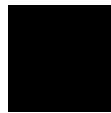


kassel
university



press

**Untersuchungen zur Verwendung von
Solarzellen in planaren Antennenstrukturen**

Norbert Henze

Die vorliegende Arbeit wurde vom Fachbereich Elektrotechnik / Informatik der Universität Kassel als Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) angenommen.

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Henning Früchting

Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Jürgen Schmid

Tag der mündlichen Prüfung

28. Januar 2005

Bibliografische Information Der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar

Zugl.: Kassel, Univ., Diss. 2005

ISBN 3-89958-148-2

URN urn:nbn:de:0002-1486

© 2005, kassel university press GmbH, Kassel

www.upress.uni-kassel.de

Umschlaggestaltung: 5 Büro für Gestaltung, Kassel

Druck und Verarbeitung: Unidruckerei der Universität Kassel

Printed in Germany

Meiner Frau Kerstin und meinen Kindern Johanna und Carla
in Dankbarkeit gewidmet

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner dreijährigen Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Hochfrequenztechnik/Kommunikationssysteme an der Universität Kassel. Mein besonderer Dank gilt dem Fachgebietsleiter, Herrn Prof. Dr.-Ing. Henning Früchting, für die wissenschaftliche Betreuung dieser Arbeit, sowie die vielfältigen Anregungen, die er mir während der Durchführung der Arbeit gegeben hat.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jürgen Schmid vom Fachgebiet Rationelle Energiewandlung und Vorstandsvorsitzender des Instituts für Solare Energieversorgungstechnik (ISET e.V.) danke ich für die Übernahme des Korreferates und das damit dokumentierte Interesse an dieser Arbeit.

Ein großer Dank gebührt Herrn Dr.-Ing. Christian Bendel vom Institut für Solare Energieversorgungstechnik in Kassel für die wertvollen Diskussionen und Hinweise, die wesentlich zum Entstehen dieser Arbeit beigetragen haben. Ohne sein Engagement wäre die Idee der Solaren Planarantenne niemals verwirklicht worden. Danken möchte ich weiterhin den Studenten des Fachgebietes Hochfrequenztechnik/Kommunikationssysteme, die sich im Rahmen von Diplom- und Studienarbeiten mit Teilproblemen der vorliegenden Arbeit beschäftigt haben. Insbesondere haben die umfangreichen Untersuchungen der Herren Dipl.-Ing. Alain Amoatta, Dipl.-Ing. Andreas Schäfer, Dipl.-Ing. Ralf Schäfer und Dipl.-Ing. Martin Weitz diese Arbeit wesentlich bereichert.

Des Weiteren gilt mein Dank den Mitarbeitern des Fachgebietes Hochfrequenztechnik/Kommunikationssysteme Frau Hannelore Abel, Herrn Prof. Dr.-Ing. Axel Bangert, Herrn Dipl.-Ing. Olaf Köhne, Herrn Dipl.-Ing. Herbert Lindenborn sowie meinen ehemaligen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Ralf Kattenbach, Herrn Dr.-Ing. Sven Semmelrodt und Herrn Dipl.-Ing. Dieter Weitzel, die mich während meiner Tätigkeit unterstützt und immer wieder ermutigt haben. Besonderer Dank gilt auch Herrn Dipl.-Ing. Andre Giere für seine wertvolle Unterstützung bei der Durchführung von Simulationen und Messungen sowie der Herstellung zahlreicher Antennen.

Bei den Herren Dipl.-Ing. Pascal Hofmann von der DaimlerChrysler AG in Ulm und Dipl.-Ing. Jörg Kirchhof vom ISET bedanke ich mich besonders für die fruchtbare Zusammenarbeit bei der Antennenentwicklung, die diese Arbeit wesentlich bereichert hat.

Ein ganz besonderer Dank geht an meine Frau Kerstin für die mühevollen Durchsicht des Manuskripts und vor allem dafür, dass sie mich während dieser Arbeit immer wieder motiviert und aufgebaut hat.

Kassel, im November 2004

Norbert Henze

Zusammenfassung

Moderne elektronische Geräte der Kommunikationstechnik sind oftmals in jeder Hinsicht drahtlos. Für den Betrieb des Geräts wird zum einen eine netzunabhängige Stromversorgung benötigt. Zum anderen muss es für eine drahtlose Datenübertragung mit einer Antenne ausgerüstet sein. Die Stromversorgung kann dabei über Batterien, Akkumulatoren oder photovoltaische Solarzellen mit einem Laderegler realisiert werden. Als Antennen kommen abgesetzte Stabantennen oder Flächenantennen als Einzel- oder Gruppenstrahler in Frage. Anwendungen hierfür sind beispielsweise autonome Messstationen mit integriertem Datenlogger für Monitoring-Aufgaben jeglicher Art und drahtloser Datenübermittlung. Bei Personenkraftwagen werden in der Oberklasse Solarzellen zur Bordnetz-unabhängigen Innenraumbelüftung verwendet, wobei gleichzeitig eine Vielzahl von Antennen auf dem Auto untergebracht werden müssen. In Mobilfunkstandards der nächsten Generation können drahtlose Basisstationen für sogenannte Multi-Hop Kommunikation in Breitbandsystemen photovoltaisch betrieben werden, um lokal schlecht versorgte Gebiete abzudecken.

Für alle Anwendungen kann sowohl die photovoltaische Stromversorgung, als auch die Antenne als separate Komponente realisiert werden. Bei der Verwendung von integrierten Antennen, die Vorteile hinsichtlich des Designs, des Platzbedarfs und der Herstellungskosten bieten, konkurrieren jedoch Solarzellen und Antennen um die zur Verfügung stehende Oberfläche des Geräts. Genau hier setzt die vorliegende Arbeit an, indem untersucht wird, ob sich die Solarzellen selbst als Antennen verwenden lassen.

Nach einem kurzen Abriss über den Stand der Technik bezüglich einer Kombination von Solarzellen und Antennen werden zunächst die photovoltaischen Solarzellen in ihrem Aufbau und der Wirkungsweise erläutert. Es schließt sich eine Darstellung der physikalischen Antennengrundlagen sowie eine Übersicht der Charakterisierung von Antennen an.

Die Schwerpunkte der Arbeit stützen sich im Folgenden auf die drei Kernbereiche „Numerische Antennensimulation“, „Eigenschaften von Solarzellen in planaren Antennenstrukturen“ sowie „Realisierung planarer Antennen mit photovoltaischen Solarzellen“.

Zunächst werden die Methoden und Werkzeuge zur numerischen Antennenberechnung vorgestellt. Darin wird dargelegt, dass die komplexe Antennenoptimierung in zwei Teilbereiche separiert werden kann, die getrennt simuliert werden können. Im ersten Schritt wird die Fusspunktimpedanz der Antenne ermittelt. Im nächsten Schritt kann dann ein passendes Speise- und Anpassnetzwerk für die Antenne entworfen werden. Die Schnittstelle zwischen beiden Teilbereichen wird durch die Streuparameter im standardisierten Touchstone Format gebildet.

Aufgrund der flachen Bauform von Solarzellen können bevorzugt planare Antennen

realisiert werden, indem das Antennenpatch, an dessen Kanten eine Abstrahlung elektromagnetischer Wellen stattfindet, durch eine Solarzelle ersetzt wird. Der Einfluss der Solarzellen auf die Antenneneigenschaften wird zum einen durch vergleichende Impedanz- und Gewinnmessungen untersucht, und zum anderen durch Messungen des Strahlungswirkungsgrades mit der Wheeler-Cap-Methode. Die Ergebnisse zeigen, dass zur Simulation und Berechnung der Antenne die Solarzellen durch idealleitende Flächen nachgebildet werden können. Eine genaue Betrachtung des Wirkungsgrades und des realisierten Gewinns zeigt jedoch, dass je nach verwendeter Solarzellentechnologie mit zusätzlichen Verlusten von bis zu 1,5 dB zu rechnen ist.

Ein wesentlicher Unterschied von konventionellen Antennen mit planaren Kupferflächen und Antennen mit Solarzellen ist, dass die Solarzellen-Antenne zusätzliche Leitungen besitzt, die den generierten Gleichstrom abführen. Diese Leitungen beeinträchtigen die Antenneneigenschaften zunächst erheblich, insbesondere wenn mehrere Solarzellen seriell verschaltet werden, um eine höhere Ausgangsspannung zu erzielen. Durch konstruktive Maßnahmen in der Verschaltung der Solarzellen untereinander sowie durch die Verwendung von Schlitzstrahlern in einem Solarzellen-Array anstelle von Flächenstrahlern, lassen sich die Einflüsse minimieren. Beispielhaft wurden verschiedene Antennenprototypen realisiert, an denen die Eignung von Solarzellen als Antennen demonstriert werden konnte. Dabei wurden sowohl Antennen mit einer als auch Antennen mit mehreren Solarzellen berücksichtigt.

Es zeigt sich, dass eine Integration von Solarzellen und Antennen möglich ist. Dabei kann das Solarmodul, in dem eine oder mehrere Solarzellen die Antennen bilden, in konventioneller Herstellungstechnologie gefertigt werden, wobei Zellen in handelsüblicher Größe verwendet werden können. Die mit der Solarzellengröße verbundenen Einschränkungen in der Wahl des Frequenzbereichs der Antenne können zum Teil durch konstruktive Maßnahmen im Antennendesign ausgeglichen werden. Jedoch wird bei der Verwendung von Dünnschicht-Solarzellen ein größerer Freiraum in der Gestaltung der Solarzellen ermöglicht, sodass hier ein Ansatz für zukünftige Arbeiten gegeben ist, der anhand einer Designstudie aufgezeigt wird.

Abstract

Modern electronic communication devices are often wireless in all respect. On the one hand a network-independent power supply is needed for the operation of the equipment. On the other hand it must be equipped with an antenna for a wireless data communication. The power supply can be realized in this case with batteries, accumulators or photovoltaic solar cells with a charge controller. For the radio link rod antennas or planar antennas are applicable both as single or group aerials. Applications are for example autonomous measuring stations with integrated datalogger for monitoring tasks of any kind and wireless data communication. In upper class passenger cars solar cells are used for cabin ventilation which is independent from the main power supply. At the same time a multitude of antennas must be placed on top of the car. In mobile radio standards of the next generation wireless base stations for so-called Multi Hop communication in broadband systems can be powered by means of photovoltaics. This helps to cover locally badly supplied areas.

For all applications both the photovoltaic power supply as well as the antenna can be realized as separate components. However when using integrated antennas, which offers advantages regarding the design, the space requirement and the manufacturing costs, solar cells and antennas compete for the available surface area of the equipment. Exactly here is the approach of the present work. It is examined whether the solar cells themselves can be used as antennas.

After a short outline of the state of the art concerning a combination of solar cells and antennas, the structure and operation of photovoltaic solar cells are described. A representation of the physical antenna basics as well as an overview about the characterization follows.

The main emphasis of the work is on the three fields 'numerical antenna simulation', 'properties of solar cells in planar antenna structures' as well as 'realisation of planar antennas with photovoltaic solar cells'.

At first the methods and tools are presented for numerical antenna computation. Here it is stated that the complex antenna optimization process can be separated into two subranges which can be simulated separately. In the first step the feed point impedance of the antenna is determined. In the second step a suitable feeding and matching network for the antenna can be designed. The interface between both subranges is defined by the scattering parameters in the standardized Touchstone format.

Due to the flat design of solar cells planar antennas can be realized preferably. The antenna patch, whose edges radiate electromagnetic waves, is replaced by a solar cell. The influence of the solar cells on the antenna characteristics is examined on the one hand by comparative impedance and gain measurements, and on the other hand by measurements

of the radiation efficiency by means of the Wheeler-Cap method. The results point out that for the simulation and computation of the antenna the solar cells can be modelled as ideal-conducting surfaces. However a detailed view of the efficiency and the realized gain shows that additional losses up to 1.5 dB have to be accepted, depending on the solar cell technology used in the antenna design.

A substantial difference of conventional antennas with planar copper patches and antennas with solar cells can be seen in the solar cell antenna having additional lines, which conduct the generated direct current. Initially these lines impair the antenna characteristics substantially, in particular if several solar cells are connected in series in order to obtain a higher output voltage. The influence of the DC current lines can be minimized in two ways: by constructive measures regarding the interconnection of the solar cells among themselves, as well as by the use of slot radiators in a solar cell array. Exemplarily different antenna prototypes were realized which show the suitability of solar cells as antennas. Both antenna types with one solar cell as well as antennas with multiple solar cells were considered.

It is shown that an integration of solar cells and antennas is possible. The solar module, in which one or more solar cells are used as antennas, can be manufactured in conventional production technology. Solar cells in a commercially available size can be used. The restrictions in the choice of the frequency range of the antenna due to the solar cell size can be compensated partially by constructional measures in the antenna design. When using thin film solar cells however more freedom in the layout of the solar cells is enabled. This is an approach for future work which is sketched by means of a design study.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Abstract	iii
Abbildungsverzeichnis	vii
Tabellenverzeichnis	xi
Abkürzungen	xiii
Formelzeichen	xv
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 SOLPLANT Anwendungen	2
1.3 Stand der Technik	3
1.4 Gliederung der Arbeit	4
2 Photovoltaische Solarzellen	6
2.1 Übersicht	6
2.2 Aufbau und Wirkungsweise von Solarzellen	6
3 Grundlagen und Charakterisierung von Antennen	14
3.1 Grundlagen	14
3.2 Charakterisierung von Antennen	19
3.2.1 Richtcharakteristik, Richtfaktor und Gewinn	20
3.2.2 Eingangsimpedanz und Reflexionsfaktor	22
3.2.3 Bandbreite	22
3.2.4 Polarisierung	23
4 Numerische Antennensimulation	26
4.1 CST Microwave Studio	26
4.1.1 Modellierung	28
4.1.2 Anregung	28
4.1.3 Auswertung	29
4.2 Agilent Advanced Design System	29
4.3 Optimierung von Antennen und Speiseleitungen	29

5	Planare Antennen	33
5.1	Einleitung	33
5.2	Patchantennen	34
5.2.1	Aperturgekoppelte Patchantenne	34
5.2.2	PIFA-Antennen	36
5.3	Schlitzantennen	37
5.4	Planare Gruppenantennen	41
6	Solarzellen in planaren Antennenstrukturen	47
6.1	Einleitung	47
6.2	HF-Charakterisierung von Solarzellen	47
6.2.1	Vergleichende Impedanzmessungen	47
6.2.2	Ansatz zur zerstörungsfreien Sensormessung	51
6.3	Untersuchungen zum Wirkungsgrad	53
6.3.1	Einleitung	53
6.3.2	Wirkungsgradmessungen mit der <i>Wheeler-Cap</i> -Methode	56
6.3.2.1	Theorie	57
6.3.2.2	Verifikation	58
6.3.2.3	Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen	62
7	Realisierung planarer Antennen mit photovoltaischen Solarzellen	65
7.1	Einleitung	65
7.2	Antennen mit einer Solarzelle	65
7.2.1	Aperturgekoppelte Patchantenne	65
7.2.2	Modifizierte PIFAs	68
7.2.2.1	PIFA mit galvanischer Kopplung	69
7.2.2.2	Kapazitiv gekoppelte PIFA	72
7.3	Antennen mit mehreren Solarzellen	74
7.3.1	Linear polarisierte SSFIP Antenne im Solarzellen-String	75
7.3.2	Schlitzgekoppelte Patchantenne mit zirkularer Polarisierung	82
7.3.3	Ringspaltantenne mit Hohlraumresonator für vertikale Polarisation	93
7.4	Schlitzantennen	102
8	Zusammenfassung und Ausblick	107
A	Speisenetzwerk mit Mikrostreifenleitungen	109
B	Richtfaktor einer linearen Gruppenantenne	113
C	Messung des Strahlungsdiagramms und des Gewinns	117
	Literaturverzeichnis	119

Abbildungsverzeichnis

2.1	Solarzellen unterschiedlicher Technologien: Übersicht	7
2.2	Schematische Darstellung einer kristallinen Solarzelle	7
2.3	Ladungstrennung am PN-Übergang einer Solarzelle	8
2.4	PN-Übergang einer Silizium-Solarzelle	10
2.5	Wirkungsgrade unterschiedlicher Solarzellen	11
2.6	HF-Ersatzschaltbild einer Solarzelle.	12
2.7	Kennlinien der belichteten und unbelichteten Solarzelle.	13
3.1	Momentaufnahme der elektrischen Feldstärke $E(t_0)$ im Nahfeld einer planaren Antenne	19
3.2	Antennen-Ersatzschaltbilder im Sendefall.	22
3.3	Polarisation des elektrischen Feldes	24
4.1	FIT-Methode	27
4.2	Berechnung der Fußpunktimpedanz eines Schlitzstrahlers.	31
4.3	Modell einer einfachen Schlitzantenne	31
4.4	Reflexionsfaktor der Schlitzantenne mit Speiseleitung	32
5.1	Integrationsgrad von Solarzellen-Antennen	33
5.2	Ankopplung von Patchantennen.	35
5.3	Planar Inverted F-Antenna (PIFA).	37
5.4	Schlitzantenne und äquivalenter Dipol	38
5.5	Schlitzstrahler mit Solarzellen als Antennengruppe	40
5.6	Schlitzantennen mit Solarzellen in Dünnschicht-Technologie	41
5.7	Lineare Antennengruppe	42
5.8	Antennengruppe mit verlustbehafteter Leistungsteilung.	45
5.9	Gruppenfaktor	46
6.1	Messaufbau zur Bestimmung der S-Parameter	48
6.2	Impedanz einer Metallplatte und einer polykristallinen Solarzelle	49
6.3	Impedanz einer Metallplatte und einer monokristallinen Solarzelle	50
6.4	Impedanz einer Metallplatte und einer Dünnschicht-Solarzelle	50
6.5	Materialsensor	52
6.6	Transmissionsfaktor eines Materialsensors	52
6.7	Leistungsfluss am vereinfachten Antennen-Ersatzschaltbild.	54
6.8	Verkürzte Stabantenne	59
6.9	Eingangsreflexionsfaktor der kleinen Stabantenne	60

6.10	Elektrische Feldstärke im Wheeler-Cap	61
6.11	Fernfeld der kleinen Stabantenne	61
6.12	Wheeler-Caps für Wirkungsgradmessungen an Antennen	62
6.13	Eingangsreflexionsfaktor im Wheeler-Cap und im freien Raum	63
7.1	Aperturgekoppelte Patchantenne für 1,5 GHz	66
7.2	Realisierte Antennenmodelle und Strahlungsdiagramm bei 1,5 GHz.	67
7.3	Simulierter und gemessener Reflexionsfaktor der aperturgekoppelten Patchantenne	67
7.4	Oberflächenstrom	68
7.5	PIFA-ähnliche Antenne mit koaxialer Speisung und Solarzellen.	69
7.6	Modell einer PIFA-Antenne mit und ohne Solarzelle	70
7.7	Gemessene und simulierte Antenneneigenschaften.	71
7.8	PIFA mit kapazitiv angekoppelter Speisung und Kurzschluss	72
7.9	Reflexionsfaktor der PIFA mit kapazitiv gekoppelter Einspeisung und Kurzschluss.	73
7.10	KFZ-Glasdach mit integrierten Solarzellen	74
7.11	Oberflächenstrom der einzelnen Patchantenne	76
7.12	Auswirkung parasitärer Solarzellen auf den Reflexionsfaktor.	77
7.13	Oberflächenstromdichte bei zusätzlichen parasitären Solarzellen	79
7.14	Oberflächenstromdichte bei einer Entkopplung der einzelnen Solarzellen.	80
7.15	Vergleich des Gewinns mit und ohne parasitären Solarzellen	81
7.16	Aperturgekoppelte Patchantenne für zirkulare Polarisierung mit 0° Leistungsteilern.	83
7.17	Aperturgekoppelte Patchantenne für zirkulare Polarisierung mit Branch-Line-Koppler (90° Hybrid-Koppler).	84
7.18	Mess- und Simulationsergebnisse der Antenne aus Abbildung 7.17.	85
7.19	GPS-Antenne mit vier Einzelflächen	86
7.20	Mess- und Simulationsergebnisse der GPS-Antenne mit 4 Einzelflächen aus Kupfer.	87
7.21	Modell der realisierten GPS-Antenne mit Solarzellen.	88
7.22	Passives Speisenetzwerk und Koppelschlitze	89
7.23	Aktiver Teil der GPS-Antenne.	89
7.24	Realisierte GPS-Antennen	90
7.25	Reflexionsfaktor der realisierten Antennen.	90
7.26	Simulation und Messung des ko- und kreuzpolaren Gewinns in vertikalen Ebenen bei f=1575 MHz.	91
7.27	Gegenüberstellung des Gewinns verschiedener Antennenkonfigurationen in vertikalen Ebenen bei f=1575 MHz.	92
7.28	Strombelegung bzw. Feldverteilung zur Erzeugung eines monopol-ähnlichen Richtdiagramms.	93
7.29	MWS Modell und Querschnitt der Schlitzantenne für 1800 MHz.	94
7.30	Reflexionsfaktor der Schlitzantenne ohne Anpassnetzwerk.	95
7.31	Anpassnetzwerk zur Anregung der Schlitzantenne	96
7.32	Nachbildung des Anpassnetzwerks in ADS.	98
7.33	Schlitzantenne zur Ankopplung der Solarzellen.	99

7.34	MWS Modell und Realisation der GSM-1800 MHz Antenne.	99
7.35	Gegenüberstellung des gemessenen sowie mit MWS und ADS simulierten Reflexionsfaktors.	99
7.36	3D Darstellung der ϑ -Komponente im Fernfeld.	100
7.37	Simulation der ϑ -Komponente des Gewinns im Fernfeld eines Referenzmonopols bei $f=1800\text{MHz}$. Die Größe der Massefläche beträgt $30\text{cm} \times 20\text{cm}$	100
7.38	Gewinn bezüglich der vertikalen Feldkomponente im Fernfeld	101
7.39	Dimensionen des einzelnen Schlitzstrahlers und der Speiseleitung. Die Größe der Massefläche und des Reflektors beträgt $20\text{cm} \times 20\text{cm}$	103
7.40	Reflexionsfaktor der einzelnen Schlitzantenne	104
7.41	Strahlungsdiagramme einer einzelnen idealen Schlitzantenne.	105
7.42	Strahlungsdiagramme der Einzelantenne sowie der Gruppenantennen mit 4 bzw. 16 Elementen bei $f=5.34\text{ GHz}$	106
A.1	Mikrostreifenleitung auf unbekanntem Substrat. Bestimmung der Permittivität aus Reflexionsfaktormessungen.	109
B.1	Richtfaktor einer Antennengruppe	115

Tabellenverzeichnis

3.1	Übersicht über verschiedene gebräuchliche Antennentypen	15
3.2	Elektromagnetisches Feld eines Hertz'schen Dipols	17
5.1	Parameter aperturgekoppelter Patchantennen	36
6.1	Antennenwirkungsgrade der Stabantenne	60
6.2	Antennenwirkungsgrade der aperturgekoppelten Patchantennen	64
A.1	Messwerte einer Mikrostreifenleitung auf FR-4 Substrat	111

Abkürzungen

ADS	Agilent Advanced Design System®
AF	Array Factor (Gruppenfaktor einer Antenne)
AR	Axial Ratio (Achsenverhältnis einer Polarisationsellipse)
DC	Direct Current (Gleichstrom)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EVA	Ethylen-Vinyl-Acetat
FIT	Finite Integration Technique
FS	Free Space (Vakuum)
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
HF	Hochfrequenz
LNA	Low Noise Amplifier
MGE	Maxwell Grid Equations
MWS	CST Microwave Studio®
PIFA	Planar Inverted F-Antenna
PML	Perfectly Matched Layer
PV	Photovoltaik
SOLPLANT®	Solare Planarantenne
S-Parameter	Streu- (<i>Scattering</i> -) Parameter
SSFIP	Strip-Slot-Foam-Inverted Patch (Konstruktionsprinzip planarer Antennen)
TST	Thin Sheet Technique
WC	Wheeler-Cap

Formelzeichen

a	Beschleunigung [m/s^2]
A	Fläche [m^2]
B	Bandbreite [Hz]
B	Vektor der magnetischen Flußdichte [T]
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit, $c_0 = 299792458$ [m/s]
c	Lichtgeschwindigkeit im Medium
$D_0, D(\vartheta, \varphi)$	Richtfaktor, Richtfunktion
D	Vektor der elektrischen Flußdichte [C/m^2]
E	Vektor der elektrischen Feldstärke [V/m]
E, E_F	Energie, Fermi-Niveau [J]
e	Elementarladung $1,602 \cdot 10^{-19}$ As
f	Frequenz [Hz]
f_0	Resonanzfrequenz [Hz]
$G_0, G(\vartheta, \varphi)$	Antennengewinn [dB_i], Gewinnfunktion
H	Vektor der magnetischen Feldstärke [A/m]
h	Planck-Konstante, $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Js
I	Strom [A]
j	imaginäre Einheit mit $j^2 = -1$
J	Stromdichtevektor [A/m^2]
k	Boltzmann-Konstante $1,381 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$
P_r	empfangene Leistung [W]
P_t	ausgesendete Leistung [W]
R	Kugelkoordinate
r	Abstand Sende-Empfangsantenne [m]
r	Ortsvektor
S	Strahlungsleistungsdichte [W/m^2]
t	Zeit [s]
T	Temperatur [K]
U	Spannung [V]
v	Geschwindigkeitsvektor [m/s]
v	Geschwindigkeit [m/s]
x	kartesische Koordinate
y	kartesische Koordinate
Z, Z_0	Impedanz, Bezugs-Wellenwiderstand [Ω]
z	kartesische Koordinate
α	Phasenverschiebung

β	Phasenkonstante [1/m]
Γ	Reflexionsfaktor
$\tan \delta$	Verlustfaktor
ϵ_0	elektrische Feldkonstante, $\epsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12}$ [As/Vm]
ϵ_r	Permittivitätszahl
η_s, η_g	Strahlungs- bzw. Gesamtwirkungsgrad der Antenne
ϑ	Kugelkoordinate
λ	Wellenlänge [m]
μ_0	magnetische Feldkonstante, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Vs/Am]
μ_r	Permeabilitätszahl
ν	Photonenfrequenz [1/s]
π	Kreiszahl, $\pi = 3,141592654$
ρ	Raumladungsdichte [As/m ³]
Θ	Öffnungswinkel
φ	elektrisches Potential [V]
φ	Kugelkoordinate
Φ	Strahlstärke [W]
ω	Kreisfrequenz [1/s]

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Die Idee, photovoltaische Solarzellen als Antennen zu verwenden, erscheint zunächst sehr ungewöhnlich. Im ursprünglichen Sinn sind Solarzellen Halbleiterelemente, die der Generierung von Gleichstrom dienen. Daher beschäftigt sich die Solartechnik im Wesentlichen mit energietechnischen Aufgaben wie zum Beispiel Maximierung des Energieertrages, dezentrale Energieversorgung oder elektrische Sicherheit. Um den in Solarmodulen generierten Gleichstrom in das öffentliche Stromversorgungsnetz einzuspeisen, werden Stromrichter verwendet, die den zur Verfügung stehenden Gleichstrom in Wechselstrom umwandeln. Hierfür kommen beispielsweise getaktete Halbleiterschaltungen mit Pulsbreitenmodulation zum Einsatz, die eine Taktfrequenz von einigen Kilohertz verwenden. Die Regelung dieser Stromrichter wird oft von einem Mikroprozessor gesteuert. Die Taktrate des Mikroprozessors ist hingegen deutlich höher. Genau hier gibt es einen Berührungspunkt mit der Hochfrequenztechnik, denn diese schnellen rechteckförmigen Signale besitzen Spektralanteile im Megahertzbereich, die sich bei ungenügender Entstörung auf den angeschlossenen Leitungen ausbreiten. Diese hochfrequenten Signale sind in Form von Funkstörspannungen oder Funkstörströmen auf den Wechselstrom- und Gleichstromleitungen des Stromrichters messbar. Da die Solarmodule oft mit sehr langen Gleichstromleitungen an den Wechselrichter angeschlossen sind, können die hochfrequenten Störströme ein elektromagnetisches Feld hervorrufen. Die langen Leitungen und die Solarmodule wirken in diesem Fall als Antenne, die das unerwünschte Störsignal abstrahlen.

Die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist ein wichtiger Aspekt bei photovoltaischen Komponenten und Systemen. Am Institut für Solare Energieversorgungstechnik (ISET e.V.) wurde die EMV von photovoltaischen Systemen grundlegend untersucht [16]. Demnach kann der Solargenerator unter bestimmten Voraussetzungen elektromagnetische Wellen abstrahlen. Bisher ist im Zusammenhang von Solartechnik und Hochfrequenztechnik nur von Störungen die Rede, die es zu vermeiden gilt. Daher wurde in einem nächsten Schritt die Fragestellung untersucht, ob sich Solarzellen bzw. Solarmodule neben der Gleichstromerzeugung auch nutzbringend zum Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen eignen. Diese Idee wurde zunächst mit Hilfe von Simulationen am ISET genauer untersucht. Im nächsten Schritt wurde die prinzipielle Machbarkeit durch einfache Laboraufbauten nachgewiesen [8]. Handelsübliche PV-Module lassen sich

jedoch nicht als Antennen verwenden. Der Aufbau des Moduls sowie die Anordnung der Solarzellen orientiert sich bisher ausschließlich an energie- bzw. solartechnischen Kriterien, sodass sowohl eine angepasste Anregung als auch eine zielgerichtete Abstrahlung hochfrequenter Signale im Allgemeinen nicht möglich ist. Prinzipiell stellt jedoch eine Solarzelle, die über einer leitenden Grundfläche angebracht ist, eine planare Antenne dar. Eine aus HF-Gesichtspunkten definierte Anordnung mehrerer Solarzellen kann demnach eine Gruppenantenne repräsentieren. Der Unterschied zu konventionellen Patchantennen besteht im Wesentlichen in der Gleichstromverschaltung der einzelnen Solarzellen untereinander, was natürlich einen großen Einfluss auf die Antenneneigenschaften zur Folge hat. Diese Serien- oder Parallelverschaltung der Solarzellen muss bei der Entwicklung berücksichtigt werden, da sie einen Teil der Antenne darstellt. In einigen Fällen kann auch durch eine geeignete Entkopplung der DC- und HF-Pfade erreicht werden, dass die hochfrequenten Ströme den Gleichstrompfad nicht „sehen“. In diesem Fall reduziert sich die Solarzelle aus hochfrequenter Sicht auf ihre geometrische Form und kann in der Simulation wie eine konventionelle Flächenantenne behandelt werden. In beiden Fällen wirkt eine derartige nach HF-Gesichtspunkten optimierte Solarzellenanordnung als Antenne, die gleichzeitig einen Gleichstrom zur Versorgung von elektronischen Komponenten generiert. Hier ist nicht nur eine Berührung, hier überschneidet sich sogar die Solartechnik mit der Hochfrequenztechnik. In einem Bauteil werden nun verschiedene Funktionen aus unterschiedlichen Disziplinen vereinigt¹.

In der vorliegenden Arbeit wird die vollständige Integration von Solarzellen und Antennen in einem Bauelement untersucht. Das heißt, die Solarzelle *ist* gleichzeitig die Antenne. Diese Solarzellen-Antenne mit dem Markennamen SOLPLANT (Solare Planarantenne) wurde inzwischen patentiert [7].

1.2 SOLPLANT Anwendungen

Die SOLPLANT Antenne ist insbesondere für solche Anwendungen interessant, in denen auf kompakte Bauweise und geringes Gewicht geachtet werden muss. Dies sind in erster Linie portable und mobile Systeme sowie stand-alone Systeme, die unabhängig vom öffentlichen Stromnetz betrieben werden sollen. Ein weiteres Anwendungsfeld ist die Ausrüstung von Satelliten mit Solarmodulen und Antennen in einer Baugruppe. In der Automobilindustrie werden neuerdings Glasdächer in Personenkraftwagen der Oberklasse eingesetzt, in die Solarzellen zum Antrieb eines Lüfters integriert sind. Gleichzeitig besteht heutzutage ein großer Bedarf an Antennen für eine Vielzahl von Anwendungen (GSM, UMTS, GPS, etc.). Da aus gestaltungstechnischen Gesichtspunkten planare Antennen bevorzugt werden, die in die Karosserie integriert werden können, öffnet sich auch hier ein weites Anwendungsfeld für die SOLPLANT-Technologie. Prädestiniert für den Einsatz von Solarzellen-Antennen sind außerdem die Geräte für den Empfang von World-space Satellitenradio. Dieser satellitengestützte Dienst versorgt große Gebiete in Afrika,

¹Die Erzeugung eines Gleichstromes und das Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen sind bei weitem nicht die einzigen Funktionen von Solarzellen bzw. Solarmodulen. Solarmodule können multifunktionale Bauelemente sein. Beispielsweise übernehmen gebäudeintegrierte Photovoltaikmodule neben der Stromerzeugung als Hauptfunktion auch grundlegende Funktionen der Gebäudehülle: Witterschutz, Wärme- und Schalldämmung sowie architektonische Funktionen [23].

Europa, Südamerika und Asien auf einer Frequenz von 1,47 GHz und mit zirkularer Polarisation. Mit der Verwendung von Solaren Planarantennen könnte die Betriebszeit der Empfänger insbesondere in Gebieten mit schwacher Infrastruktur deutlich erhöht werden.

Eine besonders aktuelle Anwendungsmöglichkeit findet sich in Mobilfunksystemen der nächsten Generation. Beispielsweise kann mit sogenannten drahtlosen Basisstationen (*Wireless Relay Station*, WRS) das Versorgungsgebiet für drahtlose Internet-Kommunikation auf Basis von HiperLAN/2 verbessert werden. In dem betreffenden Frequenzband von 5 GHz wäre die Anzahl der erforderlichen Basisstationen (mit Festnetzanschluss) für eine lückenlose Funkversorgung sehr groß, da natürliche und künstliche Hindernisse das Funksignal abschatten. Eine an der Grenze des Versorgungsgebiets befindliche WRS verhält sich nun gegenüber der Basisstation mit Festnetzanschluss wie ein Mobilterminal. Gegenüber anderen Mobilterminals in der Umgebung verhält sie sich jedoch wie eine Basisstation. Damit ist es möglich, das Versorgungsgebiet lokal auszudehnen, ohne zusätzliche Basisstationen errichten zu müssen. Ein Teilnehmer springt sozusagen über die WRS zur Basisstation mit Festnetzanschluss. Dieser Vorgang ist kaskadierbar und bildet damit eine sogenannte *Multi-Hop* Kommunikation. Darüber hinaus können sich die WRS auch spontan zu selbstorganisierten *Ad-Hoc* Netzwerken verbinden.

Mit Hilfe einer photovoltaischen Stromversorgung könnten die WRS (sowie Repeater für andere Dienste) eine „drahtlose Stromversorgung“ erhalten, was je nach Standort durchaus praktikierbar ist und zusätzliche Installationsmaßnahmen reduziert. Die gleichzeitige Verwendung von planaren integrierten Antennen verhilft zu einem ansprechenden Design und ermöglicht Gruppenstrahler, die einen hohen Gewinn und selektive Abstrahlung bieten. Die SOLPLANT-Technologie kombiniert Antennen und Solarzellen in einem Bauteil und nutzt somit die zur Verfügung stehende Oberfläche des Geräts optimal.

Die Liste möglicher Anwendungen lässt sich beliebig fortsetzen [26]:

- Satellitengestützte Verfolgung von Wirtschaftsgütern. GPS-Antenne und Stromversorgung für das mobile Objekt (z.B. Container).
- Stand-Alone Mess- und Datenerfassungssysteme mit drahtloser Datenübertragung (z.B. Pegelmesser für Brunnen)
- Stromversorgung und Antenne für LKW-Maut-Systeme

In dieser Arbeit werden einige ausgewählte praxisrelevante Beispiele explizit erläutert. Der Schwerpunkt liegt dabei auf terrestrischen Anwendungen.

1.3 Stand der Technik

Wie im vorhergehenden Kapitel erläutert, gibt es zahlreiche Anwendungen für die SOLPLANT-Technologie. Diese Anwendungen sind zum Teil nicht neu, das heißt der Bedarf für eine Stromerzeugung für einen netzunabhängigen Betrieb und gleichzeitige drahtlose Kommunikation existiert, seit es mobile elektronische Geräte gibt. Denkt man an eine photovoltaische Versorgung, werden üblicherweise PV-Generatoren zusammen mit Batteriespeichern für die Energieversorgung eingesetzt. Eine je nach Anwendungsfall erforderliche Datenübertragung erfolgt über eine separate Antenne. Da im Allgemeinen der

zur Verfügung stehende Platz bei mobilen Systemen begrenzt ist, hat man bereits in der Vergangenheit versucht, Antennen und photovoltaische Solarzellen platzsparend zu kombinieren. Damit wurde eine räumlich dichte Anordnung erzielt. Solarzelle und Antenne blieben jedoch nach wie vor zwei getrennte Funktionseinheiten.

Zahlreiche Patente beschreiben die Verwendung von Solarzellen und Antennen in einem System. Dabei sind die verschiedensten Kombinationsmöglichkeiten realisiert worden. Beispielsweise wird in [35] ein *integriertes Halbleiterbauteil* vorgeschlagen, in dem ein Bildsensor, ein Schallwandler, sowie Kontroll- und Datenverarbeitungseinheiten von Solarzellen rahmenförmig umgeben sind. Diese Funktionseinheiten sind auf einem Substrat aufgebracht, auf dessen Rückseite sich eine Antenne befindet. In einer anderen Variante befindet sich eine Solarzelle hinter einem lichtdurchlässigen Flüssigkristalldisplay (LCD). Für drahtlose Anwendungen wie Funkrufempfänger oder tragbare Fernseher wird eine Antenne in Form einer Drahtschleife auf das Display aufgebracht oder um die Solarzellen-LCD Anordnung gewickelt [59]. Ähnliche Anordnungen werden auch in der Satellitentechnik verwendet. In [3] wird eine Hohlraumantenne beschrieben, die in bestimmte Elemente eines Satelliten integriert werden kann. Andere Ansätze verwenden lediglich eine körperliche Verbindung von Antennen und Solarmodulen [44]. Bei allen Vorrichtungen werden jedoch Antennen und Solarzellenmodule als funktionell voneinander getrennte Bauteile verwendet. Das gilt auch in Fällen, in denen der Spiegel von Parabolantennen aus einem Metallgitter besteht, hinter dem ein Solarmodul angeordnet ist [63], oder in denen der Raum zwischen den einzelnen Elementen einer planaren Antennengruppe mit Solarzellen belegt ist [30]. Speziell für extraterrestrische Anwendungen wurde die kombinierte Anwendung von Antennen und Solarzellen von der European Space Agency (ESA) und der École Polytechnique Fédérale de Lausanne untersucht [67],[40]. Die dort entwickelten Antennen für Satellitenanwendungen bestehen aus Flächenantennen und Solarzellen in Multilayer-Technologie. Obwohl damit eine sehr kompakte Bauform erreicht wird, sind Antenne und Solarzelle zunächst noch voneinander getrennt. Neuere Veröffentlichungen behandeln auch die vollständige Integration von Antennen und Solarzellen, sodass keine separaten Antennenelemente mehr existieren [65]. Das Patent [7], auf dem die vorliegende Arbeit aufbaut wurde jedoch bereits einige Jahre eher erteilt. Gegenüber [65] wird hier die Verwendung von Solarzellen als Antennen vor dem Hintergrund konkreter terrestrischer Anwendungen diskutiert.

1.4 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit stellt grundlegende Untersuchungen für die Verwendung von Solarzellen als planare Antennen zur Verfügung, um eine praxisrelevante Realisierung zu ermöglichen. Der Schwerpunkt liegt dabei auf terrestrischen Anwendungen. Nachdem im vorliegenden Kapitel zunächst die Motivation erläutert wurde, die zu dieser Arbeit geführt hat, wurden bereits einige Anwendungsmöglichkeiten für die SOLPLANT-Technologie skizziert. Der Stand der Technik zur Kombination von Antennen und Solarzellen wurde hauptsächlich anhand von internationalen Patentanmeldungen aufgearbeitet.

Im zweiten Kapitel wird der physikalische Aufbau von Solarzellen sowie die Wirkungsweise am Beispiel einer kristallinen Zelle erläutert.

Im dritten Kapitel werden die physikalischen Grundlagen von Antennen rekapituliert.

Die Größen zur Charakterisierung von Antennen werden aufgearbeitet. Damit soll der nötige Hintergrund für die Beschreibung der Antennen in den folgenden Kapiteln geliefert werden.

Das vierte Kapitel beschreibt die Verfahren zur elektromagnetischen Simulation der Antennen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde CST Microwave Studio (MWS) für numerische Antennenberechnungen verwendet. Passive Leitungsnetzwerke wurden dagegen vorwiegend mit Agilent Advanced Design System (ADS) simuliert.

Eine Übersicht über planare Antennen, die sich für eine Integration mit photovoltaischen Solarzellen eignen, wird in Kapitel 5 gegeben. Im Zusammenhang mit Schlitzantennen wird der Aufbau von Dünnschicht-Solarzellen diskutiert, da sich Zellen in dieser Technologie besonders für die Realisierung von Gruppenantennen mit Schlitzstrahlern anbieten.

Im sechsten Kapitel werden Solarzellen in polykristalliner, monokristalliner und Dünnschicht-Technologie hinsichtlich ihrer Eigenschaften bei einer Anregung mit einem hochfrequenten Signal untersucht. Neben Vergleichsmessungen des Gewinns von Antennen mit Solarzellen einerseits und idealleitenden Flächen andererseits, wird der Wirkungsgrad verschiedener Antennen mit der Wheeler-Cap-Methode bestimmt. In Ansätzen wird ein kontaktloser Sensor vorgestellt, mit dem die Leitfähigkeit von Materialproben ermittelt werden soll. Dies ist insbesondere für Dünnschichtzellen bedeutsam, die im Gegensatz zu kristallinen Zellen keinen ganzflächigen Rückseitenkontakt besitzen.

Das siebte Kapitel beschreibt schließlich planare Antennen unter Verwendung von Solarzellen an ausgesuchten Beispielen. Ein Schwerpunkt liegt dabei auf Untersuchungen zu Antennen, die sich zur Integration in Dächer von Personenkraftwagen eignen und in ein Solarmodul mit mehreren Zellen integriert sind. Aber auch Antennen mit nur einer Solarzelle werden betrachtet. Neben diesen als Prototypen realisierten Antennen wird der Einfluss der Gleichstromleitungen, die jede Solarzelle aufweist, auf die Antenneneigenschaften mit Hilfe von Simulationen untersucht.

Ein Ausblick auf weiterführende Arbeiten, sowie eine Zusammenfassung der Ergebnisse schließen die Arbeit im achten Kapitel ab.

Kapitel 2

Photovoltaische Solarzellen

In dem folgenden Kapitel sollen der Aufbau sowie die Eigenschaften von photovoltaischen Solarzellen erläutert werden, soweit sie für den Einsatz in planaren Antennenstrukturen von Bedeutung sind. Die zur Zeit üblichen Solarzellentechnologien werden vorgestellt und hinsichtlich ihrer Anwendungsmöglichkeiten als Antennen beurteilt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden planare Antennen mit polykristallinen Solarzellen, Dünnschichtzellen sowie monokristalline Solarzellen messtechnisch untersucht.

2.1 Übersicht

Die Grundlage der Photovoltaik ist die direkte Umwandlung von Sonnenlicht in elektrische Energie. **Abbildung 2.1** bietet eine Übersicht der hierfür verwendeten photovoltaischen Solarzellen in unterschiedlichen Technologien. Die verschiedenen Zelltypen sind in vier Gruppen klassifiziert:

- Solarzellen mit Metall-Halbleiter Übergang sowie davon abgeleitete Arten,
- klassische kristalline Silizium Solarzellen,
- Dünnschicht Solarzellen
- verschiedene spezielle Sonderformen (zur Zeit noch Gegenstand der Forschung)

Beschränkten sich die photovoltaischen Solarzellen zu Anfang nur auf Silizium so wird heute an den unterschiedlichsten Materialien und Prinzipien geforscht. Zu Beginn der 50er Jahre wurde bereits an Solarzellen mit einem PN-Übergang in einem Silizium-Einkristall gearbeitet. Dieser traditionelle Zellentyp findet auch heute noch mit mehr als 80% überwiegender Verwendung auf dem PV-Markt [22]. Daneben beginnen sich Dünnschichtsolarzellen aus amorphem Silizium ($a-Si$), Verbindungshalbleiter $Cu(In, Ga)(S, Se)_2$ (sogenannte Chalkopyrite) und Cadmium-Tellurid ($CdTe$) zu etablieren.

2.2 Aufbau und Wirkungsweise von Solarzellen

Alle konventionellen Solarzellentypen basieren auf der Absorption von Licht in einem Halbleiter, wodurch Ladungen (Elektronen und „Löcher“) getrennt werden. Gleichzeitig

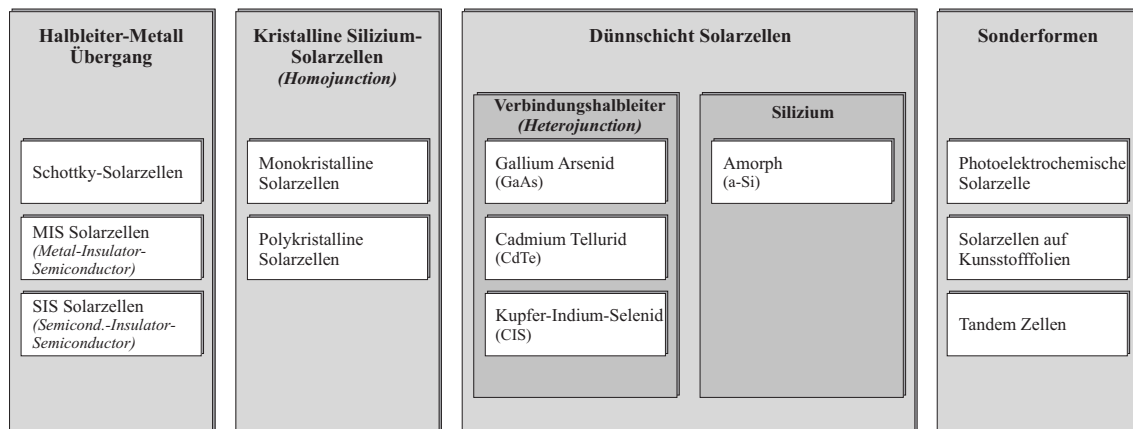


Abbildung 2.1: Solarzellen unterschiedlicher Technologien: Übersicht

ist der Halbleiter auch für den Transport der Ladungen verantwortlich¹. Am Beispiel einer konventionellen Silizium-Solarzelle (**Abbildung 2.2**) kann die Funktionsweise von Solarzellen auf anschauliche Weise erläutert werden.

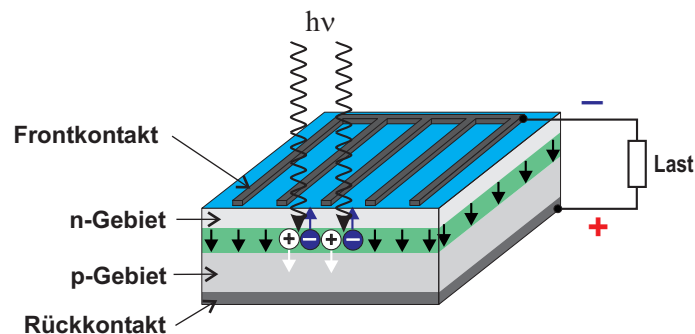


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung einer kristallinen Solarzelle

Prinzipiell besteht jede Solarzelle aus vier Schichten:

- ein ganzflächiger metallischer Rückseitenkontakt
- eine positiv leitende Schicht (Basis, p-dotierter Halbleiter)
- eine negativ leitende Schicht (Emitter, n-dotierter Halbleiter)
- sowie einem fingerförmigen Vorderseitenkontakt

Durch die p- und n-dotierte Schicht wird im Prinzip eine Halbleiterdiode mit großer Oberfläche gebildet. Durch die Kontaktierung des dünnen, lichtdurchlässigen n-dotierten Emitters mit der p-dotierten Basis entsteht durch Diffusion der Ladungsträger in das

¹ Eine Ausnahme bilden hier farbstoffsensibilisierte Solarzellen auf der Basis von Titandioxid. Dieser Halbleiter kann aufgrund der großen Bandlücke von ca. 3,2eV nur durch die Absorption von kurzwelligem ultraviolettem Licht Elektronen in das Leitungsband befördern. Die Absorption von Farbstoffen an der Halbleiteroberfläche bildet jedoch ein Niveau zwischen Valenz- und Leitungsband, von dem aus wesentlich leichter Elektronen ins Leitungsband befördert werden können [43].

angrenzende Gebiet eine Raumladungszone. Dieser Diffusionsvorgang wird durch die unterschiedlich hohen Fermi-Niveaus² in den beiden Zonen ermöglicht: die Elektronen im n-Gebiet füllen solange freie Zustände im p-Gebiet auf, bis sich wieder ein stabiler Zustand einstellt. Die Raumladungszone enthält nun keine freien Ladungsträger mehr. Man spricht daher auch von einer Verarmungszone. Dieser Vorgang ist in **Abbildung 2.3** dargestellt.

