

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN
Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

Wandfeuchtesensorik mit Ultrabreitband-Systemen

Heiko Braun

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. J. S. Kindersberger
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil. J. Detlefsen
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. R. Knöchel,
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Die Dissertation wurde am 26.09.2008 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 06.03.2009 angenommen.

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner knapp dreijährigen Zeit als Doktorand bei der Robert Bosch GmbH in Leinfelden-Echterdingen im Geschäftsbereich Power Tools. In der heutigen Abteilung „Engineering and Manufacturing Measuring Tools“ fand ich eine Atmosphäre, in der von wissenschaftlicher Arbeit bis hin zum fertigen Produkt und Produktionsbetreuung alles zu finden ist. Bei meinen Kollegen möchte ich mich für die gute Zusammenarbeit, die anregenden Diskussionen und für alles, was ich von ihnen lernen konnte bedanken. Besonderer Dank gilt meinem Betreuer Herrn Dr. Michael Mahler, der mir wertvolle Tipps aus seiner Doktorandenzeit mitgegeben und mir das ein oder andere Mal den Rücken frei gehalten hat.

Mein Dank gilt insbesondere meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. J. Detlefsen, der mir in vielen Diskussionen neue Denkanstöße gab, zugleich aber auch meine eigenen Problemlösungswege zugelassen hat.

Weiterhin möchte ich mich bei meinem Zweitgutachter Prof. Dr.-Ing. R. Knöchel bedanken. Auch mit ihm hatte ich gelegentlich fruchtbare Diskussionen in denen er stets versucht hat, meine Probleme zu verstehen und mir weiterzuhelfen.

Nicht vergessen möchte ich meine Studenten, die mich während ihrer Praktika, Studien- und Diplomarbeiten unterstützt haben.

Bedanken möchte ich mich auch bei Antje Winkelmann, die mir als Korrekturleserin eine große Hilfe war.

Zuletzt möchte ich meinen Eltern danken, die mich bereits bei meinen frühen Experimenten immer unterstützt haben und für Aufmunterung gesorgt haben, wenn etwas nicht funktioniert hat.

Kurzfassung

Baufeuchtemessungen liefern wichtige Informationen zur gezielten Durchführung von Baumaßnahmen. Im Rahmen dieser Arbeit werden hochfrequente dielektrische Messverfahren untersucht. Messungen werden im Frequenzbereich von 2 GHz bis 5 GHz mit einer dafür entwickelten Ultrabreitband-Antenne an verschiedenen Baumaterialien durchgeführt. Die erhaltenen Messergebnisse lassen sich gut mit bekannten Modellen beschreiben. Es zeigt sich, dass genaue Feuchtemessungen die Kenntnis des Baustoffs voraussetzen. Zur Konzeption eines preisgünstigen tragbaren Feuchtemessgeräts wird die Verwendung eines Pseudo-Noise-Radarsystems theoretisch und experimentell untersucht.

Abstract

Moisture measurements of construction material provide important information for well directed construction work. Within the scope of this thesis, dielectric measurement methods in the radio frequency region are investigated. Measurements of different construction materials are carried out in the frequency range from 2 GHz to 5 GHz using a specially developed ultra-wideband antenna. The measurement results can be well described by established models. It can be shown that it is necessary to know the construction material in order to perform accurate moisture measurements. For the conception of a cheap handheld moisture measurement system, the application of a pseudo noise radar system is investigated theoretically and experimentally.

Inhaltsverzeichnis

Verwendete Formelzeichen	v
Verwendete Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Anwendungen für die Feuchtemessung	1
1.2 Verfahren zur Messung der Feuchte von Baustoffen	2
1.3 Anforderungen und Auswahl der Technologie	7
1.4 Systemkonzept	7
2 Grundlagen	9
2.1 Die Dielektrizitätskonstante (DK)	9
2.1.1 Verlustlose Dielektrika	9
2.1.2 Verlustbehaftete Dielektrika	12
2.1.3 Polarisationsmechanismen	13
2.1.4 Dispersion	14
2.2 Referenzmaterialien	15
2.2.1 Flüssigkeiten	16
2.2.2 Feststoffe	19
3 Sensoren zur breitbandigen DK-Messung	21
3.1 Übersicht	21
3.2 Koplanarleitung	22
3.2.1 Grundlagen	22
3.2.2 Berechnung von $\epsilon_{r,eff}$ aus den S-Parametern	24
3.2.3 Berechnung von ϵ_r aus $\epsilon_{r,eff}$	31
3.2.4 Messaufbau und Kalibrierung zur DK-Messung	35
3.2.5 Messung von Referenzmaterialien	39

3.3	Ultrabreitband-Antenne	42
3.3.1	Grundlagen	42
3.3.2	Eingangsreflexionsfaktor	45
3.3.3	Moden und Wellenablösung	49
3.3.4	Gewinn	51
3.3.5	Richtcharakteristik	53
3.3.6	Messaufbau und Kalibrierung zur DK-Messung	56
3.3.7	Berechnung von ϵ_r aus dem Reflexionsfaktor	60
3.3.8	Messung von Referenzmaterialien	63
3.4	Bewertung	65
4	Breitbandige Messung der DK von Baustoffen	69
4.1	Herstellung der Proben	69
4.1.1	Herstellung von Beton	70
4.1.2	Abmessungen	71
4.1.3	Trocknung	71
4.1.4	Befeuchtung	72
4.2	Messergebnisse	72
5	DK-Mischungsmodelle für Baustoffe	79
5.1	Existierende Modelle	79
5.2	Vergleich mit Messdaten	81
6	Rekonstruktion von DK-Profilen	87
6.1	Typische Wandaufbauten	87
6.2	Homogene Materialien	88
6.3	Mehrschichtige Konstruktionen	93
7	UWB-System zur breitbandigen Netzwerkanalyse	97
7.1	Einleitung	97
7.2	Radarsysteme	98
7.2.1	Grundlagen	98
7.2.2	Pulsradar	98
7.2.3	FMCW-Radar	100
7.2.4	SFCW-Radar	100
7.2.5	PN-Radar	101

7.2.6	Bewertung	102
7.3	PN-Radarsimulation	104
7.3.1	Grundlagen	104
7.3.2	Basisbandsystem	106
7.3.3	Bandpasssystem	114
7.4	PN-Versuchssystem	119
7.4.1	PN-Signalerzeugung	121
7.4.2	Korrelator	126
7.4.3	Modulator und Demodulator	129
7.5	Messung von Übertragungsfunktionen mit dem Versuchssystem	131
8	Zusammenfassung und Ausblick	135
A	Europäische Frequenzregulierung	139
	Literaturverzeichnis	145

Verwendete Formelzeichen

Bezeichnung	Einheit	Bedeutung
α	$\frac{1}{m}$	Dämpfungskonstante
α		Steigung
α_{3dB}	$^\circ$	3dB-Öffnungswinkel einer Antenne
β	$\frac{1}{m}$	Phasenkonstante
$\underline{\gamma}$	$\frac{1}{m}$	Ausbreitungskonstante
$\underline{\Gamma}$		Reflexionsfaktor
ϵ_0	$\frac{As}{Vm}$	Dielektrizitätszahl des Vakuums
ϵ_r		relative Dielektrizitätszahl
ϵ_r'		Realteil der relativen Dielektrizitätszahl
ϵ_r''		Negativer Imaginärteil der relativen Dielektrizitätszahl
ϵ_r''		durch dielektrische Verluste hervorgerufener Anteil von ϵ_r''
$\epsilon_{r,eff}$		effektive relative Dielektrizitätskonstante
$\epsilon_{r,eff}$		Realteil der effektiven relativen Dielektrizitätskonstante
$\epsilon_{r,eff}''$		Negativer Imaginärteil der effektiven relativen Dielektrizitätskonstante
$\epsilon_{r,s}$		relative statische Dielektrizitätszahl
$\epsilon_{r,\infty}$		relative Dielektrizitätszahl bei hoher Frequenz
$\tan \delta_\epsilon$		Verlustfaktor des Dielektrikums
θ	$^\circ C$	Temperatur
κ	$\frac{S}{m}$	spezifische elektrische Leitfähigkeit
λ	m	Wellenlänge
λ_0	m	Wellenlänge im freien Raum
μ_0	$\frac{Vs}{Am}$	Permeabilität des Vakuums
ρ	$\frac{g}{cm^3}$	Dichte
σ	$\frac{C}{m^2}$	Flächenladungsdichte
τ	s	Relaxationszeit
τ	s	Zeitvariable bei der Korrelation
ϕ		Phase

Φ		Porosität
χ'		Realteil der elektrischen Suszeptibilität
Ψ_{xx}		Autokorrelationsfunktion
ω	Hz	Kreisfrequenz
a	dB	Dämpfung
a_i		Rückkopplungen von Schieberegistern
a, b		Verteilungsparameter der Relaxationszeit
A	m^2	Fläche
c		Kostenfunktion
c_0	$\frac{m}{s}$	Ausbreitungsgeschwindigkeit im Freiraum
C_0	F	Kapazität eines Plattenkondensators ohne Dielektrikum
C'	$\frac{F}{m}$	Kapazitätsbelag
d	m	Abstand
d_{ff}	m	Fernfeldabstand
D		Dynamik
\underline{D}	$\frac{As}{m^2}$	Dielektrische Verschiebung, elektrische Flussdichte
\underline{E}	$\frac{V}{m}$	Elektrisches Feld
\underline{E}_d		Direktivitätsfehler (engl. directivity error)
\underline{E}_r		Reflektivitätsfehler (engl. reflectivity error)
\underline{E}_s		Quellenanpassungsfehler (engl. source match error)
f	Hz	Frequenz
f_{HF}	Hz	Frequenzskala im HF-Bereich
f_{NF}	Hz	Frequenzskala im NF-Bereich
f_{PN}	Hz	Wiederholfrequenz einer PN-Sequenz
F	N	Kraft
g	dB <i>i</i>	Antennengewinn, logarithmisch
G'	$\frac{S}{m}$	Leitfähigkeitsbelag
h	m	Substratdicke einer Koplanarleitung
\underline{h}		Übertragungsfunktion im Zeitbereich
\underline{H}	$\frac{A}{m}$	Magnetisches Feld

\underline{H}		Übertragungsfunktion im Frequenzbereich
j		imaginäre Einheit ($j = \sqrt{-1}$)
k_x		Operanden von elliptischen Integralen
l	m	Leitungslänge
L'	$\frac{H}{m}$	Induktivitätsbelag
L_{PN}		Länge einer PN-Sequenz (Anzahl der Chips)
m	kg	Masse
m_{rep}		Anzahl der Wiederholungen einer PN-Sequenz mit der selben Verschiebung
n		Index
n_{PN}		Länge des Schieberegisters bei der Erzeugung von PN-Sequenzen
p	Hz	Periode des Reflexionsfaktors
\underline{P}	$\frac{As}{m^2}$	Polarisation
\underline{r}		Reflexionsfaktor des Übergangs Luft/Dielektrikum
R'	$\frac{\Omega}{m}$	Widerstandsbelag
\underline{S}_{11}		Eingangs-Reflexionsfaktor eines Vierpols
\underline{S}_{12}		Rückwärts-Transmissionsfaktor eines Vierpols
\underline{S}_{21}		Vorwärts-Transmissionsfaktor eines Vierpols
\underline{S}_{22}		Ausgangs-Reflexionsfaktor eines Vierpols
Q	C	Ladung
s	m	Breite des Luftspaltes einer Koplanarleitung
s_R	m	Entfernungsaufösung
t	m	Dicke der Leiter einer Koplanarleitung
\underline{t}_1		Transmissionsfaktor des Übergangs Luft/Dielektrikum
\underline{t}_2		Transmissionsfaktor des Übergangs Dielektrikum/Luft
\underline{T}		Transmissionsfaktor
T_{bit}	s	Zeitdauer eines Bits
T_{chip}	s	Zeitdauer eines Chips
T_{PN}	s	Zeitdauer einer PN-Sequenz
T_{korr}	s	Zeitschrittweite bei der diskreten Korrelation
u_m	Gew.-%	massebezogener Wassergehalt

u_V	Vol.-%	volumenbezogener Wassergehalt
U	V	Spannung, Potenzialdifferenz
$\underline{U}_{h,x}$	V	hinlaufende Spannungswelle an Tor x
$\underline{U}_{r,x}$	V	rücklaufende Spannungswelle an Tor x
v		Volumenanteil
V	l	Volumen
w	m	Breite des Mittelleiters einer Koplanarltg.
w_g	m	Breite der Masseflächen einer Koplanarltg.
$\frac{w}{z}$	$\frac{l}{kg}$	Wasserzementwert
\underline{x}	V	Sendesignal im Zeitbereich
\underline{X}		Sendespektrum
\underline{y}	V	Empfangssignal im Zeitbereich
\underline{Y}		Empfangsspektrum
z	m	Ausbreitungsrichtung einer elektro magnetischen Welle
\underline{Z}_L	Ω	Wellenwiderstand
$\Re(\cdot)$		Realteil
$*$		Faltungsoperator
\underline{x}		komplexe Zahl
\underline{x}^*		konjugiert komplexer Wert von \underline{x}
$ \cdot $		Betrag
$\arg(\cdot)$		Phase
$\det \ \cdot\ $		Determinante einer Matrix
$\exp(\cdot)$		Exponentialfunktion
$FT(\cdot)$		Fourier-Transformierte
$K(\cdot)$		vollständiges elliptisches Integral 1. Art
$K'(\cdot)$		Komplement zu $K(\cdot)$
$\ln(\cdot)$		natürlicher Logarithmus
$\log_{10}(\cdot)$		Logarithmus zur Basis 10
$\max(\cdot)$		Maximum
$\tan(\cdot)$		Tangens
$\tanh(\cdot)$		Tangens hyperbolicus

Verwendete Abkürzungen und Symbole

ADC	Analog/Digital-Wandler (engl. Analogue-to-Digital Converter)
ADS	Advanced Design System von Agilent Technologies
AKF	Autokorrelationsfunktion
BAM	Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung
BMA	Applikationsgruppe Wandsensoren (engl. Building Material Analysis and Classification)
BP	Bandpassfilter
BPSK	binäre Phasenumtastung (engl. Binary Phase Shift Keying)
CEPT	Zusammenschluss der europäischen Frequenzregulierer (engl. European Conference of Postal and Telecommunications Administrations)
CM	Calciumcarbid-Methode
CRIM	Complex Refractive Index Modell
CW	Dauerstrich (engl. Continuous Wave)
DIN	Deutsche Industrienorm
DK	Dielektrizitätskonstante, -zahl
EC	Europäische Kommission (engl. European Commission)
ECC	Electronic Communications Committee
EIRP	Äquivalente isotrop abgestrahlte Leistung (engl. Equivalent Isotropic radiated Power)
ERM	EMC & Radio Spectrum Matters
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Frequenzregulierer in den USA (engl. Federal Communications Commission)
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FPGA	Programmierbarer Logikbaustein (engl. Field Programmable Gate Array)
HF	Hochfrequenz
IQ	In-Phase und Quadratur
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LBT	Mechanismus zur Vermeidung von Störungen zwischen Funkanwendungen (engl. Listen Before Talk)

MGT	Multi-Gigabit-Transceiver
MoU	Memorandum of Understanding
MUT	Testmaterial (engl. Material Under Test)
MWS	Microwave Studio von Computer Simulation Technology
NF	Niederfrequenz
NWA	Netzwerkanalysator
PA6GF30	Polyamid mit 30 % Glasfaseranteil
PLL	phasengekoppelter Regelkreis (engl. Phase Locked Loop)
PN	Pseudozufallsrauschen (engl. Pseudo Noise)
PP	Polypropylen
PTFE	Polytetrafluorethylen
PRF	Pulswiederholfrequenz (engl. Pulse Repetition Frequency)
RM	Radio Matters
SFCW	Stepped Frequency Continuous Wave
SMD	oberflächenmontierbares Bauteil (engl. Surface Mounted Device)
SMS	Messsystem für Dielektrika (engl. Substrate Measurement System)
SOLT	Art der Kalibrierung (engl. Short, Open, Load, Through)
SRD	Step Recovery Diode
SRDoc	System Reference Document
TEM	transversal elektromagnetisch
TC	Technical Committee
TG	Technical Group
TP	Tiefpassfilter
TRL	Through-Reflect-Line (Kalibriermethode)
TRM	Through-Reflect-Match (Kalibriermethode)
UWB	Ultra-Breitband (engl. Ultra Wideband)
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator (engl. Voltage Controlled Oscillator)
VHDL	Hardwarebeschreibungssprache (engl. Very high speed circuit Hardware Description Language)

1 Einleitung

1.1 Anwendungen für die Feuchtemessung

Mehr als 70 % unserer Erde wird von Wasser bedeckt. Der menschliche Körper besteht zu ca. $\frac{2}{3}$ aus dieser lebensnotwendigen Flüssigkeit. Sie dient im Körper wie auch in vielen technischen Prozessen als Lösungs- und Transportmittel.

So spielt auch im Bauwesen bei einem Großteil der Verfahrensabläufe Wasser eine entscheidende Rolle und macht damit die Messung der Wasserkonzentration bzw. des Feuchtegehalts erforderlich. Im Folgenden sollen einige konkrete Einsatzgebiete für Feuchtemessverfahren im Bauwesen erläutert werden.

Ein wichtiges Einsatzgebiet ist die Bautrocknung. Häufig stellt sich beispielsweise die Frage, wann ein neuer Estrich betreten werden kann. Die genaue Kenntnis dessen hilft Zeit und damit gerade auf Großbaustellen viel Geld einzusparen. Bei feucht gewordenen Bauteilen durch Wassereintrich ist es wichtig, den optimalen Ort für die Bohrlöcher zu finden, in die getrocknete Luft eingeblasen wird.

Eine häufige Folge von feuchten Wänden ist Schimmelbildung. Um diesen gesundheitsgefährdenden Zustand abzustellen, muss zunächst die Ursache der erhöhten Feuchtigkeit gefunden werden. Hier gibt es oft Streit zwischen Mietparteien, ob die Ursache nun in schlechter Lüftung oder Wassereintrich von außen zu suchen ist.

Vor Renovierungs- bzw. Sanierungsarbeiten in Folge von feuchten Wänden muss eine Bestandsaufnahme klären, welche Maßnahmen geeignet sind. Dabei ist meist die Kenntnis der Feuchteverteilung vorteilhaft bzw. notwendig.

Leckstellen in Flachdächern und Fußbodenheizungen sowie Rohrbrüche können durch Feuchtemessung geortet werden. Dies erspart die langwierige Suche mit anderen Mitteln und kostenintensive Fehlversuche.

Im öffentlichen Straßenbau werden Feuchtemessstechniken bei der Inspektion von Brücken und Straßenbelägen sowie zur Detektion von Wassereintrichen

bei der Tunnelinspektion eingesetzt.

Feuchtemesstechnik wird auch bei der Strukturanalyse und Restaurierung von historischen Gebäuden verwendet.

Die Feuchtigkeit von Materialien (MUT) wird quantitativ über den masse- oder volumenbezogenen Feuchtegehalt angegeben. Der massebezogene Feuchtegehalt berechnet sich über

$$\begin{aligned} u_m &= \frac{m_{MUT,feucht} - m_{MUT,trocken}}{m_{MUT,trocken}} \cdot 100 \text{ Gew.} - \% \\ &= \frac{m_{Wasser}}{m_{MUT,trocken}} \cdot 100 \text{ Gew.} - \% \end{aligned} \quad (1.1)$$

und der volumenbezogene Feuchtegehalt daraus über

$$u_V = u_m \cdot \frac{\rho_{MUT}}{\rho_{Wasser}}. \quad (1.2)$$

Chemisch gebundenes Wasser (z. B. Kristallwasser) wird nicht zum Feuchtegehalt gezählt, sondern ausschließlich physikalisch gebundenes und freies Wasser.

1.2 Verfahren zur Messung der Feuchte von Baustoffen

In diesem Abschnitt werden die physikalischen Verfahren vorgestellt, die heute zur Messung der Feuchte von Baustoffen eingesetzt werden [1].

Diese lassen sich zunächst in zwei Gruppen einteilen:

Direkte Verfahren ermöglichen die quantitative Bestimmung des Feuchtegehalts ohne weitere Eichmessungen. Hier besteht ein direkter mathematischer Zusammenhang zwischen Messergebnis und Feuchtegehalt. Zu diesen Verfahren gehören die Darr-Methode sowie die Calciumcarbid-Methode (CM).

Bei indirekten Verfahren hingegen ist die Erstellung einer Kalibrierkurve unumgänglich, die den Zusammenhang zwischen dem evtl. vorverarbeiteten Messwert und dem Feuchtegehalt der Probe herstellt.

Darr-Methode Diese Methode bestimmt direkt den massebezogenen Feuchtegehalt u_m . Deshalb wird sie zur Kalibrierung aller anderen Methoden eingesetzt. Sie ist nicht zerstörungsfrei. Die feuchte Probe wird gewogen,

getrocknet und dann erneut gewogen. Aus dem Verhältnis der Gewichts-differenz zum Gewicht der trockenen Probe ergibt sich der Wassergehalt. Die Wägung der trockenen Probe muss im abgekühlten Zustand bei 0 % Luftfeuchte (Exsikkator) erfolgen. Durch den Trockenvorgang muss das gesamte physikalisch gebundene sowie das freie Wasser freigesetzt werden. Dazu wird meist eine Trocknungstemperatur von 105 °C verwendet. Es ist darauf zu achten, dass eventuell vorhandenes chemisch gebundenes Wasser in der Probe verbleibt, da es nicht zum Wassergehalt gezählt wird. Gegebenenfalls muss die Trocknungstemperatur herabgesetzt werden. Der Trocknungsprozess ist abgeschlossen, wenn sich die Masse der Probe innerhalb 24 h weniger als 0,1 Gew.-% ändert (Massekonstanz). Die Trocknung bei erhöhter Temperatur kann u. U. durch Mikrowellen-, Infrarot-, Vakuum- oder Gefriertrocknung ersetzt werden.

Calciumcarbid-Methode (CM) Diese nicht zerstörungsfreie, direkte Messmethode beruht auf der Reaktion von Calciumcarbid mit dem zu bestimmenden Wasser aus der Probe zu Calciumhydroxid und Acetylen. Gemessen wird der Gasdruck des entstehenden Acetylens, der proportional zum Wassergehalt der Probe ist.

Die Probe muss dafür relativ fein zermahlen werden, damit das Calciumcarbid mit dem enthaltenen Wasser reagieren kann. Diese Prozedur beeinflusst bereits den Wassergehalt. Des weiteren reagiert das Calciumcarbid bei calciumsulfathaltigen Proben teilweise mit Kristallwasser (chemisch gebunden), was den Messwert weiter verfälscht.

Folientest Bei dieser qualitativen Methode wird für mindestens 24 h großflächig eine Folie auf die Probe gelegt. Zeigt sich danach Tauwasser an der Unterseite der Folie ist die Probe als feucht zu bewerten.

Luftfeuchte-Ausgleichsverfahren Dieses Verfahren misst den Wassergehalt der Probe über die Luftfeuchte in einer die Probe enthaltenden Messkammer. Die Messkammer kann dabei auch durch einen Hohlraum bzw. ein Bohrloch in der Probe selbst dargestellt werden.

Ein ähnliches Verfahren stellt das Baustofffeuchte-Ausgleichsverfahren dar. Hier wird anstelle der Luftfeuchte die Feuchte eines anderen Baustoffs gemessen, der in Kontakt mit der Probe stand. Wegen der langen

Zeitdauer bis zur Einstellung des Gleichgewichts und der beschränkten Anwendung ist keine praktische Anwendbarkeit dieses Verfahrens zu erkennen. Beide Verfahren gehören zur Gruppe der hygrometrischen Verfahren.

Neutronenrückstreuverfahren Hier wird die Probe mit schnellen Neutronen beschossen. Diese geben relativ viel Energie beim Zusammenstoß mit einem Wasserstoffatomkern ab. Durch die Messung der Intensität langsamer Neutronen kann auf die Menge an Wasserstoffatomen und damit auf den Wassergehalt geschlossen werden. Daraus folgt jedoch auch, dass chemisch gebundenes Wasser hier nicht von physikalisch gebundenem oder freiem Wasser unterschieden werden kann.

Das größte Hindernis beim Einsatz dieses Verfahrens ist die Notwendigkeit einer radioaktiven Neutronenquelle. Diese unterliegt der Gefahrgutverordnung und erfordert geschulte Fachkräfte.

Thermographie Bei dem Infrarotemissions-Verfahren wird mit Hilfe einer Infrarot-Kamera ein Abbild der Oberflächentemperatur der Probe aufgenommen. Da die Oberflächentemperatur nicht allein vom Wassergehalt der Probe, sondern von vielen anderen Faktoren abhängt, ist dieses Verfahren nur bedingt zur qualitativen Feuchtemessung geeignet. Der Vorteil liegt in der schnellen Erfassung von großen Flächen.

Daneben gibt es das Infrarotreflexions-Verfahren. Dabei wird im Unterschied zum o.g. Verfahren zusätzlich Infrarotstrahlung auf die Probenoberfläche gerichtet. Diese wird so gewählt, dass sie von Wasser besonders stark absorbiert wird (Wellenlänge $\lambda = 3 \mu m$). Damit wird der Einfluss anderer Faktoren als die Feuchte auf das Ergebnis reduziert.

Widerstandsmessung Die Grundlage dieses Messverfahrens ist die Tatsache, dass Wasser eine dissozzierende Wirkung auf die in Baustoffen vorhandenen Salze hat. Dadurch wird die Leitfähigkeit des Stoffs mit steigendem Wassergehalt erhöht. Mit Hilfe zweier Elektroden kann die Leitfähigkeit gemessen werden. Dabei spielt der Übergangswiderstand von den Elektroden zum Baustoff eine große Rolle. Um möglichst konstante Messbedingungen zu erreichen, kann ein leitfähiges Gel zwischen Elektroden und Baustoff verwendet werden. Die Elektroden können entweder auf die

Oberfläche der Probe aufgedrückt oder in die Probe eingeführt werden. Letztere Methode ist nicht zerstörungsfrei.

Die Leitfähigkeit des Baustoffs bei einem bestimmten Feuchtegehalt hängt sehr stark von dem jeweiligen Baustoff bzw. dessen Salzgehalt ab. Für die Umrechnung der Leitfähigkeit in den Feuchtegehalt ist es deshalb notwendig, für jeden Baustoff eine eigene Kalibrierkurve zu verwenden. Durch einen erhöhten Salzgehalt des Baustoffs wird das Ergebnis stark verfälscht. Ebenso hat die Temperatur einen großen Einfluss auf die Leitfähigkeit und somit auf das Messergebnis. Deshalb muss zur genauen Feuchtemessung eine Temperaturkompensation eingesetzt werden.

Dielektrische Verfahren Diese Verfahren nutzen die sehr unterschiedliche relative Dielektrizitätskonstante (DK) von Wasser ($\epsilon'_r \approx 80$) und trockenen Baustoffen ($\epsilon'_r = 3$ bis 7). Feuchte Baustoffe besitzen eine relative Dielektrizitätszahl, die abhängig vom Feuchtegehalt zwischen diesen beiden Werten liegt.

Die Dielektrizitätszahl kann nicht direkt bestimmt werden, sondern muss aus anderen gemessenen Größen (z. B. Reflexions- und Transmissionsfaktoren) errechnet werden. Gängige hochfrequente Messverfahren sind Anordnungen mit Antennen, Resonatoren und Mikrowellenleitungen. Eine wichtige Störgröße bei diesem Messverfahren ist wiederum der Salzgehalt der Baustoffe. Vor allem bei Messfrequenzen unterhalb von 100 MHz ist eine Aussage über den Feuchtegehalt ohne Kenntnis des Salzgehalts nicht möglich. Oberhalb von 1 GHz wird der Realteil der DK zunehmend unabhängig vom Salzgehalt. Der volumenbezogene Feuchtegehalt steht dagegen bei den meisten mineralischen Baustoffen in einem definierten Zusammenhang mit dem Realteil der DK. Soll allerdings der massebezogene Feuchtegehalt angegeben werden, ist die Kenntnis der Rohdichte des Baustoffs notwendig.

Ein spezielles dielektrisches Verfahren stellt das Impuls-Radar-Verfahren dar. Das hochfrequente Anregungssignal ist hier impulsförmig und die Auswertung findet im Zeitbereich statt. Es ist besonders gut geeignet für mehrschichtige Bauteile, da an jeder Grenzschicht ein reflektierter Puls zum Empfänger zurückläuft.

Als zerstörungsfreies und salzunabhängiges Messverfahren wird das hochfrequente dielektrische Verfahren als erfolgversprechend eingeschätzt.

Kernspinresonanz/NMR-Verfahren Bei dieser Methode wird die Probe in ein konstantes Magnetfeld gebracht und einem elektromagnetischen Impuls ausgesetzt. Bei geeigneter Wahl der Frequenz des Impulses absorbieren die Wasserstoffatome in der Probe Energie, die danach wieder abgegeben wird. Ist das enthaltene Wasser nahezu der einzige Wasserstoffträger, so ist die abgestrahlte Energie proportional zum Wassergehalt der Probe. Darin enthalten ist jedoch auch das chemisch gebundene Wasser, das nicht zum Feuchtegehalt gezählt wird.

Der apparative und finanzielle Aufwand dieser Methode ist sehr hoch, so dass sie eher im Labor als in der praktischen Baufeuchtemessung zum Einsatz kommt.

Ultraschall Ziel ist es hier, den Feuchtegehalt durch Messung der Laufzeit eines Ultraschall-Signals durch eine Baustoffprobe zu bestimmen. Die Laufzeit hängt jedoch außer vom Feuchtegehalt noch von vielen anderen Parametern, wie Baustoffart, Mauerwerksgefüge, Salze, Ein- und Auskopplung des Signals ab. Deshalb ist die Messung der Feuchte mit dieser Methode ohne genaue Kenntnis der genannten Parameter bzw. genau passender Kalibrierkurven nicht möglich.

Sondenmethode Bei dieser Methode wird durch Einstechen einer Lambda-Sonde (nicht zu verwechseln mit Lambda-Sonden für Kraftfahrzeuge) in das Baumaterial dessen Wärmeleitfähigkeit bestimmt. Bei bekannter Abhängigkeit der Wärmeleitfähigkeit von der Feuchte kann letztere so bestimmt werden. Diese Abhängigkeit ist für viele Baustoffe bekannt. Die Wärmeleitfähigkeit wird durch Salze nur wenig verändert.

Gammastrahlungs-Verfahren Hier wird die Dichte des zu untersuchenden Materials anhand der Transmission mit Gamma-Strahlung bestimmt. Bei bekannter Trockenrohddichte kann daraus der Feuchtegehalt berechnet werden. Der Transmissionsfaktor wird zum großen Teil durch den trockenen Baustoff und zum kleineren Teil durch die Feuchtigkeit bestimmt. Deshalb ist es wichtig, den Transmissionsfaktor des trockenen Baustoffs bzw. die Trockenrohddichte sehr genau zu kennen, um den Fehler im Feuchtegehalt klein zu halten.

Der apparative Aufwand und die Kosten dieses Verfahrens sind sehr hoch.

Des Weiteren ist eine Genehmigung nach der Strahlenschutzverordnung erforderlich. Deshalb ist dieses Verfahren für die Messung an Baustoffen im Allgemeinen kaum geeignet.

Röntgenstrahlungs-Verfahren Dieses Verfahren ist im Prinzip mit dem Gammastrahlungs-Verfahren identisch. Der Unterschied liegt allein darin, dass die Strahlung mit einer Röntgenröhre erzeugt wird. Dadurch ist es möglich, die Strahlung zwischen den einzelnen Messungen abzuschalten.

1.3 Anforderungen und Auswahl der Technologie

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Konzept für ein tragbares Feuchtemesssystem entwickelt werden, das einer Reihe von Anforderungen genügen muss. Zunächst soll es eine zerstörungsfreie, quantitative Messung erlauben. Das Messverfahren darf also keine Probenentnahme erfordern und auch keine größeren Anforderungen an die Geometrie des Messobjekts stellen. Weiterhin soll das Messgerät eine einfache Handhabbarkeit ermöglichen und die Messergebnisse direkt anzeigen. Nach Möglichkeit soll der Benutzer keine Angaben über das Messobjekt machen müssen. Außerdem muss ein einseitiger Zugang zum Messobjekt (z. B. Wand, Fußboden) ausreichend sein. Das Messverfahren soll die Möglichkeit bieten, den Feuchtegehalt nicht nur an der Oberfläche zu bestimmen, sondern auch eine Aussage über tiefere Schichten zulassen. Der bei manchen Messverfahren vorhandene Einfluss des Salzgehalts auf den Feuchtegehalt soll möglichst gering sein und der Kaufpreis für ein derartiges Gerät soll weniger als 1000 Euro betragen.

Unter diesen Voraussetzung bleibt aus den oben beschriebenen physikalischen Verfahren lediglich das hochfrequente dielektrische Verfahren übrig. Dieses soll im Folgenden untersucht werden. Dazu werden im nächsten Kapitel die Grundlagen der Dielektrizitätszahl oder auch Dielektrizitätskonstanten (DK) betrachtet.

1.4 Systemkonzept

In diesem Abschnitt soll ein Überblick darüber gegeben werden, welche Hardware- und Software-Komponenten für das in dieser Arbeit betrachtete Feuch-

temesssystem auf Basis eines monostatischen Ultrabreitband-Radars benötigt werden und in welchen Kapiteln die entsprechenden Systemkomponenten behandelt werden.

Das Feuchtemesssystem soll den Feuchtegehalt von Baustoffen anhand der Veränderung der DK bestimmen. Folglich wird zunächst ein Sensorelement benötigt, welches sensitiv auf die DK reagieren kann. Kapitel 3 beschäftigt sich mit zwei verschiedenen Varianten dieser Sensoren:

Die betrachtete Ultrabreitband-Antenne soll später in dem Feuchtemesssystem eingesetzt werden, die Koplanarleitung dient der messtechnischen Verifikation der Ergebnisse.

Kapitel 4 befasst sich mit dem Zusammenhang zwischen Feuchtegehalt und der DK verschiedener Baustoffe. Dazu werden mit den o. g. Sensoren Messungen durchgeführt. Dabei werden die Sensoren zusammen mit einem Netzwerkanalysator (NWA) eingesetzt, der zunächst das Ultrabreitband(UWB)-Radarsystem ersetzt.

Für die spätere Umrechnung einer gemessenen DK in einen Feuchtegehalt ist es vorteilhaft, ein analytisches Modell einzusetzen, welches den genannten Zusammenhang beschreibt. In Kapitel 5 werden vorhandene Modelle beschrieben sowie ein Vergleich mit den vorangegangenen Messungen durchgeführt.

Bei den DK-Messungen anhand von speziell präparierten Proben in Kapitel 4 ist das Probenmaterial näherungsweise homogen und die Probendicke bekannt. Bei Baumaterialien in der Praxis ist die Dicke in der Regel unbekannt und das Material nicht notwendigerweise homogen. In Kapitel 6 werden dementsprechend Algorithmen vorgestellt, die in der Lage sind, bei verschiedenen Szenarien ein DK-Tiefenprofil zu berechnen.

Die letzte noch fehlende Komponente des Feuchtemesssystems stellt das Ultrabreitband-Radarsystem an sich dar. Dieses ersetzt den für die bisherigen Messungen verwendeten NWA und wird in Kapitel 7 beschrieben. Die Zusammenfassung und der Ausblick folgen in Kapitel 8.

Anhang A setzt sich mit der untrennbar mit UWB-Sensorik verbundenen europäischen Frequenzregulierung auseinander. Es wird sowohl der Prozess beschrieben als auch die für das betrachtete System relevanten Ergebnisse.

2 Grundlagen

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Grundlagen von Dielektrika, die für das Verständnis der dielektrischen Feuchtemessung notwendig sind. Des Weiteren werden Materialien vorgestellt, die zur Kalibrierung oder Verifizierung von Sensoren verwendet werden können.

2.1 Die Dielektrizitätskonstante (DK)

2.1.1 Verlustlose Dielektrika

Ein Plattenkondensator mit der Fläche A , dem Plattenabstand d und Vakuum zwischen den Kondensatorplatten hat unter Vernachlässigung von Streufeldern die Kapazität

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{A}{d}. \quad (2.1)$$

Auf den Platten befindet sich betragsmäßig die Ladung

$$Q = C_0 U. \quad (2.2)$$

Die Flächenladungsdichte beträgt

$$\sigma = \frac{Q}{A}. \quad (2.3)$$

Die elektrische Feldstärke zwischen den Kondensatorplatten beträgt

$$E = \frac{U}{d} \quad (2.4)$$

(vgl. Abbildung 2.1) und die dielektrische Verschiebung oder elektrische Flussdichte

$$D = \sigma = \frac{Q}{A} = \epsilon_0 E. \quad (2.5)$$

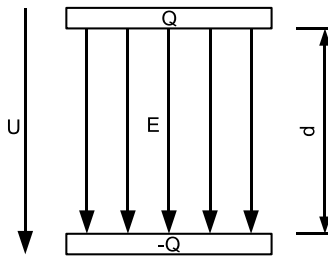


Abbildung 2.1: Kondensator

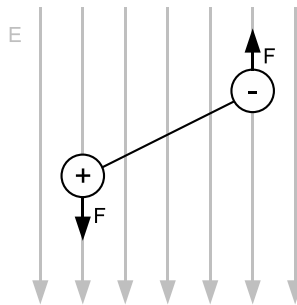


Abbildung 2.2: Dipol im elektrischen Feld

Befindet sich nun statt Vakuum ein Dielektrikum zwischen den Kondensatorplatten, so erfahren die statistisch verteilten Dipole im Dielektrikum durch das durch die Ladung auf den Kondensatorplatten verursachte elektrische Feld \vec{E}_0 eine Kraft (vgl. Abbildung 2.2) [2] [3]. Durch diese Kraft werden die Dipole gleich ausgerichtet wodurch wiederum ein dem ursprünglichen elektrischen Feld entgegengesetztes Feld \vec{E}_g entsteht (vgl. Abbildung 2.3). Es resultiert das geschwächte Feld $\vec{E}_{res} = \vec{E}_0 + \vec{E}_g$.

