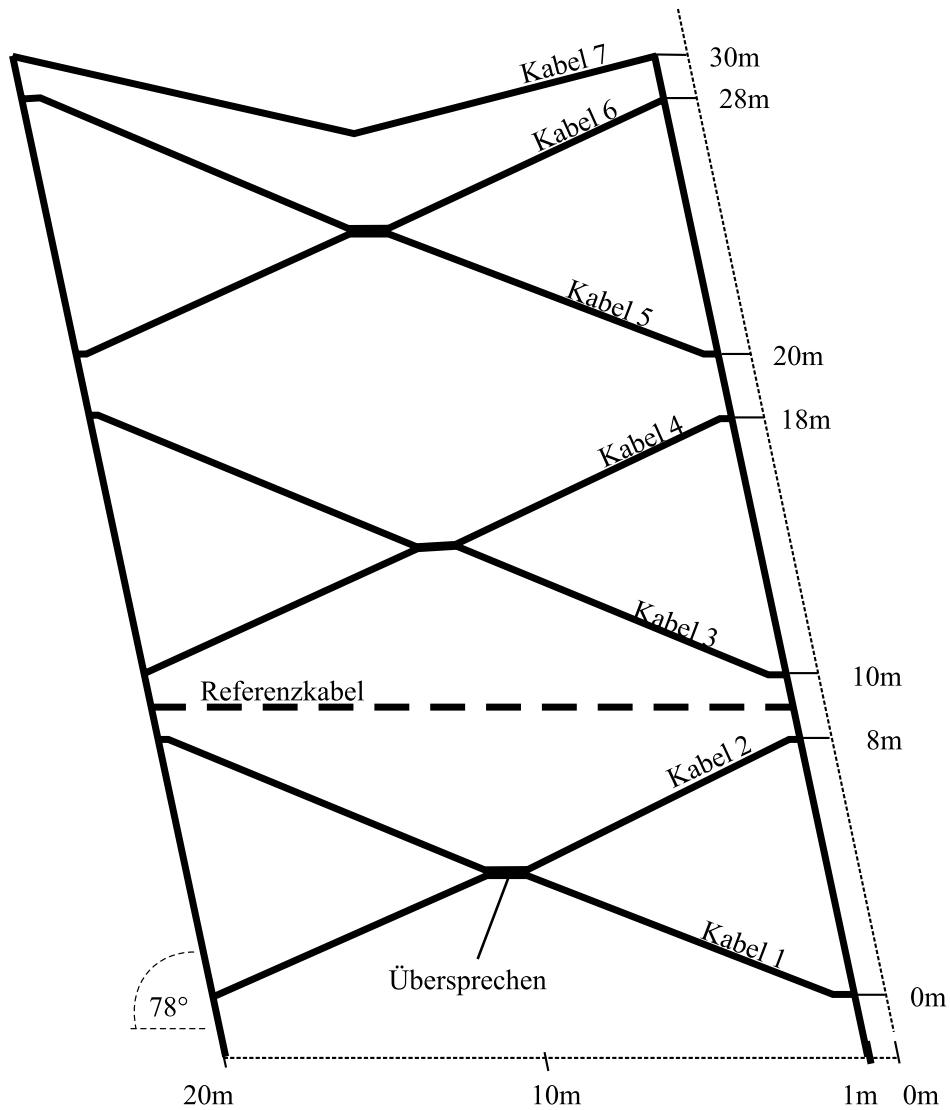


Abbildung 7.17: Draufsicht der Kabelanordnung auf dem Testfeld der Depo- nie Karlsruhe-West. Die einzelnen Teilstrecken eines Kreuzes können durch mehrere Messungen zwischen den jeweils 4 Anschlußstellen bestimmt werden. Das koaxiale Referenzkabel ermöglicht die Kompensation temperaturabhängiger Veränderungen der Zuleitungskabel.

nötigt, die ohne Übersprechen für die gleiche Ortsauflösung notwendig wären. Damit können die Kosten für die Installation des Feuchtemesssystems wesentlich reduziert werden. Die in Bild 7.17 gezeigte beispielhafte Kabelanordnung wurde auf der Mülldeponie Karlsruhe-West im Rahmen des PWAB-Projekts „Ausarbeitung und praktische Demonstration eines Messsystems für die großflächige und langzeitige Kontrolle der Dichtigkeit von Mülldeponien“ installiert und seit Juli 1998 betrieben (Brandelik und Hübner, 1998a). Die dortige Oberflächenabdichtung besteht aus der in Bild 7.18 gezeigten Abfolge unterschiedlicher Materialien mit einer Gesamtmächtigkeit von 2 bis 3 m je nach Dicke des Rekultivierungsbodens. Einen Eindruck über die typische

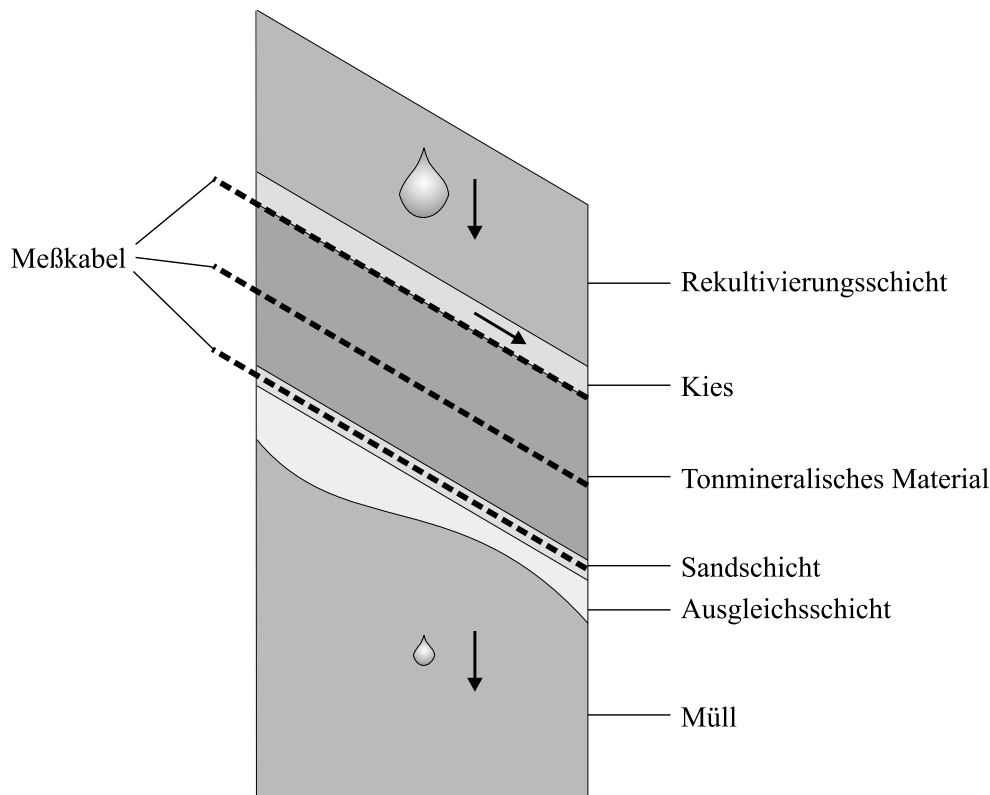


Abbildung 7.18: Schichtenaufbau des am Hang befindlichen Testfelds der Deponie Karlsruhe-West.

vertikale Wassergehaltsverteilung vermittelt die in Bild 7.19 gezeigte Messung des Tiefenprofils mit LUMBRICUS.⁸ Der mit größeren Steinen durchsetzte Wurzelboden zeichnet sich durch eine inhomogene Feuchteverteilung aus. Die höchsten Werte um 30% sind an der Oberfläche zu finden und auf die herbstlichen Niederschläge zu-

⁸Weitere Meßergebnisse, insbesondere auch die des Dichteparameters s , sind bei Brandelik und Hübner (1997a) zu finden.

rückzuführen. Im Bereich der als Drainage dienenden Kiesschicht sind vergleichsweise

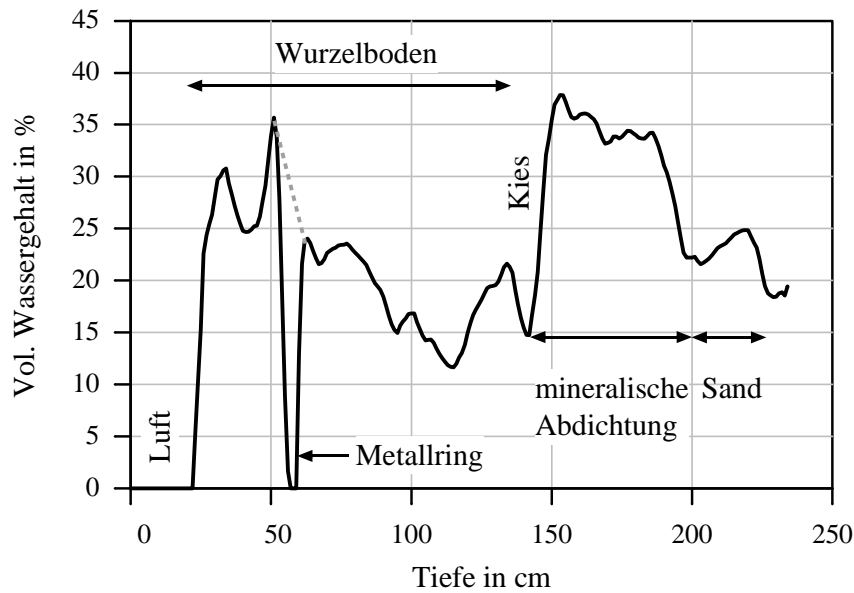


Abbildung 7.19: LUMBRICUS-Messung auf dem Testfeld der Deponie Karlsruhe-West (Sonde 1, 10.11.1993). Die Meßwerte im Tiefenbereich um 60 cm werden durch einen Metallring gestört, der zur Rohrverlängerung eingesetzt ist.

niedrige Wassergehaltswerte vorhanden. Aufgrund des Kapillarsperreneffekts kommt es knapp darüber zu einer deutlich erkennbaren Wasseranstauung.⁹ Die eigentliche Abdichtwirkung des Systems wird durch die tonmineralische Schicht erreicht. Sie zeichnet sich durch einen hohen und relativ konstanten Wassergehalt um 35% aus. Das an der Oberfläche der tonmineralischen Schicht ablaufende Niederschlagswasser führt zu einer leichten Erhöhung der Feuchte, die mit zunehmender Tiefe wieder abnimmt. Unter diesem etwa 60 cm starken Block befindet sich eine Sandschicht. Die darunterliegende Kiesschicht liegt außerhalb des Tiefenbereichs der LUMBRICUS-Sonde. Es ist gerade noch die leichte Feuchteerhöhung aufgrund des Kapillarsperreneffekts zu erkennen. Um die Funktionsfähigkeit des Abdichtungssystems zu kontrollieren genügt es, die Wassergehaltsänderungen in einigen kritischen Tiefenbereichen zu verfolgen. So wurde das in Bild 7.17 gezeigte Kabelsystem am Übergang von der mineralischen Abdichtung zur Kiesschicht, in der Mitte der mineralischen Abdichtung

⁹Kapillarsperren sind aus zwei Schichten durchlässiger Lockersedimente aufgebaut (oben feinkörnig, unten grobkörnig). Die Oberflächenspannung an der Grenzfläche verhindert einen Wasserdurchtritt (Melchior et al., 1991).

sowie in der Sandschicht darunter eingebaut (Bild 7.18). Damit kann neben dem Austrocknen des tonmineralischen Materials auch ein eventueller Wassertransport durch die Dichtschicht festgestellt werden. Die Verlegung der Kabel erfolgt während der Baumaßnahme wie in Bild 7.20 gezeigt. Aufgrund der weitgehenden Vorfertigung des Kabelnetzwerks wird der Bauablauf dabei nur unwesentlich gestört. Alle Anschluß-



Abbildung 7.20: Verlegung des Kabelnetzwerks.

leitungen laufen in einem Schaltschrank zusammen, in dem sich die Meßeinrichtung befindet.

Die bisher eingesetzten Meßverfahren, wie die Laufzeit- oder die Phasenbestimmung, werden im nächsten Kapitel erläutert. Durch eine Permutation der möglichen Anschlußstellen gelingt es dabei, die einzelnen Teilabschnitte des Kabelnetzwerks aufzulösen (12 Messungen pro Einzelkreuz zur Bestimmung von 4 Teilstrecken). Weitergehende Auswerteverfahren zur Profilbestimmung (siehe Kapitel 7.4) lassen sich ebenfalls einsetzen und bringen zusätzliche Informationen über die Feuchteverteilung innerhalb der Teilstrecken.

7.5.2 Meßergebnisse

Für den operativen Betrieb wurde ein automatisches Meßsystem entwickelt, das aus einem VNWA HP 8712, einer Relaismatrix und einem Personal-Computer zur Steuerung und Datenerfassung besteht. In einstellbaren Zeitabständen werden die Streupa-

parameter der einzelnen Kabelstrecken aufgezeichnet. Aufgrund der hohen Dämpfung entlang der Flachbandkabelstrecken wird nur der Frequenzbereich bis 100 MHz erfasst (Bild 7.21). Wie zu erwarten steigt die Dämpfung entlang einer direkten Strecke mit

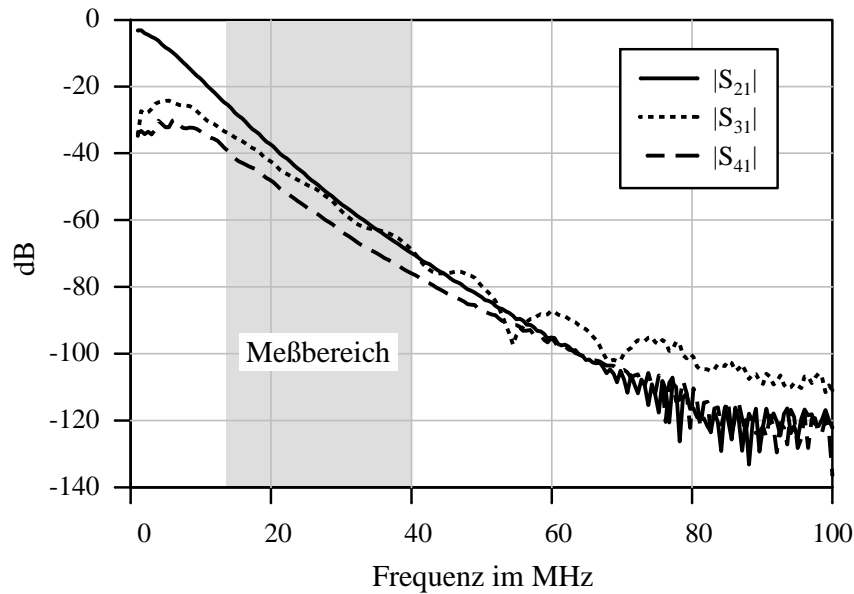


Abbildung 7.21: Dämpfung entlang von Flachbandkabelstrecken auf der Deponie Karlsruhe-West mit und ohne Übersprechen. Länge der Flachbandkabelstrecke: 20 m. Zuleitung mit 75Ω Koaxialkabel jeweils 26 m. S_{21} : direkter Weg, S_{31} : Rückwärtskopplung, S_{41} : Vorwärtskopplung.

der Frequenz an (Tiefpaßverhalten). Bei der Strecke mit Übersprechen ist ein ähnlicher Verlauf zu erkennen. Lediglich zu niedrigen Frequenzen hin steigt die Dämpfung aufgrund der abnehmenden Kopplung an der Übersprechstelle an. Dieses Verhalten liegt an der Ausgestaltung der Koppelstrecke, die durch direktes Nebeneinanderführen der Meßkabel auf einer Strecke von ca. 1 m realisiert wird.¹⁰ Gegenüber den in der Mikrowellentechnik eingesetzten gekoppelten TEM-Wellenleitern mit möglichst hoher Richtwirkung (Zinke und Brunswig, 1990) soll an der Kreuzungsstelle eine Leistungaufteilung in alle drei verbleibenden Richtungen erfolgen. Die dazu durchgeführten Untersuchungen beruhen auf dem in Bild 7.22 gezeigten Ersatzschaltbild für gekoppelte Leitungen. Im eingeschwungenen Zustand kann man daraus ein Diffe-

¹⁰Die Kopplung wird während des Verlegens der Kabel auf der Baustelle ausgeführt. Aus diesem Grund können weder die Länge der Koppelstrecke noch der Abstand der Flachbandkabel exakt eingehalten werden. Die daraus resultierenden Schwankungen der Koppeldämpfung um mehrere dB sind für das Meßverfahren jedoch unerheblich.

rentialgleichungssystem herleiten (Paul, 1994):

$$\begin{aligned}\frac{d}{dz}\mathbf{V}(\omega, z) &= -\mathbf{Z}(\omega)\mathbf{I}(\omega, z) \\ \frac{d}{dz}\mathbf{I}(\omega, z) &= -\mathbf{Y}(\omega)\mathbf{V}(\omega, z)\end{aligned}\quad (7.23)$$

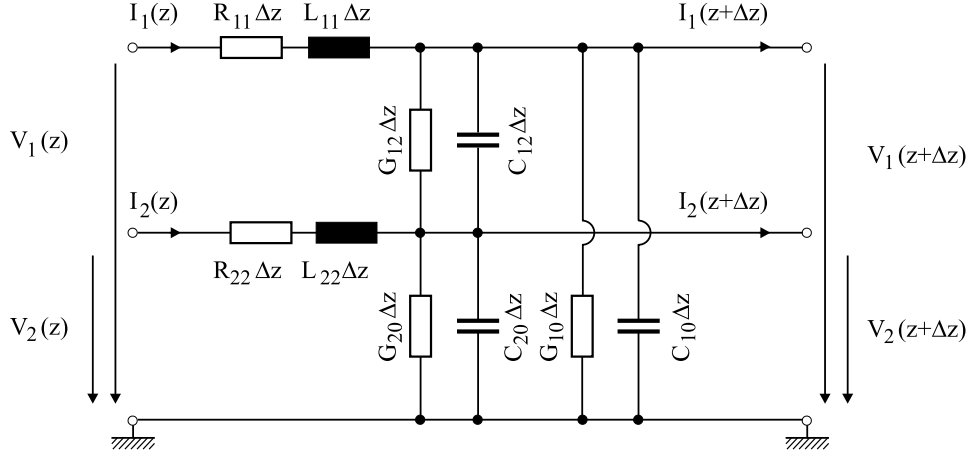


Abbildung 7.22: Ersatzschaltbild für die Kopplung zweier TEM-Leitungen entlang eines Abschnitts der Länge Δz . Im Falle gleicher elektrischer Eigenschaften der Leitungen gilt für die Leitungsbeläge $R_{11} = R_{22}$, $L_{11} = L_{22}$, $G_{10} = G_{20}$ und $C_{10} = C_{20}$.

Unter $\mathbf{V}(\omega, z)$ und $\mathbf{I}(\omega, z)$ versteht man dabei die Vektoren der komplexen Spannungen und Ströme an den 4 Toren des Kopplerabschnitts der Länge Δz . $\mathbf{Z}(\omega)$ und $\mathbf{Y}(\omega)$ werden aus den Parametermatrizen \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} und \mathbf{C} gebildet:

$$\begin{aligned}\mathbf{Z}(\omega) &= \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L} \\ \mathbf{Y}(\omega) &= \mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}\end{aligned}\quad (7.24)$$

Die Lösung des Differentialgleichungssystems für einem Koppler der Länge l ergibt sich mit der Kettenmatrix

$$\mathbf{A} = e^{\begin{bmatrix} 0 & -\mathbf{Z}(\omega) \\ -\mathbf{Y}(\omega) & 0 \end{bmatrix} l}\quad (7.25)$$

zu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(\omega, 0) \\ \mathbf{I}(\omega, 0) \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{-1}(l) \begin{bmatrix} \mathbf{V}(\omega, l) \\ \mathbf{I}(\omega, l) \end{bmatrix}\quad (7.26)$$

Die Streumatrix \mathbf{S} des Kopplers erhält man aus \mathbf{A} durch eine vom Bezugswellenwiderstand Z_0 abhängige Transformation nach Zinke und Brunwig (1990).

Der erste Schritt zur Bestimmung von \mathbf{S} ist die Berechnung der Parametermatrizen. Aufgrund der niedrigen Frequenzen und der hohen Leitfähigkeit von Kupfer können die Elemente von \mathbf{R} vernachlässigt werden. Die Induktivitätsmatrix \mathbf{L} und Kapazitätsmatrix \mathbf{C} ermittelt man mit Hilfe des Feldberechnungsprogramms MAFIA. Dazu wird auf die besonders in der angelsächsischen Literatur verbreitete Modellvorstellung einer Gleichtakt- und Gegentaktanregung zurückgegriffen (Gunston, 1972). So kann das Differentialgleichungssystem Gl. 7.23 bei elektrisch gleichen Leitungen entkoppelt und das Problem auf die Behandlung zweier Betriebsfälle reduziert werden. Die dazugehörigen Wellenwiderstände werden im folgenden mit Z_{even} (Gleichtakt) und Z_{odd} (Gegentakt) bezeichnet. Bild 7.23 zeigt die mit diesem Modell berechneten Feldstärkeverteilungen zweier im Abstand d zueinander befindlichen Flachbandkabel. Aus den Feldenergien kann man die Gleichtakt- und die Gegentaktkapazität sowie

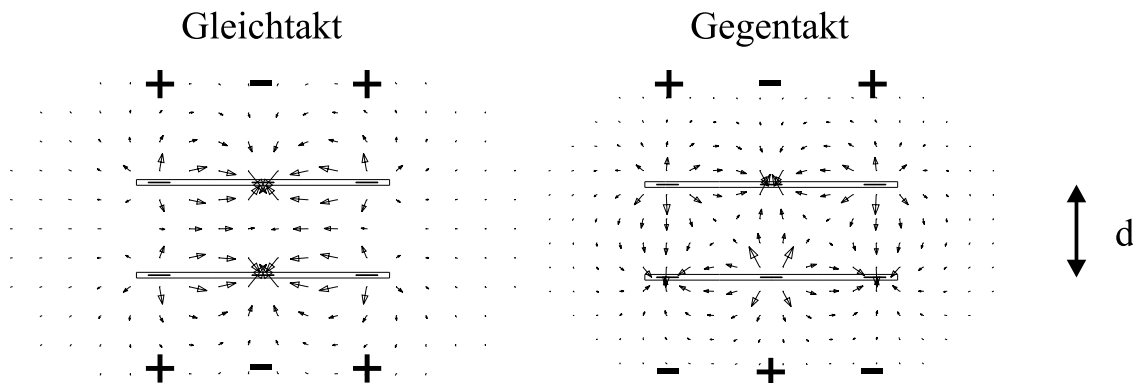


Abbildung 7.23: Verteilung der elektrischen Feldstärke zweier gekoppelter Flachbandleitungen im Gleichtakt- und Gegentaktbetrieb (Abstand d , $\epsilon_m = 1$).

die Elemente der Kapazitätsmatrix \mathbf{C} bestimmen. Befinden sich die Leiter in einem homogenen Medium, so berechnet sich die Induktivitätsmatrix \mathbf{L} über die Beziehung $\mathbf{L} = \mu\epsilon\mathbf{C}^{-1}$.¹¹ In Analogie zu dem Kapazitätsmodell einer einzelnen Leitung nach Kapitel 7.2.4 kann man für die Gleichtakt- und die Gegentaktanregung eine

¹¹In diesem Fall müssen sowohl das umgebende Material wie auch die Isolierung der Leiter die gleichen dielektrischen Eigenschaften aufweisen.