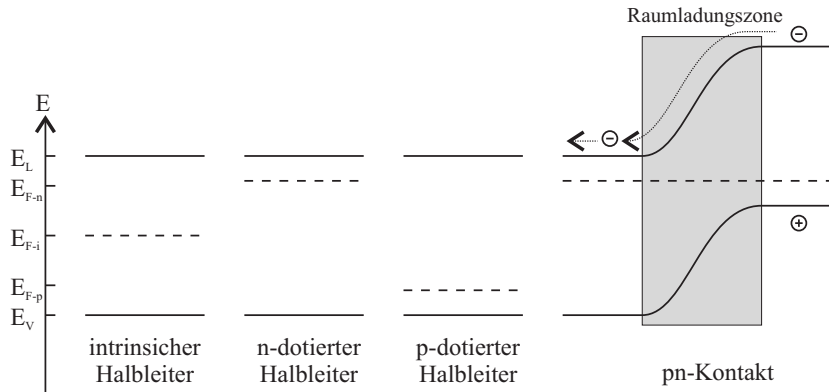


Abbildung 2.3: Ladungstrennung am PN-Übergang einer Solarzelle

Entscheidende Bedeutung bei der photovoltaischen Energiewandlung hat der innere photoelektrische Effekt, der die Anhebung von Elektronen aus dem Valenzband in ein energetisch höher gelegenes Leitungsband beschreibt. Die Energiebänder entstehen durch die periodische Kristallstruktur der Atome im Halbleiter. Die ursprünglich gemäß dem Bohr'schen Atommodell wohldefinierten Energiezustände der Elektronen eines isolierten Atoms spalten sich durch die Wechselwirkung der Atome im Kristallgitter auf. Es entstehen sogenannte Energiebänder, die umso mehr aufspalten, je dichter die Atome zusammenrücken. Bei Metallen werden Energielücken durch eine Überlappung der Energiebänder geschlossen, sodass die Elektronen beliebige Zustände einnehmen können und eine elektrische Leitfähigkeit vorliegt. Im Halbleiter bleibt dagegen eine Bandlücke bestehen, die von Elektronen nur durch Aufnahme von Energie überwunden werden kann. Um einen Ladungsträgertransport zu ermöglichen, müssen Elektronen vom Valenzband ins Leitungsband befördert werden. Grundlage hierfür ist der oben erwähnte photoelektrische Effekt. Durch die Belichtung der Solarzelle gelangen Photonen durch den dünnen Emitter zur Basis der Solarzelle. Hier findet schließlich die Lichtabsorption statt, wobei ein Elektron die Energie $E = h \cdot \nu$ eines absorbierten Photons aufnimmt, sofern diese Energie größer als die Bandlücke E_g des Halbleiters ist. Es entstehen nun im p-Gebiet der Solarzelle freie Elektronen, wodurch das Fermi-Niveau in das Leitungsband angehoben wird. Für Photonen, deren Energie kleiner ist als die Bandlücke, ist der Halbleiter transparent [58][24]. Die durch diese Vorgänge entstandenen freien Elektronen-Loch Paare werden durch das elektrische Feld der Raumladungszone getrennt, was in **Abbildung 2.3** am Beispiel einer positiven und negativen Ladung angedeutet ist. Die Elektronen gelan-

²Bei dem mit Fermi-Niveau bezeichneten Energieniveau ist die Wahrscheinlichkeit für die Besetzung dieses Zustands mit Elektronen 50% (unter der Voraussetzung einer Temperatur von $T > 0\text{ K}$). Bei einer Temperatur von $T = 0\text{ K}$ sind alle Zustände bis zum Fermi-Niveau aufgefüllt. Höhere Niveaus sind nicht besetzt.

gen in die n-Schicht, die aufgrund der ionisierten Donator-Atome positiv geladen ist. Die Absorption eines Photons im Emitter führt ebenfalls zur Bildung eines Elektronen-Loch Paares. Unter Voraussetzung einer genügend großen Absorptionslänge gelangt der freie Ladungsträger (hier das „Loch“) in die Raumladungszone und wird zur Basis hin beschleunigt. Es entstehen folglich höhere Ladungsträgerkonzentrationen von Löchern in der Basis bzw. von Elektronen im Emitter wodurch sich eine elektrische Spannung (Photospannung) zwischen Basis und Emitter aufbaut [36]. Wenn nun die Basis mit dem Emitter galvanisch verbunden wird, fließen Elektronen vom Emitter zur Basis und rekombinieren dort mit den positiven Ladungsträgern (Photostrom). Die Größe von Photostrom und Photospannung hängt dabei von der Bandlücke E_g des Halbleiters ab.

In **Abbildung 2.4** sind die Verhältnisse an einem abrupten PN-Übergang einer Silizium-Solarzelle anschaulich dargestellt. Zwischen dem ganzflächigen Rückseitenkontakt und dem fingerförmigen Vorderseitenkontakt befindet sich die etwa $200\mu\text{m}$ dicke Basis sowie der mit $0,2\mu\text{m}$ wesentlich dünnere Emitter, zwischen denen sich die Raumladungszone ausbildet.

Durch die Dotierung und die damit verbundene Zunahme der Ladungsträgerkonzentration (Elektronen im n-Gebiet bzw. Löcher im p-Gebiet) verschiebt sich das Fermi-Niveau E_F im n-Gebiet in Richtung des Leitungsbandes E_L und im p-Gebiet in Richtung des Valenzbandes E_V , was eine ortsabhängige Bandverbiegung $E(x)$ der Niveaus im PN-Übergang zur Folge hat. In der Raumladungszone bleiben im n-Gebiet positiv geladene Atomrümpfe der Donatoren zurück, während im p-Gebiet die freien Zustände der Akzeptoren mit negativen Ladungsträgern besetzt ist. Aufgrund der unsymmetrischen Dotierung stellt sich eine ebenfalls unsymmetrische Raumladungsdichte $\rho(x)$ ein. Das elektrische Potential $\varphi(x)$ ergibt sich aus der Lösung der Poisson-Gleichung für den eindimensionalen Fall [43]

$$\frac{d^2\varphi(x)}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_p\epsilon_0} = \frac{eN_A}{\epsilon_p\epsilon_0} \quad (2.1)$$

für das p-Gebiet, bzw.

$$\frac{d^2\varphi(x)}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_n\epsilon_0} = \frac{-eN_D}{\epsilon_n\epsilon_0} \quad (2.2)$$

für das n-Gebiet, wobei N_D die Ladungsträgerdichte der Donatoren und N_A die Ladungsträgerdichte der Akzeptoren bedeutet. $\epsilon_{n,p}$ ist darin die Permittivität im entsprechenden Gebiet. Durch zweifache Integration erhält man aus (2.1) und (2.2) unter Berücksichtigung der Randbedingung, dass das elektrische Feld außerhalb der Raumladungszone zu Null wird:

$$\varphi(x) = \begin{cases} \frac{eN_A}{\epsilon_p\epsilon_0} \left(\frac{1}{2}x^2 - W_p x \right) , & 0 \leq x \leq W_p \\ -\frac{eN_D}{\epsilon_p\epsilon_0} \left(\frac{1}{2}x^2 + W_n x \right) , & -W_n \leq x \leq 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Darin sind W_p und W_n die Ausdehnungen der Raumladungszone im p- bzw. n-Gebiet nach **Abbildung 2.4**.

Der Gradient des Potentials ergibt schließlich gemäß $\mathbf{D}(x) = -\epsilon \cdot \nabla\varphi$ die ebenfalls in **Abbildung 2.4** dargestellte dielektrische Verschiebung in der Raumladungszone.

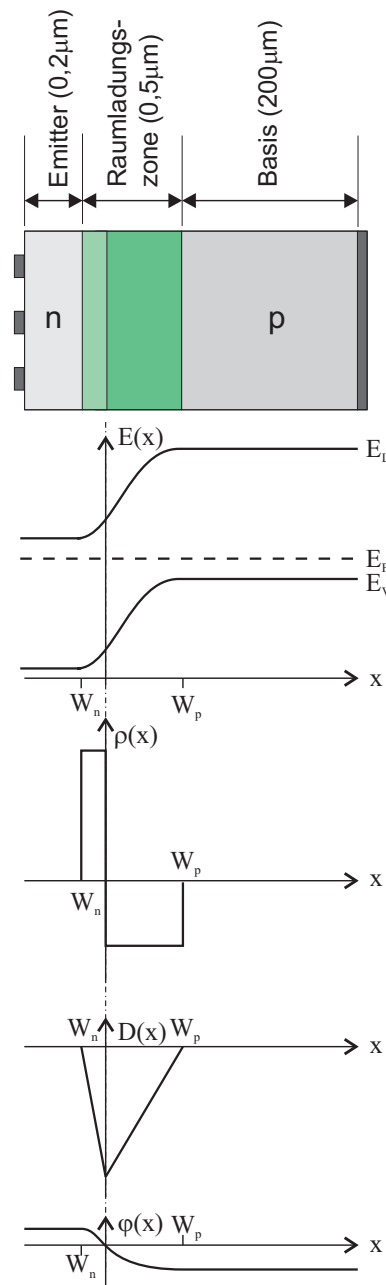


Abbildung 2.4: PN-Übergang einer Silizium-Solarzelle [43]

Ein sehr wichtiges Qualitätskriterium zur Beurteilung von Solarzellen ist der Wirkungsgrad. Er ist abhängig von der Energie der Bandlücke des jeweiligen Halbleitermaterials. Bei Materialien mit niedriger Bandlücke können zwar Photonen mit wenig Energie absorbiert werden, jedoch wird bei energiereichen Photonen die überschüssige Energie, die nicht mehr zur Niveauanhebung des Elektrons benötigt wird, in Wärme umgesetzt. Bei Materialien mit größerer Bandlücke hingegen werden lediglich die energiereichen Photonen absorbiert, sodass der große Teil der Photonen mit weniger Energie verloren geht. Dazwischen existiert ein optimaler Bandabstand, bei dem ein maximaler Wirkungsgrad erreicht wird. Theoretisch erreichbare und zur Zeit technisch realisierbare Wirkungsgrade für Solarzellentechnologien mit unterschiedlichen Bandlücken sind in **Abbildung 2.5** für ein AM1.5 Spektrum³ dargestellt. Demnach haben Solarzellen aus kristallinem Silizium (c-Si) sowie Solarzellen aus Gallium-Arsenid (GaAs) mit deutlich über 20% zur Zeit den höchsten Wirkungsgrad.

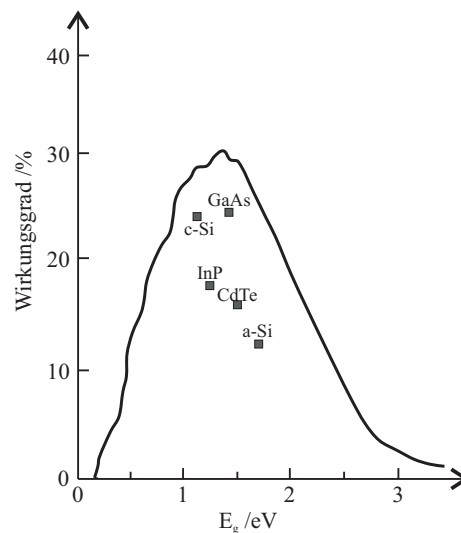


Abbildung 2.5: Theoretische und technische Wirkungsgrade unterschiedlicher Solarzellen für ein direktes AM1.5-Spektrum [43]

Da im Rahmen dieser Arbeit Solarzellen in planaren Antennenstrukturen verwendet werden sollen, ist ein hochfrequentes Ersatzschaltbild der Solarzelle von besonderem Interesse. In der Literatur findet man allenfalls Beschreibungen des AC-Verhaltens von Solarzellen bis zu Frequenzen von einigen 10 kHz [41], was für die Entwicklung von getakteten Stromrichtern bedeutsam ist. Lediglich in [56] wird das HF-Verhalten bis 30 MHz charakterisiert, wobei jedoch auf die Theorie von PN-Dioden zurückgegriffen wird. Das Ersatzschaltbild des PN-Übergangs besteht aus den in **Abbildung 2.6** dargestellten Komponenten.

Die Sperrschichtkapazität C_S entsteht durch die in der Verarmungszone (oder Raumladungszone) gespeicherte Ladung. Die Diffusionskapazität C_D entsteht bei einer Polung des Übergangs in Vorwärtsrichtung durch eine erhöhte Minoritätsladungsträgerdichte an

³Die Abkürzung AM steht für Air Mass und kennzeichnet die Strahlungsleistung des Sonnenlichts in Abhängigkeit der Wellenlänge. Mit AM0 bezeichnet man die Strahlungscharakteristik außerhalb der Erdatmosphäre. AM1.5 ist die Strahlungsleistung, nachdem das Sonnenlicht das 1,5-fache der Höhe der Erdatmosphäre zurückgelegt hat, was wiederum einem Einfallswinkel des Lichts von 48° entspricht.

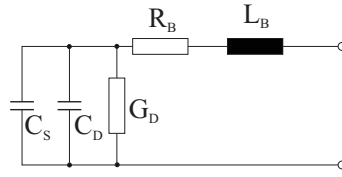


Abbildung 2.6: HF-Ersatzschaltbild einer Solarzelle.

der Kante der Raumladungszone⁴. G_D ist der Diffusionsleitwert. Dies ist eine differentielle Größe, die nicht mit dem Gleichstromleitwert identisch ist. R_B und L_B berücksichtigen ohmsche Verluste und Induktivitäten der Anschlussdrähte.

Nach den Untersuchungen in [41] und [56] ergibt sich für Frequenzen im 100 kHz Bereich eine Gesamtkapazität des PN-Übergangs von ca 4-10 μF , was sich mit eigenen Messungen an polykristallinen Solarzellen deckt. Die Übertragung dieser Messergebnisse in den HF-Bereich erscheint genauso fraglich wie die Anwendung der Beschreibungen eines räumlich kleinen PN-Übergangs auf großflächige Solarzellen.

Das HF-Verhalten von Solarzellen als Antennen wird daher in dieser Arbeit aufgrund von Messungen und Gegenüberstellungen mit metallischen Antennen bewertet.

Wie alle Dinge im wirklichen Leben lässt sich auch die Verwendung von Solarzellen als Antennen aus unterschiedlichen Blickrichtungen betrachten. Neben der Frage des Einflusses der Solarzellen auf die Antenneneigenschaften ist natürlich auch die Auswirkung des hochfrequenten Antennenstromes auf die Stromgenerierung der Solarzelle von Bedeutung. Hierzu wird zunächst ein einfaches Modell für den Strom I_L einer belichteten Solarzelle herangezogen [43]:

$$I_L = I_S(e^{\frac{eU}{kT}} - 1) - I_{Ph} \quad . \quad (2.4)$$

Darin ist I_S der Sättigungsstrom und I_{Ph} der Photostrom, der aufgrund der Belichtung in der Solarzelle erzeugt wird. In **Abbildung 2.7** ist die Kennlinie für den belichteten und unbelichteten Fall ($I_{Ph} = 0$) als Strom I_L in Abhängigkeit der an der Zelle anliegenden Spannung U dargestellt. Es wird deutlich, dass der in Sperrrichtung fließende Photostrom eine Verschiebung der Kennlinie bewirkt.

⁴Der Transport der Minoritätsladungsträger erfolgt durch Diffusion und gibt der Kapazität ihren Namen. Durchlassströme am PN-Übergang sind hauptsächlich Diffusionsströme.

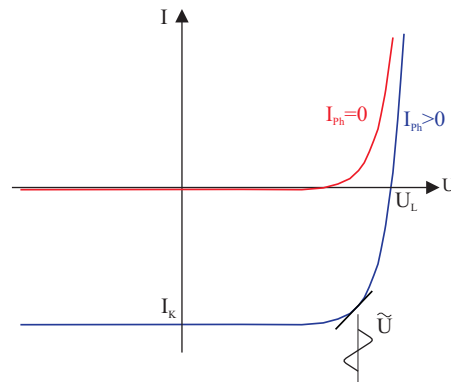


Abbildung 2.7: Kennlinien der belichteten und unbelichteten Solarzelle.

Eine niederfrequente rechteckförmige Spannung hoher Amplitude, die an den Polen der Solarzelle anliegt, würde nun eine Verschiebung des Arbeitspunktes bewirken. Dabei kann der Arbeitspunkt den vierten Quadranten in **Abbildung 2.7** verlassen, in dem die Solarzelle als Stromerzeuger fungiert. In diesem Fall würde die Solarzelle eine Last darstellen.

Bei einer Anregung mit einem hochfrequenten Signal spielen jedoch die in **Abbildung 2.6** vorhandenen Kapazitäten eine entscheidende Rolle. Wie später im Kapitel 6.2.1 noch zu sehen sein wird, stellt die Solarzelle aus hochfrequenter Sicht eine sehr niederohmige kapazitive Impedanz dar. Die Pole der Solarzelle sind praktisch kurzgeschlossen. Dementsprechend ist der Spannungsabfall am PN-Übergang sehr klein. Die Zelle erfährt daher in ihrem Arbeitspunkt eine Kleinsignal-Aussteuerung, was in **Abbildung 2.7** schematisch dargestellt ist. Dem generierten Gleichstrom ist daher ein hochfrequenter Strom mit geringer Amplitude überlagert. Im Gegensatz zur niederfrequenten Großsignal-Aussteuerung wird hier die Stromgenerierung der Solarzelle nicht beeinträchtigt.

In der Praxis wird die Solarzelle jedoch nicht direkt an ihren Polen mit einem hochfrequenten Signal angeregt, um als Antenne zu fungieren. Der hier beschriebene Fall stellt daher einen „worst case“ dar. Die beiden Eigenschaften „Stromerzeugung“ und „Abstrahlung elektromagnetischer Wellen“ können also gleichzeitig aufrecht erhalten werden.

Kapitel 3

Grundlagen und Charakterisierung von Antennen

3.1 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen von Antennen sowie einige Kenngrößen, die zu ihrer Charakterisierung verwendet werden, komprimiert dargestellt. Aufgrund der flachen Form von Solarzellen liegt der Schwerpunkt im Wesentlichen auf planaren Antennen.

Die Aufgabe einer Antenne ist es, elektromagnetische Wellen abzustrahlen oder zu empfangen. Sie stellt den Übergang zwischen geführten Wellen auf Leitungen und elektromagnetischen Wellen im freien Raum dar, dessen Aufgabe es ist, die in der Leitung transportierte Leistung möglichst vollständig als freie elektromagnetische Welle abzustrahlen. Hierfür können unterschiedlichste Ausführungsformen von Antennen verwendet werden. Tabelle 3.1 enthält eine Übersicht mit einigen Grundformen sowie zahlreichen Varianten.

Mit photovoltaischen Solarzellen lassen sich bevorzugt planare Antennenformen realisieren. Hierfür kommen hauptsächlich Patchantennen¹ mit Koaxial- oder Aperturkoppelung sowie Schlitzantennen in Frage.

Alle Antennen basieren jedoch auf dem gleichen physikalischen Prinzip: eine Abstrahlung von elektromagnetischen Wellen entsteht durch eine Beschleunigung oder Verzögerung von Ladungen. Ein Strom i , der durch ein sehr dünnes und kurzes Drahtstück der Länge Δl und mit dem Querschnitt ΔA fließt, kann durch den Fluss einer Raumladungsdichte ρ in der Zeit Δt gemäß

$$i = \rho \cdot \Delta A \cdot \frac{\Delta l}{\Delta t} = \rho \cdot \Delta A \cdot \mathbf{v} \quad (3.1)$$

definiert werden. Im Fall eines Herzt'schen Dipols, der durch ein solches infinitesimales Leitungsstück gebildet wird, ist der Strom i über der Länge Δl konstant. Der Strom in (3.1) kann auch als

$$\mathbf{J} = \rho \cdot \mathbf{v} \quad (3.2)$$

¹Als Patch wird im Allgemeinen eine dünne, leitfähige und ebene Fläche bezeichnet, die als Antenne wirkt. Die Anregung kann auf unterschiedliche Weise erfolgen.

Drahtantennen	Monopol-, Dipolantennen Schleifenantennen Helixantennen	<2 GHz
Apertur Antennen	Hornantennen	1-20 GHz
Gedruckte Antennen	Microstrip Dipol Patchantennen (rechteckig, rund, ...) Schlitzantennen Spiralantennen konforme Antennen	>100 MHz
Leckwellen Antennen		>30 GHz
Reflektor Antennen	Parabol Antennen	
Linsen Antennen		>100 GHz
Gruppenantennen	Flächenstrahler Schlitzstrahler	

Tabelle 3.1: Übersicht über verschiedene gebräuchliche Antennentypen [46]. Die angegebenen Frequenzwerte sind lediglich Richtwerte.

dargestellt werden, wobei \mathbf{J} die Stromdichte und \mathbf{v} die Geschwindigkeit der Ladungen normal zum Querschnitt ist. Die zeitliche Ableitung der Stromdichte ergibt sich zu

$$\frac{d\mathbf{J}}{dt} = \rho \cdot \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \rho \cdot \mathbf{a} \quad , \quad (3.3)$$

wobei \mathbf{a} die Beschleunigung der Ladung ist. Gleichung (3.3) verdeutlicht, dass durch die Beschleunigung von Ladungsträgern eine zeitveränderliche Stromdichte hervorgerufen wird. Die Entstehung von elektromagnetischen Wellen zeigt sich jedoch erst in einer Betrachtung der Maxwell'schen Gleichungen und deren Entkopplung unter Zuhilfenahme der Materialgleichungen. Die Maxwell'schen Gleichungen lauten in differentieller Form [42], [10]:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D} \quad (3.4)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{B} \quad (3.5)$$

$$\text{div } \mathbf{D} = \rho \quad (3.6)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad . \quad (3.7)$$

Der Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} und der elektrischen Flussdichte \mathbf{D} , sowie zwischen der magnetischen Feldstärke \mathbf{H} und der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} wird durch die Materialgleichungen beschrieben, die in der hier dargestellten Form in linearen, isotropen, homogenen und zeitunabhängigen Medien gelten:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad . \quad (3.9)$$

Durch wechselseitiges Einsetzen von (3.4) in (3.5) und umgekehrt, sowie unter Verwendung der Materialgleichungen (3.8) und (3.9) können die Maxwell'schen Gleichungen entkoppelt werden, sodass die Abhängigkeit der magnetischen Feldstärke von der elektrischen Flussdichte (bzw. der elektrischen Feldstärke von der magnetischen Flussdichte) formal verschwindet, und man Gleichungen erhält, die nur noch von der elektrischen bzw. magnetischen Feldstärke allein, sowie den Quellengrößen \mathbf{J} und ρ abhängen.

Durch Anwendung des Rotations-Operators auf (3.5) und unter Verwendung von (3.4) und (3.8) erhält man

$$\text{rot rot } \mathbf{E} + \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{E} = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{J} . \quad (3.10)$$

Auf der rechten Seite in (3.10) steht jetzt die bereits aus (3.3) bekannte zeitliche Ableitung der Stromdichte, die nun tatsächlich eine Quelle für die wellenförmige Ausbreitung der elektrischen Feldstärke, und damit für eine elektromagnetische Abstrahlung ist. In gleicher Weise erhält man eine Wellengleichung für die magnetische Feldstärke:

$$\text{rot rot } \mathbf{H} + \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{J} . \quad (3.11)$$

Durch Umformung des doppelten Rotationsoperators in (3.10) und (3.11) und unter Berücksichtigung von 3.6 und 3.7 erhält man die allgemein bekannten Formulierungen für die Wellengleichung des elektrischen und magnetischen Feldes:

$$\Delta \mathbf{E} - \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{E} = \mu_0 \mu_r \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{J} + \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \text{grad } \rho \quad (3.12)$$

$$\Delta \mathbf{H} - \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{H} = -\text{rot } \mathbf{J} . \quad (3.13)$$

Für die Betrachtung zeitlich harmonischer Vorgänge ist es vorteilhaft, die Feldgrößen (\mathbf{H} , \mathbf{E}) und Quellengrößen (\mathbf{J} , ρ) durch komplexe Phasoren ($\underline{\mathbf{H}}$, $\underline{\mathbf{E}}$, $\underline{\mathbf{J}}$ und $\underline{\rho}$) zu repräsentieren. Beispielsweise gilt für die zeit- und ortsabhängige elektrische Feldstärke:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \Re \{ \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) e^{j\omega t} \} . \quad (3.14)$$

Unter Verwendung der Phasoren erscheinen die Wellengleichungen nun in der Form

$$\Delta \underline{\mathbf{E}} + \beta^2 \underline{\mathbf{E}} = j\omega \mu_0 \mu_r \underline{\mathbf{J}} + \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \text{grad } \underline{\rho} \quad (3.15)$$

$$\Delta \underline{\mathbf{H}} + \beta^2 \underline{\mathbf{H}} = -\text{rot } \underline{\mathbf{J}} , \quad (3.16)$$

wobei $\beta = \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r \omega^2 = \omega^2 / c^2 = (2\pi)^2 / \lambda^2$ die Phasenkonstante bzw. Wellenzahl bedeutet und c die Lichtgeschwindigkeit im Medium darstellt.

Um eine Beschleunigung bzw. Verzögerung von Ladungsträgern zu erzeugen, wird eine Stromquelle benötigt, die durch ihre elektromotorische Kraft einen Stromfluss aufrecht erhält. Darüber hinaus bewirken Diskontinuitäten des Mediums, in dem sich die Ladungen bewegen, deren Beschleunigung oder Verzögerung. Solche Diskontinuitäten können offene Leitungsenden, Leitungsknicke oder Änderungen der elektrischen Eigenschaften (z.B. Permittivität) des Mediums sein. Zusammenfassend lässt sich feststellen [46]:

	Reaktives Nahfeld $\beta r \ll 1$	Strahlendes Nahfeld $\beta r > 1$	Fernfeld $\beta \gg 1$
E_r	$\frac{-jZ_0(I\Delta l) \cos \vartheta e^{-j\beta r}}{2\pi\beta r^3}$	$\frac{Z_0(I\Delta l) \cos \vartheta e^{-j\beta r}}{2\pi r^2}$	0
E_ϑ	$\frac{-jZ_0(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi\beta r^3}$	$\frac{jZ_0(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi r^2}$	$\frac{jZ_0\beta(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi r}$
E_φ	0	0	0
H_r	0	0	0
H_ϑ	0	0	0
H_φ	$\frac{(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi r^2}$	$\frac{j\beta(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi r}$	$\frac{j\beta(I\Delta l) \sin \vartheta e^{-j\beta r}}{4\pi r}$

Tabelle 3.2: Unterteilung des elektromagnetischen Feldes eines Hertz'schen Dipols in unterschiedliche Regionen [6]. Der Dipol ist in diesem Fall entlang der z-Achse eines kartesischen Koordinatensystems ausgerichtet.

- ruhende Ladungsträger bewirken keine Abstrahlung ($\mathbf{J} = 0$)
- gleichförmig bewegte Ladungsträger bewirken keine Abstrahlung ($\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{J} = 0$)
- beschleunigte Ladungsträger aufgrund einer elektromotorischen Kraft, oder verzögerte Ladungsträger aufgrund von z.B. Leitungsdiskontinuitäten haben eine elektromagnetische Abstrahlung zur Folge.

Die Abstrahlung einer beliebigen Antenne in einem linearen Medium kann als Überlagerung einer Vielzahl von elementaren Strahlungsquellen dargestellt werden. Das einzelne, eingangs erwähnte Stromelement wird als *Hertz'scher Dipol* bezeichnet. Anhand des elektrischen und magnetischen Feldes eines Hertz'schen Dipols lassen sich unterschiedliche Regionen des elektromagnetischen Feldes spezifizieren.

Für die magnetischen Feldkomponenten des Dipols in Kugelkoordinaten ergibt sich bei harmonischer Zeitabhängigkeit [73],[46]:

$$H_\varphi = \frac{j\beta \cdot (I\Delta l) \cdot \sin \vartheta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{j\beta r}\right) e^{-j\beta r} \quad (3.17)$$

$$H_\vartheta = H_r = 0 \quad (3.18)$$

Für die elektrischen Feldkomponenten ergibt sich:

$$E_r = \frac{Z_0(I\Delta l) \cos \vartheta}{2\pi r^2} \left(1 + \frac{1}{j\beta r}\right) e^{-j\beta r} \quad (3.19)$$

$$E_\vartheta = \frac{jZ_0\beta(I\Delta l) \sin \vartheta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{j\beta r} - \frac{1}{(\beta r)^2}\right) e^{-j\beta r} \quad (3.20)$$

$$E_\varphi = 0 \quad (3.21)$$

Wie in **Tabelle 3.2** dargestellt, können die Felder des Hertz'schen Dipols in reaktive Nahfelder, strahlende Nahfelder und Fernfelder unterteilt werden. Im Nahfeld sind die

Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes gegeneinander um 90° phasenverschoben, sodass der Nahfeldterm selbst keinen Beitrag zur abgestrahlten Wirkleistung liefert. Hier dominiert die reaktive Blindleistungskomponente. Im strahlenden Nahfeld sind die Feldkomponenten E_ϑ und H_φ phasengleich, woraus nun ein Leistungsfluss in radialer Richtung resultiert. Zusätzlich existiert noch eine, wiederum um 90° phasenverschobene E_r -Komponente, die erst im Fernfeld verschwindet. Hier stehen die dominanten Feldkomponenten E_ϑ und H_φ senkrecht aufeinander und gleichzeitig senkrecht zur Ausbreitungsrichtung (Transversalwelle).

In [70] wird im Abstand $r = \lambda/2\pi$ eine Grenze zwischen Nah- und Fernfeld von kleinen Antennen definiert, die sogenannte „Radianlength“. An dieser Stelle sind die Beträge der Nahfeld- und Fernfeldterme gleich groß, wie aus **Tabelle 3.2** sowie aus (3.19) und (3.17) ersichtlich ist. Dieser Abstand ist später für die in Kapitel 6.3.2 durchgeführte Betrachtung des Antennenwirkungsgrades von Bedeutung.

Die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Antennen werden stets als Sendeantennen betrieben, um eine einheitliche und anschauliche Betrachtungsweise zu gewährleisten. Aufgrund des Reziprozitätsprinzips hat die Antenne, wenn sie als Empfangsantenne betrieben wird, die gleichen Eigenschaften: wenn im Sendefall die Abstrahlung vorwiegend in einer bestimmten Richtung erfolgt, wird die gleiche Antenne im Empfangsfall aus dieser Richtung besonders gut empfangen. Diese Umkehrbarkeit kann erläutert werden, indem zwei Antennen in einem isotropen Medium als Vierpol aufgefasst werden [73]. Die Ströme und Spannungen an den Toren zweier Antennen sind durch eine Widerstands-Matrix miteinander verbunden:

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (3.22)$$

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (3.23)$$

Falls Antenne 1 als Sendeantenne betrieben wird, ergibt sich an der leerlaufender Antenne 2 die Spannung:

$$U_2|_{I_2=0} = Z_{21}I_1 \quad (3.24)$$

Umgekehrt stellt sich die Spannung

$$U_1|_{I_1=0} = Z_{12}I_2 \quad (3.25)$$

an der Antenne 1 ein, wenn Antenne 2 als Sendeantenne betrieben wird. Unter der Voraussetzung eines linearen, isotropen Mediums und linearen, passiven Antennen gilt für die Kopplungswiderstände $Z_{21} = Z_{12}$. Daraus ergibt sich, dass das Verhältnis von Ausgangsspannung an der Empfangsantenne zu Eingangsstrom an der Sendeantenne in beiden Fällen gleich groß ist:

$$\frac{U_2}{I_1} = \frac{U_1}{I_2} \quad (3.26)$$

Aus (3.26) folgt, dass die Kopplung und damit auch das Richtdiagramm zwischen den beiden Antennen unabhängig vom Betrieb als Sende- oder Empfangsantenne ist.

Das selbe Ergebnis erhält man, wenn man die von Antenne 1 mit dem Gewinn G_t und der Sendeleistung P_t erzeugte Strahlungsleistungsdichte S_t am Ort der Empfangsantenne (Antennenabstand R) betrachtet:

$$S_t = P_t G_t \frac{1}{4\pi R^2} \quad (3.27)$$

Die Empfangsantenne mit dem Gewinn G_r liefert dann an ihrem Ausgang die Leistung

$$P_r = S_t G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3.28)$$

$$= P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (3.29)$$

Der Ausdruck $\lambda^2/4\pi$ in (3.28) entspricht der Wirkfläche eines Kugelstrahlers, sodass sich die empfangene Leistung als Produkt aus Strahlungsleistungsdichte, Wirkfläche des Kugelstrahlers sowie dem Gewinn der Sendeantenne ergibt. Die Gleichung (3.28) wird als Friis'sche Übertragungsgleichung bezeichnet, worin der Faktor $\lambda^2/(4\pi R)^2$ die Strecken- oder Freiraumdämpfung repräsentiert. Die Übertragungsdämpfung zwischen den beiden Antennen ist also in beiden Richtungen gleich groß. Sie ist unabhängig davon, welche Antenne als Sende- bzw. Empfangsantenne betrieben wird. Die elektromagnetischen Felder in der Nähe der beiden Antennen weichen jedoch stark voneinander ab, wie aus **Abbildung 3.1** hervorgeht, in der das elektrische Feld einer planaren Antenne über einer begrenzten Massefläche sowohl im Empfangsfall, als auch im Sendefall dargestellt ist.

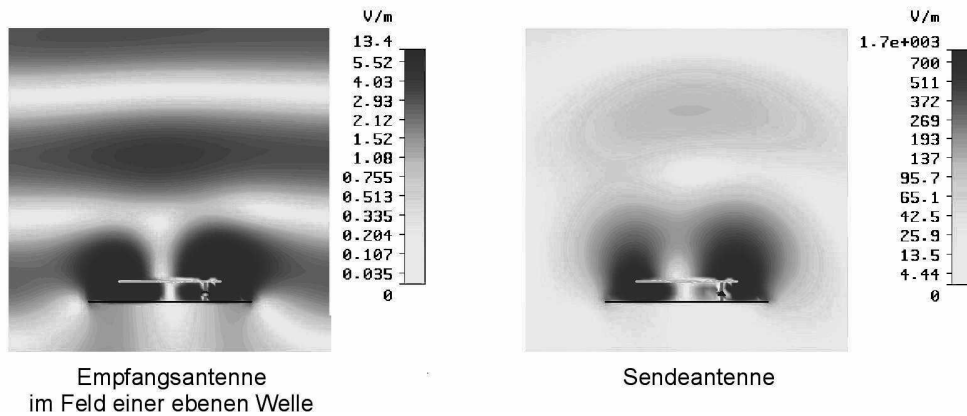


Abbildung 3.1: Momentaufnahme der elektrischen Feldstärke $E(t_0)$ im Nahfeld einer planaren Antenne. Simulierte Daten mit Microwave Studio.

3.2 Charakterisierung von Antennen

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Parameter zur Antennencharakterisierung erläutert, soweit sie im Rahmen dieser Arbeit Verwendung finden.

Von entscheidender Bedeutung bei der Beurteilung der Antenneneigenschaften sind zwei Fragen:

- welche Strahlungsleistungsdichte erzeugt eine Sendeantenne in einer bestimmten Entfernung und mit einer bestimmten, von der Antenne aufgenommenen Wirkleistung, bzw. welche Wirkleistung entnimmt eine Empfangsantenne einem Feld mit einer gegebenen Strahlungsleistungsdichte?

- Wie ist die von der Antenne erzeugte Strahlungsleistungsdichte in der Umgebung der Antenne verteilt?

Es müssen also Kriterien angegeben werden, mit denen man genau spezifizieren kann, in welche Richtung eine Antenne wie viel Leistung abstrahlt². Diese Strahlungseigenschaften der Antennen werden mit dem *Richtfaktor*, dem *Gewinn* sowie dem *Wirkungsgrad* spezifiziert. Darüber hinaus bestehen natürlich weitere wichtige Antenneneigenschaften, die für den jeweiligen Anwendungsfall von Bedeutung sind. So muss die *Bandbreite* der Antennen an den entsprechenden Funkdienst angepasst sein. Dabei kann die Bandbreite über den *Eingangsreflexionsfaktor* der Antenne oder auch über die *Polarisationsreinheit* in einem bestimmten Frequenzbereich definiert werden.

3.2.1 Richtcharakteristik, Richtfaktor und Gewinn

Eine isotrope Antenne, die eine zugeführte Leistung gleichmäßig in alle Raumrichtungen abstrahlt, ist technisch nicht realisierbar. Eine reale Antenne strahlt immer gerichtet ab und erzeugt in einigen Richtungen höhere Feldstärken als in anderen. Diese Eigenschaft wird mit der normierten Feldstärkerichtcharakteristik $C(\vartheta, \varphi)$ beschrieben, die sich aus dem Betrag der in Ausbreitungsrichtung tangentialen elektrischen Feldstärke im Fernfeld bezogen auf den Maximalwert der Feldstärke ergibt:

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{E(\vartheta, \varphi)}{E_{\max}(\vartheta, \varphi)} \quad . \quad (3.30)$$

Die Betrachtung der Strahlungsleistungsdichte im Fernfeld führt auf den sogenannten Richtfaktor der Antenne. Ein Maß für die Leistungsdichte im Fernfeld ist der Effektivwert des Poynting-Vektors $\mathbf{S}(\vartheta, \varphi) = 1/2 \mathbf{E}(\vartheta, \varphi) \times \mathbf{H}(\vartheta, \varphi)$, der sich unter Fernfeldbedingungen als

$$S(\vartheta, \varphi) = \frac{1}{2} \frac{E^2(\vartheta, \varphi)}{Z_0} \quad (3.31)$$

darstellen lässt. Da die elektrische Feldstärke im Fernfeld mit R^{-1} abnimmt, erhält man durch Multiplikation von 3.31 mit dem Abstandsquadrat R^2 zwischen Antenne und betrachtetem Fernfeldpunkt eine entfernungsunabhängige Größe, die als Strahlstärke Φ bezeichnet wird:

$$\Phi(\vartheta, \varphi) = S(\vartheta, \varphi) \cdot R^2 \quad (3.32)$$

Der Richtfaktor D einer Antenne in einer bestimmten Richtung ist definiert als das Verhältnis der Strahlstärke Φ in dieser Richtung zu der über alle Richtungen gemittelten Strahlstärke Φ_{av} :

$$D(\vartheta, \varphi) = \frac{\Phi(\vartheta, \varphi)}{\Phi_{av}} \quad . \quad (3.33)$$

²Aufgrund der in Abschnitt 3.1 erläuterten Reziprozität kann die selbe Antenne auch im Empfangsfall beschrieben werden: aus welcher Richtung wird wie viel Leistung empfangen?

Die Strahlstärke Φ kann als Leistung pro Raumwinkel aufgefasst werden. Φ_{av} ergibt sich, indem die gesamte abgestrahlte Leistung P_r gleichmässig auf der Oberfläche einer Einheitskugel verteilt wird. Die abgestrahlte Leistung P_r berechnet sich dann aus dem Integral der Strahlstärke über die gesamte Kugeloberfläche, sodass man schließlich folgenden Zusammenhang erhält:

$$\Phi_{av} = \frac{P_r}{4\pi} \quad \text{mit} \quad P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Phi(\vartheta, \varphi) \sin \vartheta d\vartheta d\varphi \quad (3.34)$$

$$\Rightarrow \quad \Phi_{av} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Phi(\vartheta, \varphi) \sin \vartheta d\vartheta d\varphi \quad . \quad (3.35)$$

Der Richtfaktor entspricht demnach dem Quotienten aus Strahlstärke und abgestrahlter Leistung multipliziert mit 4π . Er ist im Allgemeinen von den Koordinaten ϑ, φ abhängig, sodass man einen Wert in einer beliebigen Strahlrichtung angeben kann. Dieser richtungsabhängige Richtfaktor kann auch als Richtfunktion bezeichnet werden. Normiert man in (3.33) den Maximalwert der Strahlstärke auf ihren Mittelwert, erhält man den Richtfaktor in Hauptstrahlrichtung der Antenne:

$$D_0 = \frac{\Phi(\vartheta, \varphi)_{max}}{\Phi_{av}} \quad . \quad (3.36)$$

Dieser Maximalwert der Richtfunktion wird häufig einfach als Richtfaktor bezeichnet.

Der Antennengewinn G ist mit dem Richtfaktor über den Antennenwirkungsgrad η_s verknüpft:

$$G(\vartheta, \varphi) = \eta_s D(\vartheta, \varphi) \quad . \quad (3.37)$$

Auch in diesem Fall ist der Gewinn von den Koordinaten ϑ, φ abhängig und bildet im Allgemeinen eine Gewinnfunktion. Die Betrachtung des maximalen Gewinns in Hauptstrahlrichtung liefert auch hier einen Wert G_0 der üblicherweise einfach als Gewinn bezeichnet wird. Eine Angabe der richtungsabhängigen Gewinnfunktion ist jedoch in Anwendungsfällen bedeutend, in denen die Hauptstrahlrichtung einer Sendeantenne nicht mit der Richtung zur Empfangsantenne übereinstimmt. Aufgrund der Normierung auf die mittlere Strahlstärke in (3.33) gibt der Antennengewinn die Strahlungsleistung in einer bestimmten Richtung bezogen auf einen verlustlosen Kugelstrahler mit gleicher zugeführter Leistung an.

Der Wirkungsgrad beinhaltet die Materialverluste der Antennen, jedoch nicht die Verluste, die aufgrund einer unzureichenden Anpassung der Quelle an die Antenne entstehen. Daher wird auch der tatsächlich erzielte Gewinn gemäß $G = \eta_g D$ angegeben, der den Gesamtwirkungsgrad der Antenne enthält.

Ein weiterer insbesondere für Richtantennen interessanter Parameter ist der Öffnungswinkel Θ (oder Halbwertsbreite) der Antenne. Dies ist der Winkelbereich, an dessen Grenzen die Strahlstärke und damit auch der Gewinn halb so groß wie im Maximum ist. Gegenüber dem Maximum ist dort der Gewinn also um 3dB geringer.

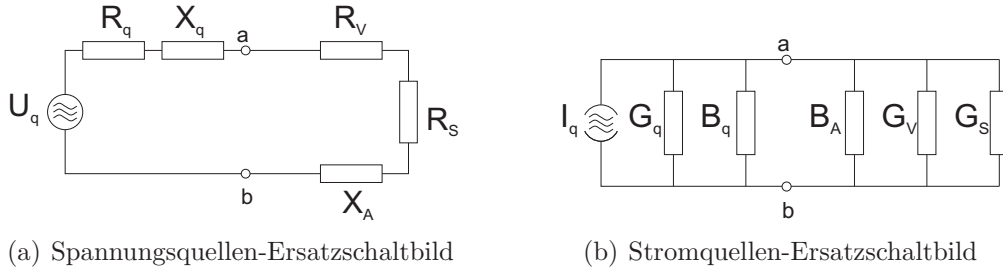


Abbildung 3.2: Antennen-Ersatzschaltbilder im Sendefall.

3.2.2 Eingangsimpedanz und Reflexionsfaktor

Die Eingangsimpedanz der Antenne ist der komplexe, frequenzabhängige Widerstand, den die Antenne an ihrem Eingangstor aufweist. In **Abbildung 3.2** ist das Tor der Antenne mit a-b gekennzeichnet. Die Antennenimpedanz Z_A bzw. -admittanz Y_A kann als Serien- oder Parallelersatzschaltbild in der Form $Z_A = R_A + jX_A$ bzw. $Y_A = G_A + jB_A$ dargestellt werden. Die Wirkanteile setzen sich aus dem Strahlungswiderstand R_S (Strahlungsleitwert G_S) und Verlustwiderstand R_V (Verlustleitwert G_V) der Antenne zusammen.

Damit die Antenne die gesamte vom Generator zur Verfügung gestellte Leistung aufnimmt, muss ihr Eingangswiderstand dem konjugiert komplexen Wert der Generatorimpedanz entsprechen. Ein Maß für die Anpassung der Antenne an die Quelle bezüglich der Impedanz ist der Reflexionsfaktor Γ_{ein} der Antenne, der sich aus einer Bezugsimpedanz Z_0 und der Antennenimpedanz Z_A gemäß

$$\Gamma_{ein} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (3.38)$$

ergibt. Die von der Antenne aufgenommene Leistung P_{ein} berechnet sich dann mit (3.38) und unter der Voraussetzung, dass die Generatorimpedanz dem Bezugswiderstand entspricht zu $P_{ein} = P_{av}(1 - |\Gamma_{ein}^2|)$, wobei P_{av} die verfügbare Leistung der Quelle ist. Bei einem Betrag des Reflexionsfaktors von 0,3 (bzw. -10dB) nimmt die Antenne 90% der zugeführten Leistung auf. Bei einem Reflexionsfaktor von 0,707 (bzw. -3dB) wird von der Antenne immer noch die Hälfte der zugeführten Leistung abgestrahlt, bzw. im Verlustwiderstand in Wärme umgesetzt.

3.2.3 Bandbreite

Unter der Bandbreite einer Antenne versteht man ein Frequenzintervall, in dem bestimmte Eigenschaften der Antenne (z.B. Impedanz, Richtcharakteristik, Polarisation) zuvor definierte Grenzen nicht verletzen. Gebräuchlich ist die Angabe der Bandbreite B bezüglich des Reflexionsfaktors. Innerhalb einer oberen und unteren Grenzfrequenz liegt der Reflexionsfaktor unterhalb eines bestimmten Wertes. Mit

$$B = \frac{f_o - f_u}{f_m} \times 100\% \quad (3.39)$$

lässt sich eine prozentuale Bandbreite bezüglich der Mittenfrequenz f_m angeben. Zur Beurteilung der Impedanzbandbreite wird in dieser Arbeit ein Wert von $\Gamma_{ein} \leq -10dB$ angenommen.

3.2.4 Polarisation

Die Orientierung des von der Antenne erzeugten elektromagnetischen Feldes wird durch die Polarisation der Antenne beschrieben. Die Polarisation einer elektromagnetischen Welle ist die Kurve, die die Spitze des elektrischen Feldvektors in Ausbreitungsrichtung gesehen beschreibt. Man unterscheidet zwischen linearer (LP), zirkularer (CP) sowie elliptischer Polarisation. Die zirkulare Polarisation kann weiterhin in rechtszirkulare (RHCP) und linkszirkulare (LHCP) Polarisation aufgeteilt werden. Sowohl die zirkulare als auch die lineare Polarisation sind Spezialfälle der elliptischen Polarisation. Bei zirkularer Polarisation sind die Beträge der beiden Achsen der Polarisationsellipse gleich groß. Im Falle einer linearen Polarisation wird eine Achse der Ellipse zu Null. Je nach Anforderung der terrestrischen und satellitengestützten Dienste werden für die Funkübertragung unterschiedliche Polarisationen des Feldes verwendet. Lineare Polarisation wird für die meisten terrestrischen Dienste verwendet, da sich entsprechende linear polarisierte Antennen leicht realisieren lassen. Satellitenkommunikation bedient sich dagegen häufig der zirkularen Polarisation. Eine linear polarisierte elektromagnetische Welle erfährt beim Durchgang durch die Ionosphäre eine Drehung, sodass die Welle auf der Erdoberfläche zwar immer noch linear polarisiert ist, die Richtung der Polarisation jedoch nicht mehr mit der ursprünglichen Richtung übereinstimmt. Die Polarisation der auf der Erde befindlichen Empfangsantennen muss daher an die einfallende Welle angepasst werden. Schlecht ausgerichtete Antennen verursachen zusätzliche Polarisationsverluste. Die Verluste entfallen bei der Verwendung zirkularer Polarisation, da diese sogenannte *Faraday Rotation* der Polarisationsebene bei ebenfalls zirkular polarisierter Empfangsantenne nun keinen Einfluss auf die empfangene Leistung mehr hat [12].

Im Fernfeld einer Antenne stehen die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten rechtwinklig zueinander und auch jeweils rechtwinklig zur Ausbreitungsrichtung. Die Betrachtung des elektrischen Feldvektors führt auf die Polarisationsseigenschaften der elektromagnetischen Welle.

Eine ebene Welle, die sich in positive z-Richtung ausbreitet wird beschrieben durch [42]

$$\mathbf{E}(z, t) = \Re \{ \mathbf{E}_0(\omega_0) e^{j(\omega_0 t - \beta z)} \} \quad (3.40)$$

mit dem sogenannten Jones-Vektor

$$\mathbf{E}_0(\omega_0) = |E_{0x}(\omega_0)| e^{j\Phi_x(\omega_0)} \mathbf{e}_x + |E_{0y}(\omega_0)| e^{j\Phi_y(\omega_0)} \mathbf{e}_y \quad (3.41)$$

Damit lässt sich das elektrische Feld als

$$\mathbf{E}(z, t) = |E_{0x}(\omega_0)| \cos(\omega_0 t - \beta z + \Phi_x) \mathbf{e}_x + |E_{0y}(\omega_0)| \cos(\omega_0 t - \beta z + \Phi_y) \mathbf{e}_y \quad (3.42)$$

beschreiben. $E_{0x}(\omega_0)$ und $E_{0y}(\omega_0)$ sind die Amplituden der Feldkomponenten in x- bzw. y-Richtung. Die Phasenbeziehung $\Delta\Phi = \Phi_y - \Phi_x$ bestimmt das Auftreten von linearer oder zirkularer Polarisation.

- Lineare Polarisation:

$$\Delta\Phi = \Phi_y - \Phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.43)$$

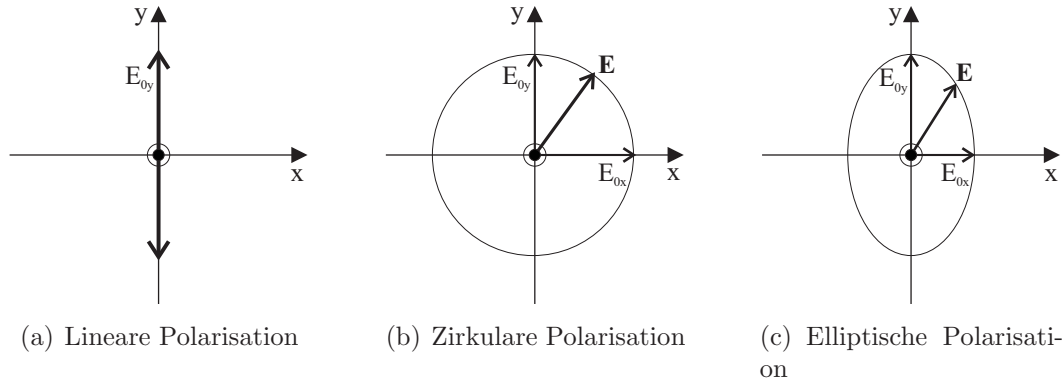


Abbildung 3.3: Polarisation des elektrischen Feldes

Die Spitze des E-Feldvektors beschreibt eine Linie in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Falls die E_{0x} Komponente Null ist, entsteht eine vertikale Polarisation (siehe **Abbildung 3.3a**).