Im Allgemeinen kann man von einem linearen Zusammenhang zwischen dem resultierenden Feld \vec{E}_{res} und dem Gegenfeld \vec{E}_g ausgehen. Dann kann die Abhängigkeit wie folgt formuliert werden:

$$\vec{E}_g = -\chi' \vec{E}_{res} \tag{2.6}$$

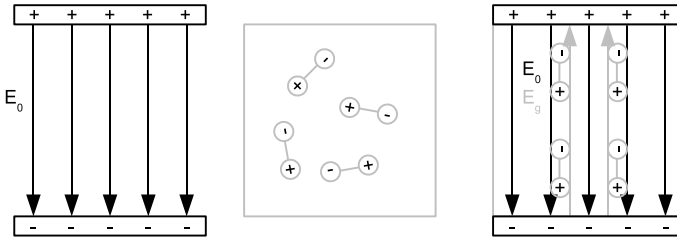


Abbildung 2.3: Kondensator ohne Dielektrikum - Dielektrikum ohne angelegtes Feld - Kondensator mit Dielektrikum

Das negative Vorzeichen resultiert dabei aus den entgegengesetzten Richtungen der Felder. Die Proportionalitätskonstante χ' wird in diesem Kontext als Realteil der elektrischen Suszeptibilität bezeichnet. Ihre Größe hängt von der Polarisierbarkeit des Dielektrikums ab. Die resultierende dielektrische Verschiebung \vec{D} ist dann

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}_0 - \epsilon_0 \vec{E}_g, \quad (2.7)$$

wobei

$$\vec{P} = -\epsilon_0 \vec{E}_g = \epsilon_0 \chi' \vec{E}_{res} \quad (2.8)$$

Polarisationsvektor genannt wird. Die dielektrische Verschiebung setzt sich also durch eine lineare Überlagerung der dielektrischen Verschiebung ohne Dielektrikum und der Polarisation zusammen. Ohne Dielektrikum gilt

$$\vec{E}_0 = \vec{E}_{res} := \vec{E} \quad (2.9)$$

und mit Dielektrikum

$$\vec{E}_g = -\chi' \vec{E}_{res} := -\chi' \vec{E}. \quad (2.10)$$

Damit ergibt sich

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \epsilon_0 \vec{E} + \epsilon_0 \chi' \vec{E} \\ &= \epsilon_0 (1 + \chi') \vec{E} \\ &= \epsilon_0 \epsilon_r' \vec{E} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man den Realteil der Dielektrizitätskonstanten

$$\epsilon'_r = 1 + \chi' . \quad (2.12)$$

2.1.2 Verlustbehaftete Dielektrika

Im vorigen Abschnitt wurden verlustlose Dielektrika betrachtet. Alle realen Dielektrika sind jedoch mehr oder weniger verlustbehaftet. Bei verlustlosen Dielektrika hat sich gezeigt, dass eine reelle DK für die Beschreibung ausreichend ist. Man kann nun für den verlustbehafteten Fall zunächst einmal annehmen, die DK sei komplex und habe die Form

$$\underline{\epsilon}_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r . \quad (2.13)$$

Betrachtet man dann eine ebene elektromagnetische Welle

$$\underline{E}(z) = \underline{E}(0)e^{-\underline{\gamma}z} , \quad (2.14)$$

die sich mit der Ausbreitungskonstanten

$$\underline{\gamma} = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon'_r - j\epsilon''_r} \quad (2.15)$$

in positiver z-Richtung fortbewegt, so sieht man, dass die Welle im Fall einer rein reellen DK keine Dämpfung erfährt. Die Ausbreitungskonstante ist dann rein imaginär. Im verlustbehafteten Fall muss die DK also auch einen Imaginärteil besitzen. Dementsprechend wird der negative Imaginärteil der DK ϵ''_r auch Verlustfaktor genannt. Eine andere Darstellungsform der Verluste eines Dielektrikums findet sich durch die Definition des Winkels zwischen Real- und negativem Imaginärteil der DK, des sogenannten Verlustwinkels oder Verlusttangens

$$\tan \delta_\epsilon = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} . \quad (2.16)$$

Die Verluste können nun von verschiedenen Ursachen herrühren. Es gibt dielektrische Verluste $\epsilon''_{r,d}$ und ohmsche Verluste durch Leitfähigkeit κ . Der Gesamtverlustfaktor, der dem negativen Imaginärteil der DK entspricht, ergibt sich dann zu

$$\epsilon''_r = \epsilon''_{r,d} + \frac{\kappa}{\omega\epsilon_0} . \quad (2.17)$$

2.1.3 Polarisationsmechanismen

Ionenpolarisation

Es gibt verschiedene Mechanismen, die bei unterschiedlichen Materialien alleine oder in Kombination zu Polarisation führen können [4]. Betrachtet man einen Kristall, der aus einem Gitter aus Anionen (-) und Kationen (+) besteht und legt ein äußeres elektrisches Feld an, so wirkt auf die Kationen eine Kraft in Feldrichtung und auf die Anionen eine Kraft entgegen der Feldrichtung. Anionen und Kationen werden dadurch in entgegengesetzter Richtung delokalisiert. Dadurch ist die anfangs vorhandene Ladungsneutralität nach außen nicht mehr gegeben und dementsprechend das Material polarisiert.

Orientierungspolarisation

Bei der Ionenpolarisation sind ohne äußeres elektrisches Feld keine Dipole vorhanden. Orientierungspolarisation hingegen tritt bei Materialien auf, bei denen bereits Dipole vorhanden sind. Das bekannteste Beispiel hierfür ist Wasser. Bei Wassermolekülen fällt der negative Ladungsschwerpunkt nicht mit dem positiven Ladungsschwerpunkt zusammen. Ist kein äußeres elektrisches Feld vorhanden, so ist Wasser nur deshalb nicht polarisiert, weil durch thermische Bewegung die Orientierung der einzelnen Wassermoleküle statistisch gleich verteilt ist. Bei angelegtem elektrischen Feld hingegen richten sich alle Wassermoleküle entsprechend der Feldrichtung aus, wodurch das Medium polarisiert wird.

Elektronenpolarisation

Elektronenpolarisation tritt bei allen Materialien auf, wenn ein äußeres elektrisches Feld angelegt wird. Ohne elektrisches Feld sind die Atome des Materials nach außen hin neutral, d.h. der Mittelpunkt der kumulierten negativen Ladungen (Elektronen) fällt mit dem betragsmäßig ladungsgleichen positiven Atomkern zusammen. Mit elektrischem Feld wird - ähnlich der Ionenpolarisation - der positiv geladene Atomkern in Feldrichtung und die negativ geladene Elektronenhülle entgegen der Feldrichtung verschoben. Das Material ist polarisiert.

2.1.4 Dispersion

Debye

Betrachtet man die Atome eines Dielektrikums als leitfähige Kugeln, ist die molare Polarisation gleich dem Volumen der Moleküle eines Mols. Debye fand heraus, dass dieses Gesetz für eine Reihe von Verbindungen gilt, für andere jedoch die Polarisation wesentlich höher ausfällt [5]. Weiterhin ist für die zweite Gruppe von Verbindungen die Polarisation stark temperaturabhängig. Diese Effekte kann Debye nur damit erklären, dass die zweite Gruppe polare Moleküle enthält. Diese führen wegen der möglichen Orientierungspolarisation zu insgesamt stärkerer Polarisation. Mit zunehmender Temperatur nimmt die Polarisation wegen der zunehmenden thermischen Molekülbewegungen, die der Polarisation entgegen wirken, ab.

Durch die Orientierungspolarisation zeigen Stoffe mit polaren Molekülen auch eine starke Frequenzabhängigkeit der DK, sind also dispersiv. Die Dispersion hat Debye mit der folgenden Formel beschrieben.

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_{r,\infty} + \frac{\epsilon_{r,s} - \epsilon_{r,\infty}}{1 + j\omega\tau} \quad (2.18)$$

Sie gilt für verdünnte Lösungen und Gase bei denen der Einfluss angrenzender Moleküle gering ist. Dabei ist ω die Kreisfrequenz des angelegten elektrischen Feldes, $\epsilon_{r,\infty}$ die DK bei sehr großen Frequenzen und $\epsilon_{r,s}$ die DK für $\omega = 0$. Durch Reibung an Nachbarmolekülen erfahren die polaren Moleküle bei ihren Ausrichtungsbewegungen eine Kraft. Bei genügend großer Frequenz können die Moleküle einem von außen angelegten Wechselfeld nicht mehr folgen. Die DK hat ihr Minimum $\epsilon_{r,\infty}$ erreicht. Um die Frequenz $\omega = \frac{1}{\tau}$ befindet sich der Übergangsbereich von maximalem nach minimalem ϵ_r' . Die Zeit τ wird Relaxationszeit genannt. Für $\omega = \frac{1}{\tau}$ ist die Absorption einer elektromagnetischen Welle im Medium maximal und es gilt $\epsilon_r' = \frac{1}{2}(\epsilon_{r,s} + \epsilon_{r,\infty})$.

Cole-Cole

Nicht alle polaren Dielektrika folgen dem Modell von Debye. Das fanden Cole und Cole beim Vergleich von Messdaten aus der Literatur von u. a. Alkoholen mit dem Debye-Modell heraus [6]. Die untersuchten Messdaten zeigten einen breiteren dispersiven Frequenzbereich, was auf eine Relaxationszeitenverteilung

im Gegensatz zu einer diskreten Relaxationszeit wie bei Debye schließen lässt. Eine zufriedenstellende physikalische Erklärung kann nicht geliefert werden. Allerdings wird darauf hingewiesen, dass durch die Annahme eines elliptischen statt eines kugelförmigen Moleküls bei der Herleitung von Debye ebenfalls eine Verteilung der Relaxationszeiten resultiert.

Die Formel des Cole-Cole Dispersionsmodells unterscheidet sich vom Modell nach Debye dadurch, dass der Ausdruck $j\omega\tau$ einen Exponenten $1 - a$ erhält. Für $a = 0$ resultiert das Modell nach Debye.

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_{r,\infty} + \frac{\epsilon_{r,s} - \epsilon_{r,\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{1-a}} \quad (2.19)$$

Davidson-Cole

Davidson und Cole suchten ein Dispersionsmodell für die Messdaten von Glycerin [7]. Dabei zeigte sich, dass die Ortskurve des $\underline{\epsilon}_r$ für hohe Frequenzen Ähnlichkeit mit dem Debye-Modell und für niedrige Frequenzen mit dem Cole-Cole-Modell hat. Erweitert man das Debye-Modell um einen Exponenten $1 - b$ für den Ausdruck $1 + j\omega\tau$, so erhält man die gefundene Form der Ortskurve.

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_{r,\infty} + \frac{\epsilon_{r,s} - \epsilon_{r,\infty}}{[1 + j\omega\tau]^{1-b}} \quad (2.20)$$

Havriliak-Negami

Bei der Untersuchung der Dispersion von Polymeren zeigte sich, dass hier eine Überlagerung der o.g. Dispersionsmodelle vorliegt [8]. Havriliak und Negami stellten daraufhin folgende Gleichung auf, die eine hervorragende Übereinstimmung mit den Messdaten aufweist.

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_{r,\infty} + \frac{\epsilon_{r,s} - \epsilon_{r,\infty}}{[1 + (j\omega\tau)^{1-a}]^{1-b}} \quad (2.21)$$

2.2 Referenzmaterialien

Jedes Messsystem ist mit einer gewissen Messunsicherheit behaftet. Zur Bestimmung dieser Messunsicherheit und zur Kompensierung von systematischen Fehlern sind Materialien erforderlich, die sehr genau spezifiziert sind und damit

das zu erwartende Messergebnis bekannt ist. Diese Materialien werden dann als Referenz verwendet.

Bei der Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung (BAM) gibt es eine Reihe von Referenzmaterialien für die unterschiedlichsten Anwendungen. Es gibt jedoch keine Referenzmaterialien für die Messung der DK. Vielmehr wurde sogar auf dem Feuchtetag 2004 in Berlin, auf dem sich die weltweiten Spezialisten für die Messung der Feuchte größtenteils durch Messung der DK treffen, übereinstimmend vom Plenum festgestellt, dass weltweit zur Zeit keine DK-Referenzmaterialien zur Verfügung stehen. Aus diesem Grund wird hier für Referenzmessungen auf Materialien zurückgegriffen, für die es in der Literatur genaue Angaben der DK im betrachteten Frequenzbereich gibt oder bei denen die DK mit Hilfe anderer Messverfahren ausreichend genau bestimmt wurde.

2.2.1 Flüssigkeiten

Wasser

Kaatze [9] hat die DK von Wasser in Abhängigkeit von der Temperatur und der Frequenz bestimmt (vgl. Abbildungen 2.4a und 2.4b). Dabei wurden ein Temperaturbereich von 0 bis 50 °C und ein Frequenzbereich von 1,1 bis 57 GHz betrachtet. Als Messmethode kam ein Doppelstrahl-Interferometer zum Einsatz, bei dem das zu untersuchende Wasser im niedrigen Frequenzbereich in eine Koaxialleitung und im hohen Frequenzbereich in einen Rundhohlleiter eingebracht wurde. Im hier relevanten Frequenzbereich von 1,1 bis 10 GHz wird eine Messunsicherheit für ϵ'_r von 1 % und für ϵ''_r von 3 % angegeben. In [9] sind sowohl die Rohmessdaten bei verschiedenen Frequenz- und Temperaturpunkten, als auch die Parameter für die Debye-Funktion bei verschiedenen Temperaturen sowie empirisch bestimmte Funktionen zur Berechnung der temperaturabhängigen Debye-Parameter (siehe Gleichung 2.22) enthalten. Letztere werden im Folgenden verwendet.

$$\begin{aligned}\epsilon_{r,s} &= 10^{1,94404 - 1,991^{-3} \cdot (T[K] - 273,15)} \\ \epsilon_{r,\infty} &= 5,77 - 2,74^{-2} \cdot (T[K] - 273,15) \\ \tau[s] &= 3,745^{-15} \cdot \left(1 + 7^{-5} \cdot (T[K] - 300,65)^2\right) \cdot e^{\frac{2,2957^3}{T[K]}}\end{aligned}\tag{2.22}$$

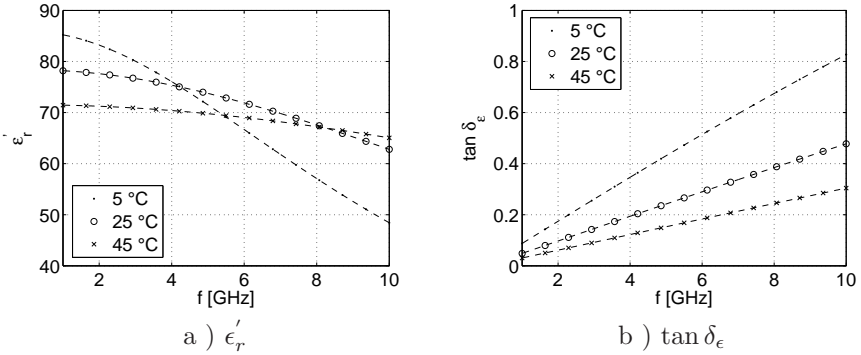


Abbildung 2.4: DK von Wasser in Abhängigkeit von Temperatur und Frequenz

Wässrige Natriumchloridlösung

Stogryn [10] hat auf Basis tabellarischer Messwerte aus der Literatur einen analytischen Ausdruck für die Debye-Parameter von wässriger Natriumchloridlösung in Abhängigkeit von der Temperatur und des Salzgehaltes konstruiert. Der Ausdruck (siehe Gleichung 2.23) ist gültig für einen Temperaturbereich von 0 bis 40 °C und einen Salzgehalt von 0 bis 3 N (vgl. Abbildungen 2.5a und 2.5b).

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{r,s,N0} &= 87,74 - 4,0008^{-1} \cdot T[^\circ C] \\
 &\quad + 9,398^{-4} \cdot T[^\circ C]^2 + 1,410^{-6} \cdot T[^\circ C]^3 \\
 a &= 1,000 - 0,2551 \cdot N + 5,151^{-2} \cdot N^2 - 6,889^{-3} \cdot N^3 \\
 \epsilon_{r,s} &= \epsilon_{s,N0} \cdot a \\
 \epsilon_{r,\infty} &= 4,9 \\
 \tau_{N0}[s] &= \frac{1}{2\pi} \cdot (1,1109^{-10} - 3,824^{-12} \cdot T[^\circ C] \\
 &\quad + 6,938^{-14} \cdot T^2 - 5,096^{-16} \cdot T[^\circ C]^3) \\
 b &= 0,1463^{-2} \cdot N \cdot T[^\circ C] + 1,000 \\
 &\quad - 0,04896N - 0,02967N^2 + 5,644 - 3 \cdot N^3
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

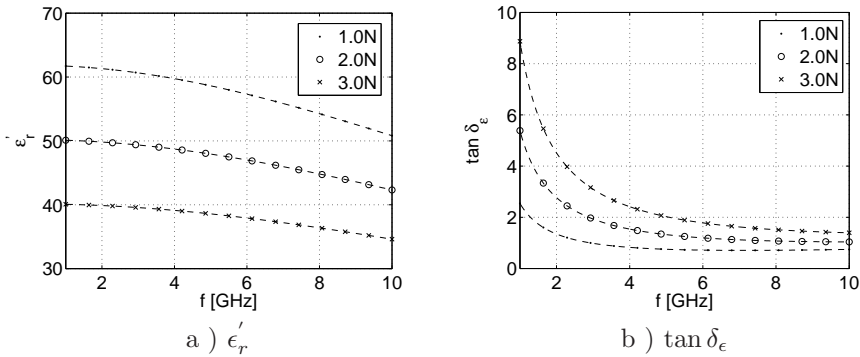


Abbildung 2.5: DK von wässriger Natriumchloridlösung bei 25°C in Abhängigkeit von der Konzentration

$$\begin{aligned} \tau[s] &= \tau_{N0}[s] \cdot b \\ \sigma_{T25} &= N \cdot (10,394 - 2,3776N + 0,68258N^2 \\ &\quad - 0,13538N^3 + 1,0086^{-2}N^4) \\ \sigma &= \sigma_{T25} \cdot (1,000 - 1,962^{-2} \cdot (25 - T[^\circ C]) \\ &\quad + 8,08^{-5} \cdot (25 - T[^\circ C])^2 - (25 - T[^\circ C]) \\ &\quad \cdot N \cdot (3,020^{-5} + 3,922^{-5} \cdot (25 - T[^\circ C]) \\ &\quad + N \cdot (1,721^{-5} - 6,584^{-6} \cdot (25 - T[^\circ C]))) \end{aligned}$$

Wässrige Isopropanollösung

Kaatze [11] hat die DK wässriger Isopropanollösungen verschiedener Konzentrationen im Frequenzbereich von $f = 1 \text{ MHz} - 40 \text{ GHz}$ bei einer Temperatur von $T = 25^\circ \text{C}$ gemessen. Im hier relevanten Frequenzbereich von 1-10 GHz kam dabei eine Messmethode wie oben bereits bei Wasser beschrieben zum Einsatz. Die Messgenauigkeit reicht von 1% für niedrige bis hin zu 4% für hohe Frequenzen.

Bei Wasser tritt genau ein Relaxationsprozess auf, daher kann dieser mit Gleichung 2.18 beschrieben werden. Bei Isopropanol ist dagegen eine Überlagerung von zwei Relaxationsprozessen zu erkennen. Kaatze wird dieser Erkenntnis

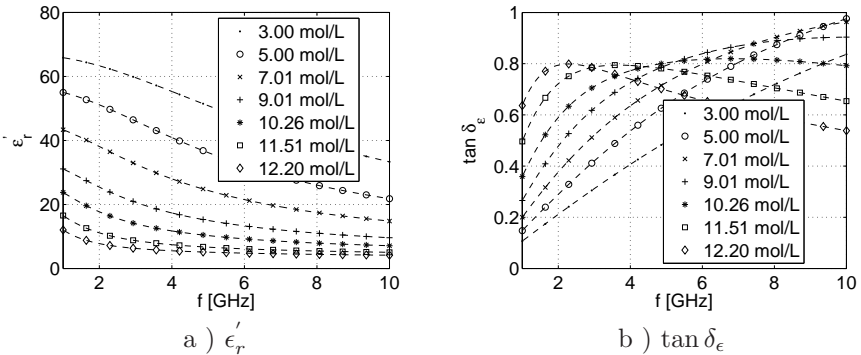


Abbildung 2.6: DK von wässriger Isopropanollösung bei 25 °C in Abhängigkeit von der Konzentration

mit folgender, für zwei Relaxationsprozesse angepasster Gleichung gerecht.

$$\epsilon_{r,Debye2} = \epsilon_\infty + \sum_{n=1}^2 \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + j\omega\tau_n} \quad (2.24)$$

Es ist jedoch auch möglich, statt dessen die Davidson-Cole-Funktion 2.20 zu verwenden, die von einer Verteilung von Relaxationszeiten ausgeht.

Um die beiden geringfügig differierenden Ansätze zusammen zu bringen, soll hier das arithmetische Mittel aus beiden verwendet werden.

$$\epsilon_r = \frac{1}{2} (\epsilon_{r,Debye2} + \epsilon_{r,Davidson-Cole}) \quad (2.25)$$

In den Abbildungen 2.6a und 2.6b sind der Realteil der DK bzw. der Verlustfaktor von wässriger Isopropanollösung in Abhängigkeit der Konzentration dargestellt.

2.2.2 Feststoffe

Für Feststoffe konnten im Frequenzbereich 1-10 GHz in der Literatur keine Angaben für geeignete, zur Verfügung stehende Materialien gefunden werden. Als geeignet werden hier allgemein erhältliche Kunststoffe bezeichnet, die eine geringe Wasseraufnahme besitzen und sich gut mechanisch bearbeiten lassen.

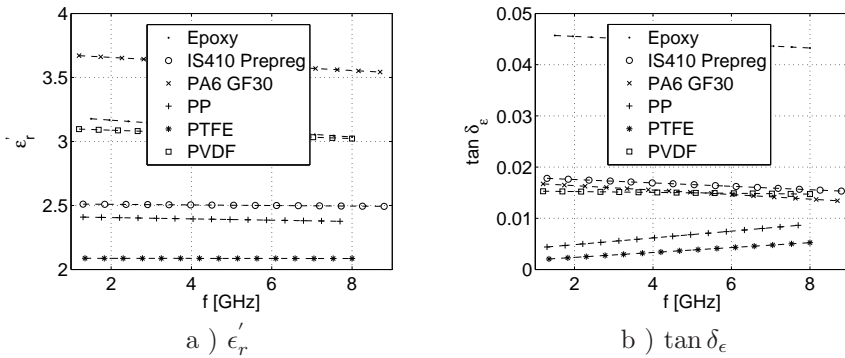


Abbildung 2.7: DK von Kunststoffen aus Resonatormessungen

Damit wird eine über der Zeit stabile DK ohne spezielle Lagerung gewährleistet und es können verschiedene Probengeometrien für unterschiedliche Messverfahren realisiert werden. Deshalb wurde von einigen Kunststoffen die DK mit Hilfe des Substrate Measurement System (SMS) von AC Microwave bestimmt. Bei dem Messsystem handelt es sich um einen Mikrostreifen-Resonator mit zwei kapazitiv angekoppelten, coaxialen Anschlüssen, der durch die Materialprobe belastet wird. Durch die Messung der Transmission werden die Resonanzfrequenzen und die jeweilige Bandbreite bestimmt. Aus den Resonanzfrequenzen kann jeweils bei diesen Frequenzen der Realteil der DK und aus der jeweiligen Bandbreite der Verlustwinkel bestimmt werden. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 2.7a und 2.7b zu sehen.

3 Sensoren zur breitbandigen DK-Messung

3.1 Übersicht

Die DK kann nicht direkt gemessen werden. Vielmehr wird sie über die durch die Anwesenheit der zu messenden Probe veränderten elektrischen Eigenschaften bestimmter Strukturen ermittelt. Solche Strukturen können z. B. Leitungen oder Antennen sein. Hier gibt es verschiedene Möglichkeiten, die sich in einer Reihe von Parametern unterscheiden [12].

Eine häufig eingesetzte Methode ist die Messung mit einer Koaxialleitung mit offenem Ende. Die Probe wird auf das offene Leitungsende aufgedrückt und verändert so den Reflexionsfaktor. Das Verfahren ist meist zerstörungsfrei, eignet sich jedoch hauptsächlich für Flüssigkeiten, Pasten und Pulver. Bei Feststoffen besteht die Gefahr von Luftspalten zwischen Sensor und Material, die zu erheblichen Verfälschungen des Messergebnisses führen können.

Eine andere Möglichkeit stellen Übertragungsleitungen dar. Dabei wird durch die Probe der Wellenwiderstand der Leitung verändert. Dadurch ändert sich auch der Transmissions- und Reflexionsfaktor. Durch die Messung mindestens einer dieser Faktoren kann auf die elektrischen Eigenschaften der Probe rückgeschlossen werden. Die Leitungen lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

Zur ersten Gruppe gehören Koaxialleitungen und Hohlleiter. Bei Verwendung dieser Leitungen müssen die Proben sehr genau eingepasst werden. Die Methode ist deshalb destruktiv. Luftspalte zwischen Probe und Leitung führen zu verfälschten Messergebnissen oder divergierenden Algorithmen. Bei Hohlleitern ist des Weiteren zu beachten, dass für die sehr breitbandige Messung oft eine Hohlleitergröße nicht ausreichend ist und daher mehrere unterschiedlich große Proben angefertigt werden müssen.

In die zweite Gruppe fallen Mikrostreifen- und Koplanarleitungen. Hier wird

die Probe auf die Leitung gelegt. Je nach Beschaffenheit der Probe kann eine weitere Bearbeitung entfallen. Da nicht alle Feldlinien die Probe durchdringen, ist das Messergebnis nicht die tatsächliche DK der Probe. Es ist eine weitere Berechnung notwendig, die die effektive DK $\epsilon_{r,eff}$ durch Betrachtung der geometrischen Verhältnisse in die tatsächliche DK ϵ_r überführt. Beim Vergleich zwischen Mikrostreifen- und Koplantarleitung ist festzustellen, dass letztere eine geringere Dispersion aufweist.

Für kleine Probenvolumina und geringe Verluste eignen sich Resonatoren. Die Messergebnisse sind i. A. sehr genau. Größere Proben oder höhere Verluste, wie sie bei Baumaterialien auftreten, führen jedoch meist zum Zusammenbruch der Resonanz, da durch die Verluste zu viel Energie entnommen wird.

Zuletzt gibt es noch die Möglichkeit der Freiraummessung. Dabei wird mittels einer oder zwei Antennen der Reflexionsfaktor alleine oder zusammen mit dem Transmissionsfaktor bestimmt. Die Probe muss dabei mindestens eine planare Oberfläche und eine für die verwendeten Antennen ausreichende Größe besitzen. Dies ist bei vielen Proben bei der Verwendung genügend kleiner Antennen gewährleistet. Das Verfahren ist dann zerstörungsfrei. Der Frequenzbereich ist durch die verwendeten Antennen vorgegeben.

Im Folgenden sollen zwei Sensoren näher betrachtet werden. Zum einen die Koplantarleitung, die eine sehr breitbandige Messung bei keiner oder geringer Probenvorbereitung verspricht; zum anderen die Freiraummessung ausschließlich des Reflexionsfaktors, die potenziell auch beim schlussendlichen Messsystem eingesetzt werden kann, da ein einseitiger Zugang zum Material ausreicht, Tiefeninformation gewonnen werden kann und durch die kontaktlose Messung Probleme wie Druckempfindlichkeit und Luftspalte nicht auftreten können.

3.2 Koplantarleitung

3.2.1 Grundlagen

Eine Koplantarleitung besteht aus einem Mittelleiter der Breite w , der im Abstand s beidseitig von zwei Masseflächen der Breite w_g umgeben ist (vgl. Abbildung 3.1). Die Dicke der Leiter beträgt t . Meist befindet sich die Leitung auf einem dielektrischen Substrat der Höhe h . In der Literatur werden die Bezeichnungen w und s auch vertauscht verwendet.

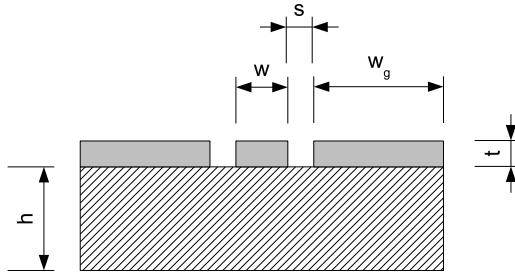


Abbildung 3.1: Aufbau und Abmessungen einer Koplanarleitung

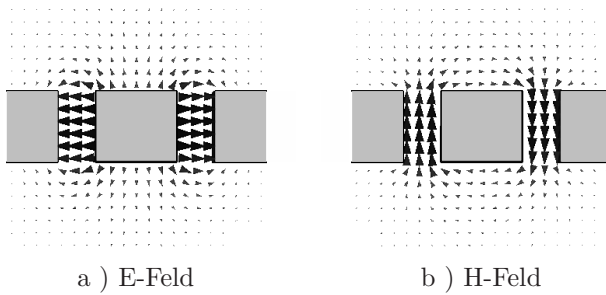


Abbildung 3.2: TEM-Mode auf einer Koplanarleitung ohne Dielektrikum

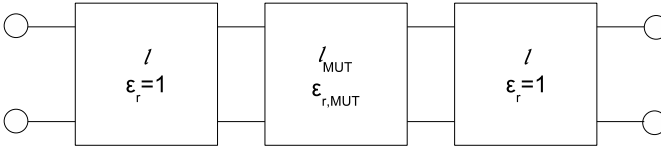


Abbildung 3.3: Zweiter einer Koplanarleitung zur Messung der DK bestehend aus drei Abschnitten der Längen l bzw. l_{MUT}

Ohne Dielektrikum kann sich auf einer Koplanarleitung eine transversal elektromagnetische (TEM)-Welle ausbreiten. Dabei sind nur Feldkomponenten orthogonal zur Ausbreitungsrichtung vorhanden. Kommt ein Dielektrikum hinzu, so entstehen auch Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung. Da diese Komponenten relativ klein sind, spricht man dann von einer Quasi-TEM-Welle. Die TEM-Mode ist in Abbildung 3.2a und 3.2b zu sehen.

3.2.2 Berechnung von $\epsilon_{r,eff}$ aus den S-Parametern

Für die Messung der DK wird eine Koplanarleitung teilweise mit dem zu untersuchenden Dielektrikum belastet. Die Leitung lässt sich damit, wie in Abbildung 3.3 veranschaulicht, als dreiteilige Kettenschaltung von Zweitoren betrachten. Der mittlere Teil stellt die dielektrisch belastete Leitung dar und die beiden äußeren Teile nicht belastete Leitungsstücke. Gemessen werden die S-Parameter der Kettenschaltung.

Die S-Parameter \underline{S}_{yx} geben an, welche Spannungswelle \underline{U}_{ry} am Port Y gemessen werden kann, wenn der Port X mit der Spannungswelle \underline{U}_{hx} gespeist wird (vgl. Abbildung 3.4). Der Index „h“ steht dabei für hinlaufend, also in das Tor hinein und „r“ für rücklaufend, also aus dem Tor heraus. Alle nicht verwendeten Tore werden mit dem Bezugswellenwiderstand Z_L abgeschlossen. Die vier S-Parameter eines Zweitores berechnen sich dann wie folgt.

$$\begin{aligned}
 \underline{S}_{11} &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{U_{h2}=0} \\
 \underline{S}_{12} &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h2}} \right|_{U_{h1}=0}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

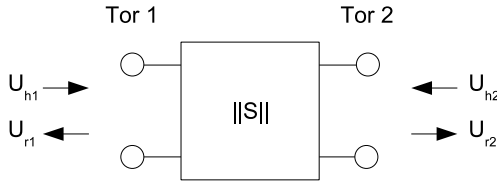


Abbildung 3.4: Zweitor mit Spannungswellen

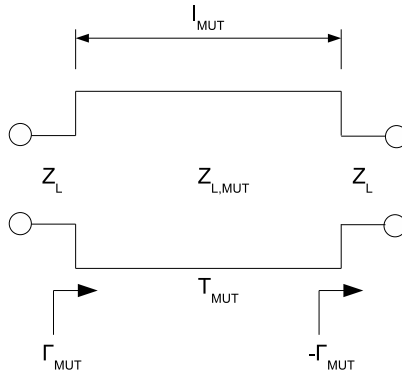


Abbildung 3.5: Reflexions- und Transmissionsfaktor einer dielektrisch belasteten Kopplanarleitung

$$\underline{S}_{21} = \left. \frac{\underline{U}_{r2}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=0}$$

$$\underline{S}_{22} = \left. \frac{\underline{U}_{r2}}{\underline{U}_{h2}} \right|_{\underline{U}_{h1}=0}$$

Die folgenden Berechnungen setzen die S-Parameter nur des mittleren Teils voraus. Dies kann durch entsprechende Kalibrierung bei Messungen mit dem Netzwerkanalysator oder allgemein durch Separation der Luftleitungsstücke erfolgen.

Das dielektrisch belastete mittlere Leitungsstück ist in Abbildung 3.5 nochmals dargestellt. Es hat die Länge l_{MUT} und besitzt zwei Sprungstellen des Wellenwiderstands. Dieser springt vom Referenzwellenwiderstand Z_L (üblicher-

weise 50Ω) auf den durch die dielektrische Belastung veränderten Wellenwiderstand $\underline{Z}_{L,MUT}$ und wieder zurück. Zwischen dem Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{MUT}$ und der effektiven DK $\underline{\epsilon}_{r,eff}$ besteht der folgende Zusammenhang.

$$\underline{\Gamma}_{MUT} = \frac{1 - \sqrt{\underline{\epsilon}_{r,eff}}}{1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r,eff}}} \quad (3.2)$$

Der Transmissionsfaktor dieses Leitungsstücks beträgt

$$\underline{T}_{MUT} = e^{-\underline{\gamma}l_{MUT}} \quad (3.3)$$

mit

$$\underline{\gamma} = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \underline{\epsilon}_{r,eff} \mu_0}. \quad (3.4)$$

Eine Möglichkeit ist die Berechnung der effektiven DK aus der Transmissionphase.

Berechnung aus der Transmissionphase

Eine elektromagnetische Welle breitet sich im Medium mit der Ausbreitungskonstanten $\underline{\gamma}$ aus.

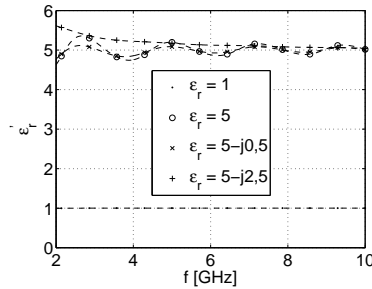
$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon'_r - j\epsilon''_r} \quad (3.5)$$

Daraus ergibt sich durch Gleichsetzen der Imaginärteile die Phasenkonstante β .

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{\epsilon'_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \right)^2} + 1 \right)} \quad (3.6)$$

Diese hängt von Real- und Imaginärteil der DK ab. Für verlustlose Medien bzw. als Näherung für kleine Verluste ergibt sich β_a .

$$\beta \approx \beta_a = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon'_r}}{\lambda_0} \quad (3.7)$$

Abbildung 3.6: ϵ'_r aus Transmissionsphase

Der Fehler durch diese Näherung bei verlustbehafteten Medien ist $\Delta\beta_a$.

$$\Delta\beta_a = \frac{\beta_a - \beta}{\beta} \cdot 100\% = \left(\sqrt{\frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r}\right)^2} + 1}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (3.8)$$

Der Fehler in β_a führt zu einem Fehler $\Delta\epsilon'_r$ in ϵ'_r .

$$\Delta\epsilon'_r \approx 2 \cdot \Delta\beta_a \quad (3.9)$$

Der Fehler in ϵ'_r beträgt maximal 1%, wenn der Fehler in β_a maximal 0,5% beträgt. Dafür muss $\tan \delta < 0,2$ gelten. Die effektive DK berechnet sich dann durch

$$\epsilon'_{r,eff} = \left(\frac{\phi c_0}{2\pi f l_{MUT}} \right)^2. \quad (3.10)$$

Abbildung 3.6 zeigt das Ergebnis der Berechnung der DK aus der Transmissionsphase für verschiedene Werte von ϵ_r . Für $\epsilon'_r > 1$ ergibt sich durch Mehrfachreflexion an den Sprungstellen des Wellenwiderstands ein Fehler. Dieser äußert sich in Form eines überlagerten Interferenzmusters. Durch eine Polynomannäherung oder durch eine Einschränkung des Zeitbereichs bei der Messung der S-Parameter kann dieser Fehler verkleinert werden.

Bei den Ausgangsdaten für die Berechnung handelt es sich um eine 3D-Simulation mit Microwave Studio (MWS). Das Modell ist in Abbildung 3.7 zu

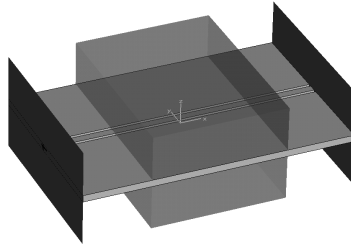


Abbildung 3.7: Modell der dielektrisch belasteten Koplantarleitung

sehen. Die Koplantarleitung ist im mittleren Teil vollständig von einem Dielektrikum umgeben. Die beiden Luftleitungen an den Enden sind notwendig, um durch die Wellenleiter-Ports die gewünschte TEM-Mode anzuregen. Die Luftleitungen wurden danach durch einen Separations-Prozess (Deembedding) mit dem Agilent Advanced Design System (ADS) entfernt.

Berechnung nach dem Nicolson-Ross-Weir-Verfahren

Ein häufig verwendetes Verfahren zur Berechnung der DK aus den S-Parametern ist das Nicolson-Ross-Weir-Verfahren. Dabei werden aus den gemessenen S-Parametern der dielektrisch belasteten Leitung zunächst der Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ der Sprungstelle Luft-Dielektrikum sowie der Transmissionsfaktor \underline{T} des dielektrisch belasteten Leitungsstücks bestimmt. Dazu wird der folgende Ansatz verwendet [13] [14] [15].

$$\underline{S}_{21} + \underline{S}_{11} = \frac{\underline{T} + \underline{\Gamma}}{1 + \underline{\Gamma}\underline{T}} \quad (3.11)$$

$$\underline{S}_{21} - \underline{S}_{11} = \frac{\underline{T} - \underline{\Gamma}}{1 - \underline{\Gamma}\underline{T}} \quad (3.12)$$

Gleichgesetzt ergibt sich die folgende quadratische Gleichung für $\underline{\Gamma}$.

$$\underline{\Gamma}^2 + \underline{\Gamma} \left(\frac{\underline{S}_{21}^2 - \underline{S}_{11}^2 - 1}{\underline{S}_{11}} \right) + 1 = 0 \quad (3.13)$$

Mathematisch ergeben sich zwei Lösungen, von denen physikalisch nur diejenige mit $|\underline{\Gamma}| \leq 1$ in Frage kommt. Mit Hilfe von Gleichung 3.11 oder 3.12 kann nun auch \underline{T} berechnet werden.

Anschließend kann die DK wahlweise aus dem Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ oder aus dem Transmissionsfaktor \underline{T} bestimmt werden. Für sehr kleine Reflexionsfaktoren bei kleinen DKs bietet sich die Bestimmung aus dem Transmissionsfaktor an und umgekehrt. Die Bestimmung aus dem Reflexionsfaktor erfolgt mittels folgender Gleichung:

$$\epsilon_r = \left(\frac{1 - \underline{\Gamma}}{1 + \underline{\Gamma}} \right)^2 \quad (3.14)$$

Für die Berechnung aus dem Transmissionsfaktor wird die Beziehung

$$\underline{T} = e^{-j \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r} l} \quad (3.15)$$

verwendet. Aufgelöst nach ϵ_r ergibt sich

$$\epsilon_r = - \left[\ln(\underline{T}) \frac{c_0}{2\pi f l} \right]^2 \quad (3.16)$$

Dabei muss beachtet werden, dass der Imaginärteil von $\ln(\underline{T})$ mathematisch nicht eindeutig definiert ist. Hier müssen wieder die physikalischen Randbedingungen berücksichtigt werden, um die richtige Lösung zu finden [15] [16].

Die Implementierung des Nicolson-Ross-Weir-Verfahrens wurde mit idealen Daten erfolgreich getestet. In den folgenden Abbildungen sind die Ergebnisse des Verfahrens zu sehen, die mit den vorher bereits verwendeten Simulationsdaten aus Microwave Studio erzielt wurden.

Abbildung 3.8a zeigt den resultierenden Realteil der DK bei der Berechnung aus dem Reflexionsfaktor. Zufriedenstellende Ergebnisse zeigen sich für sehr kleine DKs oder DKs mit großen Verlusten. In diesen Fällen ist der Anteil von Mehrfachreflexionen am Reflexionsfaktor gering. Bei größeren DKs in Kombination mit geringen Verlusten ergibt sich ein großer Fehler für Wellenlängen, die einem Vielfachen der doppelten Materiallänge entsprechen.

Der zugehörige negative Imaginärteil der DK findet sich in Abbildung 3.8b. Hier gilt ähnliches wie für den Realteil. Allerdings ergeben sich auch für sehr große Verluste keine verwertbaren Ergebnisse.