Formel zur Berechnung der Gesamtkapazität in Abhängigkeit der DK des umgebenden Materials ε_m angeben. Mit komplexen Werten für ε_m erhält man damit zugleich die Parametermatrix $\mathbf{G} = -\omega \operatorname{Im}(\mathbf{C})$ (Paul, 1994). An einem Beispiel werden nun die charakteristischen Eigenschaften der in Bild 7.23 gezeigten Koppleranordnung untersucht. Die DK des umgebenden Mediums wird zu $\varepsilon_m = 20$ gewählt. Die Feldberechnung mit MAFIA führt auf die in Bild 7.24 aufgetragenen Wellenwiderstände in Abhängigkeit vom Abstand d . Bei großen Abständen sind die Wellenleiter nur sehr

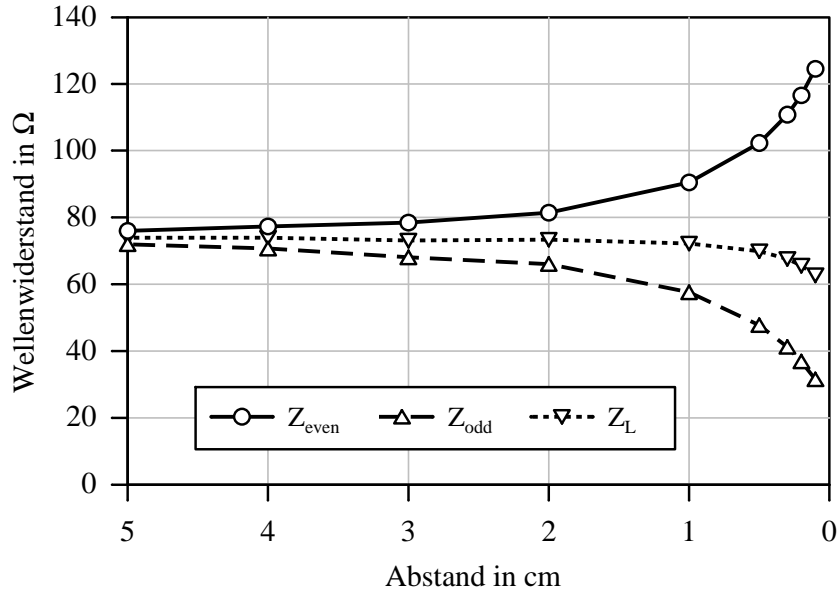


Abbildung 7.24: Wellenwiderstände gekoppelter Flachbandkabel im Gleichtakt- (Z_{even}) und Gegentaktbetrieb (Z_{odd}) in Abhängigkeit vom Abstand d bei $\varepsilon_m = 20$. Der Leitungswellenwiderstand Z_L ergibt sich aus $Z_L = \sqrt{Z_{\text{even}} Z_{\text{odd}}}$.

schwach gekoppelt. Die Werte von Z_{even} und Z_{odd} liegen deshalb sehr nahe beieinander und entsprechen in etwa dem Wellenwiderstands eines einzelnen Flachbandkabels. Bei kleineren Abständen steigt Z_{even} jedoch deutlich an. Gleichzeitig sinkt Z_{odd} aufgrund der starken Kapazitätzunahme zwischen den im Gegentakt erregten Leitern ab. Die Stärke der Kopplung wird durch den Koppelfaktor

$$k = \frac{Z_{\text{even}} - Z_{\text{odd}}}{Z_{\text{even}} + Z_{\text{odd}}} \quad (7.27)$$

beschrieben. Er ist zusammen mit dem Verhältnis der effektiven Dielektrizitätszahlen der Gleichtakt- ($\varepsilon_{\text{even}}$) und Gegentaktausbreitung (ε_{odd}) in Bild 7.25 aufgetragen. Wie zu erwarten steigt der Koppelfaktor mit geringerem Abstand der Leiter deutlich an. Im Gleichtaktfall wird ein immer größerer Teil des elektrischen Feldes in der Isolation

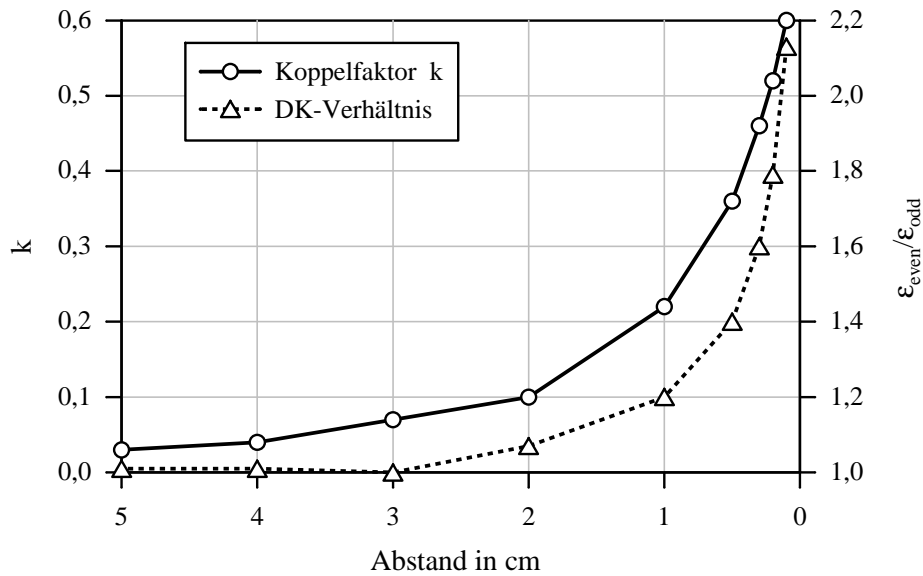


Abbildung 7.25: Koppelfaktor und DK-Verhältnis der Gleich- und Gegentaktausbreitung in Abhängigkeit vom Abstand der Leitungen.

des Flachbandkabels konzentriert. Damit verringert sich ϵ_{odd} , während ϵ_{even} im wesentlichen konstant bleibt. Die Phasengeschwindigkeit der Gleichtaktwelle ist deshalb kleiner als die der Gegentaktwelle. Berechnet man nun die Streuparameter für die in der Praxis verwendete enge Kopplung, so kommt man zu den in Bild 7.26 gezeigten Ergebnissen. Der Transmissionsfaktor der Hauptleitung $|S_{21}|$ nimmt mit steigender Frequenz leicht ab, während $|S_{31}|$ und $|S_{41}|$ bis etwa 15 MHz sehr stark zunehmen. Ab dieser Frequenz ist eine für die Messung ausreichende Leistungsaufteilung gegeben. Die obere Frequenzgrenze von etwa 40 MHz ergibt sich aus der maximal erlaubten Dämpfung der gesamten Übertragungstrecke. Der Koppler verhält sich nicht wie ein idealer Rückwärtskoppler mit $|S_{41}| = 0$, sondern zeigt die gewünschte Leistungsübertragung in alle Richtungen. Die bei einem idealen TEM-Koppler vorhandene Nullstelle von $|S_{31}|$ bei $l = \lambda/2$ ($(\epsilon_{\text{even}} + \epsilon_{\text{odd}})/2 \approx 7 \rightarrow f_{\text{null}} \approx 55$ MHz bei $l \approx 1$ m) ist nur schwach ausgeprägt. Der wesentliche Grund dafür sind die stark voneinander abweichenden Phasengeschwindigkeiten der Gleichtakt- und der Gegentaktwelle (siehe auch Bild 7.25), die ihre Ursache in dem inhomogenen Dielektrikum haben. Ein weiterer, wenn auch weniger bedeutender Grund ist die leichte Fehlanpassung des Kopplers. Wie man in Bild 7.24 erkennt, entspricht Z_L bei sehr starker Kopplung nicht mehr dem Wellenwiderstand einer Einzelleitung. Die berechneten Streuparameter stimmen innerhalb des gewünschten Meßbereichs mit den aus Bild 7.21 ablesbaren Dämpfungsunterschieden überein. Die deutlichen Abweichungen von $|S_{21}|$ bei höhe-

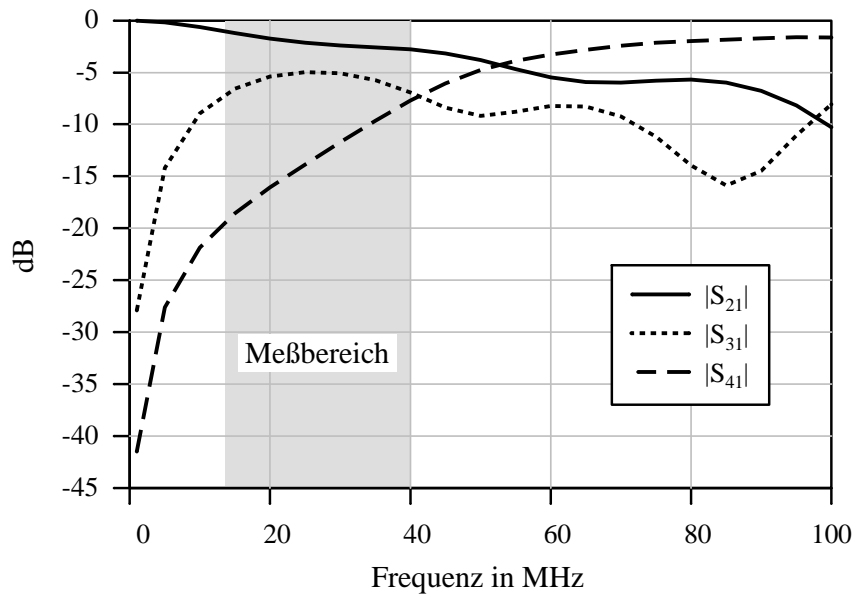


Abbildung 7.26: Streuparameter für einen Koppler nach Bild 7.23 in Abhängigkeit von der Frequenz ($\varepsilon_m = 20$, $d = 0,05$ cm, $l = 1$ m).

ren Frequenzen sind auf Übersprechen entlang der Zuleitungen und innerhalb der Relaismatrix zurückzuführen.

Die zu hohen Frequenzen stark ansteigende Dämpfung der gesamten Übertragungsstrecke (siehe Bild 7.21) und die Dispersion erschweren die Auswertung mit Zeitbereichsverfahren. So sind in Bild 7.27 die durch eine Fouriertransformation aus einer VNWA-Messung gewonnenen Eingangs- und Ausgangsimpulse aufgetragen. Man erkennt die starke Dispersion, die den Eingangsimpuls auf etwa 100 ns verbreitert. Bei dieser Breite des Impulses ist es schwierig, die für den Nachweis einer Feuchteänderung um $\pm 1,5\%$ notwendige Meßgenauigkeit von etwa 6 ns zu erreichen. Wesentlich günstiger ist deshalb die Anwendung des Phasenhubverfahrens (Stolle et al., 1995). Dazu wird die relative Phase des Streuparameters S_{21} (bzw. S_{31} oder S_{41}) in die absolute Phase umgewandelt und dann die Phasendifferenz bzw. die Steigung der Phase gebildet. In Bild 7.28 ist ein Meßergebnis dargestellt, an dem sich einige typische Merkmale der Übertragungsstrecke erläutern lassen. Bis etwa 70 MHz ist die Phasendifferenz weitgehend konstant. Dies liegt an der hohen Dämpfung entlang des Flachbandkabels sowie an der relativ guten Wellenwiderstandsanpassung der koaxialen Zuleitungen.¹² Das leichte Ansteigen der Phasendifferenz zu niedrigen

¹²Der Wellenwiderstand des im Boden befindlichen Flachbandkabels bewegt sich je nach Feuchte zwischen 50 und 100 Ω . Die koaxialen Zuleitungen haben einen Wellenwiderstand von 75 Ω , der an

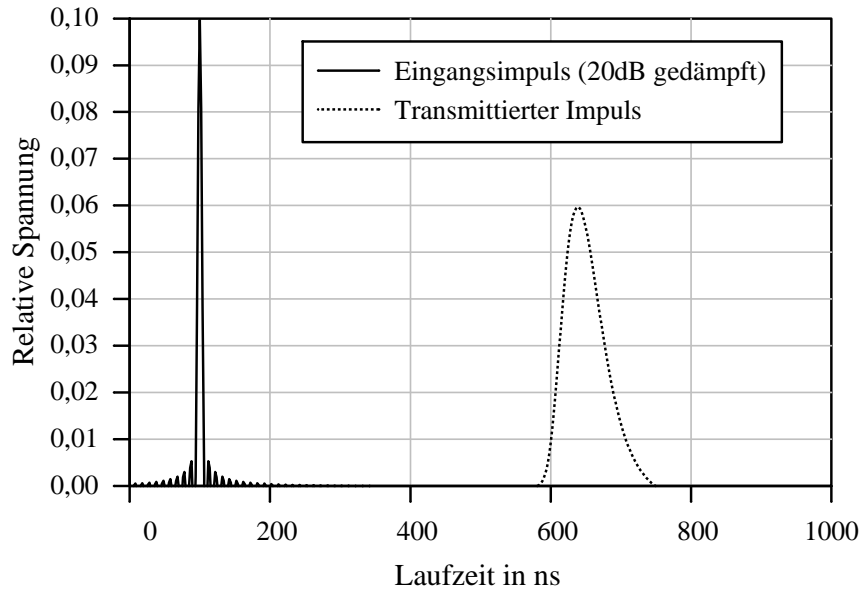


Abbildung 7.27: Eingangsimpuls und transmittierter Impuls für ein Flachbandkabel auf der Mülldeponie Karlsruhe-West ohne Übersprechen.

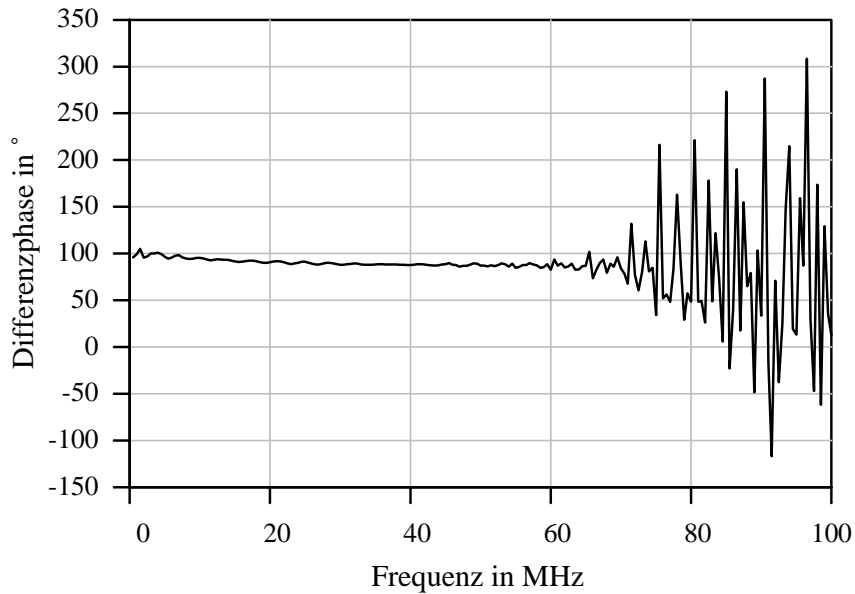


Abbildung 7.28: Phasendifferenz für ein Flachbandkabel auf der Mülldeponie Karlsruhe-West (direkte Strecke). Der Frequenzabstand bei der Phasenmessung wurde zu 0,5 MHz gewählt um eine eindeutige fortlaufende Phase bzw. eine Phasendifferenz deutlich kleiner als 180° zu erhalten.

Frequenzen hin ist auf die frequenzabhängige DK zurückzuführen (siehe Bild 4.21), während bei Frequenzen über 70 MHz der Dynamikbereich des VNWA verlassen wird und die Phasenmeßgenauigkeit rapide sinkt. Die im mittleren Frequenzbereich ausreichend glatt verlaufende Phasendifferenz trotz möglicher Inhomogenitäten entlang der Kabelstrecke bzw. Wellenwiderstandssprüngen an den Übergängen zu den Zuleitungskabeln läßt sich wie folgt erklären. Das Flachbandkabel kann in erster Näherung als homogenes Leitungsstück der Länge l mit der Ausbreitungskonstante γ betrachtet werden, dessen feuchteabhängiger Wellenwiderstand Z_L vom Bezugswellenwiderstand Z_0 abweicht. Die S-Parameter nach Michel (1981) lauten dann:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{1 - r_1^2 e^{-2\gamma l}} \begin{pmatrix} r_1 (1 - e^{-2\gamma l}) & (1 - r_1^2) e^{-\gamma l} \\ (1 - r_1^2) e^{-\gamma l} & r_1 (1 - e^{-2\gamma l}) \end{pmatrix} \quad (7.28)$$

mit r_1 als Reflexionsfaktor des Abschlußwiderstands. Für ausreichend hohe Leitungsdämpfungen und geringe Fehlanpassung an Z_0 werden Mehrfachreflexionen unterdrückt und der Term vor der Matrix in Gl. 7.28 geht gegen 1. Die dann mit der Frequenz gleichmäßig ansteigende Phase bzw. die konstante Phasendifferenz von S_{21} bietet sich als Meßgröße an. Bei großen Leitungslängen und bei Verwendung üblicher Netzwerkanalysatoren mit Phasengenauigkeiten besser als 1° sind hochgenaue Messungen möglich. Der Fall einer inhomogenen Bodenfeuchteverteilung kann durch die Hintereinanderschaltung mehrerer homogener Leitungsstücke modelliert werden. Der Übertragungsfaktor S_{21K} einer Kettenschaltung von zwei Zweitoren \mathbf{S} und \mathbf{S}' ergibt sich nach Michel (1981) zu:

$$S_{21K} = \frac{S_{21} S'_{21}}{1 - S_{11} S'_{22}}. \quad (7.29)$$

Bei geringer Feuchteschwankung und Fehlanpassung, d.h. betragsmäßig kleinem S_{11} und S'_{22} ergibt sich die Phase von S_{21K} aus der Addition der Einzelphasen. In erster Näherung ist die daraus bestimmte Bodenfeuchte der Mittelwert entlang der gesamten Leitung.

Die bisher aufgezeichneten Messungen von der Mülldeponie wurden entsprechend den obigen Annahmen ausgewertet und in den Wassergehalt umgerechnet (Phase \rightarrow Kapazitätsbelag des Kabels \rightarrow DK des Bodens \rightarrow Wassergehalt). Da die dielektrischen Eigenschaften des tonmineralischen Materials bzw. des Sands in dem betrachteten Frequenzbereich noch nicht ausreichend erfaßt wurden, bedürfen die im Bild 7.29 angegebenen Wassergehalte noch geringfügiger Korrekturen im Absolutwert. Die für den

den Eingangswiderstand von 50Ω des VNWA mit Hilfe von Transformatoren angepaßt wird.

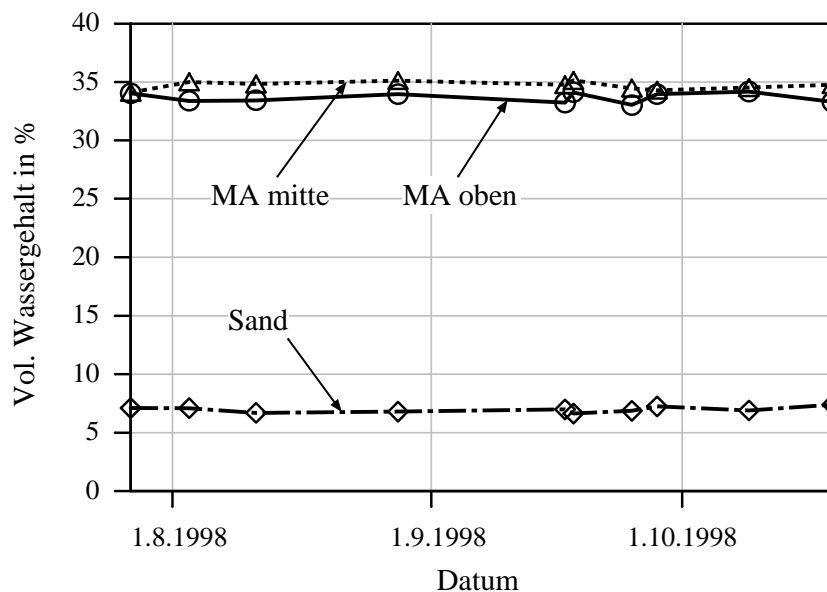


Abbildung 7.29: Wassergehaltsänderungen an Kabel Nr.2 (Sand), Kabel Nr.33 (MA mitte) und Kabel Nr.18 (MA oben) auf dem Testfeld der Deponie Karlsruhe-West.

Betreiber der Mülldeponie wesentliche Erkenntnis, daß seit Einbaubeginn keine Änderung der Feuchte in den kontrollierten Schichten aufgetreten ist, kann jedoch schon jetzt festgestellt werden. Die kleineren Schwankungen im Wassergehalt von unter 1% sind auf die Meßunsicherheit zurückzuführen. Zur Verifizierung der Meßergebnisse wurden im Oktober 1998 auf der Mülldeponie Karlsruhe-West Aufgrabungen durchgeführt, Bodenproben entnommen und verschiedene Parameter wie z.B. der Wassergehalt oder die Trockendichte mit Standardverfahren bestimmt. Diese Untersuchungen wurden im Rahmen einer vom IMK und dem Geologisch-Paläontologischen Institut der Technischen Hochschule Darmstadt betreuten Diplomarbeit durchgeführt und ausgewertet (Schoßer, 1998). Sie ergaben wie auch die Messungen der Fremdüberwachung keine signifikanten Wassergehaltsänderungen gegenüber dem Einbauzustand. Zur Genauigkeit dieser Messungen ist noch folgendes zu bemerken. Die Standardabweichung im volumetrischen Wassergehalt der Bodenproben lag bei etwa 2 bis 3% und somit höher als die Meßunsicherheit des Feuchtemeßsystems TAUPE. Damit ist zumindest die bessere Wiederholbarkeit der Meßergebnisse bei TAUPE im Vergleich zu der als Referenz anerkannten gravimetrischen Methode nachgewiesen.