- Zirkulare Polarisation

$$\Delta\Phi = \Phi_y - \Phi_x = \begin{cases} +(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (RHCP) \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (LHCP) \end{cases} \quad (3.44)$$

Wenn die Komponenten des elektrischen Feldes gleich groß sind ($E_{0x} = E_{0y}$) und die Phasenverschiebung bezüglich der Zeit $\pi/2$ beträgt, ist die Welle zirkular polarisiert. Je nach Vorzeichen der Phasendifferenz unterscheidet man zwischen rechts zirkularer (RHCP) und links zirkularer (LHCP) Polarisation. Die Spitze des E-Feldvektors beschreibt einen Kreis.

- Elliptische Polarisation entsteht unter folgenden Voraussetzungen

1. Die Phasenverschiebung zwischen den Feldkomponenten E_{0x} und E_{0y} beträgt ein ungeradzahliges Vielfaches von $\pi/2$ (wie bei der zirkularen Polarisation) und deren Amplituden sind unterschiedlich.

$$\Delta\Phi = \Phi_y - \Phi_x = \begin{cases} +(\frac{1}{2} + 2n)\pi \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi \end{cases} \wedge E_{0x} \neq E_{0y} \quad (3.45)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.46)$$

2. Die Phasenverschiebung zwischen den Feldkomponenten E_{0x} und E_{0y} ist *kein* Vielfaches von $\pi/2$. Die Amplituden können in diesem Fall beliebig (also auch gleich) groß sein.

$$\Delta\Phi = \Phi_y - \Phi_x \neq \pm n\frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.47)$$

Reine lineare oder zirkulare Polarisationen sind Idealfälle, die in der Praxis nicht vorkommen. Jede Welle ist also mehr oder weniger elliptisch polarisiert. Die Spitze des Feld-

vektors beschreibt eine geneigte Ellipse. Ein Maß für die Polarisationsreinheit ist das Achsenverhältnis der Polarisationsellipsen (engl: *Axial Ratio* (AR)), vgl. **Abbildung 3.3c**:

$$AR = \frac{\text{große Achse}}{\text{kleine Achse}} = \frac{E_{0x}}{E_{0y}}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (3.48)$$

$$AR_{dB} = 20 \log AR \text{ [dB]} \quad (3.49)$$

Bei reiner linearer Polarisation verschwindet beispielsweise E_{0y} , sodass das Axial Ratio unendlich groß wird. Bei zirkularer Polarisation sind beide Achsen gleich groß, d.h. $E_{0x} = E_{0y}$ bzw. $AR = 1$ (0dB). Bei einem Axial Ratio von 3dB beträgt das Achsenverhältnis $AR = \sqrt{2}$, d.h in der Hauptpolarisationsrichtung wird doppelt so viel Leistung übertragen wie in der dazu orthogonalen Polarisationssebene. Eine oft verwendete Konvention ist, dass zirkular polarisierte Antennen innerhalb ihrer Bandbreite ein AR von 3 dB aufweisen müssen.

Eine alternative Definition des Axial Ratio ergibt sich, wenn man von der Tatsache ausgeht, dass sich jede beliebige Polarisation als eine Überlagerung von rechts- und linkszirkularer Polarisation darstellen lässt. Bezeichnet man mit E_R bzw. E_L die Amplituden eines rechts- bzw- linkszirkular polarisierten elektrischen Feldes, erhält man für das Axial Ratio [46]

$$AR = \frac{E_R/E_L + 1}{E_R/E_L - 1} = \frac{r_C + 1}{r_C - 1} \quad , \quad (3.50)$$

wobei r_C das Verhältnis der beiden zirkularen Komponenten darstellt.

Kapitel 4

Numerische Antennensimulation

Die in dieser Arbeit untersuchten Antennen, sowie die Messaufbauten zur Bestimmung der HF-Eigenschaften von photovoltaischen Solarzellen wurden mit Hilfe von numerischen Simulationen berechnet. Hierfür wurde das Programm CST Microwave Studio® (MWS) verwendet, mit dem sich detaillierte Antennenmodelle mit hoher Genauigkeit berechnen lassen. Die Simulation und Optimierung von Einspeisenetzwerken, zum Beispiel aus Mikrostreifenleitungen, wurde mit Agilent Advanced Design System® (ADS) durchgeführt. Da die zugrunde liegenden Methoden der verwendeten Programme hinreichend dokumentiert sind, erfolgt an dieser Stelle lediglich eine knappe Beschreibung der Programme, sowie deren Anwendung auf Antennensimulationen.

4.1 CST Microwave Studio

Das Programm Microwave Studio zur Berechnung dreidimensionaler elektromagnetischer Felder basiert auf der *Finite Integration Technique* (FIT), die von Weiland in den 70er Jahren entwickelt wurde [1]. Diese Methode berechnet die diskretisierten Maxwell'schen Gleichungen in Integralform im Zeitbereich. Hierfür ist es zunächst notwendig, das Antennenmodell, welches aus Materialien mit unterschiedlichen Leitfähigkeiten, Permittivitäten und Permeabilitäten bestehen kann, sowie den umgebenden Raum (Vakuum) zu diskretisieren. Das Simulationsvolumen wird in ein System aus zwei zueinander dual-orthogonalen Gittern unterteilt, das aus einer Vielzahl von Elementarzellen besteht (siehe **Abbildung 4.1**). Auf den Kanten des primären Gitters werden mit der FIT-Methode die elektrischen Feldstärken $E_{in}(i = x, y, z)$ berechnet. Senkrecht auf den Flächen, die durch die Seiten des primären Gitterwürfels gebildet werden, stehen die magnetischen Flussdichten B_i , die aus einer numerischen Lösung der zweiten Maxwell'schen Gleichung (Induktionsgesetz)

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \int \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.1)$$

resultieren. Hierzu wird das Integral über die elektrische Feldstärke durch die Summe der vier diskreten Feldkomponenten auf den Gitterkanten ersetzt. In ähnlicher Weise sind auf den Kanten des dualen Gitters die magnetischen Feldstärken definiert. Die elektrische Flussdichte, die sich aus der ersten Maxwell'schen Gleichung ergibt, steht auch hier senkrecht auf den Gitterflächen. Mit dieser Vorgehensweise erhält man schließlich ein System

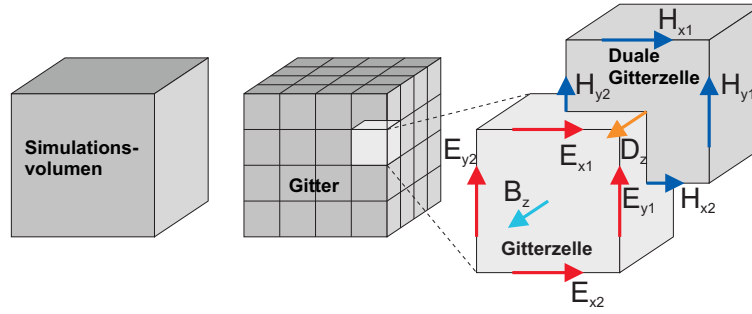


Abbildung 4.1: FIT-Methode, nach [1]

von sogenannten Maxwell-Gittergleichungen (*Maxwell's Grid Equations*, MGE's). Wie bereits erwähnt erfolgt die Berechnung der Felder auf den Gitterkanten im Zeitbereich. Die Ableitungen bezüglich der Zeit in den Maxwell'schen Gleichungen werden durch zentrale Differenzen ersetzt. Das bedeutet, dass zur Berechnung einer aktuellen Feldgröße sowohl die elektrischen als auch die magnetischen Feldwerte des vorangegangenen Zeitschrittes verwendet werden.

Anhand der in **Abbildung 4.1** dargestellten Gitterzelle soll diese Vorgehensweise verdeutlicht werden.

- Das Induktionsgesetz (4.1) wird zunächst auf dem Gitter diskretisiert

$$(E_{y2} + E_{y1} - E_{y1} - E_{x2}) ds = -\frac{d}{dt} B_z dA ,$$

wobei ds die Kantenlänge und dA eine Seitenfläche des Würfels ist.

- Der Differential-Operator bezüglich der Zeit auf der rechten Seite wird durch einen Differenzenquotient ersetzt. Die Felder werden zu den aufeinander folgenden Zeitpunkten t_1 und t_2 betrachtet:

$$(E_{y2}^{t1} + E_{y1}^{t1} - E_{y1}^{t1} - E_{x2}^{t1}) ds = -\frac{B_z^{t2} - B_z^{t1}}{\Delta t} .$$

- Die obige Gleichung kann nun umgestellt werden, sodass man den aktuellen Wert der magnetischen Flussdichte erhält:

$$B_z^{t2} = B_z^{t1} - \Delta t (E_{y2}^{t1} + E_{y1}^{t1} - E_{y1}^{t1} - E_{x2}^{t1}) ds .$$

Diese Vorgehensweise wird als *Leap-Frog* (Bocksprung) Algorithmus bezeichnet. Bei einer Anregung mit einem gaußförmig modulierten Sinussignal kann mit diesem Verfahren, verbunden mit einer Fourier-Transformation, eine breitbandige Berechnung der elektromagnetischen Felder erfolgen.

In der Praxis ist das räumlich und zeitlich diskretisierte Simulationsgebiet begrenzt. Am Rand des Simulationsvolumens müssen daher zuvor definierte Randbedingungen von den elektrischen und magnetischen Feldern erfüllt werden. Hierfür stehen in MWS elektrische und magnetische Wände sowie ein offener Rand zur Verfügung. Diese offene Randbedingung ist für Antennensimulationen unbedingt erforderlich, um eine Abstrahlung zu

ermöglichen. Die in MWS implementierte *Perfectly Matched Layer* (PML) Randbedingung stellt einen reflexionsfreien Abschluss des Simulationsvolumens dar. In dem verlustbehafteten PML-Medium wird die Leistung einer einfallenden Welle absorbiert. Darüber hinaus ist es mit Hilfe innovativer Verfahren (*Perfect Boundary Approximation*, PBA und *Thin Sheet Technique*, TST) möglich die in **Abbildung 4.1** angedeuteten Gitterzellen mit unterschiedlichen Materialien zu füllen, womit der Diskretisierungsaufwand bei kleinen und dünnen Strukturen deutlich reduziert wird. Zusammenfassende Darstellungen über die Eigenschaften von Microwave Studio sind in [15], [13] und [14] zu finden. Einzelheiten zu MGE's, PML und PBA sind in [4], [68] und [62] erläutert.

4.1.1 Modellierung

MWS bietet eine grafische Benutzeroberfläche, mit deren Hilfe komplexe geometrische Figuren erstellt werden können. Hierfür stehen eine Reihe grundlegender Körper, wie z.B. Quader, Kugel oder Zylinder zur Verfügung, die auch in vielfältiger Weise miteinander kombiniert werden können. Die erstellten Modelle können vollständig parametrisiert werden, sodass der Einfluss des Designs auf bestimmte Antenneneigenschaften gezielt untersucht werden kann. Damit verbunden ist auch die Möglichkeit der automatischen Optimierung, die in dieser Arbeit ausgiebig genutzt wurde. Für eine realitätsnahe Nachbildung können den Körpern verschiedene Materialeigenschaften (Leitfähigkeit, Permittivität, Permeabilität, Verluste) zugeordnet werden. Die Erzeugung des für die Berechnung notwendigen Gitters geschieht weitgehend automatisch, jedoch kann die Dichte der Gitterlinien, bzw. die Anzahl der Gitterzellen beeinflusst werden. Die aktuelle Version 5 bietet zudem die Möglichkeit des „Sub-Griddings“: detailliert darzustellende Strukturen können mit einem lokal begrenzten feinerem Gitter versehen werden.

Wie später im Abschnitt 6.2 gezeigt wird, können die Solarzellenflächen in guter Näherung als idealleitende Flächen nachgebildet werden.

4.1.2 Anregung

Drei verschiedene Anregungsarten stehen in Microwave Studio zur Verfügung

- einfallende ebene Welle (*Plane Wave*)
- Wellenleitertor (*Waveguide Port*)
- diskrete Quelle (eingepprägter Strom, Spannung oder Leistung)

Für die Antennensimulation werden die beiden letztgenannten Anregungen verwendet. Bei der Anregung mit einem Waveguide Port wird die Antenne mit dem auf einem Wellenleiter ausbreitungsfähigen Mode angeregt. Dies erfordert beispielsweise die Modellierung einer Mikrostreifenleitung als Speisetzwerk. Mit einem diskreten Port dagegen kann die Antenne direkt in ihrem Fußpunkt mit einem eingepprägten Strom angeregt werden. So kann beispielsweise bei Schlitzstrahlern oder schlitzgekoppelten Antennen die Anregung direkt an gegenüberliegenden Kanten des Schlitzes erfolgen. Auf diese Weise können bereits Aussagen über die Abstrahlcharakteristik und den Antennenwirkungsgrad getroffen

werden. Ein Einspeise- oder Anpassungsnetzwerk, das zur Beurteilung der Bandbreite bezüglich der Impedanz erforderlich ist, kann anhand der gewonnenen S-Parameter separat berechnet werden (siehe Abschnitt 4.3).

4.1.3 Auswertung

Microwave Studio bietet vielfältige Möglichkeiten zur Untersuchung der Antenneneigenschaften. Aufgrund der Anregung im Zeitbereich mit einem gaußförmig modulierten Sinussignal können die S-Parameter über eine Fourier-Transformation breitbandig dargestellt werden. Die elektrischen und magnetischen Felder, Fernfelder sowie Oberflächenströme auf leitfähigen Flächen (Streifenleitung, Antennen-Patch) können in unterschiedlicher Weise visualisiert werden. Insbesondere die Betrachtung des Nahfeldes und der Oberflächenströme erlaubt eine Untersuchung der Funktionsweise der Antenne. In der Fernfelddarstellung werden automatisch Informationen zur Antennenpolarisation (Axial Ratio) und zum Antennenwirkungsgrad geliefert.

4.2 Agilent Advanced Design System

Neben Microwave Studio wurde das Softwarepaket Agilent Advanced Design System (ADS) zur Antennenentwicklung verwendet. ADS ist ein äußerst umfangreiches Werkzeug zur Schaltungs- und Systemsimulation aus allen Bereichen der Kommunikationstechnik. Neben linearen und nichtlinearen Simulationen im Frequenzbereich, können ebenso Berechnungen im Zeitbereich durchgeführt werden. Auf der physikalischen Ebene können planare Leitungsstrukturen (z.B. Antennen, Leitungen, Koppler etc.) aus der Mikrowellentechnik mit Hilfe der Momentenmethode simuliert werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird ADS zur Berechnung und Optimierung von Leitungsnetzwerken zur Antennenanpassung eingesetzt. Hierfür kommen beispielsweise T-Verzweigungen, Hybridkoppler und $\lambda/4$ -Transformatoren in Streifenleitungstechnik zum Einsatz. Für diese Bauteile existieren analytische Modelle, die in ADS umgesetzt wurden, sodass Netzwerke, die aus Mikrostreifenleitungskomponenten bestehen, schnell und genau berechnet werden können.

4.3 Optimierung von Antennen und Speiseleitungen

In vielen Fällen muss die Impedanz, die eine Antenne in ihrem Speisepunkt besitzt (Fußpunktimpedanz) mit Hilfe eines Anpassungsnetzwerkes in die Ausgangsimpedanz der angeschlossenen Quelle transformiert werden, um eine Leistungsanpassung zu erzielen¹. Der Speisepunkt von planaren Antennen, wie sie in dieser Arbeit behandelt werden, ist die Stelle, an der die leitungsgeführte Welle auf das Antennenpatch eingekoppelt wird. Dies ist bei einer galvanischen Kopplung die Drahtverbindung zwischen dem Ende der Speiseleitung und dem Antennenpatch. Bei aperturgekoppelten Antennen liegt der Speisepunkt in der Mitte des Schlitzes, der die Kopplung zwischen Leitung und Patch herstellt.

¹Im Falle einer komplexen Impedanz müssen Quellen-Ausgangswiderstand und Antennen-Einßangswiderstand konjugiert komplex zueinander sein.

Im Prinzip kann eine komplette planare Antenne inklusive einem Speisennetzwerk aus Mikrostreifenleitungen mit MWS simuliert und optimiert werden. In diesem Fall müsste beispielsweise die Breite oder Länge von Transformationsleitungen verändert werden, um eine optimale Anpassung zu finden. Diese Vorgehensweise erfordert jedoch jedesmal die Berechnung der kompletten Antenne, obwohl lediglich das Speisennetzwerk modifiziert wurde. Damit verbunden ist ein erheblicher Rechen- und Zeitaufwand. Da bei dieser Vorgehensweise die Antenne an sich unverändert bleibt, kann auch ein anderer Weg zur Optimierung beschritten werden, indem die Fußpunktimpedanz der Antenne und das Speise- und Anpassungsnetzwerk getrennt berechnet werden. Die Berechnung der Fußpunktimpedanz erfolgt in diesem Fall mit MWS. Das Anpassungsnetzwerk wird mit ADS nachgebildet, wobei die in MWS berechnete Impedanz den Abschluss der Leitung darstellt.

Die Fußpunktimpedanz der Antenne kann mit MWS auf unterschiedliche Weise ermittelt werden, wie in **Abbildung 4.2** am Beispiel eines Schlitzstrahlers gezeigt wird. Im einfachsten Fall kann zwischen den gegenüberliegenden Kanten des Schlitzes ein diskreter Port eingefügt werden (**Abbildung 4.2a**). Damit wird eine Quelle mit 50Ω Innenwiderstand repräsentiert, die einen Strom in die zu simulierende Struktur einprägt. Dieser sogenannte diskrete Port stellt eine sehr vereinfachte Möglichkeit zur Antennenanregung dar. Eine realitätsnähere Anregung ist in **Abbildung 4.2b** dargestellt. Dort ist das Ende der Mikrostreifenleitung galvanisch mit einer Kante des Schlitzes verbunden. Dieser Kurzschluss zwischen Leitung und Schlitz (Masse) kann auch durch eine $\lambda/4$ lange leerlaufende Stichleitung realisiert werden, die über den Schlitz hinaus geht (**Abbildung 4.2c**). Die Bezugsebene zur Berechnung der S-Parameter befindet sich nun am Anfang der Leitung (in **Abbildung 4.2** an der unteren Substratkante). Die Impedanz bzw. die S-Parameter im Speisepunkt der Antenne (d.h. in der Mitte des Koppelschlitzes) können durch eine Verschiebung („Deembedding“) der Bezugsebene ermittelt werden.

Die Berechnung der kompletten Antenne wird nun folgendermaßen separiert:

1. Berechnung der Schlitzantenne mit diskretem Port: Nach Abschluss der Simulation stehen die Streuparameter am Speisepunkt der Antenne zur Verfügung. Ein Leitungsnetzwerk zur Ankopplung und Anpassung ist dabei nicht berücksichtigt.
2. Berechnung der Speiseleitung mit ADS: In der Praxis muss die Anregung der Antenne jedoch über eine Leitung erfolgen. In Abhängigkeit von der Leitungsbreite (und dem damit verbundenen Wellenwiderstand der Leitung) und der Leitungslänge wird die Fußpunktimpedanz in einen anderen Wert am Leitungsende transformiert. Diese Transformationseigenschaft der Leitung kann nun separat mit ADS und den zuvor berechneten S-Parametern untersucht werden, sodass es möglich ist, ein passendes Einspeisennetzwerk für die Antenne zu entwerfen.

In **Abbildung 4.3a** ist das MWS Modell einer Schlitzantenne dargestellt, deren Fußpunktimpedanz zunächst mit MWS unter Verwendung eines diskreten Ports berechnet wurde. Im nächsten Schritt (**Abbildung 4.3b**) wurden die S-Parameter dieser Impedanz im Touchstone Format in eine ADS Simulation eingefügt. Dort können nun Leitungen, die in ADS als analytische Modelle vorliegen, an das Eintor mit den S-Parametern aus MWS angeschlossen werden. Falls die Leitung an ihrem Ende mit dem Schlitz verbunden ist (Kurzschluss gegen Masse), muss in der ADS Simulation der mit „Ref“ gekennzeichnete

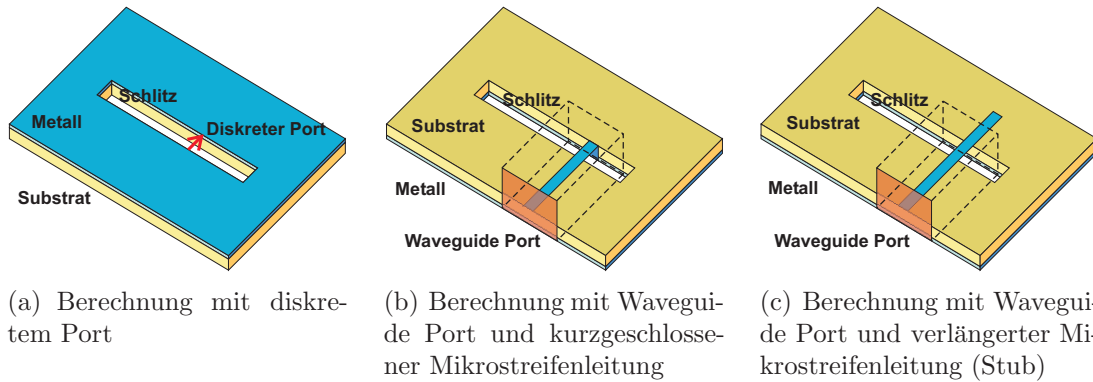


Abbildung 4.2: Berechnung der Fußpunktimpedanz eines Schlitzstrahlers.

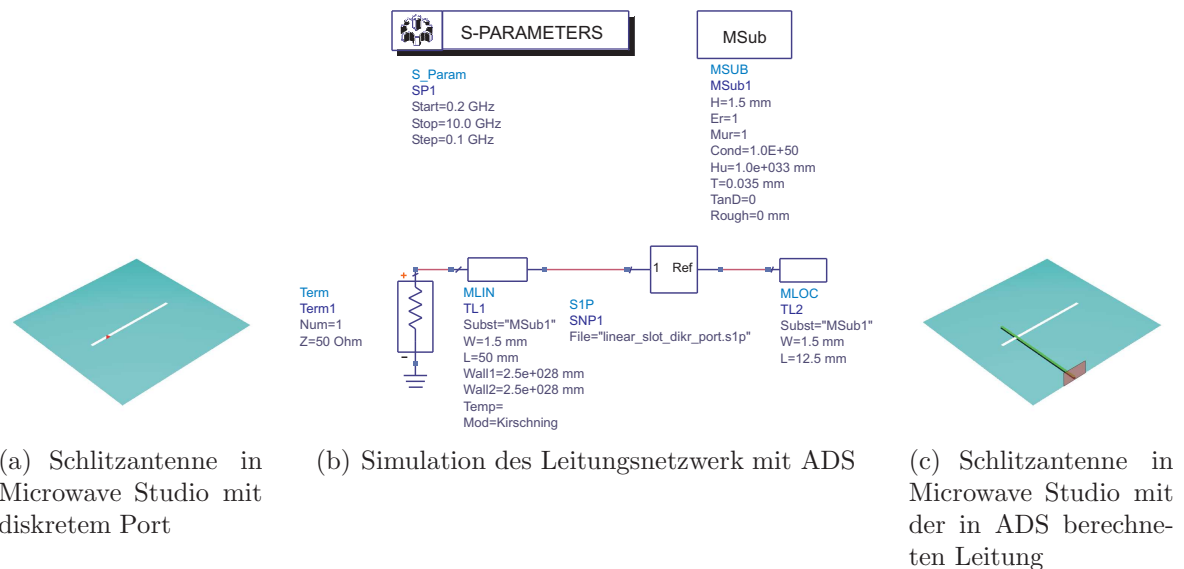


Abbildung 4.3: Modell einer einfachen Schlitzantenne in Microwave Studio und Berechnung der Speiseleitung mit ADS.

Anschluss des Eintors an Masse gelegt werden. In diesem Beispiel wird jedoch, wie oben beschrieben, der Kurzschluss durch eine Stichleitung ersetzt, die nun an dem „Ref“-Pin angeschlossen wird. Damit wird eine Serienschaltung aus Speiseleitung, Schlitz (Eintor) und Stichleitung realisiert. Zur Kontrolle können die mit ADS gefundenen Leitungen in einer MWS Simulation eingefügt werden (**Abbildung 4.3c**).

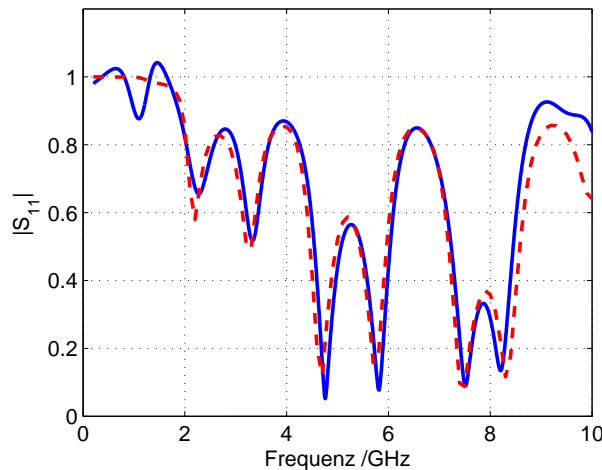


Abbildung 4.4: Reflexionsfaktor der Schlitzantenne mit Speiseleitung.
 — Microwave Studio Simulation (Diskr. Port mit Leitung und Stichleitung)
 - - ADS Simulation (S-Parameter des Schlitzes aus MWS)

Ein Vergleich der in ADS berechneten Leitung mit einer MWS Simulation, in der die Anregung ebenfalls über eine identische Leitung erfolgt, zeigt eine sehr gute Übereinstimmung der Ergebnisse. In **Abbildung 4.4** ist der resultierende Reflexionsfaktor am Leitungsende dargestellt.

Je genauer der Ort der Antennenanregung nachgebildet wird, desto besser stimmen die Ergebnisse der ADS Leitungsoptimierung mit den Ergebnissen einer MWS Simulation überein. Wie später bei der Berechnung von Solarzellen-Antennen noch zu sehen sein wird, ergibt die genaue Nachbildung der Speisezone mit MWS zusammen mit der Leitungsoptimierung und Anpassung aus ADS sehr genaue Ergebnisse, die sich auch mit Messwerten gut decken. Daher kann es in vielen Fällen erforderlich sein, ein Modell zu verwenden, das die Antennenanregung mit einem kurzen Leitungsstück entsprechend **Abbildung 4.2b,c** berücksichtigt. Auch in diesem Fall gibt es eine Bezugsebene für die Berechnung der S-Parameter, sodass eine Optimierung des Speisenetzwerkes mit ADS erfolgen kann.

Das hier dargestellte Verfahren lässt sich auch auf Antennen mit mehreren Speisepunkten übertragen. Für die Leitungsoptimierung werden dann entsprechende N-Tor S-Parameter verwendet. Damit lässt sich die Zusammenschaltung der einzelnen Speisepunkte mit Leistungsteilern, Transformationsgliedern usw. rasch mit ADS entwickeln.

Kapitel 5

Planare Antennen

5.1 Einleitung

Im Kapitel 1.3 wurden bereits einige Ansätze zur Kombination von Antennen und Solarzellen erläutert. Darin sind beide als funktionelle Einheiten stets voneinander getrennt, das heißt, die Solarzellen übernehmen nicht die Funktion von Antennen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird jedoch eine möglichst vollständige Integration von Solarzellen und Antennen angestrebt. Dabei kann ein unterschiedlicher Grad der Integration erzielt werden. In **Abbildung 5.1** wird der Integrationsgrad veranschaulicht.

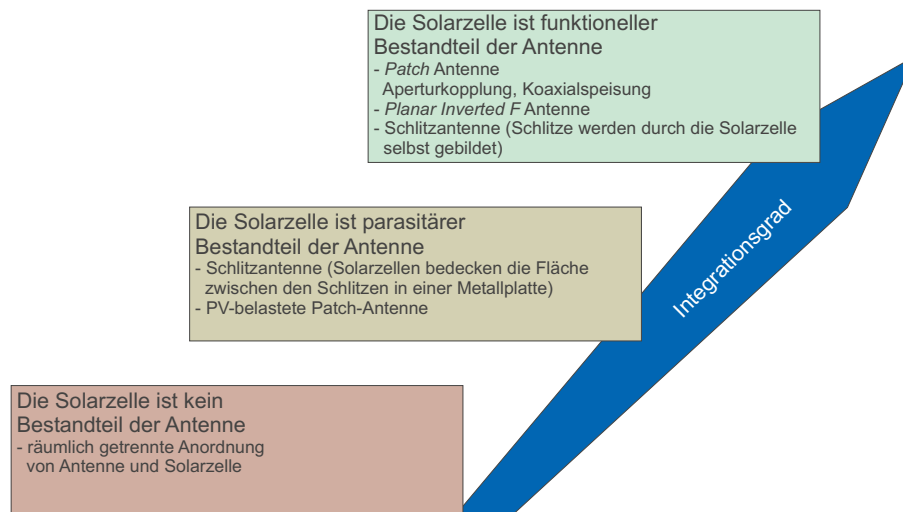


Abbildung 5.1: Integrationsgrad von Solarzellen-Antennen

- Der unterste Integrationslevel kennzeichnet eine räumlich benachbarte Anordnung von Solarzellen und Antennen. Hier können nahezu beliebige Antennenformen mit Solarzellen kombiniert werden, ohne sich nennenswert gegenseitig zu stören. Somit unterliegen sowohl Solarzellen als auch Antennen nur geringen Einschränkungen hinsichtlich ihrer Gestaltung.
- Eine höhere Integration stellen Antennen dar, bei denen die Solarzellen aufgrund einer räumlich eng benachbarten Anordnung als parasitäre Elemente wirken. Ge-

genüber der untersten Integrationsstufe kann hier die Freiheit im Antennendesign nicht mehr aufrecht erhalten werden. Die Antenne muss so konstruiert werden, dass sie möglichst unempfindlich gegenüber zusätzlich vorhandenen Solarzellen ist. Daher würden diese Antennen auch ohne Solarzellen funktionieren.

- Eine vollständige Integration ist schließlich erreicht, wenn die Solarzelle selbst ein funktioneller Bestandteil der Antenne ist. Die Solarzelle bzw. deren leitfähige Kontakte stellen die Antenne dar. Hier können Solarzellen und Antennen nicht mehr funktionell voneinander getrennt werden.

Aufgrund der Solarzellenstruktur bieten sich vornehmlich planare Antennen zur Integration mit Solarzellen an. In den folgenden Kapiteln werden verschiedene planare Antennenformen vorgestellt. Die hochfrequenten Eigenschaften photovoltaischer Solarzellen werden anschließend in Kapitel 6 diskutiert, womit schließlich die Grundlagen für die Realisierung von Solarzellenantennen in Kapitel 7 geschaffen sind.

5.2 Patchantennen

Das Grundmodell einer Patchantenne besteht aus einer dünnen leitfähigen Metallfläche (Patch), die auf einem Substrat über einer Massefläche angeordnet ist. Dieses Patch kann eine beliebige Form haben. Beispielsweise können quadratische, runde oder dreieckige Formen verwendet werden, die wiederum selbst mit Schlitzten an unterschiedlichen Stellen versehen sein können. Durch die Gestaltung des Patches kann die Resonanzfrequenz, die Bandbreite sowie die Abstrahlcharakteristik durch die Entstehung unterschiedlicher Moden des Oberflächenstroms beeinflusst werden. Die Anregung des Patches kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Im einfachsten Fall erfolgt die Anregung auf der Patchebene mit einer Mikrostreifenleitung. Weitere Möglichkeiten sind die Anregungen über eine Koaxialleitung, über eine gekoppelte Mikrostreifenleitung (*proximity feed*) oder über eine Schlitzkopplung (*aperture feed*). Die verschiedenen Ankopplungen sind in **Abbildung 5.2** dargestellt. Auf aperturgekoppelte Patchantennen wird im nächsten Abschnitt eingegangen. Eine ausführliche Darstellung von Patchantennen ist beispielsweise in [74], [5] und [25] zu finden.

Patchantennen sind heutzutage weit verbreitet. Aufgrund ihrer flachen Bauform eignen sie sich hervorragend zur Integration in das Gerätegehäuse, was beispielsweise bei modernen Mobilfunktelefonen der Fall ist. Photovoltaische Solarzellen stellen ebenfalls Patches dar, sodass sich die Kombination von Solarzelle und Patchantenne in idealer Weise anbietet. Ebenso wie die Antennen werden auch Solarzellen häufig zur Stromversorgung in ein Gerätegehäuse integriert. Wird die Solarzelle nun gleichzeitig als Antenne verwendet, wird der ohnehin knappe Platz auf der Gehäuseoberfläche optimal ausgenutzt, vorausgesetzt es besteht der Bedarf einer drahtlosen Datenübertragung.

5.2.1 Aperturgekoppelte Patchantenne

Für eine effiziente Abstrahlung der elektromagnetischen Energie ist es erforderlich, das Antennenpatch auf einem dicken Substrat mit niedriger Permittivität über der Massefläche anzubringen. Andererseits erfordert die zur Anregung erforderliche Mikrostreifen-

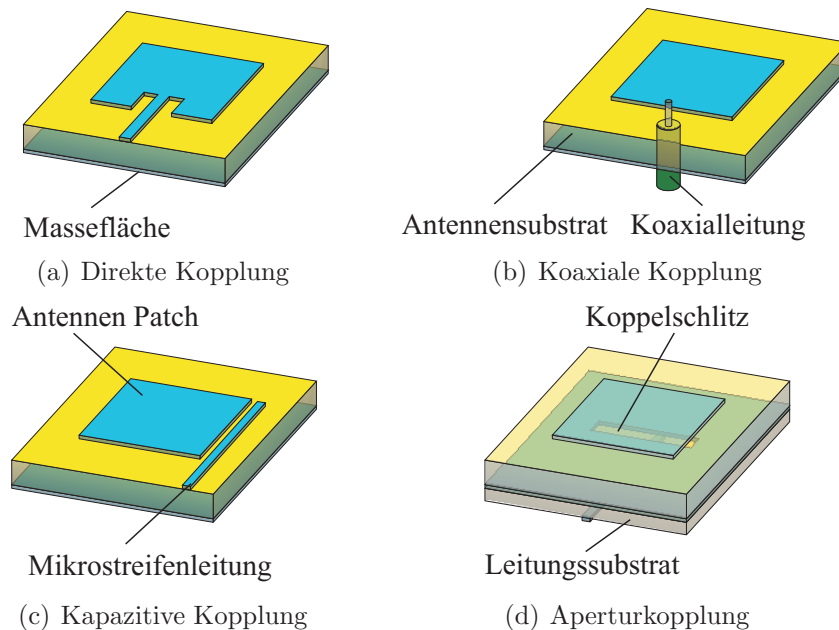


Abbildung 5.2: Ankopplung von Patchantennen.

leitung ein dünnes Substrat, um Oberflächenwellen im Substrat zu vermeiden und die Materialverluste so gering wie möglich zu halten. Befindet sich die Antennenfläche und die Leitung in der selben Ebene, sind diese Bedingungen logischerweise nicht zu erfüllen. In einem mehrschichtigen Antennenaufbau kann diesen Anforderungen jedoch Rechnung getragen werden. Wie in **Abbildung 5.2** angedeutet, besteht eine solche mehrschichtige apertur- oder schlitzgekoppelte Antenne aus einem Patch auf einem dicken Substrat über einer Massefläche. Diese Massefläche weist einen Koppelschlitz auf, über den das Antennenpatch von einer Mikrostreifenleitung, die sich unterhalb der Massefläche auf einem dünnen Substrat befindet, angeregt wird. Aufgrund der Reihenfolge des schichtartigen Aufbaus leitet sich der Bezeichnung *SSFIP* (Strip-Slot-Foam-Inverted Patch) für derartige Antennenstrukturen ab [74]. Zum Design von aperturgekoppelten Antennen gibt es zahlreiche Veröffentlichungen, die sich im Wesentlichen auf die Gestaltung des Patches sowie des Schlitzes beziehen, um die Antenne an die jeweiligen Anforderungen bezüglich Bandbreite, Polarisierung, Frequenz und Abstrahlcharakteristik anzupassen [49], [71]. Vielfach werden noch zusätzliche parasitäre Patches (entweder neben des aktiven Patches oder in einer weiteren Ebene darüber) angebracht, um Bandbreitengewinn und Multibandfähigkeit der Antenne zu erreichen.

Wenn Solarzellen als Antennenpatch verwendet werden sollen, bietet sich insbesondere die Realisierung als aperturgekoppelte Antenne an. Im Wesentlichen sind hierfür drei Gründe zu nennen

- Es ist kein direkter Kontakt zwischen der Leitung mit dem hochfrequenten Anregungssignal und den leitfähigen Flächen der Solarzelle erforderlich. Das bedeutet, dass der Strompfad des von der Solarzelle generierten Gleichstroms von dem hochfrequenten Strompfad galvanisch entkoppelt ist. Zusätzliche Maßnahmen zur Entkopplung, zum Beispiel eine Fernspeiseweiche (*Bias-T*), können daher entfallen.

Parameter	Auswirkung auf
Permittivität (ϵ_{rA}) des Antennensubstrats	Bandbreite (B) und Wirkungsgrad (η), $\epsilon_{rA} \sim B$
Dicke (d) des Antennensubstrats	Bandbreite (B) und Kopplung (K), $d \sim B$, $d \sim 1/K$
Länge (l) des Antennenpatches	Resonanzfrequenz (f_r), $l \sim 1/f_r$
Breite (b) des Antennenpatches	Resonanzfrequenz (f_r), $b \sim 1/f_r$
Permittivität des Leitungssubstrats	Abmessungen der Mikrostreifenleitung
Dicke des Leitungssubstrats	Abstrahlung der Mikrostreifenleitung und Verluste
Schlitzlänge	Kopplung des Antennenpatches (starke Auswirkung)
Schlitzbreite	Kopplung des Antennenpatches (geringe Auswirkung)
Breite der Speiseleitung	Wellenwiderstand der Leitung
Position der Leitung relativ zum Koppelschlitz	Kopplung des Antennenpatches. Maximale Kopplung bei Leitung in der Mitte und rechtwinklig zum Koppelschlitz.
Position des Patches relativ zum Koppelschlitz	Kopplung des Antennenpatches. Maximale Kopplung bei Patch zentriert über dem Koppelschlitz.

Tabelle 5.1: Auswirkung einiger Parameteränderungen auf die Eigenschaften aperturgekoppelter Patchantennen, nach [49].

- Eine direkte Kontaktierung leitfähiger Flächen der Solarzelle mit dem Innenleiter eines Koaxialkabels ist nicht erforderlich. Das Anbringen eines Drahtes auf der Unterseite der Solarzelle ist in der Praxis nur schwierig zu realisieren, da der Speisepunkt von außen für die Herstellung einer Lötverbindung nicht zugänglich ist.
- Bei der Herstellung einer aperturgekoppelten Antenne mit Solarzellen können die Zellen in bekannter Technologie auf ein Trägermaterial (Glas) laminiert werden. Die Einspeisevorrichtung mit Streifenleitungen und Koppelschlitz kann dann im nächsten Arbeitsschritt unter der Solarzelle angebracht werden.

Die aperturgekoppelte Patchantenne besitzt zahlreiche Parameter (z.B. Länge und Breite des Koppelschlitzes, Patchgröße), die einen Einfluss auf die Antenneneigenschaften ausüben. Einige Parameter sind in **Tabelle 5.1** zusammenfassend dargestellt.

5.2.2 PIFA-Antennen

Die hier vorgestellte PIFA-Antenne (*Planar Inverted F Antenna*) besteht aus einem metallischen Patch, das an einer Kante mit der darunter befindlichen Massefläche kurzgeschlossen ist (siehe **Abbildung 5.3**). Während die Patchlänge einer Antenne nach Kapitel 5.2.1 etwa $\lambda/2$ beträgt, wird durch den Kurzschluss die Länge bei der PIFA auf $\lambda/4$

verkürzt. Die Einspeisung erfolgt über den Innenleiter eines Koaxialkabels, während der Außenleiter mit der Massefläche verbunden ist. Die Position der Einspeisung bestimmt die Fußpunktimpedanz der Antenne: je näher die Kontaktierung des Speisedrahtes am Antennenkurzschluss erfolgt, desto niederohmiger ist die Eingangsimpedanz.

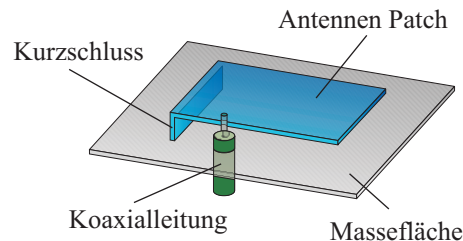


Abbildung 5.3: Planar Inverted F-Antenna (PIFA).

Für bestimmte Anwendungen kann es vorteilhaft sein, das hochfrequente Antennensignal sowie den von der Solarzelle erzeugten Gleichstrom in einer Leitung zu transportieren, sodass dadurch zusätzliche Gleichstromleitungen eingespart werden können. Eine galvanische Trennung der HF- und DC-Pfade ist nun nicht mehr gegeben. Fernspeiseweichen oder Bias-T's müssen zur Entkopplung verwendet werden. Damit der Gleichstrom über ein HF-Koaxialkabel transportiert werden kann, muss sowohl der Innen- als auch der Außenleiter mit den Polen der Solarzelle verbunden werden. Wie aus **Abbildung 5.3** hervorgeht, besteht jedoch zwischen Innenleiter und Außenleiter des Koaxialkabels für niedrige Frequenzen ein Kurzschluss. Dieser Kurzschluss kann vermieden werden, indem das Antennenpatch mit einem zusätzlichen Schlitz versehen wird, der dann über eine Solarzelle, die über dem Patch angebracht wird, „kurzgeschlossen“ wird. Die Anwendung dieser Vorgehensweise wird in Kapitel 7.2.2.1 ausführlich erläutert.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, sowohl die Einspeisung als auch den Kurzschluss der PIFA kapazitiv zu realisieren. Damit bleibt wieder die Trennung von DC- und HF-Zweig erhalten. Eine entsprechende Antenne unter Verwendung photovoltaischer Solarzellen wird in Kapitel 7.2.2.2 vorgestellt.

5.3 Schlitzantennen

Schlitzantennen bieten sich zur Integration in planare (oder auch gewölbte) Oberflächen besonders gut an. Solche Antennen können z.B. in der Außenhaut von Flugzeugen Anwendung finden. Oft werden auch UKW-Antennen als Schlitzstrahler in Rohrmasten realisiert. Eine Schlitzantenne besteht im einfachsten Fall aus einem rechteckförmigen Schlitz der Länge $l = \lambda/2$ und der Breite $w \ll l$ in einer metallischen Fläche. Wie in **Abbildung 5.4** angedeutet, kann die Anregung der Antenne mit Hilfe einer Paralleldrahtleitung erfolgen. Es ist jedoch auch möglich, eine Koaxial- oder Mikrostreifenleitung¹ zu verwenden. Ebenso können Hohlleiter oder Hohlraumresonatoren hinter dem Schlitz die

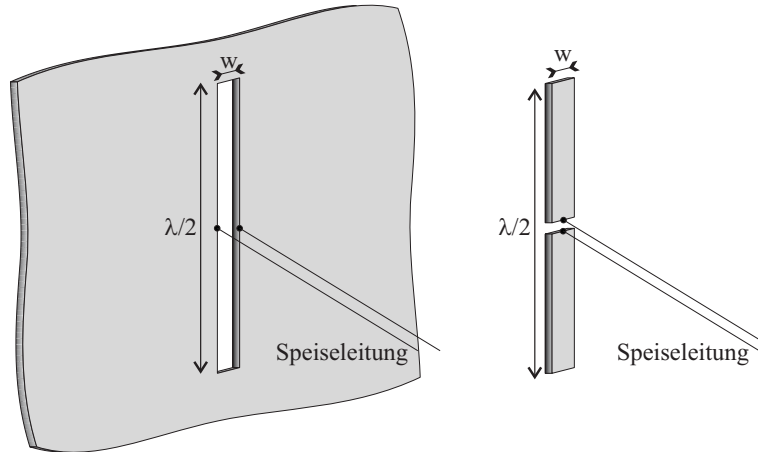


Abbildung 5.4: Schlitzzantenne und äquivalenter Dipol nach [6].

erforderliche Signalenergie zur Abstrahlung zuführen.

Die Schlitzzantenne und der Dipol aus **Abbildung 5.4** sind zueinander duale Antennenformen [73]. Während der hochfrequente Strom auf dem Dipol sein Maximum genau in der Mitte besitzt, ergibt sich bei der Schlitzzantenne das Strommaximum an der oberen und unteren Kante. Die Verhältnisse bei der Spannung sind genau umgekehrt: beim Dipol ist in der Mitte ein Minimum, während bei der Schlitzzantenne in der Mitte das Maximum liegt. Der Dipol wird demnach in einem *Strombauch* angeregt; die Schlitzzantenne jedoch in einem *Spannungsbauch*. Daraus ergibt sich, dass die Eingangsimpedanz des Dipols *niederohmig* ist und die der Schlitzzantenne *hochohmig*. Ausgehend vom Babinet'schen Prinzip² ([33], [6]) lässt sich die Impedanz einer zum Dipol dualen Schlitzzantenne gemäß

$$Z_{Dipol} Z_{Schlitz} = \frac{Z_0^2}{4} \quad (5.1)$$

berechnen. Für eine schmale Schlitzzantenne der Länge $l = \lambda/2$ ergibt sich zusammen mit dem Wellenwiderstand des freien Raum $Z_0 = 377\Omega$ und der Fußpunktimpedanz eines dualen Dipols von $Z_{Dipol} = 73\Omega$ eine Impedanz der Schlitzzantenne von $Z_{Schlitz} = 486\Omega$.

Da eine Antenne in der Regel über eine Leitung mit einem Wellenwiderstand von 50Ω gespeist wird, ist eine Schlitzzantenne zunächst einmal schlecht angepasst. Zur Anpassung muss daher eine Impedanztransformation erfolgen, die auch die Bandbreite der Antenne bestimmt. Die Impedanztransformation kann mit diskreten oder verteilten (Leitungsnetzwerke) Bauelementen erfolgen. Da die Schlitzzantenne im Prinzip aus zwei, jeweils am Ende kurzgeschlossenen koplanaren Leitungen besteht, kann der Schlitz selbst zur Impedanztransformation herangezogen werden. Je näher die Einspeisung am Leitungskurzschluss erfolgt, desto niederohmiger wird die Eingangsimpedanz der Schlitzzantenne.

¹In Abbildung 4.2 wurde bereits eine Schlitzzantenne mit Mikrostreifenleitung verwendet, um die Simulation der Fußpunktimpedanz mit MWS zu verdeutlichen.

²Das Babinet'sche Prinzip besagt, dass man das ungestörte elektromagnetische Feld eines elektrischen Dipols im freien Raum aus den folgenden beiden Komponenten zusammensetzen kann:

1. Aus dem, an einem geschlitzten Schirm gestreuten Feld des elektrischen Dipols und
2. Aus dem, an einem komplementären Schirm gestreuten Feld eines magnetischen Dipols.

Schlitzantennen können sehr gut mit Solarzellen realisiert werden. Hierfür bieten sich mehrere Varianten an, wie in **Abbildung 5.5** anhand einer Antennengruppe aus Schlitzstrahlern verdeutlicht wird.

Im einfachsten Fall können die Bereiche zwischen den Schlitzten mit kristallinen Solarzellen belegt werden. Eine solche Antenne besteht aus einer herkömmlichen planaren Antennengruppe, die aus einer metallischen, mit Schlitzten versehenen Fläche gebildet wird, wobei zur Anregung der Schlitzte ein Leitungsnetzwerk verwendet wird, das sich auf einem Substrat unter der Schlitzebene befindet (**Abbildung 5.5a**). Auf die Oberfläche der metallischen Massefläche können dann Solarzellen aufgebracht werden, die jedoch durch eine Isolierschicht von der Massefläche galvanisch getrennt sein müssen³. Zur Herstellung dieser Antenne könnte natürlich auch der umgekehrte Weg beschritten werden: im ersten Schritt werden die Solarzellen mit Ethylen-Vinylacetat (EVA) Folie auf einen Glasträger laminiert und anschließend wird die eigentliche Schlitzantenne unter das fertige Solarmodul geklebt. Hierbei wird deutlich, dass in diesem Beispiel Antenne und Solarzellen voneinander unabhängig sind und lediglich eng miteinander verbunden werden. Die Solarzellen übernehmen jedoch noch nicht die Funktion der Antennen.