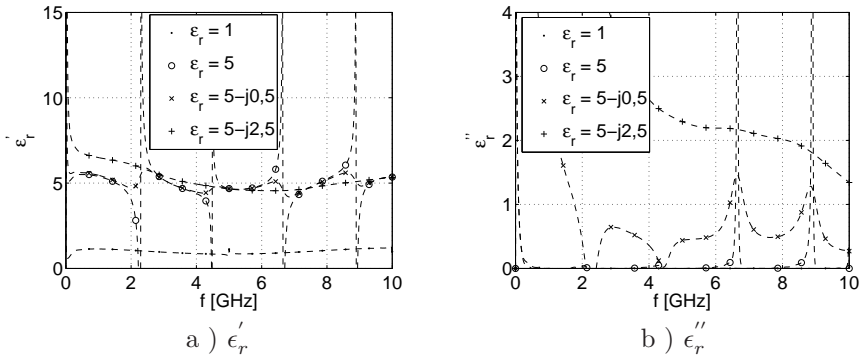


Abbildung 3.8: DK nach Nicolson-Ross-Weir aus dem Reflexionsfaktor

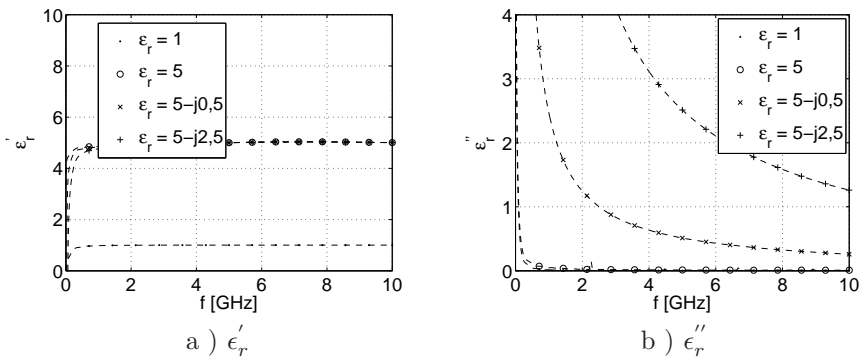


Abbildung 3.9: DK nach Nicolson-Ross-Weir aus dem Transmissionsfaktor

In Abbildung 3.9a ist der Realteil der DK aus der Berechnung mittels Transmissionsfaktor zu sehen. Das Ergebnis zeigt ab einer Frequenz von ca. 1 GHz eine sehr gute Übereinstimmung mit dem Ausgangswert der DK aus der Simulation. Für sehr niedrige Frequenzen ist die notwendige TEM-Welle noch nicht ausbreitungsfähig.

Für verlustlose Materialien stimmt das Ergebnis des Imaginärteils der DK gut mit dem Ausgangswert überein (vgl. Abbildung 3.9b). Bei den hier betrachteten Verlust behafteten Materialien mit Frequenz unabhängigem Imaginärteil weist das Ergebnis jedoch einen sehr starken Frequenzgang auf.

3.2.3 Berechnung von ϵ_r aus $\epsilon_{r,eff}$

Wird zur Messung der DK aus den S-Parametern einer dielektrisch belasteten Leitung eine Koaxialleitung eingesetzt, so befindet sich im Normalfall die gesamte elektromagnetische Welle auf diesem Leitungsstück im zu untersuchenden Dielektrikum. Bei der Rückrechnung der DK aus den S-Parametern resultiert damit die tatsächliche DK des Materials ϵ_r .

In dem hier betrachteten Fall wird eine Koplanarleitung verwendet, die nur einseitig mit dem zu untersuchenden Material belastet wird. Somit befindet sich ein Teil der elektromagnetischen Welle in diesem Leitungsstück im zu untersuchenden Material und ein anderer Teil im Dielektrikum der Leitung, hier Luft. Damit ist das Ergebnis der Rückrechnung der DK aus den S-Parametern eine effektive DK $\epsilon_{r,eff}$, deren Wert zwischen der DK von Luft und der zu bestimmenden DK liegt. Für die Umrechnung der gemessenen effektiven DK $\epsilon_{r,eff}$ in die reale DK des Materials ϵ_r werden im Folgenden zwei Verfahren vorgestellt.

Berechnungsmethode nach Gupta

Gupta [17] zeigt die Berechnung von ϵ'_r aus $\epsilon'_{r,eff}$ einer Koplanarleitung durch konforme Abbildung für den quasistatischen Fall mit unendlich dünner Metalisierung, unendlich dickem Dielektrikum und unendlich ausgedehnten Masseflächen.

$$\epsilon'_r = 2\epsilon'_{r,eff} - 1 \quad (3.17)$$

Durch eine weitere konforme Abbildung kann die endliche Dicke des Dielektrikums berücksichtigt werden. Damit ergibt sich die DK zu:

$$\epsilon'_r = 1 + 2(\epsilon'_{r,eff} - 1) \frac{K'(k_2)}{K(k_2)} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (3.18)$$

mit

$$k_1 = \frac{w}{w + 2s} \quad (3.19)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi\left(\frac{w}{2} + s\right)}{2h}\right)} \quad (3.20)$$

Wiederum durch eine konforme Abbildung kann die endliche Ausdehnung der Masseflächen in Betracht gezogen werden.

$$\epsilon'_r = 1 + 2(\epsilon'_{r,eff} - 1) \frac{K'(k_4)}{K(k_4)} \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \quad (3.21)$$

mit

$$k_3 = \frac{w}{w + 2s} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{w+2s}{2w_g+2s+w}\right)^2}{1 - \left(\frac{w}{2w_g+2s+w}\right)^2}} \quad (3.22)$$

$$k_4 = \frac{\sinh\frac{\pi w}{4h}}{\sinh\frac{\pi(w+2s)}{4h}} \sqrt{\frac{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi(w+2s)}{4h}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi(2w_g+2s+w)}{4h}\right)}}{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi w}{4h}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi(2w_g+2s+w)}{4h}\right)}}} \quad (3.23)$$

Bisher unberücksichtigt blieb die Dicke der Metallisierung t . Eine Erweiterung durch ein empirisches Modell ermöglicht deren Berücksichtigung. Vernachlässigt wird dabei die Dicke des Dielektrikums h sowie die endliche Ausdehnung der Masseflächen.

$$\epsilon'_r = \frac{\left(\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + 0,7\frac{t}{s}\right) 2s \cdot \epsilon'_{r,eff} - 1,4t}{\left(\left(\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + 0,7\frac{t}{s}\right) s - 0,7t\right) - 1} \quad (3.24)$$

Berechnungsmethode nach Heinrich

Heinrich [18] verfolgt den Ansatz, die Leitungsbeläge R' , L' , C' und G' als Funktionen der geometrischen Parameter, der Frequenz sowie der DK des Dielektrikums der Koplanarleitung auszudrücken. Dabei beginnt er ähnlich wie Gupta mit einer konformen Abbildung, verfeinert das Modell jedoch u. a. durch die Berücksichtigung des Skin-Effekts. Letztendlich bedient er sich auch der Kurvenanpassung, um Übergänge zwischen verschiedenen Fällen der analytischen Betrachtung zu glätten.

Aus den Leitungsbelägen lassen sich dann der Leitungswellenwiderstand \underline{Z}_L und die Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma}$ berechnen.

$$\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.25)$$

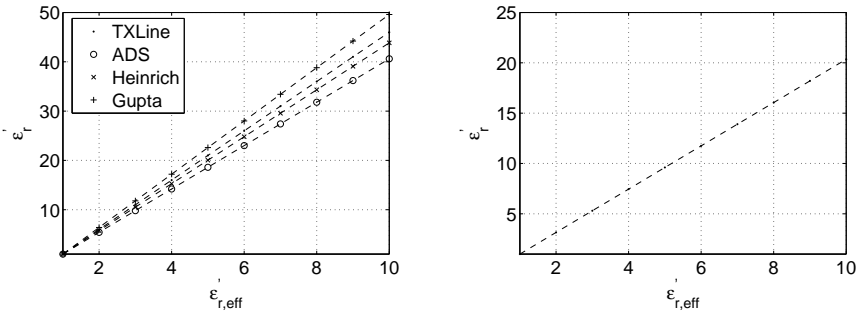
$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (3.26)$$

Daraus kann die komplexe DK berechnet werden.

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\underline{\gamma}}{j\omega\epsilon_0\underline{Z}_L} = \frac{\omega C' - jG'}{\omega\epsilon_0} \quad (3.27)$$

Vergleich verschiedener Berechnungsmethoden

Nun sollen die verschiedenen Berechnungsmethoden zur Berechnung der DK des untersuchten Materials aus dem bestimmten $\epsilon_{r,eff}$ miteinander verglichen werden. Dabei wird von einer Koplanarleitung mit $w = 1,7 \text{ mm}$, $s = 0,8 \text{ mm}$, $w_g = 18,5 \text{ mm}$, $t = 1,5 \text{ mm}$, $\kappa = 5,88e7 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ und $h = 10 \text{ mm}$ bei einer Frequenz von $f = 5 \text{ GHz}$ ausgegangen. Die geometrischen Abmessungen resultieren aus der Forderung, eine Koplanar-Luftleitung als Sensor zu verwenden. Diese Leitung besitzt ohne das zu untersuchende Material kein Dielektrikum. Zur Sicherstellung der mechanischen Stabilität ist deshalb eine vergleichsweise große Metallisierungsdicke notwendig. Eine Luftleitung hat den Vorteil gegenüber einer Leitung mit Dielektrikum, dass in dem hier vorliegenden Anwendungsfall zusammen mit dem zu untersuchenden Material nur ein Dielektrikum die Leitung berührt. Für diesen Fall sind verschiedene Berechnungsverfahren für die



a) Leitung mit großer Metallisierungsdicke $t = 1,5 \text{ mm}$ b) Leitung mit kleiner Metallisierungsdicke $t = 18 \mu\text{m}$

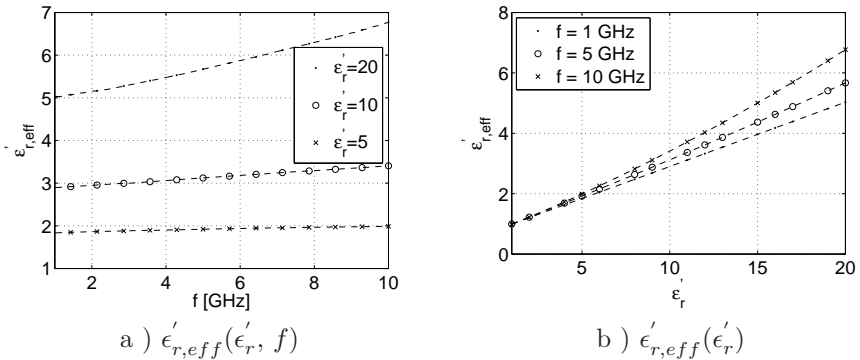
Abbildung 3.10: Funktion $\epsilon'_r(\epsilon'_{r,eff})$ in Abhängigkeit von der Metallisierungsdicke und der Berechnungsmethode

DK aus der effektiven DK bekannt im Gegensatz zu dem Fall mit zwei Dielektrika.

Die Berechnungsmethode nach Gupta gliedert sich in vier unterschiedliche Methoden. Im folgenden soll nur die vierte Methode verwendet werden, die die Metallisierungsdicke berücksichtigt. Bei der verwendeten großen Metallisierungsdicke ist deren Berücksichtigung unabdingbar und die anderen drei Methoden sind daher nicht anwendbar.

Des Weiteren sollen die Ergebnisse von zwei kommerziellen Leitungsberechnungsprogrammen mit in den Vergleich einbezogen werden. Es handelt sich um das Leitungsberechnungswerkzeug in Agilent ADS sowie um das kostenfreie Programm TXLine der Firma Applied Wave Research.

Der Vergleich ist für die verwendete Leitung in Abbildung 3.10a zu sehen. Alle Kurven sind Geraden mit der Steigung α und folgen der Funktion $\epsilon'_r = \alpha \cdot (\epsilon'_{r,eff} - 1) + 1$. Die Steigung ist stark von der jeweiligen Berechnungsmethode abhängig. Im Gegensatz dazu sind die Ergebnisse der vier Berechnungsmethoden bei kleiner Metallisierungsdicke identisch (vgl. Abbildung 3.10b). Dies zeigt, dass die Einbeziehung der Metallisierungsdicke bei den verschiedenen Berechnungsmethoden unterschiedlich erfolgt und zumindest bei der großen verwendeten Dicke problematisch zu sein scheint.

Abbildung 3.11: 3D EM-Simulation der Kopplanarleitung mit $t = 1,5 \text{ mm}$

Aus diesem Grund wurde eine 3D EM-Simulation der Kopplanarleitung mit Microwave Studio unter Verwendung verschiedener DKs durchgeführt. Aus den erhaltenen S-Parametern wurde mittels der Nicolson-Ross-Weir-Transmissionsmethode die effektive DK berechnet. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.11a zu sehen. Es zeigt sich vor allem für hohe DKs starke Dispersion. Bei einer festen Frequenz von $f = 1 \text{ GHz}$ ist die Funktion $\epsilon'_{r,eff}(\epsilon'_r)$ noch näherungsweise eine Gerade und stimmt sehr gut mit der Berechnungsmethode nach Heinrich überein (vgl. Abbildung 3.11b). Für höhere Frequenzen müsste dann ein Ansatz höherer Ordnung gewählt werden. Die bei der Auswahl der Kopplanarleitung als Sensor anfangs angenommene sehr niedrige Dispersion ist offensichtlich bei der hier notwendigen Metallisierungsdicke der Kopplanar-Luftleitung nicht gegeben.

3.2.4 Messaufbau und Kalibrierung zur DK-Messung

Bislang wurden ebene Kopplanarleitungen betrachtet. Für reale Messungen ist es hingegen vorteilhaft, eine wie in Abbildung 3.12 gebogene Leitung zu verwenden [19] [20]. Die Leitung kann dann auf das zu untersuchende Material gelegt werden und hat zu diesem in einem definierten Bereich Kontakt. Das Material selbst muss nur eine genügend große planare Fläche und eine ausreichende Dicke aufweisen.

Diese gebogene Kopplanarleitung wurde zunächst mit Microwave Studio si-

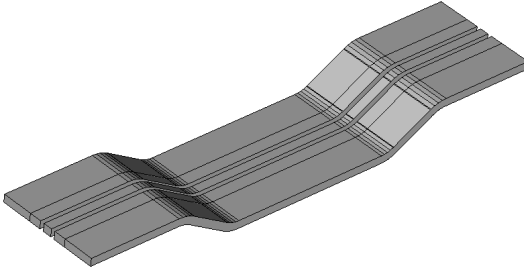


Abbildung 3.12: Gebogene Koplantarleitung

multiert. In Abbildung 3.13a ist die effektive DK aus den S-Parametern der unbelasteten Leitung dargestellt. Zu sehen sind Resonanzstellen durch eine unvollkommene Anpassung zwischen Ports und Leitung bei den Verhältnissen Leitungslänge l zu Wellenlänge λ von $\frac{l}{\lambda} = 2, 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{3}$, sowie ein dispersiver Effekt. Berechnet man die Leitungslänge aus der Transmissionsphase, so ist hier ebenfalls ein dispersiver Effekt festzustellen (vgl. Abbildung 3.13b). Da die Leitungslänge eine feststehende geometrische Größe ist, muss die Phase frequenzabhängig von einem parasitären Effekt zusätzlich gedreht werden. Aufgrund der Geometrie einer Koplantarleitung kommen als parasitäre Elemente nur eine Parallelkapazität oder eine Serieninduktivität in Frage. Beide erzeugen die aufgetretene Phasendrehung. Eine Serieninduktivität erscheint unwahrscheinlich, da sich die Dicke des Innenleiters durch die Biegungen nicht ändert. Vielmehr könnte sich die Kapazität von Innenleiter zu Masse an den Biegungen erhöhen. Eine Überschlagsrechnung führt zu einer Gesamtkapazität der vier Biegungen zwischen 100 und 200 fF. Diese Kapazität tritt jedoch selbst innerhalb einer Biegung nicht an einem Ort auf, sondern ist über die gesamte Biegung verteilt. Dadurch wird eine Modellierung schwierig. Deshalb soll diese Kapazität zunächst vernachlässigt werden.

Abbildung 3.14 zeigt die effektive DK aus der Rückrechnung der simulierten S-Parameter mit der Nicolson-Ross-Weir-Transmissionsmethode. Dabei werden drei Fälle betrachtet: Zum einen die gerade Leitung, zum anderen die gebogene, wobei hier wiederum zwei Fälle zu unterscheiden sind. Wird die Leitung auf ein großes Materialstück gelegt, so ist das Material über den eigentlich sensitiven Mittelteil der Leitung hinaus ausgedehnt und steht damit über. An den beiden

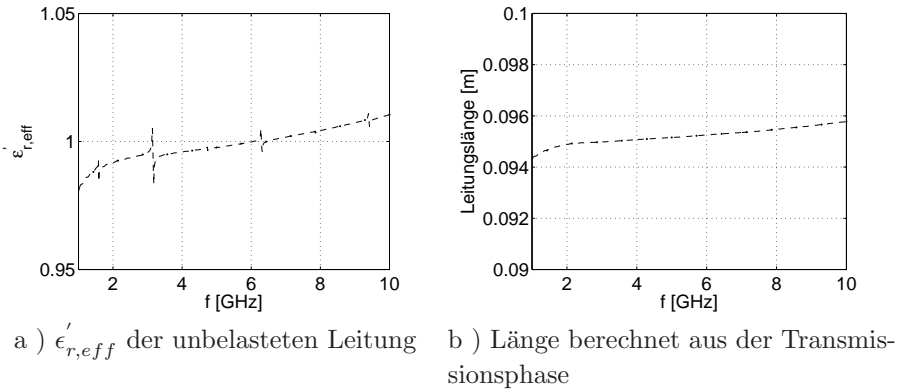


Abbildung 3.13: Gebogene Koplanarleitung

Biegungen rechts und links des Mittelteils liegt die Leitung zwar nicht mehr auf dem Material auf, hat jedoch nur einen sehr kleinen Abstand. Dadurch befindet sich das Material noch im Bereich der elektromagnetischen Welle und verändert somit auch die S-Parameter. Im anderen Fall ist das Material gerade so groß wie der Mittelteil der Leitung. Dieser Fall tritt jedoch in der Realität ohne größere Bearbeitung des zu untersuchenden Materials eher selten auf.

Im Fall des überstehenden Materials ist entsprechend eine höhere effektive DK zu erkennen. Falls die Sensitivität der Leitung bzw. die Funktion $\epsilon_r(\epsilon_{r,eff})$ mittels EM-Simulation bestimmt wird, kann dieser Effekt einfach mit einbezogen werden.

Nun soll auf die Kalibrierung bei der realen Messung eingegangen werden. Im Idealfall sollten sich die beiden Kalibrierebenen an den Stellen befinden, an denen das Dielektrikum beginnt, also an den beiden inneren Biegungen der Leitung. Kurzschluss, Anpassung und Durchgang einer SOLT(short, open, load, through)-Kalibrierung lassen sich an dieser Stelle realisieren, nicht aber der notwendige Leerlauf. Deshalb muss die gewünschte Kalibrierung in zwei Schritten realisiert werden: Zunächst wird eine SOLT-Kalibrierung durchgeführt. Die Koplanarleitung wird dabei beispielsweise an Port 1 des NWA angeschlossen. Die Kalibrierebenen befinden sich dann am Ende der Koplanarleitung sowie am Ende des Messkabels an Port 2 (vgl. Abbildung 3.15a). Danach werden

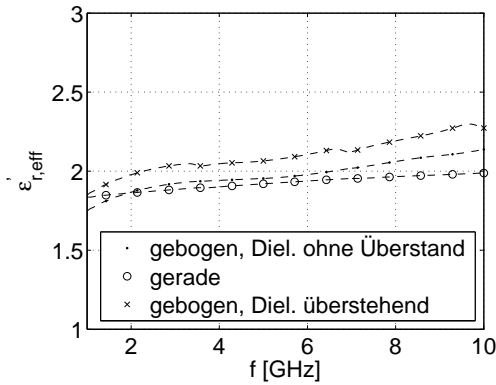


Abbildung 3.14: Vergleich von gerader und gebogener Leitung mit und ohne Überstand des Dielektrikums

die Kalibrierebenen durch Phasenverschiebung an die gewünschten Positionen gebracht (vgl. Abbildung 3.15b).

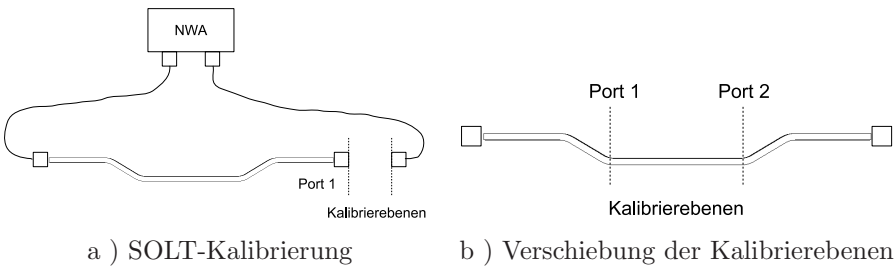


Abbildung 3.15: Kalibrierung der gebogenen Koplanarleitung

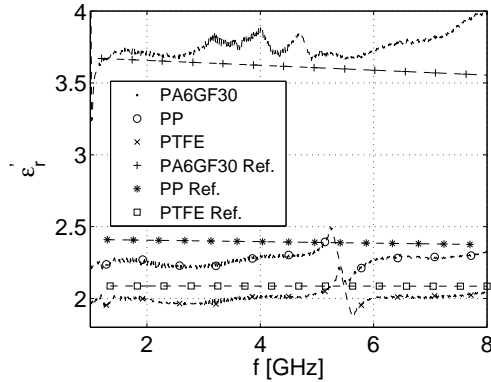


Abbildung 3.16: Messungen von Referenzmaterialien

3.2.5 Messung von Referenzmaterialien

Um die Eignung des vorgestellten Messverfahrens zur Messung der DK zu testen, sollten Referenzmaterialien mit bekannter DK gemessen werden. Der Einsatz von Flüssigkeiten mit sehr genau bekannter DK ist bei der Messung mit einer Koplanarleitung nicht möglich, da die Messung durch kapillares Saugen der Flüssigkeit in die Schlitze der Luft-Koplanarleitung verfälscht wird. Deshalb wurden einige Kunststoffe mit vorher bestimmter DK (vgl. Kapitel 2.2) verwendet.

Abbildung 3.16 zeigt den Realteil der DK der Messergebnisse sowie der Vergleichswerte. Die Messergebnisse entstanden aus den gemessenen S-Parametern mittels Nicolson-Ross-Weir-Transmissionsmethode und der Umrechnung von effektiver nach realer DK nach Heinrich. Es ist gut zu erkennen, dass die Messmethode prinzipiell funktioniert. Allerdings wird die DK für kleine Werte unter- und für größere Werte überschätzt. Insgesamt muss mit einem Fehler von 5-10 % gerechnet werden und durch schwankende Fehler über dem Frequenzbereich können kleine Dispersionseffekte der DK kaum zuverlässig ermittelt werden.

Um eventuelle Fehler durch die Methode von Heinrich auszuschließen, wird im Folgenden die gemessene effektive DK betrachtet und mit der effektiven DK aus der 3D-EM-Simulation verglichen. In Abbildung 3.17 zeigen sich in

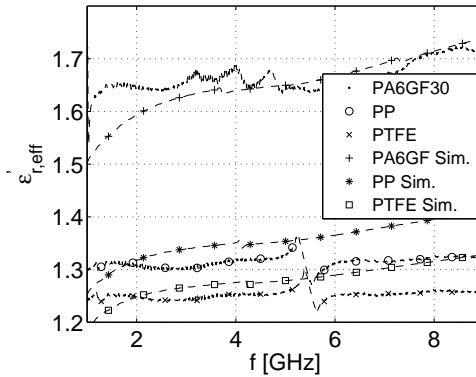


Abbildung 3.17: Vergleich des $\epsilon'_{r,eff}$ von Messung und Simulation

den Simulationsdaten von PTFE und PP deutliche Dispersionseffekte, die in den Messdaten nicht zu sehen sind. Dies bedeutet, dass die Messmethode an sich verbessert werden müsste und das Hauptproblem nicht in der Umrechnung von effektiver in die reale DK zu suchen ist.

In Tabelle 3.1 sind zusammenfassend die über den Frequenzbereich von 1 bis 9 GHz gemittelten Messwerte mit den Referenzwerten verglichen. Es zeigt sich, dass das Messsystem innerhalb der oben genannten Toleranz eingesetzt werden kann. Der Imaginärteil wird allerdings stark überschätzt.

Ziel dieses Messsystems ist es jedoch nicht, über den Frequenzbereich gemittelte Werte zu bestimmen, sondern die DK frequenzabhängig zu messen, um dispersive Effekte durch Wasser in Baustoffen sichtbar zu machen.

Material	$\epsilon'_{r,Ref}$	$\epsilon''_{r,Ref}$	$\epsilon'_{r,Messung}$	$\epsilon''_{r,Messung}$	$\Delta\epsilon'_r[\%]$
PTFE	2,09	0,008	2,01	0,040	-3,8
PP	2,38	0,017	2,28	0,059	-4,2
PA6GF30	3,60	0,054	3,79	0,208	+5,3

Tabelle 3.1: Referenzmessungen Koplanarleitung (Mittelwerte über den Frequenzbereich 1-9 GHz)

3.3 Ultrabreitband-Antenne

3.3.1 Grundlagen

Vor dem Design einer Antenne stehen zunächst einmal die Anforderungen, die an die Antenne gestellt werden sowie die Einsatzgebiete. Die hier vorgestellte Antenne soll zunächst zwei Anwendungen ermöglichen: Die Feuchtesensorik, die von der vorliegenden Arbeit betrachtet wird, sowie die Ortung von Objekten (Rohre, Leitungen, usw.) in Baumaterialien.

Dabei soll die Antenne in einem tragbaren Gerät einsetzbar sein, wodurch die maximale Grundfläche von 60 mm x 60 mm und die maximale Höhe von 20 mm vorgegeben sind. Des Weiteren soll die Polarisierung linear sein, mit zwei orthogonalen Polarisationsrichtungen. Dadurch können bei der Feuchtemessung die Homogenität des Materials überprüft sowie Rückschlüsse auf das Material bei Polarisationsdrehung gezogen werden. Bei der Ortung ist durch zwei Polarisationsrichtungen eine Lagebestimmung der Objekte möglich.

Der Frequenzbereich wird maßgeblich durch die Frequenzregulierung (vgl. Anhang A) und die Materialeigenschaften von Baumaterial bestimmt. Baumaterialien besitzen eine mit dem Feuchtegehalt und der Frequenz ansteigende, sehr starke Dämpfung. Deshalb soll hier der Frequenzbereich nach oben auf 5 GHz begrenzt werden. Ein weiterer Grund für diese Begrenzung ist der sogenannte Clutter. Als Clutter bezeichnet man Reflexionen, die aufgrund von Inhomogenitäten im Material auftreten und das gewünschte Signal verdecken. Baumaterial ist von Natur aus sehr inhomogen. Bei niedrigen Frequenzen sind die unerwünschten und häufigen Inhomogenitäten klein genug gegenüber der Wellenlänge, um keine diskreten Reflexionen zu verursachen. Je höher die Frequenz und entsprechend kleiner die Wellenlänge, desto mehr Inhomogenitäten fallen in den Bereich, in dem sie Clutter verursachen. Abhängig vom Baumaterial und der Signalverarbeitung gibt es dann eine Frequenzgrenze, ab der keine sinnvollen Informationen gewonnen werden können. Die untere Grenze des Frequenzbereichs wird durch die europäische Frequenzregulierung (vgl. Anhang A) für derartige Messgeräte auf 2,2 GHz festgelegt.

Bei schmalbandigen Antennen wird häufig ein Eingangsreflexionsfaktor im Nutzband von kleiner -10 dB oder sogar -15 dB gefordert. Diese Forderung ist bei Ultrabreitband-Antennen mit einer Bandbreite von mehreren Gigahertz kaum realisierbar. Deshalb ist hier oft ein Eingangsreflexionsfaktor kleiner -5 dB

akzeptabel. Im Allgemeinen ist dieser über den Frequenzbereich nicht konstant und kann durchaus über weite Bereiche Werte unter -10 dB erreichen. Wichtig ist ein kleiner Eingangsreflexionsfaktor der Antenne für die Dynamik des Systems bzw. wird durch ihn bei vorgegebener Dynamik das kleinste empfangbare Signal begrenzt. Bei Zeitbereichssystemen zählt die Amplitude der von der Antenne rücklaufenden Welle. Dadurch kommt hier für die Dynamik ein mittlerer Wert des Eingangsreflexionsfaktors über dem Frequenzbereich zum Tragen.

Die Richtcharakteristik spielt bei dem hier betrachteten Anwendungsszenario eine untergeordnete Rolle, da sie bei Freiraumabstrahlung gemessen wird. Durch die Nähe zum Material in der Anwendung kann sich das Abstrahlverhalten stark ändern. Dadurch ist die Übertragung z. B. des Öffnungswinkels vom Freiraumfall auf den Fall mit Material schwierig. Dennoch kann die Richtcharakteristik einen ersten Anhaltspunkt über die Richtwirkung und die Abstrahlung zur Seite und nach hinten geben. Die Betrachtung des Abstrahlverhaltens im Zusammenhang mit dem Material kann dadurch jedoch nicht ersetzt werden.

Seit der Frequenzregulierung der Federal Communications Commission (FCC) in den USA 2002 sind auf dem Gebiet der UWB-Antennen signifikante Fortschritte zu verzeichnen. Fast alle Entwicklungen waren jedoch auf omnidirektionale Antennen für Kommunikationsanwendungen beschränkt. Die wenigen allgemein bekannten UWB-Richtantennen [21] [22] können die o. g. Anforderungen hinsichtlich Polarisationsrichtungen und Baugröße nicht erfüllen. Es muss also ein neues Konzept verwendet werden.

Dabei gibt es mehrere mögliche Vorgehensweisen. Man kann versuchen, die Bandbreite einer konventionellen Richtantenne zu vergrößern. Eine andere Möglichkeit besteht darin, bei einer breitbandigen Antenne (z. B. selbstkomplementär) die Richtwirkung zu vergrößern. Meist wird dabei zunächst eine Massefläche eingefügt, um einen Halbraumstrahler zu erhalten. Bereits diese Maßnahme kann derartige Auswirkungen haben, dass die Antenne zunächst nicht mehr funktioniert und durch aufwändige Maßnahmen (z. B. geschichtete Dielektrika) wieder angepasst werden muss [23]. Ein anderer Weg zum Halbraumstrahler ist, die zu einer Seite abgestrahlte Energie zu absorbieren. Dies benötigt ausreichend Platz für den Absorber und halbiert die Effizienz. Aus diesen Gründen soll hier versucht werden, eine Antenne zu verwenden, die bereits Richtwirkung und eine gewisse Bandbreite besitzt und die Bandbreite bzw. den Reflexionsfaktor noch zu verbessern.

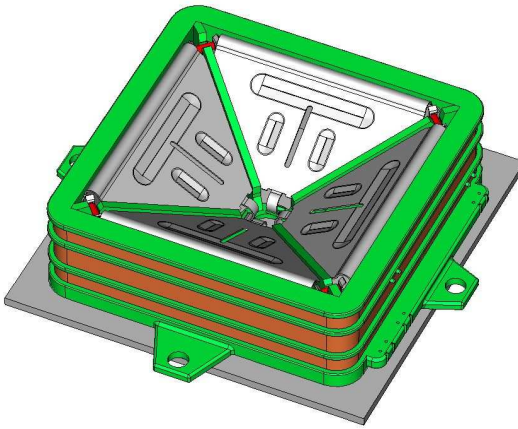


Abbildung 3.18: Simulationsmodell der Antenne

Ein Simulationsmodell der entwickelten Antenne ist in Abbildung 3.18 zu sehen. Sie besteht aus vier identischen, in Sternform angeordneten Blechen. Nach unten wird die Antenne durch eine Massefläche abgeschlossen. Die vier Speisepunkte befinden sich in der Mitte. Jeweils zwei gegenüber liegende Bleche bilden eine Polarisationsrichtung. Die beiden zugehörigen Speisepunkte werden über einen Balun differenziell gespeist, so dass die Stromverteilung auf den Blechen 180° Phasenverschiebung besitzt. Jeweils eine Polarisationsrichtung ist von der anderen theoretisch vollständig entkoppelt, da alle elektrischen Feldlinien auf der Ebene zwischen den angeregten Speisepunkten senkrecht stehen und in der Folge in der Ebene keine Ströme fließen.

Am äußeren Ende liegen die Bleche auf Masse. Ein Halter aus Kunststoff sorgt für die richtige Positionierung der Bleche und für mechanische Stabilität. Dieser Halter trägt an seinen Außenseiten zusätzlich drei Spulen, die einen Induktivsensor zur Ortung von Metallen bilden. Auf diesen Sensor soll hier nicht weiter eingegangen werden.

Zwischen den Blechen in den vier oberen Ecken befindet sich eine Widerstandsbelastung. Diese kann z. B. durch einen HF tauglichen SMD-Widerstand oder durch einen entsprechend leitfähigen Kunststoff realisiert werden. Durch die Widerstandsbelastung wird der Anteil der elektromagnetischen Welle, der

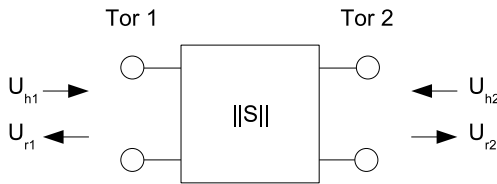


Abbildung 3.19: Zweitor mit Spannungswellen

bis zur oberen Kante der Bleche nicht abgestrahlt wurde, absorbiert. Dieser Anteil der Welle würde ansonsten größtenteils zur Speisung zurücklaufen. Dadurch verbessert sich der Reflexionsfaktor und in der Folge wird die Bandbreite der Antenne erhöht.

3.3.2 Eingangsreflexionsfaktor

Jeweils zwei gegenüber liegende Bleche werden differenziell gespeist, es besteht also eine Phasenverschiebung von 180° . Dadurch kann sich die gewünschte Mode für die Wellenablösung ausbilden, bei der sich die Feldlinien zwischen den beiden Blechen senkrecht zur Apertur nach oben bewegen und schließlich ablösen. Damit wird die gewünschte Abstrahlrichtung erreicht.

In der Simulation kann zur Realisierung der 180° Phasenverschiebung und zur Einsparung von Rechenzeit eine elektrische Symmetrieebene in der Mitte zwischen zwei gegenüberliegenden Blechen eingefügt werden. Wird dann ein Port angeregt, so sorgt die Symmetrieebene dafür, dass sich die Antenne gegenüber dem angeregten Port 1 so verhält, als würde der gegenüber liegende Port 2 mit 180° Phasenverschiebung angeregt. Damit findet die gewünschte Wellenablösung statt und der Eingangsreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{Diff}$ für den Fall der differentiellen Speisung kann bestimmt werden.

Dieser Eingangsreflexionsfaktor entspricht dem Eingangsreflexionsfaktor der halben Antenne mit Symmetrieebene. Misst man die Zweitor-S-Parameter (vgl. Abbildung 3.19)

$$\underline{S}_{11} = \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=0}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{S}_{12} &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h2}} \right|_{\underline{U}_{h1}=0} \\
 \underline{S}_{21} &= \left. \frac{\underline{U}_{r2}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=0} \\
 \underline{S}_{22} &= \left. \frac{\underline{U}_{r2}}{\underline{U}_{h2}} \right|_{\underline{U}_{h1}=0}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

der kompletten Antenne, so kann daraus der Eingangreflexionsfaktor an Port 1 der Antenne bei differentieller Speisung $\underline{\Gamma}_{Diff,1}$ berechnet werden. Er setzt sich zusammen aus der rücklaufenden Spannungswelle an Port 1 \underline{U}_{r1} bei alleiniger Speisung von Port 1 mit der hinlaufenden Spannungswelle \underline{U}_{h1} und der rücklaufenden Spannungswelle an Port 1 \underline{U}_{r1} bei alleiniger Speisung von Port 2 mit der hinlaufenden Spannungswelle \underline{U}_{h2} . Dabei gilt bei differentieller Speisung $\underline{U}_{h2} = -\underline{U}_{h1}$.

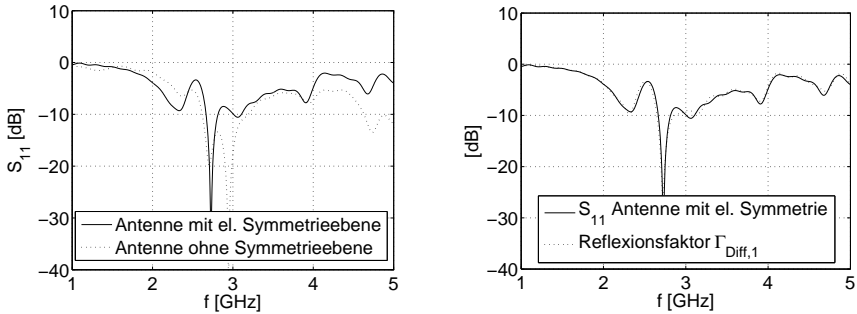
$$\begin{aligned}
 \underline{\Gamma}_{Diff,1} &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=-\underline{U}_{h1}} \\
 &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=0} + \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h1}=0, \underline{U}_{h2}=-\underline{U}_{h1}} \\
 &= \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h1}} \right|_{\underline{U}_{h2}=0} - \left. \frac{\underline{U}_{r1}}{\underline{U}_{h2}} \right|_{\underline{U}_{h1}=0} \\
 &= \underline{S}_{11} - \underline{S}_{12}
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Bei symmetrischen Zweitoren wie dem hier betrachteten gilt

$$\underline{\Gamma}_{Diff} = \underline{\Gamma}_{Diff,1} = \underline{\Gamma}_{Diff,2}. \tag{3.30}$$

In den Abbildungen 3.20a und 3.20b ist das Ergebnis einer Berechnung des Eingangreflexionsfaktors bei differentieller Speisung $\underline{\Gamma}_{Diff,1}$ aus den S-Parametern anhand von Simulationsdaten zu sehen.

Abbildung 3.21 zeigt den Eingangreflexionsfaktor der halben Antenne mit elektrischer Symmetrieebene, die in Abbildung 3.22a und 3.22b zu sehen ist. Der Eingangreflexionsfaktor ist ohne und mit ohmschen Belastungen dargestellt. Die ohmschen Belastungen in den Ecken der Antenne bewirken eine Dämpfung der sich an dieser Stelle noch nicht abgelösten Welle bzw. zwischen



a) \underline{S}_{11} der Antenne mit und ohne elektrischer Symmetrieebene b) \underline{S}_{11} der Antenne mit elektrischer Symmetrieebene und berechneter Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{Diff,1}$

Abbildung 3.20: Berechnung des Eingangsreflexionsfaktors bei differentieller Speisung $\underline{\Gamma}_{Diff,1}$ aus den S-Parametern

Speisepunkt und Masse hin- und herlaufenden Wellen. Dadurch wird die Anpassung verbessert. Die ohmsche Belastung wurde im einen Fall durch Widerstände und im anderen Fall durch leitfähigen Kunststoff realisiert. Dabei ist zu erkennen, dass die Widerstände in diesem Fall zu einer gleichmäßigeren Anpassung führen. Der leitfähige Kunststoff hingegen führt zu einer besseren Anpassung im Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 3,5 GHz.