7.6 Schneefeuchtemessungen mit dem Kabelsensor

7.6.1 Motivation

Mit satellitengestützten Radarsystemen (z.B. ERS und RADARSAT) will man den Flüssigwassergehalt von Schneedecken großflächig zu bestimmen, um daraus Eingabegrößen für Klimamodelle und hydrologische Untersuchungen zu gewinnen (Schneider et al., 1997). Der Radarrückstreuquerschnitt ist jedoch nicht nur von der Schneefeuchte bzw. von der mit ihr verknüpften DK und Schneedichte abhängig, sondern auch von der Oberflächenrauigkeit, der Schneekornstruktur und der Schneekorngröße. Um diesen Zusammenhang aufzuklären oder zumindest eine Kalibrierung der Radardaten bezüglich der Schneefeuchte zu erreichen, werden Referenzmessungen am Boden benötigt.

Ein weiteres Anwendungsgebiet von Schneefeuchtesensoren ist die Zuflußprognose für alpine Wasserkraftwerke (Lang et al., 1993). So bilden die Vorhersagen über den zu erwartenden Füllstand von Stauseen die Grundlage einer Optimierung des Kraftwerkeinsatzes. Aber auch für Laufwasserkraftwerke ist eine Vorhersage der Zuflüsse zur Abschätzung der Stromproduktion entscheidend. Das frühzeitige Erkennen von Taufluten mit einem eventuellen Überangebot an elektrischer Energie ist für die Dispositionen der Stromhändler von großer ökonomischer Bedeutung.

7.6.2 Vergleich bekannter Verfahren mit dem Kabelsensor

Die bisher bekannten in-situ-Schneefeuchtemeßverfahren liefern nur punktuelle Meßwerte der DK bzw. der Schneefeuchte, deren Extrapolation auf größere Flächen mit großen Fehlern behaftet sein kann. Aufgrund der sehr kleinen Meßvolumina der in Tabelle 7.3 aufgeführten Sensoren ist eine Vielzahl von Messungen erforderlich, um die mittlere Feuchte inhomogener Schneedecken zu bestimmen. Um dies zu verdeutlichen sind in Bild 7.30 die Feuchteschwankungen in der Schneedecke entlang einer Meßstrecke aufgetragen, wie sie mit einem üblichen Schneefeuchtesensor bestimmt wurden. Das Meßvolumen ist zu klein, um mit wenigen Messungen repräsentative Aussagen über den Schneedeckenzustand treffen zu können. Zudem ist die Verfolgung zeitlicher Entwicklungen nur bedingt realisierbar. Erst der in dieser Arbeit entwickelten Kabelsensor ermöglicht aufgrund seiner große Länge von 40 m und mehr eine

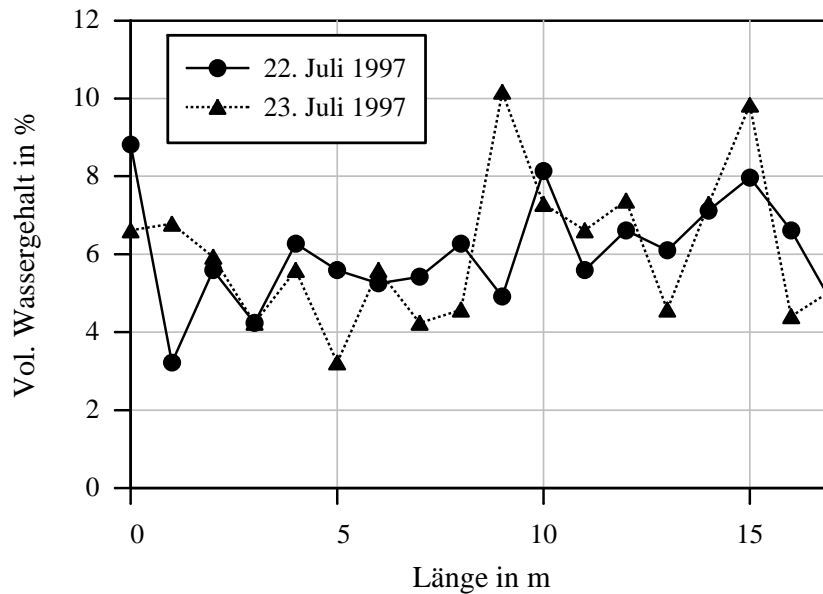


Abbildung 7.30: Schneefeuchtemessung mit einem Sensor nach Denoth(1989) entlang einer Meßstrecke. Diese Messungen wurden vom Institut für Physische Geographie der Universität Freiburg im Rahmen einer gemeinsamen Meßkampagne durchgeführt (siehe Kapitel 7.6.3).

Integration über die räumlichen Feuchteschwankungen und ihre zuverlässige temporale Beobachtung. Gleichzeitig gelingt es erstmals den zeitlichen und örtlichen Verlauf von Inhomogenitäten in der Schneedecke kontinuierlich zu erfassen. Ein weiterer Vorteil ist, daß die Sensorabmessungen in einem weiten Bereich skaliert und somit an die Pixelgröße von Radarsystemen (z.B. 15 x 15 m bei ERS) angepaßt werden können. Wie in Kapitel 3.4 ausgeführt, läßt sich die Schneefeuchte aus dem Realteil der DK und der Schneedichte berechnen. Die Schneedichte kann entweder konventionell durch Wägung eines bekannten Volumens oder durch eine elektrische Messung ermittelt werden. Kendra et al. (1994) messen beispielsweise die komplexe DK des Schnees und leiten daraus die zwei interessierenden Größen, Feuchte und Dichte ab. Sihvola (1986) weist jedoch darauf hin, daß diese Methode nur bei sauberem Schnee zuverlässig funktioniert. Bei Verunreinigungen wird der Imaginärteil der DK vergrößert und dadurch ein höherer Flüssigwassergehalt als tatsächlich vorhanden vorausgesagt. Aufgrund dieser Unsicherheiten wurde bei den meisten in dieser Arbeit durchgeführten Experimenten mit dem Kabelsensor nur der Realteil der DK bestimmt und eine konventionelle Schneedichtemessung vorgenommen. Über erste Versuche zur Erweiterung des Kabelsensors für die gleichzeitige Feuchte- und Dichtemessung mit Hilfe

Autor, Verfahren und Frequenz	Applikatorbauform
Lundberg (1997), TDR	Lecherleitung: 30 cm Länge und 5 cm Leiterabstand
Schneebeli et al. (1997), TDR	Lecherleitung: 30 cm Länge und 2,3 cm Leiterabstand
Stein et al. (1997), TDR	Lecherleitung: 45, 62 und 90 cm Länge und 5 cm Leiterabstand
Sihvola und Tiuri (1986), Resonator (500 MHz bis 900 MHz)	Lecherleitung: 6 cm Länge und 1,8 cm Leiterabstand
Kendra et al. (1994), Resonator (1 GHz bis 1,7 GHz)	Koaxiale Leitung: 4,5 cm Länge und 1 cm Leiterabstand
Mätzler (1996), Resonator (200 MHz bis 1,4 GHz)	Koaxiale Leitung: 20 cm Länge und 4,4 cm Leiterabstand
Mätzler (1984), Resonator (um 1 GHz)	Lecherleitung: 20 cm Länge und 1,8 cm Leiterabstand
Denoth (1989), Impedanzmessung (20 MHz)	Streifenleitungsstrefelfeld: ca. 10 cm x 10 cm x 3 cm
Perla und Banner (1988), Kapazitätsmessung (1MHz)	Kapazitive Zelle, rund: Höhe 5 cm, Radius 10 cm
Perla (1991), Kapazitätsmessung (1MHz)	Plattenkondensator: 10 cm x 10 cm x 2 cm
Ambach et al. (1965), Kapazitätsmessung (3,55 MHz))	Plattenkondensator: 7 Platten à 13 cm x 13 cm, 2,4 cm Abstand
Denoth et al. (1984), Resonator (um 1 GHz oder 2 GHz)	Lecherleitung: Parallele Leiter mit Sägeblatt, ca. 15 cm lang
Denoth et al. (1984), Impedanzmessung (1 bis 13,6 MHz)	Plattenkondensator: 7 Platten à 10 cm x 13 cm, 2,1 cm Abstand
Takei (1996), Impedanzmessung (0,1 bis 10 kHz)	Lecherleitung: 1 m Länge und 10 cm Abstand
Denoth (1997), Impedanzmessung (0,1 bis 2 GHz)	Monopol-Antenne: Länge 13 cm, Radius 4 cm

Tabelle 7.3: Dielektrische Schneefeuchtemeßgeräte.

	Kabel1	Kabel2
Leiterabstand	20mm	6mm
Wellenwiderstand in Luft	450 Ω	240 Ω
Farbe	schwarz	weiß
Ursprüngliche Anwendung	Sendeanlagen	Fernsehantennen

Tabelle 7.4: Kabelparameter für das erste Experiment 1996 auf dem Schauinsland.

zusätzlicher niederfrequenter Messungen wird noch in Kapitel 7.6.3.5 berichtet.

7.6.3 Meßkampagnen

Die Anwendung des Kabelsensors als Meßgerät zur Schneefeuchtebestimmung wurde in Zusammenarbeit mit dem Institut für Physische Geographie der Universität Freiburg untersucht (Hübner et al., 1997a). Ein erster Experimentalaufbau im Winter 1995/96 auf dem Schauinsland bei Freiburg lieferte wertvolle Informationen über die Beeinflussung der umgebenden Schneedecke durch das Meßkabel (Beppler, 1996). So wurden zwei verschiedene Flachbandkabel eingesetzt, die sich in ihrer Geometrie und in der Farbe der Isolierung unterschieden. Aus Zeit- und Kostengründen fanden für dieses erste Experiment zwei handelsübliche Kabel Verwendung (siehe Tabelle 7.4). Die Auswertung der damit erzielten Meßergebnisse legte die folgenden Schlußfolgerungen nahe:

- Die Meßkabel können sich durch Sonneneinstrahlung erwärmen und in ihrer nächsten Umgebung selektives Schneeschmelzen hervorrufen. Der dadurch entstandene Luftspalt verfälscht die Meßergebnisse zu geringen Flüssigwassergehalten bzw. Schneedichten hin. Dieses Problem der Luftspaltbildung hat Mätzler (1984) bereits bei seinem aus einer Lecherleitung bestehenden Schneesensor erkannt. Eine reinweiße und deckende Farbe der Kabelisolation minimiert aber verhindert diesen Effekt nicht vollständig.
- Eine Kontrolle, ob und inwieweit die Meßergebnisse durch Luftspalte verfälscht werden ist unbedingt erforderlich. Die erstmalige Lösung dieser Aufgabe wird durch die in Kapitel 7.2.5 eingeführte Spaltkorrektur bewerkstelligt.
- Die Abmessungen der Leiterstruktur müssen deutlich größer als die geometri-

schen Abmessungen der Schneekörner sein. Nur dann stellt sich der Schnee dem Sensor als lokal homogenes Medium dar, dessen mittlere, effektive DK bestimmt werden kann.

- Die Abmessungen der Leiterstruktur müssen andererseits in Einklang mit den hochfrequenztechnischen Erfordernissen gebracht werden. Dazu ist der Abstand der Leiter deutlich kleiner als die Wellenlänge der anregenden Signale zu wählen.
- Das Meßkabel sollte auch in seinen thermischen und mechanischen Eigenschaften an den Schnee angepaßt werden, d.h. die Wärmeleitfähigkeit und Dichte ist in geeigneter Weise zu reduzieren. Es ist weiterhin darauf zu achten, daß die Kabel den natürlichen Setzungen der Schneedecke ohne nennenswerte Verformung folgen können. Unter Berücksichtigung der oben aufgeführten Empfehlungen wurde das in den vorigen Kapiteln beschriebene Flachbandkabel entwickelt. Die deckend weiße Isolierung wirkt einem Freischmelzen entgegen, während sich die dennoch notwendige Spaltkorrektur mit Hilfe der Dreileitergeometrie bewerkstelligen läßt.

Im Rahmen der zweiten Meßkampagne im Winter 1996/97 galt es, die Eigenschaften dieses verbesserten Schneefeuchtesensors zu untersuchen. Gleichzeitig sollten die gerätetechnischen Voraussetzungen für einen späteren Einsatz des Meßsystems unter den harten Umweltbedingungen, wie sie in der Antarktis herrschen, geklärt werden.

7.6.3.1 Beschreibung des Meßgebietes (Plaine Morte 1997)

Als zweites Meßgebiet wurde der Glacier de la Plaine Morte bei Crans Montana in der Schweiz ausgewählt (siehe Bild 7.31). Mit einer Fläche von knapp 10 km² bei einer maximalen Länge von 5,5 km entlang der Ost-West-Erstreckung und einer maximalen Breite von 4,0 km entlang der Nord-Süd-Ausdehnung handelt es sich um den größten Gletscher der Wildstrubelgruppe. Aufgrund seiner Größe und der fast ebenen Oberfläche eignet er sich besonders für einen Vergleich von Bodenreferenzmessungen mit satellitengestützten Radaraufnahmen.¹³ Ein organisatorischer Vorteil

¹³Dieser Vergleich wird anhand von ERS-Daten in einem über diese Arbeit hinausgehenden Forschungsvorhaben vom Institut für Physische Geographie der Universität Freiburg bearbeitet. Aufgrund der fast ebenen Gletscherfläche und dem somit konstanten lokalen Einfallswinkel wird die Modellierung der Radarrückstreuung erheblich vereinfacht. Wegen der Größe des Gletschers stehen zudem ausreichend viele Bildpunkte für eine Mittelwertbildung zur Verfügung. Des Weiteren sind

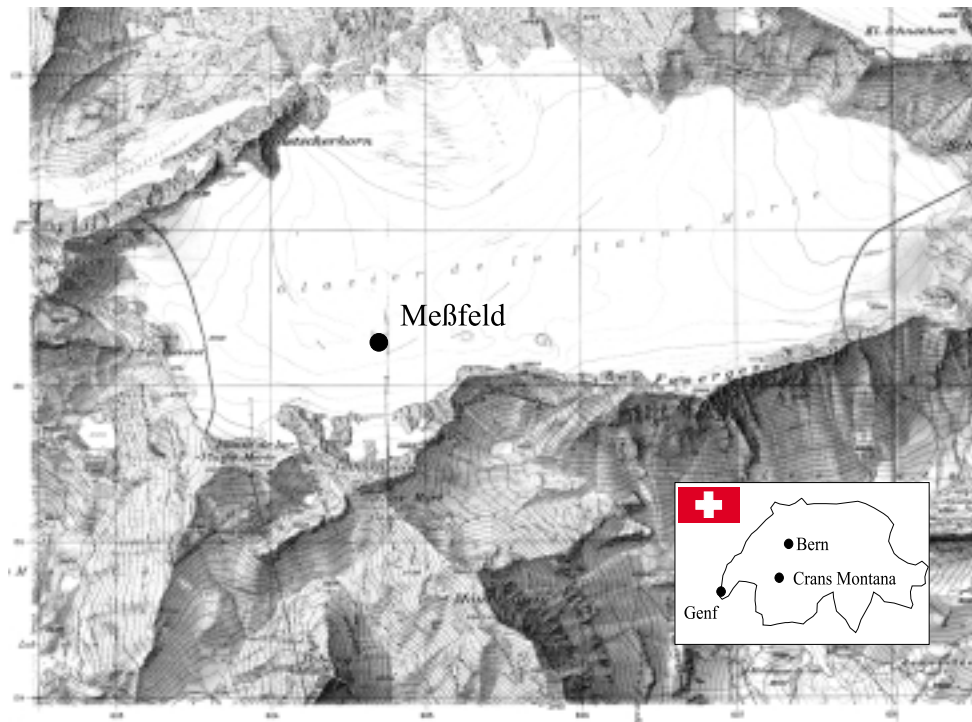


Abbildung 7.31: Standort des Meßfeldes auf dem Gletscher Plaine de la Morte, Schweiz.

ist die touristische Erschließung durch eine Gondel- und Seilbahn von Montana auf den Plaine de la Morte bei 2882 mNN, die einen fast ganzjährigen Zugang ermöglicht. Der Gletscher selbst ist insbesondere in Lagen über 2700 mNN nahezu spaltenfrei und deshalb mit geringem Risiko begehbar. Eine klimatologische Einordnung des Untersuchungsgebiets wurde von Döpke (1997) vorgenommen. So befindet sich der Gletscher im Übergangsbereich zwischen der von Stauwirkungen beeinflussten Alpennordseite und dem eher sonnig-milden Wallis. Über das Klima direkt am Gletscher lassen sich aufgrund der dort nicht vorhandenen meteorologischen Meßstationen nur grobe Aussagen treffen, die in Tabelle 7.5 zusammengefaßt sind.

7.6.3.2 Aufbau des Meßfeldes (Plaine Morte 1997)

Die Installation des Meßsystems wurde im Dezember 1996 vorgenommen. Der Aufbau bestand aus den folgenden Einrichtungen (Gesamtüberblick siehe Bild 7.32):

- 3 horizontalen Kabeln à 40 m Länge in 2 verschiedenen Höhen zur Schneedichte-, Schneefeuchte- und Temperaturmessung (siehe auch Bild 7.33),

die Abschattungseffekte der umliegenden Berggipfel nur gering ausgeprägt.

Niederschlag	- mittlere Jahressumme ca. 2500 mm - geringes Maximum in den Sommermonaten - mehr als die Hälfte der Niederschläge als Schnee
Temperatur	- in den Wintermonaten zwischen -8 und -12°C - 0°C-Grenze wird frühestens im April und spätestens im Juli überschritten
Schneehöhe	durchschnittlich 350 cm, höchstens 500 cm
Sonnenscheindauer	90-120 h im Dezember, 180-210 h im Juli
Bewölkungsgrad	40-50% im Januar, 60-70% im April und 50-60% im Juli
Wind	teilweise starke Winde aus vornehmlich westlichen Richtungen

Tabelle 7.5: Klimakenngrößen für den Gletscher Plaine Morte bei Crans Montana, Schweiz nach Döpke (1997).

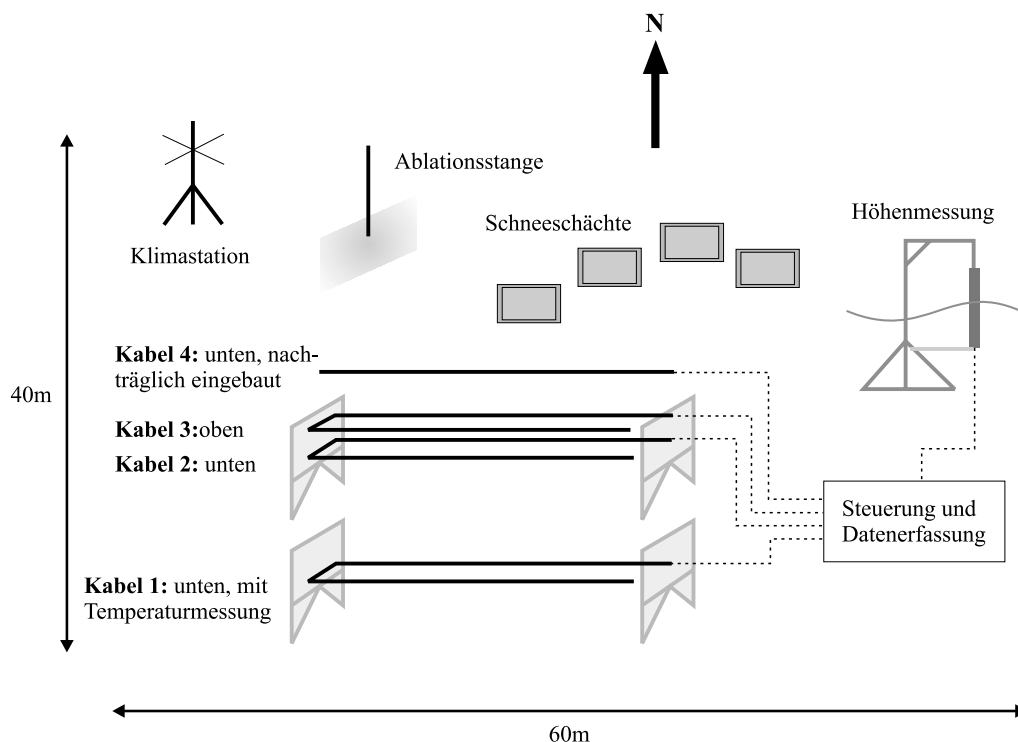


Abbildung 7.32: Anordnung der Meßeinrichtungen auf dem Gletscher.

- einem nachträglich eingebrachten horizontalen Kabel mit 20 m Länge,
- einem vertikalen Kabel zur Schneehöhenmessung (siehe auch Bild 7.34),
- einer automatischen Klimastation (Luftfeuchte, Lufttemperatur, Schneetemperatur, Strahlungsbilanz, kurzwellige Einstrahlung und Reflexion, Windgeschwindigkeit, Windrichtung),
- einer Ablationsstange zur Schneehöhenmessung,
- und 4 nachträglich ausgehobenen Schneeschächten zur Bestimmung von Schneeprofilen.



Abbildung 7.33: Ansicht der horizontalen Schneefeuchtemeßkabel kurz nach dem Aufbau.

Während die Klimastation konventionell mit Campbell Datenloggern ausgerüstet ist, wurde für die Kabelmessungen eine eigene Datenerfassung auf PC-Basis entwickelt (Bild 7.35). Sie besteht aus einem Tektronix 1502B Kabeltester, der von einem PC gesteuert und über ein Relais mit den verschiedenen Sensorkabeln verbunden ist. Eine weitere Umschaltung erlaubt es, den temperaturabhängigen Gleichstromwiderstand der Kupferleiter zu messen. Dies ist ein Vorteil gegenüber herkömmlichen Schneethermometern, die nur punktuell und nicht wie die Kabel integral über eine große Strecke messen. Eine weitere Baugruppe ist die Zeitschaltuhr, die die Datenerfassung zu vorgegebenen Zeiten auslöst und während der restlichen Zeit das komplette System zur



Abbildung 7.34: Ansicht des vertikalen Schneehöhenmeßkabels nach geringem Schneefall.