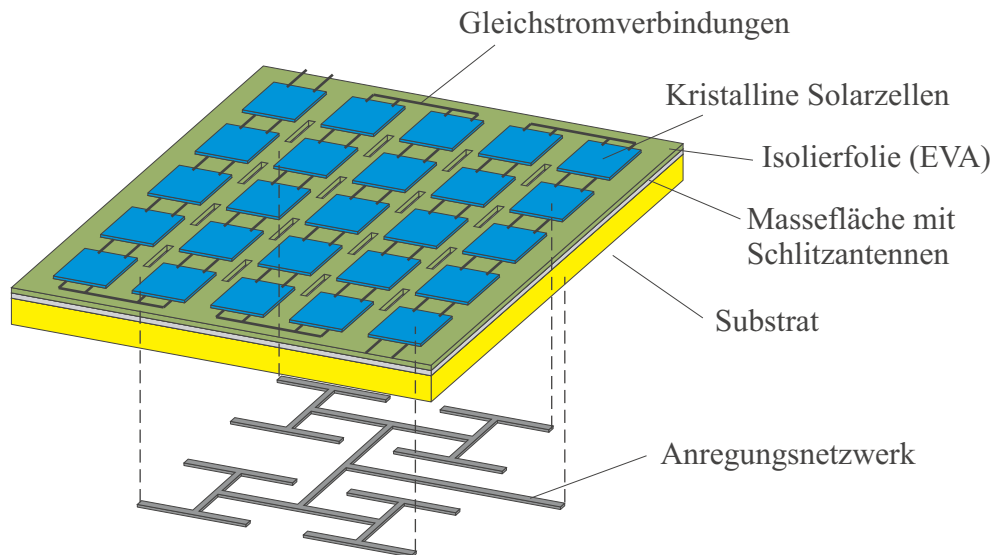
Ein höherer Integrationsgrad von Antenne und Solarzelle ergibt sich, wenn die Schlitzte selbst von der Solarzelle gebildet werden, wie es in **Abbildung 5.5b** angedeutet ist. Hierfür eignen sich vor allem Solarzellen, die in Dünnschicht-Technologie hergestellt werden. Diese Technologie eignet sich zur Herstellung großflächiger Module [53], was insbesondere vor dem Hintergrund einer Realisierung von Gruppenantennen interessant ist. Im Herstellungsprozess des Moduls wird die Oberfläche eines Trägerglases, auf die die verschiedenen Schichten der Solarzelle abgeschieden werden, mit Hilfe eines Lasers strukturiert. Dadurch wird die gesamte zur Verfügung stehende Fläche in einzelne Solarzellen unterteilt, die miteinander in Serie geschaltet sind.

Abbildung 5.6a zeigt einen Ausschnitt eines Dünnschichtmoduls. Auf ein Glassubstrat wird zunächst eine lichtdurchlässige leitfähige Schicht („Transparent Conductive Oxide“, TCO) aus Zinkoxid (SnO_2) aufgebracht, die anschließend in etwa 1cm breite Streifen mit einem Abstand von $70\mu\text{m}$ unterteilt wird. Darauf wird dann das Halbleitermaterial⁴ abgeschieden, welches abermals strukturiert und mit einem metallischen Rückseitenkontakt versehen wird. Ein isolierender Schutzlack auf der Rückseite vervollständigt schließlich den Verbund. Mit diesem Verfahren ist es möglich, die Solarzellenfläche beliebig zu formen und auch Aussparungen vorzusehen. Die Flächen aller Zellen müssen allerdings gleich sein, damit jede einzelne Zelle bei gleicher solarer Einstrahlung den gleichen Strom generiert. Andernfalls würden sich kleinere Zellen in der Reihenschaltung wie ein Verbraucher verhalten, was zu Temperaturerhöhungen führt.

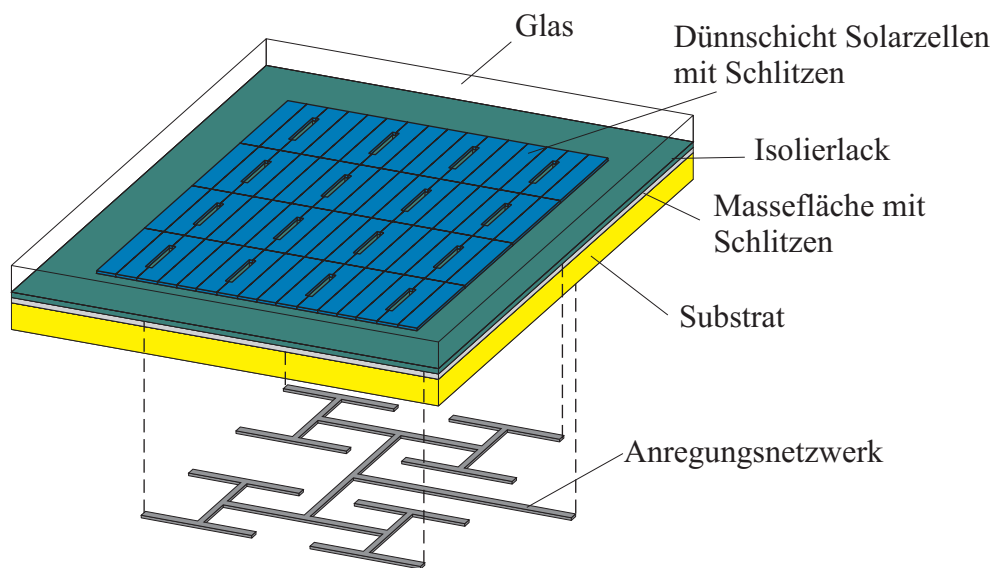
Mit diesem Verfahren können Solarzellenflächen gestaltet werden, in die die Schlitzte einer Gruppenantenne bereits integriert sind. Beispielhaft sind in **Abbildung 5.6b** einige Aussparungen als Schlitzte in den einzelnen Zellen eines Dünnschichtmoduls gezeigt. Bei der Darstellung in **Abbildung 5.5b** befindet sich unter dem Solarmodul eine Massefläche mit identischen Schlitzten, die durch eine Isolierschicht von den Solarzellen getrennt sein muss. Auf der Unterseite befindet sich wieder das Anregungsnetzwerk. Die Schlitzantenne

³Die Untersuchungen in [66] haben gezeigt, dass die Solarzellen sehr dicht an die Schlitzkanten gebracht werden können, ohne die Antenneneigenschaften zu beeinträchtigen.

⁴Zum Beispiel amorphes Silizium mit einer p-leitenden, intrinsischen und n-leitenden Schichtenfolge [53] [45], oder Kupferindiumdiselenid CIS [48]



(a) Schlitzantenne mit kristallinen Solarzellen



(b) Schlitzantenne mit Dünnschicht-Solarzellen

Abbildung 5.5: Realisierung von Schlitzstrahlern mit Solarzellen als Antennengruppe.

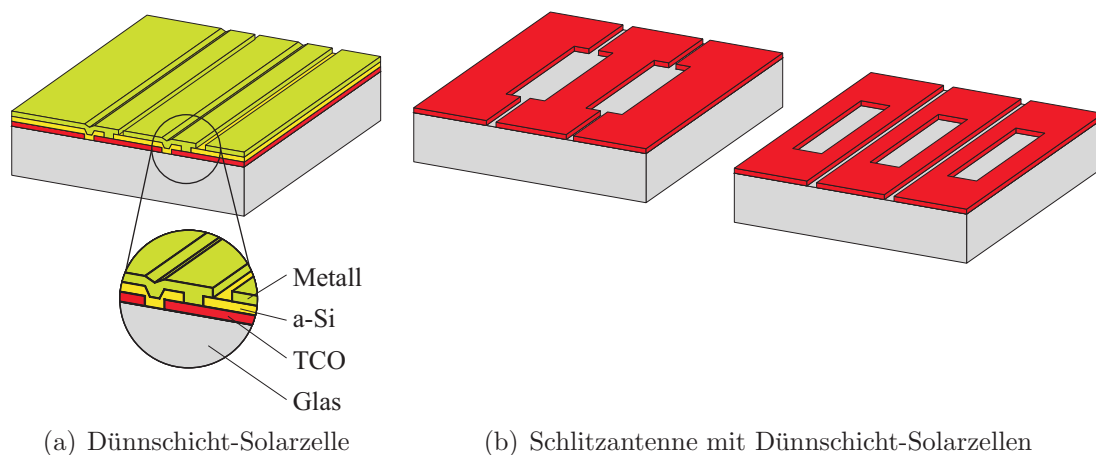


Abbildung 5.6: Realisierung von Schlitzantennen mit Solarzellen in Dünnschicht-Technologie. Aufgrund einer anschaulicheren Darstellung sind die Solarzellen so ausgerichtet, dass die Sonnenstrahlung von unten einfällt.

wird also praktisch durch eine doppelseitige Platine gebildet, auf deren Oberfläche sich ein mit Schlitz versehenes Solarmodul befindet.

Ein Solarmodul in Dünnschichttechnik verhält sich annähernd wie eine metallische Fläche, wie später in den Kapiteln 6.2 und 7.2.1 erläutert wird. Die beiden Pole der einzelnen Solarzellen werden durch die Sperrschichtkapazität für hochfrequente Ströme kurzgeschlossen. Daher kann auch auf die zusätzliche Masseplatte mit den Schlitzern verzichtet werden. Die Solarzellenfläche selbst bildet in diesem Fall die Massefläche für die Leitungen und enthält gleichzeitig die Antennenschlitze. Im Unterschied zu der Darstellung in **Abbildung 5.5b** entfällt nun die mit „Massefläche mit Schlitzern“ bezeichnete Schicht. Das Leitungssubstrat befindet sich nun direkt unter dem Isolierlack. Da die Solarzellen jetzt gleichzeitig die HF-Masse für das Anregungsnetzwerk aus Mikrostreifenleitungen darstellen, gestaltet sich die Realisierung dieser Antenne in der Praxis etwas schwieriger. Beim Übergang von der Mikrostreifenleitung am Antenneneingang auf ein koaxiales Antennenkabel muss nun der Aussenleiter direkt mit den Solarzellen verbunden werden. Dieser Übergang ist unter Verwendung der oben erwähnten Massefläche mit Schlitzern, die sich galvanisch getrennt direkt unter den Dünnschicht-Solarzellen in **Abbildung 5.5b** befindet, einfacher zu realisieren, wobei in diesem Fall auch kein galvanischer Kontakt zu den Polen der Solarzelle besteht.

5.4 Planare Gruppenantennen

Aufgrund der Anordnung der einzelnen Solarzellen zu einem Solarmodul, bestehend aus einer Vielzahl von Zellen, ist es nahe liegend, in einem solchen Modul ebenfalls eine Vielzahl von Antennen unterzubringen. Auf diese Weise entsteht eine Antennengruppe, bzw. ein Antennenarray. Antennengruppen bieten die Möglichkeit, die Richtcharakteristik nach gegebenen Anforderungen zu formen. Wenn zusätzlich die Phasenbeziehung der einzelnen Antennenelemente verändert werden kann, entstehen phasengesteuerte Gruppenantennen, die eine Änderung bzw. Schwenkung des Richtdiagramms ermöglichen. Diese Eigenschaft ist besonders für eine Antennengruppe in einem Solarmodul vorteilhaft,

da die Ausrichtung des kombinierten Antennen-Solarmoduls bezüglich der solaren Einstrahlung und der Richtung der Funkverbindung im Allgemeinen unterschiedliche Anforderungen aufweist. Mit anderen Worten: die Sonne strahlt im Allgemeinen aus einer anderen Richtung auf das Modul als die einfallenden elektromagnetischen Wellen eines Funkdienstes.

Zur Realisierung von Gruppenantennen mit Solarzellen sind mehrere Ansätze denkbar. Beispielsweise können die Solarzellen über eine Aperturkopplung als Flächenstrahler angeregt werden. In diesem Fall ist jedoch der hochfrequenten Verkopplung der Solarzellen untereinander über ihre Gleichstromverbindungen besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Dieses Problem kann umgangen werden, indem ein Solarmodul in Dünnschichttechnik mit Schlitzten als Einzelantennen verwendet wird.

Die Solarzellen stellen keine idealen Antennenelemente dar. Der Gewinn einer einzelnen Antenne kann durch einen niedrigen Antennenwirkungsgrad aufgrund von Verlusten, oder durch schlechte Abstrahlungseigenschaften aufgrund des Einflusses der Gleichstromleitungen, beeinträchtigt werden. In diesem Zusammenhang ist die Frage interessant, ob mit einer großen Anzahl von „schlechten“ Antennen trotzdem gute Antenneneigenschaften, insbesondere hohe Gewinne, erzielt werden können. Entscheidend dabei ist die Berücksichtigung einer realistischen Anregung der einzelnen Antennenelemente. Denn die hierfür erforderlichen Komponenten (Leistungsteiler, Transformationsglieder und Phasenschieber, teilweise in Streifenleitungstechnik) sind in der Praxis verlustbehaftet.

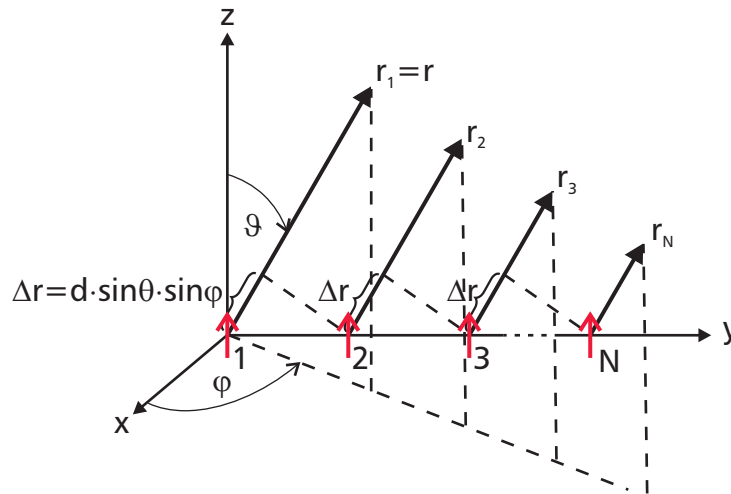


Abbildung 5.7: Lineare Antennengruppe mit N Elementen entlang der y-Achse unter Fernfeldbedingungen [6].

Zunächst wird das resultierende Feld einer Dipolreihe nach **Abbildung 5.7** betrachtet, wobei zwischen zwei benachbarten Dipolen jeweils eine Phasenverschiebung α im Anregungssignal besteht. Weiterhin werden gleiche Antennenabstände und Signalamplituden vorausgesetzt. Die gesamte elektrische Feldstärke \mathbf{E}_g der Anordnung berechnet sich aus einer vektoriellen Überlagerung der Felder jedes einzelnen Dipols. Es wird hier das Fernfeld des Dipols betrachtet, das bereits in Kapitel 3.1 hergeleitet wurde:

$$\mathbf{E}_g = \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_n = \mathbf{e}_\vartheta \frac{j Z_0 \beta (I \Delta l) \sin \vartheta}{4\pi} \sum_{n=1}^N \frac{e^{-j(\beta r_n - (n-1)\alpha)}}{r_n} . \quad (5.2)$$

Unter Fernfeldbedingungen sind die Winkel ϑ und φ zwischen der z- bzw. x-Achse und einer Geraden zum Aufpunkt für alle Dipolpositionen gleich. Der Abstand zum Aufpunkt ist in allen Fällen näherungsweise $r_n = r$. Im Phasenterm von (5.2) ist jedoch $r_n = r - (n-1)d \sin \vartheta \sin \varphi$ zu berücksichtigen. Damit ergibt sich das Fernfeld der Antennengruppe zu

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_g &= \mathbf{e}_\vartheta \frac{j Z_0 \beta (I \Delta l) \sin \vartheta}{4 \pi r} e^{-j \beta r} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)} \\ &= \mathbf{e}_\vartheta \frac{j Z_0 \beta (I \Delta l) \sin \vartheta}{4 \pi r} e^{-j \beta r} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \end{aligned} \quad (5.3)$$

wobei $\psi = (\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)$ gilt. Aus (5.3) wird deutlich, dass sich das resultierende Feld der Dipolgruppe aus der Charakteristik des einzelnen Elements und einem zusätzlichen Faktor zusammensetzt, der mit Gruppenfaktor (*Arrayfactor*, AF) bezeichnet wird.

Der Gruppenfaktor lässt sich zu

$$|AF| = \left| \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \right| = \left| \frac{\sin \left(\frac{N}{2} \psi \right)}{\sin \left(\frac{1}{2} \psi \right)} \right| \quad (5.4)$$

vereinfachen [6].

Für den Gruppenfaktor in (5.4) ergibt sich ein Maximum, wenn die Argumente der Sinus-Funktion im Zähler und Nenner gleichzeitig gegen Null gehen. Eine Grenzwertbetrachtung liefert

$$\begin{aligned} \lim_{\Psi \rightarrow 0} \frac{f(\Psi)}{g(\Psi)} &= \lim_{\Psi \rightarrow 0} \frac{f'(\Psi)}{g'(\Psi)} \\ &= \lim_{\Psi \rightarrow 0} \frac{\frac{N}{2} \cos \left(\frac{N}{2} \Psi \right)}{\frac{1}{2} \cos \left(\frac{1}{2} \Psi \right)} = N, \end{aligned} \quad (5.5)$$

sodass der Betrag des Gruppenfaktors in Hauptstrahlrichtung in diesem Fall gleich der Anzahl der Antennen ist. Die Richtung der Hauptstrahlrichtung lässt sich ebenfalls der Bedingung (5.5) ermitteln. Ein Maximum des Gruppenfaktors tritt auf, wenn (wie oben erwähnt) die Argumente der Winkelfunktionen zu Null werden. Weitere Maxima entstehen jedoch, wenn die Argumente ganzzahlige Vielfache von π betragen. Es muss also gelten:

$$\frac{\Psi}{2} = m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.6)$$

beziehungsweise

$$\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha = 2m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.7)$$

Aufgrund der Charakteristik der Elementardipole kann bezüglich der ϑ -Richtung ein Maximum in $\vartheta_{max} = 90^\circ$ vorausgesetzt werden. Falls der Antennenabstand weniger als eine

halbe Wellenlänge beträgt, existieren nur Maxima nullter Ordnung, d.h. $m = 0$ ⁵. Anhand (5.7) kann die φ -Richtung der Hauptstrahlrichtung zu

$$\varphi_{max} = \arcsin\left(\frac{-\alpha}{\beta d}\right) \quad (5.8)$$

ermittelt werden, wobei sich gemäß $\sin(x) = \sin(-\pi - x)$ zwei Hauptstrahlrichtungen $\varphi_1 = \varphi$ und $\varphi_2 = -\pi - \varphi$ symmetrisch zur Antennenebene (yz-Ebene) ergeben.

Um auf die Frage des Gewinns einer Antennengruppe zurückzukommen, kann nun ausgehend von (5.3) und mit Hilfe von (3.36) zunächst der Richtfaktor in Hauptstrahlrichtung berechnet werden (siehe Anhang B). Bei den hier betrachteten Hertz'schen Dipolen als Einzelstrahler erhält man

$$\begin{aligned} D_{i_{dB}} &= 10 \log\left(\frac{3}{2}N\right) \\ &= 10 \log\left(\frac{3}{2}\right) + 10 \log(N) \end{aligned} \quad (5.9)$$

und unter Berücksichtigung des Strahlungswirkungsgrades η_s für jede Antenne ergibt sich nach (3.37) für den Gewinn

$$\begin{aligned} G_{i_{dB}} &= 10 \log\left(\eta_s \frac{3}{2}N\right) \\ &= 10 \log\left(\eta_s \frac{3}{2}\right) + 10 \log(N) . \end{aligned} \quad (5.10)$$

Anhand dieses Gewinns wird folgendes deutlich: je größer die Anzahl der Antennen ist, desto größer wird der Gruppenfaktor und damit auch der Gewinn der Antennengruppe in Hauptstrahlrichtung. Dies gilt auch für schlechte Antennen mit einem niedrigen Strahlungswirkungsgrad. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Halbwertsbreite des Strahlungsdiagramms immer schmaler wird. Den höheren Gewinn erkaufte man sich also mit einer sehr engen Strahlungscharakteristik. Um dennoch ein möglichst großes Gebiet abzudecken, ist eine Strahlschwenkung der Antenne erforderlich, was jedoch bei Funkdiensten, die viele verstreute Teilnehmer gleichzeitig erreichen soll (*Point to Multi-point*), nicht anwendbar ist. Wenn es Vorgaben zum Öffnungswinkel der Antenne gibt, sind also dem realisierbaren Antennengewinn Grenzen gesetzt, die vom Wirkungsgrad der Antenne abhängen.

Diese Eigenschaft des stetig zunehmenden Gewinns mit steigender Antennenzahl gilt allerdings nur, falls die zur Verfügung stehende Leistung verlustlos auf die einzelnen Antennen verteilt werden kann. In der Praxis sind aber Leistungsteiler und Leitungen, die zur Anregung der Einzelstrahler erforderlich sind, verlustbehaftet. Das heisst, je mehr Leistungsteiler und je längere Leitungen benötigt werden, desto weniger Leistung steht den Antennen zur Abstrahlung zur Verfügung.

⁵Der Wertebereich der Phasendifferenz α zwischen zwei Elementarstrahlern beträgt $-\pi \leq \alpha \leq +\pi$. Im Falle $d = \lambda/2$ ergibt sich für den ersten Term auf der linken Seite von (5.7) der gleiche Wertebereich, sodass der Betrag des Arguments der Arkussinusfunktion in (5.8) nicht größer als eins werden kann. Für $m \neq 0$ existieren nur reellen Lösungen, wenn der Antennenabstand $d > \lambda/2$ beträgt. In diesem Fall können Nebenmaxima (*grating lobes*) im Diagramm des Gruppenfaktors auftreten.

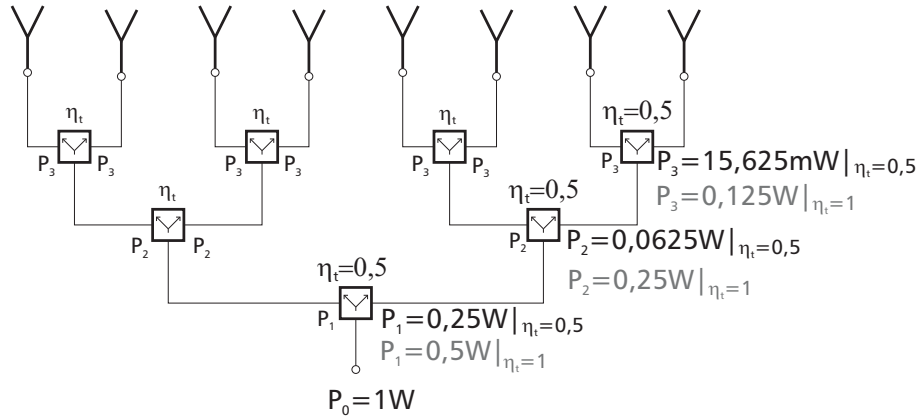


Abbildung 5.8: Antennengruppe mit verlustbehafteter Leistungsteilung.

Beispielhaft für ein Verteilnetzwerk ist in **Abbildung 5.8** eine Antennengruppe mit gemeinsamer Einspeisung dargestellt [54]. Um die Verluste des Verteilnetzwerkes zu berücksichtigen, ist es sinnvoll, diese zusätzlichen Verluste in Form eines zusätzlichen Faktors η_z anzugeben, sodass ein Gesamtwirkungsgrad $\eta_g = \eta_s \eta_z$ entsteht. Damit verbunden ist der tatsächliche Gesamtgewinn der Gruppe gemäss

$$\begin{aligned} G_{g, \text{dB}} &= 10 \log \left(\eta_g \frac{3}{2} N \right) \\ &= 10 \log \left(\eta_s \frac{3}{2} \right) + 10 \log(\eta_z N) . \end{aligned} \quad (5.11)$$

Da der zusätzliche Wirkungsgrad der Antennengruppe mit zunehmender Anzahl von Einzelstrahlern abnimmt, gilt $\eta_z = f(N)$, wobei N die Anzahl der Antennen bedeutet. Mit anderen Worten: je mehr Einzelantennen es gibt, desto ausgedehnter wird das Speisernetzwerk und desto größer sind die damit verbundenen Verluste. In **Abbildung 5.8** beträgt der Wirkungsgrad jeder Leistungsteilerstufe η_t . Die Wirkungsgrade jeder Stufe potenzieren sich, womit sich pro Einzelantenne ein zusätzlicher Wirkungsgrad von

$$\eta_z = \eta_t^{\log_2(N)} \quad (5.12)$$

ergibt.

In **Abbildung 5.8** ist der Fall $\eta_t = 0,5$ für eine Gruppe mit $N = 8$ Antennen exemplarisch dargestellt. Wenn eine Leistung von $P_0 = 1W$ in die Antennengruppe eingespeist wird, steht jeder Antenne eine Leistung von $P_{3, \eta_t=0,5} = 15,625mW$ zur Abstrahlung zur Verfügung. Im verlustlosen Fall ($\eta_t = 0$) würde sich für jede Antenne eine Leistung von $P_{3, \eta_t=1} = 0,125W$ ergeben. Der zusätzliche Wirkungsgrad wäre in diesem Fall

$$\eta_z = \frac{P_{3, \eta_t=0,5}}{P_{3, \eta_t=1}} = \eta_t^{\log_2(N)} = 0,125 . \quad (5.13)$$

In **Abbildung 5.9** ist der Gruppenfaktor in Hauptstrahlrichtung unter Berücksichtigung der Verluste im Verteilnetzwerk gemäß (5.11) und (5.12) dargestellt. Daran wird folgendes deutlich:

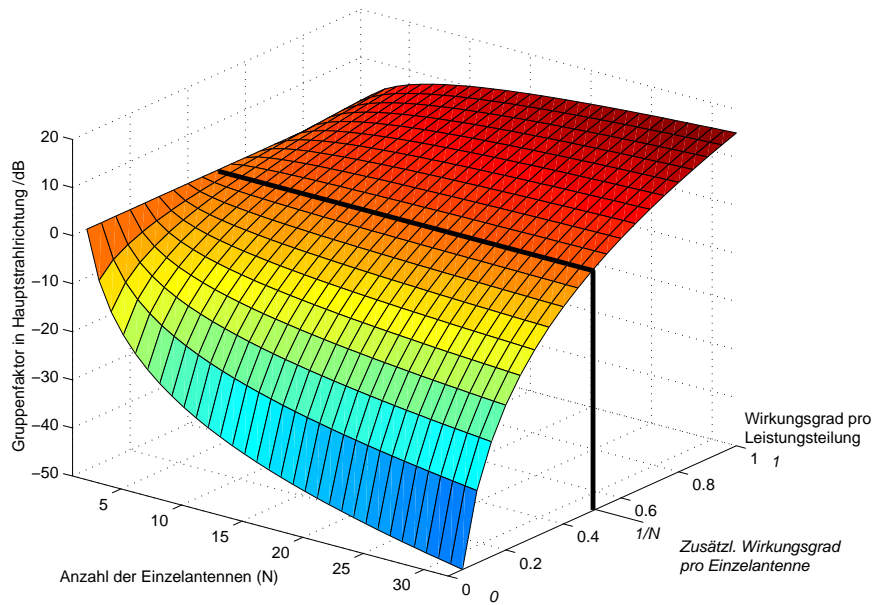


Abbildung 5.9: Gruppenfaktor unter Berücksichtigung einer verlustbehafteten Leistungsaufteilung.

- für einen Wirkungsgrad von $\eta_t = 0,5$ pro Leistungsteilung ist der Gewinn in Hauptstrahlrichtung unabhängig von der Anzahl der Einzelantennen. Der Gewinn, den man mit zusätzlichen Antennenelementen erzielen würde, wird durch die Verluste in der erforderlichen Leistungsteilung wieder aufgehoben. Der zusätzliche Wirkungsgrad pro Einzelantenne ist in diesem Fall $\eta_z = 1/N^6$. Wie bereits bemerkt, wird jedoch der Öffnungswinkel der Richtcharakteristik mit zunehmender Antennenzahl immer kleiner.
- für einen Wirkungsgrad von $\eta_t < 0,5$, bzw. $\eta_t < 1/N$ wird der Gewinn in Hauptstrahlrichtung mit zunehmender Antennenzahl immer kleiner. Das heisst, die Verluste im Verteilnetzwerk sind größer als der Gewinn durch zusätzliche Antennenelemente.
- für einen Wirkungsgrad von $\eta_t > 0,5$, bzw. $\eta_t > 1/N$ steigt der Gewinn in Hauptstrahlrichtung mit zunehmender Anzahl von Einzelantennen. Im Falle einer verlustlosen Leistungsverteilung steigt der Gewinn bei jeder Verdopplung der Antennenelemente um 3dB.

⁶Mit $\eta_t = 1/2$ und (5.12) ergibt sich

$$\eta_z = \left(\frac{1}{2}\right)^{\log_2(N)} = 2^{-\log_2(N)} = \frac{1}{2^{\log_2(N)}} = \frac{1}{N}$$

Kapitel 6

Solarzellen in planaren Antennenstrukturen

6.1 Einleitung

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Verwendung von Solarzellen in planaren Antennenstrukturen untersucht. Die Solarzellen können dabei selbst die Antennenfläche bilden, wie im Kapitel 5.2 dargestellt wurde. Weiterhin wurde gezeigt, dass durch die Solarzellen auch Schlitze gebildet werden können, über die elektromagnetische Wellen abgestrahlt werden. Um hohe Wirkungsgrade zu erzielen, muss das Antennenmaterial jedoch eine sehr gute Leitfähigkeit aufweisen, damit Verluste vermieden werden. Neben den Materialverlusten in der Antenne selbst entstehen weitere Verluste im Speisetzwerk der Antennen, die zum Gesamtwirkungsgrad beitragen.

Darüber hinaus weisen Solarzellen im Gegensatz zu konventionellen Antennenflächen (z.B. Kupfer) einen PN-Übergang auf, dessen hochfrequente Eigenschaften zunächst noch ungeklärt sind.

Um die Verwendung von Solarzellen als planare Antennen zu beurteilen, werden in diesem Kapitel Solarzellen unter hochfrequenztechnischen Gesichtspunkten charakterisiert und Untersuchungen zur Wirkungsgradmessung von Antennen mit Solarzellen und Kupferflächen beschrieben.

6.2 HF-Charakterisierung von Solarzellen

6.2.1 Vergleichende Impedanzmessungen

Erste Untersuchungen zur Verwendung von Solarzellen als Antennen wurden bereits am Institut für Solare Energieversorgungstechnik durchgeführt [8], [52]. Im Rahmen der zitierten Arbeiten wurden die hochfrequenten Eigenschaften von Solarzellen in verschiedenen Technologien ermittelt. Dazu wurde ein Messaufbau verwendet, in dem die Solarzelle im Prinzip wie eine Patchantenne angeordnet ist (siehe **Abbildung 6.1**). Im Falle einer Gleichaktanregung ist der Innenleiter des Koaxialkabels mit beiden Polen (Plus und Minus) der Solarzelle verbunden. Bei einer Gegentaktanregung ist lediglich der Innenleiter mit dem oberen Kontaktgitter der Solarzelle verbunden, während der Kontakt zwischen

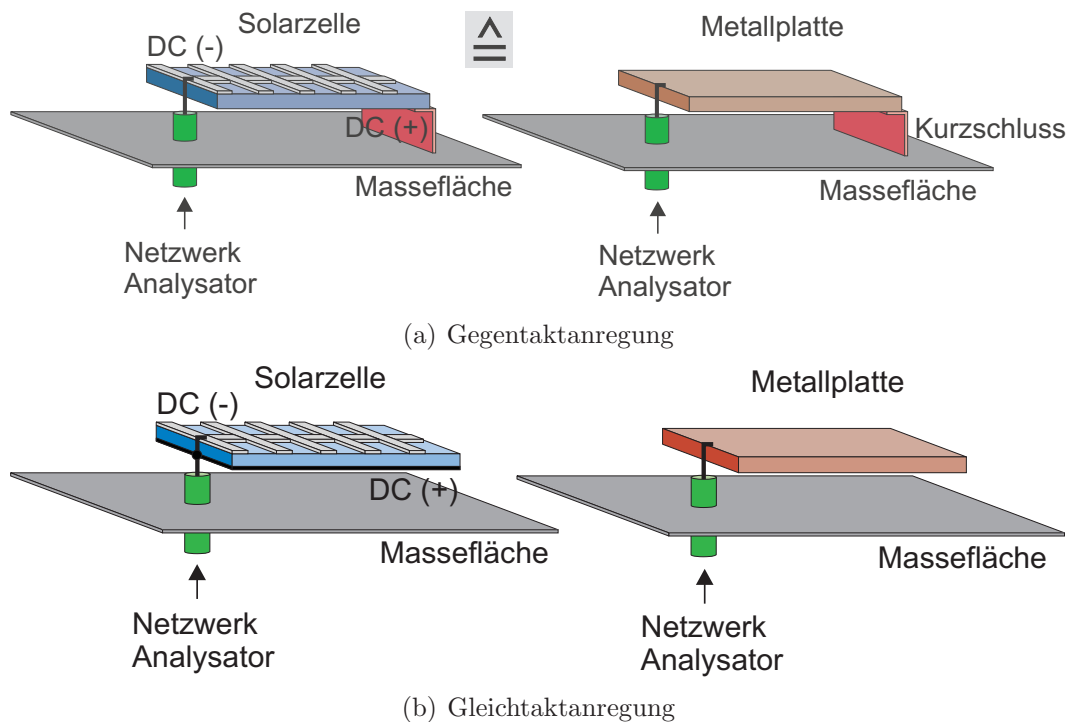


Abbildung 6.1: Messaufbau zur Bestimmung der S-Parameter und hochfrequenten Impedanz von Solarzellen und Metallplatten in einer antennenähnlichen Anordnung.

Außenleiter des Koaxialkabels und Solarzellen-Rückseite über die Massefläche und einen Kurzschluss realisiert wird, sodass nun im Prinzip eine PIFA ähnliche Anordnung entsteht. Gemessen werden die S-Parameter mit Hilfe eines Netzwerkanalysators.

Bei diesen Messungen spielt der Messaufbau eine entscheidende Rolle. Die gemessenen Impedanzen bzw. S-Parameter schließen den Messaufbau stets mit ein. Daher eignet sich dieser Ansatz im Wesentlichen zu vergleichenden Untersuchungen von Solarzellen und Metallplatten in gleicher Größe. Es zeigt sich, dass die aus den S-Parametern ermittelten Impedanzen für eine Solarzelle und eine gleichgroße Metallplatte im gleichen Messaufbau nahezu identisch sind. In [8] wird eine sogenannte Schindelzelle¹ in dieser Anordnung vermessen. Selbst hier gibt es eine gute Übereinstimmung zur Messung an einer Metallplatte in gleicher Größe. Die Untersuchungen machen deutlich, dass die Solarzellen aus hochfrequenter Sicht wie eine durchgängige Metallplatte aufgefasst werden können. Die Erklärung hierfür ist in der großen Sperrschichtkapazität der Solarzelle von einigen Mikrofarad zu finden [56]. Die Impedanz zwischen den beiden Polen der Solarzelle ist bereits bei niedrigen Frequenzen sehr niederohmig. Aus hochfrequenter Sicht ist die Solarzelle kurzgeschlossen.

Beispielhaft ist in **Abbildung 6.2** die Impedanz einer Solarzelle und einer Metallplatte für eine Gleichtaktanregung nach **Abbildung 6.1b** gegenübergestellt. In einem weiten Frequenzbereich sind die Ergebnisse nahezu identisch. Die Impedanz wird ausschließlich durch den Messaufbau bestimmt. Im unteren Frequenzbereich ist das kapazitive Verhalten anhand des abnehmenden Impedanzverlaufs deutlich zu erkennen. Bedingt durch

¹Eine Schindelzelle besteht aus einer Serienschaltung von vielen schmalen Solarzellenstreifen, die sich geringfügig überlappen. Diese Zellen besitzen keinen durchgehenden Rückseitenkontakt.

die Größe der Metallplatte bzw. der Solarzelle ($10 \times 10 \text{ cm}^2$) treten ab etwa 300 MHz Resonanzeffekte auf.

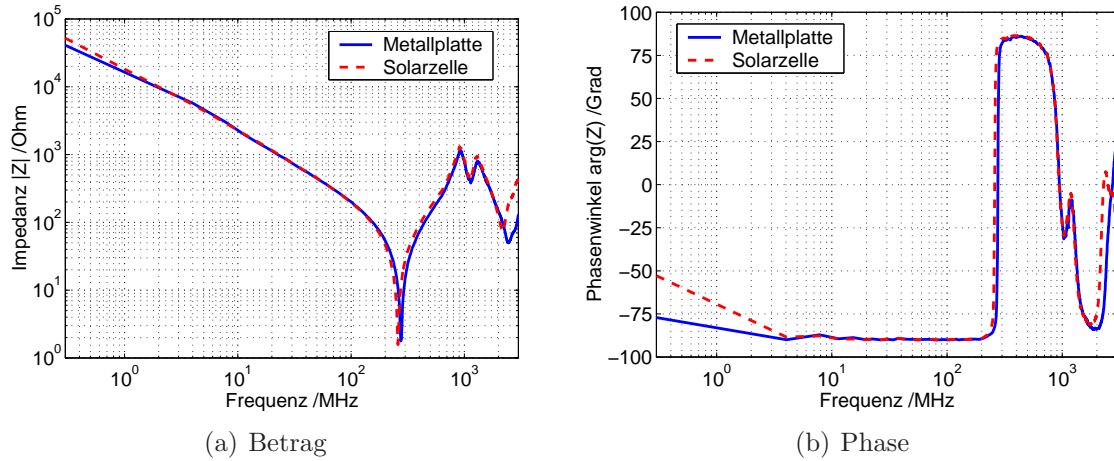


Abbildung 6.2: Gegenüberstellung der gemessenen Impedanzen an einer Metallplatte und einer polykristallinen Solarzelle gemäß dem Messaufbau in **Abbildung 6.1b** (Gleichtaktanregung). Die Fläche beträgt in beiden Fällen $10 \times 10 \text{ cm}^2$.

Eine Gegentaktanregung nach **Abbildung 6.1a** ist in **Abbildung 6.3** für eine monokristalline Solarzelle und in **Abbildung 6.4** für eine Dünnschicht-Solarzelle dargestellt. Im Gegensatz zu einer Gleichtaktanregung liegt jetzt die Solarzelle mit ihren beiden Polen seriell in der Messanordnung. In diesem Fall ist im unteren Frequenzbereich deutlich der Einfluss der Solarzelle selbst auf den Impedanzverlauf zu erkennen. Der in Kapitel 2.2 erläuterte Diffusionswiderstand (bzw. Diffusionsleitwert) beträgt bei der monokristallinen Solarzelle $R_D = 3 \text{ } \Omega$. Die Dünnschicht-Solarzelle, die im Prinzip aus mehreren seriell verschalteten Solarzellen besteht, weist einen Wert von $R_D = 7 \text{ } \Omega$ auf. In beiden Fällen überwiegen bei höheren Frequenzen die Einflüsse des Messaufbaus und die Impedanz der Solarzelle gleicht sich nach Betrag und Phase der Impedanz der Metallfläche an. Die Solarzelle verhält sich hier wie eine Kupferfläche mit identischer Größe. Aus dem linear mit der Frequenz zunehmenden Betrag ist zu erkennen, dass die Impedanz der Kupferfläche fast ausschließlich durch die Induktivität des Messaufbaus bestimmt wird.

Da bei diesen Messungen Solarzellen in unterschiedlichen Größen zur Verfügung standen, treten die in den Abbildungen dargestellten Resonanzen an verschiedenen Frequenzen auf. Die prinzipiellen Eigenschaften der Solarzellen bleiben davon jedoch unberührt.

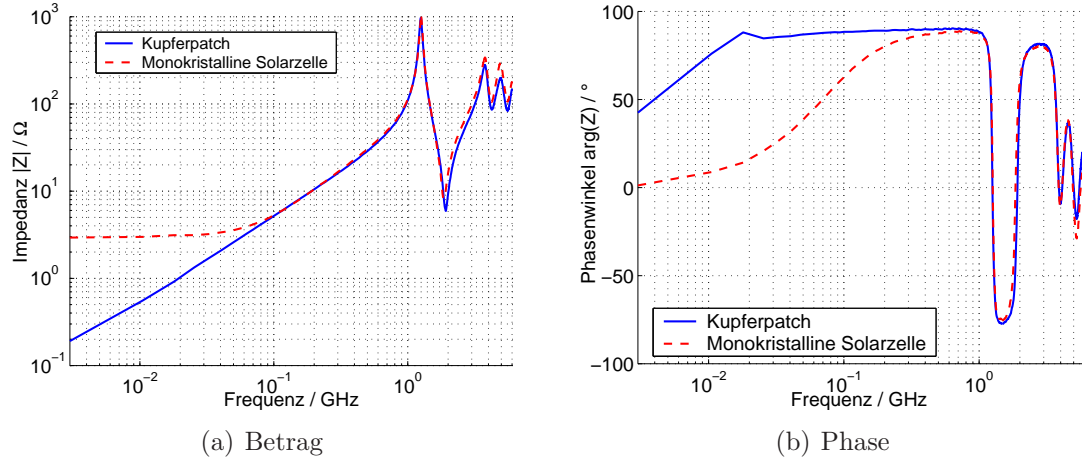


Abbildung 6.3: Gegenüberstellung der gemessenen Impedanzen an einer Metallplatte und einer monokristallinen Solarzelle gemäß dem Messaufbau in **Abbildung 6.1a** (Gegentaktanregung). Die Fläche beträgt in beiden Fällen $5 \times 5 \text{ cm}^2$.

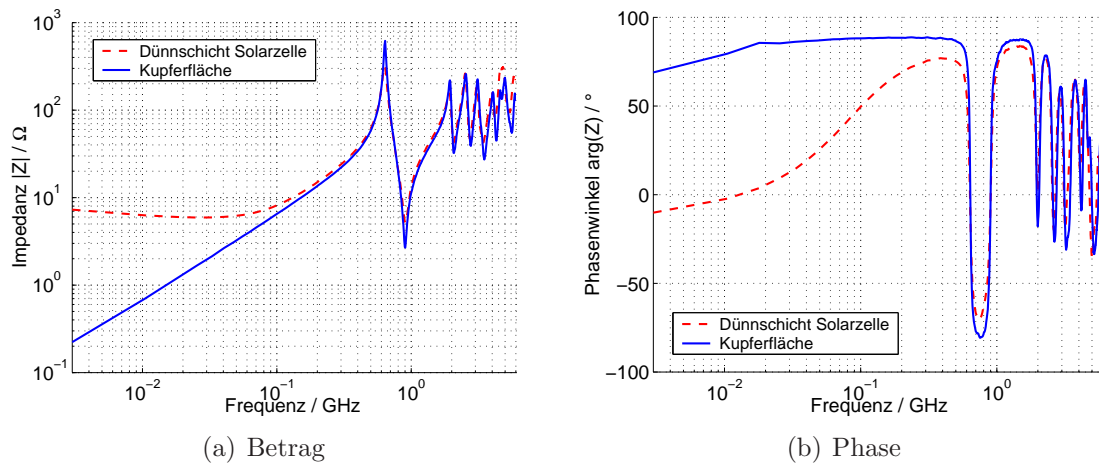


Abbildung 6.4: Gegenüberstellung der gemessenen Impedanzen an einer Metallplatte und einer Dünnschicht-Solarzelle gemäß dem Messaufbau in **Abbildung 6.1a** (Gegentaktanregung). Die Fläche beträgt in beiden Fällen $10 \times 10 \text{ cm}^2$.

6.2.2 Ansatz zur zerstörungsfreien Sensormessung

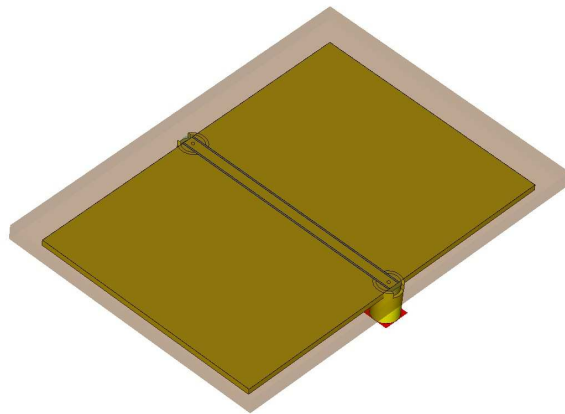
Wie in **Abbildung 5.6**, Kapitel 5.2.2 am Beispiel einer Schlitzantenne gezeigt wurde, besitzen Solarzellen in Dünnschicht-Technologie keinen durchgehenden Rückseitenkontakt. Durch die Serienschaltung der einzelnen streifenförmigen Elementarzellen ist der Rückseitenkontakt durch PN-Übergänge unterbrochen. In diesem Fall stellt sich die Frage, ob die gesamte Zelle als eine durchgehend leitfähige Fläche aufgefasst werden kann, wenn mit dieser Solarzelle planare Antennen aufgebaut werden. Die in Abschnitt 6.2.1 erwähnten Untersuchungen lassen jedoch bereits darauf schließen, dass der PN-Übergang der Solarzelle aus hochfrequenter Sicht kurzgeschlossen wird. Um die Leitfähigkeit der Dünnschichtzelle zu bestimmen, bzw. mit Messungen an Kupferflächen zu vergleichen, wurde ein Verfahren gesucht, mit dem die Leitfähigkeit zerstörungsfrei charakterisiert werden kann.

Weit verbreitet sind Mikrowellensensoren zur Bestimmung verschiedener Materialeigenschaften wie Permittivität, Leitfähigkeit, Feuchte oder Dichte [47]. Die Sensoren lassen sich grob in Transmissions-, Reflexions- und Resonator-Sensoren unterteilen. Alle Sensoren basieren auf der Eigenschaft, dass die Ausbreitung von Mikrowellen durch die Materialeigenschaften beeinflusst wird. Insbesondere zur Messung des Oberflächenwiderstandes von Supraleitern werden Mikrostreifenleitungssensoren oder Koaxialsensoren eingesetzt [72], [11], [60]. Im ersten Fall wird aus der Materialprobe selbst (also dem Supraleiter) beispielsweise ein ringförmiger Resonator aufgebaut. Im zweiten Fall wird die Stirnseite einer offenen Koaxialleitung mit der Materialprobe kontaktiert, wofür ein erheblicher technischer Aufwand betrieben wird. Aus der gemessenen Resonatorgüte bzw. dem Reflexionsfaktor kann dann die Leitfähigkeit errechnet werden. Der Nachteil an dieser Methode ist, dass entweder das zu testende Material selbst ein Teil des Sensors ist, oder dass die Materialprobe für eine direkte Kontaktierung zugänglich sein muss, was mit den zur Verfügung stehenden technischen Mitteln im Rahmen dieser Arbeit nicht realisierbar war.

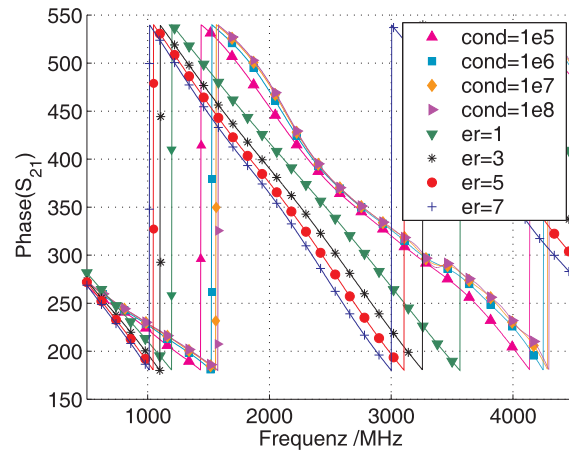
Aus den erwähnten Gründen wurde daher in Ansätzen ein Verfahren entwickelt, dass eine berührungslose Messung ermöglicht. Wie in **Abbildung 6.5** dargestellt, besteht der Sensor aus einer 50Ω Koplanar-Leitung auf einem FR4-Substrat. Die Platine hat die Abmessungen $9\text{cm} \times 6\text{cm}$ und besitzt auf der Rückseite an jedem Leitungsende einen SMA-Anschluss. Zur Messung wird die Kupferschicht des Sensors auf die zu messende Schicht gelegt, wobei sich zwischen Sensor und Messobjekt eine dünne Isolierschicht (z.B. Papier) befindet. Der Sensor beruht auf der Verstimmung der Leitungseigenschaften durch das zu messende Material. Zur Auswertung kann die Phase des gemessenen Übertragungsfaktors (S_{21}) betrachtet werden. Die Anwesenheit eines leitfähigen oder auch permittiven Materials beeinflusst die elektrische Länge der Koplanarleitung. Dies ist in der S-Parameter Messung mit dem Netzwerkanalysator an einer Verschiebung des Nulldurchgangs² im Phasenverlauf feststellbar.

In **Abbildung 6.5b** ist die Phase des Transmissionsfaktor S_{21} für verschiedene Materialien mit unterschiedlicher Permittivität und Leitfähigkeit dargestellt. Die Kurve mit $\epsilon_r = 1$ kennzeichnet eine Simulation im freien Raum ohne Materialprobe. Bei Verwendung einer permittiven Materialprobe mit einer relativen Dielektrizitätszahl zwischen 3 und 7 verschiebt sich der Phasensprung zu niedrigeren Frequenzen. Die effektive Dielektrizitätszahl der Koplanarleitung wird nun nicht mehr ausschließlich durch das FR4-Substrat

²Genauer gesagt am Phasensprung von $+180^\circ$ nach -180° .



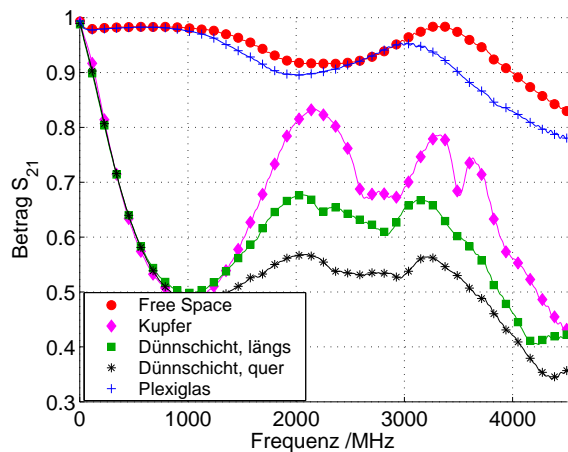
(a) MWS Modell



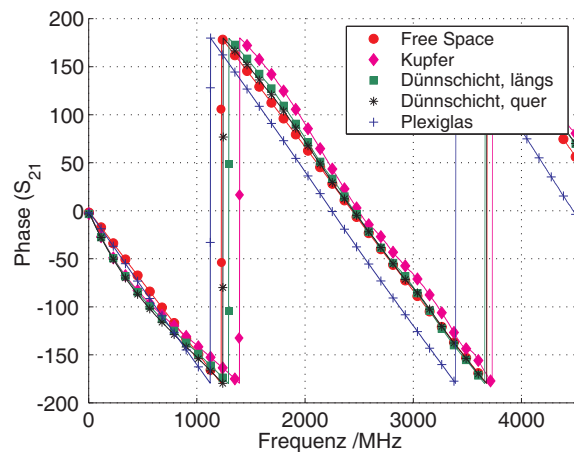
(b) Phase, simuliert

Abbildung 6.5: Microwave Studio Modell des Materialsensors und simulierter Verlauf der Phase des Transmissionsfaktors

bestimmt, sondern zusätzlich durch die Materialprobe auf der anderen Seite der Leitung, in der sich die elektromagnetischen Felder ebenfalls ausbreiten. Dadurch steigt die effektive Dielektrizitätszahl und die Leitung erscheint elektrisch länger. Wird der Sensor auf ein Material mit einer Leitfähigkeit zwischen $\sigma = 10^5$ und $\sigma = 10^8$ gelegt, so zeigt sich ein entgegengesetztes Verhalten: die Phasensprünge verschieben sich nun mit zunehmender Leitfähigkeit zu höheren Frequenzen. Die Koplanarleitung erscheint elektrisch kürzer. Offenbar breitet sich das Feld hauptsächlich zwischen Materialprobe und Sensor aus, sodass die relative Dielektrizitätszahl der gesamten Messanordnung sinkt.