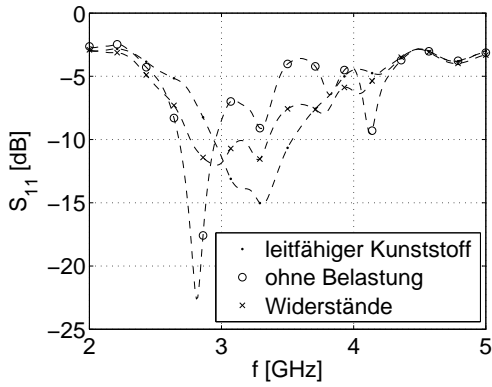
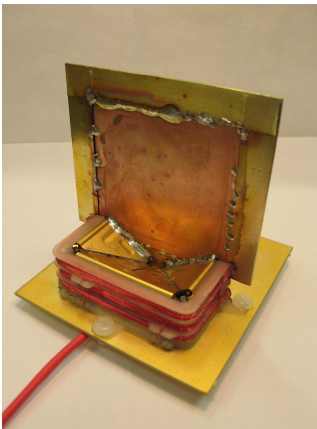
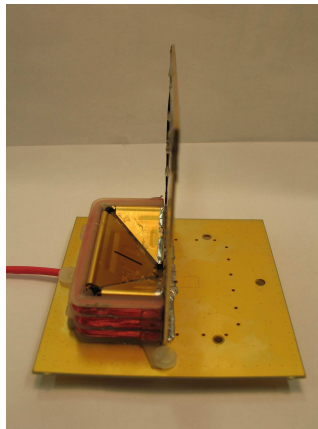


Abbildung 3.21: Eingangsreflexionsfaktor der Antenne mit elektrischer Symmetrieebene bei verschiedenen ohmschen Belastungen



a)



b)

Abbildung 3.22: Antenne mit elektrischer Symmetrieebene

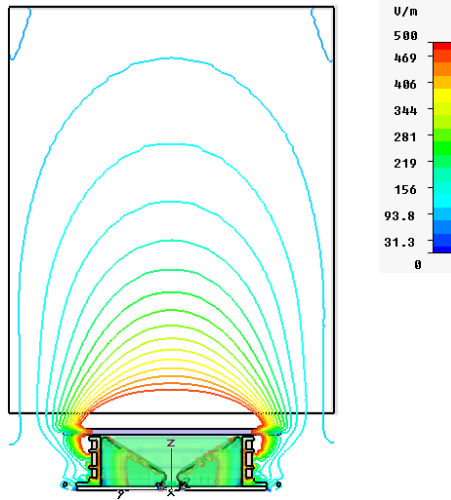


Abbildung 3.23: Wellenablösung, Betrag aller Komponenten des elektrischen Feldes bei 1 W Speiseleistung

3.3.3 Moden und Wellenablösung

In Abbildung 3.23 ist die Wellenablösung der Antenne bei 3 GHz in eine Betonwand zu sehen. Dabei sind die Beträge aller Komponenten überlagert, so dass das resultierende Bild entsteht. Es ist gut zu erkennen, dass sich die Welle wie gewünscht in die Wand hinein ablöst.

Bisher noch nicht zu sehen, setzt sich die resultierende Welle aus zwei Komponenten zusammen, die von zwei unterschiedlichen Moden her rühren. Abbildung 3.24a zeigt das elektrische Feld der gewünschten Mode. Diese Mode ist, wie bereits erwähnt, die Mode, die Feldlinien in y -Richtung zwischen zwei gegenüber liegenden Blechen erzeugt. Die y -Richtung ist hier die Richtung in der Bildebene, parallel zur Wandoberfläche. Die Welle resultierend aus der y -Komponente des elektrischen Feldes besitzt die gewünschte Ausbreitungsrichtung.

Eine zweite, parasitäre Mode breitet sich entlang jeweils eines Bleches aus und erzeugt Feldkomponenten in z -Richtung (vgl. Abbildung 3.24b). Die Abstrahlrichtung zeigt schräg nach außen. Es ist kaum möglich, diese Mode primär zu unterdrücken. Selbst bei einer wesentlich einfacher aufgebauten Vivaldi-

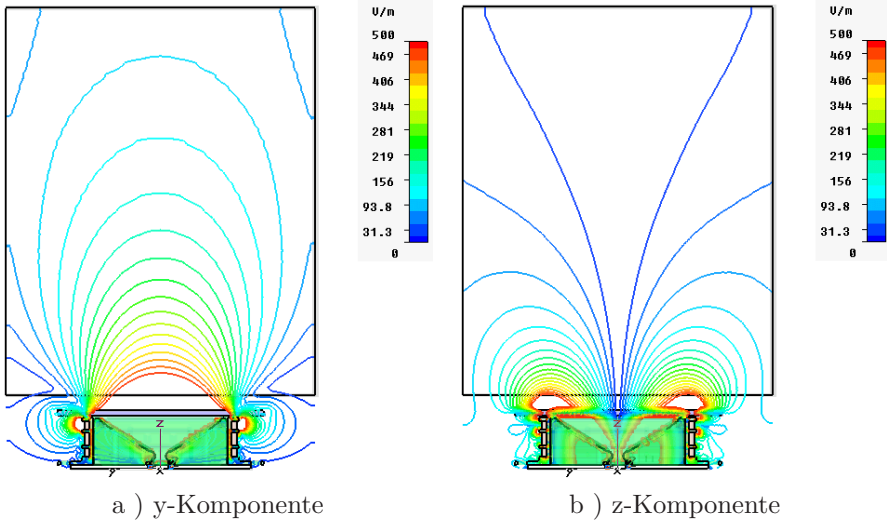


Abbildung 3.24: Wellenablösung, Betrag der jeweiligen Komponente des elektrischen Feldes bei 1 W Speiseleistung

Antenne besteht das Problem dieser Mode. Falls genügend Bauraum zur Verfügung steht, kann versucht werden, die schräg nach außen abstrahlende Welle zumindest teilweise zu absorbieren.

3.3.4 Gewinn

Der Gewinn ist eine wichtige Größe in der Antennentechnik. Er gibt an, wie viel Leistung eine Antenne in Hauptstrahlrichtung mehr abstrahlt als ein isotroper Kugelstrahler. In den Gewinn geht die Effizienz der Antenne ein, wodurch Verluste der Antenne berücksichtigt werden. Auf der anderen Seite ist im Gewinn die Richtwirkung der Antenne enthalten. Je stärker gerichtet die abgestrahlte Leistung abgegeben wird, desto höher ist die maximale Leistungsflussdichte.

Der Gewinn einer Antenne kann auf verschiedene Arten ermittelt werden. Sind zwei identische Antennen vorhanden, kann der Gewinn mit folgender Gleichung berechnet werden.

$$g [dBi] = \frac{1}{2} \cdot (20 \cdot \log_{10} (\underline{S}_{21}) + a_{Freiraum}) \quad (3.31)$$

mit

$$a_{Freiraum} [dB] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (3.32)$$

Abbildung 3.25 zeigt den Gewinn der entwickelten Antenne. Zur Ermittlung des Gewinns wurden zwei identische Antennen in einem Abstand von 100 mm verwendet. Dieser Abstand garantiert die Einhaltung der Fernfeldbedingung, welche für die korrekte Ermittlung des Gewinns eingehalten werden muss. Für Aperturantennen beginnt das Fernfeld im Abstand

$$d_{ff} = \frac{2 \cdot d^2}{\lambda}, \quad (3.33)$$

wobei d den Durchmesser der Apertur angibt [22]. Bei der hier verwendeten Antenne ergibt sich bei einer mittleren Frequenz von 3 GHz ein Fernfeldabstand von $d_{ff} = 50 \text{ mm}$. In Abbildung 3.26 ist der Gewinn in Abhängigkeit vom Abstand der beiden Antennen bei verschiedenen Frequenzen zu sehen. Es ist zu erkennen, dass ab einem Abstand von 50 mm der Gewinn nur noch schwach variiert. Der gewählte Messabstand von 100 mm ist also ausreichend.

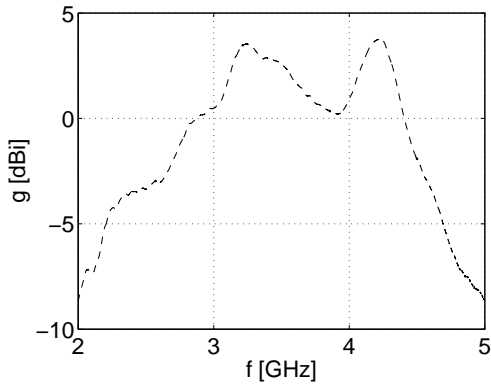


Abbildung 3.25: Gewinn bei einem Abstand von 100 mm zweier identischer Antennen

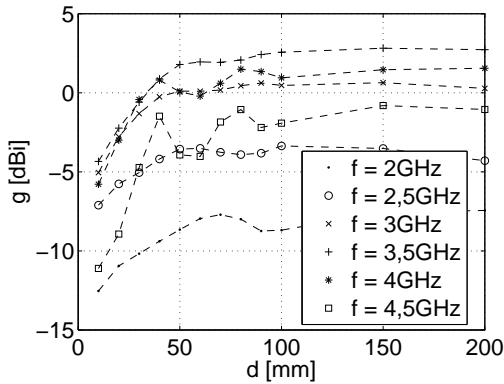


Abbildung 3.26: Gewinn in Abhängigkeit des Abstandes bei verschiedenen Frequenzen

3.3.5 Richtcharakteristik

Die Richtcharakteristik beschreibt, welche Leistungsanteile die Antenne in die unterschiedlichen Raumrichtungen abstrahlt. Die dreidimensionale Richtcharakteristik wird häufig als zweidimensionaler Schnitt, bezeichnet als Richtdiagramm, dargestellt. In den Abbildungen 3.27a bis 3.28b sind die messtechnisch bestimmten Richtdiagramme der Antenne im Frequenzbereich 2-5 GHz zu sehen. Dargestellt ist jeweils die E-Ebene, d.h. die Ebene, in der der Vektor des elektrischen Feldes liegt.

Da es sich um eine Richtantenne handelt, die gebündelt in eine Raumrichtung abstrahlen soll, ist in den Abbildungen der 3dB-Öffnungswinkel α_{3dB} eingezeichnet. Dieser gibt den Winkel an, innerhalb dessen die abgestrahlte Leistung im Vergleich zur maximal abgestrahlten Leistung um nicht mehr als 3 dB abgesunken ist.

Die Richtwirkung einer Antenne nimmt normalerweise mit der Größe der Apertur und der Frequenz zu. Die Apertur ist hier konstant. In den Abbildungen ist zu erkennen, dass die Richtwirkung von 2 bis 4 GHz wie erwartet zunimmt. Entsprechend verkleinert sich der 3dB-Öffnungswinkel von 102° über 75° bei 3 GHz auf 61° . Bei einer Frequenz von 5 GHz ist hingegen wieder eine Vergrößerung des Öffnungswinkels auf 90° zu beobachten. Der Grund dafür liegt in einer seitlichen Wellenablösung von den Spulen, die relativ zur Abstrahlung in Hauptstrahlrichtung zunimmt (vgl. Abbildungen 3.29a und 3.29b).

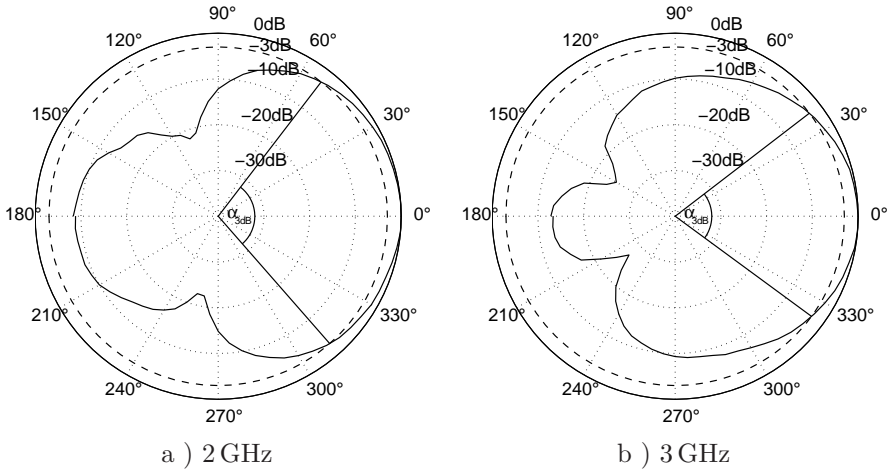


Abbildung 3.27: Richtdiagramme E-Ebene

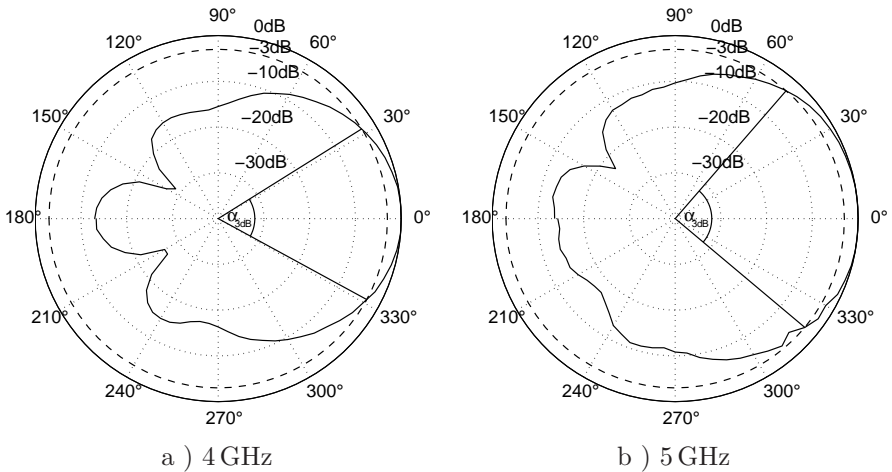


Abbildung 3.28: Richtdiagramme E-Ebene

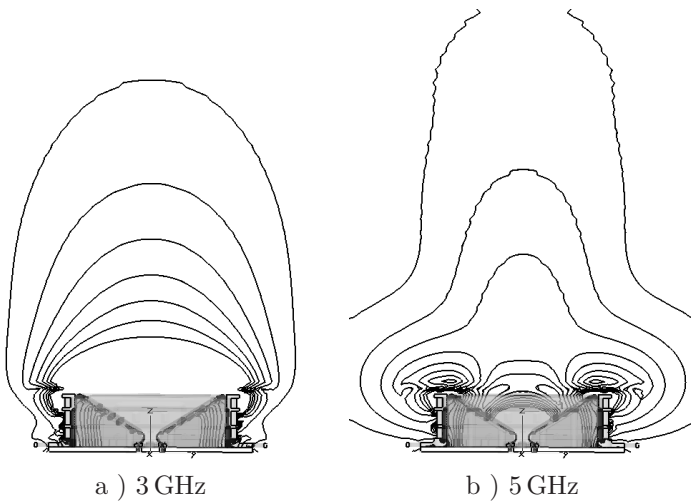


Abbildung 3.29: Frequenzabhängige Wellenablösung

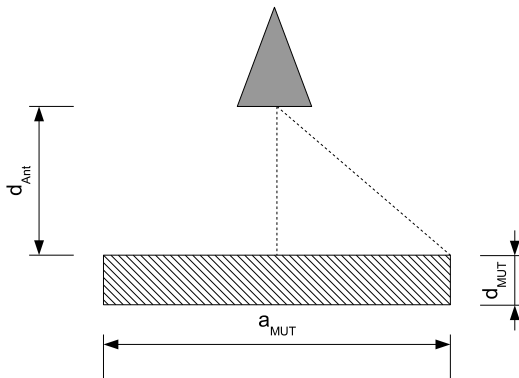


Abbildung 3.30: Messaufbau der Freiraummessung

3.3.6 Messaufbau und Kalibrierung zur DK-Messung

Nachdem nun die Eigenschaften der Antennen beschrieben wurden, soll sich der folgende Teil mit der tatsächlichen Messung der DK einer Probe beschäftigen. In der Literatur finden sich häufig Messanordnungen aus zwei Antennen, mit denen Transmission- und Reflexionsfaktoren einer dielektrischen Platte bestimmt werden können [24] [25] [26]. Die genannten Quellen verwenden dazu ausschließlich relativ große Hornantennen mit Fokussierungslinse. Als Kalibrierverfahren wird dabei die Through-Reflect-Line (TRL)- bzw. Through-Reflect-Match (TRM)-Kalibrierung eingesetzt.

Für die DK-Messungen zur Wandfeuchtesensorik soll ein Messverfahren verwendet werden, welches später auch in einem Wandfeuchtemessgerät eingesetzt werden kann. Dazu ist es notwendig, mit einer Reflexionsfaktormessung auszukommen. Außerdem wäre eine Fokussierungslinse ungünstig, da sie die Größe der gesamten Antenne erheblich ausdehnt. Des Weiteren ist es nicht möglich, die Rückseite der Probe beispielsweise mit einem Kurzschluss zu versehen.

Zur DK-Messung wird die Antenne hier in einer Kunststoffhalterung so befestigt, dass sich die Probe im Abstand d_{Ant} zur Apertur befindet und die Probenoberfläche senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung der Welle steht (vgl. Abbildung 3.30) [27] [28]. Die Probe ist dabei eine ebene Platte der Dicke d_{MUT} und der Mindestgröße eines Quadrates mit der Seitenlänge a_{MUT} .

Für die Kalibrierung und die Verarbeitung der Messergebnisse ist es entscheidend, dass der gemessene Reflexionsfaktor an der Oberfläche der Probe mit dem Reflexionsfaktor bei Einfall einer ebenen Welle vergleichbar ist. Es ist naheliegend, dass dazu die Wellenfront der Antenne an der Oberfläche der Probe möglichst eben sein muss. Dies entspricht Fernfeldbedingungen. Deshalb soll die einzuhaltende Bedingung hier so formuliert werden, dass der Abstand zwischen Apertur und Probe d_{Ant} mindestens dem Fernfeldabstand d_{ff} entsprechen muss.

$$d_{Ant} \geq d_{ff} \quad (3.34)$$

Des weiteren muss der 3dB-Öffnungswinkel der Antenne bekannt sein, um die Mindestabmessungen der Probe berechnen zu können. Da hier eine sehr breitbandige Messung durchgeführt werden soll und der Öffnungswinkel typischerweise stark frequenzabhängig ist, muss für die Berechnung der maximale Öffnungswinkel $\alpha_{3dB,max}$ verwendet werden.

$$a_{MUT,min} = 2 \cdot d_{Ant} \cdot \tan \frac{\alpha_{3dB,max}}{2} \quad (3.35)$$

Das Ziel der Messung ist die Ermittlung des komplexen Reflexionsfaktors $\underline{\Gamma}_{MUT}$ an der Oberfläche der Probe, wobei sich auf der Rückseite der Probe Luft befindet.

$$\begin{aligned} \underline{\Gamma}_{MUT} &= \frac{x(1 - \underline{\epsilon}_r)}{2 + x(1 + \underline{\epsilon}_r)} \\ x &= \frac{1}{\sqrt{\underline{\epsilon}_r}} \cdot \tanh \left(\frac{jw}{c_0} \sqrt{\underline{\epsilon}_r} \cdot d_{MUT} \right) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Aus dem Reflexionsfaktor kann dann die DK mit einem später beschriebenen Algorithmus bestimmt werden. Allerdings kann der Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{MUT}$ nicht direkt bestimmt werden. Der Reflexionsfaktor, den ein Netzwerkanalysator (NWA) bestimmt, setzt sich aus einer Reihe von Zweitoren zusammen, die von dem gesuchten Reflexionsfaktor abgeschlossen wird (vgl. Abbildung 3.31).

Diese hintereinander geschalteten Zweitore können mathematisch zu einem einzigen zusammengefasst werden [29]. Sind die S-Parameter dieses Zweitores bekannt, so kann aus dem gemessenen Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_m$ der gesuchte $\underline{\Gamma}_{MUT}$

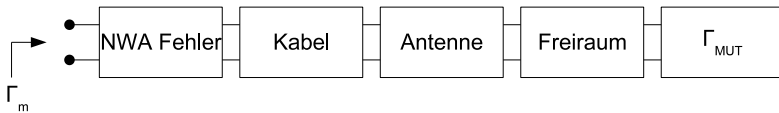


Abbildung 3.31: Fehlerzweitere

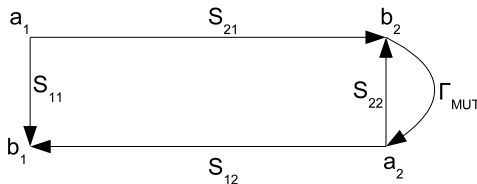


Abbildung 3.32: Signalflussdiagramm

berechnet werden. Um dies zu zeigen, sind in Abbildung 3.32 die Verknüpfungen der S-Parameter und des gesuchten Reflexionsfaktors mit Hilfe eines Signalflussdiagramms [30] dargestellt.

Betrachtet man das Zweitor als Fehlerzweitor, so nennt sich \underline{S}_{11} Direktivitätsfehler \underline{E}_d und \underline{S}_{22} Quellenanpassungsfehler \underline{E}_s . Wenn das Fehlerzweitor auf der rechten Seite mit einem Eintor abgeschlossen wird, kann ohne Beschränkung der Allgemeinheit $\underline{S}_{21} := 1$ und dafür $\underline{S}_{12} := \underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{21}$ gesetzt werden. \underline{S}_{12} wird dann Reflektivitätsfehler \underline{E}_r genannt. Das resultierende Signalflussdiagramm ist in Abbildung 3.33 zu sehen.

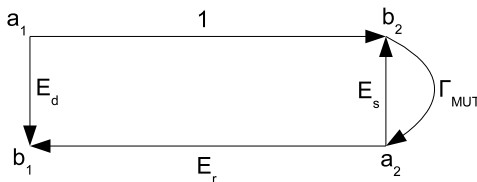


Abbildung 3.33: Signalflussdiagramm mit Fehlerzweitor

Der gemessene Reflexionsfaktor des mit dem Reflexionsfaktor der Probe abgeschlossenen Fehlerzweiters ergibt sich zu:

$$\underline{\Gamma}_m = \frac{b_1}{a_1} = \underline{E}_d + \frac{\underline{E}_r \cdot \underline{\Gamma}_{MUT}}{1 - \underline{E}_s \cdot \underline{\Gamma}_{MUT}} \quad (3.37)$$

Die Gleichung enthält drei unbekannte Fehlerterme, die durch eine Messung von drei bekannten unterschiedlichen Reflexionsfaktoren bestimmt werden können. Die bekannten Reflexionsfaktoren ersetzen dabei den Reflexionsfaktor der Probe $\underline{\Gamma}_{MUT}$. Häufig verwendete Standards für kabelgebundene Messungen sind Leerlauf, Kurzschluss und reflexionsfreier Abschluss. Im Freiraumfall wird der reflexionsfreie Abschluss dadurch realisiert, dass sich keine Gegenstände oder ein entsprechender Absorber vor der Antenne befinden. Der Kurzschluss kann durch eine Metallplatte dargestellt werden. Es ist jedoch nicht möglich, einen Leerlauf zu realisieren. Deshalb wird in diesem Fall ein verschobener Kurzschluss verwendet. Es kann auch beispielsweise eine dielektrische Platte mit bekannter DK als dritter Kalibrierungsstandard verwendet werden.

Unter Verwendung der genannten Kalibrierungsstandards können die Fehlerterme wie folgt berechnet werden.

$$\begin{aligned} \underline{E}_d &= \underline{\Gamma}_{m,load} \\ \underline{E}_s &= \frac{\underline{E}_d - \underline{\Gamma}_{m,os} + \underline{\Gamma}_{os} \cdot (\underline{E}_d - \underline{\Gamma}_{m,short})}{\underline{\Gamma}_{os} \cdot (\underline{\Gamma}_{m,short} - \underline{\Gamma}_{m,os})} \\ \underline{E}_r &= (1 + \underline{E}_s) \cdot (\underline{E}_d - \underline{\Gamma}_{m,short}) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Dabei sind $\underline{\Gamma}_{m,load}$, $\underline{\Gamma}_{m,short}$ und $\underline{\Gamma}_{m,os}$ die gemessenen Reflexionsfaktoren der Standards reflexionsfreier Abschluss, Kurzschluss und verschobener Kurzschluss mit den folgenden Reflexionsfaktoren.

$$\begin{aligned} \underline{\Gamma}_{load} &= 0 \\ \underline{\Gamma}_{short} &= -1 \\ \underline{\Gamma}_{os} &= -\exp\left(\frac{-j4\pi d_{offset}}{\lambda_0}\right) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Die Größe d_{offset} ist dabei der Abstand, um den der verschobene Kurzschluss von der Antenne weiter entfernt ist als der Kurzschluss. Der Abstand sollte so klein gewählt werden, dass der im Vergleich zum Kurzschluss entstehende Verlust vernachlässigt werden kann.

Mit den erhaltenen Fehlertermen kann der gemessene Reflexionsfaktor wie folgt korrigiert werden.

$$\underline{\Gamma}_{m,cor} = \frac{\underline{\Gamma}_m - \underline{E}_d}{\underline{E}_s \cdot (\underline{\Gamma}_m - \underline{E}_d) + \underline{E}_r} \quad (3.40)$$

Für die DK-Messung sollte beachtet werden, dass die Ebene parallel zur Antennenapertur, die den selben Abstand zur Apertur hat wie der Kurzschluss bei der Kalibrierung, die Referenzebene der Kalibrierung darstellt. Dementsprechend sollte die Probe während der Messung in exakt diesem Abstand positioniert werden.

3.3.7 Berechnung von ϵ_r aus dem Reflexionsfaktor

Nach Messung der Probe und Korrektur des Messergebnisses nach o. g. Verfahren wird daraus die komplexe DK der Probe berechnet. Die entsprechende Beziehung stellt Gleichung 3.36 dar. Diese Gleichung kann jedoch nicht nach ϵ_r aufgelöst werden. Deshalb wird eine Kostenfunktion (Gleichung 3.41) verwendet, die für die DK der Probe minimal wird (vgl. [24]).

$$c = \sum_f (|\underline{\Gamma}_{MUT} - \underline{\Gamma}_{m,cor}|) \quad (3.41)$$

Die Kostenfunktion bildet die Summe des Betrags des linearen Fehlers zwischen gemessenem und berechnetem Reflexionsfaktor über alle Frequenzpunkte. Die Betrachtung des quadratischen Fehlers brachte bei einigen Beispielen keinen Vorteil und soll daher nicht weiterverfolgt werden. Dabei wird folgendermaßen vorgegangen:

Zunächst werden zwei dreidimensionale Matrizen gleicher Größe erstellt. Die erste Matrix enthält die berechneten Reflexionsfaktoren $\underline{\Gamma}_{MUT}$. Dabei ändert sich in der ersten Dimension ϵ'_r , in der zweiten ϵ''_r und in der dritten die Frequenz f . Es wird vorausgesetzt, dass die Dicke der Probe bekannt ist. Die zweite Matrix enthält die Messwerte, d.h. einen Vektor mit den Reflexionsfaktoren für

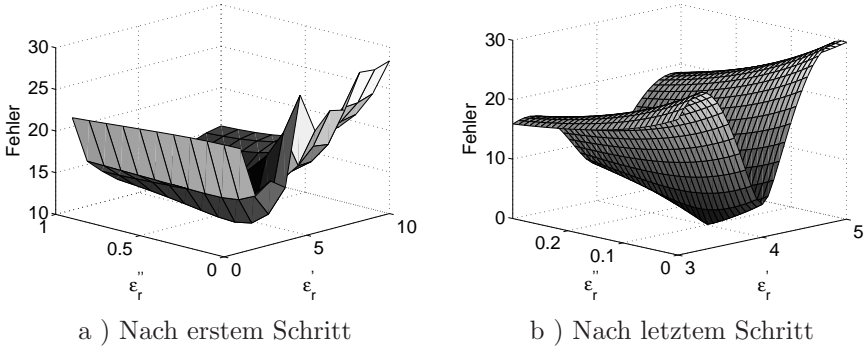


Abbildung 3.34: Fehlermatrix

die gemessenen Frequenzpunkte. Dieser Vektor ist für alle Punkte in der Ebene der ersten und zweiten Dimension gleich.

Nun werden beide Matrizen subtrahiert, der Betrag gebildet und über der dritten Dimension summiert. Das Ergebnis ist eine zweidimensionale Matrix, die von ϵ_r' und ϵ_r'' abhängt und den Gesamtfehler zwischen gemessener und berechneter DK über alle Frequenzen enthält. Im Idealfall hat die Matrix eine Nullstelle. Dann ist eine komplexe DK gefunden, für die sich der berechnete nicht vom gemessenen Reflexionsfaktor unterscheidet. Durch Rauschen und andere Einflüsse gibt es im Allgemeinen keine Nullstelle. In diesem Fall wird die DK, für die sich das Minimum an Fehler ergibt, als Ergebnis verwendet. Durch die Kenntnis des Fehlers kann gleichzeitig eine Aussage über die Qualität der Messung bzw. des Ergebnisses gemacht werden.

Um genaue Ergebnisse zu erhalten und gleichzeitig die Ressourcen für die Berechnung zu schonen, ist es sinnvoll, den zunächst großen Variationsbereich von ϵ_r' und ϵ_r'' grob zu unterteilen. Der Variationsbereich kann dann um das erhaltene erste Ergebnis herum eingengt werden. Dieser iterative Prozess wird dann so lange durchgeführt, bis sich die Abweichungen aufeinander folgender Ergebnisse in einem definierten Rahmen bewegen. Es ist auch möglich, zum Schluss die grobe Unterteilung nochmals zu verfeinern. Die Abbildungen 3.34a und 3.34b zeigen die zweidimensionale Fehlermatrix nach der ersten bzw. der letzten Iteration. Es ist zu erkennen, dass die Fehlermatrix für die komplexe

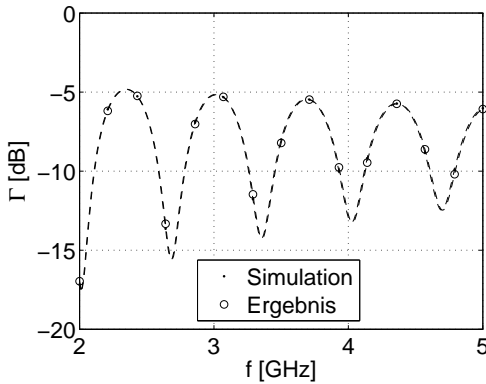


Abbildung 3.35: Verifikation des Algorithmus

DK der Probe von $4 - j0,1$ ein globales Minimum aufweist.

Abbildung 3.35 zeigt einen simulierten Reflexionsfaktor und den aus dem Ergebnis des o. g. Algorithmus berechneten Reflexionsfaktor. Die Übereinstimmung zeigt, dass der Algorithmus an sich funktioniert.

Dispersion wird bei diesem Verfahren nicht berücksichtigt, da hier über den gesamten Frequenzbereich gemittelt wird. Soll Dispersion berücksichtigt werden, so kann das Verfahren über den Frequenzbereich stückweise angewandt werden. Dabei ist zu beachten, dass das Verfahren umso besser funktioniert, je größer der Frequenzbereich ist. Allerdings besteht auch eine starke Abhängigkeit von der Form des Reflexionsfaktors. So funktioniert das Verfahren besonders gut bei einem ausgeprägten Interferenzmuster mit möglichst kleiner Periode.

Ein Beispiel für die Bestimmung der DK eines dispersiven Materials ist in den Abbildungen 3.36a und 3.36b zu sehen. Hier wird der Frequenzbereich von 2 bis 5 GHz in drei Teile von je 1 GHz Bandbreite aufgeteilt. Für jeden Teilbereich wird der Algorithmus angewandt. Es ist gut zu erkennen, dass die beiden ersten Punkte bei 2,5 und 3,5 GHz sehr gut mit den Originaldaten übereinstimmen. Der letzte Punkt bei 4,5 GHz weicht etwas stärker ab, da hier aufgrund der stärkeren Dämpfung des Materials das Interferenzmuster im Reflexionsfaktor weniger stark ausgeprägt ist.

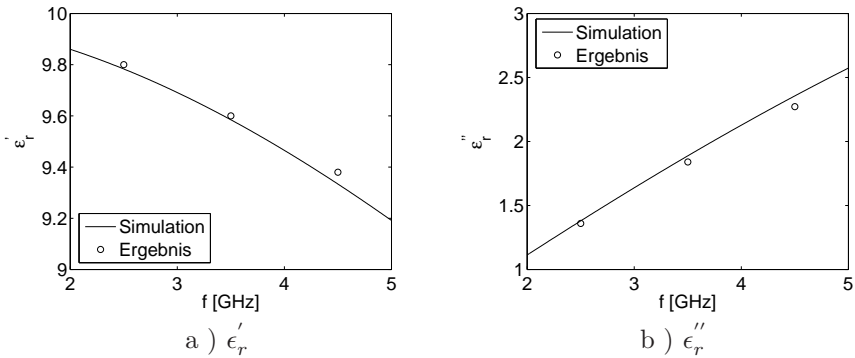


Abbildung 3.36: Simulierte DK und Ergebnis des Algorithmus unter Berücksichtigung der Dispersion

3.3.8 Messung von Referenzmaterialien

Analog der DK-Messung mit Koplanarleitung soll auch die DK-Messung mit UWB-Antenne durch die Messung von Referenzmaterialien mit bekannter DK verifiziert werden. In den Abbildungen 3.37a, 3.37b und 3.38 sind jeweils der gemessene Reflexionsfaktor für PTFE, PP und PA6GF30 dargestellt. Aus den Reflexionsfaktoren wird dann mit dem in Kapitel 3.3.7 beschriebenen Algorithmus die DK der Materialien bestimmt. Die theoretischen Reflexionsfaktoren, berechnet aus den gemessenen DKs und den bekannten Materialdicken, sind zum Vergleich ebenfalls in den Abbildungen zu sehen.

Die gemessenen Reflexionsfaktoren von PTFE und PP mit sehr niedrigen Werten für den Realteil der DK haben ein wesentlich größeres Rauschen als der Reflexionsfaktor von PA6GF30. Dies liegt daran, dass eine niedrige DK zu einer sehr kleinen rücklaufenden Welle führt. Somit ist es für das vorliegende Messsystem vorteilhaft, Materialien mit größerer DK zu messen.

In Tabelle 3.2 sind die erwarteten und gemessenen DKs und jeweils der Fehler des Realteils zusammengefasst. Man erkennt, dass mit einem Fehler von 5-10 % im Realteil der DK gerechnet werden muss. Bei den genannten Beispielen wird der Realteil durchgehend unterschätzt. Dies ist vermutlich auf die Kalibrierung zurückzuführen.

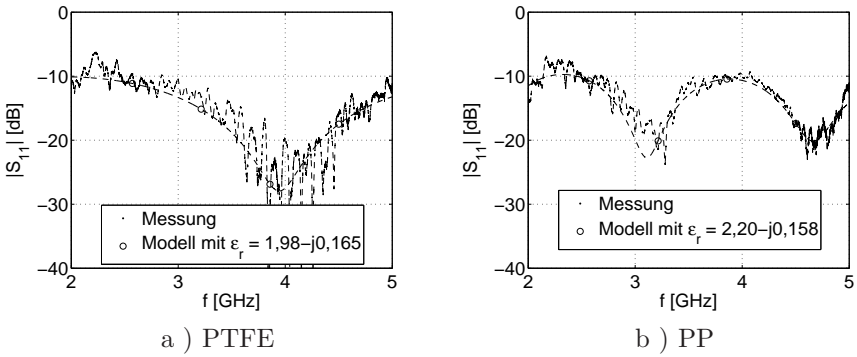


Abbildung 3.37: Referenzmessungen

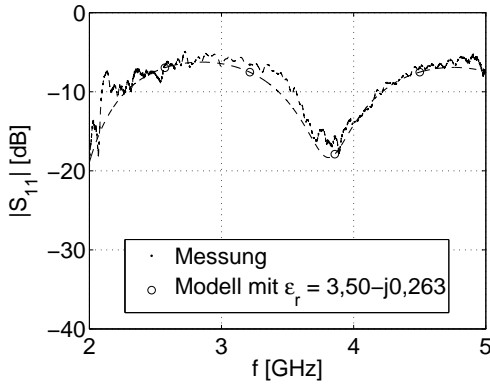


Abbildung 3.38: Referenzmessung mit PA6GF30

Material	$\epsilon'_{r,Ref}$	$\epsilon''_{r,Ref}$	$\epsilon'_{r,Messung}$	$\epsilon''_{r,Messung}$	$\Delta\epsilon'_r[\%]$
PTFE	2,09	0,008	1,98	0,165	-5,3
PP	2,38	0,017	2,20	0,158	-7,6
PA6GF30	3,60	0,054	3,50	0,263	-2,8

Tabelle 3.2: Referenzmessungen UWB-Antenne

Der Fehler im Imaginärteil wurde nicht berechnet. Die Abweichung ist so groß, dass der gemessene Wert nicht verwendet werden kann. Dies liegt daran, dass die hier verwendeten Kunststoffe einen sehr geringen Verlustfaktor besitzen. Dieser führt im Reflexionsfaktor zu einer Dynamik, die wesentlich größer ist, als die des Messsystems an sich. Die Dynamik des Messsystems bestimmt also den kleinsten messbaren Verlustfaktor. Allerdings muss angemerkt werden, dass die Kalibrierung einen wesentlichen Einfluss auf die Dynamik des Messsystems hat. Der Einfluss der Kalibrierung kann durch eine weitere Verbesserung der Antenne bzgl. Eingangsreflexionsfaktor, abgestrahlter Leistung und Öffnungswinkel verringert werden. Gleichzeitig würde das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert.

Baustoffe besitzen einen erheblich größeren Verlustfaktor, so dass diese Einschränkung des Systems für die spätere Anwendung weniger relevant ist als bei der Messung von Kunststoffen.

3.4 Bewertung

In den vorhergehenden Abschnitten wurden die beiden DK-Sensoren Koplanarleitung und UWB-Antenne ausführlich dargestellt. Im Folgenden sollen diese miteinander verglichen und bzgl. der Eignung für die Messung der DK von feuchten Baustoffen bewertet werden.

Zunächst ist festzustellen, dass die Messung mit der Koplanarleitung eine Zweiter-Messung der S-Parameter voraussetzt, wohingegen sich die Messung mit der UWB-Antenne auf ein Tor beschränkt. Dadurch liefert erstere Methode

mehr und auch redundante Rohmessdaten, bietet dadurch jedoch keine besseren Messwerte.

Durch die Messung u. a. des Transmissionsfaktors eignet sich die Koplantarleitung besser für kleine DKs, da der Transmissionsfaktor dann groß ist. Die Freiraummessung mit UWB-Antenne bevorzugt einen großen Reflexionsfaktor des Materials, weshalb sie sich für größere DKs besser eignet und damit für feuchtes Baumaterial. Kleine DKs bei Transmissionsfaktormessungen und große bei Reflexionsfaktormessungen führen zu großen Messsignalen, wodurch eventuelle Messfehler durch im Messsystem vorhandene absolute Fehler relativ klein ausfallen.

Da sich bei der Koplantarleitung nicht alle Feldlinien im Dielektrikum befinden, wird hier eine effektive DK bestimmt. Deshalb ist zusätzlich ein Modell erforderlich, welches die effektive DK aufgrund der Leitungsgeometrie in die reale DK des Dielektrikums überführt. Dieses Modell kann zusätzliche Fehler in die Messung einbringen und verstärkt den absoluten Fehler, der bereits in der effektiven DK enthalten ist. Die Freiraummessung kommt ohne vergleichbares Modell aus, wenn wie hier eine ebene Welle an der Grenzfläche zum Dielektrikum angenommen werden kann.

Die Koplantarleitung war ursprünglich dafür vorgesehen, die DK frequenzabhängig zu bestimmen und dadurch Dispersionseffekte bei feuchtem Baumaterial sichtbar zu machen. Die frequenzabhängige Messung ist jedoch nicht mit ausreichender Genauigkeit gelungen, so dass auch hier nur ein Mittelwert über den Frequenzbereich verwendet werden kann. Bei dem verwendeten Algorithmus der Antennenmessung wird ein großer Frequenzbereich für die Bestimmung der DK benötigt. Da die Dispersion bei feuchtem Baumaterial nicht sehr stark ausgeprägt ist, würden hier DK-Werte für wenige Frequenzpunkte ausreichen, was mit der Antennenmessung bewerkstelligt werden kann.

Durch die Koplantarleitung wird die DK an der Oberfläche des Materials gemessen, während bei der Freiraummessung die DK eines Materialvolumens bestimmt wird. Bei dem verwendeten Algorithmus für die Freiraummessung wird eine konstante DK über das Volumen und eine bekannte Dicke vorausgesetzt. Mit anderen Algorithmen ist es jedoch möglich, auf die Dickeninformation zu verzichten und die DK tiefenaufgelöst zu bestimmen.

Zuletzt beruht die Messung mit der Koplantarleitung auf dem Kontakt der Leitung mit dem Material. Dadurch ergibt sich eine starke Empfindlichkeit des

Messverfahrens gegenüber dem Anpressdruck, Übergangswiderstand und der Oberflächenbeschaffenheit des Materials. Diese Einschränkungen bestehen bei der Freiraummessung nicht und machen sie zum einzig möglichen Sensor für das angestrebte Messsystem.

Insgesamt gesehen überwiegen die genannten Vorteile der UWB-Antenne und die Verwendung der Koplantarleitung lässt keine Zusatzinformationen erwarten. Deshalb werden die anschließenden Messungen von feuchtem Baumaterial ausschließlich mit der UWB-Antenne durchgeführt.