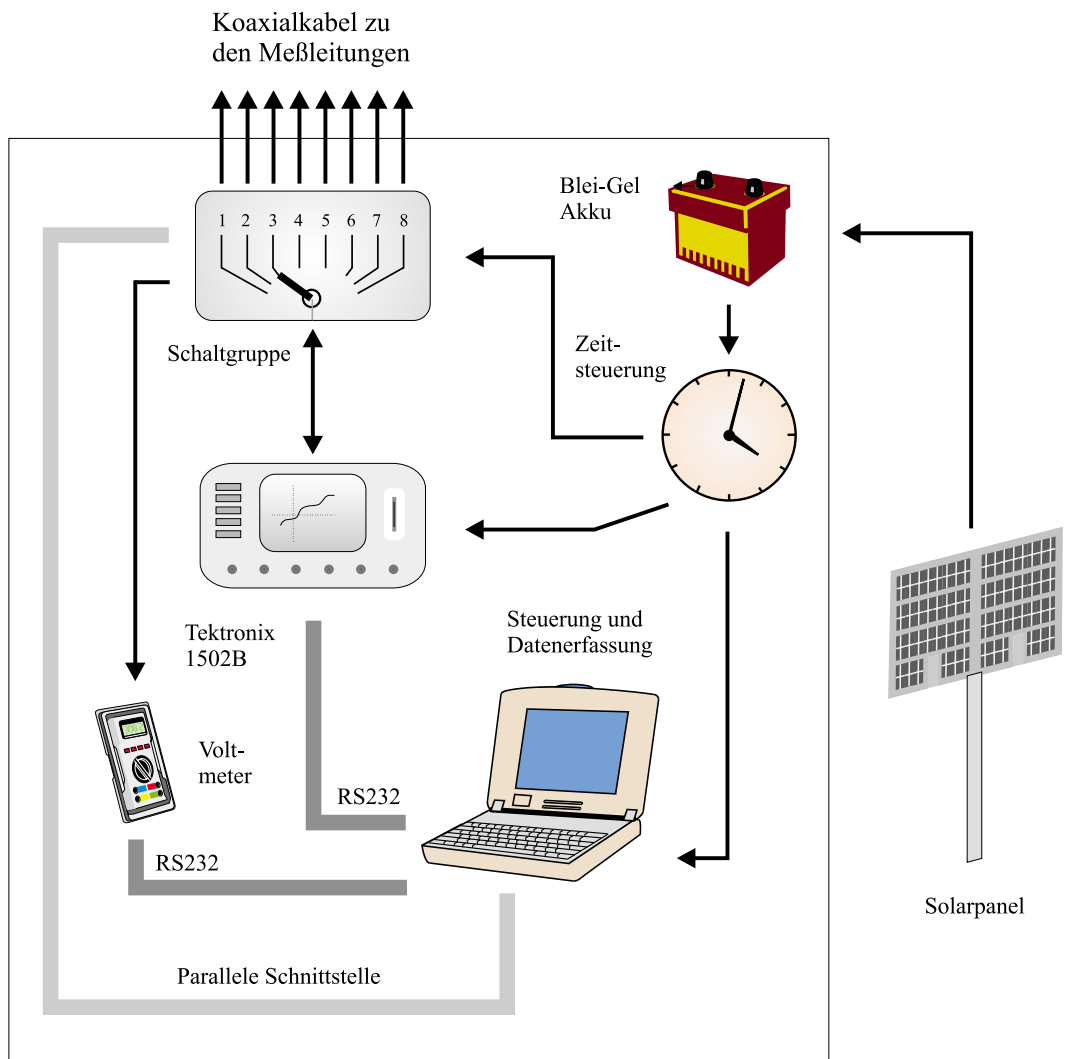


Abbildung 7.35: Aufbau des Schneefeuchtemeßsystems.

Stromeinsparung abschaltet. Die Stromversorgung selbst erfolgt über einen solarzellengepufferten Bleigelakkumulator. Die gesamte Elektronik wurde in eine wärmege-
dämmte Aluminiumkiste eingebaut, um den zu erwartenden tiefen Temperaturen
widerstehen zu können. Das Tektronix 1502B ist bis -10°C , der Rechner jedoch nur
bis $+5^{\circ}\text{C}$ spezifiziert.¹⁴ Aufgrund der niedrigen Außentemperaturen von bis zu -20°C
war es notwendig, die Aluminiumkiste tief in den Schnee bis auf die Gletscheroberflä-
che einzugraben. Dort herrschten während der gesamten Meßkampagne weitgehend
konstante Temperaturen um -3°C .

7.6.3.3 Schneefeuchtemessungen (Plaine Morte 1997)

Eine ausführliche Darstellung der Meßergebnisse findet sich bei Döpke (1997). Des-
halb werden hier nur die wesentlichsten Erkenntnisse und einige darauf aufbauende
Untersuchungen vorgestellt. Ein typischer Verlauf der DK wie er an einem horizonta-
len Kabel gemessen wurde ist in Bild 7.36 aufgetragen. Man kann deutlich zwischen

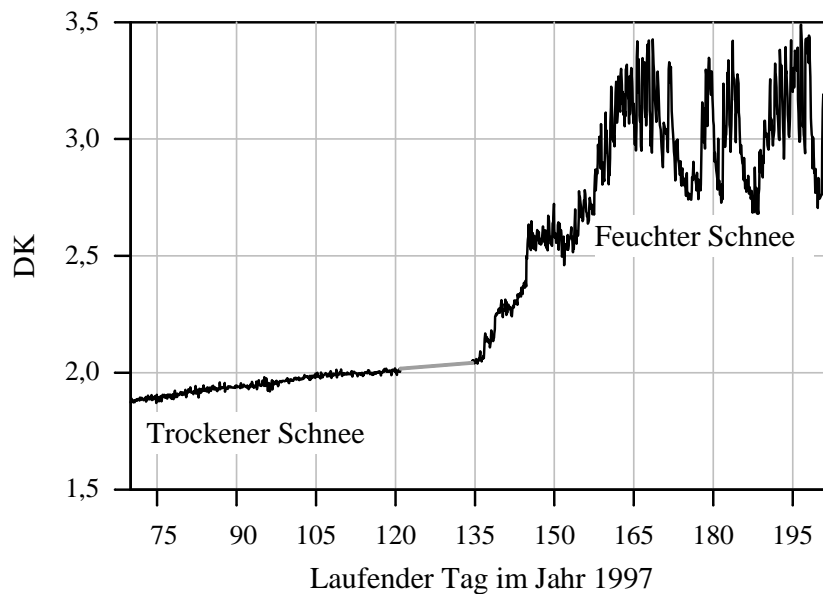


Abbildung 7.36: Zeitlicher Verlauf der DK für das horizontale Kabel Nr. 3.

der Trockenschnee- und der Feuchteschneephase unterscheiden. Erstere zeichnet sich
durch einen stetigen Anstieg der DK aufgrund von Setzungsprozessen und der da-
mit verbundenen Dichteerhöhung aus. Zur Verifizierung der Meßergebnisse wurden

¹⁴Die untere Temperaturgrenze von $+5^{\circ}\text{C}$ für den Rechner ist durch das LCD-Display bedingt.
Die Funktionsfähigkeit zur Datenerfassung ist jedoch bis unter -10°C gegeben.

die DK-Werte der Trockenschneephase in die Dichte umgerechnet (Gl. 3.35) und mit gewogenen Schneeproben verglichen. Die festgestellten geringen systematischen Abweichungen um 50 g/cm^3 bzw. $0,1$ in der DK sind hauptsächlich auf die Kalibrierung der Meßkabel zurückzuführen. So sind die DKs der dabei verwendeten Flüssigkeiten mit einer vergleichbaren Unsicherheit behaftet. Im Gegensatz zur Trockenschneephase zeigt die Feuchtschneephase erhebliche Schwankungen der DK. Diese Variationen sind, wie die Bilder 7.37 und 7.38 belegen, eng mit dem Wettergeschehen verknüpft. Mit dem Anstieg der Lufttemperatur über den Gefrierpunkt und einer positiven

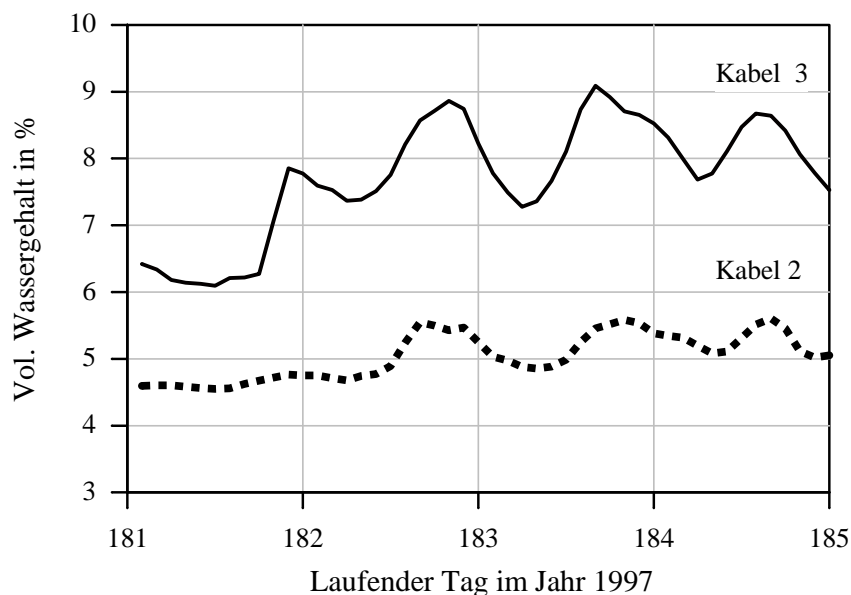


Abbildung 7.37: Zeitlicher Verlauf der Feuchte für die horizontalen Kabel Nr. 2 und Nr. 3. Die Umrechnung der DK in die Feuchte wurde mit Hilfe regelmäßiger Dichtemessungen und der von Döpke (1997) vorgeschlagenen Formel durchgeführt.

Strahlungsbilanz setzen verstärkt Tauprozesse ein. Diese bewirken eine Erhöhung der Schneefeuchte. Wie zu erwarten macht sich dieser Effekt in dem etwa 30 cm über Kabel 2 liegenden Kabel 3 zuerst bemerkbar. Die Lufttemperaturerhöhung am Nachmittag des 181. Tags hat nur minimale Auswirkungen auf die Schneefeuchte von Kabel 2. Erst mit der zunehmenden Durchfeuchtung der Schneedecke am nächsten Tag steigen die Werte an Kabel 2 an, bleiben jedoch etwa 3% unter denen von Kabel 3. Mit einer Durchfeuchtung nehmen in der Regel auch die Inhomogenitäten in der Schneedecke zu. Dies läßt sich anhand des Spannungs-Zeit-Diagramms Bild 7.39 exemplarisch erläutern. Die glatte Kurve am 19.4.1997 zeigt, daß innerhalb der Meßstrecke keine wesentlichen Schwankungen des Wellenwiderstands bzw. der di-

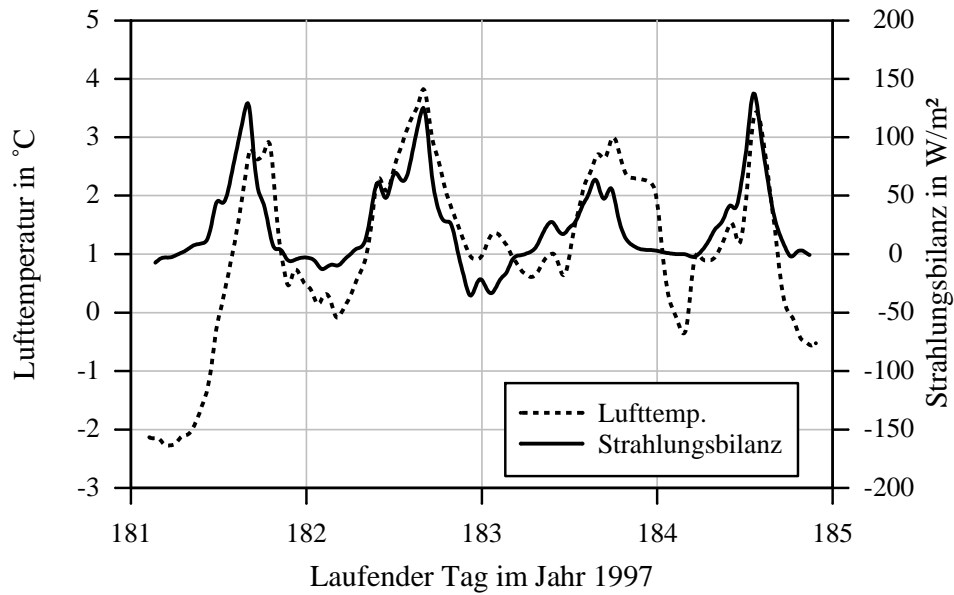


Abbildung 7.38: Zeitlicher Verlauf der Lufttemperatur und der Strahlungsbilanz.
Es wird der gleiche Zeitraum wie in Diagramm 7.37 betrachtet.

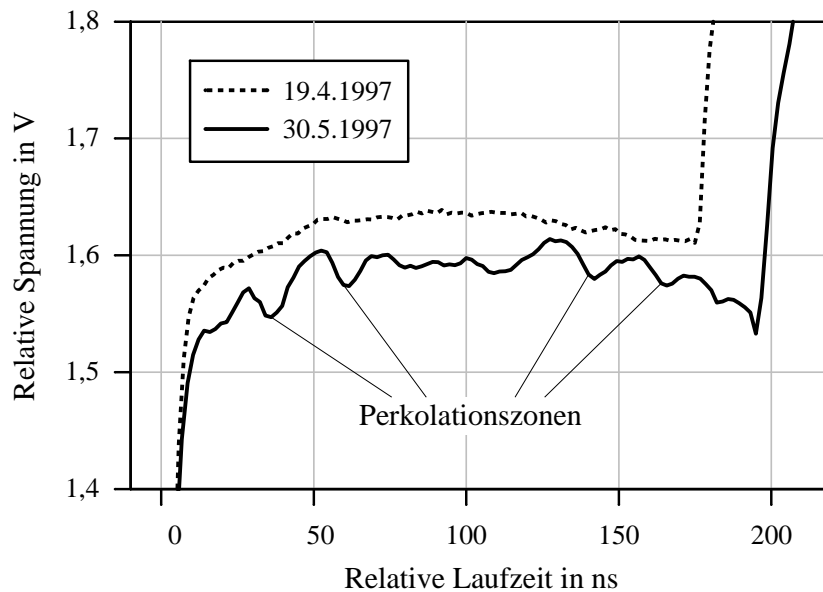


Abbildung 7.39: Verlauf der Summenspannung am Eingang des TDR über der Zeit für Kabel 3.

elektrischen Eigenschaften der Schneedecke vorzufinden sind. Mit dem Beginn der Schneeschmelze perkoliert Flüssigwasser an in teilweise eng begrenzten Zonen nach unten. Diese Bereiche mit erhöhtem Wassergehalt und damit geringerem Wellenwiderstand sind als Spannungstäler in Bild 7.39 am 30.5.1997 auszumachen. Aufgrund der schleifenförmigen Verlegung der Sensorkabel treten diese Perkolationszonen im Zeit-Spannungsdiagramm symmetrisch zur Sensormitte auf. Wie eine Luftaufnahme (siehe Bild 7.40) zeigt, liegen die die Abflußbahnen überwiegend senkrecht zu den Meßkabeln. Sie reichen teilweise über einen Meter in die Schneedecke hinein und weisen aufgrund der mittransportierten Verunreinigungen eine dunklere Färbung als der umliegende Schnee auf.

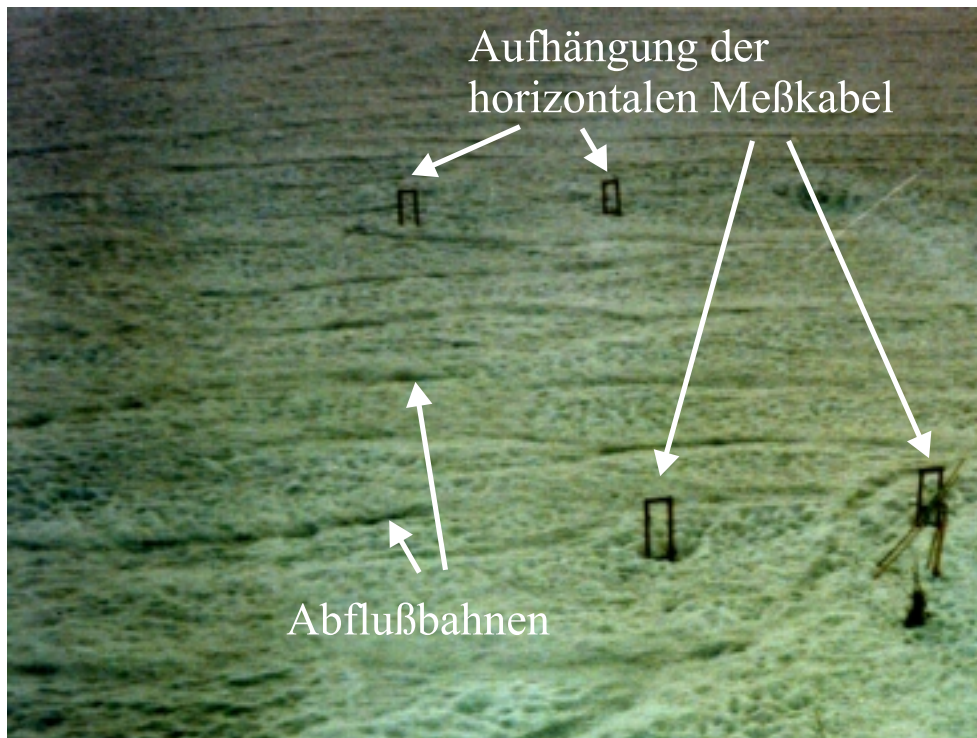


Abbildung 7.40: Luftbild des Meßfeldes. Zu erkennen sind die Aufhängungen der Meßkabel und einige Abflußrinnen.

7.6.3.4 Schneehöhenmessungen (Plaine Morte 1997)

In einem weiteren Experiment wurde die Tauglichkeit des Schneehöhensensors überprüft. Bild 7.41 zeigt seinen Aufbau und die Funktionsweise. Charakteristische Wellenwiderstandssprünge treten an den Übergängen Koaxleiter-Flachbandkabel, Flachbandkabel Schnee-Luft und am offenen Ende des Flachbandkabels auf. Aus den Zeit-

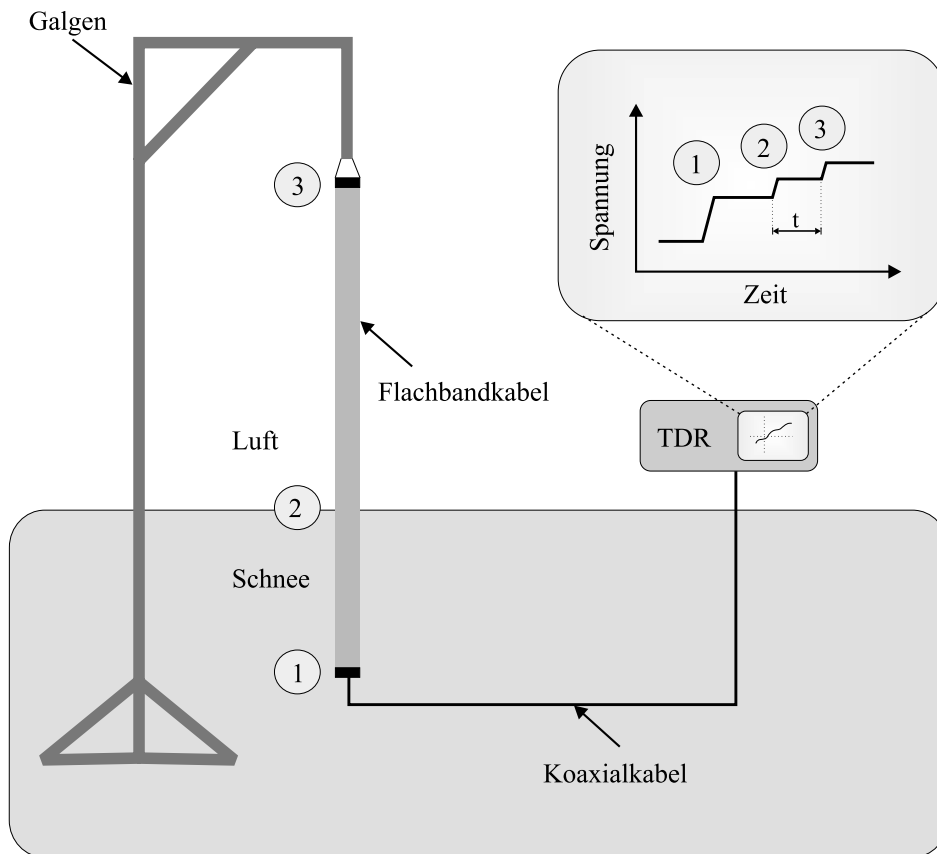


Abbildung 7.41: Aufbau und Funktionsweise des Schneehöhensensors.

differenzen der Reflexionen und den bekannten als auch konstanten Kabeleigenschaften kann auf die Schneehöhe geschlossen werden. Bild 7.42 zeigt ein Beispiel für ein gemessenes Spannungs-Zeitdiagramm. Aufgrund der geringen DK-Unterschiede zwi-

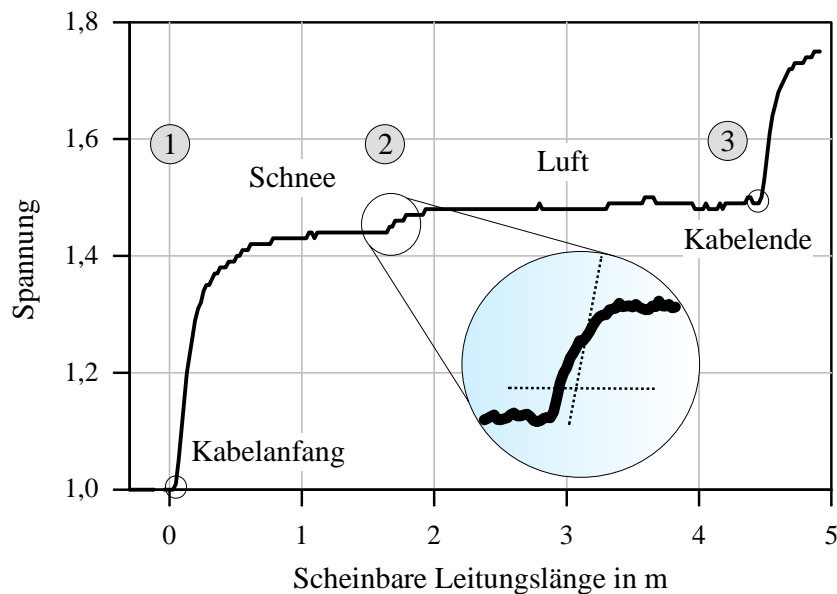


Abbildung 7.42: Typisches Beispiel für ein Spannungs-Zeit-Diagramm des Schneehöhensensors während der Trockenschneephase.

schen trockenem Schnee und Luft ist der Bereich um die Übergangsstelle nicht sehr stark ausgeprägt, kann aber nach Verstärkung eindeutig aufgelöst werden. Der Fehler bei der Schneehöhenbestimmung liegt deshalb bei etwa ± 5 cm. Ein Vergleich mit den Werten an der gut 6 km östlich und etwa 300 m tiefer gelegenen Station Trubelboden zeigt eine gute Übereinstimmung (Bild 7.43). Wie zu erwarten ist ein Offset in der absoluten Schneehöhe zu verzeichnen, die Kurven selbst verlaufen aber weitgehend parallel. Sehr deutlich erkennt man das Schneefallereignis am 57. Tag sowie die sich daran anschließende längere Setzungsphase.