(a) Betrag



(b) Phase

Abbildung 6.6: Betrag und Phase des gemessenen Transmissionsfaktors eines Materialsensors auf verschiedenen Materialproben

Einige Messergebnisse, die mit diesem Sensor erzielt wurden, sind in **Abbildung 6.6** dargestellt. In den gemessenen Phasenverläufen des Transmissionsfaktors lassen sich die

in der Simulation gefundenen Eigenschaften wiederfinden. Die Phasenverschiebung entspricht den zuvor gefundenen Kriterien. Gegenüber der Freiraum-Messung bewirkt die Kupferschicht die größte Phasenverschiebung. Dem gegenübergestellt sind zwei Messungen an einer Dünnschicht-Solarzelle:

- Dünnschicht, quer: Die Serienschaltung der einzelnen streifenförmigen Solarzellenelemente ist quer zur Koplanar-Leitung. Die Leitung überdeckt in diesem Fall mehrere Solarzellenelemente.
- Dünnschicht, längs: Die Koplanar-Leitung liegt längs zu einem Solarzelle-Element. In diesem Fall liegt die Leitung über homogenem Solarzellen-Material.

Der hier verwendete Messaufbau lässt im gegenwärtigen Stadium nur vergleichende Messungen an verschiedenen Materialien zu. Aufgrund der geringen Phasenverschiebung gegenüber der Freiraum-Messung sowie den Abweichungen im Betrag des Übertragungsfaktors ist die Leitfähigkeit der Dünnschicht-Solarzelle geringer als die einer Kupferschicht. Trotzdem zeigt der Vergleich mit der Messung an einer Kupferschicht ein ähnliches Verhalten in Betrag und Phase des Transmissionsfaktors. Jedoch ist bei der Verwendung von Dünnschicht-Solarzellen als Antennenpatch mit höheren Verlusten gegenüber einem Kupferpatch zu rechnen, was im folgenden Kapitel anhand von Wirkungsgradmessungen nachgewiesen wird.

Weiterhin ist anzumerken, dass dieses Verfahren sehr empfindlich auf Ungenauigkeiten im Abstand zwischen Sensor und Materialprobe reagiert. Der auf der Rückseite der Dünnschicht-Solarzelle aufgebrachte Schutzlack weist eine große Oberflächenrauigkeit auf, und beeinflusst das Messergebnis ungünstig.

6.3 Untersuchungen zum Wirkungsgrad

6.3.1 Einleitung

Eine ideale Antenne wandelt die gesamte von einer Quelle zur Verfügung gestellte Leistung in Strahlungsleistung um. Sie kann als ein Koppelglied zwischen leitungsgebundenen und freien elektromagnetischen Wellen im Raum aufgefasst werden. Die in der Praxis für den Antennenaufbau verwendeten Metalle und Dielektrika weisen jedoch eine endliche Leitfähigkeit bzw. Verluste auf. Daher wird ein Teil der zur Verfügung gestellten leitungsgebundenen Leistung in Wärme umgewandelt. Die Effizienz der Umwandlung von leitungsgebundenen in freie Wellen wird mit dem Wirkungsgrad beschrieben. Unter dem Strahlungswirkungsgrad η_s der Antenne versteht man das Verhältnis von totaler abgestrahlter Wirkleistung P_s zur aufgenommenen Wirkleistung P_{ein} ³. Im Strahlungswirkungsgrad sind dielektrische Verluste, sowie Verluste aufgrund einer endlichen Leitfähigkeit der metallischen Antennenstruktur enthalten. Ausserdem lässt sich ein Gesamtwirkungsgrad η_g angeben, der sich aus dem Verhältnis von abgestrahlter Leistung P_s zur verfügbaren Leistung der Quelle P_q berechnet. Im Gegensatz zum Strahlungswirkungsgrad sind darin zusätzlich Anpassungsverluste berücksichtigt. Eine Antenne kann

³In [31] ist der Strahlungswirkungsgrad einer Antenne als *the ratio of the total power radiated by an antenna to the net power accepted by the antenna from the connected transmitter* definiert.

also einen Wirkungsgrad von 100 % haben, und trotzdem kaum Leistung abstrahlen, wenn ein Teil der zugeführten Leistung aufgrund einer schlechten Anpassung wieder zur Quelle zurück reflektiert wird. **Abbildung 6.7** verdeutlicht den Leistungsfluss an einer in Resonanz befindlichen Antenne mit reellem Eingangswiderstand. Darin ist R_q der Innenwiderstand der Quelle, R_v der Verlustwiderstand und R_s der Strahlungswiderstand der Antenne. P_v ist die Verlustleistung und P_s die abgestrahlte Leistung der Antenne.

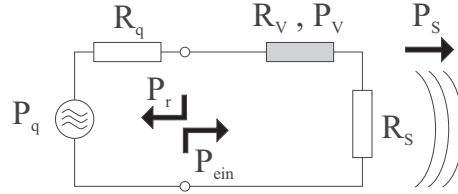


Abbildung 6.7: Leistungsfluss am vereinfachten Antennen-Ersatzschaltbild.

Zwischen η_s und η_g besteht der Zusammenhang

$$\eta_g = \eta_s (1 - |\Gamma_{ein}|^2) \quad (6.1)$$

wobei Γ_{ein} der Eingangsreflexionsfaktor der Antenne ist.

Im Kapitel 3.2 wurde der Strahlungswirkungsgrad bereits als das Verhältnis von Gewinn G zu Richtfaktor D definiert, sodass sich folgender Zusammenhang ergibt:

$$\begin{aligned} \eta_s &= \frac{P_s}{P_{ein}} \\ &= \frac{P_s}{P_r + P_s} = \frac{G_0}{D_0} . \end{aligned} \quad (6.2)$$

Der Wirkungsgrad wird in den Spezifikationen kommerzieller Antennen vom Hersteller in den seltensten Fällen angegeben. Das hat im Wesentlichen zwei Gründe: zum einen ist der Strahlungswirkungsgrad eine Größe, die nur mit aufwändigen Messungen genau zu ermitteln ist. Insbesondere bei Mobiltelefonen ist die genaue experimentelle Bestimmung des Wirkungsgrades nach wie vor Gegenstand aktueller Forschungen. Zum anderen ist der *Gewinn* die entscheidende Größe bei der Antennencharakterisierung. Gegenüber dem Wirkungsgrad ist er relativ einfach zu messen (siehe Anhang C). Darüber hinaus ist in dem Gewinn der Wirkungsgrad bereits implizit enthalten. Bei der Verwendung von Solarzellen als Antennenflächen kann jedoch der Wirkungsgrad Aufschluss darüber geben, inwieweit die Antenneneigenschaften durch die Solarzellen gegenüber Antennen mit metallischen Flächen beeinträchtigt werden.

Zur Bestimmung des Wirkungsgrades nach (6.2) müssen entweder der Gewinn und der Richtfaktor, oder die eingespeiste und abgestrahlte Leistung der Antenne bekannt sein. Die eingespeiste Leistung sowie der Gewinn können relativ einfach gemessen werden. Die Bestimmung des Richtfaktors ist jedoch sehr aufwändig, da in ihm die gesamte abgestrahlte Leistung der Antenne enthalten ist. Die abgestrahlte Leistung lässt sich aus der Integration der tangentialen elektrischen Feldstärkekomponenten im Fernfeld über eine geschlossene Hüllkurve ermitteln, sodass sich für den Wirkungsgrad der Ausdruck

$$\eta_s = \frac{\frac{r^2}{2Z_0} \oint_{4\pi} (|\mathbf{E}_\theta^2(r, \vartheta, \varphi)| + |\mathbf{E}_\varphi^2(r, \vartheta, \varphi)|) d\Omega}{P_{\text{ein}}} \quad (6.3)$$

ergibt. Die Wirkungsgradberechnung nach diesem Verfahren wird als *Gain/Directivity-* oder *Pattern-Integration-Methode* bezeichnet. Dabei wird das Feld auf einer kugelförmigen Oberfläche in konstantem Abstand r zur Antenne abgetastet. Das Integral in (6.3) wird in der Regel numerisch ausgewertet.

Bei Antennen mit hohem Gewinn kann der Richtfaktor D auch näherungsweise aus den Halbwertsbreiten Θ_1 und Θ_2 des Strahlungsdiagramms in zwei zueinander orthogonalen Ebenen bestimmt werden. Hierbei wird der Zusammenhang des Richtfaktors mit dem äquivalenten Raumwinkel Ω_a ausgenutzt:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_a} \quad (6.4)$$

Der äquivalente Raumwinkel ist dann näherungsweise das Produkt aus den beiden orthogonalen Halbwertsbreiten im Bogenmaß, $\Omega_a = \Theta_1 \Theta_2$.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den Richtfaktor anhand von numerischen Simulationen zu bestimmen, um dann mit dem gemessenen Gewinn den Wirkungsgrad nach (6.2) zu berechnen.

Darüber hinaus kann der Strahlungswirkungsgrad auch anhand radiometrischer Messungen ermittelt werden [51]. Dieses Verfahren basiert auf der Tatsache, dass verlustbehaftete Antennen, die auf eine kalte Rauschquelle ausgerichtet sind, mehr Rauschleistung abgeben, als verlustarme Antennen, die auf die gleiche Rauschquelle zeigen. Hierfür wird die Testantenne sowie eine hoch effiziente Referenzantenne (Hornantenne) abwechselnd auf eine warme⁴ bzw. kalte⁵ Strahlungsquelle gerichtet. Aus den gemessenen Rauschleistungsverhältnissen der Testantenne $\epsilon = P_{\text{Warm}}/P_{\text{Kalt}}$ sowie der Referenzantenne $\delta = P_{\text{Warm}}/P_{\text{Kalt}}$ kann der Wirkungsgrad der Testantenne berechnet werden:

$$\eta = \frac{\delta(\epsilon - 1)}{\epsilon(\delta - 1)} \quad (6.5)$$

Eine pragmatische Vorgehensweise zur Ermittlung des Strahlungswirkungsgrades bei der Antennenentwicklung ist der Einsatz von geeigneter Software zur Berechnung elektromagnetischer Felder. Wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird, liefern numerische Berechnungen unter Verwendung von verlustbehafteten Materialien bereits sehr genaue Ergebnisse. Voraussetzung hierfür ist jedoch die genaue Kenntnis der Materialparameter. Eine Wirkungsgradmessung zur Qualifizierung der Simulationsergebnisse kann dann im letzten Schritt erfolgen.

Eine weitere alternative Methode zur Wirkungsgradmessung ist die Verwendung einer GTEM-Zelle (Gigahertz Transverse Electromagnetic Mode). Diese Vorrichtungen sind weit verbreitet zur Durchführung von Störaussendungs- und Störfestigkeitstests an elektronischen Geräten. In [32],[29],[38] wird ein Verfahren beschrieben, mit dem die gesamte abgestrahlte Leistung einer kleinen Antenne in der GTEM-Zelle gemessen werden kann.

⁴Z.B. das Innere eines reflexionsfreien Raumes, $T_0 = 290K$

⁵Z.B. klarer Himmel, $T_0 = 5K$

Zusammen mit der über einen Richtkoppler ausgekoppelten zugeführten Leistung kann somit der Wirkungsgrad bestimmt werden. Die GTEM-Zelle stellt einen grossen reflexionsfrei abgeschlossenen Koaxialleiter dar, an dessen offenem Ende eine durch den Prüfling oder die Antenne über das elektromagnetische Feld eingekoppelte Spannung gemessen werden kann. Eigene Versuche haben gezeigt, dass bei der Messung die Position der Antenne sowie die Verlegung der Antennenleitung, die aus der Zelle herausgeführt werden muss, zu großen Ungenauigkeiten führen. Die Messungen waren aus diesem Grund nicht reproduzierbar, sodass dieses Verfahren nicht weiter verfolgt wurde.

Neben den bereits erwähnten Methoden zur Wirkungsgradmessung kann der Wirkungsgrad auch mit der sogenannten *Wheeler-Cap* Methode ermittelt werden. Diese Methode zeichnet sich durch einen einfachen Messaufbau aus. Zur Bestimmung des Wirkungsgrades werden lediglich S-Parametermessungen durchgeführt. Die Verfahrensweise wird im folgenden Abschnitt ausführlich erläutert.

6.3.2 Wirkungsgradmessungen mit der *Wheeler-Cap*-Methode

Diese Methode geht auf die Untersuchungen über die Strahlungseigenschaften von kleinen Antennen von Harold A. Wheeler zurück [70]. Danach kann der Strahlungswiderstand der Antenne kurzgeschlossen, bzw. eliminiert werden, wenn im Abstand $l = \lambda/2\pi$ ⁶ von der Antenne eine ideal leitende kugelförmige Hülle angebracht wird, in dessen Mittelpunkt sich die Antenne befindet. Die anderen Eigenschaften der Antenne (Verlustwiderstand, Kapazität bzw. Induktivität sowie das Nahfeld) werden durch diese Maßnahme nicht beeinflusst. Gleichzeitig wird darauf hingewiesen, dass die Größe und Form der abschirmenden Hülle unkritisch ist, sodass z.B. auch zylinderförmige Abschirmungen verwendet werden können. Bei der Anwendung der Wheeler-Cap-Methode auf planare Patchantennen kann der Abstand einer Bogenlänge zwischen Antenne und Abschirmung oft nicht eingehalten werden, da er in der Regel kleiner ist als die Länge L des strahlenden Patches, die näherungsweise mit

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} + 2\Delta l \quad (6.6)$$

angegeben werden kann [5]. Darin wird mit Δl der kapazitive Einfluss der offenen Strahlerseiten auf die effektive Patchlänge berücksichtigt. Die Bedingung für die Unterbringung einer Patchantenne im Wheeler-Cap, $L < \lambda/2\pi$, würde nach (6.6) nur für Antennen auf einem Substrat mit einer Permittivität von mindestens $\epsilon_r > \pi^2 \approx 10$ erfüllt sein. Demgegenüber steht jedoch die Tatsache, dass für eine Patchantenne mit hohem Wirkungsgrad und großer Bandbreite das Antennensubstrat eine möglichst niedrige Dielektrizitätszahl aufweisen sollte.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene aperturgekoppelte Patchantennen hinsichtlich ihres Wirkungsgrades untersucht, deren Patch-Substrat aus Luft bestand, d.h. die relative Permittivität ist $\epsilon_r = 1$. Diese Antennen sind also weder klein, noch kann der Abstand einer Bogenlänge zur Abschirmung des Wheeler-Caps eingehalten werden. Die Anwendbarkeit der Wheeler-Cap Messung mit einem größeren Radius wird daher zunächst anhand von numerischen Simulationen mit Microwave Studio® überprüft. Zuvor wird jedoch der physikalische Hintergrund dieses Verfahrens erläutert.

⁶Dieser Abstand l ist die sogenannte „Radianlength“, was mit „Bogenlänge“ übersetzt werden kann und dem Kehrwert der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ entspricht.

6.3.2.1 Theorie

Ausgehend von dem Antennenersatzschaltbild in **Abbildung 6.7** und dem Verhältnis von abgestrahlter und zugeführter Leistung in (6.2), kann der Wirkungsgrad auch durch die Verlust- und Strahlungswiderstände ausgedrückt werden:

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_s + P_v} = \frac{R_s}{R_s + R_v}. \quad (6.7)$$

Die Berechnung des Wirkungsgrades läuft nun auf die Ermittlung der Widerstände R_v und R_s hinaus, die aus gemessenen S-Parametern abgeleitet werden können. Hierfür werden zwei Messungen benötigt:

1. Messung der Antenne im freien Raum. Im Resonanzfall beträgt der Eingangsreflexionsfaktor S_{11FS}

$$S_{11FS} = \frac{(R_s + R_v) - R_q}{(R_s + R_v) + R_q}. \quad (6.8)$$

Die Summe aus Strahlungs- und Verlustwiderstand ergibt sich durch Umstellen von (6.8) zu

$$R_s + R_v = \frac{1 + S_{11FS}}{1 - S_{11FS}} R_q. \quad (6.9)$$

2. Messung der Antenne im Wheeler-Cap. Im Resonanzfall beträgt der Eingangsreflexionsfaktor S_{11WC}

$$S_{11WC} = \frac{R_v - R_q}{R_v + R_q}. \quad (6.10)$$

Der Verlustwiderstand ergibt sich in diesem Fall zu

$$R_v = \frac{1 + S_{11WC}}{1 - S_{11WC}} R_q. \quad (6.11)$$

Setzt man nun die Gleichungen (6.9) und (6.11) in (6.7) ein, ergibt sich für den Wirkungsgrad

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\left(\frac{1+S_{11FS}}{1-S_{11FS}} \right) - \left(\frac{1+S_{11WC}}{1-S_{11FS}} \right)}{\left(\frac{1+S_{11FS}}{1-S_{11FS}} \right)} \\ &= 1 - \frac{(1 - S_{11FS})(1 + S_{11WC})}{(1 + S_{11FS})(1 - S_{11WC})}. \end{aligned} \quad (6.12)$$

Dieser Ansatz zur Berechnung des Wirkungsgrades wird in [2] als „constant loss resistor“ Methode bezeichnet, da bei der Berechnung des Wirkungsgrades vorausgesetzt wird, dass die Verlustwiderstände der Antenne mit Wheeler-Cap in (6.8) und ohne Wheeler-Cap in (6.10) gleich sind. Eine weitere Voraussetzung ist, dass die Messungen bei der Resonanzfrequenz der Antenne durchgeführt werden. Der Imaginärteil des Reflexionsfaktors bzw. der Antennenimpedanz muss also null sein.

Die hier verwendeten aperturgekoppelten Antennen werden über eine Mikrostreifenleitung angeregt. Durch die Transformationseigenschaften der Leitung verschieben sich

Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors, was einer Drehung des Reflexionsfaktors im Smith-Diagramm entspricht. Der Betrag des Reflexionsfaktors ändert sich jedoch nicht. Allerdings ist nun aufgrund der Drehung nicht mehr gewährleistet, dass der Reflexionsfaktor bei der Resonanzfrequenz rein reell ist. Um das Messverfahren gemäß (6.12) anwenden zu können, müssen die gemessenen S-Parameter um die Länge l der Mikrostreifenleitung „zurückgedreht“ werden. Dieser Vorgang kann als *deembedding* bezeichnet werden und lässt sich folgendermaßen mathematisch beschreiben

$$S_{11_{Apertur}} = e^{j2\beta l} \cdot S_{11_{Leitung}} , \quad (6.13)$$

wobei $S_{11_{Apertur}}$ den Reflexionsfaktor direkt unter dem Koppelschlitz und $S_{11_{Leitung}}$ den gemessenen Reflexionsfaktor am Ende der Mikrostreifenleitung darstellt. Die Ausbreitungskonstante β ist

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{eff}}; \quad \lambda_{eff} = \frac{c_0}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} . \quad (6.14)$$

Darin ist λ_{eff} die Wellenlänge auf dem Leitungssubstrat und $1/\sqrt{\epsilon_{reff}}$ der Verkürzungsfaktor. Die Verschiebung der Bezugsebene in die Mitte der Apertur kann durch eine entsprechende Einstellung des *velocity factor* sowie der *port extension* direkt am Netzwerkanalysator vorgenommen werden. Für ein FR4-Substrat beträgt der *velocity factor* etwa $1/\sqrt{\epsilon_{reff}} = 0,55$. Mit dieser Einstellung kann die *port extension* auf die physikalische Länge der Mikrostreifenleitung gesetzt werden.

Mit den bisher erläuterten Zusammenhängen stehen nun alle benötigten Mess- bzw. Berechnungsvorschriften zur Ermittlung des Antennenwirkungsgrades zur Verfügung. Bevor nun mit diesem Verfahren reale Solarzellen-Antennen vermessen werden, erfolgt im nächsten Abschnitt eine Verifizierung der Methode anhand von Simulationsdaten.

6.3.2.2 Verifikation

Die Überprüfung der Wheeler-Cap-Methode erfolgt anhand numerischer Simulationen mit Microwave Studio. Hierfür wurden mehrere Antennenmodelle als „Testantennen“ entwickelt, die wiederum in unterschiedlich großen halbkugelförmigen Wheeler-Caps vermessen wurden. Es wurden folgende Fälle simuliert:

- kleine Stabantenne auf gut leitender Massefläche im freien Raum, $f_0 = 1 \text{ GHz}$
- kleine Stabantenne im Wheeler-Cap mit Radius $r = 48 \text{ mm} = \lambda/2\pi$
- kleine Stabantenne im Wheeler-Cap mit Radius $r = 84 \text{ mm} > \lambda/2\pi$
- aperturgekoppelte Patchantenne auf gut leitender Massefläche im freien Raum
- aperturgekoppelte Patchantenne im Wheeler-Cap mit Radius $r \gg \lambda/2\pi$

Die Simulationen zur Wirkungsgradbestimmung mit der aperturgekoppelten Patchantenne werden in Abschnitt 6.3.2.3 mit Messungen verglichen.

Die Stabantenne in **Abbildung 6.8** besteht aus einem 2mm dicken metallischen Stab mit idealer Leitfähigkeit. Sie besitzt eine Dachkapazität sowie eine Fußpunktinduktivität, um die Gesamtlänge zu verkürzen, die bei einer Freiraumresonanzfrequenz von

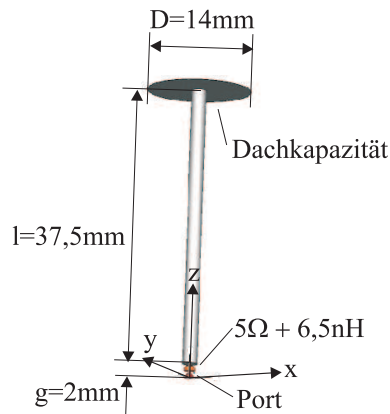


Abbildung 6.8: Verkürzte Stabantenne mit Dachkapazität und Fußpunktinduktivität sowie zusätzlichen ohmschen Verlusten für $f = 1\text{GHz}$.

$f_r = 1\text{GHz}$ für einen $\lambda/4$ -Strahler 75mm betragen würde. Zusätzlich enthält die Antenne einen Widerstand von 5Ω , der die ohmschen Verluste der Antenne repräsentieren soll. Der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} wurde nun nacheinander im freien Raum sowie in den beiden oben erwähnten Wheeler-Caps mit Hilfe von Microwave Studio berechnet. Die Ergebnisse der Simulationen sind in **Abbildung 6.9** dargestellt. Das in Abschnitt 6.3.2.1 erläuterte *deembedding* muss bei dieser Antenne nicht durchgeführt werden, da die S-Parameter direkt im Antennenfußpunkt ermittelt werden. Anhand des Reflexionsfaktors der Antenne in **Abbildung 6.9b** wird deutlich, dass sich die Resonanzfrequenz der Antenne im Wheeler-Cap gegenüber der Freiraum-Resonanz zu niedrigeren Frequenzen verschiebt. Der Grund hierfür ist eine zusätzliche Kapazität, die sich zwischen Antenne und Wheeler-Cap ausbildet und die Antenne, ähnlich wie die Dachkapazität, verlängert. Diese durch den Messaufbau bedingte Kapazität kann auch in der Darstellung der elektrischen Feldstärke in **Abbildung 6.10** an der Feldstärkekonzentration zwischen der Antenne und der idealleitenden Berandung des Wheeler-Caps erkannt werden.

Aus der Darstellung des Fernfeldes in **Abbildung 6.11** lässt sich ein Strahlungswirkungsgrad von $\eta = 0,75$ ablesen. Dieser Wert wurde direkt in Microwave Studio aus der abgestrahlten und eingespeisten Leistung gemäß (6.2) berechnet. Darüber hinaus ist die typische torusförmige Richtcharakteristik der Stabantenne zu erkennen.

Je größer der Wheeler-Cap, desto kleiner ist die oben erwähnte Kapazität. Jedoch kann der Wheeler-Cap nicht beliebig groß gemacht werden, da in diesem Fall eine Wellenausbreitung innerhalb des Wheeler-Caps stattfinden würde. Der Strahlungswiderstand der Antenne wäre dadurch nicht mehr kurzgeschlossen. In [55] wird dieser Fall näher untersucht. Unter Berücksichtigung einer vorlaufenden und reflektierten Welle im Wheeler-Cap wird ein Strahlungswirkungsgrad abgeleitet, worauf an dieser Stelle jedoch nicht näher eingegangen wird.

In **Abbildung 6.9a** ist der Verlauf der Reflexionsfaktoren im freien Raum, sowie in den beiden Wheeler-Caps im Smith-Diagramm dargestellt. Bei der Resonanzfrequenz verschwindet der Imaginärteil des Reflexionsfaktors, sodass er die reelle Achse schneidet. Aus den S-Parametern im Resonanzfall lässt sich nach den oben angegebenen Formeln (6.11) und (6.12) der Strahlungswirkungsgrad sowie der Verlustwiderstand der Antenne

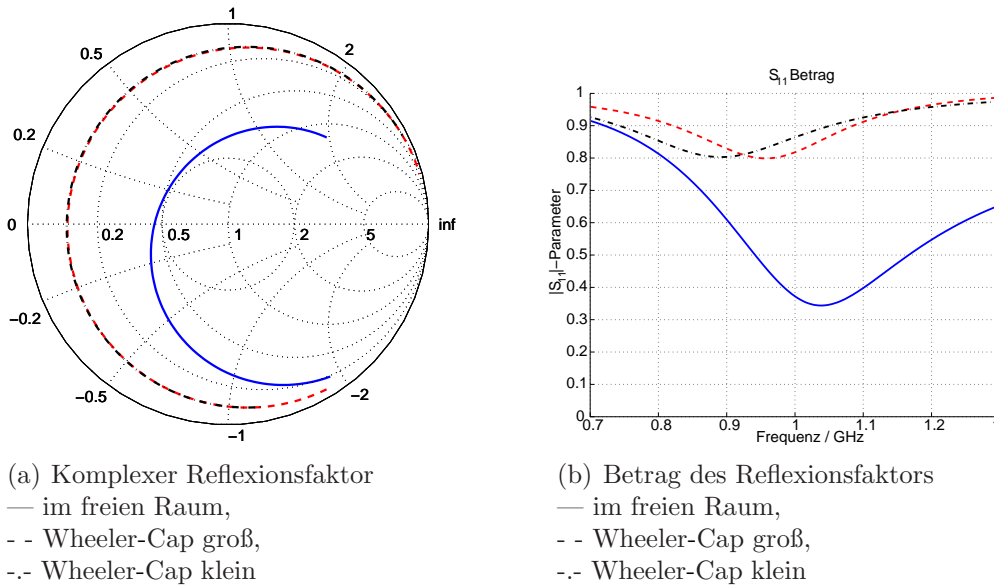


Abbildung 6.9: Eingangsreflexionsfaktor der kleinen Stabantenne im freien Raum und in zwei unterschiedlich großen Wheeler-Caps.

	S11 @ Frequenz	Wirkungsgrad	Verlust- widerstand
Wheeler-Cap klein	-0,804+j0 @ 880 MHz	$\eta = 0,765$	$R_V = 5,4\Omega$
Freiraum	-0,367+j0 @ 1003 MHz	$\eta = 0,755$	$R_V = 5,0\Omega$
Wheeler-Cap groß	-0,801+j0 @ 945 MHz	$\eta = 0,761$	$R_V = 5,5\Omega$

Tabelle 6.1: Antennenwirkungsgrade aus S-Parameter Simulationen im Wheeler-Cap. Der Wirkungsgrad in der Zeile „Freiraum“ ergibt sich direkt aus der Fernfelddarstellung in Microwave Studio und ist der Quotient aus abgestrahlter zu eingespeister Leistung.

berechnen. Die Ergebnisse sind in **Tabelle 6.1** zusammengefasst.

Es wird deutlich, dass die aus den Wheeler-Cap Simulationen ermittelten Wirkungsgrade sehr gut mit dem Freiraum-Ergebnis übereinstimmen. Darüber hinaus kann der Wirkungsgrad auch direkt aus dem Strahlungs- und Verlustwiderstand der Antenne gemäß (6.7) bestimmt werden. Aus einer MWS Berechnung der Stabantenne *ohne Verlustwiderstand* ergibt sich bei der Resonanzfrequenz $f_0 = 1000\text{ MHz}$ ein Fußpunktwiderstand von $R_S = 17,3\Omega$. Zusammen mit dem Verlustwiderstand $R_V = 5\Omega$ ergibt sich ein Wirkungsgrad von $\eta = 0,776$, sodass auch hier eine gute Übereinstimmung mit den obigen Werten gegeben ist.

Das hier anhand von Simulationen verifizierte Verfahren wird nun im nächsten Abschnitt angewendet.

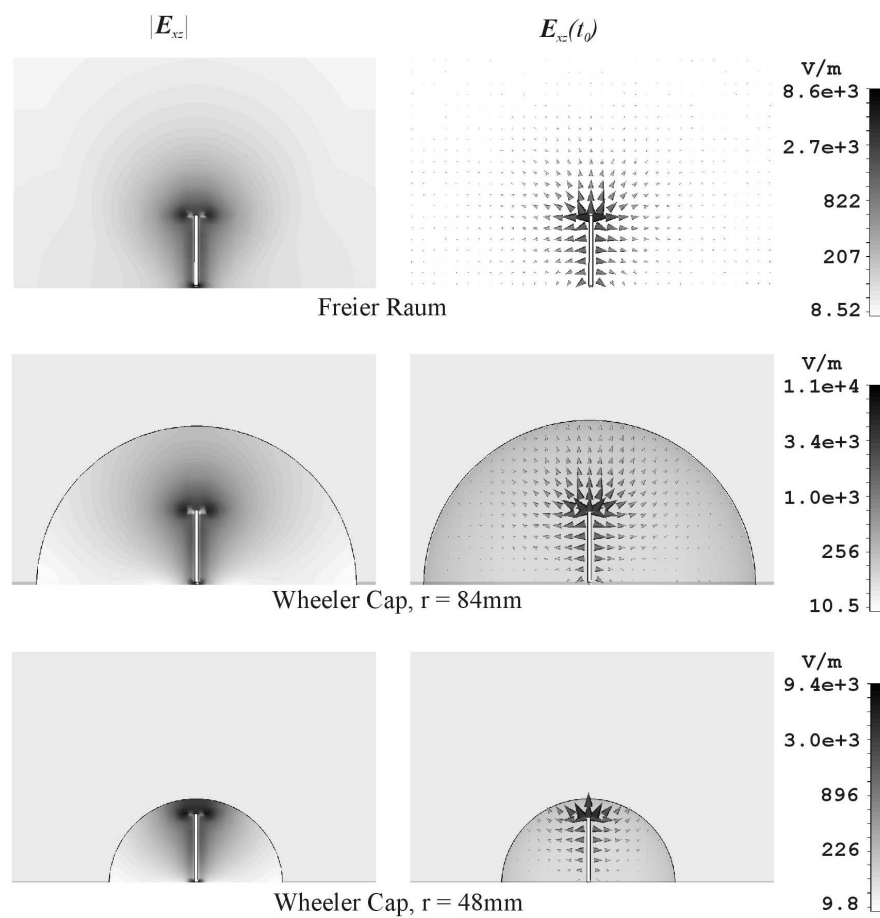


Abbildung 6.10: Darstellung der elektrischen Feldstärke in einem vertikalen Schnitt im freien Raum und in unterschiedlich großen Wheeler-Caps.

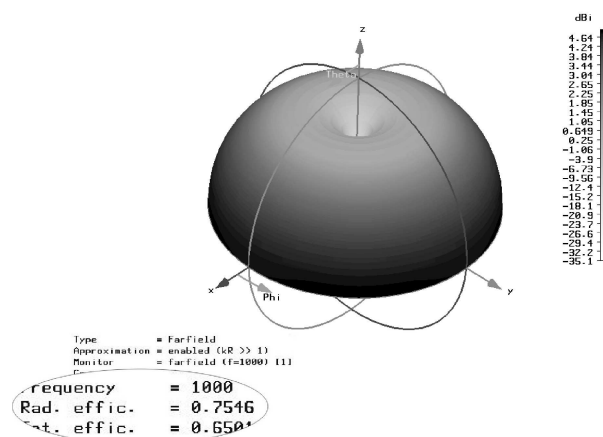


Abbildung 6.11: Fernfeld der kleinen Stabantenne. Der Strahlungswirkungsgrad wird mit $\eta = 0,75$ angegeben.



Abbildung 6.12: Wheeler-Caps in unterschiedlichen Größen für Wirkungsgradmessungen an Antennen. Der Reflexionsfaktor der Antenne mit offenem und geschlossenem Deckel wird mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator gemessen.

6.3.2.3 Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen

Bei den hier zur Wirkungsgradmessung verwendeten Antennen handelt es sich um aper-turgekoppelte Patchantennen, die allgemein im Abschnitt 5.2.1 beschrieben wurden. In Verbindung mit Solarzellen werden diese Antennen in Abschnitt 7.2.1 detailliert diskutiert. Insgesamt wurden drei verschiedene Typen dieser Antenne mit unterschiedlichen Strahlerflächen untersucht:

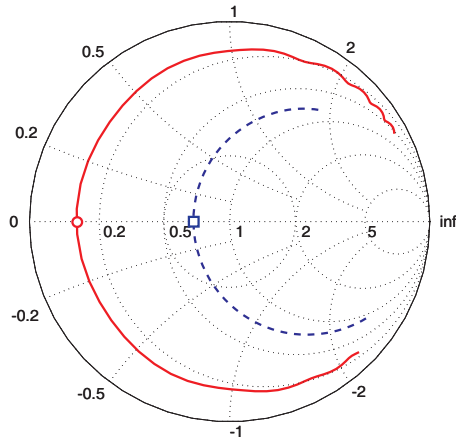
- eine Antenne mit Kupferpatch
- eine Antenne mit polykristalliner Solarzelle sowie
- eine Antenne mit Dünnschicht-Solarzelle.

Zur Abschirmung der Antennen wurde ein zylindrischer Wheeler-Cap benutzt mit einer Höhe von 150mm und einem Durchmesser von 240mm. Die Messanordnung ist in **Abbildung 6.12** dargestellt. Um eine elektrisch gute Verbindung herzustellen, befindet sich zwischen Deckel und Bodenplatte eine leitfähige Dichtung.

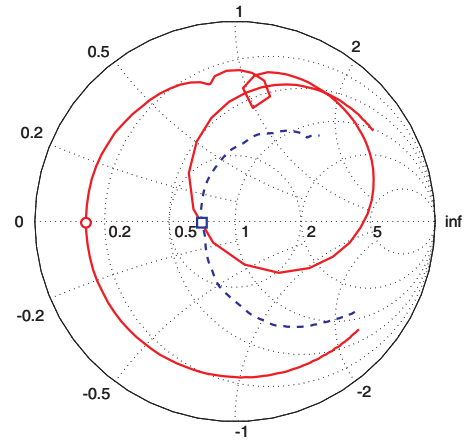
In **Abbildung 6.13** sind die Ergebnisse der S-Paramettermessung der verschiedenen Antennen mit und ohne Wheeler-Cap dargestellt. Der auf der reellen Achse gekennzeichnete Wert wird für die Wirkungsgradberechnung nach (6.12) herangezogen.

Um die Ergebnisse in **Tabelle 6.2** zu überprüfen, wurde die Antenne mit Kupferpatch mit Hilfe von Microwave Studio simuliert. Als Substratmaterial für die Mikrostreifenleitung wurde FR4 mit einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 4,3$ und einem Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,015$ verwendet. Bei der Messung mit dem Netzwerkanalysator wurde eine „Port Extension“ von 75mm sowie ein Verkürzungsfaktor von $1/\sqrt{\epsilon_{ref}} = 0,55$ berücksichtigt.

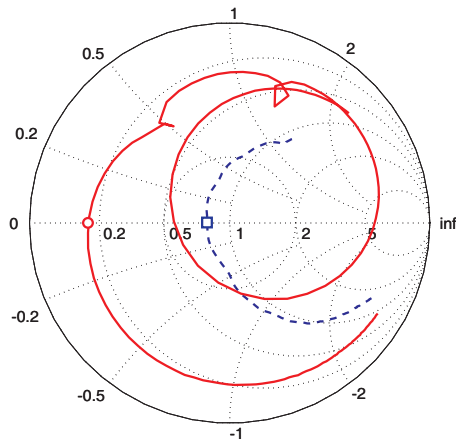
Der aus den simulierten S-Parametern berechnete Wirkungsgrad stimmt auch in diesem Fall sehr gut mit dem Wirkungsgrad aus der Leistungsbilanz überein, sodass die



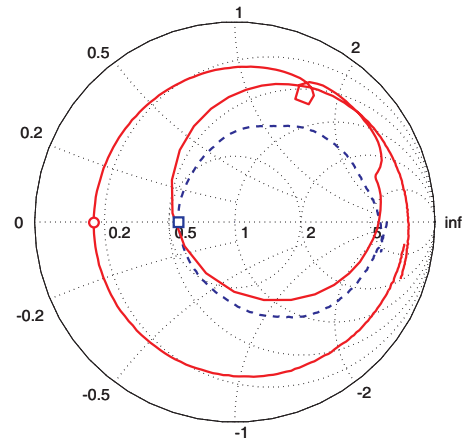
(a) Simulation
 — Simulation im freien Raum,
 - - Simulation im Wheeler-Cap,
 ○ $S_{11_{WC}} = -0,76 @ 1,48 \text{ GHz}$
 □ $S_{11_{FS}} = -0,18 @ 1,51 \text{ GHz}$



(b) Messung mit Kupferpatch
 — Messung im freien Raum,
 - - Messung im Wheeler-Cap,
 ○ $S_{11_{WC}} = -0,74 @ 1,49 \text{ GHz}$
 □ $S_{11_{FS}} = -0,17 @ 1,52 \text{ GHz}$



(c) Messung mit polykristalliner Solarzelle
 — im freien Raum,
 - - Wheeler-Cap,
 ○ $S_{11_{WC}} = -0,71 @ 1,49 \text{ GHz}$
 □ $S_{11_{FS}} = -0,11 @ 1,53 \text{ GHz}$



(d) Messung mit Dünnschicht Solarzelle
 — im freien Raum,
 - - Wheeler-Cap,
 ○ $S_{11_{WC}} = -0,71 @ 1,47 \text{ GHz}$
 □ $S_{11_{FS}} = -0,28 @ 1,48 \text{ GHz}$

Abbildung 6.13: Simulation und Messung des Eingangsreflexionsfaktors verschiedener aperturgekoppelter Antennen im Wheeler-Cap und im freien Raum zur Wirkungsgradberechnung.

	S_{11} , Freiraum	S_{11} Wheeler-Cap	Wirkungsgrad
Simulation Kupferpatch	-0,18	-0,76	0,8 / 0,81 ^a
Messung Kupferpatch	-0,17	-0,74	0,8
Messung polykristalline Solarzelle	-0,11	-0,71	0,79
Messung Dünnschicht Solarzelle	-0,71	-0,28	0,69

Tabelle 6.2: Antennenwirkungsgrade gemäß (6.12) aus S-Parameter Simulationen und Messung von aperturgekoppelten Patchantennen.

^aDer Wirkungsgrad von $\eta = 0,81$ ergibt sich bei der Simulation in Microwave Studio direkt aus dem Quotienten aus abgestrahlter zu zugeführter Leistung der Antenne.

Simulation in sich schlüssig ist. Ein Vergleich zwischen Simulation und Messung der Kupferpatchantenne zeigt, dass auch hier eine sehr gute Übereinstimmung herrscht. Da bei der Simulation der Antenne ideale leitende metallische Flächen verwendet wurden, beruht der ermittelte Wirkungsgrad von $\eta = 0,8$ im Wesentlichen auf dem verlustbehafteten Substratmaterial. Aufgrund der gut leitenden Rückseitenbeschichtung einer polykristallinen Solarzelle ergibt sich auch in diesem Fall annähernd der gleiche Wirkungsgrad. Lediglich bei der Verwendung einer Dünnschicht-Solarzelle als Antennenpatch, die aus einer Serienschaltung mehrerer schmaler Einzelzellen besteht, tritt ein geringfügig verminderter Wirkungsgrad auf.

Diese Untersuchungen zeigen, dass zumindest bei der untersuchten Frequenz von ca. 1,5 GHz die Solarzellen als sehr gut leitende Schichten angesehen werden können.

Kapitel 7

Realisierung planarer Antennen mit photovoltaischen Solarzellen

7.1 Einleitung

In dem folgenden Kapitel werden verschiedene planare Antennen mit photovoltaischen Solarzellen, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurden, präsentiert. Einige Antennen wurden zu Mess- und Demonstrationszwecken aufgebaut, wobei auch eine Variante mit Kupferflächen anstelle von Solarzellen realisiert wurde. Durch Vergleichsmessungen konnte der Einfluss der Solarzellen auf die Antenneneigenschaften bewertet werden. Manche Antennen existieren nur als Simulationsmodell. Aber auch hier wurde die Verschaltung der Solarzellen untereinander berücksichtigt, die den größten Einfluss auf die Antennen ausübt.

Die Berechnung der Antennen erfolgte mit Microwave Studio. Dabei wurden die Antennenflächen, die hier von Solarzellen gebildet wurden, durch idealleitende Flächen ersetzt. In einigen Fällen besitzen die Antennen ein Speisernetzwerk aus Mikrostreifenleitungen. Dieses wurde mit Hilfe von ADS entworfen und optimiert.

7.2 Antennen mit einer Solarzelle

7.2.1 Aperturgekoppelte Patchantenne

Die aperturgekoppelte Patchantenne wurde bereits in Abschnitt 5.2.1 erläutert. An dieser Stelle werden verschiedene Varianten dieser Antenne aufgebaut, um die prinzipielle Machbarkeit der Realisierung von Antennen mit Solarzellen zu zeigen. Um die Eigenschaften von Solarzellen-Antennen mit Kupferpatch-Antennen zu vergleichen, wurden Antennen mit Kupferpatch, polykristalliner Solarzelle sowie Dünnschicht-Solarzelle gefertigt. Der Aufbau ist in **Abbildung 7.1** dargestellt. Die Abmessungen sind bei allen realisierten Antennen identisch. Die Patchgröße beträgt $100 \times 100 \text{ mm}^2$. Die Anregung erfolgt mit einer 50Ω Mikrostreifenleitung über eine $90 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ große Apertur. Der Abstand zwischen der Massefläche und dem Antennenpatch beträgt 20 mm . Auf der anderen Seite ist im Abstand von 35 mm von der Massefläche ein Reflektor angebracht. Der Aufbau erfolgte mit FR4-Platinenmaterial.

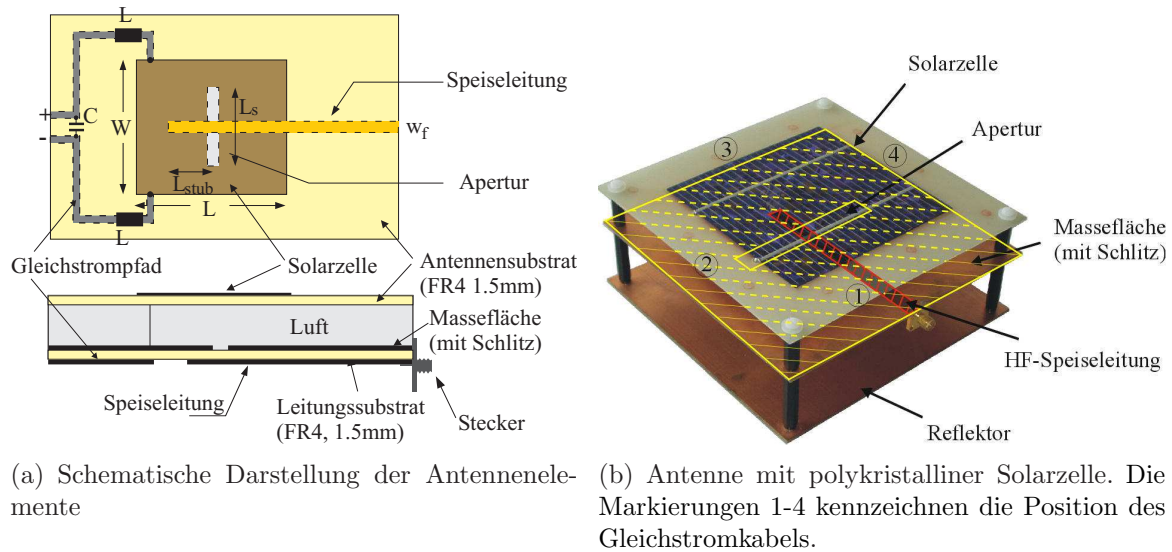


Abbildung 7.1: Aperturgekoppelte Patchantenne für 1,5 GHz

Abbildung 7.2 zeigt die realisierten Antennenmodelle sowie das vertikale Strahlungsdiagramm. Generell zeigt die MWS-Simulation mit den gemessenen Werten eine gute Übereinstimmung. Der Gewinn in Hauptstrahlrichtung ($\vartheta = 0^\circ$) beträgt für die einzelnen Antennen:

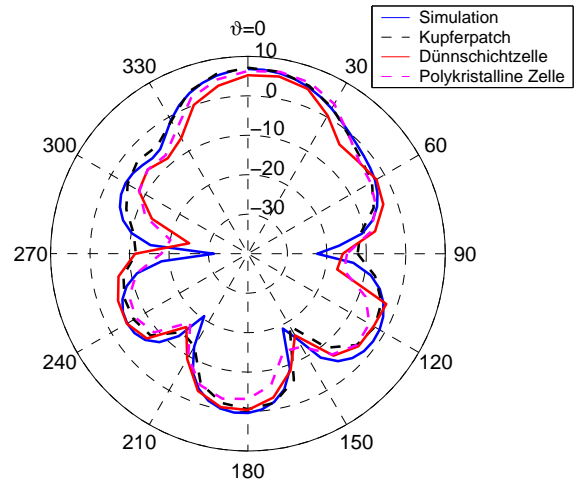
- Simulation: 6,8 dBi (mit idealleitender Antennenfläche),
- Kupferpatch 7,1 dBi,
- Polykristalline Solarzelle 6,8 dBi,
- Dünnschicht-Solarzelle 5,6 dBi.

Der Gewinn der Kupferpatchantenne und der Antenne mit polykristalliner Solarzelle ist praktisch gleich und deckt sich sehr gut mit dem simulierten Gewinn. Demgegenüber ist der Gewinn einer Antenne mit Dünnschicht-Solarzelle um 1,5 dB geringer. Während die polykristalline Solarzelle auf ihrer Rückseite eine flächige Metallisierung aufweist, besitzt die Dünnschichtzelle lediglich mehrere streifenförmige leitfähige Schichten, die über die PN-Übergänge der Zelle verbunden sind. Insgesamt verringert sich damit die Leitfähigkeit der Zelle, was bereits in Abschnitt 6.2.2 sowie durch die Wirkungsgradmessungen in Abschnitt 6.3 vermutet wurde. Durch die höheren Verluste sinkt daher der Gewinn gegenüber einer Antenne mit sehr gut leitenden Flächen.

In **Abbildung 7.3** sind die gemessenen und simulierten Reflexionsfaktoren der Antenne gegenübergestellt. Wie in **Abbildung 7.1a** zu erkennen ist, besitzt die Antenne ein Netzwerk aus zwei Spulen und einem Kondensator, um den von der Solarzelle erzeugten Gleichstrom abzuführen und gleichzeitig eine Rückwirkung auf die Antenneneigenschaften zu minimieren. Bei den in **Abbildung 7.3a** gezeigten Ergebnissen ist zunächst kein Kabel an den Gleichstromausgängen des Netzwerks angeschlossen. In der Simulation liegt die Mittenfrequenz der Antenne (Minimum im Reflexionsfaktor) bei etwa 1,5 GHz. Dagegen

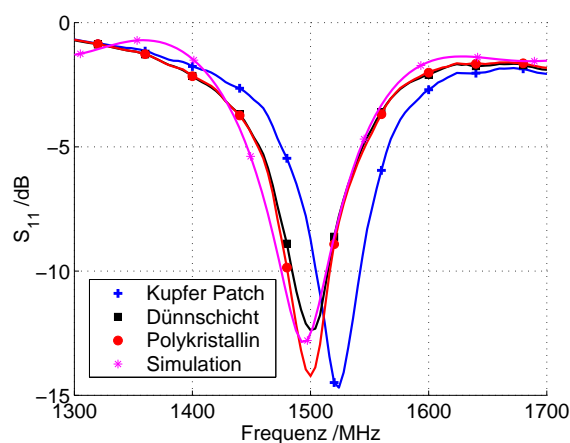


(a) Antennenmodelle mit Dünnschichtzelle, Kupferpatch sowie Polykristalliner Zelle

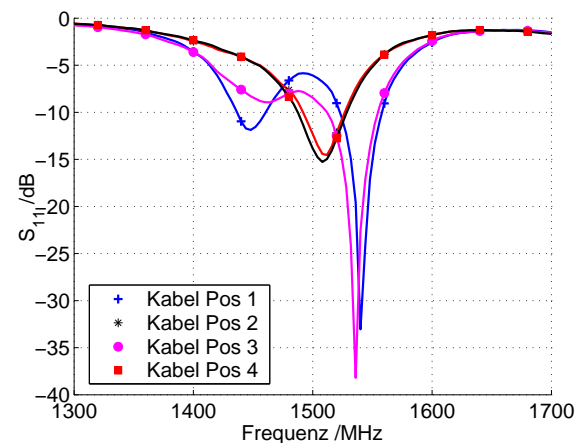


(b) Gegenüberstellung des gemessenen Gewinns in dBi in einem vertikalen Schnitt

Abbildung 7.2: Realisierte Antennenmodelle und Strahlungsdiagramm bei 1,5 GHz.