4 Breitbandige Messung der DK von Baustoffen

Der gesuchte Feuchtegehalt im Baumaterial soll dadurch bestimmt werden, dass die Mischungs-DK der Mischung aus Baumaterial, Wasser und Salzen über einen großen Frequenzbereich gemessen wird. Der Verlauf der DK von Wasser, Salz und Baumaterialien verhält sich unterschiedlich über der Frequenz. Dadurch kann mittels eines DK-Modells rückwärts auf den Feuchte- und Salzgehalt der Probe geschlossen werden.

In dieser Arbeit wird der Fokus auf den Feuchtegehalt gelegt. Deshalb wird der Salzgehalt der Proben nicht gezielt variiert. Bei niedrigen Frequenzen wird sowohl der Realteil als auch der Imaginärteil der DK von Feuchte- und Salzgehalt beeinflusst. Dies erschwert beispielsweise die Bestimmung des Feuchtegehalts bei unbekanntem Salzgehalt. Bei den hier verwendeten Messfrequenzen oberhalb von 2 GHz wird der Realteil der DK praktisch nur noch vom Feuchtegehalt beeinflusst [31]. Die Feuchtemessung wird dadurch unabhängig vom meist unbekanntem Salzgehalt.

4.1 Herstellung der Proben

Zur Durchführung der Messungen werden Proben unterschiedlicher Baumaterialien benötigt, die mit einem definierten Anteil an Wasser beaufschlagt sind. Bei bekannter Zusammensetzung der Proben (Baumaterial, Wasser) kann ein Zusammenhang zwischen den einzelnen Anteilen und der resultierenden DK bestimmt werden. Dazu muss eine Reihe von Proben mit unterschiedlicher Zusammensetzung untersucht werden.

Zu den wichtigsten Baumaterialien gehören:

- Beton
- Porenbeton
- Ziegelstein (Vollmaterial)
- Kalksandstein (Vollmaterial)

4.1.1 Herstellung von Beton

Beton ist ein sehr universell einsetzbarer Baustoff, den es für die unterschiedlichsten Anwendungen in sehr vielfältigen Variationen gibt. Dabei werden die verschiedenen Betone in der Regel nach mechanischen Eigenschaften klassifiziert, die für die Statik eines Bauwerks entscheidend sind.

Für die hier zu untersuchenden elektrischen Eigenschaften ist diese Klassifizierung nicht ausreichend. Zur Sicherstellung der Reproduzierbarkeit der Messergebnisse soll deshalb die Rezeptur des entsprechenden Betons festgelegt werden. Das Fraunhofer-Institut für Bauphysik hat in einer Marktrecherche [32] typische Wandaufbauten und eine Betonrezeptur für typische Betonwände ermittelt. Dieses Betonrezept soll im Folgenden dargestellt und verwendet werden.

Ausgegangen wird von einem Gesamtvolumen an Frischbeton von $V_{ges} = 1 \text{ m}^3$ und einem Wasserzementwert (Verhältnis des Volumens an Wasser zur Masse des Zements) von $\frac{w}{z} = 0,58 \frac{\text{l}}{\text{kg}}$. Verwendung findet die Zementsorte CEM I 32,5 N (Portlandzement, Festigkeitsklasse 32,5) mit einer Dichte von $\rho = 3,1 \frac{\text{kg}}{\text{l}}$. Davon werden $m_{Zement} = 260 \text{ kg}$ benötigt. Mit dem angegebenen Wasserzementwert ergibt sich das Volumen des Wassers zu $V_{Wasser} = m_{Zement} \frac{w}{z} = 151 \text{ l}$. Für den Anteil an Luft werden 1,5% entsprechend $V_{Luft} = 15 \text{ l}$ angenommen. Damit ergibt sich das Volumen der Gesteinskörnung zu $V_{Gesteinskoernung} = V_{ges} - V_{Zement} - V_{Wasser} - V_{Luft} = 750 \text{ l}$. Als Gesteinskörnung wird in Süddeutschland meist Rheinkies, Mainsand oder Rheinsand verwendet.

Der beschriebene Beton ist ein sogenannter 3-Phasen-Beton, da er aus den drei Komponenten Zement, Wasser und Gesteinskörnung besteht. Heute werden häufig 5-Phasen-Betone eingesetzt, die neben den genannten drei Phasen

Zusatzstoffe, wie Flugasche und Silikastaub und Zusatzmittel, wie Gesteinsmehl und Pigmente enthalten. Diese Zusätze dienen der Verbesserung verschiedener Eigenschaften des Betons, wie z. B. der Oberflächengüte [33] [34].

4.1.2 Abmessungen

Es sollen möglichst DK-Messverfahren eingesetzt werden, die keine spezielle Form der Probe voraussetzen. Die Dimensionierung soll so erfolgen, dass die Proben für alle Messverfahren geeignet sind, um eine Vergleichbarkeit der Messergebnisse zu erreichen. Allgemein sollen die Maße der Proben möglichst klein sein, damit die Trocknung und die gleichmäßige Durchfeuchtung keine Schwierigkeiten bereiten. Es dürfen jedoch bestimmte Grenzen nicht unterschritten werden. Eine ausreichende Probendicke muss gewährleistet sein, damit das Feld der Messapparatur die Probe nicht komplett durchdringt und dadurch keine Randeffekte zu Fehlern führen. Weiterhin muss die Ausdehnung der Proben ausreichend sein, um Inhomogenitäten der Proben über eine größere Messfläche ausgleichen zu können.

4.1.3 Trocknung

Das hier beschriebene Verfahren zur Trocknung der Baustoffproben ist der Norm DIN EN ISO 12570:2000 [35] zur Bestimmung des Feuchtegehaltes von porösen, wasserdurchlässigen Baustoffen entnommen.

Zur Trocknung wird die Probe in einen Wärmeschrank mit technischer Lüftung gestellt. Die relative Luftfeuchte muss während der Trocknung unter 10 % gehalten werden. Die Temperatur soll bei mineralischen Baustoffen und Holz $\vartheta = (105 \pm 2)^\circ\text{C}$ betragen. Dabei soll die Probe nicht verformt werden und ausschließlich das freie Wasser der Probe entweichen. Gebundenes Wasser wie z. B. Kristallwasser wird nicht zur Feuchte gerechnet und muss daher in der Probe verbleiben. Gegebenenfalls muss bei bestimmten Materialien die Trocknungstemperatur abgesenkt werden. Bei Gips ist eine Trocknungstemperatur von $\vartheta = (40 \pm 2)^\circ\text{C}$ anzuwenden.

Das Ende des Trocknungsprozesses ist über die Massenkonstanz definiert. Zur Prüfung auf Massenkonstanz wird die Probe in einem evakuierten Exsikkator mit Trockenmittel auf Raumtemperatur abgekühlt. Die Masse der Probe m_{Probe} ist mit einer Genauigkeit von 0,1 % zu bestimmen. Massenkonstanz

gilt als erreicht, wenn die Masse der Probe sich bei drei aufeinanderfolgenden Messungen im Abstand von jeweils 24 Stunden um weniger als 0,1 % ändert.

Am Ende des Trocknungsprozesses ist die Trockenmasse der Probe m_{TM} zu notieren.

4.1.4 Befeuchtung

Zum Einstellen eines definierten Feuchtegehalts wird die getrocknete Probe zusammen mit einer definierten Menge an Wasser $m_{W,Zugabe}$ in Kunststoffolie eingepackt. Dabei soll möglichst wenig Luft eingeschlossen werden, da diese einen Teil des Wassers aufnehmen könnte. Die Probe wird nun einen definierten Mindestzeitraum (1 Woche) bei Raumtemperatur gelagert, bis sich das Wasser gleichmäßig in der Probe verteilt hat.

Unmittelbar vor der DK-Messung wird die Probe aus der Kunststoffolie entnommen. Der exakte Feuchtegehalt wird durch das Wiegen der feuchten Probe m_{Probe} und anschließende Differenzbildung $m_W = m_{Probe} - m_{TM}$ bestimmt.

Nach Entfernen der Kunststoffolie ändert sich der Wassergehalt durch die Umgebungsluft. Deshalb müssen alle Messungen mit dieser Probe rasch durchgeführt werden. Durch die Wechselwirkung mit der Umgebungsluft wird insbesondere die gleichmäßige Feuchteverteilung in der Probe gestört. Daher muss vor einer möglichen Wiederverwendung die Probe erneut in einer Kunststoffolie gelagert und gewogen werden.

4.2 Messergebnisse

Für die Durchführung der DK-Messungen wurde das Messverfahren mit UWB-Antenne nach Kapitel 3.3 verwendet. An Baumaterialien wurden drei unterschiedliche Betone sowie Porenbeton und Vollziegel untersucht. Bei den Betonsorten handelt es sich um zwei 5-Phasen-Betone mit Kalksplittzuschlag (Beton B2) bzw. mit Kieszuschlag (Beton B3) nach Rezeptur der Firma Rau¹. Dazu kommt ein 3-Phasen-Beton nach Fraunhofer-Rezeptur (Beton B4, siehe 4.1.1).

Der Algorithmus zur Berechnung der DK aus dem gemessenen Reflexionsfaktor geht von einem homogenen Material aus. Damit muss auch die Feuchteverteilung homogen sein. Zur Überprüfung der Homogenität wurden alle Proben

¹Friedrich Rau GmbH & Co., Betonwerk, Untere Aue 8, D-72224 Ebhausen

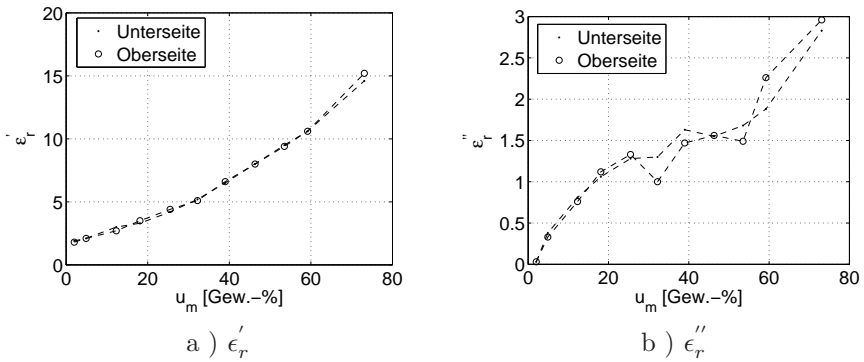


Abbildung 4.1: Porenbeton

von der Ober- und Unterseite gemessen. Bei der überwiegenden Zahl der Messpunkte ist die Abweichung der Messung des Realteils der DK von oben und unten gering, so dass die Homogenität der Probe als gegeben angenommen werden kann.

Des weiteren ist zu erwähnen, dass jeder Messpunkt, d. h. jeder Feuchtegehalt, einer anderen Probe entspricht. Die einzelnen Messpunkte wurden also nicht mit der selben Probe bestimmt. Als Resultat ist in den Messergebnissen auch die Streuung von Dichte, Porosität, usw. der Proben enthalten.

In den Abbildungen 4.1a und 4.1b sind die Messergebnisse für Porenbeton dargestellt. Dabei ist der Realteil bzw. der negative Imaginärteil der DK über dem massebezogenen Feuchtegehalt u_m aufgetragen. Die verwendeten Proben haben Dicken zwischen 23 und 28 mm. Im linken Bild ist gut zu erkennen, dass ϵ'_r über dem Feuchtegehalt keinen linearen, sondern eher einen quadratischen Anstieg aufweist. Dies liegt daran, dass die Wassermoleküle direkt an den Porenwänden des Porenbeton stark adsorbiert sind. Dadurch sinkt die DK dieser Wassermoleküle, da sie in ihrer Bewegung eingeschränkt sind und sich somit nicht vollständig bzw. nur langsamer im elektrischen Feld ausrichten können. Bei geringem Feuchtegehalt ist der Anteil der Wassermoleküle an den Porenwänden sehr groß. Erst mit steigendem Wassergehalt steigt der Anteil der freien Wassermoleküle mit größerer DK an.

Die Betonprobenserien B2-B4 bestehen aus jeweils 20 Proben. Die Proben

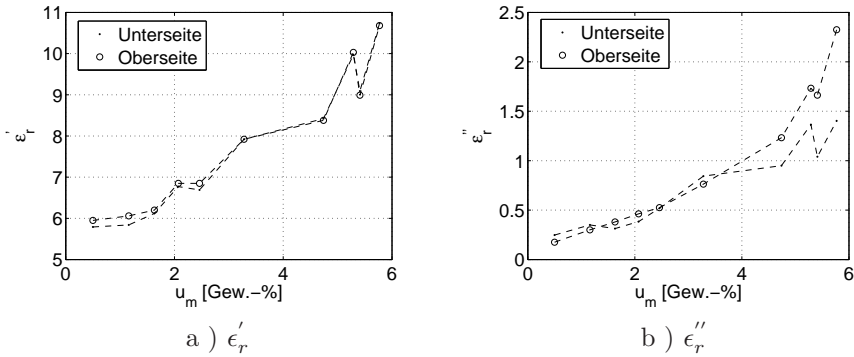


Abbildung 4.2: Beton B2 Proben 1-10

mit der Nummer 1-10 haben jeweils eine Dicke von 30 mm und die Proben mit der Nummer 11-20 eine Dicke von 50 mm. Die Messergebnisse sind in den Abbildungen 4.2a bis 4.7b zu sehen. Aufgrund des wesentlich geringeren maximalen Feuchtegehalts von Beton gegenüber Porenbeton ist hier ein linearer Anstieg der DK zu beobachten.

Abbildungen 4.8a und 4.8b zeigen die Messergebnisse für Ziegel. Dabei kann beim Realteil der DK wieder ein Anstieg der Kurve ähnlich wie bei Porenbeton festgestellt werden. Die Probendicke beträgt hier 72 mm.

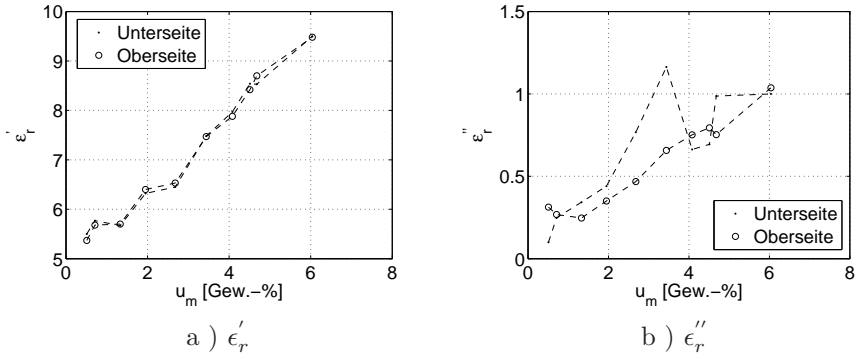


Abbildung 4.3: Beton B2 Proben 11-20

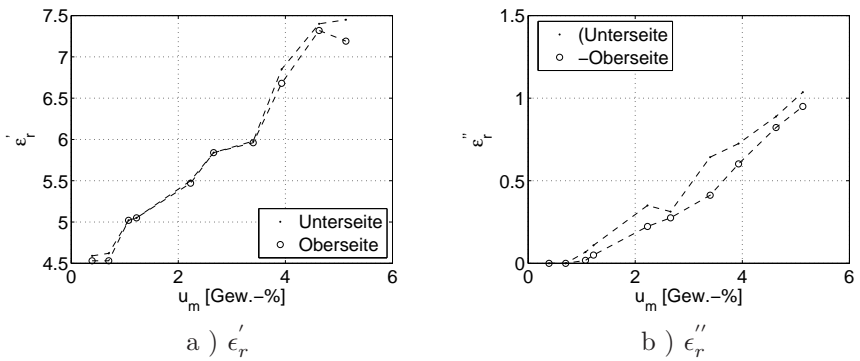


Abbildung 4.4: Beton B3 Proben 1-10

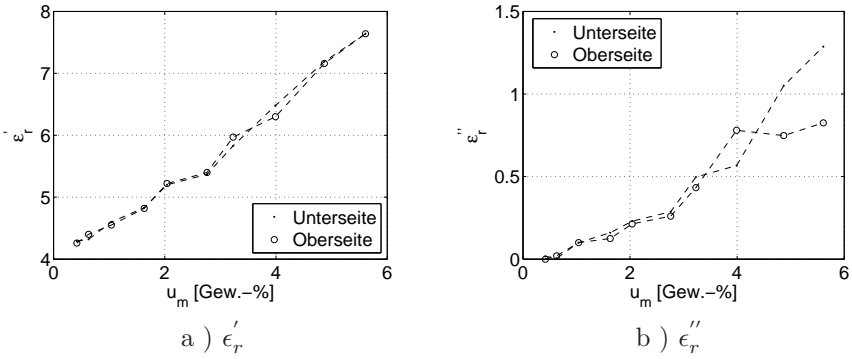


Abbildung 4.5: Beton B3 Proben 11-20

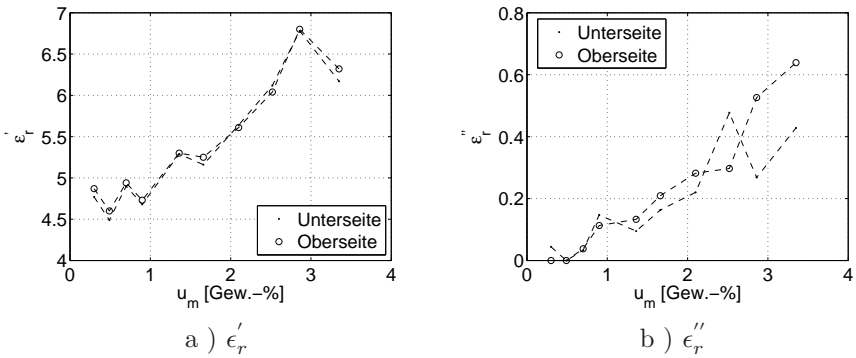


Abbildung 4.6: Beton B4 Proben 1-10

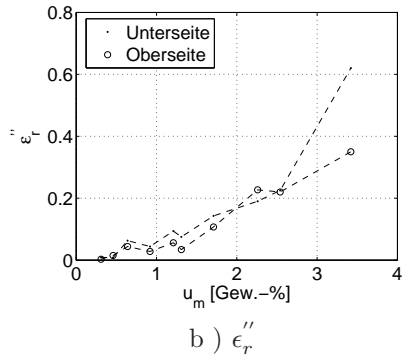
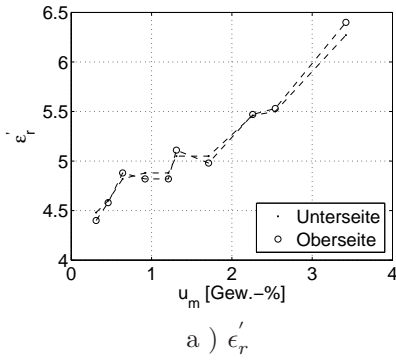


Abbildung 4.7: Beton B4 Proben 11-20

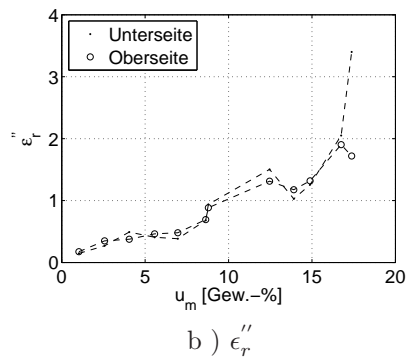
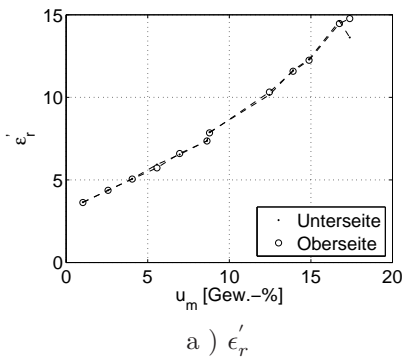


Abbildung 4.8: Ziegelproben 1-12

5 DK-Mischungsmodelle für Baustoffe

5.1 Existierende Modelle

Im vorangegangenen Kapitel wurde der Zusammenhang zwischen massebezogenem Feuchtegehalt u_m und der komplexen DK $\underline{\epsilon}_r$ für verschiedene Baumaterialien messtechnisch bestimmt. Für die Verwendung dieses Zusammenhangs ist eine analytische Form vorteilhaft. Diese wird Mischungsmodell genannt, da dabei eine resultierende DK aus den DKs einzelner Komponenten einer Mischung berechnet wird.

Die einzelnen Komponenten der Mischung bilden meist Wechselwirkungen untereinander aus. Bei porösen Stoffen, die mit Wasser beaufschlagt werden, haben die Wassermoleküle, die in direktem Kontakt mit der Porenwand stehen, in der Regel eine niedrigere DK als reines Wasser. Die Adsorption der Wassermoleküle an der Porenwand hindern diese an der Rotation [36]. Wollte man ein physikalisches Mischungsmodell verwenden, so müssten dieser und viele weitere Effekte berücksichtigt werden. Dazu sind viele Parameter der einzelnen Komponenten, wie z. B. die Porenradienverteilung bei porösen Stoffen, notwendig, die meist nicht verfügbar sind oder aufwändig bestimmt werden müssten. Weiterhin sind diese Parameter bei Baustoffen beispielsweise sehr unterschiedlich. Bereits eine andere Betonsorte oder eine andere Rezeptur führt zu anderen Parametern. Dadurch erscheint ein physikalisches Mischungsmodell ungeeignet und es sollen im Folgenden relativ einfache empirische Mischungsmodelle zum Einsatz kommen. Die Gewichtung der einzelnen Komponenten erfolgt dabei mit dem jeweiligen Volumenanteil v .

Bei Baustoffen wird meist ein 3-Phasen-Gemisch bestehend aus Luft, Wasser und der festen Phase angenommen. Entsprechend werden die Volumenanteile von Luft v_l , Wasser v_w und der festen Phase v_m verwendet. Die DKs von Wasser

$\epsilon_{r,w}$ und Luft $\epsilon_{r,l} = 1$ sind bekannt. Weiterhin gilt

$$v_l + v_w + v_m = 1. \quad (5.1)$$

Die verbleibende Unbekannte ist die DK der festen Phase. Diese entspricht nicht der DK des trockenen Baustoffs $\epsilon_{r,MUT,trocken}$, da bei der festen Phase das Porenvolumen V_{Poren} nicht enthalten ist. Die DK der festen Phase $\epsilon_{r,m}$ kann jedoch mittels der DK des trockenen Baustoffes und der Bestimmung des Porenvolumens bzw. der Porosität Φ berechnet werden. Dabei gelten die folgenden Beziehungen.

$$\begin{aligned} v_w &= 0 \\ v_m &= 1 - \Phi \\ v_l &= \Phi \\ \epsilon_r &= \epsilon_{r,MUT,trocken} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Die Porosität Φ ist definiert als das offene Porenvolumen V_{Poren} bezogen auf das Gesamtvolumen V_{MUT} einer Probe.

$$\Phi = \frac{V_{Poren}}{V_{MUT}} \quad (5.3)$$

Das Porenvolumen kann mit Hilfe des Wasseraufnahmeverfahrens bestimmt werden. Dabei wird davon ausgegangen, dass bei Lagerung einer Probe unter Wasser bis zur Massenkonstanz alle offenen Poren mit Wasser gefüllt sind. Das Porenvolumen entspricht dann dem Volumen des aufgenommenen Wassers $V_w = \frac{m_w}{\rho_w}$.

Für die Porosität einer Probe bei Kenntnis des maximalen massebezogenen Wassergehalts $u_{m,max}$ gilt dann:

$$\Phi = \frac{V_{Poren}}{V_{MUT}} = \frac{m_w}{\rho_w} \cdot \frac{\rho_{MUT,trocken}}{m_{MUT,trocken}} = u_{m,max} \cdot \frac{\rho_{MUT,trocken}}{\rho_w} \quad (5.4)$$

Das volumetrische Mischungsmodell nach Brown [37] ist eines der einfachsten Mischungsmodelle. Die DKs der Komponenten werden linear mit dem Volumenanteil gewichtet. Gute Ergebnisse sollten hier bei geringen Wechselwirkungen zu erzielen sein.

$$\epsilon_r = v_w \epsilon_{r,w} + v_m \epsilon_{r,m} + v_l \quad (5.5)$$

Birchak [37] fand eine schlechte Übereinstimmung des volumetrischen Mischungsmodells mit seinen Messungen von feuchtem Boden. Deshalb schlug er das complex refractive index Modell (CRIM) vor, welches auf der strahlenoptischen Länge eines Materials basiert. Das CRIM wird häufig für die Modellierung der DK von Böden, Gestein und Beton eingesetzt [38].

$$\underline{\epsilon}_r = \left(v_w \sqrt{\underline{\epsilon}_{r,w}} + v_m \sqrt{\underline{\epsilon}_{r,m}} + v_l \right)^2 \quad (5.6)$$

Das Modell von Landau, Lifshitz und Looyenga gewichtet das Wasser etwas schwächer als das CRIM, da die DK in der Kubikwurzel anstatt der Quadratwurzel mit dem Volumenanteil gewichtet wird.

$$\underline{\epsilon}_r = \left(v_w \sqrt[3]{\underline{\epsilon}_{r,w}} + v_m \sqrt[3]{\underline{\epsilon}_{r,m}} + v_l \right)^3 \quad (5.7)$$

Das Modell von Lichtenecker führt im Vergleich zum Modell von Landau, Lifshitz und Looyenga zu einer deutlich geringeren Steigung der Funktion $\underline{\epsilon}_r(u_m)$. Hier wird der natürliche Logarithmus der DK mit dem Volumenanteil gewichtet.

$$\underline{\epsilon}_r = e^{v_w \ln(\underline{\epsilon}_{r,w}) + v_m \ln(\underline{\epsilon}_{r,m}) + v_l} \quad (5.8)$$

5.2 Vergleich mit Messdaten

Nun sollen die Messergebnisse aus Abschnitt 4.2 mit den vorgestellten DK-Mischungsmodellen verglichen werden. Dazu sind zunächst die Porositäten der Baustoffe notwendig. Diese wurden nach Gleichung 5.4 aus dem maximalen massebezogenen Feuchtegehalt u_m und der geometrischen Dichte des trockenen Materials $\rho_{MUT,trocken}$ berechnet. Die Werte sind Tabelle 5.1 zu entnehmen.

In Abbildung 5.1a ist der Realteil der DK von Porenbeton über dem massebezogenen Feuchtegehalt zu sehen. Dabei sind in der Abbildung die Messergebnisse von der Ober- und Unterseite sowie alle vier vorgestellten Mischungsmodelle enthalten. Es ist zu erkennen, dass das CRI-Modell sehr gut mit den Messergebnissen übereinstimmt. Das Modell von Landau et al. liefert etwas zu niedrige Werte für den Realteil der DK. Das volumetrische Mischungsmodell und das Modell von Lichtenecker scheinen für alle hier betrachteten Baustoffe ungeeignet zu sein und werden deshalb im Folgenden nicht mehr betrachtet.

Material	$u_{m,max}$ [%]	$\rho_{MUT,trocken}$ [$\frac{kg}{m^3}$]	Φ [%]
Porenbeton	73	460	33,6
Beton B2	6,6	2333	15,4
Beton B3	6,8	2200	15,0
Beton B4	4,5	2267	10,2
Ziegel	17,1	1664	28,5

Tabelle 5.1: Porosität der verwendeten Proben

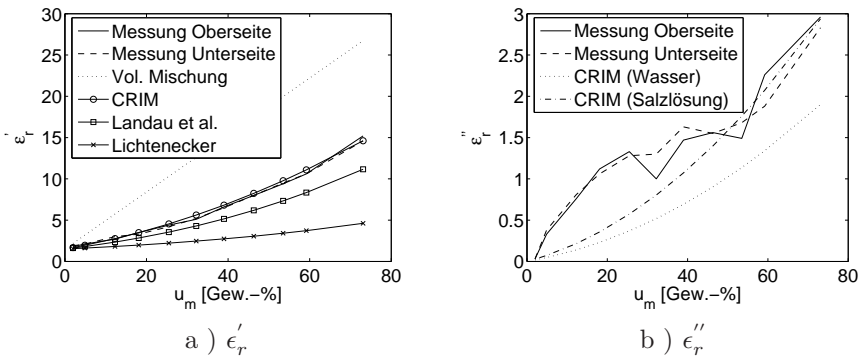


Abbildung 5.1: Porenbeton

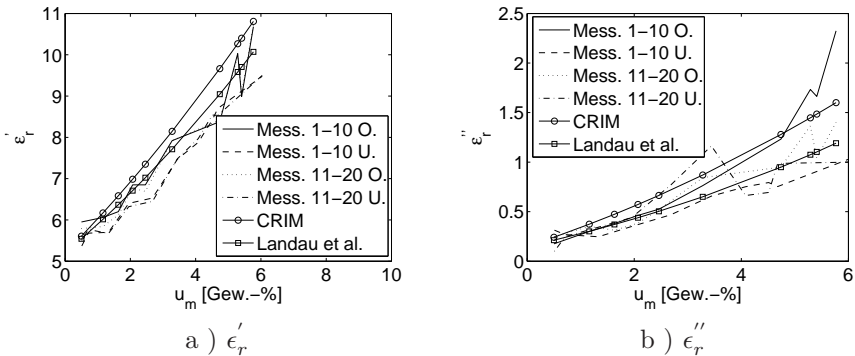


Abbildung 5.2: Beton B2

Abbildung 5.1b zeigt den negativen Imaginärteil der DK über dem Feuchtegehalt. Es ist zu erkennen, dass die Kurvenform der Messergebnisse durch das CRI-Modell für niedrige Feuchtegehalte nicht wiedergegeben werden kann. Für hohe Feuchtegehalte wird ϵ_r'' unterschätzt, wenn die ionische Leitfähigkeit vernachlässigt wird. Deshalb wird statt reinem Wasser eine 0,15 normale Natriumchloridlösung angenommen. Dies führt zu einer wesentlich verbesserten Übereinstimmung des Modells mit den Messergebnissen.

In den Abbildungen 5.2a bis 5.4b sind die Messergebnisse für die Betone B2, B3 und B4 sowie das CRI-Modell und das Modell nach Landau et al. dargestellt. Die Messergebnisse bestehen dabei aus jeweils vier Kurven. Die vier Kurven ergeben sich aus der Messung jeweils der Ober- und Unterseite von zwei Serien von Proben. Die Proben mit der Nummer 1 bis 10 haben eine Dicke von 30 mm und die Proben mit der Nummer 11 bis 20 eine Dicke von 50 mm. Für alle Betone ergibt sich die beste Übereinstimmung mit dem Modell nach Landau et al..

Analog zum Porenbeton wurde auch hier statt reinem Wasser eine Natriumchloridlösung angenommen. Die Konzentration betrug bei Beton B2 0,3 N, bei Beton B3 0,6 N und bei Beton B4 0,4 N. Die Salzkonzentration wurde dabei durch Anpassung des Modells an die Messdaten bestimmt.

Die Abbildungen 5.5a und 5.5b zeigen den Vergleich für Vollziegel. Hier liefert wie bei Porenbeton das CRI-Modell die beste Übereinstimmung. Es wurde eine

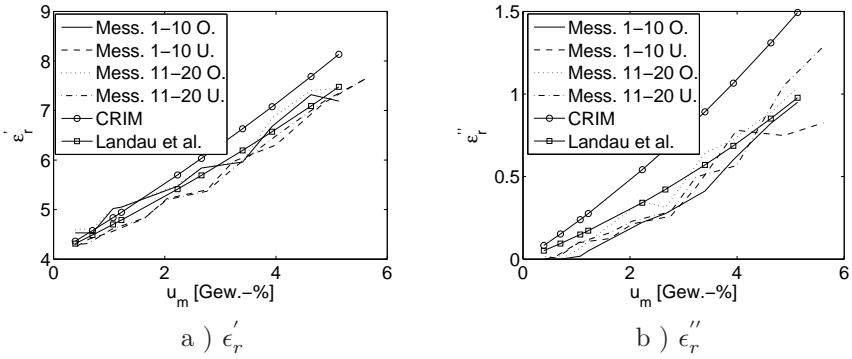


Abbildung 5.3: Beton B3

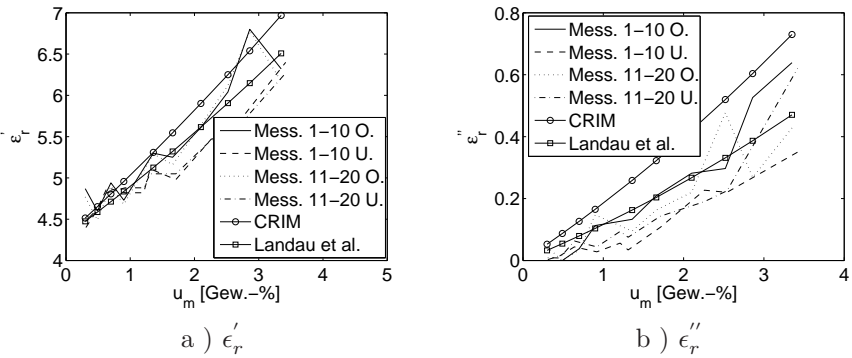


Abbildung 5.4: Beton B4

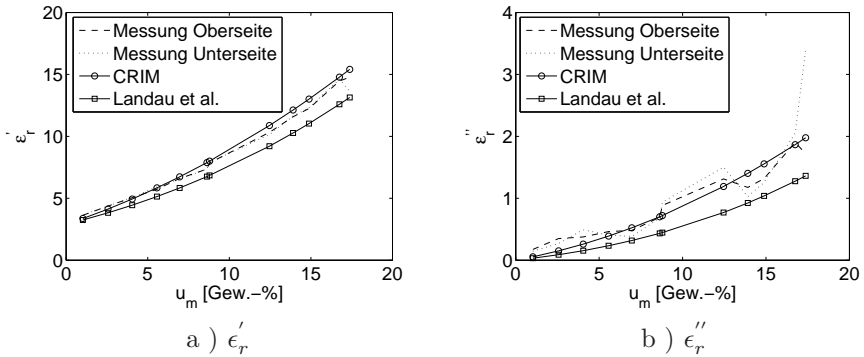


Abbildung 5.5: Ziegel

Natriumchloridlösung der Konzentration 0,05 N für das Modell angenommen.

Nach der Bestimmung der besten Modelle und der Parameter für die verwendeten Baustoffe sollen die Modellkurven miteinander verglichen werden. Der Vergleich ist in den Abbildungen 5.6a und 5.6b zu sehen. Die Kurven für den Realteil der DK liegen weit auseinander. Besonders zu bemerken ist, dass sich die Betone B2 und B3 erheblich unterscheiden, obwohl nur eine andere Gesteinskörnung verwendet wurde. Die Betone B3 und B4 mit völlig anderen Rezepturen liegen hingegen eng beieinander.

Bei der Betrachtung der negativen Imaginärteile ist zu erkennen, dass die Kurven von Beton B3, B4 und Ziegel übereinstimmen. Dagegen ist die Kurve von Beton B2 weit entfernt.

Insgesamt zeigt sich, dass durch die großen Unterschiede zwischen den einzelnen Baustoffen eine verlässliche Feuchtemessung basierend auf der DK-Bestimmung nur mit einer genauen Kenntnis des Baumaterials möglich ist.

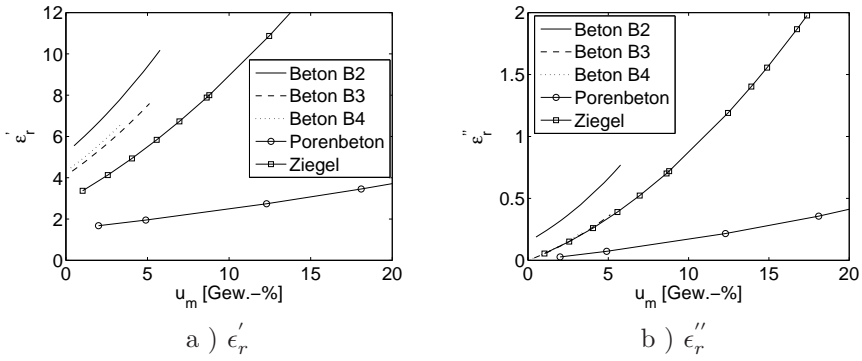


Abbildung 5.6: Übersicht über alle Proben

6 Rekonstruktion von DK-Profilen

6.1 Typische Wandaufbauten

In den vorangegangenen Kapiteln wurden mit einem DK-Messverfahren auf Basis einer UWB-Antenne und der Messung und Modellbildung der DK für Baustoffe die Grundlagen gelegt, um nun aus dem Reflexionsfaktor einer Wand deren Schichtaufbau zu rekonstruieren. Dazu werden einige typische mitteleuropäische Wandaufbauten [32] verwendet.

Zu den einfacheren Wandaufbauten gehören die Innenwände. Hier gibt es im Wesentlichen zwei Typen: Einschaliges Mauerwerk und die Gipskartonständerwand. Einschaliges Mauerwerk (vgl. Abbildung 6.1a) besteht aus einem 115 mm dicken Mauerwerk aus Ziegel, Kalksandstein, Porenbeton oder Beton. In der Regel befindet sich auf beiden Seiten ein 15 mm dicker Kalkzementputz. Eine Gipskartonständerwand (vgl. Abbildung 6.1b) besteht aus zwei 25 mm dicken Gipskartonplatten, zwischen denen sich eine Luftschicht von 70 mm und eine 80 mm dicke Dämmschicht aus Mineralwolle befindet.

Wesentlich dicker und meist komplexer aufgebaut sind Außenwände. Diese gliedern sich in einschalige Wände mit und ohne Wärmedämmung, Holzständerwände und mehrschalige Wände. Einschalige Außenwände ohne Wärmedämmung bestehen aus einem im Mittel 300 mm dicken Mauerwerk aus Kalksandstein, Porenbeton oder Beton, einem 15 mm dicken Außenputz und optional einem 10 mm dicken Innenputz. Bei einschaligen Außenwänden mit Wärmedämmung kommt zwischen Mauerwerk und Außenputz noch ein 120 mm dicker Zwischenraum mit Mineralwolle oder Hartschaum hinzu. Auf die Betrachtung von mehrschaligen Wänden und Wänden in Holzständerbauweise soll hier wegen ihrer Komplexität verzichtet werden.