7.6.3.5 Weiterführende Experimente (Antarktis 1998, Schauinsland 1998)

Nach den ermutigenden Ergebnissen der Meßkampagne auf dem Gletscher Plaine Morte wurde ein zweites gleichartiges Meßsystem für den Einsatz auf der antarktischen Halbinsel aufgebaut und dort vom Institut für Physische Geographie der Universität Freiburg während des antarktischen Sommers 1997/98 erfolgreich betrieben. Darüber hinaus wurde im Rahmen eines kleineren Experiments auf dem Schauinsland im Schwarzwald an Weiterentwicklungen des Schneefeuchtesensors gearbeitet.

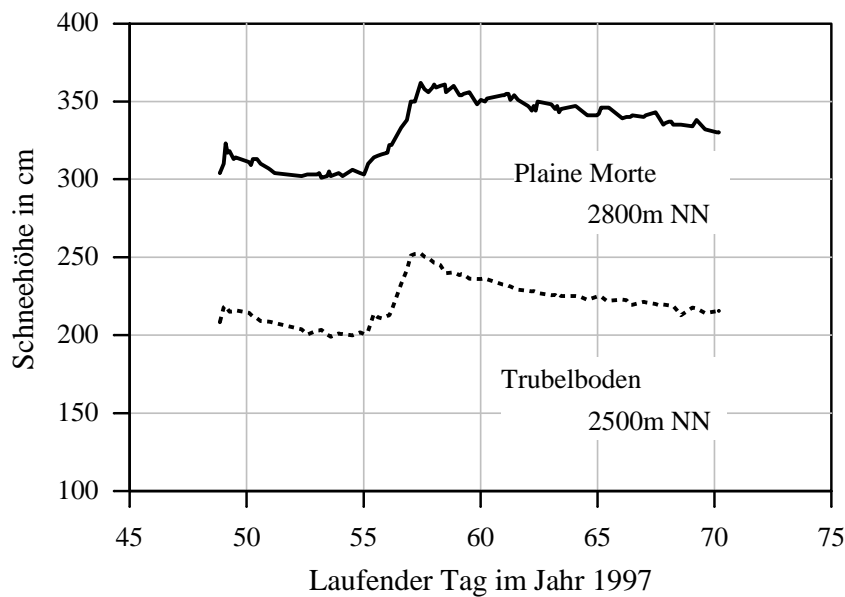


Abbildung 7.43: Vergleich des Schneehöhenverlaufs auf dem Gletscher Plaine Morte und an der Station Trubelboden, deren Aufzeichnungen freundlicherweise vom Eidgenössischen Institut für Schnee- und Lawinenforschung in Davos zur Verfügung gestellt wurden.

Ausgangspunkt dieser Untersuchungen war die Überlegung, daß bei der Berechnung der Schneefeuchte aus der DK zusätzlich die Schneedichte benötigt wird (siehe Kapitel 3.4). Bisher wurde diese Information aus regelmäßigen Vorortmessungen und Inter- bzw. Extrapolationen gewonnen. Ergänzt man jedoch die hochfrequente TDR-Messung durch eine niederfrequente Messung, so kann man die beiden Parameter Feuchte und Dichte gleichzeitig bestimmen. Dabei nutzt man die unterschiedlichen Relaxationsspektren von Wasser und Eis aus, wie sie in Bild 3.3 aufgetragen sind. Dieses Verfahren in Kombination mit dem Flachbandkabel und der Spaltkorrektur wurde zum Patent angemeldet (Brandelik und Hübner, 1997c). Die damit erzielten Meßergebnisse auf dem Schauinsland zeigt Bild 7.44. Man erkennt den langsamen Anstieg der hochfrequenten DK während der Trockenschneephase und die ausgeprägten Tagesgänge im Feuchtschneebereich. Zu drei verschiedenen Zeitpunkten wurde auch die niederfrequente DK sowie die Dichte mit einem Meßzylinder und einer Waage bestimmt. Es zeigt sich, daß die aus den beiden elektrischen Messungen berechnete Dichte in etwa den aus der Wägung ermittelten Werten entspricht. Aufgrund des zu warmen Winters und der damit verbundenen geringen Schneebedeckung ist der zur Verfügung stehende Datensatz jedoch begrenzt, so daß Aussagen über die erreichbare Genauigkeit noch nicht angegeben werden können. Es wird deshalb angestrebt,

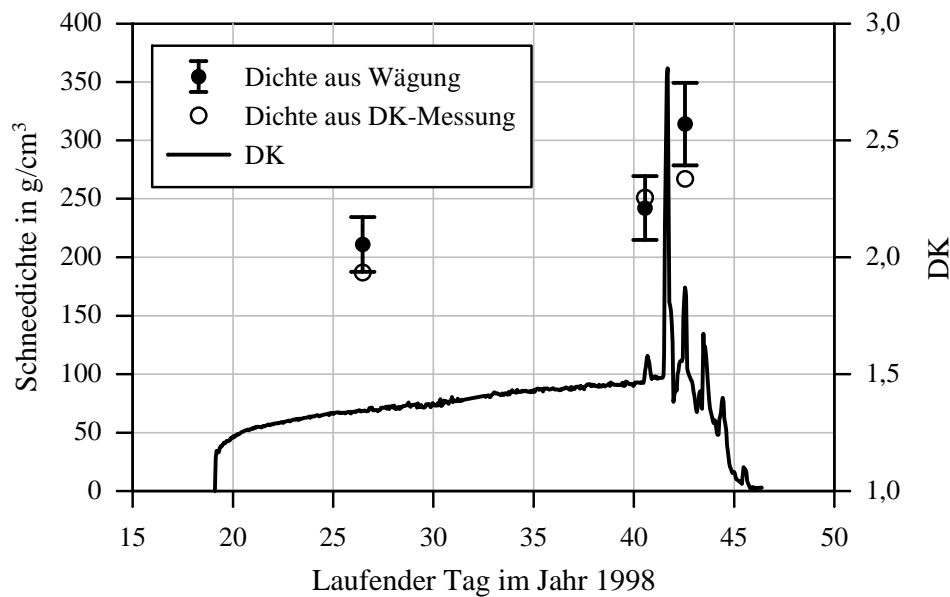


Abbildung 7.44: Zeitverlauf der hochfrequenten DK und der gewogenen bzw. berechneten Schneedichte während der Meßkampagne auf dem Schauinsland 1998.

ausführlichere Untersuchungen in schneesicheren Gebieten anzugehen. Von den geringen Schneefällen war ein weiterer Versuch in ähnlicher Weise betroffen. Es sollte untersucht werden, ob mit den in Kapitel 7.4 eingeführten Inversionsalgorithmen ein tiefenaufgelöstes Profil der Schnee-DK bestimmt werden kann.¹⁵ Dazu wurde ein ca. 20 m langes Flachbandkabel schräg zum Erdboden hin ausgespannt (Bild 7.45). Im Gegensatz zu einem vertikal ausgerichteten Kabel von ca. 1 m Länge gewinnt man dadurch erheblich an Meßgenauigkeit bzw. eine tiefenaufgelöste Messung wird bei den hier vorhandenen Pulsanstiegszeiten von 200 ps überhaupt erst möglich. Bild 7.46 zeigt das Ergebnis einer Messung mit anschließender Rekonstruktion. Neuere und ältere Schneeschichten lassen sich deutlich voneinander trennen. Der Altschnee zeichnet sich durch eine höhere DK aufgrund der Verdichtung aus. Die Oberfläche des Neuschnees könnte zudem leicht angetaut sein. Diese Ergebnisse zeigen, daß eine tiefenaufgelöste DK-Bestimmung in Schneedecken möglich ist. Weitere Meßkampagnen mit dem Ziel, die Meßeinrichtung und die Rekonstruktionsalgorithmen zu verbessern, sind für die Zukunft vorgesehen.

¹⁵Die Profilbestimmung in Schnee ist wesentlich günstiger als in Böden, da der Ableitungsbelag G vernachlässigbar klein ist und dispersionsbedingte Fehler bei der numerischen Rekonstruktion ausbleiben.



Abbildung 7.45: Schräg zum Erdboden ausgespanntes Meßkabel auf dem Schauinsland 1998.

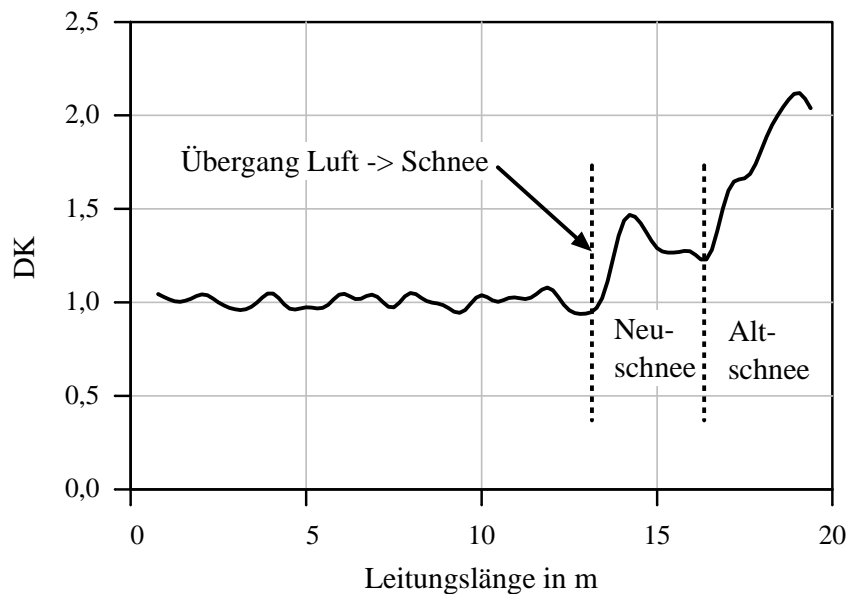


Abbildung 7.46: Beispiel einer Rekonstruktion der DK entlang des 20 m langen und schräg zum Boden hin ausgespannten Flachbandkabels. Die Rekonstruktion wurde in Zusammenarbeit mit Stefan Schlaeger (Forschungszentrum Umwelt, Universität Karlsruhe) durchgeführt.

Die bei der Entwicklung der Schneefeuchtesensoren gesammelten Erkenntnisse konnten auch auf verwandte Gebiete umgesetzt werden. So wird auf Anfrage des Deutschen Wetterdienstes (DWD) eine neue Methode zur Bestimmung der Bodenoberflächenzustände „trocken“, „naß“ und „vereist“ erarbeitet, die auf dem unterschiedlichen Relaxationsverhalten von Wasser und Eis beruht (siehe Bild 3.3). Ein darauf basierender Sensor soll im Zuge der Automatisierung des Wettermeßnetzes eingesetzt werden. Ein erster Versuchsaufbau besteht aus einer Epoxidharzplatine, auf der ein Kondensator in Kammstruktur geätzt ist (Bild 7.47). Darüber befindet sich eine dünne Kunst-

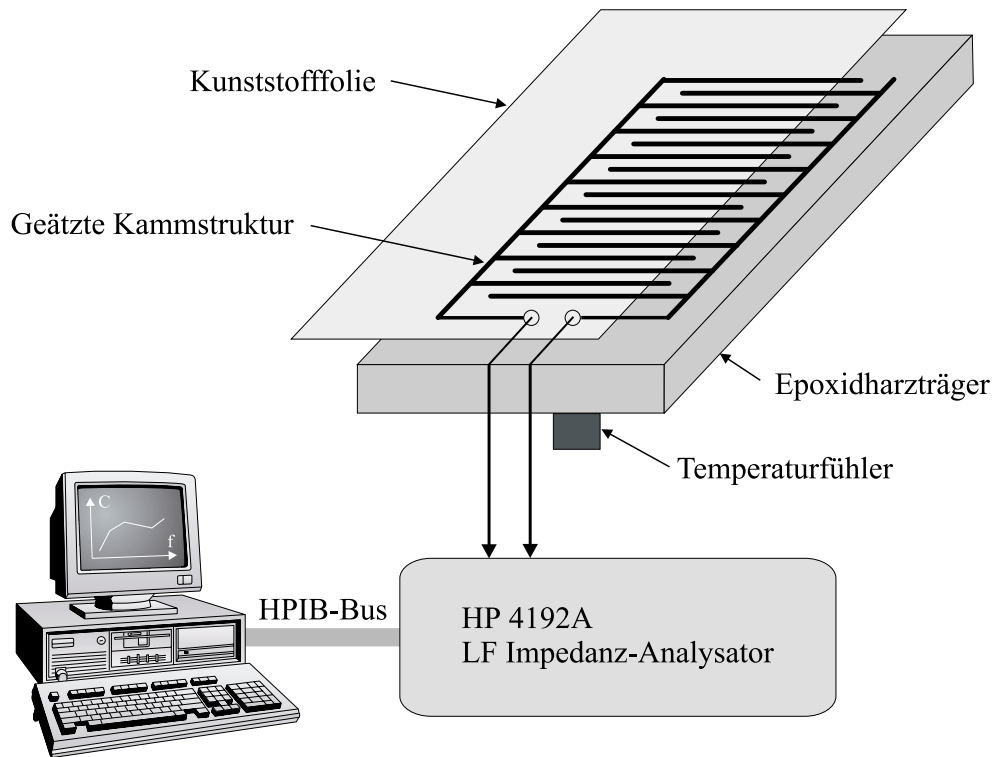


Abbildung 7.47: Vereisungssensor zur Bestimmung von Oberflächenzuständen.

stoffolie zur galvanischen Isolation. Diese Anordnung wurde mit Wasser bzw. Eis beschichtet und im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 1 MHz vermessen. Aus dem in Bild 7.48 und Bild 7.49 gezeigten Meßergebnissen kann man folgende Schlußfolgerungen ziehen. Der trockene Sensor weist wie zu erwarten die geringste und zugleich frequenzunabhängige Kapazität auf. Ein Wasserfilm auf der Oberfläche führt zu einem drastischen Anstieg der Gesamtkapazität und einer leichten Frequenzabhängigkeit, die ihre Ursache nicht in den dielektrischen Eigenschaften von Wasser, sondern in Meßfehlern bei der Kapazitätsbestimmung hat. Im Fall einer vereisten Oberfläche ist eine sehr starke Frequenzabhängigkeit der Kapazität zu erkennen, die sich auf das

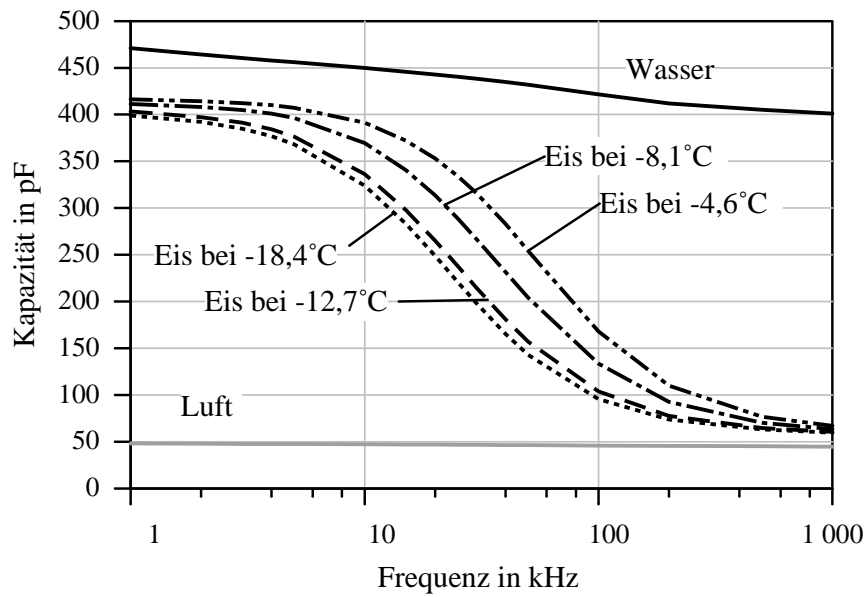


Abbildung 7.48: Frequenzabhängige Kapazität des Vereisungssensors bei unterschiedlichen Beschichtungen und Temperaturen.

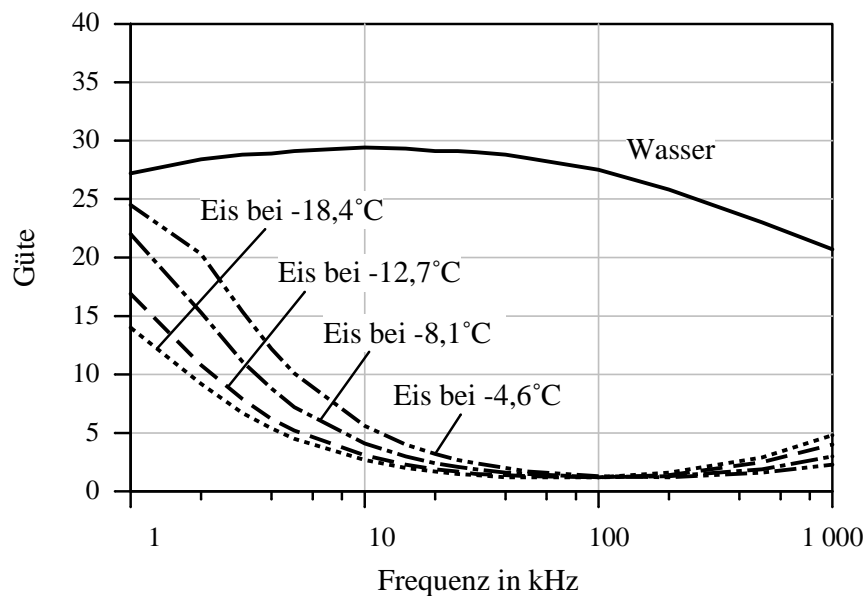


Abbildung 7.49: Frequenzabhängige Güte des Vereisungssensors bei unterschiedlichen Beschichtungen und Temperaturen.

in Bild 3.3 gezeigte Relaxationsverhalten zurückführen läßt. Wie die in der Klimakammer des IMK aufgenommenen Meßwerte zeigen, ist die Relaxationsfrequenz im vereisten Zustand temperaturabhängig. Dieses Verhalten steht zumindest qualitativ im Einklang mit Literaturangaben (Gross und McGehee, 1988). Auch in der Güte spiegelt sich die Eisrelaxation wieder. Die höchsten Verluste (niedrigste Güte) liegen wie zu erwarten im Bereich des Wendepunktes der Kapazitäts-Kurven.

Um das Relaxationsverhalten in einem weiten Temperaturbereich zu erfassen, muß die Messung bei verschiedenen Frequenzen zwischen 1 kHz und 1 MHz durchgeführt werden. Dann sind die Oberflächenzustände „trocken“ , „naß“ und „vereist“ eindeutig zu identifizieren. Im Rahmen einer Kooperation mit der Fa. HFS Sensortechnik (Leipzig) wurden weitere Versuche mit dem Ziel, den Einfluß von Verunreinigungen im Wasser bzw. Eis auf die Meßergebnisse zu erfassen, unternommen. Es zeigte sich, daß die neue Methode auch bei stärkeren Verschmutzungen, wie z.B. Salzwasser oder Erde auf der Sensorfläche, hinreichend gut funktioniert. Eine Voraussetzung dafür ist die gleichzeitige Messung der Kapazität und Güte. Die weiteren Entwicklungsarbeiten werden nach diesem Nachweis der Machbarkeit durch den Industriepartner durchgeführt.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Die Entwicklung leistungsfähiger Boden- und Schneefeuchtemeßverfahren ist nur unter Berücksichtigung der physikalischen, technologischen und anwendungsspezifischen Randbedingungen möglich. Deshalb wurden in dieser Arbeit alle wichtigen Aspekte, von den dielektrischen Mischungsregeln über die Labormeßmethoden zur DK-Bestimmung bis hin zum eigentlichen Sensorentwurf gründlich durchleuchtet. Voraussetzung für ein tieferes Verständnis des Meßeffekts war die Beschäftigung mit den dielektrischen Eigenschaften von Böden und Schnee. Mit Hilfe eines neuen dreidimensionalen Modells konnten die bisher bekannten Mischungsregeln im wesentlichen bestätigt werden. Um dieses Ergebnis durch experimentelle Untersuchungen abzusichern und gleichzeitig Kalibriermessungen an verschiedenen Böden durchzuführen, wurden geeignete Labormeßplätze entwickelt. Die für diese Aufgaben entworfenen Sonden, wie z.B. Rundhohlleiter- Koaxialleiter-Übergänge, konnten mit verschiedenen Berechnungsverfahren der Hochfrequenztechnik charakterisiert und dimensioniert werden (MAFIA, Mode-Matching). Im gegenwärtigen Ausbaustadium der Labormeßplätze lassen sich die dielektrischen Eigenschaften fester und flüssiger Materialien im Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 2 GHz bestimmen. Anhand von Labormessungen wurden die typischen Eigenschaften zweier unterschiedlicher Böden (Sand, Tonmineral) in Abhängigkeit vom Wassergehalt, der Frequenz und der Temperatur dargestellt. Der Sand zeichnet sich durch einen weitgehend frequenzunabhängigen Realteil und einen sehr geringen Verlustanteil der DK aus. Lediglich bei niedrigen Frequenzen und hohen Wassergehalten tritt der Einfluß der Leitfähigkeit zutage. Im Gegensatz dazu weist das tonmineralische Material eine deutliche Frequenzabhängigkeit auf. Über 100 MHz ist dies hauptsächlich im Imaginärteil der DK zu er-

kennen, während bei tieferen Frequenzen auch der Realteil beeinflusst wird. Dieses Verhalten ist in der Leitfähigkeit des Bodenwassers begründet und kann mit Hilfe komplexer Mischungsregeln wie z.B. der Birchak-Formel modelliert werden. Aus diesen und weiteren im Verlauf der Arbeit durchgeführten Untersuchungen ergeben sich die folgenden Empfehlungen für die Entwickler von Bodenfeuchtemeßgeräten. Falls möglich sollte man Meßfrequenzen über 100 MHz verwenden, um den Einfluß der Leitfähigkeit und dadurch den Kalibrieraufwand zu vermindern. Bei geringen Anforderungen an die Meßgenauigkeit läßt sich dann mit universellen Wassergehalts-DK-Beziehungen arbeiten. Strebt man jedoch eine Genauigkeit von besser als $\pm 5\%$ im volumetrischen Wassergehalt an, so muß man weitere Informationen über den Bodentyp, seine dielektrischen Eigenschaften und die Bodentemperatur einholen. Als in-situ Sensor für Feldmessungen hat sich das im Rahmen eines Technologie-Transfer-Projekts des FZK entwickelte Bodenfeuchtemeßgerät LUMBRICUS bewährt. Durch das Kryo-Verfahren läßt sich auch ohne Laborkalibrierung eine typische Meßgenauigkeit von $\pm 1,5\%$ erzielen. Bei niedrigen Meßfrequenzen und stark leitfähigen Böden ist man jedoch weiterhin auf eine individuelle Kalibrierung angewiesen, da nicht alle für eine Modellierung notwendigen Bodenparameter mit vertretbarem Aufwand zu ermitteln sind. Dies gilt insbesondere für den Anteil gebundenen Wassers und seine dielektrischen Eigenschaften.