(a) Simulierter und gemessener Reflexionsfaktor (S_{11}) der Antennen aus **Abbildung 7.2a**.



(b) Antenne mit polykristalliner Zelle und angeschlossenem Gleichstromkabel an den in **Abbildung 7.1b** gekennzeichneten Positionen.

Abbildung 7.3: Simulierter und gemessener Reflexionsfaktor der aperturgekoppelten Patchantenne mit unterschiedlichen Konfigurationen.

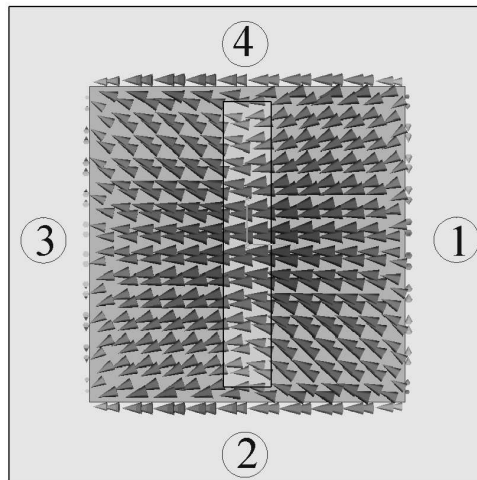


Abbildung 7.4: Oberflächenstrom auf der Unterseite des Antennenpatches ohne angeschlossene Gleichstromkabel.

ist die Mittenfrequenz der Antenne mit Kupferpatch etwas höher, was durch Unterschiede in der Permittivität des realen und simulierten Substrats hervorgerufen werden kann. Betrachtet man nun die Solarzellen, so ist in diesem Fall die leitfähige Rückseite, die die eigentliche Antenne darstellt, mit dem Halbleitermaterial der Solarzelle beschichtet, das aufgrund seiner Permittivität einer Verschiebung der Resonanzfrequenz zu niedrigeren Frequenzen bewirkt.

Aus **Abbildung 7.3b** geht hervor, dass die Gleichstromleitungen einen großen Einfluss auf den Reflexionsfaktor der Antenne haben können und daher mit in das Antennen-Design einbezogen werden müssen. In diesem Beispiel sind ca. 20cm lange verdrehte Leitungen an den in **Abbildung 7.1b** gekennzeichneten Stellen angebracht. **Abbildung 7.4** zeigt eine Momentaufnahme des Oberflächenstroms auf der Rückseite des Antennenpatches. Der hochfrequente Strom ist hier in waagerechter Richtung orientiert. Daraus geht hervor, dass die Kanten 1 und 3, die senkrecht zur Stromrichtung liegen, die abstrahlenden Kanten sind. Befindet sich nun eine Leitung in dem von den Kanten abgestrahlten Feld, werden die Antenneneigenschaften stärker beeinflusst, als bei einem Kabel an den Seiten 2 und 4, an denen keine Abstrahlung erfolgt. Im letzten Fall ist in dem Reflexionsfaktor in **Abbildung 7.3b** kein Unterschied zu dem „kabellosen“ Zustand der Antenne in **Abbildung 7.3a** zu erkennen.

Abschließend sei erwähnt, dass nun auch im praktischen Versuch die Möglichkeit bestätigt wurde, mit photovoltaischen Solarzellen planare Antennen aufzubauen. Diese Antennen wurden auch für die in Kapitel 6.3 durchgeführten Wirkungsgradmessungen eingesetzt.

7.2.2 Modifizierte PIFAs

Im folgenden werden zwei Antennen vorgestellt, die auf dem Prinzip der PIFA (siehe Kapitel 5.2.2) basieren. Dabei wird in beiden Fällen dem Umstand Rechnung getragen, dass nun anstelle von Metallflächen bestimmte Teile der Antenne mit Solarzellen realisiert werden.

7.2.2.1 PIFA mit galvanischer Kopplung

Bei dem hier vorgestellten Konzept erfolgt die Speisung der Antenne über eine Koaxialleitung. Innen- und Außenleiter sind dabei mit den beiden Polen („Plus“, bzw. „Minus“) der Solarzelle verbunden. Da die PIFA nach **Abbildung 5.3** jedoch eine galvanische Verbindung zwischen dem Außenleiter und dem Innenleiter aufweist, wäre damit natürlich auch die Solarzelle kurzgeschlossen. Um dennoch beide Pole mit der Koaxialleitung zu kontaktieren (und damit eine „Fernspeisung“ eines Verbrauchers vorzunehmen), muss der Kurzschluss der PIFA aus Sicht des Gleichstromes aufgetrennt werden („Schlitz“ in **Abbildung 7.5**). Für den hochfrequenten Antennenstrom muss der Kurzschluss jedoch weiterhin vorhanden sein, um die Antennenfunktion aufrecht zu erhalten. Mit diesem Ansatz fließt der von der Solarzelle erzeugte Gleichstrom zusammen mit dem hochfrequenten Antennensignal über das Koaxialkabel. Die Entkopplung des HF-Pfades vom Gleichstrompfad muss dann an geeigneter Stelle mittels eines *Bias-T* („Fernspeiseweiche“) erfolgen.

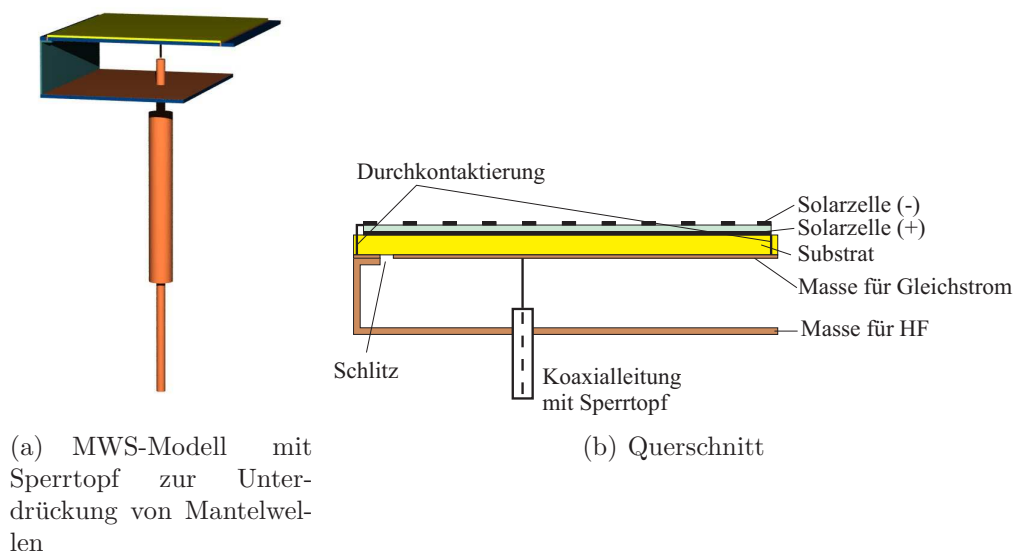


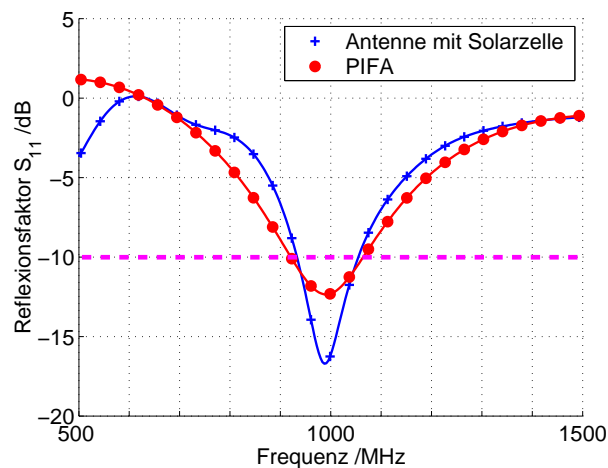
Abbildung 7.5: PIFA-ähnliche Antenne mit koaxialer Speisung und Solarzellen.

In **Abbildung 7.5** ist die Antenne in der Gesamtansicht und im Querschnitt dargestellt. Die Querschnittsdarstellung veranschaulicht die Wirkungsweise der Antenne und zeigt den geschichteten Aufbau des Antennenpatches, das im Fall einer normalen PIFA lediglich aus einem dünnen Blech bestünde. Hier besteht das Antennenpatch aus der Solarzelle als oberste Schicht. Darunter befindet sich ein FR4-Substrat mit einer Kupferschicht auf der Rückseite. Auf der linken Seite in **Abbildung 7.5b** ist zu erkennen, dass die Kupferschicht durch einen schmalen Spalt unterbrochen ist. Auf der rechten Seite wird der Pluspol der Solarzelle mit der Substrat-Metallisierung (und dem Innenleiter des Koaxialkabels) verbunden. Eine Kontaktierung des Minuspols mit der unteren Massefläche (und dem Außenleiter des Koaxialkabels) erfolgt auf der linken Seite. Dadurch wird ein Kurzschluss zwischen den Polen der Solarzelle vermieden. Aus hochfrequenter Sicht wird die Unterbrechung in dem Antennenpatch durch die Metallisierung der Solarzelle

überbrückt.



(a) PIFA mit Solarzelle und koaxialer Speisung. (b) PIFA ohne Solarzelle. Blick schräg von unten. Blick schräg von unten.



(c) Gegenüberstellung des Reflexionsfaktors einer PIFA-Antenne mit und ohne Solarzelle.

Abbildung 7.6: Modell zum Vergleich des Reflexionsfaktors einer PIFA-Antenne mit und ohne Solarzelle sowie resultierender Reflexionsfaktor.

Eine Gegenüberstellung des simulierten Reflexionsfaktors einer Antenne mit Solarzelle als Antennenpatch und einer konventionellen PIFA in identischen Abmessungen wird in **Abbildung 7.6** gezeigt. Die Darstellung des Simulationsmodells verdeutlicht abermals die Unterschiede im Antennendesign: die PIFA im rechten Bild (b) besitzt ein durchgehendes Patch, während im linken Bild (a) ein Schlitz im Patch aufgrund der darüber befindlichen Solarzelle vorhanden ist. Der Reflexionsfaktor beider Anordnungen unterscheidet sich nur geringfügig voneinander. Während die Bandbreite bezüglich einer -10 dB-Grenze annähernd gleich bleibt, entsteht im Betrag des Reflexionsfaktors eine Differenz von etwa 4 dB. Das Strahlungsdiagramm, welches hier nicht dargestellt ist, ist in beiden Fällen identisch.

Anhand den in der Simulation gefundenen Abmessungen der Antenne wurde ein Prototyp erstellt, der in **Abbildung 7.7c** zu sehen ist. Die Realisierung dieser Antenne erfolgte

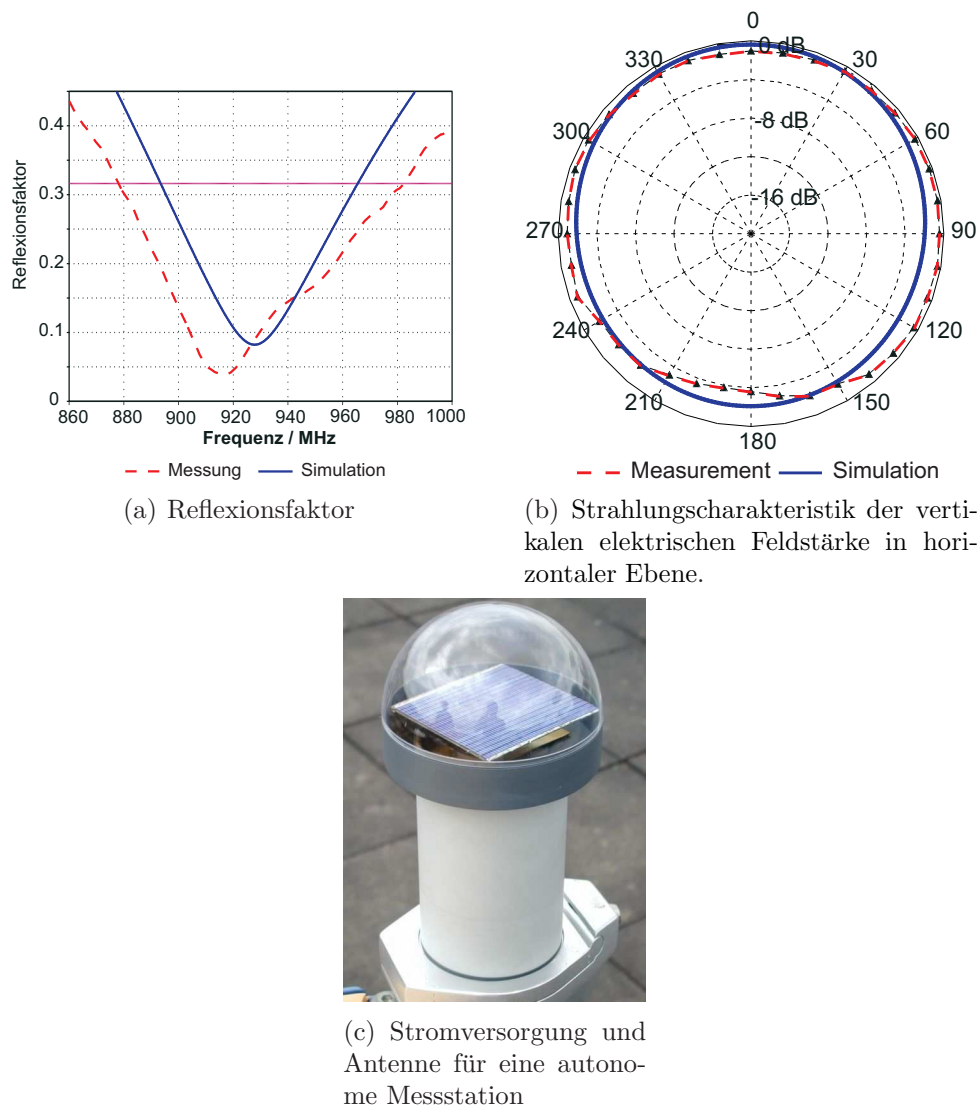


Abbildung 7.7: Gemessene und simulierte Antenneneigenschaften.

am Institut für Solare Energieversorgungstechnik (ISET) in Kassel. Diese Solarzellen-Antenne ist für den Einsatz in einem autonomen Messdatenerfassungssystem vorgesehen. Eine drahtlose Messdatenabfrage erfolgt über Mobilfunk im GSM-900 Band. Entgegen der im Modell gezeigten Solarzelle kommt ein sogenanntes „Schindelmodul“ mit den Abmessungen $9,5 \times 9,5 \text{ mm}^2$ zum Einsatz, wodurch sich eine Leerlaufspannung des Moduls von $8,4 \text{ V}$ ergibt. Damit kann die Stromversorgung des Datenloggers und eines Funkmodems sichergestellt werden. Der Ladezustand des verwendeten Akkumulators wurde im ISET einem Langzeittest unterzogen, womit die Funktionsfähigkeit des Konzepts untermauert wurde [9]. Sowohl der gemessene als auch der simulierte Reflexionsfaktor in **Abbildung 7.7a** sind im relevanten Frequenzbereich ($890 \text{ MHz} - 960 \text{ MHz}$) kleiner als $0,33$, was einer Rückflussdämpfung von mehr als 10 dB entspricht. Darüber hinaus weist die Antenne ein annähernd kreisförmiges Richtdiagramm in der Horizontalebene auf (siehe **Abbildung 7.7b**). Der maximale simulierte Gewinn beträgt $G = -0,3 \text{ dB}$

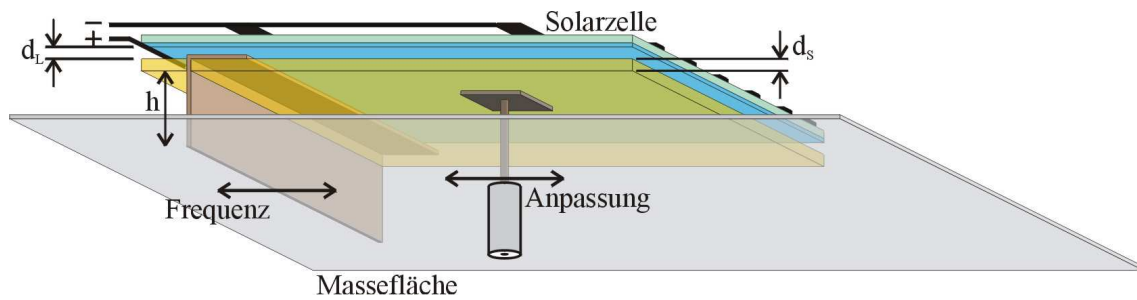


Abbildung 7.8: PIFA mit kapazitiv angekoppelter Speisung und Kurzschluss. Ansicht schräg von unten.

und ist damit etwa 2 dB kleiner als der Gewinn eines Halbwellendipols.

7.2.2.2 Kapazitiv gekoppelte PIFA

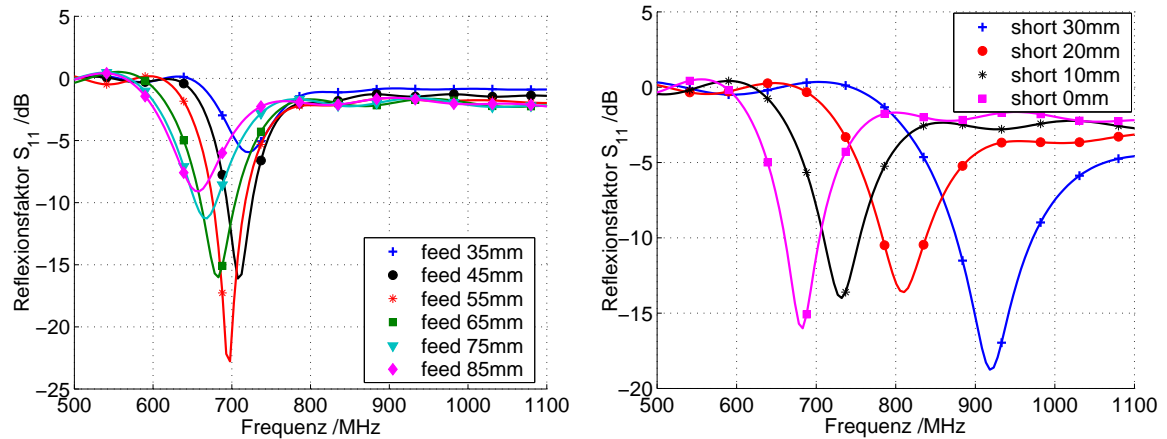
Eine weitere Möglichkeit zur Verwendung einer einzelnen Solarzelle als Antenne ist die Konstruktion einer PIFA mit kapazitiv angekoppelter Einspeisung sowie kapazitiv angekoppeltem Kurzschluss. Gegenüber dem Ansatz in Abschnitt 7.2.2.1 ermöglicht diese Lösung eine getrennte Führung des DC- und HF-Strompfades. Die prinzipielle Anordnung ist in **Abbildung 7.8** dargestellt. Über einer Massefläche befindet sich ein abgewinkeltes Blech, welches mit der Massefläche selbst verbunden ist, zu der Unterseite der Solarzelle jedoch den Abstand d_L aufweist. Die Einspeisung erfolgt über eine Koaxialleitung, wobei der Innenleiter mit einer Koppelfläche verbunden ist, die sich im Abstand $d_L + d_s$ unterhalb der Solarzelle befindet. Dadurch ergeben sich von oben nach unten folgende Schichten:

- die Solarzelle,
- eine Luft- bzw. Isolationsschicht der Dicke d_L ,
- ein Substrat der Dicke d_s auf dessen Oberseite sich die Metallfläche für den aus hochfrequenter Sicht „kapazitiven Kurzschluss“ befindet und auf dessen Unterseite die Metallfläche für die kapazitive Einspeisung angebracht ist,
- sowie eine Massefläche, die zu der Substratschicht den Abstand h aufweist.

Der von der Solarzelle generierte Gleichstrom kann an der Kante, an der sich der Kurzschluss befindet, abgegriffen werden. Dadurch wird der Einfluss des Gleichstrompfades auf die Antenneneigenschaften minimiert.

Der hier verfolgte Ansatz verwendet Solarzellen in einer handelsüblichen Größe von $10 \times 10\text{ cm}^2$. Damit ist an sich die Resonanzfrequenz der Antenne vorgegeben, da sie sich in erster Linie an den Abmessungen der Strahlerfläche orientiert. Um dennoch in gewissen Grenzen die Antenne auf eine bestimmte Frequenz abstimmen zu können, wird die Position (wie in **Abbildung 7.8** angedeutet) des Kurzschlusswinkels verschoben. Dadurch ändert sich die für den hochfrequenten Strom wirksame Länge des Antennenpatches, was eine entsprechende Änderung der Resonanzfrequenz zur Folge hat. Der Vorteil dieses

Verfahrens ist, dass man mit einer Fläche in vorgegebener Größe eine variable Resonanzfrequenz erzielen kann¹. Gleichzeitig bleibt aber die für die Stromerzeugung relevante Fläche konstant.



(a) Verschiebung der Einspeisung (feed). Kurzschluss (short) an der linken Kante der Antennenfläche („0mm“).

(b) Verschiebung des Kurzschlusses (short). Einspeisung (feed) im Abstand von 65mm von der linken Kante der Antennenfläche.

Abbildung 7.9: Reflexionsfaktor der PIFA mit kapazitiv gekoppelter Einspeisung und Kurzschluss.

Die Auswirkung der Verschiebung des Kurzschlusses ist in **Abbildung 7.9b** dargestellt. Bezüglich **Abbildung 7.8** bedeutet die Angabe „0mm“, dass sich der Kurzschluss an der linken Kante unterhalb der Solarzelle befindet. Die übrigen Angaben kennzeichnen die Verschiebung nach rechts. Damit lässt sich ein Frequenzbereich von 680 MHz (0mm) bis 920 MHz (30mm) abdecken.

Die Anpassung der Antenne an den Ausgang des verwendeten Senders ist für eine effiziente Übertragung von großer Bedeutung. Im vorliegenden Fall kann, wie bei einer konventionellen PIFA, die Eingangsimpedanz (und damit die Anpassung an den Sender) durch eine Verschiebung des Speisepunktes eingestellt werden. Die Angaben in **Abbildung 7.9a** beziehen sich wieder auf die linke Kante der Solarzelle in **Abbildung 7.8**, an der sich in diesem Fall auch der kapazitiv angekoppelte Kurzschluss befindet. Die Eingangsimpedanz² der Antenne, die mit dem Reflexionsfaktor gemäß (3.38) verknüpft ist, ist umso kleiner, je näher die Einspeisung am Kurzschluss der Antenne erfolgt. Durch die Wahl eines geeigneten Speisepunktes ($feed = 55\text{ mm}$) ergibt sich hier eine Bandbreite ($S_{11} < 10\text{ dB}$) von $B = 41\text{ MHz}$, was einer relativen Bandbreite bezüglich der Mittenfrequenz von 5,9% entspricht.

Dieses Antennenmodell wurde nicht für messtechnische Untersuchungen realisiert. Ausgehend von diesem Modell mit einer einzelnen Solarzelle wurde jedoch eine Antenne mit mehreren Solarzellen konzipiert, die mit Kupferflächen anstelle von Solarzellen aufgebaut wurde, was eine kostengünstige Überprüfung der simulierten Ergebnisse ermöglicht. Ins-

¹Normalerweise verhalten sich Fläche und Resonanzfrequenz einer planaren Antenne umgekehrt proportional zueinander: je größer die Antenne, desto niedriger die Resonanzfrequenz.

²Die Eingangsimpedanz ist hier nicht gesondert dargestellt.

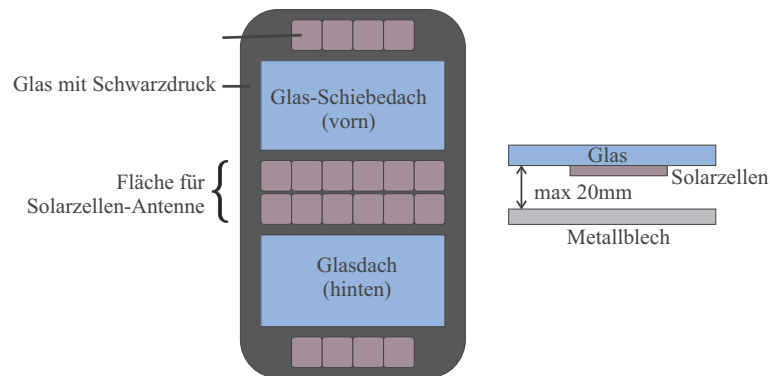


Abbildung 7.10: Schematische Darstellung eines KFZ-Glasdaches mit integrierten Solarzellen.

gesamt besteht diese Antenne aus drei quadratischen Flächen mit einer Kantenlänge von 10cm , wobei die Mittlere in der hier beschriebenen Weise als Antenne angeregt wurde. Mit diesem Aufbau ließ sich eine Bandbreite von $8,8\%$ bei einer Mittenfrequenz von 920 MHz erzielen. Die Abstrahlung erfolgt im Wesentlichen senkrecht zur Antennenfläche mit einem Gewinn in Hauptstrahlrichtung von $9,2\text{dBi}$. Weitere Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in [69] zusammengefasst.

7.3 Antennen mit mehreren Solarzellen

In diesem Abschnitt werden hauptsächlich Antennen zur Integration in ein Glasdach von Kraftfahrzeugen vorgestellt. In der Kraftfahrzeugindustrie wird nach Möglichkeiten gesucht, externe Antennen durch planare Antennen zu ersetzen, die in die Fahrzeughülle integriert werden können. Der bevorzugte Platz für Antennen am Automobil ist das Dach. In einige Fällen (insbesondere im Luxussegment der Personenkraftwagen) besteht das Dach hauptsächlich aus Glas, wobei der vordere Teilbereich als Schiebedach vorgesehen ist (siehe **Abbildung 7.10**). Die nicht-transparenten Bereiche des Glasdaches sind mit Solarzellen versehen. Sie dienen dazu, die Innenraumbelüftung zu betreiben, wenn das Auto in der Sonne abgestellt ist. Durch einen kontinuierlichen Luftstrom wird eine Überhitzung des Innenraumes vermieden. Außerdem wird mit Hilfe der Solarzellen einer Entladung der Batterie vorgebeugt. Für Antennen sind jedoch keine Bereiche innerhalb des Glasdaches vorgesehen. An einigen Stellen müsste auf Solarzellen verzichtet werden, falls integrierte Antennen im Dach gewünscht werden. Die zur Verfügung stehende Fläche kann also *entweder* mit Solarzellen, *oder* mit Antennen belegt werden.

Im Rahmen einer Zusammenarbeit mit DaimlerChrysler wurde nun versucht, die SOLPLANT-Idee für bestimmte Anwendungen im Kraftfahrzeug umzusetzen, und damit eine Doppelnutzung der verfügbaren Fläche als Antenne *und* Solarzelle zu ermöglichen. Zu diesem Zweck wurden Antennen für GPS (Global Positioning System) und GSM-Mobilfunk im 1800 MHz Band entwickelt und als Prototypen realisiert.

Zunächst wird jedoch an einer einfachen Konfiguration anhand von Simulationen gezeigt, welchen Einfluss zusätzliche Solarzellen auf eine optimierte Solarzellen-Antenne ausüben, wenn sie mit dieser in Serie geschaltet werden.

7.3.1 Linear polarisierte SSFIP Antenne im Solarzellen-String

In diesem Abschnitt wird der Einfluss benachbarter (parasitärer) Solarzellen auf eine einzelne optimierte Antenne, die als Strahlerfläche eine Solarzelle besitzt, untersucht. Weiterhin wird die Auswirkung der Serienschaltung der Solarzellen untereinander auf die Antenneneigenschaften betrachtet. Hierfür wird der Reflexionsfaktor, die Oberflächenstromdichte auf den Antennenflächen sowie der Gewinn im Fernfeld ausgewertet. Untersucht wird eine einfache Patchantenne mit koaxialer Speisung nach **Abbildung 5.2b**³. Die Abmessungen des Antennenpatches sowie der parasitären Solarzellen betragen $100 \times 100 \text{ mm}^2$, was einer handelsüblichen Solarzellengröße entspricht. Die Antennenflächen befinden sich in einem Abstand von $h = 1 \text{ cm}$ über einer Massefläche. Die Solarzellen wurden in der Simulation als idealleitende Flächen nachgebildet. Das Simulationsmodell zeigt **Abbildung 7.11c**.

Ausgangspunkt der Untersuchungen ist die einzelne Patchantenne. Durch die hochfrequente Anregung entsteht auf der Antennenfläche ein Oberflächenstrom, dessen Grundmode in **Abbildung 7.11** dargestellt ist. Der Strom ist in diesem Fall hauptsächlich in y-Richtung orientiert. Der Reflexionsfaktor dieser Antenne und die damit verbundene Bandbreite von ca. 110 MHz ist in **Abbildung 7.12** gezeigt. Neben dieser einzelnen Solarzellen-Antenne wurden nun zwei weitere Solarzellen in einem Abstand von 5 mm in gleicher Höhe platziert. Der so entstandene Solarzellenstring dehnt sich in einem Fall senkrecht zum Grundmode des Oberflächenstroms aus (**Abbildung 7.11b**, x-Richtung), im anderen Fall verläuft er parallel hierzu (**Abbildung 7.11a**, y-Richtung). Die Massefläche ragt in beiden Fällen 3 cm über die Solarzellenkanten hinaus. Mit dieser Anordnung soll der Fall untersucht werden, dass sich innerhalb eines Solarzellenstrings eine Solarzelle befindet, die als Antenne benutzt wird. Dieser Fall ist dann in der Praxis bedeutsam, wenn für eine bestimmte Anwendung eine große Leistung erforderlich ist, und eine einzelne Solarzelle, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, nicht ausreicht.

Im ersten, wenn auch nicht praxisrelevanten Schritt dieser Untersuchung, wird auf eine Serienschaltung der drei Solarzellen verzichtet. Im nächsten Schritt sind dann die einzelnen Solarzellen bzw. Strahlerflächen galvanisch verbunden.

Die Simulationsergebnisse des Reflexionsfaktors sind in **Abbildung 7.12** dargestellt. Die Resonanzfrequenz der Einzelantenne beträgt $f_{r1} = 1290 \text{ MHz}$ bei einer relativen Bandbreite von $B_1 = 8,5\%$. Benachbarte parasitäre Zellen in x-Richtung bewirken eine geringfügige Verschiebung der Resonanzfrequenz auf $f_{r3x} = 1310 \text{ MHz}$. Die Bandbreite reduziert sich auf $B_{3x} = 2,7\%$ ⁴. Eine galvanische Verbindung der drei quadratischen Flächen mit jeweils zwei schmalen Stegen an jeder Seite beeinflusst die Eingangsimpedanz bzw. den Reflexionsfaktor der Antenne dramatisch. Es entstehen nun mehrere Resonanzen bei deutlich höheren Frequenzen.

Abbildung 7.12b zeigt den Reflexionsfaktor mit und ohne parasitären Zellen in y-Richtung, die sowohl verbunden (*3 Patch y-Richtung+DC*) als auch isoliert (*3 Patch*

³Die hier gefundenen Ergebnisse gelten im Prinzip auch für eine Antenne mit Aperturkopplung. Mit direkter Kopplung führt die Simulation jedoch schneller zum Ergebnis.

⁴Das untersuchte Antennenmodell beinhaltet kein Anpassnetzwerk. Die Antennenimpedanz ergibt sich allein aus dem Punkt der Einspeisung. Je näher die Einspeisung an der Patchkante erfolgt, desto hochohmiger wird die Antenne. Der Blindanteil der Eingangsimpedanz ist induktiv. Im einfachsten Fall lassen sich also die Einflüsse der parasitären Flächen auf die Bandbreite durch eine Verschiebung des Speisepunktes und eine serielle Kapazität als Anpassnetzwerk eliminieren.

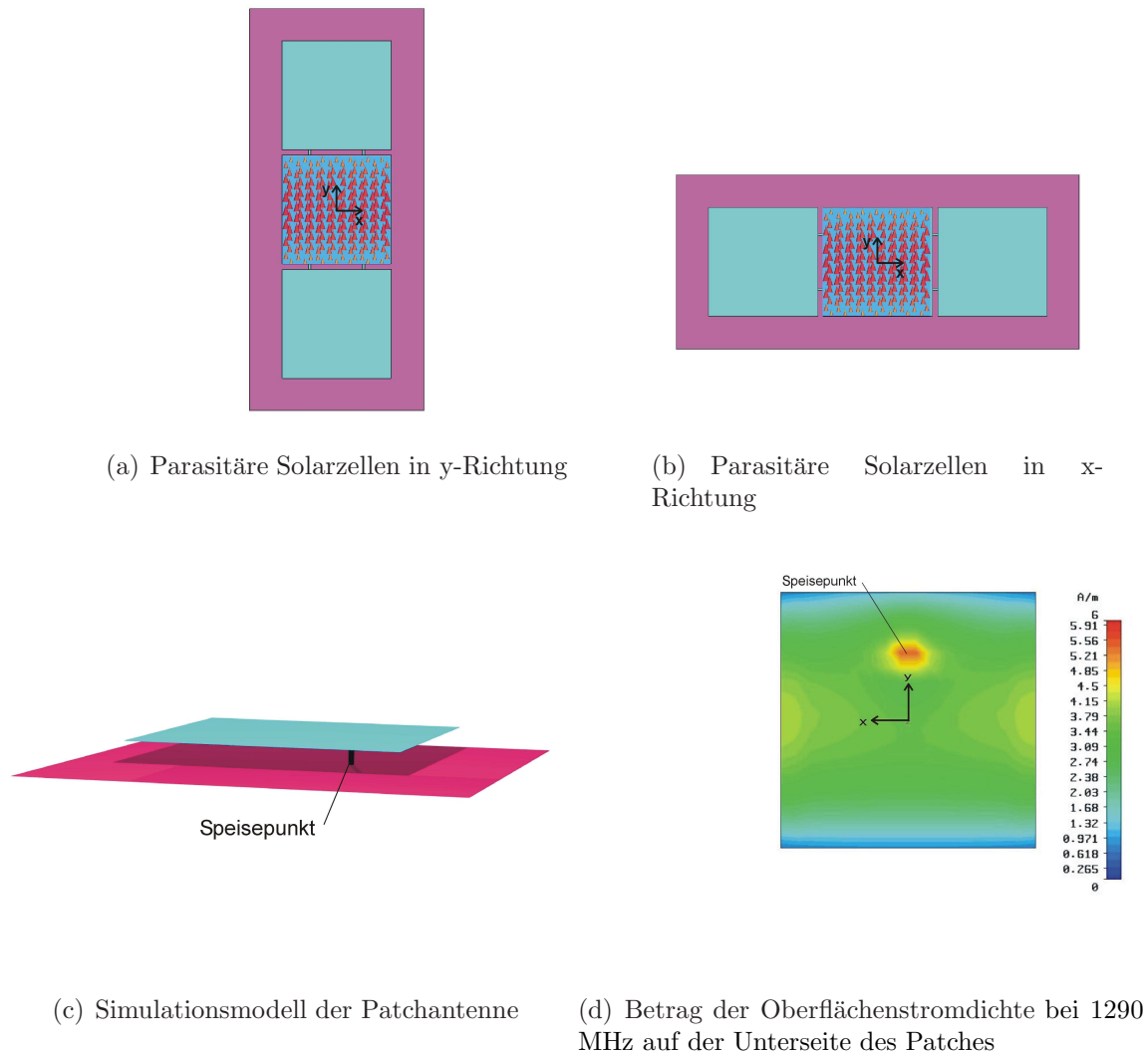


Abbildung 7.11: Oberflächenstrom der einzelnen Patchantenne und Anordnung der parasitären Elemente.

y-Richtung) voneinander sind. Im Gegensatz zu **Abbildung 7.12a** befinden sich hier die parasitären Flächen der benachbarten Solarzellen an den strahlenden Kanten der angeregten Solarzelle. Daher ist in diesem Fall die Beeinflussung auch bei nicht vorhandener Verbindung deutlich größer. Eine Berücksichtigung der Serienschaltung der einzelnen Zellen bewirkt keine Frequenzverschiebung mehr.

Der Einfluss der zusätzlichen Strahlerelemente kann auch anhand des Oberflächenstroms gezeigt werden. **Abbildung 7.11d** zeigt zunächst die Strombelegung auf der ungestörten Antenne. Ein lokales Maximum existiert an der Speisestelle. Ansonsten ist der Strom in der Mitte der rechten und linken Kanten maximal, während er an den oberen und unteren Kanten verschwindet. Jedoch entsteht genau an diesen Stellen ein maximales elektrisches Feld zwischen Antennenpatch und Massefläche, was hier jedoch nicht graphisch dargestellt ist. Diese Kanten sind verantwortlich für die Abstrahlung von elektromagnetischen Wellen. **Abbildung 7.13a** zeigt nun den Betrag der Strombelegung

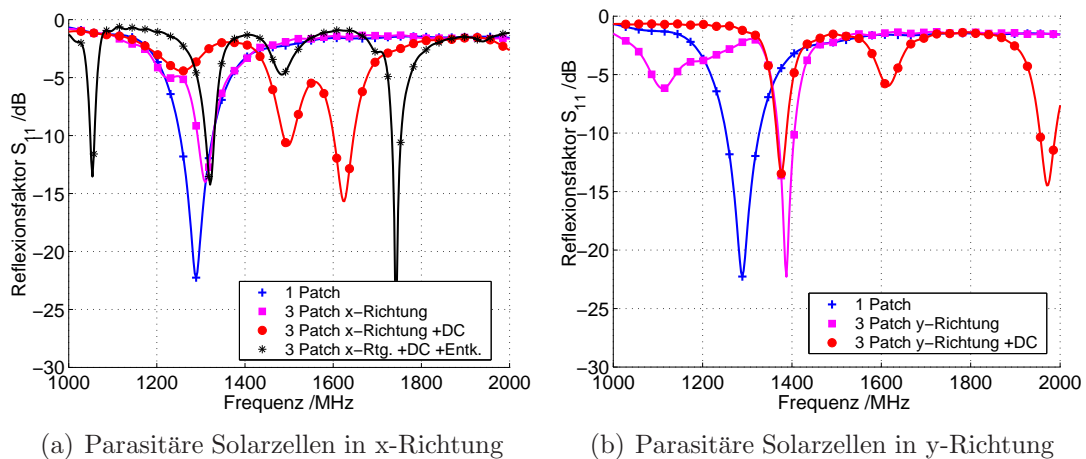


Abbildung 7.12: Auswirkung parasitärer Solarzellen auf den Reflexionsfaktor.

auf der Antenne und zwei weiteren parasitären Patches, die nicht miteinander verbunden sind. Auf den benachbarten Zellen entsteht ein Strom, der gegenüber dem Strom auf dem mittleren Patch um 180° phasenverschoben ist. Die Amplitude ist etwa um ein Viertel kleiner. Wie bereits erwähnt, wird die Antenne durch die DC-Verbindungen der Zellen stark verstimmt. Für diesen Fall ist der Oberflächenstrom in **Abbildung 7.13b** dargestellt. Der Reflexionsfaktor (**Abbildung 7.12a**) beträgt etwa $-3,5$ dB, d.h. fast die Hälfte der zugeführten Leistung wird am Antenneneingang reflektiert. Aus diesen Gründen ist der Strom auf den Strahlerflächen gegenüber den vorherigen Fällen deutlich geringer.

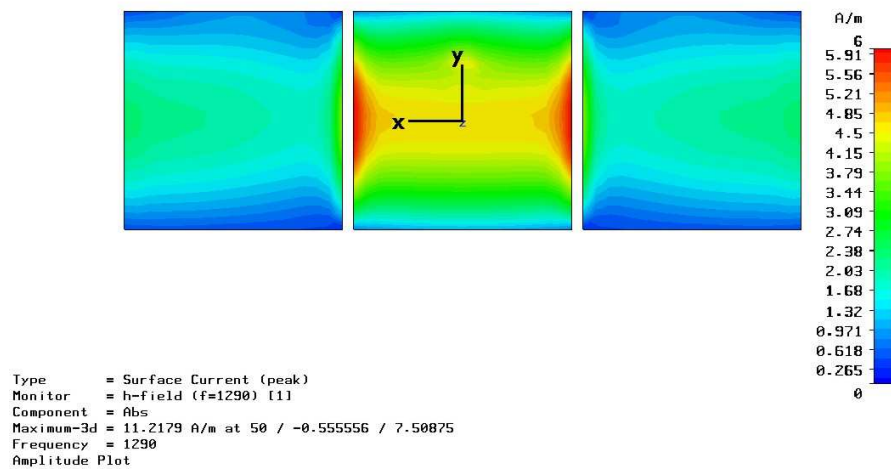
Die Frage ist nun, wie die störenden Einflüsse der benachbarten Solarzellen auf die Antenneneigenschaften vermieden werden können. Bisher wurde deutlich, dass bei einer Anregung im Grundmode zusätzliche Zellen senkrecht zur Richtung des Oberflächenstroms (parasitäre Zellen in x-Richtung) nur geringe Änderungen in der Resonanzfrequenz und der Bandbreite hervorriefen, solange sie nicht miteinander verbunden waren. Um die Auswirkungen der Serienschaltung durch die DC-Verbindungen zu minimieren, muss die Verbindung nun so erfolgen, dass sie für Gleichstrom möglichst niederohmig, für einen hochfrequenten Strom aber möglichst hochohmig ist. Dies ist beispielsweise mit einer Entkoppelschaltung möglich, wie sie ursprünglich in der Schaltungstechnik zur Gleichspannungsversorgung aktiver Bauelemente verwendet wird [25]. Das Entkoppelnetzwerk besteht dabei aus zwei Leitungsstücken, die als $\lambda/4$ -Transformator arbeiten (**Abbildung 7.14b**). Zur Herstellung der Serienschaltung werden nun die Gleichstromanschlüsse der benachbarten Zellen von der Solarzellenebene auf die Rückseite der Massefläche geführt. Die Gleichstromkontakte der angeregten Solarzelle sind dort mit zwei hintereinander geschalteten $\lambda/4$ -langen Mikrostreifenleitungssegmenten verbunden. Das Ende der hinteren Leitung befindet sich im Leerlauf. Der Leerlauf wird durch das hintere Leitungsstück in einen Kurzschluss transformiert. An diesem Punkt befindet sich nun die Abzweigung zur Verbindung mit der benachbarten Solarzelle. Die Eingangsimpedanz der leerlaufenden Transformationsleitung stellt einen Kurzschluss dar. Dieser Kurzschluss ist nun mit der Eingangsimpedanz der Verbindungsleitung parallel geschaltet, wodurch sich jedoch an den Impedanzverhältnissen nichts ändert. Das Ende der ersten Transformationsleitung ist dadurch immer noch mit einem Kurzschluss abgeschlossen. Dieser Kurz-

schluss wiederum geht am Eingang der ersten Transformationsleitung in einen Leerlauf über. Da an dieser Stelle die Kontaktierung mit dem Solarzellen-Antennenpatch stattfindet, ist die Verbindung zur benachbarten Solarzelle aus Sicht des hochfrequenten Stromes hochohmig. Mit diesem Verfahren gelingt es, die Solarzellen schmalbandig voneinander zu entkoppeln. Der Einfluss dieser Entkopplung auf die Strombelegung der benachbarten Flächen ist in **Abbildung 7.14a** dargestellt. Der Strom auf den parasitären Zellen ist nun sehr klein geworden, während der Strom auf dem Antennenpatch selbst weitgehend der Darstellung in **Abbildung 7.11d** entspricht. Der Verlauf des Reflexionsfaktors in **Abbildung 7.12a** (*3 Patch x-Rtg. +DC+Entk.*) entspricht bezüglich der Resonanzfrequenz bei 1320 MHz nun wieder dem Fall *ohne* Verbindung der Flächen. Auch hier kann durch eine geeignete Wahl des Speisepunktes sowie einfachste Anpassnetzwerke die Bandbreite der Antenne erhöht werden.

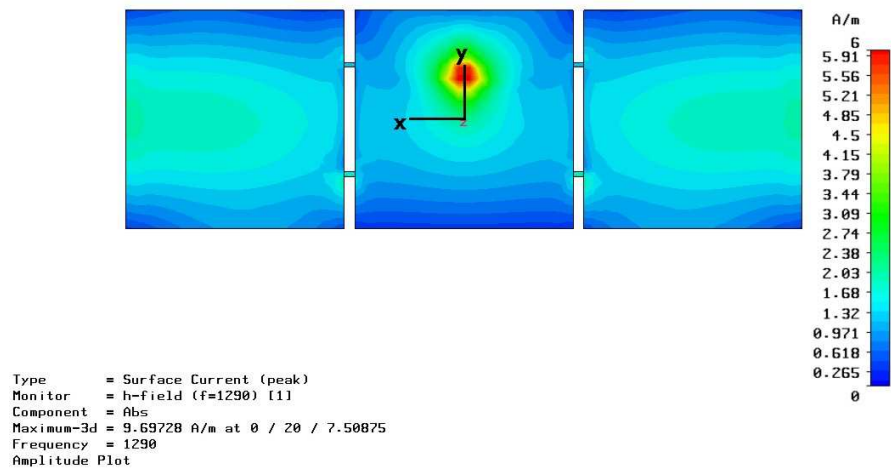
Interessante Ergebnisse liefert auch eine Betrachtung des Fernfeldes der unterschiedlichen Konfigurationen. In **Abbildung 7.15** ist die Gewinnfunktion im Fernfeld dargestellt. Durch die benachbarten Solarzellen (mit und ohne DC-Verbindungen) wird das ursprüngliche Strahlungsdiagramm der Einzelantenne (Bild (a)) stark verformt. Insbesondere in Bild (b) fällt auf, dass nun zwei Hauptstrahlrichtungen in einem Winkel von $\vartheta = \pm 45^\circ$ auftreten. In Bild (c) dagegen erfolgt eine gerichtete Abstrahlung mit engem Öffnungswinkel in z-Richtung. Aus diesen Betrachtungen wird deutlich, dass die benachbarten Flächen ebenfalls eine Abstrahlung bewirken und mit der mittleren Solarzelle im Prinzip eine Antennengruppe bilden. Der Unterschied in der Strahlungscharakteristik zwischen **Abbildung 7.15b** und **Abbildung 7.15c** ist in der Phase des Oberflächenstroms begründet. Während der Strom im ersten Fall einen Phasenunterschied von 180° zwischen zwei benachbarten Flächen aufweist, ist der Strom im zweiten Fall annähernd gleichphasig.

Völlig andere Verhältnisse stellen sich jedoch ein, wenn man die Solarzellen mit der vorgestellten Schaltung entkoppelt. Jetzt entsteht wieder nahezu das ursprüngliche Strahlungsdiagramm der Einzelantenne. Die parasitären Zellen tragen nicht mehr zur Abstrahlung bei.

Der Einfluss der benachbarten Solarzellen auf das eigentliche Antennenpatch kann durch ein Entkoppelnetzwerk, das natürlich auch aus diskreten Bauelementen bestehen kann, minimiert werden. Der Aufwand ist hier gegenüber einer direkten und kürzest möglichen Verschaltung der Solarzellen jedoch höher, da die Gleichstromverbindung auf eine tiefere Ebene geführt werden muss. In den folgenden Abschnitten wird daher nach Lösungen gesucht, wie trotz vorhandener und nicht entkoppelter Gleichstromverbindungen gute Antenneneigenschaften aufrecht erhalten werden können.

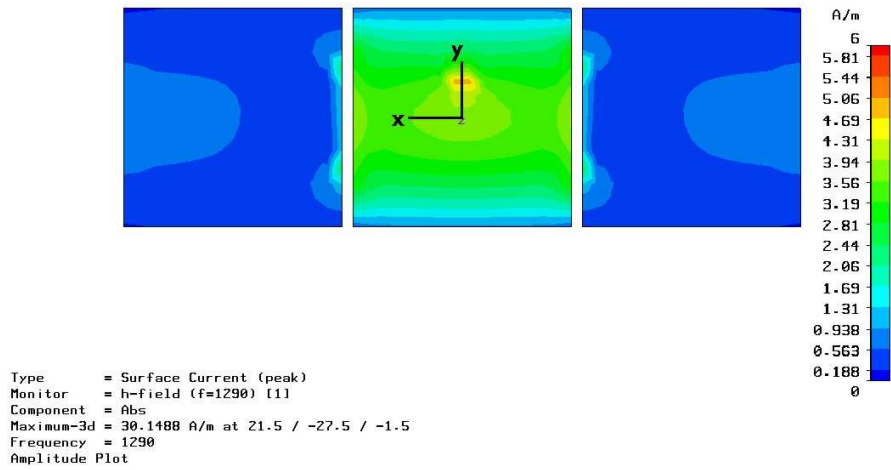


(a) Ohne DC-Verbindungen

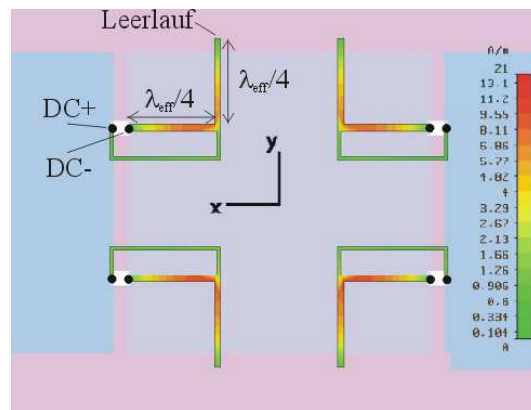


(b) Mit DC-Verbindungen

Abbildung 7.13: Oberflächenstromdichte bei zusätzlichen parasitären Solarzellen in x-Richtung.