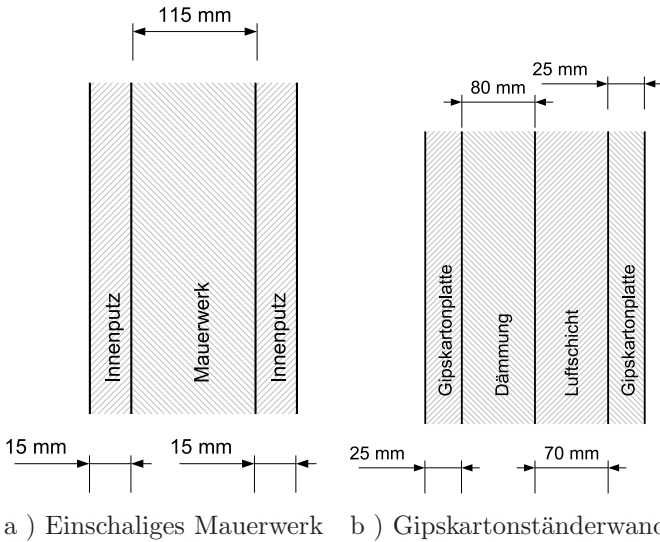


Abbildung 6.1: Innenwandkonstruktionen

6.2 Homogene Materialien

Betrachtet wird zunächst eine einzelne Schicht eines homogenen Dielektrikums ϵ_r der Dicke d in Luft. Bei senkrechtem Einfall einer Welle beträgt der Reflexionsfaktor des Übergangs Luft-Dielektrikum

$$r = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \tag{6.1}$$

und der des Übergangs Dielektrikum-Luft $-r$ (vgl. Abbildung 6.2). Der Transmissionsfaktor des Übergangs Luft-Dielektrikum ergibt sich zu

$$t_1 = \frac{2}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \tag{6.2}$$

und der des Übergangs Dielektrikum-Luft zu

$$t_2 = \frac{2\epsilon_r}{1 + \sqrt{\epsilon_r}}. \tag{6.3}$$

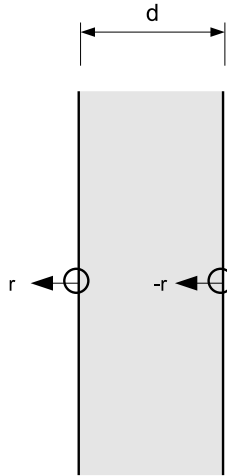


Abbildung 6.2: Reflexionsfaktoren bei einem einschichtigen, homogenen Dielektrikum der Dicke d

Die reflektierte Welle \underline{U}_r setzt sich zusammen aus der Überlagerung des direkt an der Oberfläche des Dielektrikums reflektierten Anteils $\underline{r}\underline{U}_h$, des an der Oberfläche transmittierten, an der Rückseite reflektierten und wiederum an der Oberfläche transmittierten Anteils $-\underline{r}\underline{t}_1\underline{t}_2 e^{-2\gamma d}\underline{U}_h$, sowie den weiteren Mehrfachreflexionen. Damit kann der resultierende Reflexionsfaktor der dielektrischen Platte folgendermaßen geschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 \underline{\Gamma} &= \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_h} \\
 &= \underline{r} - \underline{r}\underline{t}_1\underline{t}_2 \cdot e^{-2\gamma d} \\
 &\quad + \underline{r}^3\underline{t}_1\underline{t}_2 \cdot e^{-4\gamma d} - \underline{r}^5\underline{t}_1\underline{t}_2 \cdot e^{-6\gamma d} \\
 &\quad + \underline{r}^7\underline{t}_1\underline{t}_2 \cdot e^{-8\gamma d} - \underline{r}^9\underline{t}_1\underline{t}_2 \cdot e^{-10\gamma d} \\
 &\quad + \dots \\
 &= \underline{r} + \underline{r}\underline{t}_1\underline{t}_2 e^{-2\gamma d} \sum_{n=0}^{\infty} (-r^2 e^{-2\gamma d})^n
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

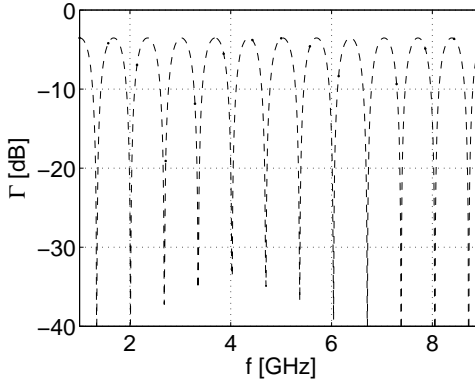


Abbildung 6.3: Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ bei $\underline{\epsilon}_r = 5$ und $d = 100 \text{ mm}$

Der Reflexionsfaktor kann auch geschlossen dargestellt werden [30]:

$$\underline{\Gamma} = \frac{\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \tanh\left(\frac{j2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} d\right) - \sqrt{\epsilon_r} \cdot \tanh\left(\frac{j2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} d\right)}{2 + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \tanh\left(\frac{j2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} d\right) + \sqrt{\epsilon_r} \cdot \tanh\left(\frac{j2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} d\right)} \quad (6.5)$$

Betrachtet man nur die ersten beiden Elemente der Reihe in Gleichung 6.4 und geht weiterhin davon aus, dass das Dielektrikum verlustlos ist, so erhält man:

$$\underline{\Gamma} \approx r - rt_1 t_2 \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} d} \quad (6.6)$$

Man sieht, dass der Reflexionsfaktor Minima durch destruktive Interferenz bei $\lambda = n \cdot 2d\sqrt{\epsilon_r}$ und Maxima durch konstruktive Interferenz bei $\lambda = (2n + 1)d\sqrt{\epsilon_r}$ für $n = 0, 1, 2, \dots$ besitzt (vgl. Abbildung 6.3). Er ist also periodisch mit der Periode $2d\sqrt{\epsilon_r}$.

Ist das Dielektrikum nicht verlustlos, so verschieben sich die Minima und Maxima durch die Phase der Transmissionsfaktoren. Der Realteil der e-Funktion sorgt für eine frequenzabhängige Dämpfung. Die Periode bleibt jedoch für nicht zu große Verlustwinkel konstant. Bei größeren Verlustwinkeln spielt der Einfluss des ϵ_r'' auf den Imaginärteil der e-Funktion eine Rolle, aufgrund dessen sich die Periode verkleinert.

Eine Näherungslösung für $d \cdot \sqrt{\epsilon'_r}$ kann mit diesem Verfahren in jedem Fall erhalten werden. Die Periode p des Reflexionsfaktors $\underline{\Gamma}$ erhält man durch Fourier-Transformation des Reflexionsfaktors.

$$p = \frac{1}{\max(FT(\underline{\Gamma}))} \quad (6.7)$$

Damit ergibt sich:

$$d \cdot \sqrt{\epsilon'_r} = \frac{1}{2} c_0 p \quad (6.8)$$

Nun muss noch entweder die Dicke d oder das ϵ'_r bestimmt werden, um den jeweils anderen Parameter aus obiger Gleichung bestimmen zu können. Dazu soll nochmals Gleichung 6.4 betrachtet werden. Der Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ besteht danach aus der Summe von \underline{r} und weiteren Summanden, die jeweils eine periodische e-Funktion als Faktor besitzen. Der Mittelwert einer derartigen Funktion über eine Periode ist 0.

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\phi} d\phi = 0 \quad (6.9)$$

Damit fallen nach entsprechender Mittelwertbildung des Reflexionsfaktors alle Terme in Gleichung 6.4 bis auf \underline{r} weg. Mit Hilfe von Gleichung 6.1 kann dann das ϵ_r berechnet werden.

$$\epsilon_r = \left(\frac{1 - \underline{r}}{1 + \underline{r}} \right)^2 \quad (6.10)$$

$$\underline{r} = \frac{1}{p} \int_0^p \underline{\Gamma} df \quad (6.11)$$

Abbildung 6.4 zeigt die Rekonstruktion der DK und der Dicke d einer homogenen Platte unter Verwendung eines Frequenzbereiches von 2 bis 5 GHz. Zu sehen ist der berechnete Reflexionsfaktor der Platte. Aus diesem wird durch Tiefpassfilterung der Reflexionsfaktor der ersten Stoßstelle (Luft - Dielektrikum) bestimmt und daraus die DK der Platte. Aus der Periode des ursprünglichen Reflexionsfaktor wird dann die Dicke der Platte bestimmt. Als Ergebnis erhält man in diesem Fall $\epsilon'_r = 4 \pm 0,01$, $\epsilon''_r = 0,1 \pm 0,015$ und $d = 100 \text{ mm}$. Die DK

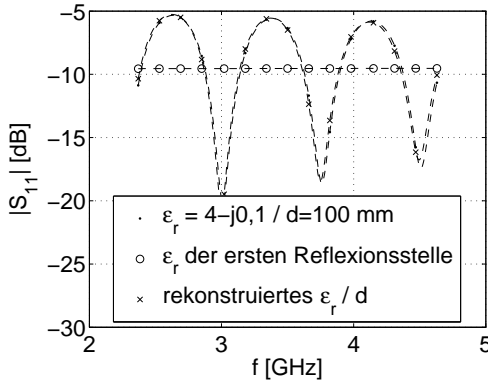


Abbildung 6.4: Rekonstruktion von ϵ'_r und d am Beispiel $\underline{\epsilon}_r = 4 - j0,1$ und $d = 100 \text{ mm}$

wurde dabei frequenzabhängig bestimmt und besitzt daher eine Schwankungsbreite. Für die Dicke ist der Mittelwert über dem Frequenzbereich angegeben. Im Ergebnis funktioniert der Algorithmus mit den verwendeten idealen Daten sehr gut. Der aus den Ergebnisdaten berechnete Reflexionsfaktor ist ebenfalls in Abbildung 6.4 zu sehen.

Bei diesem Algorithmus ist es entscheidend, dass der Reflexionsfaktor mindestens eine Periode umfasst. Dies ist problematisch bei einer geringen Bandbreite, einer kleinen DK oder einer geringen Dicke des Materials.

Eine weitere Voraussetzung ist die Verwendung eines Frequenzintervalls, das eine ganzzahlige Anzahl von Perioden umfasst. Ansonsten entsteht ein Fehler, dessen Größe davon abhängt, wie viele ganze Perioden und welchen Anteil einer unvollständigen Periode das Intervall umfasst.

6.3 Mehrschichtige Konstruktionen

Nach der Betrachtung einer einzelnen Schicht eines homogenen Dielektrikums sollen nun allgemeinere Fälle untersucht werden. Mehrdimensionale Optimierungsprobleme sind schwer zu handhaben, wenn eine Vielzahl von Unbekannten vorhanden sind, die auch noch voneinander abhängen [39]. Für jede Schicht sind ϵ'_r , ϵ''_r und die Dicke d unbekannt. Deshalb soll hier der bei Baukonstruktionen häufige Fall von wenigen Schichten homogenen Dielektrikums untersucht werden.

Um dem Problem der gleichzeitigen Betrachtung aller Parameter (drei Parameter mal die Anzahl der Schichten) aus dem Wege zu gehen, sollen im Zeitbereich die Parameter zunächst nur der obersten Schicht bestimmt werden. Eine ähnliche Vorgehensweise wurde in [40] gewählt. Allerdings erfordern die dort verwendeten Algorithmen Messungen entweder mit unterschiedlichen Polarisationsrichtungen oder mit unterschiedlichen Einfallswinkeln. Hier soll jedoch eine Polarisationsrichtung und senkrechter Einfall der Welle ausreichen.

Für die Umsetzung der genannten Vorgehensweise wird die folgende Modellierung verwendet:

Eine einzelne Schicht kann mit Reflexions- und Transmissionsfaktor als S-Parameter eines Zweitoren beschrieben werden. Durch Hintereinanderschaltung der den Schichten zugeordneten Zweitoren erhält man ein resultierendes Zweitor mit zugehöriger S-Parameter-Matrix.

Die erste Stoßstelle des Schichtsystems ist der Übergang von Luft zur ersten Schicht. Mit ausreichendem Auflösungsvermögen, d.h. ausreichender Bandbreite, kann abhängig von der DK und der Dicke der ersten Schicht die erste Reflexionsstelle $\underline{\Gamma}_1$ im Zeitbereich von den anderen abgetrennt werden. Entweder im Zeitbereich oder hier durch Transformation in den Frequenzbereich kann dann die DK der ersten Schicht bestimmt werden:

$$\epsilon_{r,1} = \left(\frac{1 - \underline{\Gamma}_1}{1 + \underline{\Gamma}_1} \right)^2 \quad (6.12)$$

Nun wird im Zeitsignal des Reflexionsfaktors die zweite Reflexionsstelle (Übergang von Schicht 1 nach Schicht 2) bestimmt und die Zeitdifferenz Δt zur ersten Reflexionsstelle ermittelt. Damit kann die Dicke der ersten Schicht d_1 berechnet

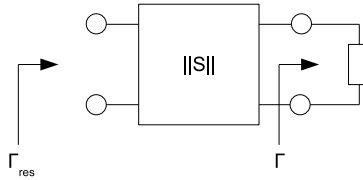


Abbildung 6.5: Entfernen der ersten Schicht vom gesamten Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{ges}$

werden.

$$d_1 = \frac{1}{2} \frac{c_0}{\sqrt{\Re(\underline{\epsilon}_r)}} \Delta t \tag{6.13}$$

Nun sind alle Parameter der ersten Schicht bekannt. Demnach können auch die S-Parameter dieser Schicht $||S||$ berechnet werden. Dann kann diese erste Schicht vom Reflexionsfaktor des gesamten Schichtsystems $\underline{\Gamma}_{ges}$ extrahiert werden. Es verbleibt der Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$, der die restlichen Schichten enthält (vgl. Abbildung 6.5).

$$\underline{\Gamma} = \frac{\underline{S}_{11} - \underline{\Gamma}_{ges}}{\det ||\underline{S}|| - \underline{S}_{22} \cdot \underline{\Gamma}_{ges}} \tag{6.14}$$

Die gesamte Prozedur kann nun mit der nächsten Schicht wieder von vorne beginnen, bis alle Schichten abgearbeitet sind. Im Idealfall ist dann der verbleibende Reflexionsfaktor Null. Aufgrund von numerischen Fehlern und Messfehlern ist dies i. A. nicht der Fall. Die Parameter, die der Algorithmus für die folgenden, imaginären Schichten liefert, lassen jedoch erkennen, dass es sich nicht um reale Schichten handeln kann. Damit kann der Algorithmus abgebrochen und ein Fehlermaß bestimmt werden.

In Tabelle 6.1 sind exemplarisch einige Ergebnisse von Rekonstruktionen mit dem vorgestellten Algorithmus dargestellt. Dabei ist dem Algorithmus in keinem Fall die Anzahl an Schichten bekannt.

Es ist zu erkennen, dass das Verfahren zumindest für einige Fälle gut funktioniert. Für mehr als zwei Schichten, eine im Allgemeinen verlässliche Funktionsweise und reale Messdaten ist der Algorithmus noch optimierungsfähig.

	$\epsilon_{r,soll}$	$d_{soll}[mm]$	$\epsilon_{r,ist}$	$d_{ist}[mm]$
Eine Schicht				
1	4-j0,2	200	3,90-j0,16	203
Zwei Schichten				
1	4-j0,1	100	3,90-j0,07	101
2	2,5-j0,2	150	2,56-j0,13	151

Tabelle 6.1: Ergebnisse von Rekonstruktionen

7 UWB-System zur breitbandigen Netzwerkanalyse

7.1 Einleitung

Zweck des UWB-Systems ist die Bestimmung der Übertragungsfunktion

$$\underline{H}(f) = \frac{\underline{Y}(f)}{\underline{X}(f)} \quad (7.1)$$

eines Übertragungskanals (vgl. Abbildung 7.1). Dabei ist das zu untersuchende Material (MUT) Teil des Kanals und seine elektrischen Eigenschaften sind in der Übertragungsfunktion enthalten.

Ein System, das ein hochfrequentes Signal $\underline{x}(t)$ aussendet, das Antwortsignal $\underline{y}(t)$ empfängt und damit Objekte detektiert und deren Entfernung bestimmt wird Radar (**R**adio **D**etection and **R**anging) genannt. Bei der Feuchtemessung geht es weniger um die Detektion und Entfernungsbestimmung von Objekten als vielmehr um die Bestimmung der Übertragungsfunktion eines Kanals. Aus dieser Übertragungsfunktion wird dann die DK des Materials und weiter der Feuchtegehalt berechnet. Weiterhin arbeitet das System im extremen Nahbereich von einigen Zentimetern bis einigen zehn Zentimetern. Trotzdem soll hier von Radar gesprochen werden, da das System für andere Anwendungen auch

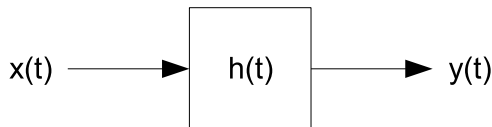


Abbildung 7.1: Übertragungskanal

die klassischen Radaraufgaben erfüllen soll.

Für die Auswahl des Sendesignals sind mehrere Voraussetzungen zu beachten: Das Sendesignal muss das gesamte Frequenzspektrum abdecken, in dem die Übertragungsfunktion ermittelt werden soll. Dabei ist es vorteilhaft, wenn die spektrale Energie möglich gleich verteilt ist. Für eine gute Entfernungsauflösung muss das Spektrum des Sendesignals möglichst breitbandig sein. Dann ist das durch Pulskompression erzielbare Zeitsignal kurz und die Antwortsignale zweier Objekte mit geringem Entfernungsunterschied überlappen sich nicht. Als drittes muss der Eindeutigkeitsbereich berücksichtigt werden. Dies bedeutet, dass die Antwortsignale im Zeitbereich vollständig abgeklungen sein müssen (inklusive eventueller Mehrfachreflexionen), bevor das nächste Signal ausgesendet wird. Diese Voraussetzungen führen im Zeitbereich im einfachsten Fall zu einem Pulsradarsystem.

7.2 Radarsysteme

7.2.1 Grundlagen

Es gibt unterschiedliche Arten von Radarsystemen, die sich dadurch unterscheiden, dass sie entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich arbeiten und unterschiedliche Modulationsarten verwenden [41]. Entsprechend den genannten Parametern für das Sendesignal unterscheidet sich dann auch die Art des Empfängers und die Signalverarbeitung. Die am häufigsten auftretenden Typen von Radarsystemen werden im Folgenden kurz vorgestellt. Durch eine abschließende vergleichende Bewertung wird das Radarsystem ausgewählt, dass den gestellten Anforderungen am besten entspricht.

7.2.2 Pulsradar

Bei Ground Penetrating-Radaren und ähnlichen Anwendungen am weitesten verbreitet ist das im Zeitbereich arbeitende Pulsradar, bei dem kurze Pulse mit einer bestimmten Pulswiederholfrequenz (PRF) periodisch ausgesendet werden. In Abbildung 7.2a ist das Sendesignal im Zeitbereich zu sehen. In diesem Beispiel wurde eine PRF von 100 MHz und eine Pulsbreite, Anstiegs- und Abfallzeit von jeweils 150 ps verwendet. Abbildung 7.2b zeigt das dazugehörige

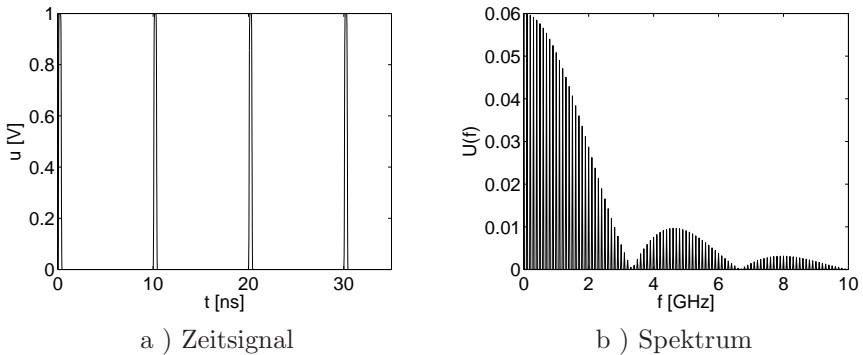


Abbildung 7.2: Sendesignal eines Pulsradars

Spektrum. Dabei handelt es sich aufgrund der Periodizität des Zeitsignals um ein Linienspektrum. Die Frequenzlinien treten im Abstand der PRF auf.

Betrachtet man den Aufbau eines Pulsradars (vgl. Abbildung 7.3), dann kann man erkennen, dass ein derartiges Radarsystem vergleichsweise einfach aufgebaut ist. Der Sendezweig besteht aus einem Pulserzeuger und einem nachgeschalteten Bandpassfilter (BP), welches das Sendesignal auf die Bandbreite der restlichen Komponenten (Richtkoppler, Antenne) begrenzt. Zusätzlich sorgt das Filter dafür, dass das abgestrahlte Frequenzspektrum die für die entsprechende Applikation zulässigen Grenzwerte nicht überschreitet (vgl. Anhang A). Über einen Richtkoppler gelangt das Signal bei dem hier betrachteten monostatischen System zur gemeinsamen Sende- und Empfangsantenne. Das Empfangssignal wird abgetastet, gehalten und für die digitale Signalverarbeitung analog-digital gewandelt.

Zur Verringerung der Kosten wird bei Radarsystemen im Zeitbereich häufig die Methode der Unterabtastung angewendet. Dies ist möglich, da das Sendesignal bei Radarsystemen periodisch ist, sich also nicht wie bei Kommunikationssystemen durch Änderung der Information ändert. Dadurch muss das Empfangssignal, vorausgesetzt auch der Übertragungskanal ändert sich während dieser Zeit nicht, nicht während einer Periode komplett nach Nyquist oder der gewünschten Abtastrate abgetastet werden, sondern die Abtastzeitpunkte können über mehrere Perioden verteilt werden. Dadurch kann mit einer relativ

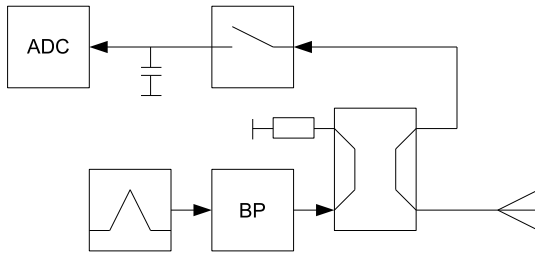


Abbildung 7.3: Blockschaltbild eines Pulsradars

niedrigen realen Abtastrate eine sehr hohe effektive Abtastrate erreicht werden.

7.2.3 FMCW-Radar

Das Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW)-Radar arbeitet im Frequenzbereich. Dabei wird das Sendesignal von einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) erzeugt, der meist durch einen Sägezahngenerator gesteuert wird (vgl. Abbildung 7.4). Das momentane Sendesignal ist dann ein schmalbandiges, kontinuierliches Signal, dessen Frequenz sich periodisch von der Startfrequenz f_1 bis zur Stopfrequenz f_2 ändert. Insgesamt ist das Sendesignal breitbandig mit der Bandbreite $f_2 - f_1$ und besitzt eine gleichmäßige Energieverteilung im Zeitbereich.

Das Empfangssignal wird über einen Mischer mit dem Sendesignal heruntergemischt. Als Ausgangssignal erhält man die Differenzfrequenz zwischen dem Empfangssignal und dem aktuellen Sendesignal. Daraus lässt sich die Entfernung zum Objekt bestimmen. Soll die Entfernung sehr genau bestimmt werden oder ist die präzise Übertragungsfunktion relevant, so muss das Ausgangssignal nach Betrag und Phase bestimmt werden.

7.2.4 SFCW-Radar

Das Stepped Frequency Continuous Wave (SFCW)-Radar ist im Prinzip ein FMCW-Radar, bei dem die Frequenzen nicht kontinuierlich durchlaufen, sondern nur diskrete Frequenzlinien angefahren werden. Wie in Abbildung 7.2b zu sehen, besteht das Spektrum eines periodischen Pulssignals aus diskreten

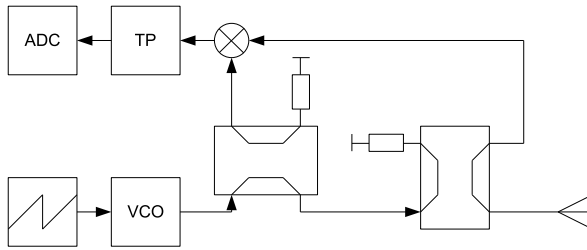


Abbildung 7.4: Blockschaltbild eines FMCW-Radars

Frequenzlinien. Mit einem SFCW-Radar ist es deshalb möglich, die Impulsantwort im Frequenzbereich zu bestimmen, indem die Übertragungsfunktion jeder einzelnen Frequenzlinie bestimmt wird. Durch Überlagerung kann dann das Spektrum der Impulsantwort und durch inverse Fourier-Transformation die Impulsantwort selbst bestimmt werden.

Auch bei diesem Radarsystem ist es zur Bestimmung der Impulsantwort unumgänglich, das Ausgangssignal nach Betrag und Phase zu bestimmen.

7.2.5 PN-Radar

Beim Pseudo-Noise(PN)-Radar handelt es sich wieder um ein Zeitbereichssystem. Dabei besteht das Sendesignal nicht aus einer Pulsfolge, sondern aus einer speziellen Digitalfolge, einer sogenannten maximal langen Binärfolge oder PN-Folge. Diese Folge bestimmter Länge wird periodisch wiederholt, so dass das Signal von der Energieverteilung über der Zeit einem CW-Signal nahe kommt.

Eine PN-Folge erzeugt ein Basisbandspektrum. Für den Einsatz eines PN-Radars in einem vorgegebenen Frequenzbereich muss die PN-Folge i. A. moduliert werden. Ist die Digitallogik des PN-Generators schnell genug, kann die Modulation der PN-Folge bereits im Digitalteil erfolgen (in Abbildung 7.5 hellgrau). Dadurch ist es möglich, das Basisbandspektrum direkt in den gewünschten Nutzfrequenzbereich zu verschieben.

Zur Gewinnung der Übertragungsfunktion eines Kanals muss das Empfangssignal noch verarbeitet werden. Bei dieser Verarbeitung handelt es sich um die Kreuzkorrelation der Empfangsfolge mit der Sendefolge. Hier wird die spezielle Eigenschaft der PN-Folgen ausgenutzt (siehe auch 7.3), dass ihre Autokorrela-

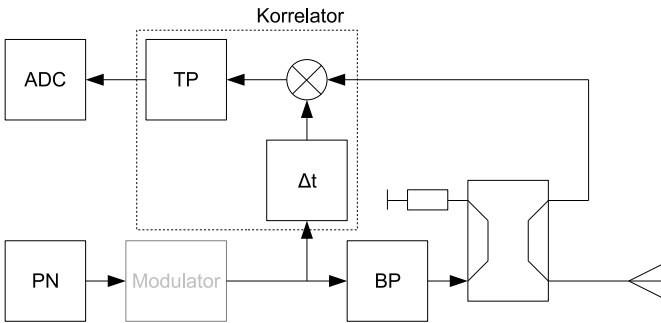


Abbildung 7.5: Blockschaltbild eines PN-Radars

tionsfunktion (AKF) zum Zeitpunkt Null maximal und ansonsten minimal ist. Die AKF stellt also ein beinahe ideales Pulssignal dar. Der Korrelator besteht aus einem Mischer, einem variablen Verzögerungsglied sowie einem Tiefpassfilter.

7.2.6 Bewertung

Die betrachteten Radarsysteme sollen nun bewertet werden, um das viel versprechendste Konzept weiter zu verfolgen. Dabei werden die folgenden Anforderungen gestellt:

Das System muss über Bauteilechargen hinweg eine sehr gute Reproduzierbarkeit erlauben. Des Weiteren ist eine gute Integrierbarkeit in einen Chip Voraussetzung, da nur dadurch die Kostenziele erreicht werden können. Aktive Komponenten sind in der Regel für CW-Betrieb spezifiziert. Bei pulsförmiger Anregung verhalten sich diese unter Umständen nicht nach Spezifikation. Deshalb muss jede Komponente im System getestet werden, was einen großen Aufwand bedeutet. Letztendlich sollte immer versucht werden, mit einer möglichst geringen Komplexität auszukommen. Damit können Probleme schneller eingegrenzt und gefunden werden.

Pulsradarsysteme sind relativ einfach aufgebaut, haben jedoch auch einige Nachteile. Einer davon ist, dass die Energie im Zeitbereich sehr ungleichmäßig verteilt ist, so dass die Systemkomponenten wie oben erwähnt pulsfest sein müssen. Bei der Pulserzeugung mit Step Recovery Dioden (SRDs) existiert das

Problem, dass bei Chargenwechsel u. U. die gesamte Schaltung neu dimensioniert werden muss, weil sich z. B. die Kapazität der Dioden und damit die Pulsspitzenspannung ändert. Des Weiteren sind Pulssysteme nicht sehr robust, was Störungen und Rauschen anbelangt.

FMCW- und SFCW-Radarsysteme sind Spektralbereichssysteme, bei denen der gewünschte Frequenzbereich über ein in der Frequenz veränderliches Schmalbandsignal abgedeckt wird. Zur Erzeugung des veränderlichen Schmalbandsignal dient ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO). Der Einstellbereich der VCOs kann dabei unter Umständen nicht die gesamte Bandbreite des Breitbandsystems abdecken. Deshalb werden mehrere verschaltete VCOs benötigt. Dadurch steigt die ansonsten überschaubare Komplexität des Systems stark an.

PN-Radarsysteme bei der Chipintegration haben den Vorteil, dass die Signalerzeugung digital erfolgen kann. Das Sendesignal ist wie bei Pulssystemen inhärent breitbandig. Im Gegensatz zu Pulssystemen ist die Energie jedoch wie bei CW-Systemen gleichmäßig über die Zeit verteilt. Beim PN-System werden also positive Eigenschaften von Puls- und CW-Systemen vereint. Deshalb soll dieser Ansatz im Folgenden betrachtet werden.

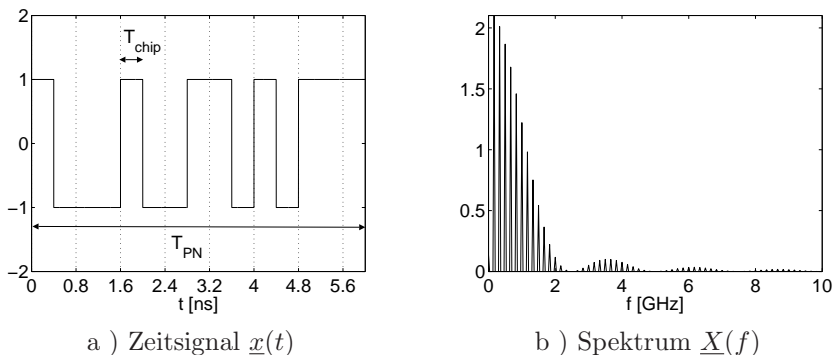


Abbildung 7.6: PN-Folge $n_{PN} = 4$ und $T_{chip} = 400 \text{ ps}$

7.3 PN-Radarsimulation

7.3.1 Grundlagen

Das Sendesignal $\underline{x}(t)$ eines PN-Radars besteht aus einer Folge von

$$L_{PN} = 2^{n_{PN}} - 1 \quad (7.2)$$

binären Werten (Chips) mit der Dauer T_{chip} (vgl. Abbildung 7.6a). Die Gesamtdauer der PN-Sequenz ergibt sich dann zu

$$T_{PN} = L_{PN} T_{chip}. \quad (7.3)$$

Diese Sequenz wird periodisch mit der Wiederholfrequenz

$$f_{PN} = \frac{1}{T_{PN}} \quad (7.4)$$

wiederholt. Die Einhüllende des Spektrums $\underline{X}(f)$ ist eine si-Funktion mit der ersten Nullstelle bei $f = \frac{1}{T_{chip}}$ (vgl. Abbildung 7.6b).

Die besondere Eigenschaft der dabei verwendeten maximal langen Binärsequenzen ist, dass die Autokorrelationsfunktion (AKF)

$$\Psi_{xx}(\tau) = \frac{1}{T_{PN}} \int_{T_{PN}} \underline{x}(t) \underline{x}^*(t + \tau) dt = \underline{x}(t) * \underline{x}(-t) \quad (7.5)$$

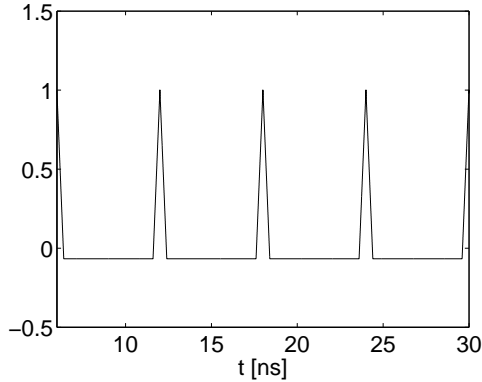


Abbildung 7.7: AKF einer PN-Folge mit $n_{PN} = 4$ und $T_{chip} = 400 \text{ ps}$

mit einem Pulssignal vergleichbar ist [42]. Man könnte also die AKF einer PN-Folge als Sendesignal verwenden und hätte alle Vorteile eines Pulsradarsystems, aber auch alle Nachteile. Nun kann man sich die Assoziativität und Kommutativität der Faltung [43] zu Nutze machen. Damit kann statt dem Senden der AKF

$$\underline{y}(t) = [\underline{x}(t) * \underline{x}(-t)] * \underline{h}(t) \quad (7.6)$$

auch die PN-Folge $\underline{x}(t)$ gesendet und das Empfangssignal $\underline{y}'(t) = \underline{x}(t) * \underline{h}(t)$ mit dem Sendesignal korreliert werden

$$\underline{y}(t) = [\underline{x}(t) * \underline{h}(t)] * \underline{x}(-t) = \underline{y}'(t) * \underline{x}(-t). \quad (7.7)$$

Damit ist der Nachteil einer schlechten Verteilung der Sendeenergie im Zeitbereich, wie sie bei Pulssystemen auftritt, nicht mehr gegeben.

Maximal lange Binärsequenzen können mit rückgekoppelten Schieberegistern erzeugt werden. Dabei entscheiden die Rückkopplungen a_i mit $i \in [1; n_{PN}]$ darüber, ob die Sequenzen die maximale Länge von $2^{n_{PN}} - 1$ besitzen, wobei n_{PN} die Anzahl der Register bzw. den Grad des Generatorpolynoms

$$x_n = a_{n_{PN}} x^{n_{PN}} + a_{n_{PN}-1} x^{n_{PN}-1} + \dots + a_1 x^1 + 1 \quad (7.8)$$

darstellt.

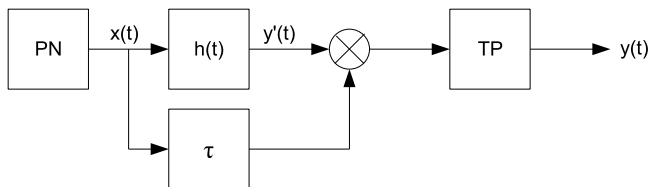


Abbildung 7.8: Blockschaltbild eines PN-Radars

Das Maximum der AKF beträgt $\max(\Psi_{xx}) = |\underline{x}(t)|$ und das Minimum $\min(\Psi_{xx}) = -\frac{1}{2^{n_{PN}-1}} |\underline{x}(t)|$ (vgl. Abbildung 7.7). Dies führt zu einer maximalen Dynamik von

$$D_{max} = 2^{n_{PN}} - 1. \quad (7.9)$$

Die Voraussetzung dafür ist ein bipolares Zeitsignal. Ist das Zeitsignal der PN-Folge unipolar, so unterscheiden sich Minimum und Maximum der AKF lediglich um den Faktor 2, was zu einer maximalen Dynamik von lediglich 6 dB führen würde.

Eine wichtige Größe für Radarsysteme ist die Entfernungsauflösung s_R . Sie gibt den minimalen Abstand an, den zwei radial entfernte Objekte besitzen müssen, damit sie vom Radarsystem getrennt erfasst werden können. Bei Pulssystemen wird häufig ein Mindestabstand der beiden Empfangspulse von einer Pulsbreite gemessen von den Pulsmitten definiert. Diese Definition kann auch bei PN-Radaren verwendet werden, wenn man die Signale am Korrelatorausgang betrachtet. Dann ergibt sich eine Entfernungsauflösung im Freiraum von

$$s_R = c_0 \cdot \frac{T_{chip}}{2}. \quad (7.10)$$

Voraussetzung dafür ist, dass $T_{korr} \leq \frac{T_{chip}}{2}$, da ansonsten kein Wert zwischen den beiden Maxima vorhanden ist. Bei der hier verwendeten Chipdauer von 400 ps ergibt sich damit eine Entfernungsauflösung von 6 cm.

7.3.2 Basisbandsystem

Das Radarsystem soll im Endeffekt die Übertragungsfunktion eines Kanals im Frequenzbereich oberhalb 2,2 GHz bis ca. 7 GHz bestimmen können. Die untere

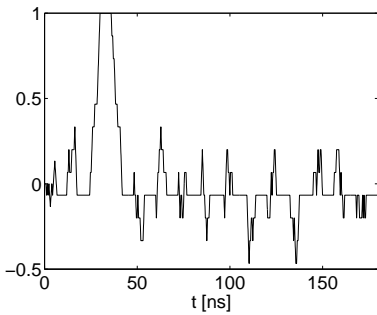
Grenzfrequenz ergibt sich dabei aus regulativen Beschränkungen (siehe Anhang A) und die obere Grenzfrequenz aus physikalischen Randbedingungen, wie Eindringtiefe ins Material und Clutter (Reflexionen an Inhomogenitäten). Aus diesem Grund ist es sinnvoll, das Basisbandsignal auf einen Träger zu modulieren, um den Frequenzbereich unter 2,2 GHz auszusparen und die zur Verfügung stehende Energie stattdessen für den oberen Frequenzbereich zu verwenden. Im Vergleich zu einem Basisbandsystem spart man sich auch ein Hochpassfilter, welches durch frequenzabhängige Gruppenlaufzeiten das Radarsignal im Zeitbereich spreizt.

Im Folgenden soll zunächst ein PN-Basisbandsystem untersucht werden, um die Anzahl der Parameter zu begrenzen. Das nächste Teilkapitel befasst sich dann mit dem erwähnten Bandpasssystem. Dazu wird die Simulationsumgebung ADS Ptolemy von Agilent verwendet. Als Kriterium für die Anwendbarkeit des Systems soll seine Fähigkeit, eine vorgegebene Impulsantwort $h(t)$ zu bestimmen, verwendet werden. Als Eingangsgrößen dienen die möglichen Veränderlichen des Systems, wie z. B. die Länge der PN-Folge. Als Sender dient ein PN-Generator mit differentielltem Ausgang. Es resultiert der Übertragungskanal $h(t)$. Das Empfangssignal wird korreliert, indem es mit der verzögerten Sendefolge gemischt und tiefpassgefiltert wird. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters beträgt $f_{g,TP} = \frac{1}{T_{PN}}$. Bei Veränderung der Zeitverschiebung für die verzögerte Sendefolge muss das Tiefpassfilter zunächst für die Dauer T_{PN} einschwingen. Deshalb wird die Folge mit konstanter Zeitverschiebung mindestens zweimal gesendet ($m_{rep} \geq 2$), um für eine gewisse Zeitdauer einen eingeschwungenen Zustand zu erhalten. Während dieser Zeit tastet der Abtaster das Signal am Korrelatorausgang ab. Durch diese Unterabtastung ergibt sich das Verhältnis

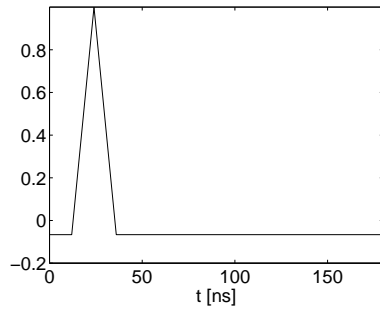
$$\frac{f_{HF}}{f_{NF}} = L_{PN} \frac{T_{chip}}{T_{korr}} m_{rep} \quad (7.11)$$

zwischen der tatsächlichen Frequenz f_{HF} und der Frequenz nach der Unterabtastung f_{NF} . Dabei stellt T_{korr} die diskreten Zeitschritte dar, um die die Sendefolge für die Korrelation mit der Empfangsfolge verschoben wird.

In Abbildung 7.9a ist das Signal nach dem Tiefpassfilter des Korrelators zu sehen. Die Einschwingzeit des Tiefpassfilters ist gut zu erkennen, ebenso der eingeschwungene Zustand der selben Länge. Das Ergebnis nach Abtastung ist in Abbildung 7.9b dargestellt.