Die Planung und Entwicklung neuer Feuchtemeßgeräte- und systeme wird neben den bodenspezifischen Aspekten durch eine Reihe weiterer Randbedingungen beeinflusst. Dazu gehört das gewünschte Meßvolumen, die Handhabung des Sensors, schaltungstechnische Konzepte sowie die elektromagnetische Verträglichkeit. Die in dieser Arbeit aufgezeigten Lösungen für ausgewählte Anwendungsgebiete der Feuchtemeßtechnik bringen die teils gegensätzlichen Forderungen in Einklang.

Der Oberflächensensor entstand aus dem Wunsch nach einem transportablen Gerät zur schnellen und großflächigen Abtastung der Bodenfeuchte auch im bewachsenen Gelände. Ausgehend vom bekannten Koaxialsensor wurde nach Wellenleitern mit vergleichbaren Eigenschaften aber größerer Feldausdehnung bei gleichzeitigem Verzicht auf einen Außenleiter gesucht und mit der Goubau-Leitung gefunden. Der darauf basierende Oberflächensensor konnte mit Hilfe von Messungen und Feldberechnungen charakterisiert und dimensioniert werden. Seine wesentlichen Vorteile sind die nichtinvasive Messung von der Oberfläche, das große Meßvolumen und eine wenn auch sehr grobe Tiefenauflösung.

Mit dem Kabelsensor wurde in dieser Arbeit eine Technologie entwickelt, die sich für viele verschiedene Anwendungsgebiete der Feuchtemeßtechnik einsetzen läßt. Ein erteiltes Patent (Brandelik et al., 1995b) sowie zwei weitere Patentanmeldungen (Brandelik und Hübner, 1997c; Brandelik und Hübner, 1998b) belegen die Neuheit und die wirtschaftliche Verwertbarkeit der Erfindungen. Das Grundprinzip beruht auf der Untersuchung der Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen entlang von Kabeln. Dabei soll ein Teil des Feldes in den Außenraum hineinreichen und mit dem dort befindlichen Material wechselwirken. Durch die besondere Ausgestaltung des Kabels und geeignete hochfrequente Meßverfahren im Frequenz- oder Zeitbereich können verschiedene Aufgaben vorteilhaft gelöst werden. Eine dieser Aufgaben mit besonderer Bedeutung für den Umweltschutz ist die Kontrolle von Deponieabdichtungen. Mit den bisher bekannten Verfahren war es nicht oder nur mit sehr großem Aufwand möglich den Wassergehalt in den Dichtschichten zu bestimmen und dadurch vor einer möglichen Grundwassergefährdung zu warnen. Die Lösung ist ein während dem Bau der Abdichtung verlegtes Kabelnetzwerk, mit dem sich die örtlichen und zeitlichen Feuchteänderungen erfassen lassen. Ein vom Land Baden-Württemberg geförderter Pilotversuch auf der Mülldeponie Karlsruhe-West demonstriert die Anwendung des Verfahrens. Die bisherigen Meßergebnisse belegen die Funktionsfähigkeit des dort installierten Abdichtungssystems.

Ein weiteres Beispiel für die erfolgreiche Anwendung der Kabelsensortechnologie ist die Schneefeuchtemessung. Bisher bekannte Meßmethoden ermöglichten keine kontinuierliche und großflächige Bestimmung des Wassergehalts in der Schneedecke. Beides ist jedoch für die Kalibrierung von satellitengestützten Radarsystemen zur Schneefeuchtemessung von herausragender Bedeutung. Vor diesem Hintergrund wurden mehrere Meßverfahren entwickelt, die von der schichtenweisen Erfassung der Schneefeuchte mit horizontalen Kabeln über schräg gespannte Kabel zur Profilmessung bis hin zur gleichzeitigen Schneedichtemessung reichen. Eine Störung der empfindlichen Schneestruktur durch den Sensor ließ sich durch eine geeignete Konstruktion der Kabel weitgehend vermeiden. Residuale Beeinflussungen, die sich als Spalt um die Kabel bemerkbar machen, konnten durch ein neues Meßverfahren korrigiert werden. Erstmals wurden auch fortschrittliche Rekonstruktionsalgorithmen verwendet, mit denen sich die DK-Verteilung entlang der Sensorkabel aus dem Zeitverlauf der Spannung bestimmen läßt. Im Rahmen mehrerer Meßkampagnen wurden diese Methoden getestet und zusammen mit den dazugehörigen meßtechnischen Einrichtungen und der

Datenerfassung für den operationellen Einsatz ertüchtigt. Die bisher am vollständigsten ausgewerteten Meßergebnisse eines ausgedehnten Feldexperiments auf einem Gletscher in der Schweiz zeigen eindrucksvoll die Entwicklung in der Schneedecke, von der Trockenschneephase mit ihrer zunehmenden Verdichtung bis hin zur Feuchtschneephase mit ihren tageszeitlichen Veränderungen. Zudem lassen sich die natürlichen Inhomogenitäten der Schneedecke, wie Abflußbahnen und Perkolationszonen in TDR-Diagrammen wiederfinden. In weiterführenden Untersuchungen ist geplant, diesen umfangreichen Datensatz mit ERS 2 Radaraufnahmen aus dem gleichen Zeitraum zu korrelieren. Aus den neuesten Experimenten auf dem Schauinsland ergab sich, daß durch zusätzliche Messungen im niederfrequenten Bereich neben der Schneefeuchte auch noch die Schneedichte bestimmt werden kann. Als Spin-off dieser Untersuchungen wird ein Vereisungssensor für die Meßstationen des Deutschen Wetterdienstes entwickelt.

Verzeichnis einiger Symbole und Abkürzungen

Es werden nach Möglichkeit die in der Literatur üblichen Symbole verwendet. Der Nachteil von Mehrfachnennungen und einer Verwechslung wird dabei geringer angesehen, als die Verwendung unüblicher Symbole.

Physikalische und mathematische Konstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit ($2,9979 \cdot 10^8 \text{ m/s}$)
j	imaginäre Zahl
ε_0	elektrische Feldkonstante ($8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$)
μ_0	magnetische Feldkonstante ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$)
π	Kreiszahl

Variablen

a	Innenleiterradius eines Koaxialleiters [m]
$a(T, S)$	Temperatur- und salzgehaltsabhängiger Parameter
a_σ	Empirisch bestimmte Materialkonstante für die Leitfähigkeit
b	Außenleiterradius eines Koaxialleiters [m]
$b(T, S)$	Temperatur- und salzgehaltsabhängiger Parameter
b_σ	Empirisch bestimmte Materialkonstante für die Leitfähigkeit
c	Außenleiterradius eines Rundhohlleiters [m]
d	Abstand von Kondensatorplatten [m]
d	Spaltdicke [m]
d	Abstand gekoppelter Wellenleiter [m]
d_j	Dicke der j-ten Einzelschicht beim Laufzeitmodell [m]
$f_0(r)$	Feldstärkeverteilung für die Grundmode im Koaxialleiter [V/m]

f	Frequenz [Hz]
$f_{grenz,circ}$	Grenzfrequenz für höhere Moden im Rundhohlleiter [Hz]
$f_{grenz,coax}$	Grenzfrequenz für höhere Moden im Koaxialleiter [Hz]
f_{fw}	Relaxationsfrequenz von Wasser [Hz]
$f_m(r)$	Radiale Feldstärkefunktion für höhere Moden im Koaxialleiter [V/m]
f_{sw}	Relaxationsfrequenz von versalztem Wasser [Hz]
h	Anfangssteigung des DK-Anstiegs von gebundenem Wasser
i	Laufindex
j	Laufindex
k	Laufindex
k	Exponent der exponentiellen Mischungsformel
k	Wellenzahl [1/m]
k	Kopplungsfaktor
l	Leitungslänge [m]
m	Laufindex
max	Zahl der berücksichtigten Moden bei der Mode-Matching-Methode
m_f	Masse einer feuchten Probe [g]
m_t	Masse einer trockenen Probe [g]
n	Laufindex
n	Brechungsindex
p	Eindringtiefe [m]
p_{coax_m}	Eigenwerte der Moden im Koaxialleiter [1/m]
p_{circ_m}	Eigenwerte der Moden im Rundhohlleiter [1/m]
r	Radius [m]
r	Eingangsreflexionsfaktor
r_i	Radien der Goubau-Leitung [m]
r_0	Grenzradius der Goubau-Leitung [m]
s	Wegstrecke [m]
s	Bodenkenngröße
t	Laufzeit [s]
t_j	Laufzeit durch die j-te Einzelschicht [s]
t_m	Laufzeit durch das gesamte Medium [s]
v_i	Ausbreitungsgeschwindigkeit [m/s]
z_{0m}	Nullstellen der Besselfunktion J_0

A	Fläche von Kondensatorplatten [m ²]
A	Flächenelement [m ²]
A_j	Depolarisationsfaktor
A_n	Koeffizienten der Milton-Mischungsregel
B	Magnetische Induktion [T]
B_n	Koeffizienten der Milton-Mischungsregel
C	Kapazität [F]
C	Kapazitätsbelag [F/m]
C_i	Integrationskonstanten
C_i	Kapazitätsbelag des Flachbandkabels in verschiedenen Medien [F/m]
C_1, C_2, C_3	Ersatzschaltbildparameter des Flachbandkabels [F/m]
D	Elektrische Flußdichte [As/m ²]
D_i	Vektor der differenzierten Spannungswerte
E	Elektrische Feldstärke [V/m]
$E_{r_{coax}}$	Radiale elektrische Feldstärke im Koaxialleiter [V/m]
$E_{r_{circ}}$	Radiale elektrische Feldstärke im Rundhohlleiter [V/m]
G	Ableitungsbelag [S/m]
H	Magnetische Feldstärke [A/m]
H_i	Hankelfunktion i-ter Ordnung
$H_{\varphi_{coax}}$	Tangentiale magnetische Feldstärke im Koaxialleiter [A/m]
$H_{\varphi_{circ}}$	Tangentiale magnetische Feldstärke im Rundhohlleiter [A/m]
I	Strom [A]
J	Stromdichte [A/m ²]
J_i	Besselfunktion i-ter Ordnung
L	Induktivitätsbelag [H/m]
P	Leistung [W]
Q	Güte
R	Widerstandsbelag [Ω /m]
R	Vektor aller Reflexionsfaktoren im Koaxialleiter
R_m	Amplituden der höheren Moden im Koaxialleiter
\tilde{R}	Impulsantwort eines linearen Übertragungssystems
S	Salinität
S	Streumatrix
S_{ii}	Streuparameter

T	Temperatur [$^{\circ}\text{C}$]
T_m	Amplituden der Moden im Rundhohlleiter
U	Spannung [V]
V	Vektor zeitabhängiger Spannungswerte
V_a	Volumanteil der Luftporen
V_i	Spannung zum i -ten Zeitpunkt [V]
V_i	Einfallende Spannungswelle [V]
V_k	Volumanteil der j -ten Mischungskomponente
V_r	Reflektierte Spannungswelle [V]
V_w	Volumetrischer Wassergehalt
V_{bw}	Volumetrischer Anteil gebundenen Wassers
V_{fw}	Volumetrischer Anteil freien Wassers
W	Feldenergie im Kondensator [Ws]
W	Prozentualer volumetrischer Flüssigwassergehalt im Schnee
W_g	Gravimetrischer Wassergehalt
Y_i	Neumannfunktion i -ter Ordnung
Z_i	Kombinationen von Zylinderfunktionen
Z_i	i -ter Eingangswiderstand [Ω]
Z_{even}	Wellenwiderstand bei Gleichtaktausbreitung [Ω]
Z_{Kurz}	Eingangswiderstand einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung [Ω]
Z_L	Wellenwiderstand einer Leitung [Ω]
Z_{Leer}	Eingangswiderstand einer am Ende leerlaufenden Leitung [Ω]
Z_{Luft}	Wellenwiderstand einer Leitung in Luft [Ω]
Z_{odd}	Wellenwiderstand bei Gegentaktausbreitung [Ω]
Z_0	Bezugswellenwiderstand [Ω]
γ	Ausbreitungskonstante [1/m]
γ_{coax_m}	Ausbreitungskonstanten im Koaxialleiter [1/m]
γ_{circ_m}	Ausbreitungskonstanten im Rundhohlleiter [1/m]
ε	Dielektrizitätszahl (relativ)
ε'	Realteil der Dielektrizitätszahl
ε''	Imaginärteil der Dielektrizitätszahl
ε_a	Dielektrizitätszahl von Luft
ε_b	Dielektrizitätszahl einer Beschichtung
ε_{bw}	Dielektrizitätszahl von gebundenem Wasser

ε_{circ}	Dielektrizitätszahl des Materials im Rundhohlleiter
ε_{coax}	Dielektrizitätszahl des Materials im Koaxialleiter
ε_d	Dielektrizitätszahl von trockenem Schnee
ε_{even}	effektive Dielektrizitätszahl für Gleichtaktausbreitung
ε_{fw}	Dielektrizitätszahl von freiem Wasser
ε_{fw0}	Statische Dielektrizitätszahl von Wasser
ε_i	Dielektrizitätszahl von Eis
ε_j	Dielektrizitätszahl der j-ten Mischungskomponente
ε_k	Dielektrizitätszahl der k-ten Mischungskomponente
ε_m	Dielektrizitätszahl einer Mischung
ε_{mb}	Dielektrizitätszahl für den breiten Leiterabstand
ε_{mc}	Dielektrizitätszahl einer ausgefrorenen Mischung
ε_{ms}	Dielektrizitätszahl für schmalen Leiterabstand
ε_{odd}	effektive Dielektrizitätszahl für Gegentaktausbreitung
ε_s	Dielektrizitätszahl der Bodenkörner
ε_{sw}	Dielektrizitätszahl von versalztem Wasser
ε_{sw0}	Statische Dielektrizitätszahl von versalztem Wasser
ε_w	Dielektrizitätszahl von Wasser
$\varepsilon_{w\infty}$	Hochfrequenter Grenzwert der Dielektrizitätszahl von Wasser
η	Ladungsdichte [As/m ³]
μ	Permeabilitätszahl
ν	Parameter in der Mischungsregel
ρ	Schneedichte [g/cm ³]
ρ	Gemessener Eingangsreflexionsfaktor
ρ_b	Trockendichte [g/cm ³]
ρ_s	Korndichte [g/cm ³]
ρ_w	Dichte von Wasser [g/cm ³]
σ	Leitfähigkeit [S/m]
σ_{bw}	Leitfähigkeit von gebundenem Wasser [S/m]
σ_m	Bodenleitfähigkeit [S/m]
σ_s	Oberflächenleitfähigkeit der Matrix [S/m]
σ_w	Leitfähigkeit von Wasser [S/m]
τ_{fw}	Relaxationszeit von freiem Wasser [s]
τ_{sw}	Relaxationszeit von versalztem Wasser [s]

ϕ	Temperatur- und salzgehaltsabhängiger Parameter
φ	Elektrisches Potential [V]
ω	Kreisfrequenz [1/s]
ΔC	Teilkapazität [F]
Δt	Sampling-Intervall [s]
Δt_f	Zeitintervall um den Fußpunkt der TDR-Kurve [s]
Δt_w	Zeitintervall um den Wendepunkt der TDR-Kurve [s]
Δt_{wf}	Zeitintervall um den Fuß- und Wendepunkt der TDR-Kurve [s]
ΔT	Doppelte Impulslaufzeit entlang eines TDR-Sensors [s]
$\Delta \varepsilon$	Änderung der DK von feuchtem gegenüber trockenem Schnee

Einige Abkürzungen

COCI	Feldberechnungsprogramm für Koaxialleiter-Hohlleiter-Übergänge
DC	Gleichstrom
DK	Dielektrizitätszahl
DWD	Deutscher Wetterdienst
ERS 1/2	Europäische Fernerkundungssatelliten
FCC	Federal Communication Commission
FZK	Forschungszentrum Karlsruhe, Technik und Umwelt
IMK	Institut für Meteorologie und Klimaforschung
ISM	Frequenzzuweisung für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Zwecke
KOAX	Feldberechnungsprogramm für am Ende offene Koaxialleiter
MAFIA	Feldberechnungsprogramm der Fa. CST GmbH, Darmstadt
NMR	Nuclear Magnetic Resonance
OSL	Open-Short-Load-Kalibrierung
TDR	Time-Domain Reflectometry
TEM-Welle	Transversale elektromagnetische Welle
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VNWA	Vektorieller Netzwerkanalysator

Literaturverzeichnis

- Achammer, Th. und A. Denoth, 1994, Snow Dielectric Properties: from DC to Microwave X-band, *Annals of Glaciology*, 19, 92-96.
- Alvenäs, G. und M. Stenberg, 1995, Problems in Estimating Soil Water Content by TDR Measurements, in Petersen, L. W. und O. H. Jacobsen (Hrsg.), *Proceedings of the Symposium: Time Domain Reflectometry Applications in Soil Science, Report No. 11, Danish Institute of Plant and Soil Science, Lyngby, 121-123.*
- Ambach, W., Bitterlich, W. und F. Howorka, 1965, Ein Gerät zur Bestimmung des freien Wassergehalts in der Schneedecke durch dielektrische Messung, *Acta Physica Austriaca*, 20, 247-252.
- Annan, A. P., 1977, Time-Domain Reflectometry - Air Gap Problems for Parallel Wire Transmission Lines, *Geological Survey of Canada, 77-1B, 59-62.*
- Atkins, R. T., Pangburn, T., Bates, R. E. und B. E. Brockett, 1998, Soil Moisture Determinations Using Capacitance Probe Methodology, *CRREL Report 98-2.*
- Bahar, E. und J. D. Saylor, 1983, A Feasibility Study to Monitor Soil Moisture Content Using Microwave Signals, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 31, 533-541.
- Baker, J. M. und R. R. Allmaras, 1990, System for Automating and Multiplexing Soil Moisture Measurement by Time-Domain Reflectometry, *Soil Science Society American Journal*, 54, 1-6.
- Baker, J. M. und R. J. Lascano, 1989, The Spatial Sensitivity of Time-Domain Reflectometry, *Soil Science*, 147, 378-384.
- Baker-Jarvis, J., Vanzura, E. J. und W. A. Kissick, 1990, Improved Technique for Determining Complex Permittivity with the Transmission/Reflection Method, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38, 1096-1103.
- Beal, J. C., Josiak, J., Mahmoud, S. F. und V. Rawat, 1973, Continuous-Access Guided Communication (CAGC) for Ground-Transportation Systems, *Proceedings of the IEEE*, 61, 562-568.
- Belhadj-Tahar, N., Fourrier-Lamer, A. und H. de Chanterac, 1990, Broad-Band Simultaneous Measurement of Complex Permittivity and Permeability Using a Coaxial Discontinuity, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38, 1-7.

- Beppler, D., 1996, TDR-Messungen zur Bestimmung der Schneefeuchtigkeit auf dem Schauinsland im Winter 1995/96, *Unveröffentlichte Zulassungsarbeit zum Staatsexamen, Institut für Physische Geographie, Universität Freiburg*.
- Berghof, 1996, Unterlagen zum Feuchteanalysator BMA 600, *Berghof Labor- und Automatisierungstechnik GmbH, Eningen*.
- Berliner, M. A., 1980, *Feuchtemessung, Berlin: VEB Verlag Technik*.
- Bialkowski, M. E. und A. P. Dimitros, 1993, A Step-Frequency Six-Port Network Analyser with a Real-Time Display, *Archiv der elektrischen Übertragung*, 47, 193-197.
- Birchak, J. R., Gardner, C. G., Hipp, J. E. und J. M. Victor, 1974, High Dielectric Constant Microwave Probe for Sensing Soil Moisture, *Proceedings of the IEEE*, 62, 93-98.
- Bohl, H. und K. Roth, 1994, Evaluation of Dielectric Mixing Models to describe the $\theta(\varepsilon)$ -Relation, *Symposium on TDR in environmental, infrastructure and mining applications, U.S. Bureau of Mines Special Publication*, 19, 309-319.
- Brandelik, A., 1989, Verfahren und eine Vorrichtung zur Messung des volumetrischen Wasseranteils mineralischer und/oder organischer Gemische, *Deutsches Patent Nr. 3920787*.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1993, Moisture Determination in Solid Mixtures by Microwaves, *International Workshop of the German IEEE MTT/AP Chapter on Microwave Sensing, Ilmenau, September 23-24*, 80-86.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1994, Bericht über die Bodenfeuchtemessungen des KFK während der SIR-C/X-SAR- und der EMAC-Kampagne im April und Mai 1994, *Unveröffentlichter Bericht für das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.*
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1994, Calibration of Remotely Sensed Soil Moisture, *Proceedings of the European Remote Sensing Symposium, Rom, September 26-30, SPIE Proceedings, Vol. 2314*, 477-484.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1995a, Ground Truth for Remotely Sensed Soil Moisture, *Proceedings of the 21st Annual Conference of the Remote Sensing Society, Southampton, September 11-14*, 109-116.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1995b, Advanced Ground Truth for Remote Sensing of Soil Moisture, *Proceedings of the European Remote Sensing Symposium, Paris, September 26-28, SPIE Proceedings, Vol. 2585*, 80-88.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1996a, Soil Moisture Determination - Accurate, Large and Deep, *Phys. Chem. Earth*, 21, 157-160.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1996b, Radar Ground Truth for Soil and Snow Mapping, *Proceedings of the 8th Australasian Remote Sensing Conference, Canberra, March 26-29*, 102-109.
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1996c, Distinguished Problems in Soil Aquametry, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, San Francisco, June 17-21*,

Unterlagen zum Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances.