(a) Mit DC-Verbindungen und Entkoppelnetzwerk



(b) Netzwerk zur HF-DC Entkopplung mit $\lambda/4$ langen Leitungssegmenten auf der Rückseite der Massefläche. An den mit DC+ und DC- gekennzeichneten Stellen befindet sich die Verbindung zu den Solarzellen auf der Oberseite.

Abbildung 7.14: Oberflächenstromdichte bei einer Entkopplung der einzelnen Solarzellen.

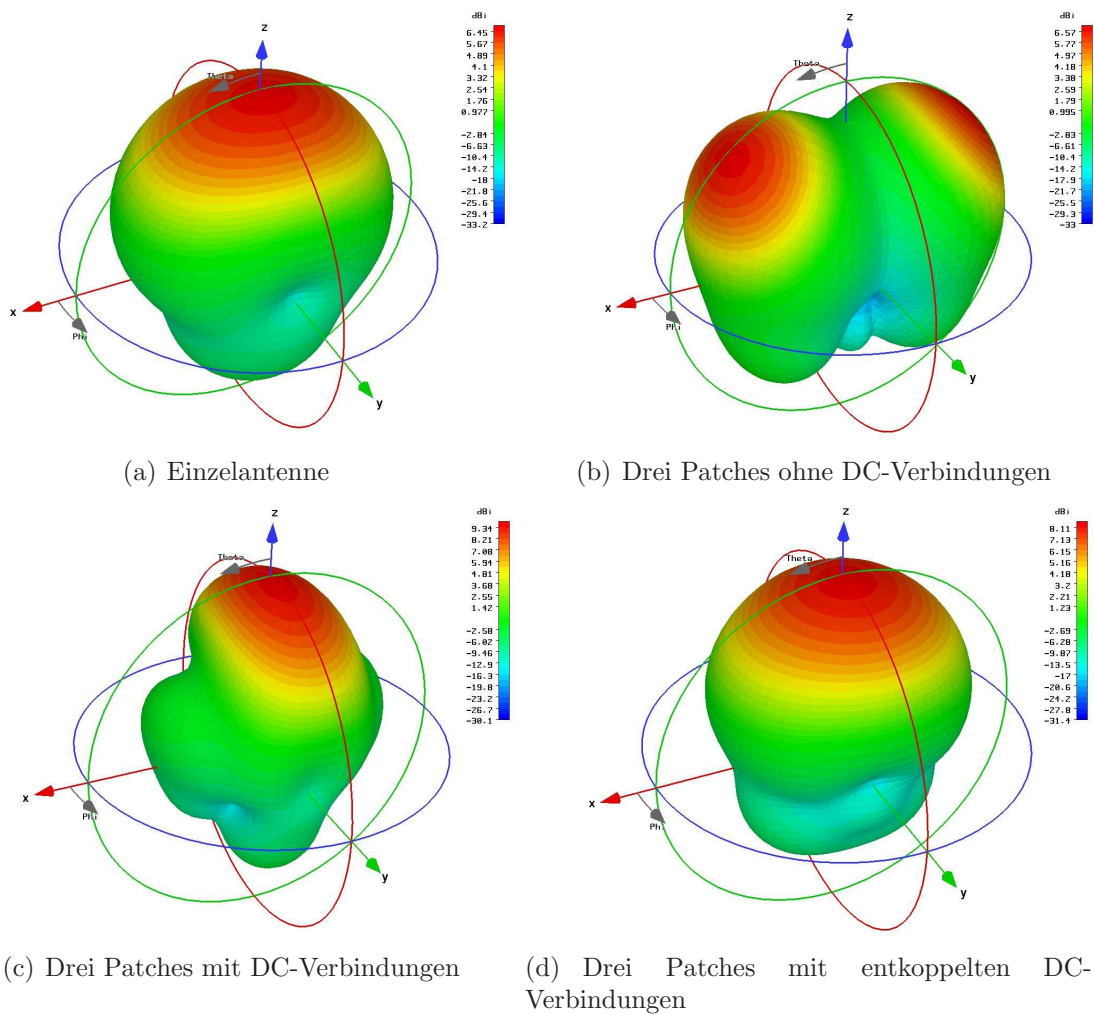


Abbildung 7.15: Vergleich des Gewinns mit und ohne parasitären Solarzellen in x-Richtung.

7.3.2 Schlitzgekoppelte Patchantenne mit zirkularer Polarisation

In diesem Abschnitt wird eine Antenne für das Global Positioning System (GPS) beschrieben, die Solarzellen als Strahlerflächen enthält [27], [28]. Die Verschaltung der Solarzellen untereinander findet in der selben Ebene statt, in der sich auch die Solarzellen befinden. Eine Entkopplung wie im vorigen Abschnitt beschrieben, ist daher nicht vorgesehen. Die Antenne sollte als apertur- bzw. schlitzgekoppelte Patchantenne realisiert werden. Wie bereits erwähnt liegt der Vorteil dieses Ansatzes in den galvanisch getrennten Pfaden des von den Solarzellen erzeugten Gleichstroms und des hochfrequenten Signalstroms.

Die Antenne soll auf die Frequenz des L1-Trägers (1575,42 MHz) abgestimmt sein. Die Bandbreitenanforderungen sind mit 35 MHz für diese Antenne sehr gering. Eine weitere wesentliche Eigenschaft der GPS-Antenne, der bei der Entwicklung Rechnung getragen werden muss, ist die zirkulare Polarisation. Von den GPS-Satelliten wird eine rechtszirkular polarisierte elektromagnetische Welle abgestrahlt. Um einen maximalen Gewinn beim Empfang auf der Erde zu erzielen, muss die Empfangsantenne ebenfalls zirkular polarisiert sein. In der Antenne muss daher eine phasenrichtige Überlagerung der beiden orthogonalen Feldkomponenten erfolgen. Nach (3.44) sind diese Feldkomponenten gegeneinander um 90° phasenverschoben. Die zirkular polarisierte GPS-Antenne enthält sozusagen zwei orthogonale linear polarisierte Antennen. Das empfangene Signal der beiden Antennen wird über ein Summierglied zusammengeführt, wobei ein Signal über eine $\lambda/4$ -Umwegleitung läuft, um die Phasenverschiebung zwischen den beiden Polarisationsrichtungen auszugleichen. Zur Erzeugung einer zirkularen Polarisation mit Mikrostreifenleitungs- bzw. Patch-Antennen gibt es mehrere Möglichkeiten, wobei man zwischen einer einfachen und einer mehrfachen Speisung des Antennenpatches unterscheiden kann [74], [20], [21]. In jedem Fall müssen auf dem Strahler zwei räumlich orthogonale Moden des Oberflächenstroms angeregt werden, die darüber hinaus um 90° gegeneinander phasenverschoben sein müssen. Bei einer einfachen Anregung des Strahlers (beispielsweise über eine Mikrostreifenleitung) kann dies erreicht werden, indem der Strahler in seiner Form von einer quadratischen Fläche abweicht. Eine Abschrägung der Kanten, unterschiedlich lange Strahlerkanten oder Einkerbungen an zwei gegenüberliegenden Strahlerkanten führen dazu, dass zwei orthogonale Moden bei zwei dicht benachbarten Frequenzen entstehen. Dieses Verfahren ist daher sehr schmalbandig. Im anderen Fall wird das quadratische Antennenpatch an zwei Stellen mit 90° phasenverschobenen Signalen angeregt. Weiterhin ist es möglich, die Antenne an vier Punkten zu speisen, wobei es vorteilhaft ist, eine Aperturkopplung zu verwenden, da hierbei die Speise- und Anpassleitungen auf der Rückseite der Antenne verschwinden [50], [61]. Diese Vorgehensweise wurde in der vorliegenden Entwicklung gewählt.

Als Ausgangspunkt für die Solarzellen-Antenne dienten einfache aperturgekoppelte Strahler aus Kupferflächen. In **Abbildung 7.16** ist eine Antenne nach dem *SSFIP*-Prinzip gezeigt, bei der das Eingangssignal mittels Wilkinson-Leistungsteilern auf vier Pfade verteilt wird. In **Abbildung 7.16b** sind die *SSFIP*-Schichten (Leitung, Schlitz, Luft als Antennensubstrat, Antennenpatch) deutlich zu erkennen. Direkt über den Koppschlitz sind die Signale dieser Pfade aufgrund unterschiedlicher Leitungslängen jeweils um 90° phasenverschoben, sodass im Uhrzeigersinn und beginnend mit dem unteren Pfad die Phasenlagen $0^\circ/90^\circ/180^\circ/270^\circ$ entstehen. Bei einer Betrachtung des Oberflä-

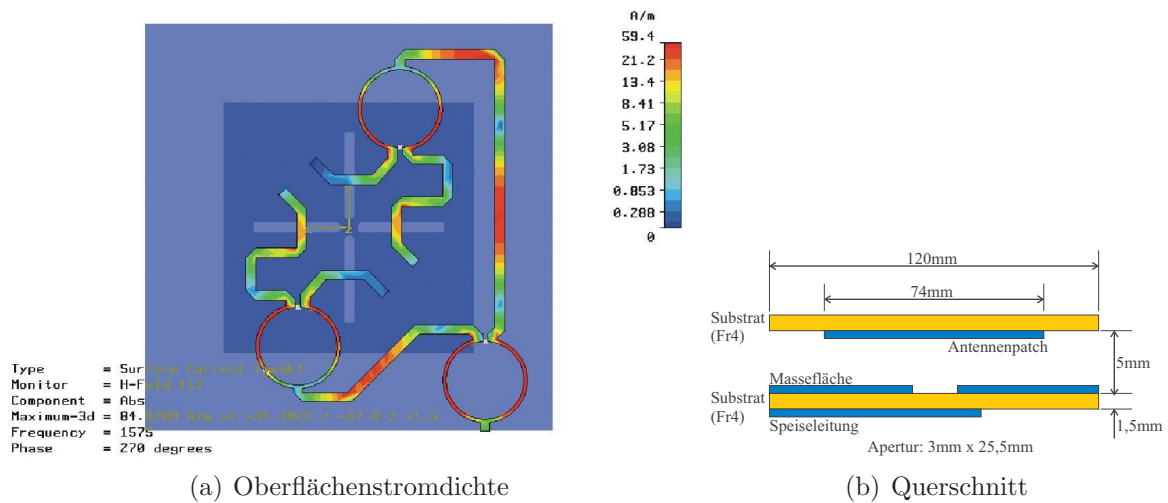


Abbildung 7.16: Aperturgekoppelte Patchantenne für zirkulare Polarisierung mit 0° Leistungsteilern.

chenstroms auf der Speiseleitung (**Abbildung 7.16a**) fällt auf, dass auf den Leitungen über den waagerechten Koppelschlitten ein Strommaximum und auf den vertikalen Leitungen ein Stromminimum existiert.

Während bei der Anregung der Koppelschlitze in **Abbildung 7.16** die notwendige Phasenverschiebung mit $\lambda/4$ -langen Verzögerungsleitungen realisiert wurde, ist es auch möglich, die Phasenverschiebung mit Hilfe eines Branch-Line- oder Hybrid-Kopplers zu erzielen. Dieses Viertor besitzt zwischen seinen Ausgangstoren eine Phasenverschiebung von $\pm 90^\circ$ wobei das Vorzeichen der Phasenverschiebung davon abhängt, welchem der beiden Eingangstoren das Signal zugeführt wird [57], [74], [25]. Der Hybrid-Koppler ist in dem Speisetzwerk der Antenne in **Abbildung 7.17** in der oberen rechten Ecke zu erkennen. Er besteht aus vier etwa $\lambda/4$ -langen Zweigen (*branches*), deren Wellenwiderstände $50\ \Omega$ und $50/\sqrt{2}\ \Omega$ betragen. Die Phasenverschiebung der Felder in den Koppelschlitten beträgt bei dieser Antenne (beginnend mit der 6-Uhr Position und im Uhrzeigersinn) $90^\circ/0^\circ/90^\circ/0^\circ$. Gegenüber der Antenne in **Abbildung 7.16** werden hier die horizontalen und vertikalen Pfade jeweils gleichphasig angeregt, da die Leitungen die Koppelschlitze in der gleichen Richtung kreuzen.

Durch die mit dem Hybrid-Koppler verbundene Fähigkeit der Antenne, rechts- und linkszirkulare Felder abzustrahlen, wurde diese Antenne später für Messungen der Ko- und Kreuzpolarisationen an zirkular polarisierten Antennen herangezogen. Aufgrund der Reziprozität (siehe Abschnitt 3.1) weist die Antenne im Empfangsfall die gleichen Eigenschaften auf.

In **Abbildung 7.18** sind die Messungen und Simulationen des Reflexionsfaktors sowie des Gewinns gegenübergestellt. Beide Kurve stimmen gut überein. Der Reflexionsfaktor beträgt bei $f = 1575\text{ MHz}$ etwa -14 dB . Für den rechtszirkularen Gewinn ergeben sich $2,0\text{ dBi}$ in der Simulation bzw. $2,4\text{ dBi}$ in der Messung.

Der schematische Aufbau dieser Antennen ist in **Abbildung 7.16b** zu sehen, wobei sich die beiden Antennentypen (mit Wilkinson-Teilern bzw. Hybrid-Kopplern) im Quer-

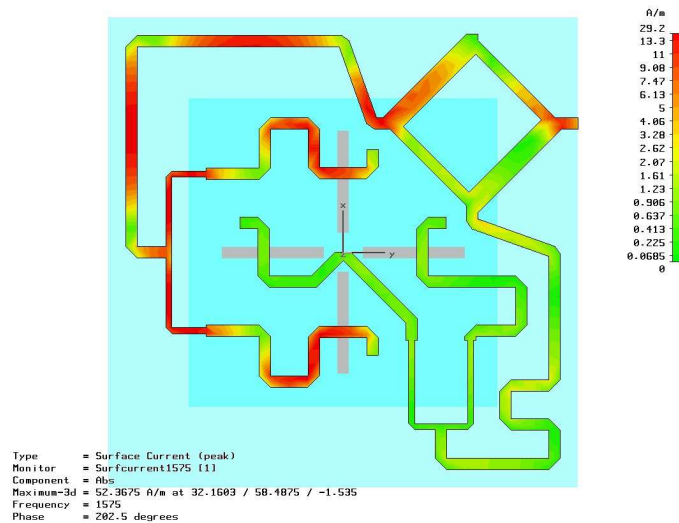


Abbildung 7.17: Aperturgekoppelte Patchantenne für zirkulare Polarisierung mit Branch-Line-Koppler (90° Hybrid-Koppler).

schnitt nicht unterscheiden.

Im Prinzip könnte nun das unter einem FR4-Trägermaterial befindliche metallische Antennenpatch durch eine Solarzelle ersetzt werden. Die bisherigen Untersuchungen haben gezeigt, dass dies möglich ist, wobei jedoch geringfügig höhere Verluste in Kauf genommen werden müssen. Weiterhin wurden folgende Anforderungen an die Antenne gestellt: Die Solarzellen-Antenne soll aus einem Solarmodul bestehen, welches eine Ausgangsspannung von mindestens 12V liefert, und das Modul soll möglichst in einem konventionellen Fertigungsverfahren hergestellt werden können. Daraus folgen wiederum zwei Dinge: zum einen müssen mehrere Solarzellen in Serie geschaltet werden, um die erforderliche Ausgangsspannung zu erzielen, zum anderen kann die im Abschnitt 7.3.1 beschriebene Entkopplung nicht durchgeführt werden. Die dort erläuterten Untersuchungen haben gezeigt, dass eine direkte Serienschaltung der Solarzellen die Antenneneigenschaften maßgeblich beeinflusst. Immerhin wirkt sich bei linear polarisierten Antennen die Serienschaltung weniger stark aus, wenn die DC-Verbindungen senkrecht zum Oberflächenstrom verlaufen. Da hier jedoch zirkular polarisierte Antennen zum Einsatz kommen, entstehen zwei orthogonale Moden auf dem Antennenpatch, sodass für einen Mode immer eine unvorteilhafte DC-Verbindung besteht. Diese Tatsache muss zwangsläufig negative Auswirkungen auf das Achsenverhältnis der Polarisationsellipse (Axial Ratio) der Antenne haben. Daher wurde hier ein Ansatz verfolgt, der die Gleichstromverschaltung der Solarzellen von vornherein beim Antennendesign berücksichtigt. Die grundlegende Idee hierbei ist, eine rotationssymmetrische Solarzellenanordnung zu wählen, um für beide Grundmoden der Antenne gleiche Bedingungen zu schaffen.

Zu diesem Zweck wurde das einzelne Antennenpatch aus den ersten Simulationen durch vier kleinere quadratische Flächen ersetzt, sodass nun eine Antenne nach **Abbildung 7.19** entsteht. Neben den Antennenflächen bilden sich nun zusätzliche Schlitzte, die zur Abstrahlung beitragen. Die Kantenlänge der einzelnen Quadrate ist auf 49mm festgelegt. Damit ist es möglich, vier kleine Solarzellen aus einer konventionellen Solarzelle mit einer Kantenlänge von 100mm durch Zerteilung zu gewinnen. In **Abbildung 7.20**

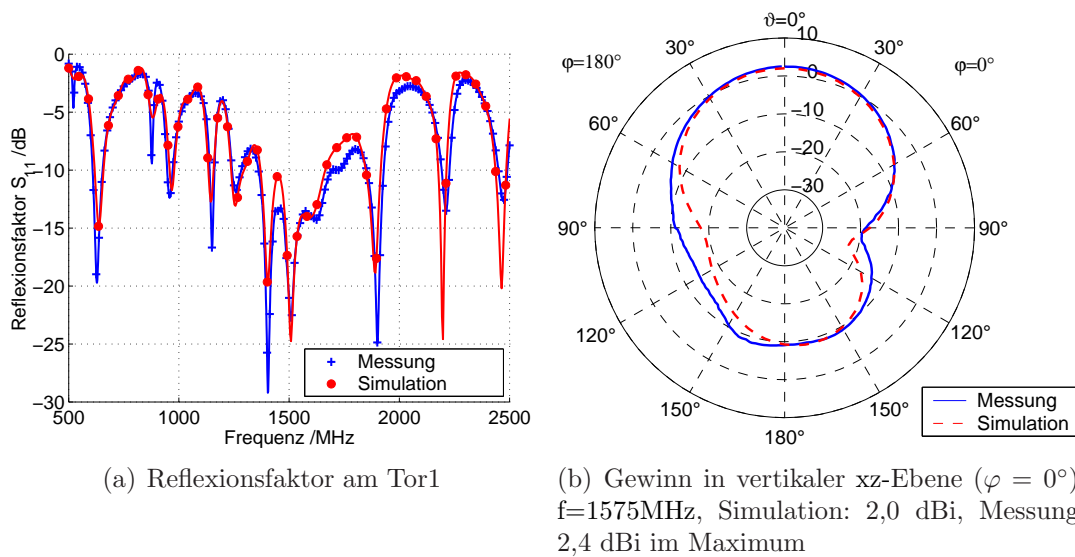
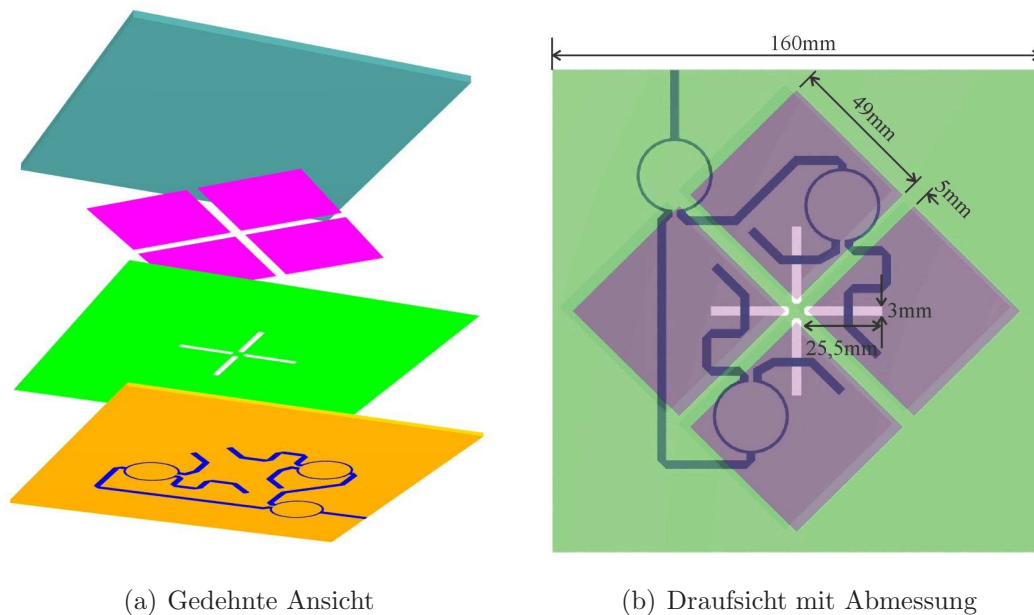


Abbildung 7.18: Mess- und Simulationsergebnisse der Antenne aus Abbildung 7.17.

ist der gemessene und simulierte Reflexionsfaktor sowie der berechnete Gewinn im Fernfeld dargestellt. Bei der Frequenz des GPS-L1 Trägers von $f = 1575 \text{ MHz}$ beträgt der Reflexionsfaktor $S_{11} = -11 \text{ dB}$. Diese Frequenz liegt zwar am Rand der Impedanzbandbreite, erfüllt aber noch die Anforderung, die einen Reflexionsfaktor von maximal -10 dB vorsieht. Die Simulation stimmt auch hier sehr gut mit den Messwerten überein.

Mit dieser Antenne ist nun ein Ansatz gefunden worden, der eine Realisierung mit Solarzellen ermöglicht. Die bisher verwendeten Kupferflächen werden nun durch Solarzellen in identischer Größe ersetzt. Zur Vervollständigung des Moduls müssen nun noch weitere Solarzellen um die vier Zellen, die die Antenne bilden, angeordnet werden. Die Verschaltung der Solarzellen erfolgt nach dem Schema in **Abbildung 7.21a**. Zwei benachbarte Zellen sind nicht direkt, sondern über einen hakenförmigen Draht verbunden. Damit wird auch eine HF-Entkopplung der Solarzellen erreicht, die jedoch nicht ganz so effektiv wie die im vorigen Abschnitt beschriebene Methode ist. Insgesamt besteht die Antenne nun aus 36 Solarzellen, von denen die mittleren vier als Antenne dienen.

Die Solarzellenverschaltung zeichnet sich durch einen rotationssymmetrischen Aufbau aus. Die vier inneren Zellen sind nur an den Außenkanten mit den benachbarten Zellen kontaktiert. Das Solarmodul selbst ist in konventioneller Art aufgebaut. Ein Querschnitt durch das Modul ist in **Abbildung 7.21b** dargestellt. Die Solarzellen sind zwischen zwei Lagen EVA-Folie (Ethylen-Vinylacetat) eingebettet. Diese transparente Kunststoffolie verschmilzt unter Hitzeeinwirkung mit den Solarzellen und bildet einen Verbund zwischen Frontglas und Solarzellen, der die Solarzellen vor Umwelteinflüssen schützt. Die Rückseite wird mit einer weiteren sehr strapazierfähigen Kunststoffverbundfolie abgeschlossen, die unter dem Markennamen „Tedlar®“ bekannt ist. Die Solarzellen, die in dieser Antenne verwendet wurden, sind Hochleistungszellen aus monokristallinem Silizium vom Typ „TE 16 SFTTAP“ (RWE). Durch die oben beschriebene Verteilung der Solarzellen bleibt die Zellenspannung von $U_{MPP} = 0,49 \text{ V}$ im Maximum Power Point konstant, der Kurzschlussstrom verringert sich jedoch auf $I_{SC} = 0,87 \text{ A}$. Insgesamt sind 36 Solarzellen



(a) Gedehte Ansicht

(b) Draufsicht mit Abmessung

Abbildung 7.19: GPS-Antenne mit vier Einzelflächen. Speisetzwerk mit 0° Leistungsteilern. Die vertikalen Abstände der einzelnen Schichten entsprechen der Darstellung in **Abbildung 7.16b**.

mit einer Kantenlänge von 49mm verarbeitet, sodass sich für das Modul eine Spannung von 17,6 Volt ergibt. Der HF-Teil dieses Solarzellen-Antennenmoduls ist in einem Abstand von 5mm auf der Rückseite der Solarzellen angebracht. Als Abstandsmaterial dient hier Rohacell®-Schaum, der ähnliche dielektrische Eigenschaften wie Luft aufweist. Die unterste Schicht wird durch die doppelseitige FR4-Platine in **Abbildung 7.22** mit den Koppelschlitzten und dem Leitungsnetzwerk zur Anregung gebildet.

Erste Tests, sowie die weiter unten dargestellten Messungen des Reflexionsfaktors und des Gewinns wurden mit einer passiven Antenne durchgeführt. Zum Betrieb an einem kommerziellen GPS-Empfänger ist jedoch ein rauscharmer Vorverstärker erforderlich, der am besten direkt auf der Antennenplatine integriert wird. **Abbildung 7.23a** zeigt den in [19] entwickelten Verstärker, der hier zu Testzwecken noch isoliert aufgebaut ist. Die wichtigsten Komponenten sind der M/A-COM AM 50 Verstärkerbaustein, sowie ein SAW-Filter und ein Gleichstrom-Bypass, der die Phantomspeisung des Bausteins ermöglicht. Der Übertragungsfaktor (S_{21}) ist in **Abbildung 7.23b** dargestellt und beträgt 25dB.

Für Vergleichsmessungen wurden zwei verschiedene Antennen hergestellt, die in **Abbildung 7.24** dargestellt sind. Neben der bereits beschriebenen Antenne mit Solarzellen wurde ein identisches Modell mit Kupferflächen erstellt, an dem der Einfluss der Solarzellen, sowie der Tedlar-Folie auf die Antenneneigenschaften getestet werden konnte (**Abbildung 7.24a**). **Abbildung 7.24b** zeigt die Rückseite der Antenne mit integriertem LNA. In **Abbildung 7.24c** ist die Antenne im Betrieb mit einem Navigationssystem und einem Lüfter zu sehen.

Eine Betrachtung des Reflexionsfaktors in **Abbildung 7.25** zeigt bereits die Einflüsse der Tedlar-Folie und der Solarzellen. Zunächst muss festgehalten werden, dass der

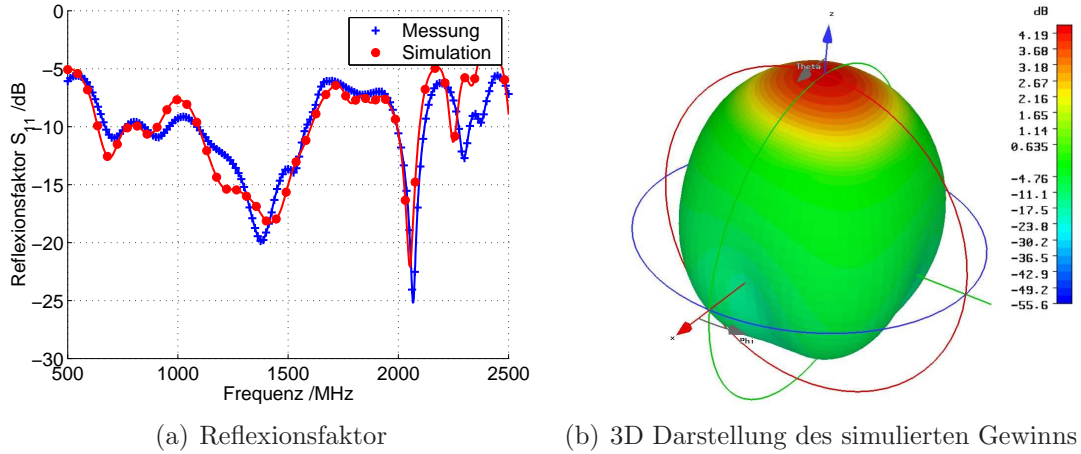


Abbildung 7.20: Mess- und Simulationsergebnisse der GPS-Antenne mit 4 Einzelflächen aus Kupfer.

Reflexionsfaktor der 4-Patch-Antenne mit dem Reflexionsfaktor der Antenne aus 36 Kupferflächen nahezu identisch ist. Im Prinzip haben die 32 zusätzlichen Patches nur einen geringen Einfluss auf den Reflexionsfaktor.

Beschichtet man nun diese Antenne aus 36 Kupferpatches mit der Tedlar-Folie, wie sie auch bei dem Solarmodul verwendet wird, so fällt auf, dass der Reflexionsfaktor kleiner wird. Offenbar wird durch Verluste in der Tedlar-Folie ein Teil der Leistung absorbiert. Die erhöhten Verluste aufgrund der Tedlar-Folie zeigen sich auch später bei den Gewinnmessungen.

Die Verwendung von Solarzellen verursacht eine Verschiebung des Reflexionsfaktors zu niedrigeren Frequenzen. Die Solarzellen stellen im Grunde Metallflächen mit einer Beschichtung aus hochpermittivem Silizium dar, wodurch die Frequenzverschiebung bewirkt wird. Dieses Verhalten wurde auch bereits bei Messungen der aperturgekoppelten Patchantenne in **Abbildung 7.3a** festgestellt.

Zur Simulation des Strahlungsdiagramms wurde aufgrund von Speicherplatz- und Rechenzeitbeschränkungen ein Modell mit nur 16 Zellen erstellt. Bei den Messungen wurde die eingangs vorgestellte zirkular polarisierte Antenne mit Branch-Line-Kopplern als Sendantenne bzw. Referenzantenne verwendet, da sie sowohl rechts- als auch linkszirkular polarisierte Felder erzeugen kann. In **Abbildung 7.26** ist zunächst eine Gegenüberstellung der Simulation mit den Messungen an der Antenne mit 36 Kupferpatches zu sehen. Trotz der unterschiedlichen Zellenanzahl stimmen beide Ergebnisse gut miteinander überein. Der kopolare Gewinn beträgt in der Simulation 5,4 dBi, während er bei der Messung etwa 4,8 dBi beträgt. Das Axial Ratio lässt sich nach (3.50) berechnen, wobei zu berücksichtigen ist, dass der hier dargestellte rechts- bzw. linkszirkuläre Gewinn zunächst in ein entlogarithmiertes Verhältnis von Feldstärken zu überführen ist. Im vorliegenden Fall ergibt sich für das AR bei einer Messung in der xz-Ebene nach **Abbildung 7.26a**:

$$AR = \frac{E_R/E_L + 1}{E_R/E_L - 1} = \frac{\sqrt{10^{\frac{1}{10}G_{Kopolar}}} + 1}{\sqrt{10^{\frac{1}{10}G_{Kreuzpolar}}} - 1} = \frac{\sqrt{10^{\frac{1}{10}4,8}} + 1}{\sqrt{10^{\frac{1}{10}(-3,8)}} - 1} = 2,18 \triangleq 6,8dB \quad (7.1)$$

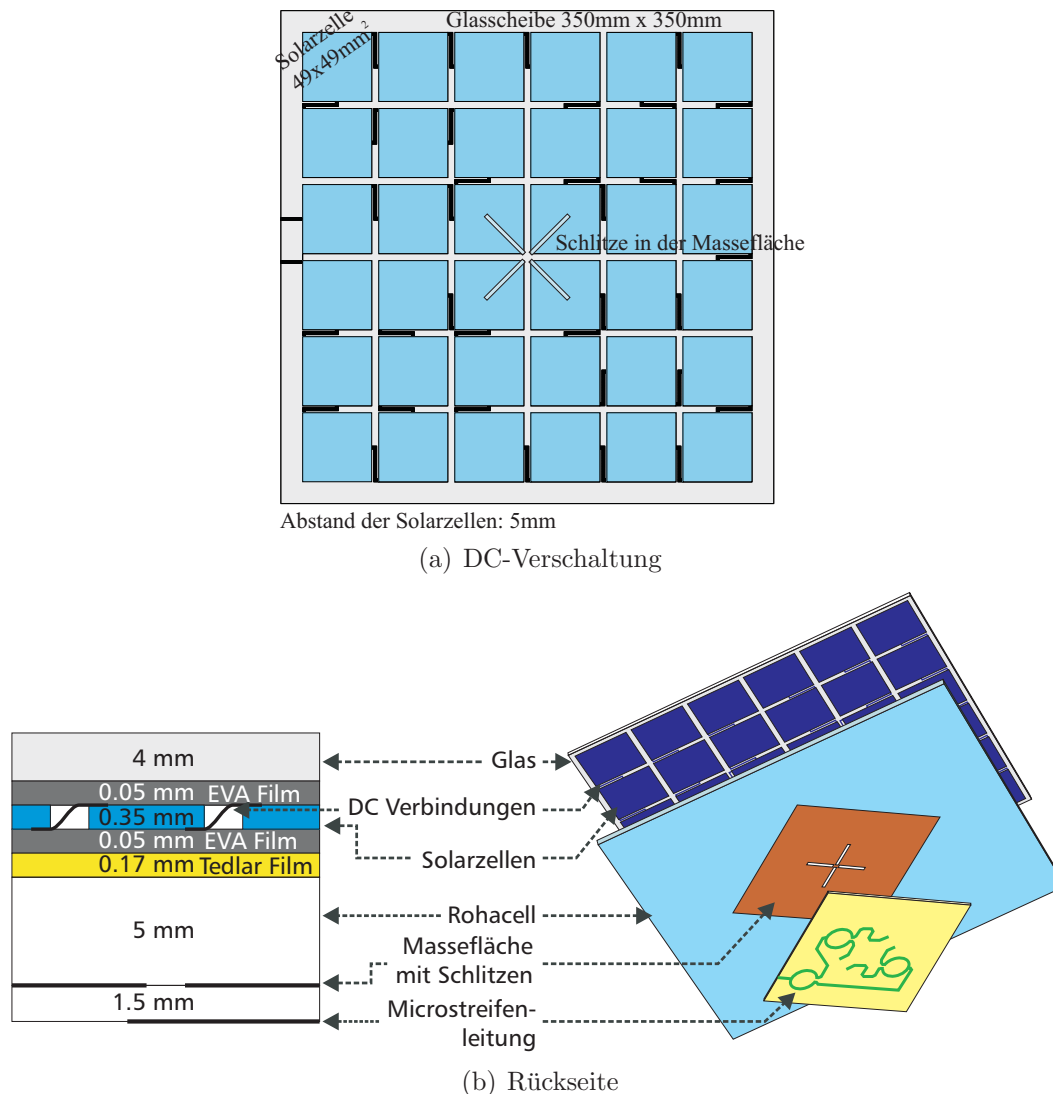


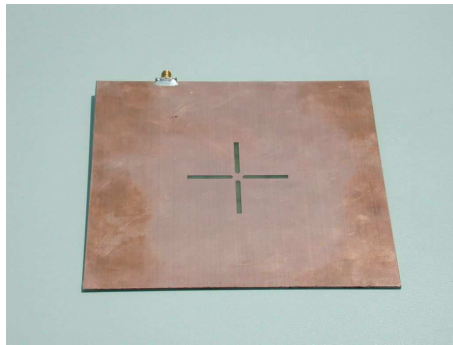
Abbildung 7.21: Modell der realisierten GPS-Antenne mit Solarzellen.

In **Abbildung 7.27a-d** sind die Gewinnmessungen der Solarzellen-Antenne und der Kupferpatchantenne gegenübergestellt. Dargestellt ist der kopolare und kreuzpolare Gewinn in zwei vertikalen Ebenen.

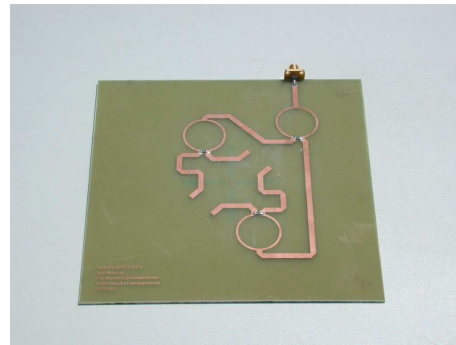
Zusammengefasst lassen sich die Ergebnisse folgendermaßen interpretieren:

- Der kopolare Gewinn der passiven 36-Kupferpatch-Antenne beträgt 4,8 dBi in Hauptstrahlrichtung⁵.
- Die Tedlar-Folie, die üblicherweise bei der Solarmodulfertigung verwendet wird, reduziert den Gewinn um 2dB.

⁵Aufgrund von Ungenauigkeiten beim Messaufbau und Unterschiede in der Verlegung des Antennenkabels entstehen geringe Messunsicherheiten, die sich in unterschiedlichen Werten des Gewinns in der Hauptstrahlrichtung (z-Richtung) bei Messungen in der xz- und yz-Ebene darstellen.

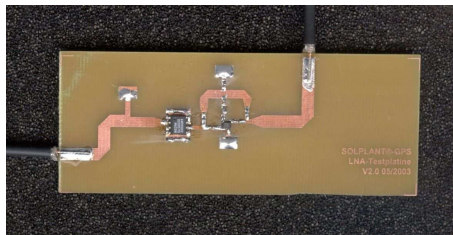


(a) Vorderseite mit Koppelschlitz

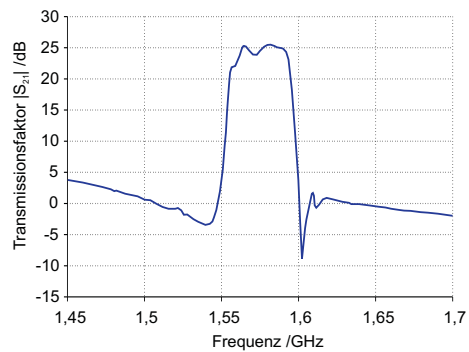


(b) Rückseite mit Wilkinson Leistungsteilern

Abbildung 7.22: Passives Speisernetzwerk und Koppelschlitz auf doppelseitigem FR4-Substrat.



(a) Low Noise Amplifier



(b) Verstärkung

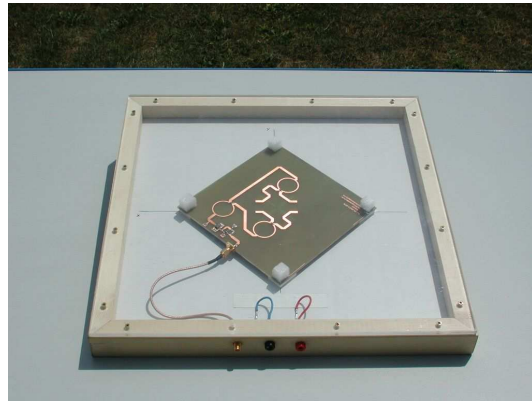
Abbildung 7.23: Aktiver Teil der GPS-Antenne.

- Die Verwendung von Solarzellen reduziert den Gewinn nochmals um ca. 2dB. Zu beachten ist, dass die Solarzellenantenne auch die Tedlar-Folie enthält.

In praktischen Tests konnte die entwickelte Antenne ihre Funktionsfähigkeit unter Beweis stellen. Durch die Tedlar-Folie sowie das verwendete FR4-Substrat für die Speiseleitungen ergibt sich allerdings ein relativ niedriger passiver Antennengewinn von ca. 0 dBi in Hauptstrahlrichtung. In einem Winkel von 20° über dem Horizont (xy-Ebene) liegt der Gewinn im Bereich von -10dBi. Eine bessere Ausleuchtung der oberen Hemisphäre könnte mit einer kleineren Antenne erzielt werden, da kleine Antennen im Allgemeinen einen kleineren Richtfaktor aufweisen.



(a) Antenne mit Solarzellen (vorn) und Kupferflächen



(b) Rückseite der Antennen



(c) PV-Antenne mit Navigationssystem und Lüfter

Abbildung 7.24: Realisierte GPS-Antennen

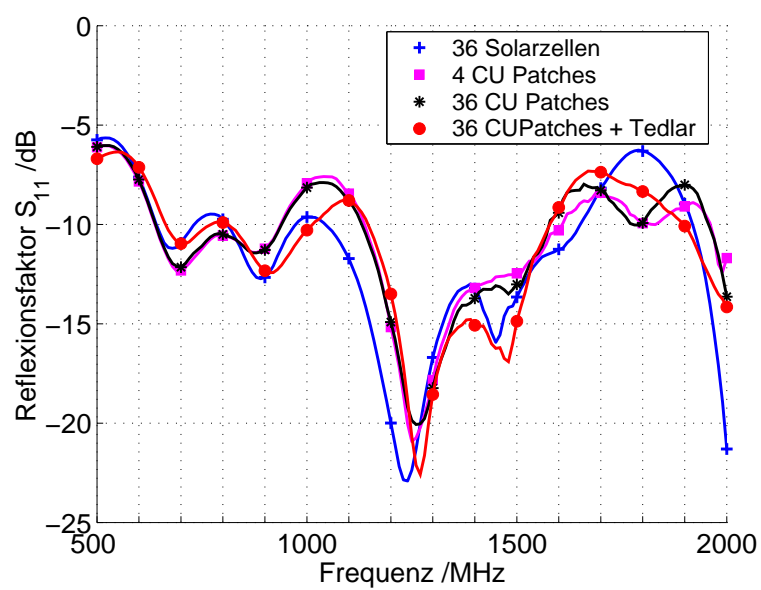


Abbildung 7.25: Reflexionsfaktor der realisierten Antennen.

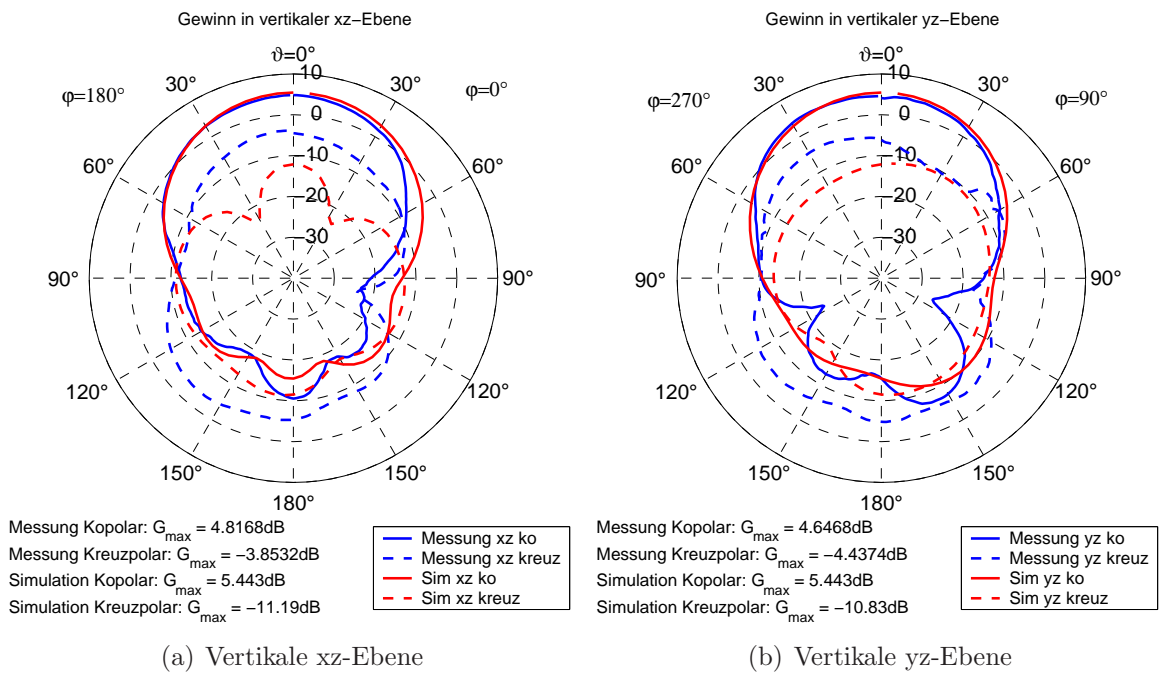


Abbildung 7.26: Simulation und Messung des ko- und kreuzpolaren Gewinns in vertikalen Ebenen bei $f=1575\text{ MHz}$.

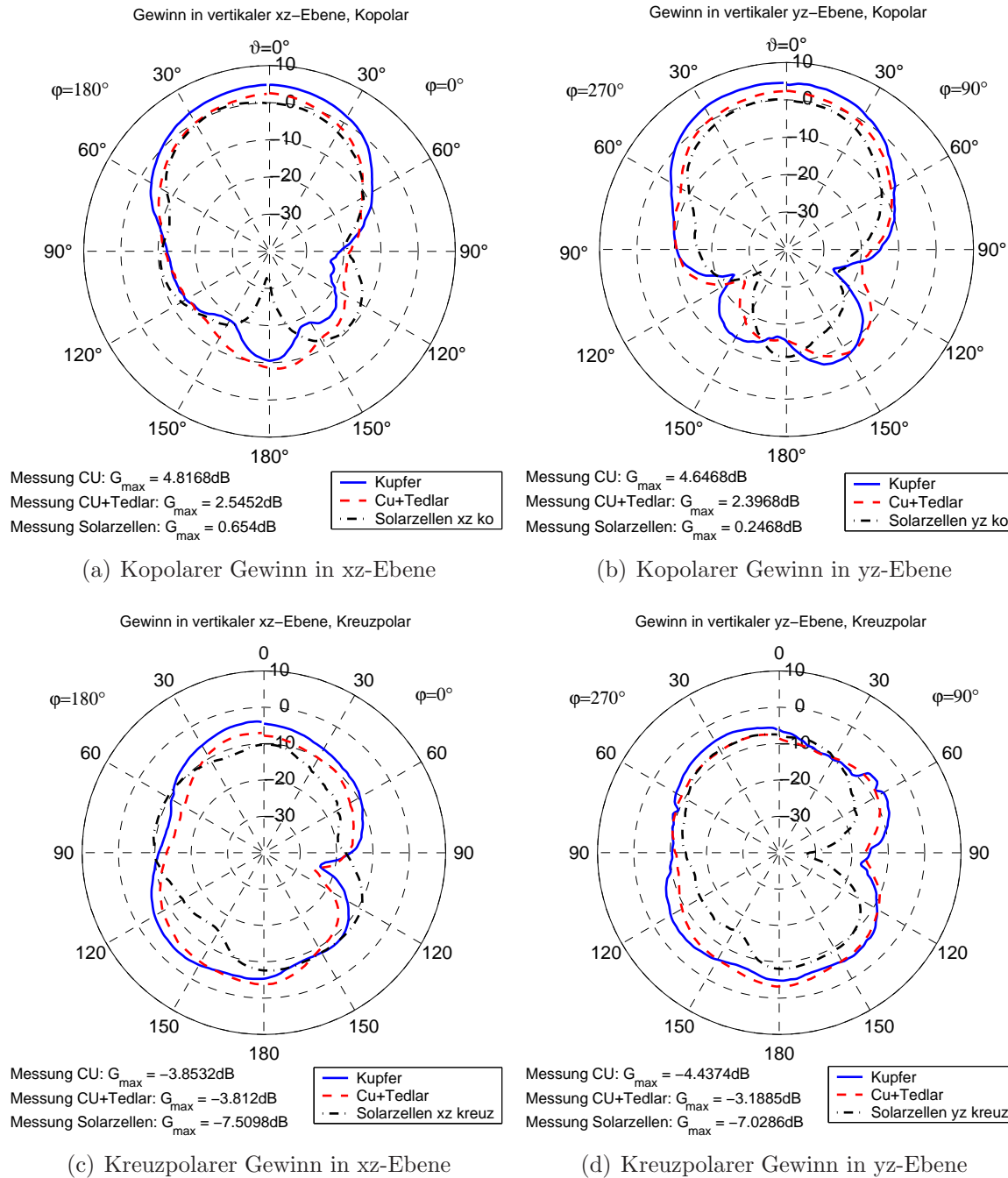


Abbildung 7.27: Gegenüberstellung des Gewinns verschiedener Antennenkonfigurationen in vertikalen Ebenen bei $f=1575\text{ MHz}$.

7.3.3 Ringspaltantenne mit Hohlraumresonator für vertikale Polarisation

Ähnlich wie im vorigen Kapitel, bestand das Ziel der folgenden Untersuchungen ebenfalls darin, eine Antenne zur Integration in die Solarzellen-Strings eines Kraftfahrzeugdaches zu entwickeln [28]. Der Anwendungsbereich ist das GSM-Mobilfunkband bei 1800 MHz. Gegenüber der GPS-Antenne im letzten Kapitel werden an diese Antenne andere Anforderungen gestellt. Sowohl die Polarisation als auch das Richtdiagramm sollten sich an einer Monopolanterne orientieren. Das heißt, das Richtdiagramm muss in Richtung der Antennennormalen eine Nullstelle besitzen, und die Polarisation in der horizontalen Ebene muss vertikal sein. Bei der Realisation sollen Solarzellen in der Standardgröße von $100 \times 100 \text{ mm}^2$ verwendet werden.