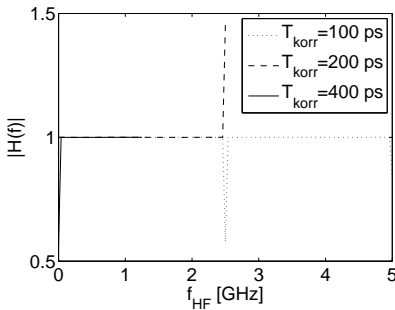


a) Korrelatorausgang

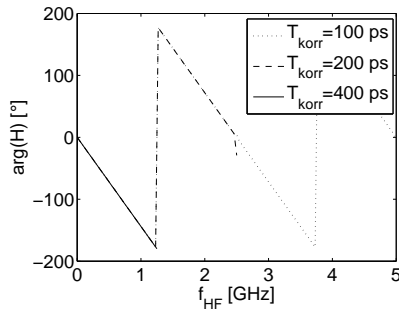


b) Korrelationsergebnis nach Abtastung

Abbildung 7.9: Korrelation



a) Betrag der Übertragungsfunktion



b) Phase der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.10: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f \cdot 400 \text{ ps}}$

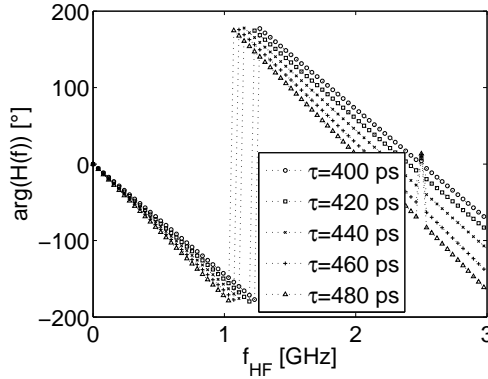


Abbildung 7.11: Phase der resultierenden Übertragungsfunktion bei verschiedenen Verzögerungen ($n_{PN} = 6$, $T_{chip} = 400 \text{ ps}$, $T_{korr} = 100 \text{ ps}$)

Zunächst soll die Reproduzierbarkeit eines vorgegebenen Phasengangs untersucht werden. Dazu wird als Soll-Übertragungsfunktion $\underline{H}_{soll}(f)$ eine zeitliche Verzögerung von 400 ps verwendet. Für den resultierenden Amplitudengang $|\underline{H}_{res}(f)|$ wird entsprechend ein konstanter Wert von eins erwartet. In Abbildung 7.10b ist zu erkennen, dass dies mit Ausnahme der Frequenzpunkte $f_{HF} = 0$ und $f_{HF} = 2,5 \text{ GHz}$ auch zutrifft. Bei $f = 2,5 \text{ GHz}$ besitzt das Spektrum der verwendeten PN-Folge eine Nullstelle, weshalb dieser Frequenzpunkt bzw. die Umgebung mit sehr niedriger spektraler Energie nicht für eine Auswertung verwendet werden kann. Für den Phasengang ergibt sich ein analoges Ergebnis.

Weiter kann man aus den beiden Abbildungen erkennen, dass die Korrelationszeit T_{korr} direkt die maximal auflösbare Frequenz $f_{HF,max}$ bestimmt. Es gilt

$$f_{HF,max} = \frac{1}{2 \cdot T_{korr}}. \quad (7.12)$$

Damit ist eine direkte Analogie zum Nyquist-Kriterium bei Systemen mit direkter Abtastung vorhanden.

Bei der Verzögerung des Signals um 400 ps und Korrelationszeiten T_{korr} von

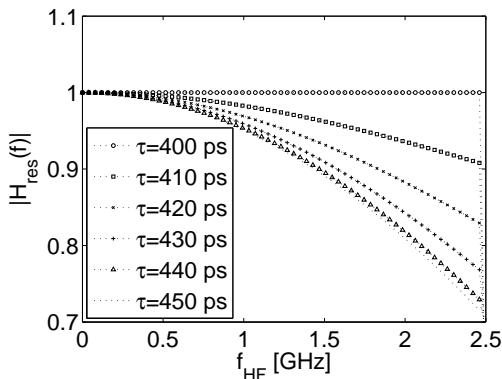


Abbildung 7.12: Betrag der resultierenden Übertragungsfunktion bei verschiedenen Verzögerungen ($n_{PN} = 6$, $T_{chip} = 400 \text{ ps}$, $T_{korr} = 100 \text{ ps}$)

100, 200 und 400 ps befindet sich das Empfangssignal in Bezug auf das Korrelationsignal immer in Phase. Im Folgenden wird der resultierende Phasengang für Übertragungsfunktionen betrachtet, bei denen dies nicht der Fall ist. Das Ergebnis ist in Abbildung 7.11 zu sehen. Dabei stellt τ die Verzögerung des Übertragungskanals bzw. die zeitliche Differenz zwischen Empfangs- und Korrelationsfolge im Empfänger dar. Es ist zu erkennen, dass der resultierende Phasengang in allen Fällen fehlerfrei reproduziert wird. Die nicht äquidistante Verteilung der Phasensprünge resultiert aus der diskreten Verteilung der Frequenzpunkte. Für die Frequenzauflösung gilt:

$$\Delta f = \frac{1}{(2^{n_{PN}} - 1) T_{chip}} \tag{7.13}$$

Nun wurde der Phasengang für den Fall Empfangs- und Korrelationsignal nicht in Phase untersucht. Im Folgenden soll für diesen Fall der Amplitudengang betrachtet werden. In Abbildung 7.12 sind die Amplitudengänge für eine Verzögerung von $\tau = 400 \text{ ps}$ (in Phase) bis $\tau = 400 \text{ ps} + \frac{T_{korr}}{2}$ (worst-case) zu sehen. Dabei wurde eine Korrelationszeit von $T_{korr} = 100 \text{ ps}$ verwendet. Es ist deutlich zu erkennen, wie die Amplitude mit steigender Frequenz in Abhängigkeit der Phase abnimmt.

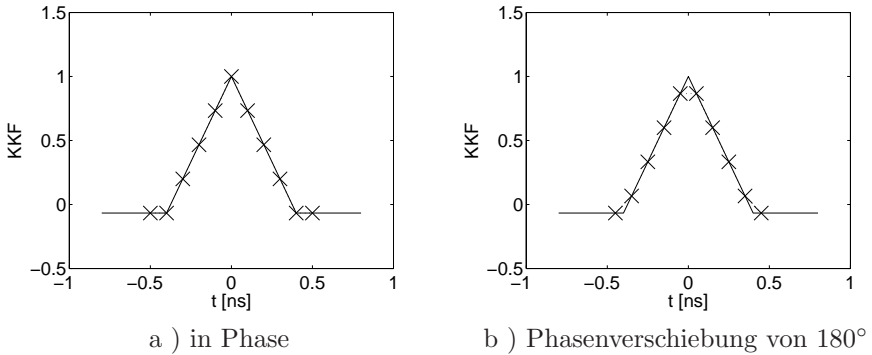


Abbildung 7.13: Lage der Abtastpunkte zum Empfangssignal

Da die Phase selbst sehr gut reproduziert werden kann und der Amplitudenabfall in diesem Beispiel direkt von der Phase abhängt, könnte man hier an eine rechnerische Kompensation denken. Tatsächlich hängt der Amplitudenabfall jedoch vom konkreten Zeitsignal ab, weshalb eine solche Kompensation nicht möglich ist.

In den Abbildungen 7.13a und 7.13b ist eine Erläuterung für den Amplitudenfehler dargestellt. Abbildung 7.13a zeigt eine KKF, bei der sich Empfangs- und Korrelationsfolge in Phase befinden. Es ist gut zu erkennen, dass die eingezeichneten Abtastpunkte auf den Knickpunkten der KKF liegen. Entsprechend wird die KKF korrekt wiedergegeben. In Abbildung 7.13b hingegen sind Empfangs- und Korrelationsfolge um $\frac{T_{korrr}}{2}$ verschoben. Dies hat zur Folge, dass die Knickpunkte der KKF jeweils in der Mitte zwischen zwei Abtastpunkten liegen und somit nicht korrekt wiedergegeben werden.

Eine Möglichkeit zur Verbesserung ist die Variation der Korrelationszeit T_{korrr} . Liegen die imaginären Abtastpunkte, die durch die Korrelation entstehen und deren Abstand der Korrelationszeit entsprechen, näher zusammen, so kann deren Abstand vom nächsten Maximum des Zeitsignals nicht so groß sein und entsprechend verkleinert sich der Amplitudenabfall auch im Frequenzbereich. Dieses Verhalten ist in Abbildung 7.14 zu sehen. Dabei ist die Verzögerung des Übertragungskanal immer $\frac{T_{korrr}}{2}$ vom „in Phase“-Fall entfernt (worst-case). Eine Erniedrigung der Korrelationszeit hat jedoch wesentliche Auswirkungen auf

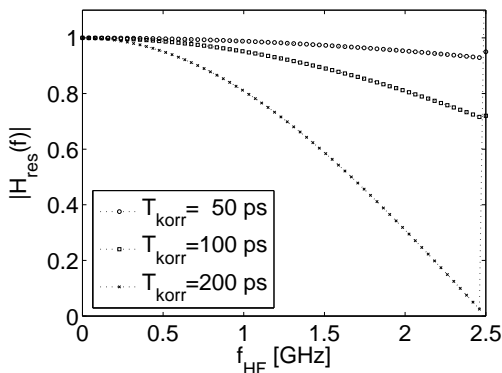


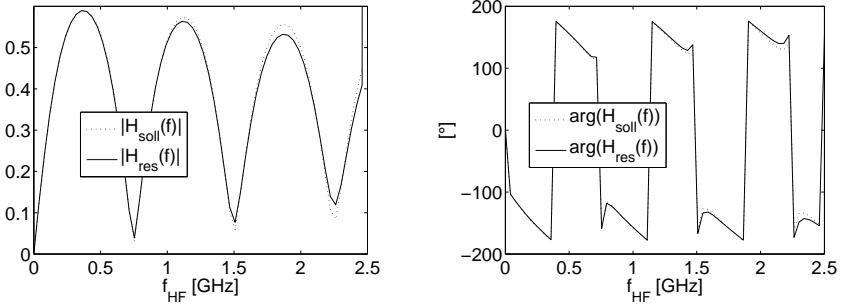
Abbildung 7.14: Betrag der resultierenden Übertragungsfunktion bei verschiedenen Korrelationsschrittweiten T_{korr} und der jeweils ungünstigsten Verschiebung zwischen Sender und Korrelator ($n_{PN} = 6$, $T_{chip} = 400$ ps)

die erforderliche Systemgeschwindigkeit. Deshalb muss hier ein Kompromiss gefunden werden.

Reale Übertragungsfunktionen haben häufig Tiefpass- oder Bandpasscharakter. Dies bedeutet, dass das Problem des Amplitudenabfalls hier weitaus geringer sein kann. Um dies zu beurteilen, soll nun eine Übertragungsfunktion vorgegeben werden, die auch bei einer realen Messaufgabe auftreten könnte. Als Beispiel wird der Reflexionsfaktor einer dielektrischen Platte der Dicke $d = 100$ mm mit einem $\epsilon_r = 4 - j0,1$ verwendet.

Abbildungen 7.15a und 7.15b zeigen Betrag und Phase jeweils der Soll- und der resultierenden Übertragungsfunktion. Die Phase wird gut reproduziert, bei der Amplitude ist wie erwartet ein Abfall zu höheren Frequenzen hin zu beobachten. Der Abfall von ca. 4% ist jedoch weitaus geringer als der maximal zu erwartende von 25% bei $T_{korr} = 100$ ps.

In Abbildung 7.16 ist der Amplitudengang der Soll- und der resultierenden Übertragungsfunktion bei $T_{korr} = 50$ ps aufgetragen. Hier ist keine Differenz mehr zu erkennen.



a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phase der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.15: Soll- und resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{korr} = 100 \text{ ps}$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion: Reflexionsfaktor einer dielektrischen Platte mit $\epsilon_r = 4 - j0,1$ und $d = 100 \text{ mm}$

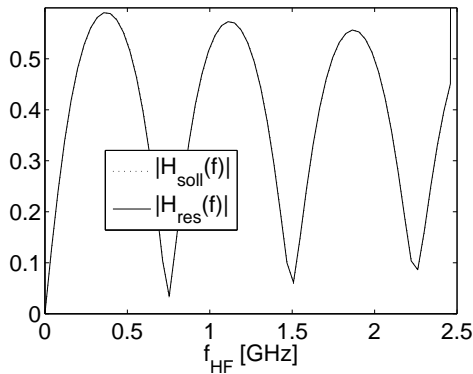


Abbildung 7.16: Soll- und resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{korr} = 50 \text{ ps}$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion: Reflexionsfaktor einer dielektrischen Platte mit $\epsilon_r = 4 - j0,1$ und $d = 100 \text{ mm}$

7.3.3 Bandpasssystem

Nun soll der Nutzfrequenzbereich des Basisbandsystems durch Modulation eines 5 GHz-Trägers nach oben verschoben werden. Damit ergibt sich ein Nutzfrequenzbereich in Bandpasslage von 2,5 bis 7,5 GHz, in dem die Übertragungsfunktion eines Kanals bestimmt werden kann.

Da die PN-Folge digital erzeugt wird, liegt die Idee nahe, diese ebenfalls digital zu modulieren. Bei einer Geschwindigkeit des Digitalteils von 10 Gbit/s ist eine binäre Phasenumtastung (BPSK) mit 5 GHz möglich. Dieses System soll im Folgenden betrachtet werden.

Zunächst sollen noch einige Überlegungen zum Empfangsteil gemacht werden. Die unmodulierte PN-Folge besitzt, wie jedes reelle Zeitsignal, ein konjugiert symmetrisches Spektrum [43]. Dieses zweiseitige Spektrum wird in die Bandpasslage versetzt und durch einen Übertragungskanal geleitet. Danach ist im Allgemeinen die vorherige Symmetrie bzgl. der Mittenfrequenz nicht mehr gegeben. Analog fehlt die Symmetrie nach der Demodulation. Entsprechend kann das zweiseitige Spektrum nicht durch ein reelles Zeitsignal dargestellt werden. Daraus folgt die Notwendigkeit eines In-Phase-Quadratur (IQ)-Empfängers.

Das im Folgenden betrachtete modulierte PN-System mit IQ-Empfänger ist in Abbildung 7.17 dargestellt. Zur Erzeugung des Sendesignals wird das differenzielle PN-Basisbandsignal mit einem differenziellen 5 GHz-Rechtecksignal gemischt. Bei genügend schneller Digitalelektronik kann das resultierende Signal ohne die Notwendigkeit eines Mischers direkt erzeugt werden. Das Sendesignal gelangt über den Kanal $h(t)$ zum Empfänger. Im I-Zweig des Empfängers wird das Empfangssignal korreliert und abgetastet. Der Korrelator besteht dabei aus einer einstellbaren Verzögerung des Sendesignals, einem Mischer und einem Tiefpassfilter. Der Abtaster sorgt dafür, dass bei jeder eingestellten Verzögerung im eingeschwungenen Zustand des TP-Filters genau ein Wert am Empfängerausgang anliegt. Durch die Zuführung der modulierten Sendefolge wird das Empfangssignal im Korrelator gleichzeitig demoduliert. Im Q-Zweig hingegen muss das Empfangssignal zunächst separat demoduliert werden, da hier das Empfangssignal mit 90° Phasenverschiebung bzw. 50 ps Zeitverzögerung demoduliert werden muss, um die Quadraturkomponente zu erhalten. Danach wird mit dem PN-Basisbandsignal korreliert. Bei der Möglichkeit der

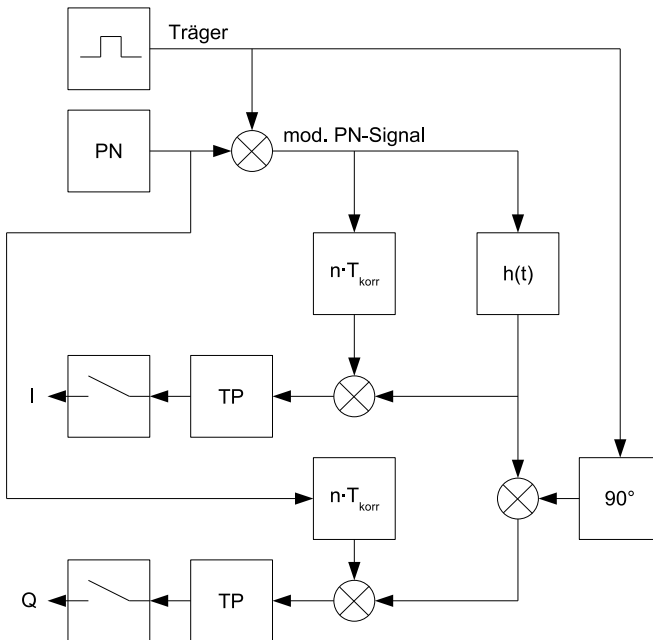
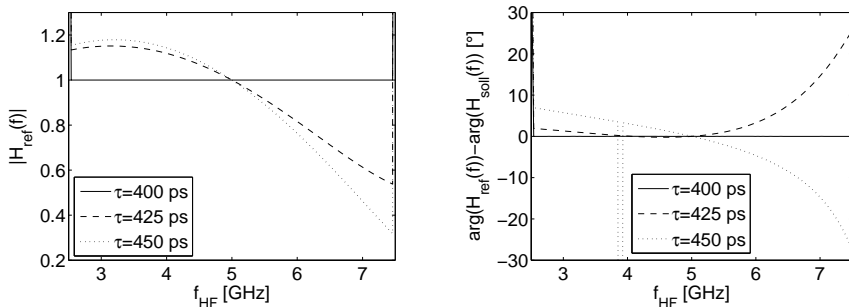


Abbildung 7.17: Blockschaltbild des PN-Systems



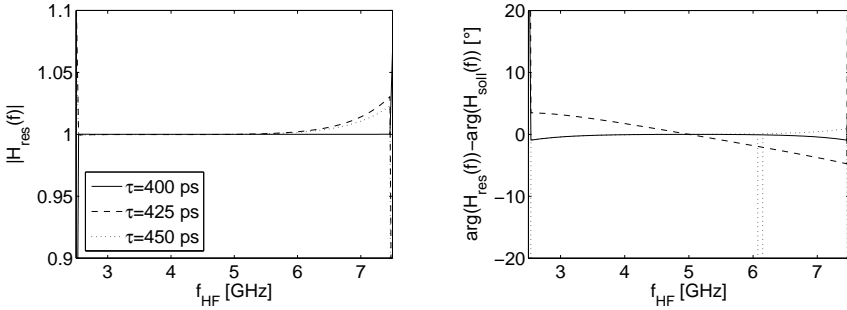
a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phasenfehler der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.18: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{korrr} = 100 \text{ ps}$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$, kohärente Demodulation mit Sinus

Erzeugung einer modulierten PN-Folge mit um 50 ps verschobenem Träger kann auch hier der separate Mischer zur Demodulation eingespart werden.

Analog zum Basisbandsystem soll auch hier die Fähigkeit des Systems als Kriterium herangezogen werden, eine vorgegebene Übertragungsfunktion zu reproduzieren. Die vorgegebene Übertragungsfunktion besteht dabei aus einer reinen Phasenverschiebung bzw. Zeitverzögerung. Zunächst soll ein Sinus als Träger sowie kohärente Demodulation verwendet werden. Die resultierenden Übertragungsfunktionen sind nach Betrag und Phasenfehler in den Abbildungen 7.18a und 7.18b zu sehen. Es ist zu erkennen, dass im Allgemeinen die vorgegebene Übertragungsfunktion nicht reproduziert werden kann. Der Grund des Problems liegt in der Ausdehnung des Basisbandspektrums. Dadurch interferieren die Spektren, die durch den Träger im positiven und negativen Frequenzbereich entstehen. Eine Begrenzung des Basisbandspektrums auf eine Bandbreite von maximal der Trägerfrequenz ist dementsprechend notwendig.

In Abbildung 7.19a und 7.19b ist das Ergebnis bei Verwendung eines Basisbandfilters zu sehen. Dabei wurde ein ideales Gaußsches Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 2,5 GHz verwendet, das das Basisbandspektrum entsprechend vor der Modulation beschränkt. Die Abweichung im Betrag liegt



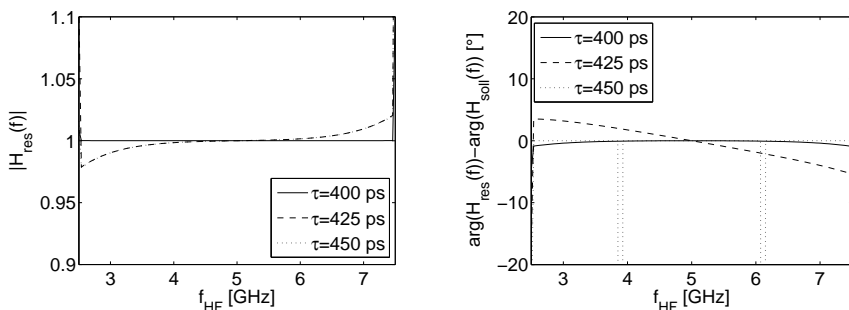
a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phasenfehler der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.19: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{korrr} = 100$ ps) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$, kohärente Demodulation mit Sinus, mit Basisbandfilter

unter 5% und in der Phase unter 5° .

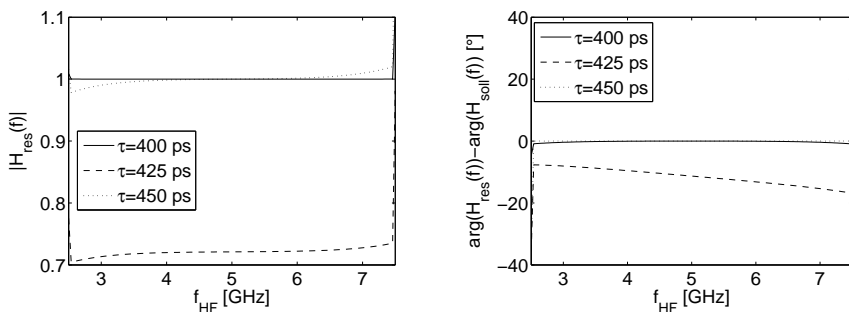
Wie bereits erwähnt, ist es bei digitaler Erzeugung der PN-Folge vorteilhaft, wenn auch die Modulation digital erfolgen kann. In diesem Fall sind für die Modulation kein Mischer oder sonstige Komponenten notwendig. Deshalb wird im Folgenden der Sinusträger durch ein Rechtecksignal ersetzt. Die Abbildungen 7.20a und 7.20b zeigen, dass sich dadurch der Fehler nicht signifikant erhöht.

Bei den bisherigen Simulationen wurde die Demodulation kohärent durchgeführt. Dies war durch die vorherige Kenntnis der Übertragungsfunktion möglich. Dadurch konnte die Phase des Demodulationssignals auch entsprechend verschoben werden. In der Realität ist dies im Allgemeinen nicht möglich. Deshalb soll im Folgenden inkohärent demoduliert werden, d.h. das Demodulationssignal ist in Phase mit dem Modulationssignal und im Allgemeinen nicht in Phase mit dem Träger des Empfangssignals. Das Ergebnis der Übertragungsfunktion ist in den Abbildungen 7.21a und 7.21b zu sehen. Durch die inkohärente Demodulation ergibt sich ein Versatz im Betrag. Das Maximum des Versatzes liegt bei einem Phasenunterschied zwischen dem Träger des Empfangssignals und dem Demodulationssignal von 45° .



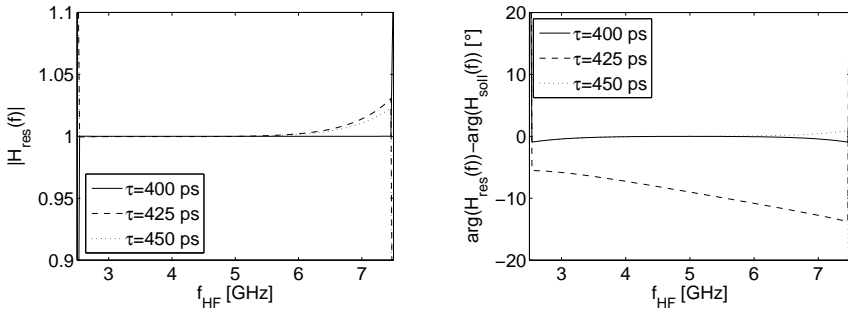
a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phasenfehler der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.20: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{\text{korrr}} = 100 \text{ ps}$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$, kohärente Demodulation mit Rechteck, mit Basisbandfilter



a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phasenfehler der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.21: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{\text{korrr}} = 100 \text{ ps}$) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$, inkohärente Demodulation mit Rechteck, mit Basisbandfilter



a) Betrag der Übertragungsfunktion b) Phasenfehler der Übertragungsfunktion

Abbildung 7.22: Resultierende Übertragungsfunktion des PN-Systems ($n_{PN} = 6$, $T_{korrr} = 100$ ps) bei vorgegebener Übertragungsfunktion $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$, inkohärente Demodulation mit Sinus, mit Basisbandfilter

Abhilfe schafft hier die (De-)Modulation mit einem Sinus- statt einem Rechtecksignal. Dadurch wird ein großer Fehler im Betrag der Übertragungsfunktion verhindert (vgl. Abbildung 7.22a). Der Offset-Fehler im Phasengang bei $\tau = 425$ ps (vgl. Abbildungen 7.21b und 7.22b) entsteht durch ein Problem der Simulation selbst. Er entspricht bei der Modulationsfrequenz von 5 GHz einem Zeitschritt von 10 ps. Nach Herabsetzen der Schrittweite in der Simulation auf 5 ps ist der Offset-Fehler verschwunden.

7.4 PN-Versuchssystem

Das PN-Versuchssystem besteht aus einem Field Programmable Gate Array (FPGA)-System (vgl. Abbildung 7.23) für die Erzeugung der PN-Signale, einem Korrelator und im Fall des Bandpasssystems einem Modulator und einem Demodulator. Das Ausgangssignal des Korrelators wird mit einem Oszilloskop abgetastet (vgl. Abbildung 7.24a und 7.24b).

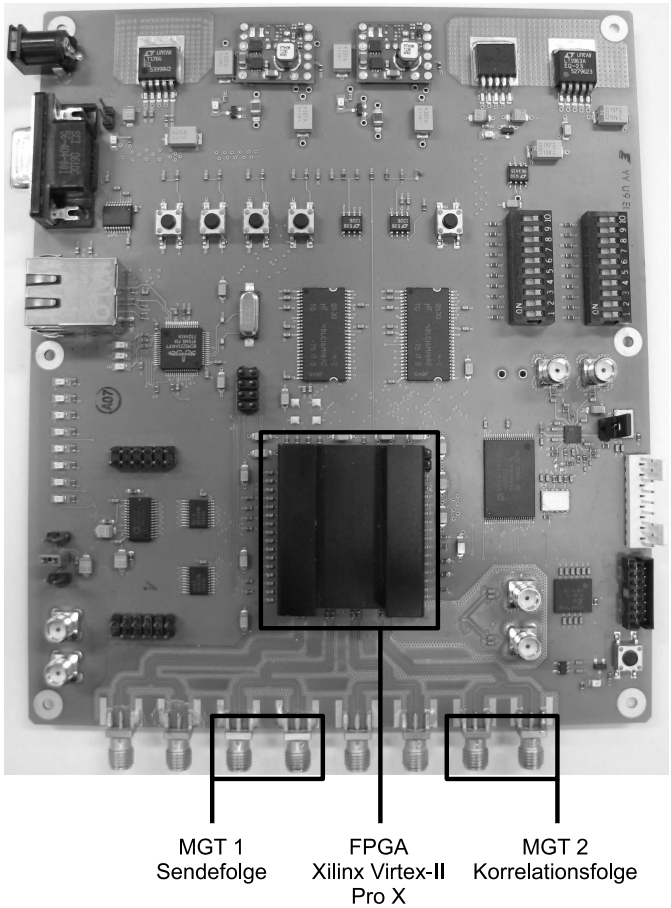


Abbildung 7.23: FPGA-System

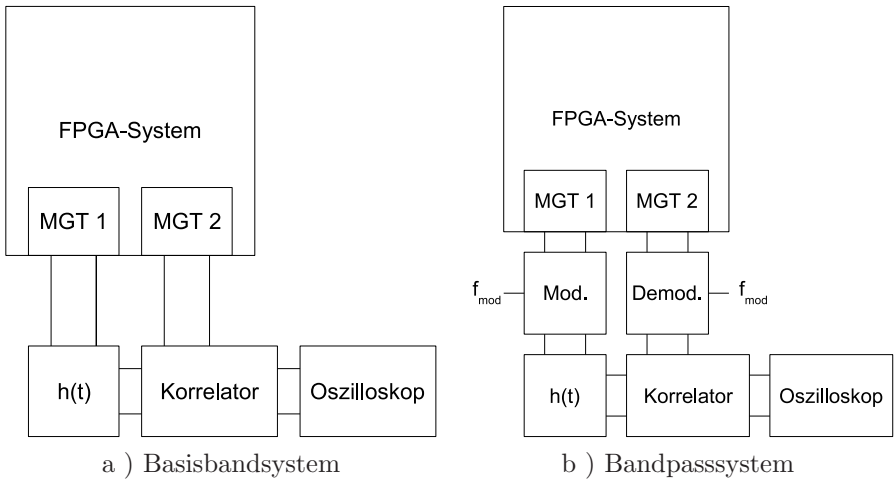


Abbildung 7.24: Übersicht über den Aufbau des PN-Versuchssystems

7.4.1 PN-Signalerzeugung

Das Versuchssystem sollte in der Lage sein, PN-Signale mit einer Chiprate von 400 ps auszugeben. Des Weiteren sind sehr kurze Anstiegs- und Abfallzeiten notwendig. Aus diesen Anforderungen folgt die Verwendung des FPGAs Xilinx Virtex-II Pro X. Dieser Baustein verfügt über acht Multi-Gigabit-Transceiver (MGT), die jeweils ein Digitalsignal mit einer Bitrate von 10 Gbps ausgeben können und differenziell ausgeführt sind.

Für die Funktionalität des PN-Systems sind zwei MGTs notwendig. Ein MGT muss die Sendepn-Folge ausgeben, der andere eine pn-Folge für die Korrelation im Empfänger. Die Sendefolge besteht aus kontinuierlich wiederholten pn-Sequenzen. Die Korrelationsfolge besteht aus m_{rep} kontinuierlich wiederholten pn-Sequenzen auf die ebenso viele Sequenzen folgen, die um T_{korr} in Bezug auf die Sendefolge verschoben sind, usw.

Die Implementierung der Funktionalität erfolgte mit der Hardwarebeschreibungssprache VHDL [44]. Abbildung 7.25 veranschaulicht die wichtigsten Module des PN-Generators. Zunächst erfolgt über externe Schalter die Auswahl der Folge. Es ist also möglich die verwendete Folge zu ändern, ohne den FPGA

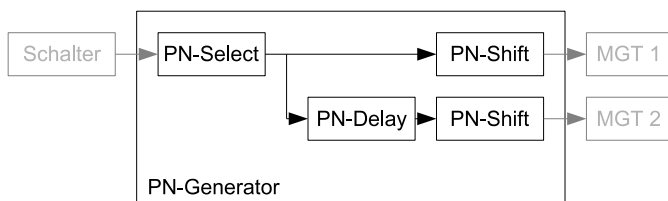


Abbildung 7.25: Übersicht der Implementierung in VHDL

neu zu programmieren. Die ausgewählte Folge hat die Länge von $(2^{n_{PN}} - 1) \cdot \frac{T_{chip}}{T_{bit}}$ Bit. Die MGTs erwarten in jedem Takt die nächsten 40 Bit der Folge als paralleles Datenwort. Dies bewerkstelligt das Modul „PN-Shift“. Zusammen mit einem Takt von 250 MHz ergibt sich damit die genannte Bitrate von 10 Gbps. Das Ausgangssignal von „PN-Shift“ wird dem MGT 1 zugeführt. Dieser serialisiert den parallelen Datenstrom und gibt damit die PN-Sendefolge aus. Für die Erzeugung der PN-Korrelationsfolge ist eine zusätzliche variable Verzögerung in Bezug zur Sendefolge notwendig. Diese Funktionalität ist im Modul „PN-Delay“ implementiert. Über das nachgeschaltete Modul „PN-Shift“ wird die Korrelationsfolge dem MGT 2 zugeführt.

Insgesamt ist zu sagen, dass sich die Implementierung der vorliegenden Funktionalität als sehr zeitkritisch erwiesen hat. Insbesondere auf das stabile Anliegen des korrekten 40 Bit Datenwortes an den Eingängen der MGTs bei jedem Takt ist besonderes Augenmerk zu legen. Es ist unabdingbar, die Ausgaben der MGTs bei jeder Implementierung mit einem schnellen Echtzeitoszilloskop auf Richtigkeit zu überprüfen.

Des Weiteren ist zu beachten, dass zwar alle MGTs mit dem selben Takt von außen versorgt werden, intern jedoch ein höherer Takt verwendet wird. Dieser Takt wird in jedem MGT von einer eigenen PLL erzeugt. Damit ergeben sich unterschiedliche Verzögerungen zwischen den einzelnen MGTs, die sich bei jedem Einschalten ändern können. Eine eventuelle Kalibrierung muss deshalb nach jedem Einschalten erneut ausgeführt werden.

Die variable Verzögerung zwischen Sende- und Korrelationsfolge ($n = 5$, $m_{rep} = 10$) wurde mit einem schnellen Echtzeitoszilloskop (LeCroy SDA11000) gemessen. In Abbildung 7.26a ist auf der y-Achse die maximale Verschiebung

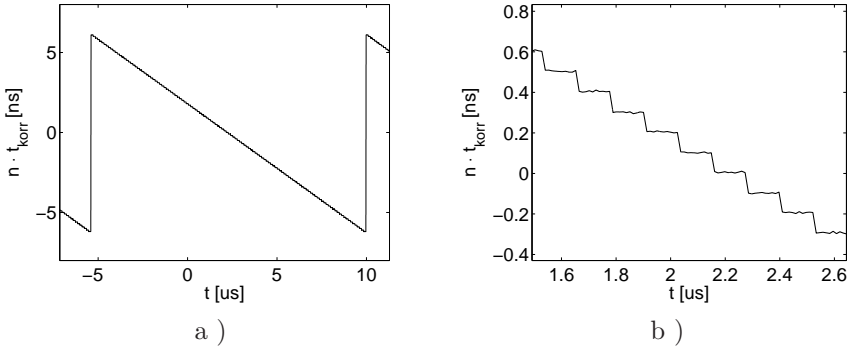


Abbildung 7.26: Gemessene Zeitverschiebung zwischen Sende- und Korrelationsfolge

von

$$(2^n - 1) \cdot T_{chip} - T_{korr} = (2^5 - 1) \cdot 400 \text{ ps} - 100 \text{ ps} = 12,3 \text{ ns} \quad (7.14)$$

zu erkennen, bevor die Verschiebung wieder bei 0 beginnt. Außerdem ist auf der x-Achse die Zeitdauer zu erkennen, die ein Verschiebungsdurchlauf benötigt. Diese beträgt

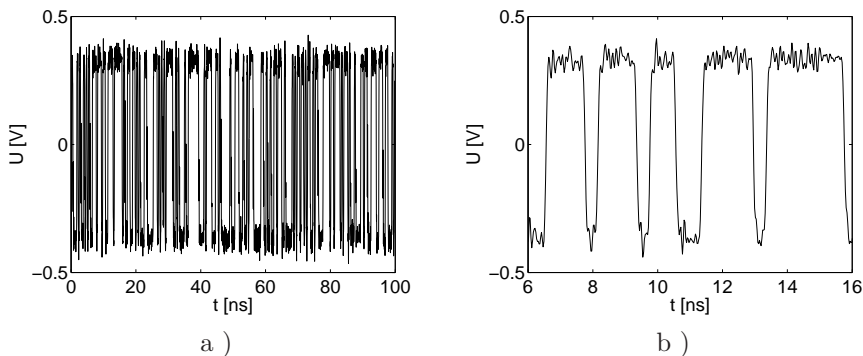
$$(2^n - 1)^2 \cdot \frac{T_{chip}^2}{T_{korr}} \cdot m_{rep} = (2^5 - 1)^2 \cdot \frac{(400 \text{ ps})^2}{100 \text{ ps}} \cdot 10 = 15,376 \mu\text{s}. \quad (7.15)$$

Abbildung 7.26b zeigt einen vergrößerten Ausschnitt. Auf der y-Achse ist die Korrelationszeit $T_{korr} = 100 \text{ ps}$ zu erkennen. Auf der x-Achse ist die Zeitdauer konstanter Verzögerung mit

$$(2^n - 1) \cdot T_{chip} \cdot m_{rep} = (2^5 - 1) \cdot 400 \text{ ps} \cdot 10 = 124 \text{ ns} \quad (7.16)$$

zu sehen.

Im Folgenden sollen die PN-Folge als auch die Korrelationsfunktionen im Basisband betrachtet werden. In den Abbildungen 7.27a und 7.27b ist die PN-Folge im Zeitbereich dargestellt. Erwartungsgemäß weicht das Signal vom idealen Fall ab. Überschwinger und sonstige Störungen halten sich jedoch in Grenzen.

Abbildung 7.27: PN-Folge ($n_{PN} = 8$, $T_{chip} = 400 ps$)

Für die Funktionsfähigkeit des Radarsystems ist es entscheidend, dass die Korrelationsfunktionen möglichst wenig von den idealen abweichen. Abbildung 7.28a zeigt die AKF Ψ_{xx} , also die Korrelationsfunktion des Sendesignals mit sich selbst. Bei $n = 8$ ergibt sich eine theoretisch maximal erzielbare Dynamik von $D_{max}(n = 8) = 48,1 dB$. Die Messung ergibt eine Dynamik der AKF von $D = 32,2 dB$. Die KKF Ψ_{xy} , also die Korrelationsfunktion der Sendefolge mit der Korrelationsfolge, zeigt keinen wesentlichen Unterschied zur AKF und entsprechend eine ähnliche Dynamik von $D = 33,0 dB$. Daraus folgt, dass sich auch die Zeitsignale der Sendefolge und der Korrelationsfolge wenig unterscheiden.

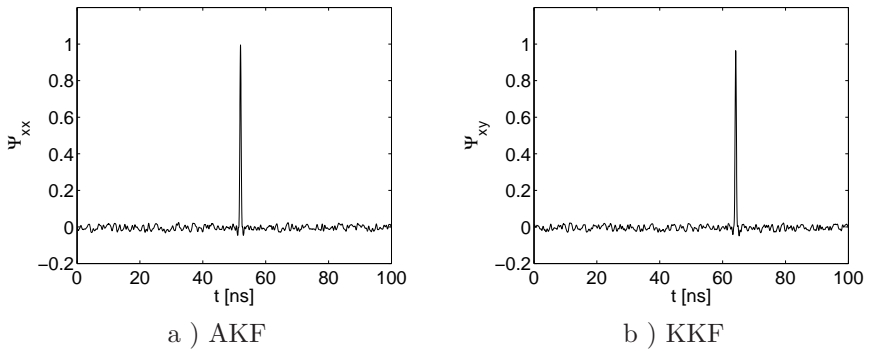


Abbildung 7.28: Korrelationsfunktionen der Sende- und Korrelations-PN-Folge
($n_{PN} = 8$, $T_{chip} = 400$ ps)

7.4.2 Korrelator

Mit Korrelator wird die Hardware bezeichnet, die die mathematische Operation der Korrelation umsetzt. Die Korrelation besitzt im Allgemeinen zwei Eingangsgrößen und eine Ausgangsgröße. Bei der Operation wird die erste Eingangsgröße fortwährend mit der kontinuierlich zeitlich verschobenen zweiten Eingangsgröße multipliziert und anschließend über eine Periode des Eingangssignals gemittelt. Die Verschiebeoperation fällt in dem hier betrachteten Fall aus dem Aufgabengebiet des Korrelators heraus, da das FPGA-System bereits die verschobene PN-Folge zur Verfügung stellt. Die Multiplikation der beiden Eingangsgrößen wird durch einen Mischer realisiert, die Mittelung durch ein Tiefpassfilter.

Da das PN-Versuchssystem mit differenziellen Signalen arbeitet, kommt ein doppelt balancierter Mischer zum Einsatz. Die Wahl fiel auf den breitbandigen, passiven Vierfach-MOSFET-Mischer PE4140 von Peregrine Semiconductor. Dieser Mischer arbeitet im Frequenzbereich von 0 bis über 6 GHz und hat über den gesamten Frequenzbereich eine sehr gute Eingangsanpassung.

Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters f_g muss die Bedingung

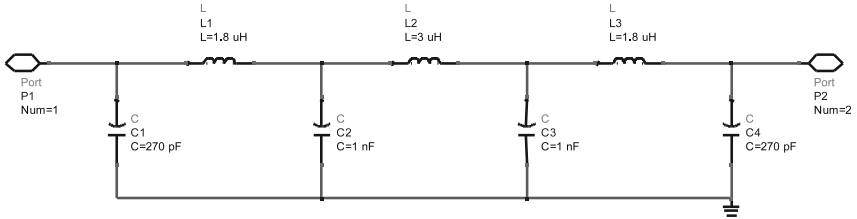
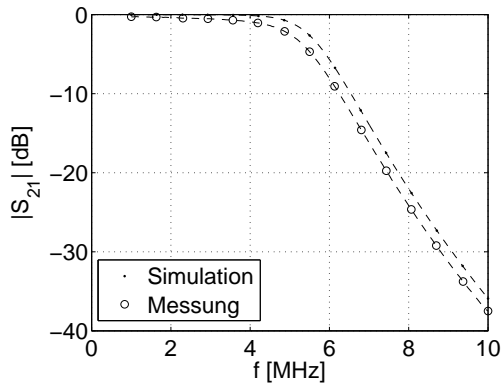
$$\frac{1}{m_{rep} \cdot T_{PN}} < f_g < \frac{1}{T_{PN}} \quad (7.17)$$

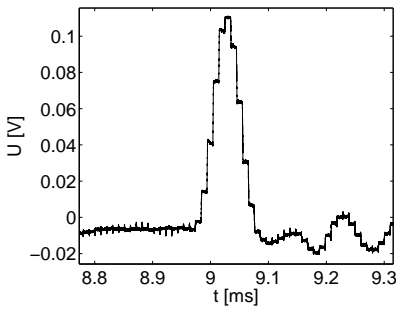
erfüllen. Für den Fall $n = 8$ und $m_{rep} = 10$ ergibt sich

$$980 \text{ kHz} < f_g < 9,8 \text{ MHz}. \quad (7.18)$$

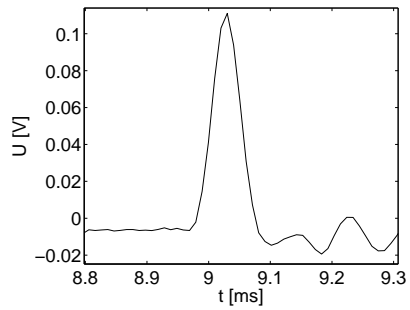
Bei kleiner Grenzfrequenz sinkt die Rauschbandbreite, bei großer sinkt die Einschwingzeit des Filters und entsprechend wird der zur Verfügung stehende Zeitraum für die Abtastung erhöht. Hier wurde ein LC-Filter siebter Ordnung mit $f_g = 6 \text{ MHz}$ verwendet (vgl. Abbildungen 7.29 und 7.30).

In Abbildung 7.31a ist das Ausgangssignal des Korrelator zu sehen. Gut zu erkennen sind die einzelnen Stufen, die von jeweils einer konstanten Korrelationszeit stammen. Das endgültige Korrelationssignal ergibt sich durch Abtastung. Dabei wird jede Stufe einmal abgetastet. Das Ergebnis zeigt Abbildung 7.31b.

Abbildung 7.29: Schaltplan des Tiefpassfilters für $n = 8$ und $m_{rep} = 10$ Abbildung 7.30: Frequenzgang des Tiefpassfilters für $n = 8$ und $m_{rep} = 10$



a) Signal am Korrelatorausgang (digitales Tiefpassfilter)



b) Signal nach Abtastung

Abbildung 7.31: Ausgangssignal nach Korrelator ($n_{PN} = 8$, $T_{chip} = 400$ ps, $m_{rep} = 10$)

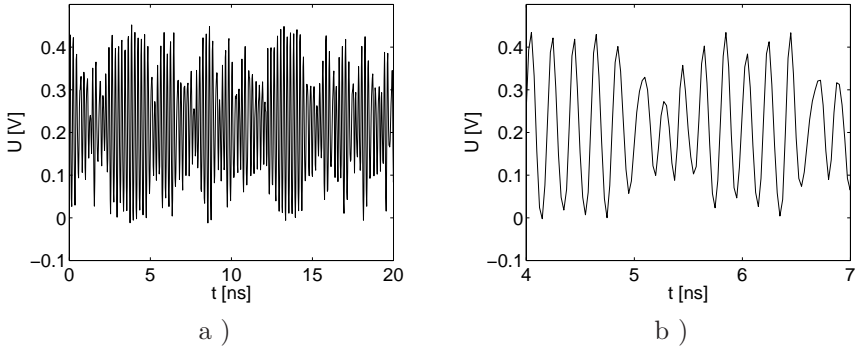


Abbildung 7.32: PN-Folge ($n_{PN} = 8$, $T_{chip} = 400 \text{ ps}$) moduliert mit 5 GHz Sinus

7.4.3 Modulator und Demodulator

Für die Modulation des PN-Signals kommt der selbe Mischer zum Einsatz, der bereits im Korrelator eingesetzt wird. Aus dem Modulationssignal einer externen Quelle wird mit Hilfe eines Baluns (Anaren BD3150) ein differenzielles Signal erzeugt, welches dem Mischer zugeführt werden kann.

Modulator und Demodulator sind vom Aufbau her identisch. Der Modulator, der das Korrelationssignal moduliert, wird Demodulator genannt, da durch die Modulation des Korrelationssignals im Endeffekt das Empfangssignal im Korrelator demoduliert wird.

Die Abbildungen 7.32a und 7.32b zeigen die modulierte PN-Folge. In den Abbildungen 7.33a und 7.33b sind analog zum Basisbandsystem die AKF bzw. KKF für das Bandpasssystem zusehen. Die maximale theoretische Dynamik beträgt hier für $n = 6$ $D_{max} = 36,0 \text{ dB}$. Die gemessenen Werte liegen für AKF und KKF identisch bei $D = 19,0 \text{ dB}$. Dies zeigt, dass die Ursache für die geringere Dynamik in der erzeugten PN-Folge selbst zu suchen ist. Die theoretisch maximale Dynamik geht dabei von einer unendlichen Bandbreite aus, die in der Realität nicht zur Verfügung steht.

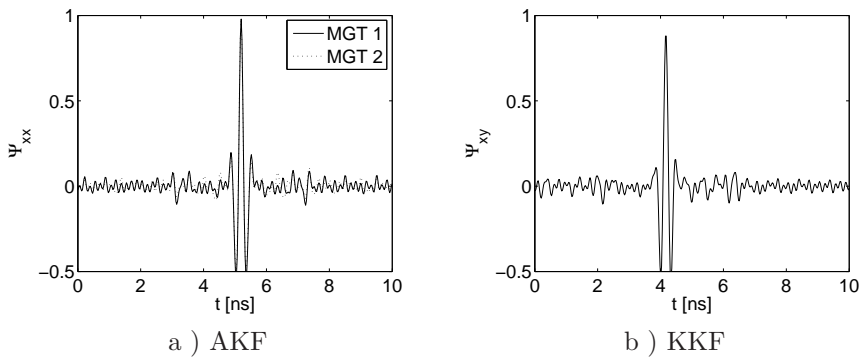


Abbildung 7.33: Korrelationsfunktionen der modulierten PN-Folgen ($n_{PN} = 6$, $T_{chip} = 400$ ps)

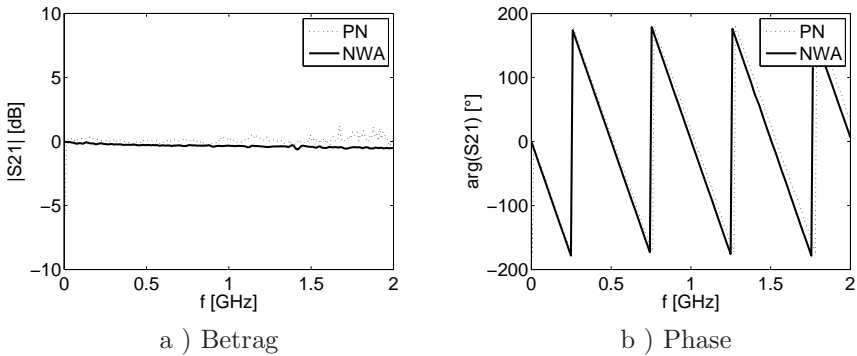


Abbildung 7.34: Übertragungsfunktion eines Koaxialkabels gemessen mit NWA und PN-BB-System, Korrelation mittels Software

7.5 Messung von Übertragungsfunktionen mit dem Versuchssystem

Der eigentliche Verwendungszweck des PN-Radarsystems ist die Messung von Übertragungsfunktionen. Nachdem nun grundsätzliche Parameter des Versuchssystems gemessen und diskutiert wurden, sollen in diesem Teilkapitel Übertragungsfunktionen mit dem Basisband- als auch mit dem Bandpasssystem bestimmt werden.

Als Messobjekt dient dabei eine 42 cm lange Koaxialleitung. Die Vergleichsübertragungsfunktion wurde mit einem Netzwerkanalysator (NWA) bestimmt. Zunächst wird das Basisbandsystem betrachtet.

Die Abbildungen 7.34a und 7.34b zeigen die Übertragungsfunktion nach Betrag und Phase. Die Korrelation bzw. genauer das Mischen der Empfangs- und Korrelationsfolge und die Tiefpassfilterung wurden dabei in Software ausgeführt. Der Phasengang wird dabei sehr gut reproduziert. Beim Amplitudengang treten Abweichungen in der Größenordnung 1 dB auf.

In den Abbildungen 7.35a und 7.35b ist das Ergebnis der Übertragungsfunktion bei Hardware-Korrelation zu sehen. Im Vergleich zum vorigen Beispiel sind hier sowohl Betrag als auch Phase stark verrauscht. Ein Grund könnte eine zu

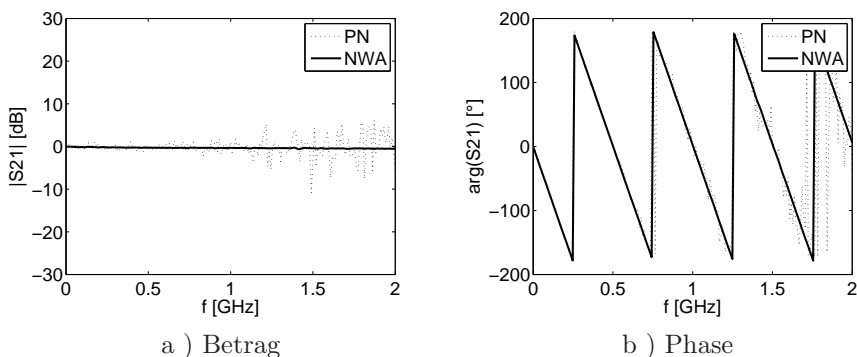


Abbildung 7.35: Übertragungsfunktion eines Koaxialkabels gemessen mit NWA und PN-BB-System, Korrelations mittels Hardware

geringe Leistung am Korrelator sein. Um dies zu überprüfen wurde die selbe Messung wiederholt, dabei jedoch das Ausgangssignal der MGTs verstärkt. Das Ergebnis dessen ist in den Abbildungen 7.36a und 7.36b dargestellt. Es ergibt sich ein ähnliches Ergebnis wie bei der Software-Korrelation. Einzig unterhalb von 200 MHz außerhalb des Betriebsbereiches des Verstärkers ist das Ergebnis verrauscht. Dies bestätigt die Vermutung, dass zu geringe Leistung am Korrelator bei der Messung ohne Verstärker zu dem verrauschten Ergebnis geführt hat.

Nun wird das Bandpasssystem betrachtet. Dabei werden sowohl die Sende- als auch die Korrelationsfolge auf einen externen Träger gemischt. Dieser Träger ist nicht kohärent mit den PN-Folgen. Bei dem Bandpasssystem müssen I- und Q-Kanal bestimmt werden. Dies geschieht sequentiell. Zunächst wird der I-Kanal gemessen und dann der Q-Kanal, indem ein 90° Phasenschieber in die Zuleitung des Trägers für die Korrelationsfolge eingebaut wird.

Die erhaltene Übertragungsfunktion ist in den Abbildungen 7.37a und 7.37b zu sehen. Der Amplitudengang ist dabei sehr verrauscht, wobei im Bereich von 2 bis 3 GHz geringeres Rauschen zu beobachten ist. In diesem Bereich bewegt sich auch der Phasengang im Rahmen. Insgesamt ist zu sehen, dass das Prinzip funktioniert, jedoch das Ergebnis für die Messung der Feuchte wegen zu starkem Amplitudenrauschen unbrauchbar ist.

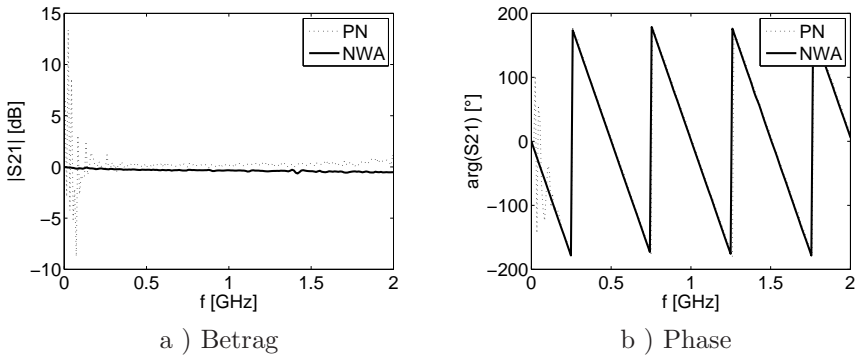


Abbildung 7.36: Übertragungsfunktion eines Koaxialkabels gemessen mit NWA und PN-BB-System, Korrelation mittels Software, Verstärkung der PN-Sequenzen

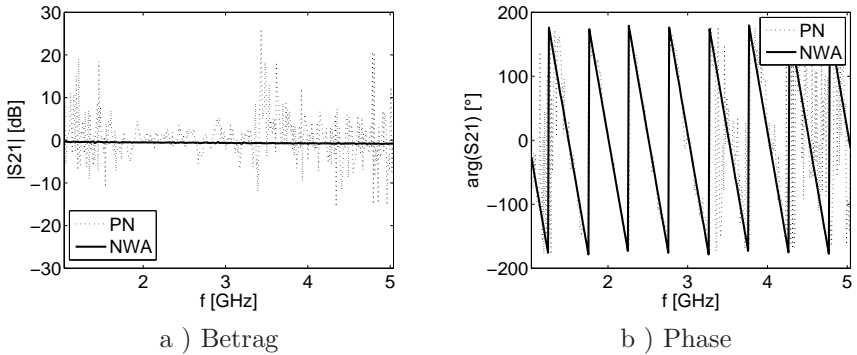


Abbildung 7.37: Übertragungsfunktion eines Koaxialkabels gemessen mit NWA und PN-BP-System ($f_{mod} = 3,04 \text{ GHz}$), inkohärente (De-) Modulation

Als Ursachen für die Abweichungen der mit dem PN-System ermittelten Übertragungsfunktionen kommen verschiedene Faktoren in Frage, die sich teilweise unterschiedlich auswirken können:

Zunächst einmal ist die Länge der implementierbaren PN-Folge begrenzt, so dass ebenfalls die maximal und die tatsächlich erreichbare Dynamik begrenzt sind. Der Unterschied zwischen der theoretischen und der gemessenen Dynamik entsteht durch die Abweichungen der PN-Folgen vom Idealfall. Dies ist in den Korrelationsfunktionen sichtbar. Einen weiteren Einfluss auf die tatsächliche Dynamik hat der Jitter zwischen Sende- und Korrelationsfolge. Dieser entsteht durch die Verwendung separater PLLs für jeden MGT.

Durch diese Faktoren wird allerdings das Ergebnis des Bandpasssystems nicht erklärt. Die Software-Korrelation im Basisbandfall hat gezeigt, dass trotz der genannten Faktoren eine akzeptable Übertragungsfunktion ermittelt werden kann. Im Bandpassfall kommen allerdings noch weitere Faktoren hinzu bzw. genannte Faktoren können sich stärker auswirken. Jitter beispielsweise wirkt sich stärker aus, je steiler die Flanken sind und je größer die Varianz der Signale. Des Weiteren ist der Träger in Bezug auf die beiden MGTs freilaufend. Schlussendlich werden I- und Q-Kanal aus Aufwandsgründen hier sequentiell aufgenommen. Dabei wirkt sich Zeitvarianz des Systems ebenso wie Fehler in der Phase zwischen I- und Q-Kanal negativ aus.

Abhilfe könnte die Verwendung eines diskreten Versuchsaufbaus bringen, bei dem die Einschränkungen des hier verwendeten FPGA-Systems nicht vorhanden sind. Die Erzeugung von Sende- und Korrelationsfolge müssten dabei von einem einzigen Taktgenerator gespeist werden. Dieser Taktgenerator müsste wiederum synchron mit dem Sinusgenerator für den Träger laufen. Des Weiteren sollte die Länge der PN-Folgen vergrößert sowie I- und Q-Kanal gleichzeitig ausgewertet werden können.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Die Feuchtemessung liefert im Baubereich wichtige Informationen, um entsprechende Bauarbeiten gezielt und zeiteffizient ausführen zu können. Häufig wird die Messung jedoch mit zeit- oder kostenintensiven Messmethoden durchgeführt. Ziel der vorliegenden Arbeit war es, ein Konzept für ein Feuchtemessgerät zu entwickeln, welches eine schnelle, unkomplizierte und auf Dauer auch kostengünstige Feuchtemessung ermöglicht.

Als Messprinzip wurde dazu aus den bekannten Prinzipien das hochfrequente dielektrische Messverfahren als das einzig geeignete befunden. Um dieses Verfahren anwenden zu können, wurden zunächst zwei alternative Sensoren entwickelt und untersucht: Eine auf dem zu untersuchenden Material aufliegende Koplanarleitung sowie eine neuartige Ultrabreitband-Richtantenne, mit der der komplexe Reflexionsfaktor des Materials bestimmt werden kann. Die Messmethode mit der Koplanarleitung erfordert im Gegensatz zur Ultrabreitband-Richtantenne direkten Materialkontakt sowie die Anwendung eines mathematischen Modells zur Umrechnung von effektiver nach realer Dielektrizitätskonstante (DK). Durch Luftspalte zwischen Leitung und Material sowie anderen Einflüssen entstehen Messfehler, die durch die Umrechnung in die reale DK noch verstärkt werden können. Deshalb eignet sich die Ultrabreitband-Richtantenne besser für die Anwendung. Dies wurde u. a. durch Messungen von Referenzmaterialien gezeigt.

Aus der Messung von Proben der wichtigsten Baumaterialien mit unterschiedlichen, bekannten Feuchtegehalten wurde die Abhängigkeit der komplexen Dielektrizitätskonstanten verschiedener Materialien von deren Feuchtegehalt ermittelt. Die Messergebnisse wurden mit bekannten Modellen verglichen, die den Feuchtegehalt über einfache mathematische Zusammenhänge mit der komplexen Dielektrizitätskonstanten verknüpfen. Die unterschiedlichen Materialien zeigten sehr starke Unterschiede bezüglich des Zusammenhangs von Feuchtegehalt und Dielektrizitätskonstante. Daraus folgt, dass alleine mit den

hier verwendeten Messdaten eine genaue Feuchtemessung nur mit Kenntnis des Materials möglich ist. Diese Kenntnis kann jedoch in den meisten Fällen nicht vorausgesetzt werden, zumal es beispielsweise nicht ausreicht, Beton als Material anzugeben. Bereits verschiedene Betonsorten zeigten starke Unterschiede im Zusammenhang von Feuchtegehalt und Dielektrizitätskonstante.

Der für die Messungen verwendete Algorithmus setzt die Homogenität des Materials und die Kenntnis der Dicke voraus. Damit konnte der Realteil der Dielektrizitätskonstanten von Referenzmaterialien aus Messdaten mit einer Ungenauigkeit kleiner 10 % bestimmt werden. In realen Anwendungsszenarien ist die Dicke meist nicht bekannt. Häufig liegt anstelle eines homogenen Materials außerdem ein Aufbau aus mehreren Schichten vor. Im Fall eines homogenen Materials unbekannter Dicke wird ein Algorithmus vorgeschlagen, der aus dem breitbandigen Reflexionsfaktor eines Materials sowohl dessen Dicke als auch die komplexe Dielektrizitätskonstante ermitteln kann. Aus synthetischen Daten konnte damit eine Genauigkeit der Dicke und des Realteils der Dielektrizitätskonstanten besser 1 % erzielt werden.

Die Messungen der komplexen Dielektrizitätskonstanten wurden mit der genannten Ultrabreitband-Antenne durchgeführt, die an einen Netzwerkanalysator angeschlossen wurde. Für die spätere Anwendung wird ein System benötigt, welches kostengünstig und platzsparend den Reflexionsfaktor zwischen 2,5 GHz und 7 GHz bestimmen und damit den Netzwerkanalysator ersetzen kann. Dazu wurden verschiedene bekannte Radarsysteme betrachtet und das Pseudo-Noise-Radar aufgrund inhärent breitbandigem Sendesignal und gleichmäßiger Energieverteilung im Zeitbereich als am besten geeignet erachtet. Da das Radarsystem bei der vorliegenden Anwendung nicht zum Auffinden von Objekten verwendet wird, sondern zur Bestimmung einer Übertragungsfunktion, wurde das System durch Simulationen hinsichtlich der Reproduzierbarkeit vorgegebener Übertragungsfunktionen untersucht. Es zeigte sich, dass bei einer realen Übertragungsfunktion die Phase sehr gut und die Amplitude mit einem maximalen Fehler von 4 % reproduziert werden kann, ohne die Bandbreite des Sendesignals zu begrenzen. Des Weiteren stellte es sich als vorteilhaft heraus, die Modulation im Falle des Bandpasssystems mit einem Sinussignal anstatt einem Rechtecksignal auszuführen. Es folgten der Aufbau und die Untersuchung eines Versuchssystems in Hardware. Das System kann sowohl als Basisbandsystem als auch als Bandpasssystem mit modulierter Pseudo-Noise-Folge

betrieben werden. Jedoch deckt nur das Bandpasssystem den aus Zulassungs- und physikalischen Gründen geforderten Frequenzbereich von 2,5 bis 7 GHz ab. Versuche zeigten, dass die Übertragungsfunktion eines unbekanntes Kanals ermittelt werden kann. Der Versuchsaufbau des Basisbandsystems lieferte bei einem Koaxialkabel als Übertragungskanal eine Amplitudengenauigkeit von besser 2 dB und eine Phasengenauigkeit von besser 10° . Bei dem Bandpasssystem ist die Genauigkeit wesentlich schlechter, da bei dem eingesetzten Versuchssystem u. a. die Phasenbeziehung zwischen Basisbandsignal und Modulationssignal nicht definiert eingestellt werden konnte.

Um das System weiter zu verbessern, ist es sinnvoll, die Bandbreite der Antenne weiter zu vergrößern. Mit einer größeren Bandbreite könnte die Genauigkeit der DK-Bestimmung erhöht werden. Des Weiteren könnte Dispersion sichtbar und dadurch eventuell die Unterscheidung verschiedener Baumaterialien ermöglicht werden. Die Entwicklung von Algorithmen zur Bestimmung der komplexen Dielektrizitätskonstanten an realen Bauteilen sollte weiter vorangetrieben werden, damit die DK-Bestimmung auch an inhomogenen und insbesondere Bauteilen mit kontinuierlichem DK-Verlauf möglich wird. Darüber hinaus muss der Versuchsaufbau des Pseudo-Noise-Radarsystems mit den aus den Simulationen gewonnenen Erkenntnissen, insbesondere der Phasenbeziehung zwischen Basisband- und Modulationssignal, soweit verbessert werden, dass es zur Bestimmung von Übertragungsfunktionen mit hinreichender Genauigkeit in der Anwendung einsetzbar ist.

A Europäische Frequenzregulierung

Damit sich Geräte mit Funktechnologie nicht gegenseitig stören ist das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum aufgeteilt, so dass jedem Radiodienst ein eigener Frequenzbereich zugeteilt ist. Innerhalb dieses Frequenzbereichs darf der Radiodienst nach bestimmten Regeln, die im zugehörigen Standard festgelegt sind, senden und ist in gewissem Maße vor Störungen anderer geschützt. Die Aufteilung des Spektrums kann auf der Internetseite des European Radio-communication Office (ERO) unter www.efis.dk betrachtet werden.

Geräte mit UWB-Technologie benötigen naturgemäß einen sehr großen Frequenzbereich. Im Frequenzbereich bis 10 GHz, der technologisch und von der Reichweite her für die meisten Applikationen attraktiv ist, ist keine entsprechend große Bandbreite vorhanden, in der nicht bereits eine Vielzahl von bestehenden Radiodiensten angesiedelt wären. Die Folgerung ist, dass UWB nicht als Dienst mit weitgehenden Schutzrechten vor potenziellen Störern, sondern praktisch als weiterer Nutzer der Frequenzen fungieren kann. Aus den bisherigen Rechten der vorhandenen Dienste ergibt sich jedoch, dass UWB-Geräte diese nicht bzw. nur zu einem bestimmten Grad stören dürfen.

Grundlage, um überhaupt ein UWB-Gerät auf den Markt bringen zu dürfen, ist eine entsprechende staatliche Regulierung. Hier hat die Federal Communications Commission (FCC) in den USA mit einer Regelung im April 2002 [45] weltweit den ersten Schritt gemacht.

In Europa gibt es drei Institutionen, die im Zusammenspiel an der Regulierung und Standardisierung beteiligt sind. Dieses Zusammenspiel ist in Abbildung A.1 veranschaulicht. Die zuständige Organisation für die Regulierung und Harmonisierung der Telekommunikation ist die European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), der Zusammenschluss von 48 nationalen Administrationen für Post und Telekommunikation. Die CEPT besteht aus mehreren Komitees, von denen das Electronic Communications Committee (ECC) für die Frequenzregulierung verantwortlich zeichnet. Die

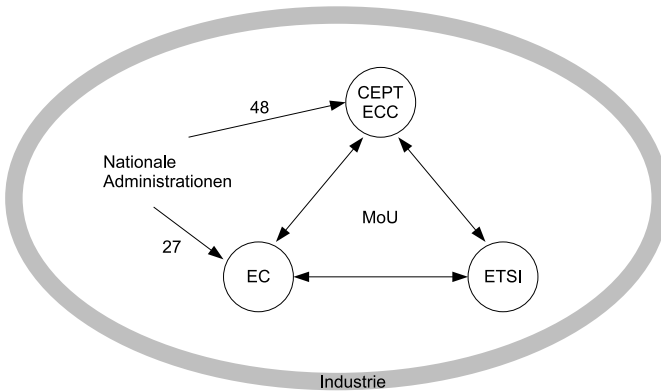


Abbildung A.1: Zusammenhang der Institutionen

nationalen Administrationen der 27 Mitgliedsländer der Europäischen Union sind ebenfalls in der Europäischen Kommission (EC) vertreten. Die EC setzt am Ende des Prozesses die CEPT-Entscheidungen in gesetzliche Bestimmungen für die EU-Mitgliedsländer um. Für die technische Standardisierung ist das European Telecommunications Standards Institute (ETSI) verantwortlich, deren Mitglieder sich hauptsächlich aus der europäischen Industrie und den nationalen Administrationen zusammensetzen. Die Grundlagen der ETSI-Standards bilden die Entscheidungen von CEPT und EC. Die Standards werden durch die nationalen Behörden angenommen und bilden so eine Grundlage für eine harmonisierte Möglichkeit, Produkte in den Verkehr zu bringen. Die Industrie kann jedoch auch auf die anderen Institutionen wie ECC und EC Einfluss nehmen. Die Zusammenarbeit der verschiedenen Institutionen wird durch ein sogenanntes „Memorandum of Understanding“ (MoU) geregelt.

Der Prozess der europäischen Regulierung und Standardisierung für neue Geräte und Systeme mit Funktechnologie [46] soll im Folgenden am Beispiel der UWB-Wandsensorapplikationen (BMA) erläutert werden:

Im Herbst 2004 rief die Bundesnetzagentur, die in Deutschland u. a. für die Frequenzregulierung zuständig ist, auf einer UWB-Tagung zur Mitarbeit an der Regulierung und Standardisierung von UWB auf, sofern entsprechende Nutzungsabsichten der Industrie für die Zukunft vorhanden sind. Die Positive

Rückmeldung ging daraufhin an die ECC TG3, die sich bis dahin von Seiten der CEPT mit UWB-Kommunikation beschäftigt hatte.

Da bei UWB im hier verwendeten Sinn Spektrum genutzt werden soll, das bereits von anderen Radiodiensten im Prinzip exklusiv genutzt wird, sind bei der Regulierung Kompatibilitätsbetrachtungen unabdingbar. Diese sind von der entsprechenden Arbeitsgruppe bei ETSI durchzuführen. Bis dato gab es zwei ETSI-Arbeitsgruppen, die sich mit UWB beschäftigten: ETSI ERM TG31a und ERM TG31b. Erstere nahm sich der UWB-Kommunikation an und letztere UWB-Radar in Fahrzeugen. Da beide Gruppen keine Kapazität und auch nicht die benötigten Arbeitsaufgaben für weitere UWB-Sensorapplikationen hatten, musste eine weitere Arbeitsgruppe dafür eingerichtet werden, die TG31c.

Diese Arbeitsgruppe erstellte darauf für jede Applikationsgruppe, für die ein eigener Standard angestrebt wurde, ein entsprechendes System Reference Document (SRDoc), welches die Systemcharakteristika, Kompatibilitätsfragen und die benötigten Frequenzressourcen der einzelnen Applikationen erläutert. Ein entscheidender Teil des SRDoc ist die Analyse von BMA-Applikationen auf sensible Radiodienste, die das zu verwendende Spektrum bereits nutzen. Dazu gehören Satellitendienste, Radioastronomie, Flugradar, UMTS und weitere. Um den Einfluss von UWB auf diese Dienste abschätzen zu können, wurden im Fall von UMTS und Flugradar teilweise aufwändige Messungen durchgeführt.

Nach der Freigabe des SRDoc durch ETSI TC ERM, welches für die Koordination mit der CEPT verantwortlich ist, wurde das SRDoc Anfang 2006 an die ECC TG3 weitergeleitet. Die ECC entwickelt daraus eine Regulierung. Dabei gibt es zwei Ausprägungen: Eine ECC Decision sollte von allen CEPT-Administrationen in deren Ländern umgesetzt werden, während eine ECC Recommendation die Administrationen nur anregt, die Inhalte umzusetzen.

Im hier betrachteten Fall geht es um eine ECC Decision. Ist die vorläufige ECC Decision fertiggestellt, folgt eine 8-wöchige öffentliche Anhörung. Danach werden die Kommentare bearbeitet und es entsteht die endgültige ECC Decision [47]. Diese enthält die technischen Randbedingungen, unter denen ein entsprechendes Produkt auf den Markt gebracht werden kann.

Um ein Produkt auf die Einhaltung dieser Randbedingungen zu überprüfen bedarf es Messvorschriften. Diese sind im zugehörigen ETSI-Standard enthalten. Der Standard wird von der entsprechenden ETSI-Arbeitsgruppe, hier TG31c, parallel zur Arbeit der ECC entwickelt. Der erarbeitete Standard wird

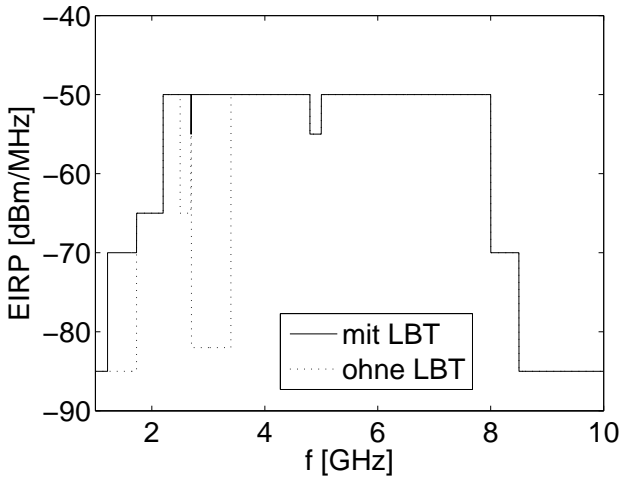


Abbildung A.2: Zugelassene spektrale Leistungsdichte für UWB-Wandsensoren

von der ETSI TC ERM als vorläufiger Standard freigegeben und kommt für 120 Tage in die öffentliche Kommentierung. In einem ETSI Resolution Meeting werden die Kommentare verarbeitet und daraufhin gibt ETSI TC ERM den endgültigen Standard [48] frei. Um eine europaweite Harmonisierung der Messvorschrift zu erreichen, wird der Standard zusätzlich im Europäischen Journal und in Deutschland im Amtsblatt veröffentlicht.

In Abbildung A.2 ist die zugelassene Frequenzmaske für UWB-Wandsensorapplikationen dargestellt. Zu sehen ist eine Kurve für die maximale spektrale Leistungsdichte mit Listen before Talk (LBT) und eine ohne LBT. LBT stellt dabei einen Mechanismus dar, der bestimmte Radiodienste in der Umgebung erkennt und den Transmitter des UWB-Gerätes gegebenenfalls abschaltet. Im Fall von BMA-Geräten muss LBT für mobile Satellitendienste, UMTS und Flugradar implementiert werden, um über den gesamten Frequenzbereich die maximale spektrale Leistungsdichte abstrahlen zu dürfen.

Bei der betrachteten Applikation muss darauf hingewiesen werden, dass nicht die Abstrahlung des Gerätes alleine, sondern in Kombination mit einer stan-

standardisierten Wand gemessen wird. Da BMA-Geräte hauptsächlich in Richtung Wand und nicht in den Rückraum abstrahlen sollten, wurden des weiteren die gesamt abgestrahlte Leistung begrenzt. Diese liegt frequenzabhängig unterhalb der maximalen äquivalenten isotropen abgestrahlten Leistung (EIRP).

Literaturverzeichnis

- [1] G. Rieche, *Sachstandsbericht zur Messung der Feuchte von mineralischen Baustoffen*, Fraunhofer-IRB-Verl., 2004.
- [2] G. Lehner, *Elektromagnetische Feldtheorie*, Springer, 2004.
- [3] A. von Hippel, *Dielectric Materials and Applications*, Artech House, 1954.
- [4] J. Detlefsen and U. Siart, *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2003.
- [5] P. Debye, *Polar Molecules*, Dover Publications, Inc., 1929.
- [6] K.S. Cole and R.H. Cole, "Dispersion and Absorption in Dielectrics," *Journal of Chemical Physics*, vol. 9, 1941, pp. 341-351.
- [7] D.W. Davidson and R.H. Cole, "Dielectric Relaxation in Glycerin," *Journal of Chemical Physics*, vol. 18, 1950, pp. 1417.
- [8] S. Havriliak and S. Negami, "A Complex Plane Analysis of alpha-Dispersions in Some Polymer Systems," *Journal of Polymer Science*, no. 14, 1966, pp. 99-117.
- [9] U. Kaatze, "Complex Permittivity of Water as a Function of Frequency and Temperature," *Journal of Chemical and Engineering Data*, vol. 34, no. 4, 1989, pp. 371-374.
- [10] A. Stogryn, "Equations for Calculating the Dielectric Constant of Saline Water," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 1971, pp. 733-736.
- [11] U. Kaatze, M. Schäfer and R. Pottel, "The Complex Dielectric Spectrum of Aqueous Methanol and Isopropanol Solutions," *Zeitschrift für Physikalische Chemie*, vol. 165, 1989, pp. 103-117.
- [12] S. Ganchev, *Free-Space Materials Measurement Application to Aerospace and Defense Applications*, 2006.

- [13] A.M. Nicolson and G.F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time Domain Techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, 1970, pp. 377-382.
- [14] B.W. Weir, "Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies," *IEEE*, vol. 62, no. 1, 1974, pp. 33-36.
- [15] S. Mayr, "Messung der Dielektrizitätszahl von Baumaterialien mittels Koplanarleitungen," Diplomarbeit, Nachrichtentechnik, FH Kempten, 2006.
- [16] C.Y. Kuek, *Measurement of dielectric material properties*, 2006.
- [17] K.C. Gupta et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, .
- [18] W. Heinrich, "Quasi-TEM Description of MMIC Coplanar Lines Including Conductor-Loss Effects," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 41, no. 1, 1993, pp. 45-52.
- [19] K. Biller, "Aufbau eines Messplatzes zur Bestimmung der komplexen Permittivität," Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2002.
- [20] N. Berger et al., "Broadband non-destructive determination of complex permittivity with coplanar waveguide fixture," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 20, 2003,.
- [21] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Artech House, Inc., 2005.
- [22] B. Allen et al., *Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging*, John Wiley & Sohns, Ltd, 2007.
- [23] M. Gustafsson, *Broadband array antennas using a self-complementary antenna array and dielectric slabs*, 2004.
- [24] D.K. Ghodgaonkar, V.V. Varadan and V.K. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, vol. 37, no. 3, 1989, pp. 789-793.

- [25] N. Tamyis, A. Ramli and D.K. Ghodgaonkar, "Free space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials using open circuit and short circuit method at microwave frequencies," *2002 Student Conference on Research and Development Proceedings, Shah Alam, Malaysia*, 2002,.
- [26] N. Gagnon et al., "Low-cost free-space measurement of dielectric constant at Ka band," *IEE Proceedings on Microwave Antennas and Propagation*, vol. 151, no. 3, 2004, pp. 271-276.
- [27] H. Braun and J. Detlefsen, "Broadband Free-space Material Measurement Using the Reflection Coefficient Only," *Conference Proceedings ISEMA 2007*, 2007, pp. 199-205.
(*Veröffentlichung eines Teils dieser Dissertation*)
- [28] S. Sczyslo, "Untersuchung der Impulsantwort einer ultrabreitbandigen Antenne mit Dielektrikum im Fern- bzw. Nahfeld," Studienarbeit, Duisburg-Essen, 2006.
- [29] Meinke; Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Springer, 1992.
- [30] D.M. Pozar, *Microwave engineering*, Wiley, 1998.
- [31] C. Hauenschild, "Untersuchung der dielektrischen Eigenschaften mineralischer Baustoffe für die Entwicklung von Feuchtemessverfahren," *Bauphysik und Werkstoffe im Bauwesen*, TU Hamburg-Harburg, 1999.
- [32] N. König and S. Krahn, *Marktrecherche: Typische Wandaufbauten in Deutschland, England und Frankreich*, 2006.
- [33] *DIN EN 206-1 Beton - Festlegung, Eigenschaften, Herstellung und Konformität*, 2001.
- [34] *DIN 1045-2 Tragwerke aus Beton, Stahlbeton und Spannbeton - Anwendungsregeln zu DIN EN 206-1*, 2001.
- [35] *DIN EN ISO 12570 Bestimmung des Feuchtegehaltes durch Trocknen bei erhöhter Temperatur*, 2000.
- [36] K. Kupfer, *Electromagnetic aquametry: electromagnetic wave interaction with water and moist substances*, Springer, 2005.
- [37] J.R. Birchak et al., "High Dielectric Constant Microwave Probes for Sensing Soil Moisture," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, 1974, pp. 93-98.

- [38] F. Tsui, S.L. Matthews, "Analytical Modelling of the Dielectric Properties of Concrete for Subsurface Radar Applications," *Construction and Building Materials*, vol. 11, no. 3, 1997, pp. 149-161.
- [39] K.P. Thakur and W.S. Holmes, "Noncontact Measurement of Moisture in Layered Dielectrics From Microwave Reflection Spectroscopy Using an Inverse Technique," *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 52, no. 1, 2004, pp. 76-82.
- [40] J.L. Frolik, "Time-domain Techniques for Reconstructing Lossy Layered Media from One-sided Scattering," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, 1999, pp. 828-831.
- [41] I. Oppermann, M. Hämäläinen and Linatti J., *UWB*, Wiley, 2004.
- [42] H. Zepernick and A. Finger, *Pseudo Random Signal Processing*, Wiley, 2005.
- [43] Bronstein I. N.; Semendjajew K. A.; Musiol G.; Mühlig H., *Taschenbuch der Mathematik*, Harri Deustch, 1999.
- [44] M. Hahl, "Implementierung eines Pseudo-Noise-Radarsystems mit VHDL," Hochschule Pforzheim, 2007.
- [45] Federal Communications Commission, *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*, 2002.
- [46] European Radiocommunications Office, *European process of standardisation and regulation for new radiocommunications devices or systems*, 2005.
- [47] Electronic Communications Committee, *ECC Decision of 30 March 2007 on Building Material Analysis (BMA) devices using UWB technology*, 2007.
- [48] European Telecommunications Standards Institute, *Building Material Analysis and Classification equipment applications operating in the frequency band from 2.2 GHz to 8 GHz*, 2007.