- Brandelik, A. und C. Hübner, 1997a, Long-Term Monitoring of Clay-Type Barrier Materials, *Proceedings Sardinia 97, Sixth International Landfill Symposium, 85-91.*
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1997b, Large-Area, Long-Term Monitoring of Mineral Barrier Materials, *Land Contamination & Reclamation, Special Issue, Selected Papers from the 1997 International Containment Technology Conference and Exhibition, St. Petersburg, Florida, EPP Publications, 5, 161-164.*
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1997c, Verfahren zur Bestimmung des volumetrischen Flüssigwassergehalts und der Dichte von Schnee und Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens, *Patentanmeldung vom 11.12.1997.*
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1998a, Ausarbeitung und praktische Demonstration eines Meßsystems für die großflächige und langzeitige Kontrolle der Dichtigkeit von Mülldeponien, *Diskussionskreis „Wasser, Abfall, Boden“ (PWAB), Statusseminar, veröffentlicht im Internet unter <http://bwplus.fzk.de>.*
- Brandelik, A. und C. Hübner, 1998b, Feuchtesensor für Schichten, *Patentanmeldung vom 24.7.1998.*
- Brandelik, A., Hübner, C., Angler, O. und P. Ruppert, 1995a, On-site Free and Bound Water Determination of Contaminated Soil, *Proceedings of the Fifth International FZK/TNO Conference on Contaminated Soil, Maastricht, October 30 - November 3, 183-184.*
- Brandelik, A., Hübner, C., Döpke, G. und S. Wunderle, 1998, Advanced Ground Truth for Snow and Glacier Sensing, *International Geoscience and Remote Sensing Symposium Proceedings, Seattle, July 6-10.*
- Brandelik, A., Hübner, C. und R. Schuhmann, 1995b, *Feuchtesensor für ausgedehnte Schichten, Deutsches Patent Nr. 19501196.*
- Brandelik, A. und Krafft, G., 1996, Measurement of Bound and Free Water in Mixtures, in Kraszewski, A. (Hrsg.), *Microwave Aquametry, Electromagnetic Wave Interaction with Water-Containing Materials, New York: IEEE Press, 101-109.*
- Brandelik, A., Krafft, G., Hübner, C., Ruppert, P., Schwarzmüller, H., Herbst, F., Schuhmann, R., Zischak, R. und H. Hötzl, 1996, Zerstörungsfreie in-situ-Messung der Feuchte- und Dichteänderung von mineralischen Deponieabdichtungen, *Müll und Abfall, 28, 263-268.*
- Brandelik, A., Krafft, G., Hübner, C., Ruppert, P., Schwarzmüller, H., Herbst, F., Schuhmann, R., Zischak, R. und H. Hötzl, 1997, Zerstörungsfreie in-situ-Messung der Feuchte- und Dichteänderung von mineralischen Deponieabdichtungen - Erfahrungsbericht, *Müll und Abfall, 29, 36-41.*
- Burkhardt, G. und Th. Egloffstein, 1994, Vergleich von Abdichtungssystemen - Gleichwertigkeit ?, in Burkhardt, G. und Th. Egloffstein (Hrsg.), *Alternative Dichtungsmaterialien im Deponiebau und in der Altlastensanierung, Seminar*

des VDI-Bildungswerkes, Schriftenreihe Angewandte Geologie Karlsruhe, ISSN 0933-2510, 217-218.

- Bussey, H. E., 1967, Measurement of RF Properties of Materials - A Survey, *Proceedings of the IEEE*, 55, 1046-1053.
- Bussey, H. E., 1979, Microwave Dielectric Measurements of Lunar Soil with a Coaxial Line Resonator Method, *Proceedings of the 10th Lunar Planet Science Conference*, 2175-2182.
- Camp, P. R. und D. R. LaBrecque, 1992, Determination of the Water Content of Snow by Dielectric Measurements, *CRREL Report 92-18*.
- Campbell, J. E., 1988, Dielectric Properties of Moist Soils at RF and Microwave Frequencies, *Dissertation am Dartmouth College, Hanover, New Hampshire*.
- Campbell, J. E., 1990, Dielectric Properties and Influence of Conductivity in Soils at One to Fifty Megahertz, *Soil Science Society American Journal*, 54, 332-341.
- Carroll, T. R., 1981, Airborne Soil Moisture Measurements using Natural Terrestrial Gamma Radiation, *Soil Science*, 132, 358-366.
- Cassel, D. K., Kachanoski, R. G. und G. C. Topp, 1994, Practical Considerations for Using a TDR Cable Tester, *Soil Technology*, 7, 113-126.
- Chiba, J., 1977, Experimental Studies of the Losses and Radiations Due to Bends in the Goubau Line, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 25, 94-100.
- Clarke, R. N., Gregory, A. P., Hodgetts, T. E. und G. T. Symm, 1996, Improvements in Coaxial Sensor Dielectric Measurements: Relevance to Aqueous Dielectrics and Biological Tissue, in Kraszewski, A. (Hrsg.), *Microwave Aquametry, Electromagnetic Wave Interaction with Water-Containing Materials*, New York: IEEE Press, 279-297.
- Colbeck, S. C., 1978, The Difficulties of Measuring the Water Saturation and Porosity of Snow, *Journal of Glaciology*, 20, 189-198.
- Collin, R. E., 1960, *Field Theory of Guided Waves*, New York: McGraw-Hill.
- Coverdale, R. T., Jennings, H. M. und E. J. Garboczi, 1995, An Improved Model for Simulating Impedance Spectroscopy, *Computational Materials Science*, 3, 465-474.
- Dalichau, H., 1981, *Offene Wellenleiter für die Nachrichtenübertragung zu spurgeführten Fahrzeugen*, *Fortschritt-Berichte der VDI Zeitschriften*, Düsseldorf: VDI-Verlag.
- Dalton, F. N. und M. Th. van Genuchten, 1986, The Time Domain Reflectometry Method for Measuring Soil Water Content and Salinity, *Geoderma*, 38, 237-250.
- Das, B. N., Chakrabarty, S. B. und A. K. Mallick, 1995, Electromagnetic Analysis of a Two-Wire Transmission Line of Parallel Cylinders of Unequal Radii with Dielectric Coating, *IEE Proceedings Science, Measurement and Technology*, 142, 288-292.

- Da Silva, E. F. und M. K. McPhun, 1978, Calibration Techniques for One Port Measurements, *Microwave Journal*, June, 97-100.
- Davis, J. L. und W. J. Chudobiak, 1975, In Situ Meter for Measuring Relative Permittivity of Soils, *Geological Survey Canada*, 75-1A, 75-79.
- Davis, R. E., Dozier, J., LaChapelle, E. R. und R. Perla, 1985, Field and Laboratory Measurements of Snow Liquid Water by Dilution, *Water Resources Research*, 21, 1415-1420.
- Dean, T. J., 1994, *The IH Capacitance Probe for Measurement of Soil Water Content*, IH Report No. 125, Institute of Hydrology, Wallingford.
- DeLoor, G. P., 1964, Dielectric Properties of Heterogeneous Mixtures, *Applied Scientific Research*, B11, 310-320.
- DeLoor, G. P., 1968, Dielectric Properties of Heterogeneous Mixtures Containing Water, *The Journal of Microwave Power*, 3, 67-73.
- DeLoor, G. P., 1990, The Dielectric Properties of Wet Soils, BCRS Report No. 90-13, *TNO Physics and Electronics Laboratory*, Den Haag.
- Denoth, A., 1985, Static Dielectric Constant as a Textural Index of Snow, *Annals of Glaciology*, 6, 203-206.
- Denoth, A., 1989, Snow Dielectric Measurements, *Advances in Space Research*, 9, 233-243.
- Denoth, A., 1997, The Monopole-Antenna: A Practical Snow and Soil Wetness Sensor, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 35, 1371-1375.
- Denoth, A., Foglar, A., Weiland, P., Mätzler, C., Aebischer, H., Tiuri, M. und A. Sihvola, 1984, A Comparative Study of Instruments for Measuring the Liquid Water Content of Snow, *Journal of Applied Physics*, 56, 2154-2160.
- Dirksen, C. und S. Dasberg, 1993, Improved Calibration of Time Domain Reflectometry Soil Water Content Measurements, *Soil Science Society American Journal*, 57, 660-667.
- Dirksen, C. und M. A. Hilhorst, 1994, Calibration of a New Frequency Domain Sensor for Soil Water Content and Bulk Electrical Conductivity, *U.S. Bureau of Mines Spec. Publ. SP 19-94*, 143-153.
- Dobson, M. C., Kouyate, F. und F. T. Ulaby, 1984, A Reexamination of Soil Textural Effects on Microwave Emission and Backscattering, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 22, 530-536.
- Dobson, M. C., Ulaby, F. T., Hallikainen, M. T. und M. A. El-Rayes, 1985, Microwave Dielectric Behaviour of Wet Soil - Part II: Dielectric Mixing Models, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 23, 35-46.
- Döpke, G., 1997, Schneefeuchtemessungen mit dem TDR - Bericht von der Testkampagne auf dem Glacier de la Plaine Morte im Winter 1996/97, *Unveröffentlichte Zulassungsarbeit zum Staatsexamen*, Institut für Physische Geographie, Universität Freiburg.

- Eller, H. und A. Denoth, 1996, A Capacitive Soil Moisture Sensor, *Journal of Hydrology*, 185, 137-146.
- Ferré, P. A., 1997, Persönliche Mitteilung.
- Ferré, P. A., Rudolph, D. L. und R. G. Kachanoski, 1996, Spatial Averaging of Water Content by Time Domain Reflectometry: Implications for Twin Rod Probes With and Without Dielectric Coatings, *Water Resources Research*, 32, 271-279.
- Fisk, D., 1986, Method of Measuring Liquid Water Mass Fraction of Snow by Alcohol Solution, *Journal of Glaciology*, 32, 529-530.
- Fitzgerrell, R. G., Haidle, L. L. und J. E. Partch, 1972, Surface Waves for Vehicular Communications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 21, 51-59.
- Franceschetti, G., 1967, A Complete Analysis of the Reflection and Transmission Methods for Measuring the Complex Permeability and Permittivity of Materials at Microwaves, *Alta Frequenza*, 8, 757-764.
- Gallawa, R. L., Beery, W. M., Chu, T., Cook, K. R., Fitzgerrell, R. G., Haidle, L. L., Partch, J. E. und K. Rosner, 1969, The Surface-Wave Transmission Line and Its Use in Communication with High-Speed Vehicles, *IEEE Transactions on Communication Technology*, 17, 518-525.
- Gajem, Y. M., Warrick, A. W. und D. E. Myers, 1981, Spatial Dependence of Physical Properties of a Typic Torrifluent Soil, *Soil Science Society American Journal*, 45, 709-715.
- Gardner, W. H., 1965, Water Content, in *Methods of Soil Analysis Part 1*, ed. by C. A. Black, Agronomy Series, Monograph No. 9, *American Society of Agronomists*.
- Gex-Fabry, M., Mosig, J. R. und F. E. Gardiol, 1979, Reflection and Radiation of an Open-Ended Circular Waveguide: Application to Nondestructive Measurement of Materials, *Archiv der elektrischen Übertragung*, 23, 473-478.
- Göller, A., 1997, Mikrowellen-Feuchtemessung - Auswahl geeigneter Applikatoren, *Konferenzband zum 9. Feuchtetag 1997 in Weimar, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.)*, 131-146.
- Göller, A., 1997, Mikrowellenstreuung an körnigen Schüttgütern, in Kupfer, K. (Hrsg.) *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 8.4*, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag, 139-144.
- Gottlieb, J., 1997, Remarks on Electromagnetic Screening Methods, in Gottlieb, J., Hötzl, H. Huck, K. und R. Niessner (Hrsg.), *Proceedings of the First International Conference Field Screening Europe - Strategies for Investigation and Monitoring of Contaminated Sites, Karlsruhe, September 29 - October 1, Dordrecht: Kluwer Academic Publishers*, 89-92.
- Goubau, G., 1950, Surface Waves and Their Application to Transmission Lines, *Journal of Applied Physics*, 21, 1119-1128.
- Goubau, G., 1951, Single-Conductor Surface-Wave Transmission Lines, *Proceedings of the IRE*, 39, 619-624.

- Grant, J. P., Clarke, R. N., Symm, G. T. und N. M. Spyrou, 1989, A Critical Study of the Open-Ended Coaxial Line Sensor Technique for RF and Microwave Complex Permittivity Measurements, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 22, 757-770.
- Grefte, J. L. und C. Grosse, 1992, Static Permittivity of Emulsions, in Priou, A. (Hrsg.) *Dielectric Properties of Heterogeneous Materials, Kapitel 2, Progress in Electromagnetic Research 6*, MIT, Cambridge, Massachusetts, 41-100.
- Gregory, A. P., Clarke, R. N., Hodgetts, T. E. und G. T. Symm, 1993, RF and Microwave Dielectric Measurements Upon Layered Materials Using a Reflectometric Coaxial sensor, *NPL Report DES 125*, National Physical Laboratory, United Kingdom.
- Greif, R., 1956, Anwendung der Oberflächenleitung, *Rohde & Schwarz Mitteilungen*, 8, 48-58.
- Grivet, P., 1970, The Physics of Transmission Lines at High and Very High Frequencies, London: Academic Press.
- Gross, G. W. und R. M. McGehee, 1988, The Layered-Capacitor Method for Bridge Measurement of Conductive Dielectrics, *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, 23, 387-395.
- Gunston, M. A. R., 1972, Microwave Transmission-Line Impedance Data, London: Van Nostrand Reinhold Company.
- Haidle, L. L., 1971, Effects of Support on a Surface-Wave Transmission Line, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 20, 34-39.
- Hakansson, G., 1997, Reconstruction of Soil Moisture Profile Using Time-Domain Reflectometer Measurements, *Diplomarbeit am Institut für theoretische Elektrotechnik, Royal Institute of Technology, Stockholm*.
- Hallikainen, M. T., Ulaby, F. T. und M. Abdelrazik, 1986, Dielectric Properties of Snow in the 3 to 37 GHz Range, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34, 1329-1339.
- Hallikainen, M. T., Ulaby, F. T., Dobson, M. C., El-Rayes, M. A. und L. Wu, 1985, Microwave Dielectric Behaviour of Wet Soil - Part I: Empirical Models and Experimental Observations, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 23, 25-34.
- Harms, F., 1907, Elektromagnetische Wellen an einem Draht mit isolierender zylindrischer Hülle, *Annalen der Physik*, 23, 44-60.
- He, S., 1993, A „compact Green function“ Approach to the Time-Domain Direct and Inverse Problem for a Stratified Dissipative Slab, *Journal of Mathematical Physics*, 34, 4628-4645.
- Hebenstreit, H., Oberflächenwellen bei verschiedenen Anregungsformen, *Acta Physica Austriaca*, 44, 259-276.
- Heimovaara, T. J. und W. Bouten, 1990, A Computer-Controlled 36-Channel Time Domain Reflectometry System for Monitoring Soil Water Contents, *Water*

Resources Research, 26, 2311-2316.

- Heimovaara, T. J., Bouten, W. und J. M. Verstraten, 1994, Frequency Domain Analysis of Time Domain Reflectometry Waveforms 2. A Four-Component Complex Dielectric Mixing Model for Soils, *Water Resources Research*, 30, 201-209.
- Herkelrath, W. N., Hamburg, S. P. und F. Murphy, 1991, Automatic, Real-Time Monitoring of Soil Moisture in a Remote Field Area With Time Domain Reflectometry, *Water Resources Research*, 27, 857-864.
- Herrmann, R. und Sikora, J., 1997, Mikrowellen-Feuchtemeßtechnik mit Resonatoren und ihre Anwendungen, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 17, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag*, 291-310.
- Hilberg, W., 1979, *Electrical Characteristics of Transmission Lines*, Norwood: Artech House.
- Hilhorst, M. A., Balendonck, J. und F. W. H. Kampers, 1993, A Broad-Bandwidth Mixed Analog/Digital Integrated Circuit for the Measurement of Complex Impedances, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 28, 764-768.
- Hilhorst, M. A. und C. Dirksen, Dielectric Water Content Sensors: Time Domain Versus Frequency Domain, *Symposium on TDR in environmental, infrastructure and mining applications, U.S. Bureau of Mines Special Publication*, 19, 23-33.
- Hilhorst, M. A., 1998, Dielectric Characterisation of Soil, *Dissertation am Institute of Agricultural and Environmental Engineering, Wageningen, Niederlande*.
- Hines, M. E. und H. E. Stinehelfer Sr., 1974, Time-Domain Oscillographic Microwave Network Analysis Using Frequency-Domain Data, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 22, 276-282.
- Hippel, A. von, 1988, The Dielectric Relaxation Spectra of Water, Ice and Aqueous Solutions, and their Interpretation, *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, 23, 801-816.
- Hoekstra, P. und W. T. Doyle, 1971, Dielectric Relaxation of Surface Adsorbed Water, *Journal of Colloid and Interface Science*, 36, 513-521.
- Hoekstra, P. und A. Delaney, 1974, Dielectric Properties of Soils at UHF and Microwave Frequencies, *Journal of Geophysical Research*, 79, 1699-1708.
- Hokett, S. L., Chapman, J. B. und S. D. Cloud, 1992, Time Domain Reflectometry Response to Lateral Soil Water Content Heterogenites, *Soil Science Society American Journal*, 56, 313-316.
- Hook, W. R. und N. J. Livingston, 1995, Propagation Velocity Errors in Time Domain Reflectometry Measurements of Soil Water, *Soil Science Society American Journal*, 59, 92-96.
- Hook, W. R., Livingston, N. J., Sun, Z. J. und P. B. Hook, 1992, Remote Diode Shorting Improves Measurement of Soil Water by Time Domain Reflectometry, *Soil Science Society American Journal*, 56, 1384-1391.

- Hsue, C. und T. Pan, 1997, Reconstruction of Nonuniform Transmission Lines from Time-Domain Reflectometry, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45, 32-38.
- Huber, F. R. und H. Neubauer, 1960, Die Goubau-Leitung im praktischen Einsatz, *Rohde & Schwarz Mitteilungen*, 13, 332-343.
- Hübner, C., Bandelik, A., Döpke, G., Wunderle, S., Rau, F. und F. Weber, 1997a, A New Method for Snow Moisture Sensing, *Proceedings of the EARSeL Workshop Remote Sensing of Land Ice and Snow, Freiburg, April 17-18*, 103-109.
- Hübner, C., Brandelik, A., Wunderle, S. und D. Beppler, 1997b, Ground Truth for Soil and Snow Moisture Sensing, *Proceedings of the 7th International Symposium on Physical Measurements and Signatures in Remote Sensing, Courchevel, France, April 7-11, 1, Rotterdam: Balkema*, 281-286.
- Jackson, T. J., 1990, Laboratory Evaluation of a Field-Portable Dielectric/Soil-Moisture Probe, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 28, 241-245.
- Jacobsen, O. H. und P. Schjonning, 1995, Comparison of TDR Calibration Functions for Soil Water Determination, in Petersen, L. W. und O. H. Jacobsen (Hrsg.), *Proceedings of the Symposium: Time Domain Reflectometry Applications in Soil Science, Report No. 11, Danish Institute of Plant and Soil Science, Lyngby*, 25-33.
- Jones, E. B., Rango, A. und S. Howell, 1983, Snowpack Liquid Water Determination Using Freezing Calorimetry, *Nordic Hydrology*, 14, 113-126.
- Kaatze, U., 1989, Complex Permittivity of Water as a Function of Frequency and Temperature, *Journal of Chemical Engineering Data*, 34, 371-374.
- Kaden, H., 1951, Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen, *Archiv der elektrischen Übertragung*, 5, 399-414.
- Kendra, J. R., Ulaby, F. T. und K. Sarabandi, 1994, Snow Probe for In Situ Determination of Wetness and Density, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 32, 1152-1159.
- Kerr, Y. H., Wigneron, J. P. und R. D. Magagi, 1997, Interferometric Microwave Radiometers: Analysis of the Optimal Specifications, in Guyot, G. und Phulpin, T. (Hrsg.), *Physical Measurements and Signatures in Remote Sensing*, 1, Rotterdam: Balkema, 77-84.
- Klein, A., 1993, Moisture and Ash Monitoring of Coal, *Journal of Coal Quality*, 12, 108-113.
- Knight, J. H., 1992, Sensitivity of Time Domain Reflectometry Measurements to Lateral Variations in Soil Water Content, *Water Resources Research*, 28, 2345-2352.
- Knight, J. H., Ferré, P. A., Rudolph, D. L. und R. G. Kachanoski, 1997, A Numerical Analysis of the Effects of Coatings and Gaps upon Relative Dielectric

- Permittivity Measurement with Time Domain Reflectometry, *Water Resources Research*, 33, 1455-1460.
- Knight, J. H., White, I. und S. J. Zegelin, 1995, Sampling Volume of TDR Probes Used For Water Content Monitoring, in Petersen, L. W. und O. H. Jacobsen (Hrsg.), *Proceedings of the Symposium: Time Domain Reflectometry Applications in Soil Science, Report No. 11, Danish Institute of Plant and Soil Science, Lyngby*, 45-56.
- Kovacs, A., Gow, A. J. und R. M. Morey, 1995, The In-Situ Dielectric Constant of Polar Firn Revisited, *Cold Regions Science and Technology*, 23, 245-256.
- Kraszewski, A., Kulinski, S. und M. Matuszewski, 1976, Dielectric Properties and a Model of Biphasic Water Suspension at 9.4 GHz, *Journal of Applied Physics*, 47, 1275-1277.
- Kraszewski, A., Schilz, W., Kent, M., Tiuri, M., Klein, A., Schiek, B., Konopka, J., Almasy, G., Kummer, M. und W. Meyer, 1980, Panel Discussion on Microwave Monitoring and Measurement of Moisture Content, *The Journal of Microwave Power*, 15, 287-297.
- Kraszewski, A., Stuchly, M. A. und S. S. Stuchly, 1983, ANA Calibration Method for Measurements of Dielectric Properties, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 32, 385-387.
- Krus, M., 1997, Kernresonanzverfahren, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 9, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag*, 173-190.
- Kupfer, K., 1997, Dielektrische Eigenschaften von Wasser-Feststoff-Gemischen, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 2, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag*, 24-45.
- Kupfer, K., 1997, Applikation von Mikrowellenfeuchtemeßverfahren bei der Herstellung von Kalksandstein, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 19, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag*, 319-334.
- Kupfer, K. und J. Neue, 1997, Kapazitive Meßverfahren, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 7, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag*, 85-109.
- LaChapelle, E. R., 1956, The Centrifugal Separation of Free Water from Melting Snow, *Journal of Glaciology*, 20, 769-771.
- Lang, H., Jensen, H., Rohrer, M. B., Steinegger, U. und J. G. Vit, 1993, Vierzig Jahre Zuflußprognosen für die Elektrizitätswirtschaft: Stand der Forschung und Ausblick, *Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins SEV/VSE*, 16, 11-16.
- Ledinegg, E. und W. Papousek, 1970, Anregung der Goubauschen Eindrahtleitung durch ein Stufenhorn, *Archiv der elektrischen Übertragung*, 24, 66-74.

- Lehtola, A. und A. Sihvola, 1992, Monte-Carlo Testing of Dielectric Mixing Formulas, *Electromagnetics Laboratory Report Series, Report 123, Helsinki University of Technology*.
- Leschnik, W. und C. Hauenschild, 1997, Dielektrisches Verhalten von mineralischen Baustoffen, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 14, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag, 246-262*.
- Leschnik, W. und U. Schlemm, 1997, Entwicklung eines Verfahrens zur Feuchte- und Salzmessung an Bauteilen, *Konferenzband zum 9. Feuchtetag 1997 in Weimar, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.), 186-195*.
- Lewin, L., 1970, On the Restricted Validity of Point-Matching Techniques, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 18, 1041-1047*.
- Lösch, F., 1966, Tafeln höherer Funktionen, *Stuttgart: Teubner*.
- Lück, W., 1964, Feuchtigkeit - Grundlagen, Messen, Regeln, *München-Wien: R. Oldenbourg*.
- Lundberg, A., 1997, Laboratory Calibration of TDR-Probes for Snow Wetness Measurements, *Cold Regions Science and Technology, 25, 197-205*.
- Lundstedt, J., 1995, Inverse Problems on Nonuniform Transmission Lines, *Dissertation am Royal Institute of Technology, Stockholm*.
- Lundstedt, J., 1997, Persönliche Mitteilung.
- Lundstedt, J. und S. Ström, 1996, Simultaneous Reconstruction of Two Parameters from the Transient Response of a Nonuniform LCRG Transmission Line, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 10, 19-50*.
- Mätzler, C., 1984, Ein Sensor zur Messung der Dielektrizitätskonstante von Schnee, *Zeitschrift für Gletscherkunde und Glazialgeologie, 20, 97-105*.
- Mätzler, C., 1996, Microwave Permittivity of Dry Snow, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 34, 573-581*.
- Mätzler C., Weise, T. Strozzi, T. Floricioiu, D. und H. Rott, 1996, Microwave Snowpack Studies Made in the Austrian Alps During the SIR-C/X-SAR Experiment, *Research Report No. 96-3, Institute of Applied Physics, Bern, Switzerland*.
- Mahony, J. D., 1987, A Low-Frequency Investigation into the Discontinuity Capacitance of a Coaxial Line Terminated in a Lossless, Dielectric-Loaded Circular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 35, 344-346*.
- Malicki, M. A., Plagge, R. und C. H. Roth, 1994, Influence of Matrix on the TDR Soil Moisture Readings and its Elimination, *Symposium on TDR in environmental, infrastructure and mining applications, U.S. Bureau of Mines Special Publication, 19, 105-114*.

- Malicki, M. A. und W. W. Skierucha, 1989, A Manually Controlled TDR Soil Moisture Meter Operating with 300 ps Rise-Time Needle Pulse, *Irrigation Science*, 10, 153-163.
- Marquart, Nicolas, 1998, Validierung von Untergrundmodellen mit Hilfe des Bodenradars, in *Bearbeitung befindliche Diplomarbeit am Geophysikalischen Institut der Universität Karlsruhe*.
- Mayhan, R. J. und R. E. Bailey, 1975, An Indirect Measurement of the Effective Dielectric Constant and Loss Tangent of Typical Concrete Roadways, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, July, 565- 569.
- McEwan, T. E., 1997, Electronic Multi-Purpose Material Level Sensor, *United States Patent No. 5609059*.
- McEwan, T. E., 1997, Time-Of-Flight Radio Location System, *United States Patent No. 5661490*.
- Melchior, S., Steingraber, S. und G. Miehlich, 1991, Dimensionierung von Kapillarsperren zur Oberflächenabdichtung von Deponien und Altlasten, in August, H., Holzlöhner, U. Meggyes, T. und Brune, M. (Hrsg.), *BMFT-Verbundvorhaben Deponieabdichtungssysteme, Konferenzband zur 1. Arbeitstagung, 23. bis 25. September, Berlin*.
- Melchior, S., Berger, K., Vielhaber, B. und G. Miehlich, 1993, Ergebnisse der Langzeit-Überwachung von Oberflächen-Dichtsystemen auf der Deponie Georgswerder (Hamburg), in August, H., Holzlöhner, U. Meggyes, T. und Brune, M. (Hrsg.), *BMFT-Verbundvorhaben Deponieabdichtungssysteme, Konferenzband zur 2. Arbeitstagung, 17.-19. März 1993, Berlin*.
- Meteolabor AG, 1997, Bodenfeuchtesensor LUMBRICUS, *Prospekt der Fa. Meteolabor AG, Wetzikon, Schweiz (im Internet unter <http://www.meteolabor.ch>)*.
- Menke, F. und R. Knöchel, 1997, Mikrowellen-Feuchtemeßsystem mit verringerter Empfindlichkeit gegenüber Störungen durch Materialinhomogenitäten, *Konferenzband zum 9. Feuchtetag 1997 in Weimar, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.), 147-160*.
- Menke, F., Hinz, T., Eggers, R. und R. Knöchel, 1997, Dielektrische Eigenschaften feuchter organischer Schüttgüter unter Berücksichtigung von Strukturparametern, in Kupfer, K. (Hrsg.), *Materialfeuchtemessung: Grundlagen, Meßverfahren, Applikationen, Normen, Kapitel 15, Renningen-Malmsheim: Expert Verlag, 263-281*.
- Michel, H. J., 1981, *Zweitor-Analyse mit Leistungswellen*, Stuttgart: Teubner.
- Michie, W. C., Culshaw, B., McKenzie, I., Moran, C., Graham, N. B., Gardiner, P. T., Carlstrom, B. und E. Bergqvist, 1994, Distributed Measurement of Moisture Ingress and Cementitious Grout, *U.S. Bureau of Mines Spec. Publ. SP 19-94, 453-460*.
- Milton, G. W., 1981, Bounds on the Complex Permittivity of a Two-Component Composite Material, *Journal of Applied Physics*, 52, 5286-5293.

- Mosig, J. R., Besson, J.-C. E., Gex-Fabry, M. und F. E. Gardiol, 1981, Reflection of an Open-Ended Coaxial Line and Application to Nondestructive Measurement of Materials, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 30, 46-51.
- Mouhasseb, H., Suhm, J., Garrecht, H. und H. Hilsdorf, 1995, Neues dielektrisches Meßverfahren zur Mauerfeuchtebestimmung, *Konferenzband zum Feuchtetag '95 in Berlin, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.)*, 9-17.
- Nadler, A. und Y. Lapid, 1996, An Improved Capacitance Sensor for In Situ Monitoring of Soil Moisture, *Australian Journal of Soil Research*, 34, 361-368.
- Naiheng, Y. und R. F. Harrington, 1986, Characteristic Impedance of Transmission Lines with Arbitrary Dielectrics under the TEM Approximation, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 34, 472-475.
- Nguyen, B., Geels, A. M., Bruining, J. und E. C. Slob, 1997, Energy Loss and Dispersion of Electromagnetic Signals in Fluid-Saturated Porous Media due to Frequency Dependence of Complex Dielectric Permittivity, in Gottlieb, J., Hötzl, H. Huck, K. und R. Niessner (Hrsg.), *Proceedings of the First International Conference Field Screening Europe - Strategies for Investigation and Monitoring of Contaminated Sites, Karlsruhe, September 29- October 1, Dordrecht: Kluwer Academic Publishers*, 137-142.
- Noborio, K., McInnes, K. J. und J. L. Heilman, 1994, Field Measurements of Soil Electrical Conductivity and Water Content by Time-Domain Reflectometry, *Computers and Electronics in Agriculture*, 11, 131-142.
- Norgren, M. und S. He, 1996, An Optimization Approach to the Frequency-Domian Inverse Problem for a Nonuniform LCRG Transmission Line, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44, 1503-1507.
- Nozaki, R. und T. K. Bose, 1990, Broadband Complex Permittivity Measurement by Time-Domain Spectroscopy, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 39, 945-951.
- Nyfors, E. und P. Vainikainen, 1989, *Industrial Microwave Sensors*, Norwood: Artech House.
- Nyshadham, A., Sibbald, L. und S. S. Stuchly, 1992, Permittivity Measurements Using Open-Ended Sensors and Reference Liquid Calibration - An Uncertainty Analysis, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40, 305-314.
- Otto, G. P. und Chew, W.C., 1991, Improved Calibration of a Large Open-Ended Coaxial Probe for Dielectric Measurements, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 40, 742-746.
- Paul, C. R., 1989, A Comparison of the Contributions of Common-Mode and Differential-Mode Currents in Radiated Emissions, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 31, 189-193.
- Paul, C. R., 1994, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, New York: Wiley.

- Pehl, E., 1988, Mikrowellentechnik Band 1: Wellenleitungen und Leitungsbausteine, Heidelberg: Hüthig.
- Perla, R., 1991, Real Permittivity of Snow at 1 MHz and 0°C, *Cold Regions Science and Technology*, 19, 215-219.
- Perla, R. und Banner, J., 1988, Calibration of Capacitive Cells for Measuring Water in Snow, *Cold Regions Science and Technology*, 15, 225-231.
- Pepin, S., Livingston, N. J. und W. R. Hook, 1995, Temperature-Dependent Measurement Errors in Time Domain Reflectometry Determinations of Soil Water, *Soil Science Society American Journal*, 59, 38-43.
- Piefke, G., 1955, Zur Theorie der Harms-Goubau-Drahtwellenleitung bei Meterwellen, *si Archiv der elektrischen Übertragung*, 9, 81-93.
- Pottel, R., 1965, Die komplexe Dielektrizitätskonstante wässriger Lösungen einiger 2-2-wertiger Elektrolyte im Frequenzbereich 0,1 bis 38 GHz, *Berichte der Bunsengesellschaft für Physikalische Chemie*, 69, 363-378.
- Pournaropoulos, C. L. und D. K. Misra, 1997, The Co-Axial Aperture Electromagnetic Sensor and its Application in Material Characterization, *Measurement Science Technology*, 8, 1191-1202.
- Rajkai, K. und B. E. Rydén, 1992, Measuring Areal Soil Moisture Distribution with the TDR Method, *Geoderma*, 52, 73-85.
- Razaz, M. und Davies, J. B., 1979, Capacitance of the Abrupt Transition from Coaxial-to-Circular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27, 564-569.
- Reynolds, S. G., 1970, The Gravimetric Method of Soil Moisture Determination Part I - A Study of Equipment and Methodological Problems, *Journal of Hydrology*, 11, 258-273.
- Rhoades, J. D., Ratts, P. A. C. und R. J. Prather, 1976, Effects of Liquid-Phase Electrical Conductivity, Water Content and Surface Conductivity on Bulk Electrical Conductivity, *Soil Science Society American Journal*, 40, 651-655.
- Risley, E. W., 1969, Discontinuity Capacitance of a Coaxial Line Terminated in a Circular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17, 86-92.
- Robinson, M. und T. J. Dean, 1993, Measurement of Near Surface Soil Water Content Using a Capacitance Probe, *Hydrological Processes*, 7, 77-86.
- Röpke, D., 1992, Entwurf eines Oberflächenleitungssystems für die Bodenfeuchtemessung, *Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)*.
- Rook, R., Melchior, S. und G. Miehlisch, 1993, Die Time Domain Reflectometry (TDR) für die Wassergehaltsmessung in Böden, *Wasser und Boden*, 4, 235-239.
- Ross, G. F., 1986, Early Development and Motivations for Time-Domain Analysis, in Miller, E. K. (Hrsg.), *Time-Domain Measurements in Electromagnetics*, Kapitel

- 1, New York: Van Nostrand, 1-44.
- Roth, K., Schulin, R., Flühler, H. und W. Attinger, 1990, Calibration of Time Domain Reflectometry for Water Content Measurement Using a Composite Dielectric Approach, *Water Resources Research*, 26, 2267-2273.
- Rothe, A., Weis, W., Kreutzer, K., Matthies, D., Hess, U. und B. Ansorge, 1997, Changes in Soil Structure Caused by the Installation of Time Domain Reflectometry Probes and their Influence on the Measurement of Soil Moisture, *Water Resources Research*, 33, 1585-1593.
- Saddiq, M. H., Wierenga, P. J., Hendricks, M. H. und M. Y. Hussain, 1985, Spatial Variability Of Soil Water Tension In An Irrigated Soil, *Soil Science*, 140, 126-132.
- Sarabandi, K. und E. S. Li, 1997, Microstrip Ring Resonator for Soil Moisture Measurements, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 35, 1223-1234.
- Schlaeger, S., Gottlieb, J., Brandelik, A. und C. Hübner, 1997, Time Domain Reflectometry with Spatial Resolution, *Poster anlässlich der First International Conference Field Screening Europe - Strategies for Investigation and Monitoring of Contaminated Sites, Karlsruhe, September 29- October 1*.
- Schmidt, H. M., 1951, Zylindrische Oberflächenwellenleiter, *Zeitschrift für angewandte Physik*, 3, 272-279.
- Schmidt, R. F. und G. Thews, 1990, Physiologie des Menschen, *Berlin: Springer*.
- Schneebeli, M., Coléou, C., Touvier, F. und B. Lesaffre, 1997, Measurement of Density and Wetness in Snow Using Time-Domain-Reflectometry, *Annals of Glaciology*, 26.
- Schneider, C., Wunderle, S. und M. Friedrich, 1997, Snow Cover Investigations By Means Of Ground Truth, Modelling And ERS-SAR Imagery, *Proceedings of the EARSeL Workshop Remote Sensing of Land Ice and Snow, University of Freiburg*, 95-102
- Scholz, G., 1994, Marktanalyse: Meßgeräte für Feststofffeuchte, *Technisches Messen*, 61, 143-150.
- Scholz, G., 1997, Metrologische Aspekte der Feuchtemessung in festen Stoffen, *Konferenzband zum 9. Feuchtetag 1997 in Weimar, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.)*, 1-7.
- Schoßer, T., 1998, Persönliche Mitteilung über die Untersuchungsergebnisse an Bodenproben der Mülldeponie Karlsruhe-West.
- Schwan, H. P., Maczuk, J. und H. Pauly, 1962, *The Low-Frequency Dielectric Dispersion of Colloidal Particles in Electrolyte Solution*, *Journal of Chemical Physics*, 66, 2636-2642.
- Scott, W. R. und G. S. Smith, 1986, Error Analysis for Dielectric Spectroscopy Using Shielded Open-Circuited Coaxial Lines of General Length, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 35, 130-137.

- Seher, W., 1998, Messung des komplexen Dielektrizitätskoeffizienten zur Bestimmung der Bodenfeuchte mittels elektromagnetischer Verfahren, *Diplomarbeit am Geophysikalischen Institut der Universität Karlsruhe*.
- Severin, H., 1960, Sommerfeld- und Harms-Goubau-Wellenleiter im Bereich der Zentimeter- und Millimeterwellen, *Archiv der elektrischen Übertragung*, 14, 155-162.
- Sheets, K. R. und J. M. H. Hendrickx, 1995, Noninvasive Soil Water Content Measuring Using Electromagnetic Induction, *Water Resources Research*, 31, 2401-2409.
- Shih, Y. C., 1989, The Mode-Matching Method, in Itoh, T. (Hrsg.), *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, Kapitel 9, New York: John Wiley & Sons, 592-621.
- Sihvola, A. H., 1989, Self-Consistency Aspects of Dielectric Mixing Theories, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 27, 403-415.
- Sihvola, A. H., 1996, Dielectric Mixture Theories in Permittivity Prediction: Effects of Water on Macroscopic Parameters, in Kraszewski, A. (Hrsg.), *Microwave Aquametry, Electromagnetic Wave Interaction with Water-Containing Materials*, New York: IEEE Press, 111-122.
- Sihvola, A. H. und E. Alanen, 1991, Studies of Mixing Formulae in the Complex Plane, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 29, 679-687.
- Sihvola, A. H. und J. A. Kong, 1988, Effective Permittivity of Dielectric Mixtures, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 26, 420-429.
- Sihvola, A. H. und M. Tiuri, 1986, Snow Fork for Field Determination of the Density and Wetness Profiles of a Snow Pack, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 24, 717-721.
- Sihvola, A. H., Nyfors, E. und M. Tiuri, 1985, Mixing Formulae and Experimental Results for the Dielectric Constant of Snow, *Journal of Glaciology*, 31, 163-170.
- Somlo, P. I., 1993, A Convenient Self-Checking Method for the Automated Microwave Measurement of μ and ϵ , *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 42, 213-216.
- Sphicopoulos, T., Teodoridis, V. und F. Gardiol, 1985, Simple Nondestructive Method for the Measurement of Material Permittivity, *Journal of Microwave Power*, 20, 165-172.
- Sprigade, H., 1970, Die Bestimmung des Wassergehalts in Kulturböden durch Kenntnis der komplexen Dielektrizitätskonstante ϵ und des Verlustwinkels f in Boden-Wasser-Gemischen im Frequenzbereich 100 KHz bis 100 MHz, *Dissertation an der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät, Humboldt-Universität Berlin*.
- Stacheder, M., 1996, Die Time Domain Reflectometry in der Geotechnik, *Schriftenreihe Angewandte Geologie Karlsruhe, Universität Karlsruhe*.

- Stafford, J. V., 1988, Remote, Non-contact and In-Situ Measurement of Soil Moisture Content: a Review, *Journal of Agricultural Engineering Research*, 41, 151-172.
- Stein, J., Gaetan, L. und D. Lévesque, 1997, Monitoring the Dry Density and the Liquid Water Content of Snow Using Time Domain Reflectometry (TDR), *Cold Regions Science and Technology*, 25, 123-136.
- Stolle, R., Heuermann, H. und B. Schiek, 1995, Auswertemethoden zur Präzisionsentfernungsmessung mit FMCW-Systemen und deren Anwendung im Mikrowellenbereich, *Technische Messen*, 62, 66-73.
- Stuchly, S. S., Sibbald, C. L. und J. M. Anderson, 1994, A New Aperture Admittance Model for Open-Ended Waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42, 192-198.
- Suhm, J. ,1994, Breitbandige Meßanordnung für Dielektrizitätskoeffizienten von Mischungen, *Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)*.
- Takei, I., 1996, Dielectric Measurement of Snow by Means of Parallel Line Capacitor, *Journal of the Japanese Society of Snow and Ice*, 58, 39-42.
- Tektronix, 1995, Service Manual 1502B Metallic Time Domain Reflectometer, *Tektronix Inc., Beaverton, Oregon*.
- Timlin, D. J. und Ya. A. Pachepsky, 1996, Comparison of Three Methods to Obtain the Apparent Dielectric Constant from Time Domain Reflectometry Wave Traces, *Soil Science Society American Journal*, 60, 970-977.
- Tinga, W. R, Mixture Laws and Microwave-Material Interactions, in Priou, A. (Hrsg.), *Dielectric Properties of Heterogeneous Materials, Kapitel 1, Progress in Electromagnetic Research 6, MIT, Cambridge, Massachusetts, 1-40*.
- Tiuri, M. E., Sihvola, A. H., Nyfors, E. G. und M. T. Hallikainen, 1984, The Complex Dielectric Constant of Snow at Microwave Frequencies, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 9, 377-382.
- Topp, G. C., Davis, J. L. und A. P. Annan, 1980, Electromagnetic Determination of Soil Water Content: Measurements in Coaxial Transmission Lines, *Water Resources Research*, 16, 579-582.
- Topp, G. C., 1987, The Application of Time-Domain Reflectometry (TDR) to Soil Water Content Measurements, *International Conference on Measuring Soil Plant Water Status, Utah State University, July 6-10, Vol.1, 85-93*.
- Topp, G. C., Davis, J. L. und A. P. Annan, 1982, Electromagnetic Determination of Soil Water Content Using TDR: II. Evaluation of Installation and Configuration of Parallel Transmission Lines, *Soil Science Society American Journal*, 46, 678-684.
- Topp, G.C., Zegelin, S. J. und I. White, 1994, Monitoring Soil Water Content Using TDR: An Overview of Progress, *Symposium on TDR in environmental, infrastructure and mining applications, U.S. Bureau of Mines Special Publication*,

19, 67-80.

- Ulaby, F. T., Moore, R. K. und A. K. Fung, 1986, *Microwave Remote Sensing - Active and Passive, Band I bis III*, Norwood: Artech House.
- Ulbrich, H. , 1993, Konstruktion eines Hochfrequenzmeßgeräts für die Bodenfeuchtemessung, *Diplomarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH)*.
- Verstricht, J., Neerdael, B., Meyendonck, P. und G. Volckaert, 1994, Clay Moisture Measurements in Radioactive Waste Disposal Research, *Symposium on TDR in environmental, infrastructure and mining applications, U.S. Bureau of Mines Special Publication, 19, 337-348*.
- Visvalingam, M. und J. D. Tandy, 1972, The Neutron Method for Measuring Soil Moisture Content - A Review, *Journal of Soil Science, 23, 499-511*.
- Von Münch, 1989, *Werkstoffe der Elektrotechnik, Stuttgart: Teubner Verlag*.
- Wang, J. R. und T. J. Schugge, 1980, An Empirical Model for the Complex Dielectric Permittivity of Soils as a Function of Water Content, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 18, 288-295*.
- Watson, G. N., 1952, A Treatise on the Theory of Bessel Functions, *Cambridge: University Press*.
- Whalley, W. R., 1993, Considerations on the Use of Time-Domain Reflectometry (TDR) for Measuring Soil Water Content, *Journal of Soil Science, 44, 1-9*.
- Weiland, T., 1984, On the Numerical Solution of Maxwell's Equations and Applications in the Field of Accelerator Physics, *Particle Accelerators, 15, 245-292*.
- Weiland, T., 1984, On the Unique Numerical Solution of Maxwellian Eigenvalue Problems in Three Dimensions, *Particle Accelerators, 17, 227-242*.
- Westphalen, H., 1965, Koaxialleitungsfilter mit radialen Leitungen, *Archiv der elektrischen Übertragung, 19, 637-646*.
- Wolf, H., 1985, *Lineare Systeme und Netzwerke, Berlin: Springer*.
- Wolter, B., Netzelmann, U., Dobmann, G., Lorenz, O. K. und D. Greubel, 1997, Kontrastierende H-NMR-Messungen in Aufsatztechnik zur Bestimmung von Feuchteverteilungen in Zementestrichen und Holz, *Konferenzband zum 9. Feuchtetag 1997 in Weimar, Materialforschungs- und prüfanstalt an der Bauhaus-Universität Weimar (Hrsg.)*, 218-229.
- Woodhead, I. M. und J. J. Stephen, 1992, Dielectric Constant Monitor, *United States Patent No. 5148125*.
- Woods, D., 1972, Shielded Open-Circuit Discontinuity Capacitance of a Coaxial Line, *Proceedings of the IEE, 119, 1691-1692*.
- Yanuka, M., Topp, G. C., Zegelin, S. und W. D. Zebchuk, 1988, Multiple Reflection and Attenuation of Time Domain Reflectometry Pulses: Theoretical Considerations for Applications to Soil and Water, *Water Resources Research, 24, 939-944*.

- Yee, K. S., 1966, Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14, 302-307.
- Yosida, Z., 1960, A Calorimeter for Measuring the Free Water Content of Wet Snow, *Journal of Glaciology*, 3, 574-576.
- Yu, C., Warrick, A. W., Conklin, M. H., Young, M. H. und M. Zreda, 1997 Two- and Three-Parameter Calibrations of Time Domain Reflectometry for Soil Moisture Measurement, *Water Resources Research*, 33, 2417-2421.
- Yu, T. und G. Tian, 1997, The Research on the Method of Monitoring the Soil Moisture of North China Plain based on NOAA-AVHRR Data, in Guyot und Phulpin (Hrsg.), *Physical Measurements and Signatures in Remote Sensing*, 2, Rotterdam: Balkema, 613-619.
- Zegelin, S. J., White, I. und D. R. Jenkins, Improved Field Probes for Soil Water Content and Electrical Conductivity Measurement Using Time Domain Reflectometry, *Water Resources Research*, 25, 2367- 2376.
- Zinke, O. und H. Brunswig, 1990, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin: Springer.