Wie bereits aus **Abbildung 7.15a** deutlich geworden ist, erfüllt eine einfache Patchantenne die Anforderung an ein monopol-ähnliches Richtdiagramm nicht. Darüber hinaus ist das Feld in der horizontalen Ebene hauptsächlich horizontal polarisiert. Dieser Ansatz kann daher zur Entwicklung dieser Antenne nicht weiter verfolgt werden. Für eine Nullstelle senkrecht über dem Strahlerpatch müssen folgende Voraussetzungen erfüllt sein (siehe **Abbildung 7.28**): Bei einer Patchantenne muss die Strombelegung symmetrisch zum Mittelpunkt verlaufen. Eine Überlagerung der von einzelnen infinitesimalen Stromkomponenten erzeugten Felder führt im Fernfeld senkrecht zur Strahlerfläche zu einer Auslöschung. Bei einer Ringspaltantenne muss die elektrische Feldstärke entlang des Schlitzes konstant sein. Auch hier ergibt sich senkrecht zur Antennenoberfläche eine Auslöschung im Fernfeld. Diese Moden können relativ einfach angeregt werden, indem die Strahlerfläche in der Mitte mit einem Kurzschluss zwischen Antennenpatch (bzw. der mittleren kreisförmigen Fläche) und der darunter befindlichen Massefläche versehen wird. Derartige Antennen werden beispielsweise in [64], [18] und [34] beschrieben. Die in [39] beschriebene *Flush-Disc-Antenna* (**Abbildung 7.28c**) kommt dem hier zugrunde gelegten Konzept am nächsten. Jedoch erfolgt hier die Anregung nicht in der Mitte des Antennenpatches, sondern an dessen Kante. Zwischen Patchmitte und Masse befindet sich dagegen ein Kurzschluss, wie später noch zu sehen sein wird.

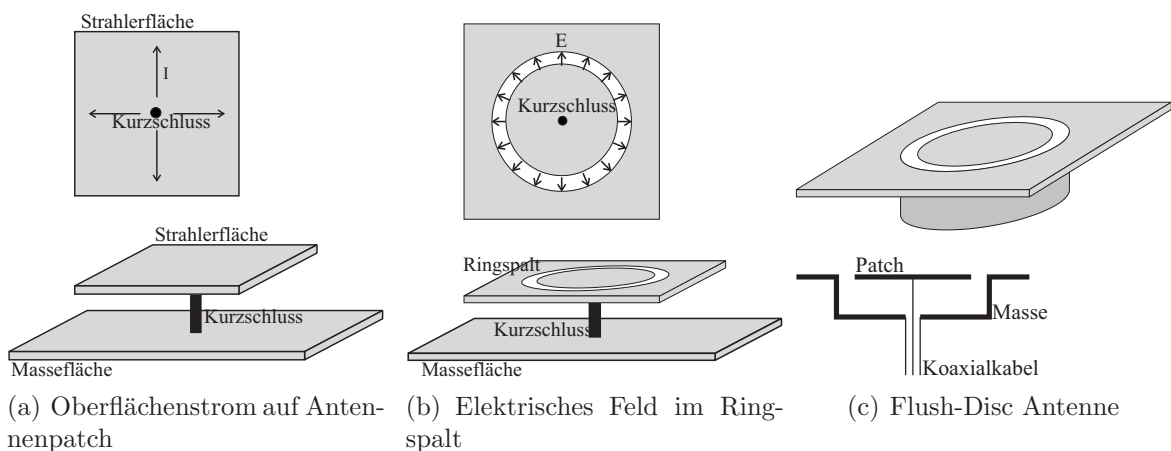


Abbildung 7.28: Strombelegung bzw. Feldverteilung zur Erzeugung eines monopol-ähnlichen Richtdiagramms.

Bei der Realisierung der Antenne mit Solarzellen entstehen zunächst folgende Probleme:

- Die Größe der Solarzellen (Kantenlänge 100mm) korrespondiert nicht mit der geforderten Frequenz von $f = 1800 \text{ MHz}$. Es muss also eine Methode gefunden werden, mit der die Antenne weitgehend unabhängig von der Größe der Solarzellen bzw. der Antennenflächen abgestimmt werden kann.
- Der Einfluss der benachbarten Zellen und der damit verbundenen Gleichstromverbindungen auf die Antenneneigenschaften muss minimiert werden.

Die Ausführungen in Kapitel 7.3.1 haben gezeigt, dass benachbarte Zellen an *strahlenden* Kanten der als Antenne angeregten Solarzelle in besonderem Maße eine Verstimmung hervorrufen. Bei einer Antenne nach **Abbildung 7.28a** tragen jedoch *alle vier* Kanten zur Abstrahlung bei, daher ist in jedem Fall mit einem starken Einfluss der Nachbarzellen zu rechnen. Aus diesem Grund erscheint dieser Ansatz für die vorliegende Anwendung unvorteilhaft. Statt einer Patchantenne mit strahlenden Kanten wurde daher das Prinzip einer Ringspalt- bzw. Flush-Disc-Antenne mit strahlenden Schlitten zugrunde gelegt. Die Länge des geschlossenen Ringspalts beträgt etwa eine Wellenlänge. Bei der hier geforderten Frequenz von 1800 MHz ergäbe sich damit eine Schlitzlänge von ungefähr 16 cm . Die Schlitzlänge, die von einer Standard-Solarzelle gebildet wird beträgt jedoch $4 \times 10 \text{ cm} = 40 \text{ cm}$, sodass zunächst kein Betrieb bei 1800 MHz möglich ist. Eine Möglichkeit, um diese Antenne dennoch auf 1800 MHz abstimmen zu können ist in **Abbildung 7.29** gezeigt.

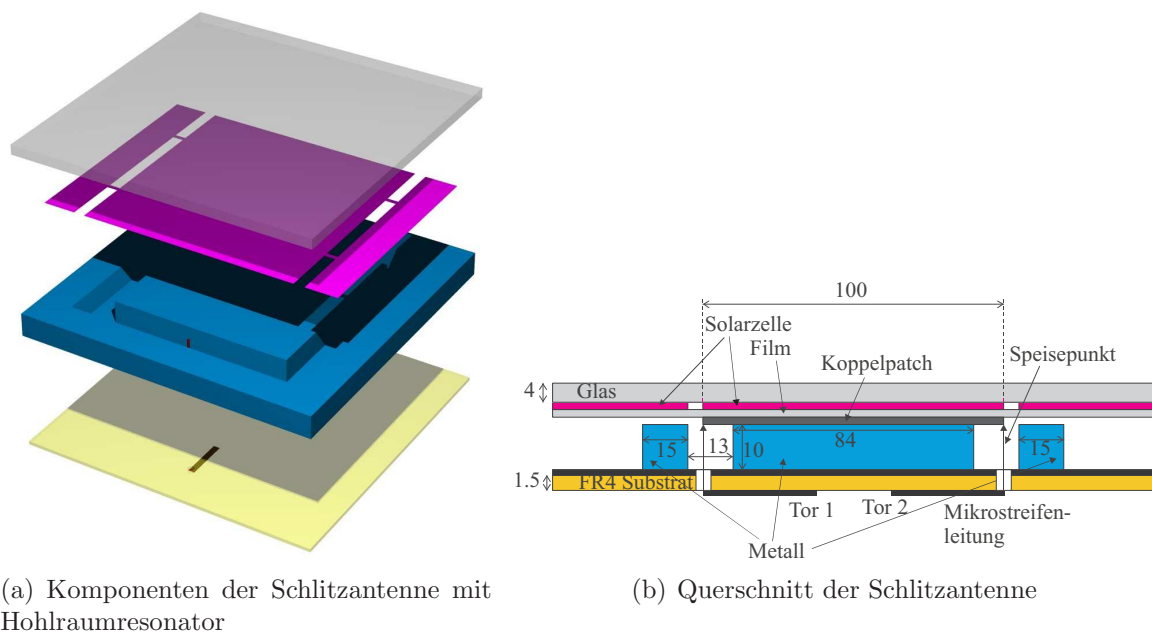


Abbildung 7.29: MWS Modell und Querschnitt der Schlitzantenne für 1800 MHz.

Im Wesentlichen besteht die Antenne aus einem umlaufenden 15mm breiten Rahmen sowie einem 84mm breiten quadratischen Block, der ein Koppelpatch mit der Massefläche kurzschließt. Dieses Patch ist galvanisch mittels einer Durchkontaktierung mit einer

speisenden Mikrostreifenleitung verbunden. Durch den Rahmen und den Block wird unter dem Koppelpatch ein umlaufender Hohlraum gebildet, der maßgeblich für die Resonanzfrequenz der Antenne verantwortlich ist. Das Koppelpatch befindet sich unter einer Solarzelle innerhalb eines Solarzellen-Strings. Koppelpatch und Solarzelle sind durch die beim Herstellungsprozess des Solarmoduls verwendete EVA-Folie galvanisch voneinander getrennt. Die Ankopplung der Antenne erfolgt gleichphasig an zwei gegenüberliegenden Punkten, wodurch starke Variationen der elektrischen Feldstärke entlang des Schlitzes vermieden werden, was Voraussetzung für eine monopol-ähnliche Abstrahlcharakteristik ist. Ein weiterer Vorteil dieser Konstruktion ist, dass die Einflüsse benachbarter Zellen minimiert werden. Praktisch sind die parasitären Zellen durch den umlaufenden Rahmen kapazitiv gegen Masse kurzgeschlossen. Dadurch ist es auch möglich, die Antenne mit einer einzelnen, über das Koppelpatch kapazitiv angekoppelten Solarzelle, zu optimieren. Die parasitären Zellen müssen daher bei der Simulation nicht berücksichtigt werden, wodurch die Simulationsdauer erheblich verkürzt wird.

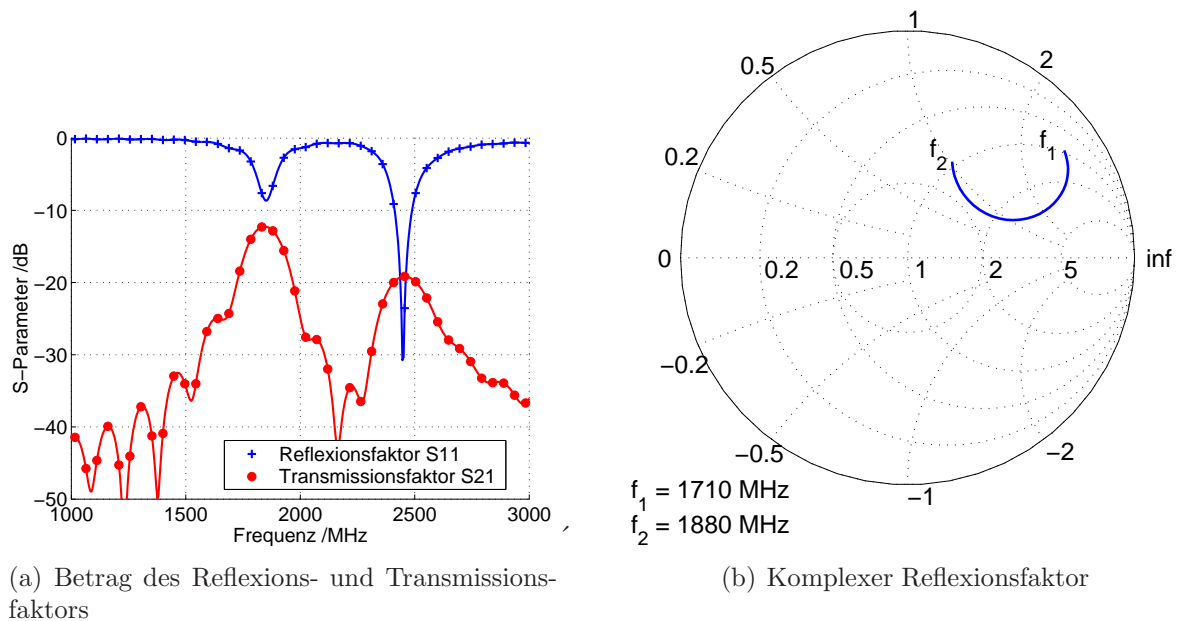


Abbildung 7.30: Reflexionsfaktor der Schlitzantenne ohne Anpassnetzwerk.

Im vorliegenden Fall wurde von dem in Kapitel 4.3 vorgestellten Separationsansatz Gebrauch gemacht. Antenne und Speisetzwerk wurden getrennt mit MWS und ADS entwickelt. Schnittstelle zwischen MWS und ADS sind die S-Parameter im standardisierten Touchstone-Format. Zur Ermittlung der 2-Tor S-Parameter wird die Antenne über zwei kurze Mikrostreifenleitungen angeregt (siehe **Abbildung 7.29**). Über ein *de-embedding* können die simulierten S-Parameter an den Anfang der Mikrostreifenleitungen transformiert werden, sodass nun die S-Parameter der Antenne direkt an der Stelle der Durchkontaktierung vorliegen. Die auf diese Weise ermittelten S-Parameter sind in **Abbildung 7.30** dargestellt. Der Betrag des Reflexionsfaktors ist bei 1800 MHz größer als -10 dB. Daher kann die Antenne noch nicht als gut angepasst betrachtet werden. Das erforderliche Anpassnetzwerk wird nun separat mit ADS berechnet. Der Hauptvorteil

bei dieser Vorgehensweise ist die deutlich kürzere Rechenzeit mit ADS. Im Gegensatz zu MWS liegen hier der Leitungsberechnung analytische Modelle zugrunde. Eine speicher- und rechenzeitaufwändige Diskretisierung des Simulationsvolumens ist nicht erforderlich. Optimierungen und Parameterstudien können somit deutlich schneller durchgeführt werden.

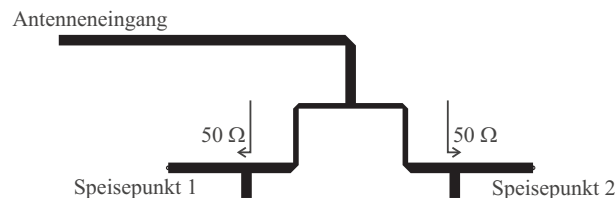


Abbildung 7.31: Anpassnetzwerk zur Anregung der Schlitzantenne

Die Anpassung an eine Quelle mit einer Impedanz von 50Ω wird erst durch das in **Abbildung 7.31** gezeigte Leitungsnetzwerk realisiert. Mit Hilfe einer Transformationsleitung und einer kurzgeschlossenen Stichleitung wird die Bandmittenfrequenz in die Bezugsimpedanz von 50Ω transformiert. Von dort werden die Signale über die Leitungsverzweigung zusammengeführt. Zur Optimierung dieses passiven Netzwerkes wurden die einzelnen Leitungssegmente in ADS nachgebildet und optimiert. Das ADS-Schaltbild ist in **Abbildung 7.32** dargestellt.

Anhand des optimierten Leitungsnetzwerks wurde ein Prototyp der Antenne realisiert. In **Abbildung 7.33** ist der von Rahmen und Koppelpatch gebildete Schlitz, sowie das Speisernetzwerk auf der Rückseite zu sehen. **Abbildung 7.34** zeigt die Komponenten des MWS-Modells und den realisierten Prototyp. Wichtige Komponenten sind auch die Solarzellen und vor allem das Glas als oberste Schicht, ohne das die Antenne nicht angepasst wäre. Bei den verwendeten Solarzellen handelt es sich wieder um Zellen des Typs „TE 16 SFTTAP“, die auch bei der GPS-Antenne verwendet wurden.

Der ermittelte Reflexionsfaktor aus Simulation und Messung ist in **Abbildung 7.35** dargestellt. Die ADS Simulation bezieht sich auf die eingangs beschriebene Antenne mit nur einer Solarzelle. Das in ADS gefundene optimale Speisernetzwerk wurde dann in eine MWS-Simulation des kompletten Moduls mit 6 Solarzellen implementiert. Es wird deutlich, dass zwischen allen Kurven eine gute Übereinstimmung herrscht. Die Antenne ist sehr breitbandig. Die Bandbreite beträgt $B = 279\text{ MHz}$. Das entspricht einer prozentualen Bandbreite von 15% bei einer Mittenfrequenz von $f_c = 1833,5\text{ MHz}$. Damit wird das GSM-Band zwischen 1710 MHz und 1880 MHz gut abgedeckt.

Abbildung 7.36 zeigt das simulierte Fernfeld der Antenne. Dargestellt ist hier die dominierende ϑ -Komponente des elektrischen Feldes. In der horizontalen Ebene ist dies gleichbedeutend mit einer linear vertikalen Komponente, bezogen auf die z-Achse eines kartesischen Koordinatensystems. Aufgrund der Anforderungen an die Abstrahlcharakteristik ist in **Abbildung 7.37** der Gewinn im Fernfeld eines Referenzmonopols auf einer Massefläche dargestellt, deren Abmessung mit dem Solar-Antennenmodul identisch ist. Wegen der vorhandenen DC-Verbindungen der Solarzellen, die ein Bestandteil der Antenne sind, weicht das Richtdiagramm von der näherungsweise rotationssymmetrischen Form des Referenzmonopols ab. Für eine gleichförmige Richtcharakteristik liefert eine

Anregung der Antenne an vier Punkten, also an jeder Seite des Koppelpatches, bessere Ergebnisse. Aufgrund der DC-Verbindungen des Solarzellenstrings scheidet diese Möglichkeit jedoch aus.

Ein Vergleich des gemessenen und simulierten Gewinns in **Abbildung 7.38** zeigt wieder eine gute Übereinstimmung. Betrachtet wird im folgenden die vertikale Fernfeldkomponente der Antenne. Die horizontale Komponente ist deutlich geringer und wird hier nicht gesondert betrachtet [69]. In **Abbildung 7.38a** ist der Gewinn in einem vertikalen Schnitt längs zu den beiden Solarzellenstrings dargestellt. In dieser Richtung verlaufen auch die DC-Verbindungen. Diese Schlitze strahlen daher weniger, als die Schlitze parallel zu den Solarzellenstrings, in denen sich auch die beiden Anregungspunkte befinden. Das entsprechende Fernfelddiagramm zeigt **Abbildung 7.38b**. Verglichen mit dem Referenzmonopol ist der Gewinn in Hauptstrahlrichtung etwa 3dB *höher*. Senkrecht zu der Hauptstrahlrichtung liegt er bedingt durch die DC-Verbindungen um etwa 3 dB *unter* dem Gewinn des Referenzmonopols.

Mit der untersuchten Antenne steht ein breitbandiger Strahler für das 1800 MHz Band zur Verfügung. Im Gegensatz zu einfachen Patchantennen zeigt das Strahlungsmaximum *nicht* in Richtung der Flächennormale des Strahlerpatches, was für terrestrische Funkdienste vorteilhaft ist. Die Antenne lässt sich in ein konventionelles Solarzellen-Array integrieren, ohne auf speziell angefertigte Solarzellen zurückgreifen zu müssen. Nachteilig ist die Beschränkung auf ein Frequenzband, die hauptsächlich in der nicht vorhandenen Gestaltungsfreiheit des Patches (aufgrund feststehender Solarzellenabmessungen) begründet liegt. Zwar könnte man innerhalb eines Solarzellenstrings unter verschiedene Solarzellen unterschiedliche Antennen für die entsprechenden Bänder platzieren, jedoch reduziert sich auf diese Weise der Kostenvorteil gegenüber kompakten Dual- oder Multibandantennen.

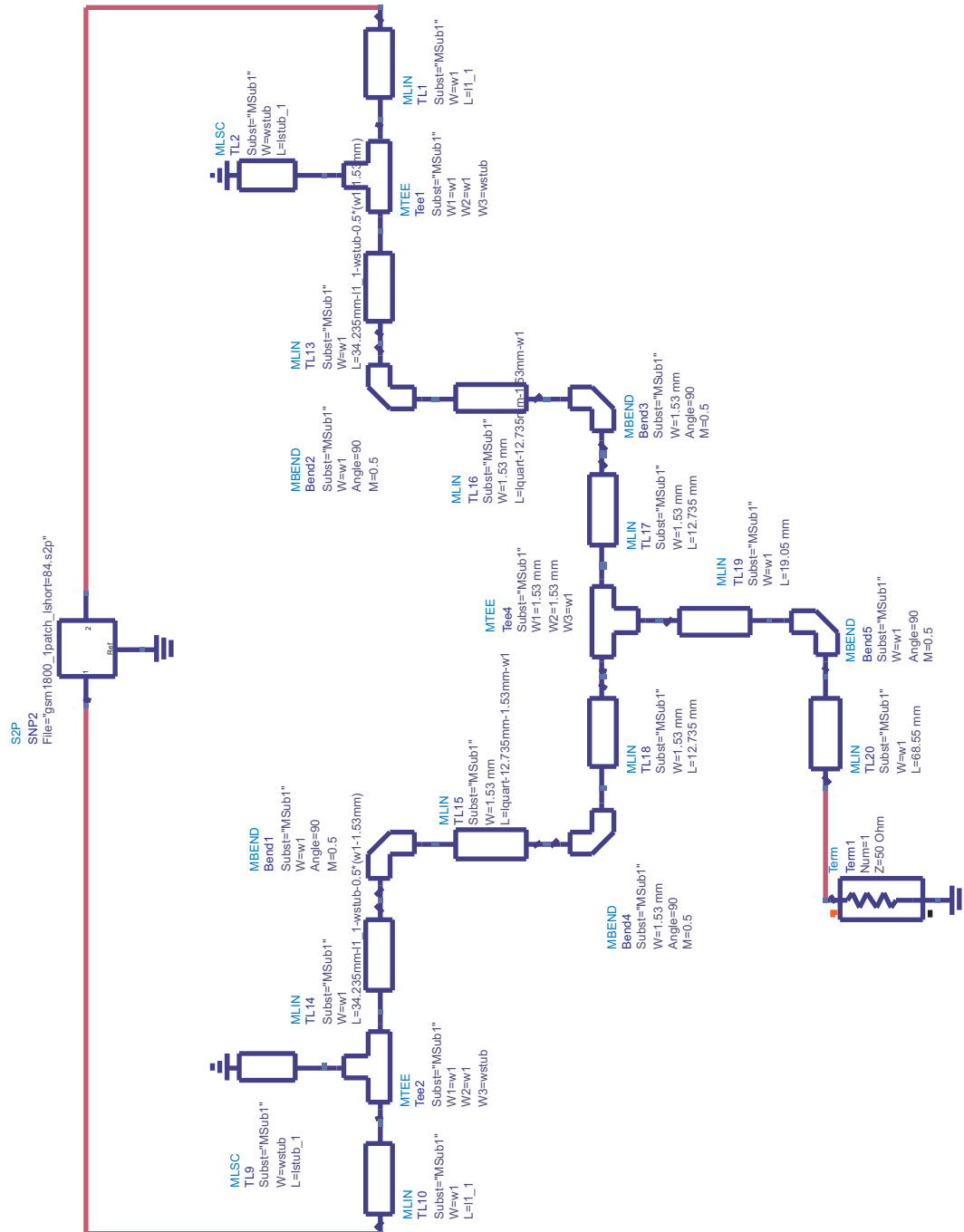
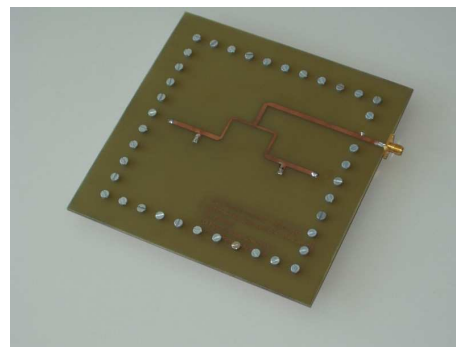


Abbildung 7.32: Nachbildung des Anpassnetzwerks in ADS.

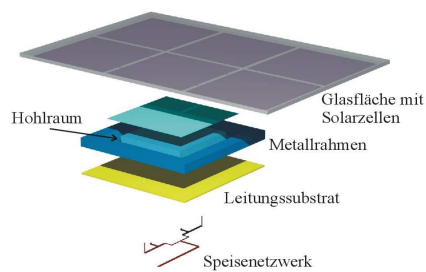


(a) Vorderseite mit Koppelpatch

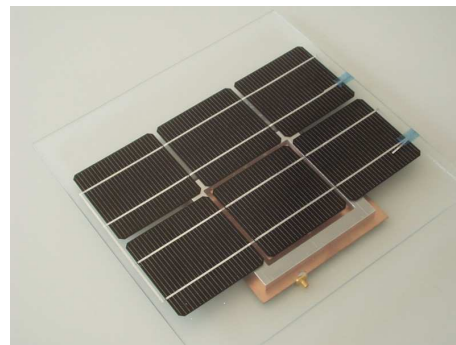


(b) Speisenetzwerk auf der Rückseite

Abbildung 7.33: Schlitzantenne zur Ankopplung der Solarzellen.



(a) Komponenten der GSM 1800 Antenne



(b) Realisierter Prototyp

Abbildung 7.34: MWS Modell und Realisation der GSM-1800 MHz Antenne.

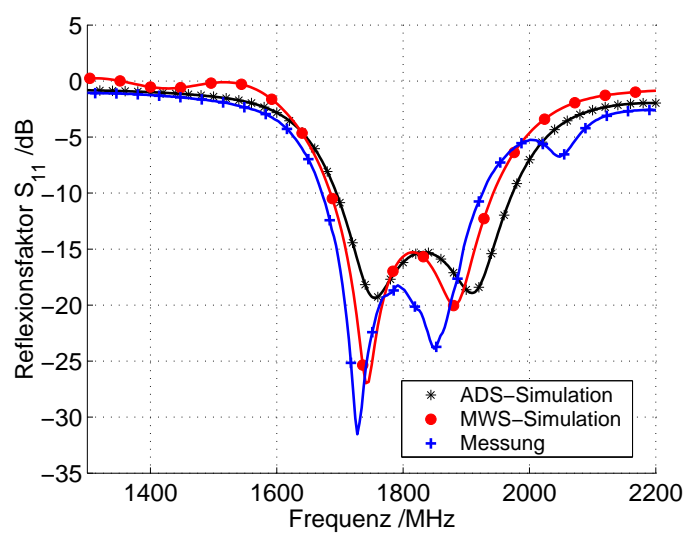
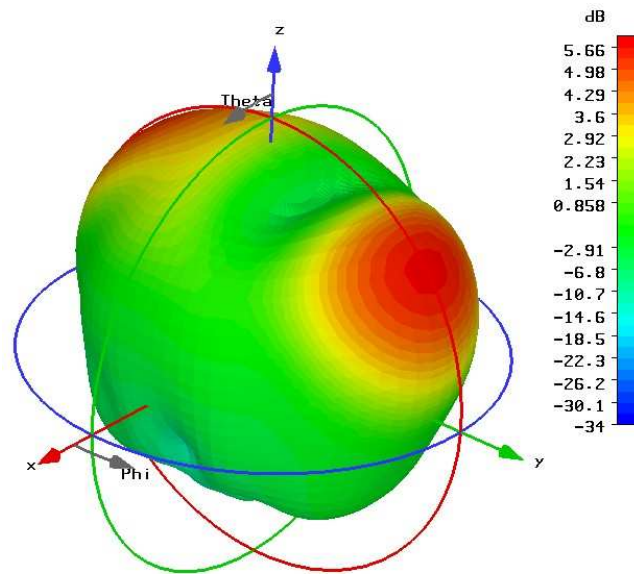
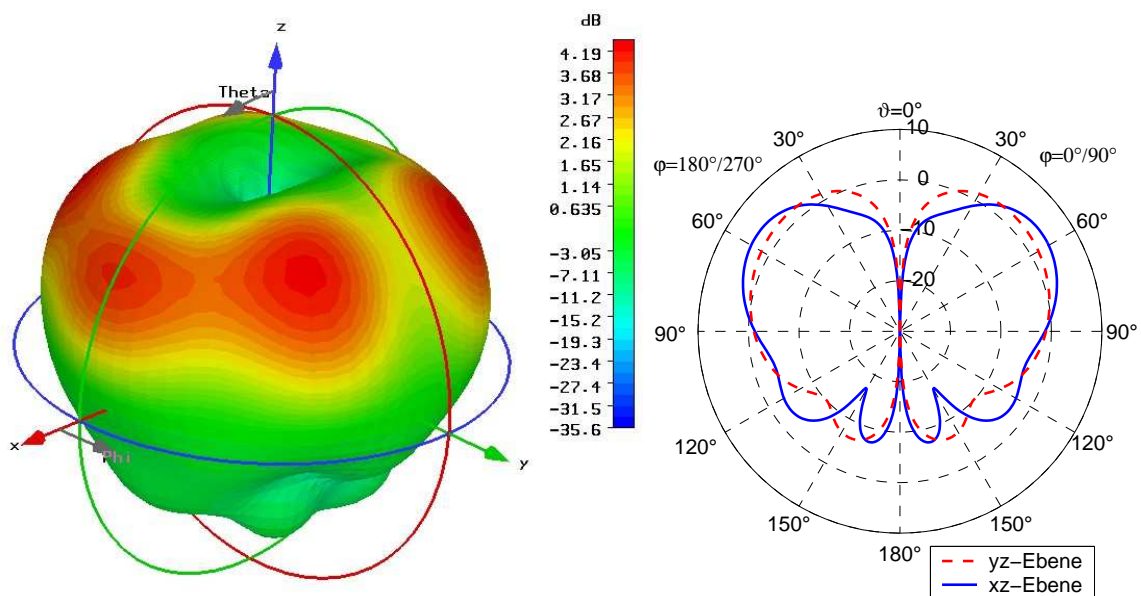
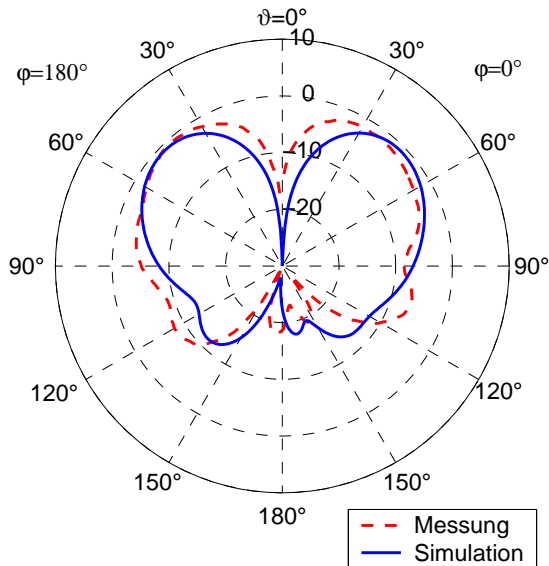


Abbildung 7.35: Gegenüberstellung des gemessenen sowie mit MWS und ADS simulierten Reflexionsfaktors.

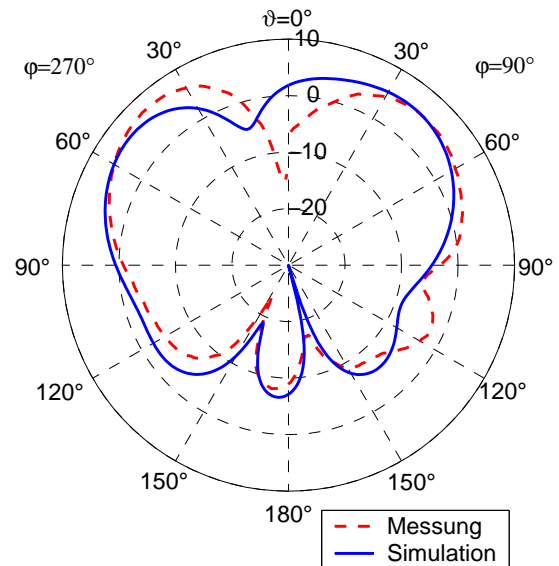
Abbildung 7.36: 3D Darstellung der ϑ -Komponente im Fernfeld.

(a) 3D Diagramm

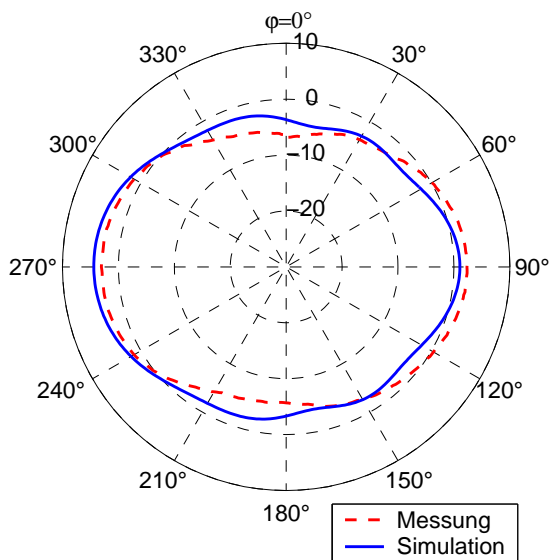
(b) Schnitt in vertikalen Ebenen.
 $G_{xz,max} = 4,1dB$, $G_{yz,max} = 2,2dB$ Abbildung 7.37: Simulation der ϑ -Komponente des Gewinns im Fernfeld eines Referenzmonopols bei $f=1800MHz$. Die Größe der Massefläche beträgt $30cm \times 20cm$



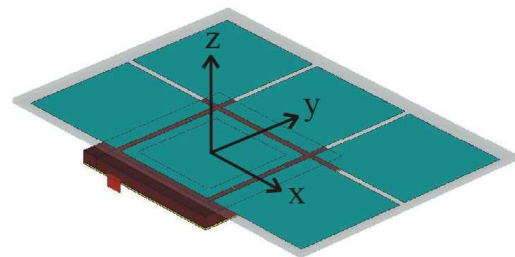
(a) $E - \vartheta$ Komponente in vertikaler xz -Ebene,
Messung: $G_{max} = -0,74dB$
Simulation: $G_{max} = -0,91dB$



(b) $E - \vartheta$ Komponente in vertikaler yz -Ebene,
Messung: $G_{max} = 7,4dB$
Simulation: $G_{max} = 6,0dB$



(c) $E - \vartheta$ Komponente in horizontaler Ebene,
 20° über dem Horizont ($\vartheta = 70^\circ$),
Messung: $G_{max} = 3,1dB$
Simulation: $G_{max} = 4,4dB$



(d) Richtung der Koordinatenachsen

Abbildung 7.38: Gewinn bezüglich der vertikalen Feldkomponente im Fernfeld bei $f=1770MHz$.

7.4 Schlitzantennen

Zum Abschluss der Arbeit soll noch einmal das in Kapitel 5.2.2 vorgestellte Konzept der Schlitzantennen mit Solarzellen in Dünnschicht-Technologie aufgegriffen werden. Hier liegen besonders interessante Ansätze für weiterführende Arbeiten auf dem Gebiet der Solarzellen-Antennen, da ein hoher Integrationsgrad von Solarzellen und Antennen gegeben ist und sich Gruppenstrahler einfach realisieren lassen. Beispielhaft wird im Folgenden anhand eines Modells zunächst ein einfacher Schlitzstrahler vorgestellt, der als Basis zur Entwicklung eines Gruppenstrahlers dienen kann.

Eine Anwendung hierfür ist beispielsweise der in Kapitel 1.2 erwähnte drahtlose Netzwerkzugang auf Basis von HiperLan/2. In Europa sind hierfür die Frequenzbänder 5, 15 – 5, 35 GHz , sowie 5, 47 – 5, 725 GHz zugewiesen.

Die Antennenentwicklung kann auch hier nach den in Kapitel 4.3 erläuterten Schritten erfolgen.

Die Schlitzantenne ist folgendermaßen aufgebaut: Auf einem Substrat (Rogers RO4003, $\epsilon_r = 3,38$) befindet sich eine Massefläche mit dem Antennenschlitz. Auf der anderen Seite verläuft die Mikrostreifenleitung, die den Schlitz als Antenne anregt. Damit die Abstrahlung in den Raum unterhalb der Speiseleitung vermieden wird, kann im Abstand von ca. 20 mm zur Leitung ein metallischer Reflektor angebracht werden. Die Länge des Schlitzes beträgt 25 mm , was in etwa einer halben Wellenlänge bei 5,4 GHz entspricht. Da die Impedanz der Schlitzantenne sehr hochohmig ist (vgl. Kapitel 5.2.2) wird zunächst mit Hilfe des diskreten Ports in MWS ein niederohmiger Einspeisepunkt gesucht, der dann mit Hilfe von Leitungen einfacher an eine Bezugsimpedanz von 50 Ω angepasst werden kann.

Der Schlitz in der Massefläche und die darunter befindliche Leitung ist in **Abbildung 7.39** dargestellt. Die leerlaufende Stichleitung, die über den Schlitz hinaus geht, realisiert aufgrund ihrer Transformationseigenschaften einen Kurzschluss. Die Impedanz am Speisepunkt des Schlitzes beträgt trotz der asymmetrischen Anregung immer noch mehr als 100 Ω . Diese Impedanz wird mit dem schmalen, hochohmigen Leitungsstück auf einen Wert von ca. 50 Ω herab transformiert, sodass schließlich mit einer 50 Ω -Leitung die Verbindung zur Signalquelle hergestellt werden kann. Über Leistungsteiler und Verzweigungen kann in der 50 Ω -Ebene auch eine Antennengruppe gebildet werden, die als Einzelstrahler die untersuchte Schlitzantenne enthält.

In **Abbildung 7.40** ist der Reflexionsfaktor der einzelnen Schlitzantenne dargestellt. Die 10 dB-Bandbreite beträgt 560 MHz . Damit wird fast der ganze oben erwähnte Frequenzbereich abgedeckt.

Durch die Kombination mehrerer Einzelantennen zu einer Antennengruppe wird die Richtcharakteristik der Antenne maßgeblich beeinflusst. Dieser Fall wird im Folgenden anhand der Fernfelddaten der Einzelantenne dargestellt. Verkopplungen zwischen den einzelnen Antennen untereinander sind dabei nicht berücksichtigt. Vier identische Einzelantennen werden jeweils in x- und y-Richtung im Abstand von 30 mm angeordnet. Die zugehörigen Koordinatenachsen sind in **Abbildung 7.39** dargestellt. Die errechneten Richtdiagramme zeigt **Abbildung 7.42**.

Das Richtdiagramm des Einzelstrahlers ist aufgrund der begrenzten Massefläche sehr

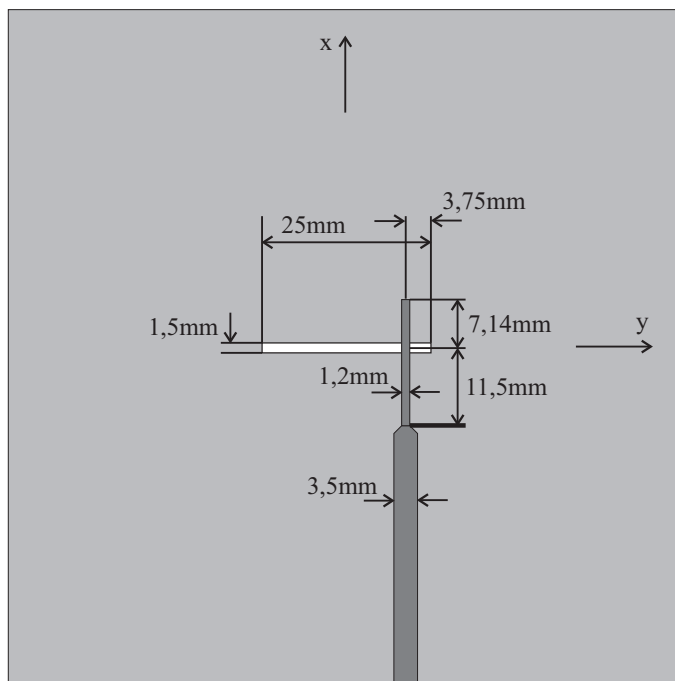


Abbildung 7.39: Dimensionen des einzelnen Schlitzstrahlers und der Speiseleitung. Die Größe der Massefläche und des Reflektors beträgt $20\text{cm} \times 20\text{cm}$.

ungleichmäßig⁶. Der maximale Gewinn beträgt $G_1 = 7,2 \text{ dBi}$. Die Richtdiagramme der linearen Antennengruppen mit vier Einzelstrahlern werden in einer Ebene schmäler. Der Öffnungswinkel wird kleiner, was jedoch zu einem höheren Gewinn gegenüber der Einzelantenne führt. Im Fall einer Antennengruppe in x-Richtung beträgt der Gewinn $G_{4x} = 11,7 \text{ dBi}$, eine Anordnung in y-Richtung ergibt $G_{4y} = 13,5 \text{ dBi}$. Der Gewinn erhöht sich abermals, wenn nun 16 Einzelstrahler in vier Reihen äquidistant zueinander platziert werden. Er beträgt dann $G_{16} = 16,7 \text{ dBi}$. Bei den bisherigen Darstellungen erfolgte stets eine gleichphasige Anregung der einzelnen Antennen. Wenn die einzelnen Strahler jeweils mit einer unterschiedlichen Phasenlage angeregt werden, ist es möglich, die Strahlungskeule im Richtdiagramm zu schwenken. **Abbildung 7.42e** zeigt eine Antennengruppe mit 16 Elementen, die zueinander jeweils eine Phasenverschiebung von $\Delta\varphi = 90^\circ$ aufweisen. Daraus resultiert eine Hauptstrahlrichtung unter einem Winkel von $\vartheta = 50^\circ$, bezogen auf die z-Achse des kartesischen Koordinatensystems. Der Öffnungswinkel beträgt für diesen Fall $\Theta = 20^\circ$. Der Gewinn bleibt mit $G_{16,90^\circ} = 16 \text{ dBi}$ gegenüber einer gleichphasigen Anregung konstant.

⁶In **Abbildung 7.41** sind die Strahlungsdiagramme einer Schlitzantenne in einer unendlich großen und einer begrenzten Massefläche gegenübergestellt. Im ersten Fall entspricht das Strahlungsdiagramm dem eines Dipols. Im zweiten Fall entstehen aufgrund der strahlenden Kanten der Massefläche, die mehr als das vierfache der Wellenlänge auseinander liegen, mehrere Maxima und Minima, wobei sich in vertikaler z-Richtung ein Minimum ausbildet.

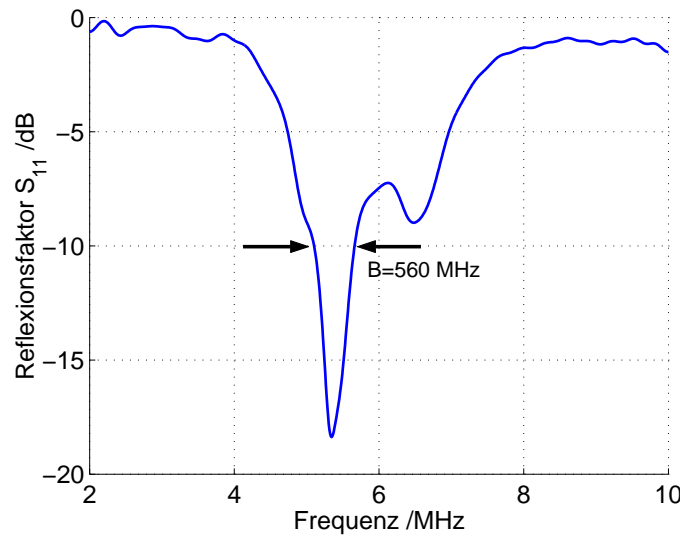


Abbildung 7.40: Reflexionsfaktor der einzelnen Schlitzantenne. Die Bandbreite beträgt 560 MHz bei einer Mittenfrequenz von $5,34\text{ GHz}$.

Unter Berücksichtigung der Ausführungen in Kapitel 5.2.2 bietet sich die hier vorgestellte Antenne für eine Integration in ein Solarmodul an, welches aus einzelnen kristallinen Solarzellen (vgl. **Abbildung 5.5a**) bestehen kann. Eine elegantere Realisierung ist jedoch die Integration in ein Dünnschicht-Solarmodul, in dem entsprechende Schlitze bereits beim Herstellungsprozess vorgesehen wurden (vgl. **Abbildung 5.5b**).

Die Untersuchungen in Kapitel 6.2.1 haben gezeigt, dass sich auch eine Solarzelle in Dünnschicht-Technologie bei hohen Frequenzen wie eine gut leitfähige metallische Fläche in gleicher Größe verhält. Daher kann die hier beschriebene Gruppenantenne mit Schlitzstrahlern in einem Dünnschicht-Solarmodul realisiert werden. Die Eignung von Dünnschicht-Zellen als Antenne wurde im Rahmen dieser Arbeit nur an einer einzelnen aperturgekoppelten Antenne nachgewiesen (vgl. Abschnitt 7.2.1). Der Nachweis im Zusammenhang mit der Gruppenantenne steht noch aus.

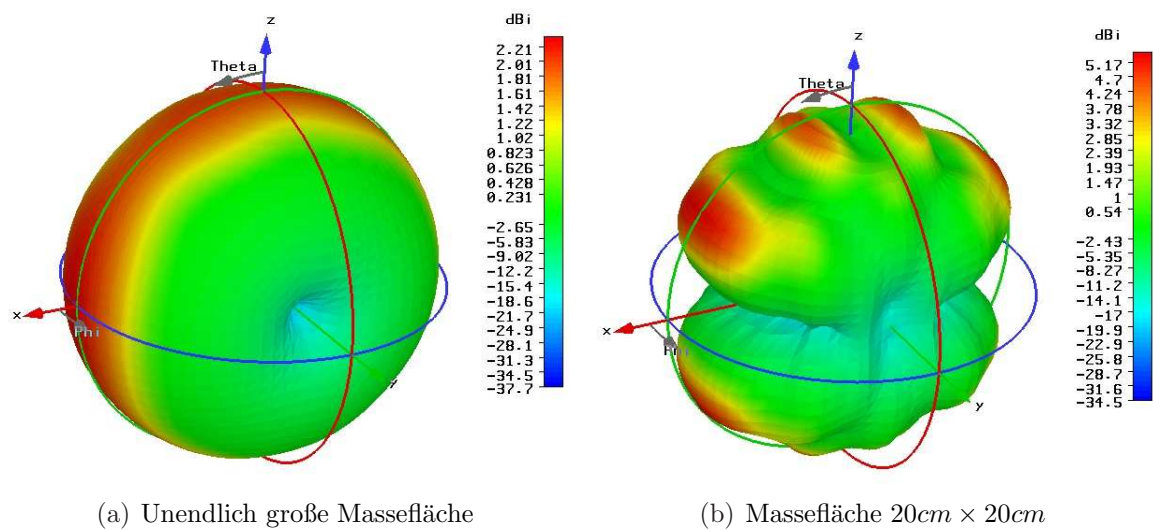


Abbildung 7.41: Strahlungsdiagramme einer einzelnen idealen Schlitzantenne ohne Reflektor. Abmessung des Schlitzes wie in **Abbildung 7.39**, $f=5,34\text{ GHz}$.

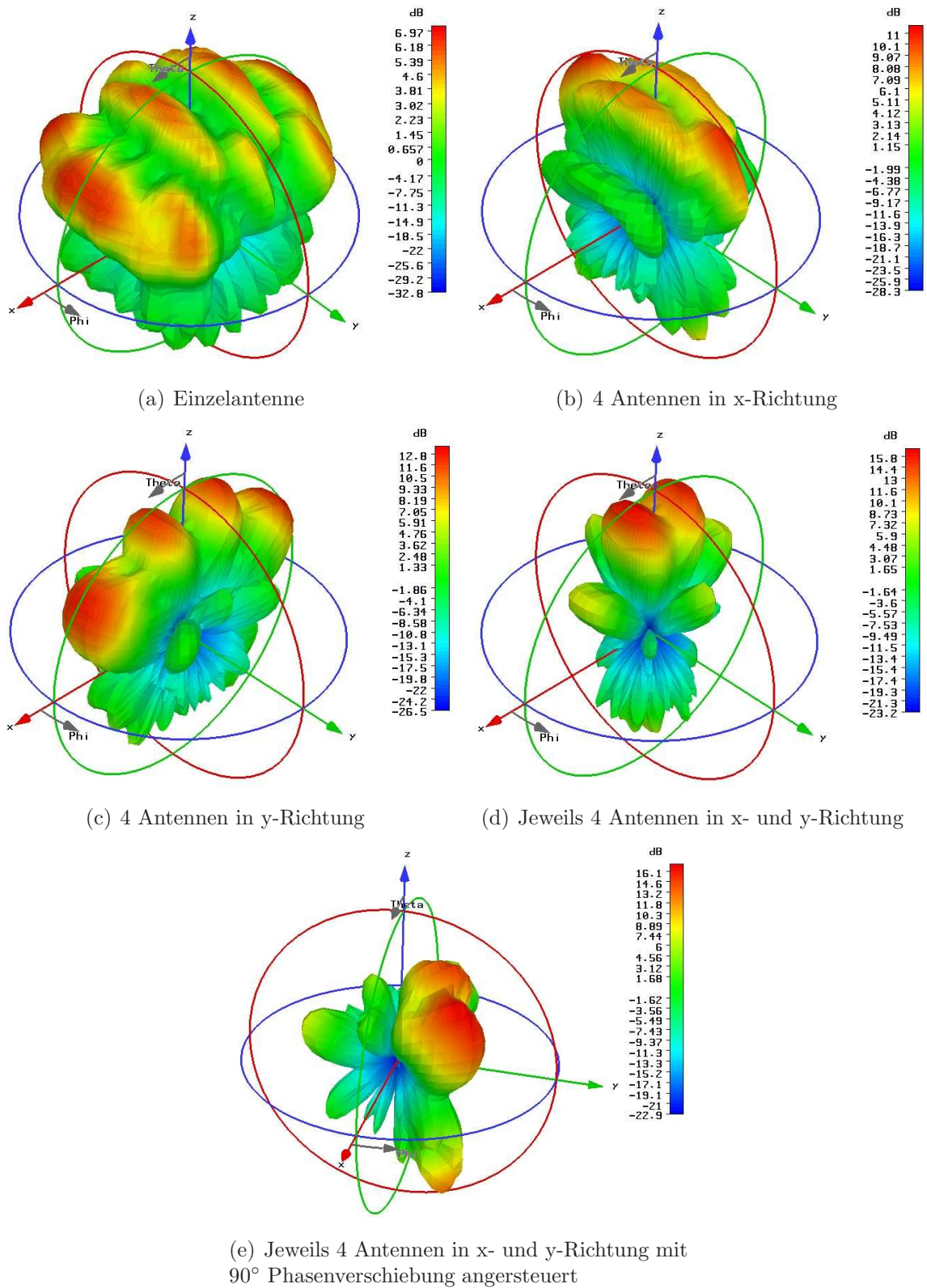


Abbildung 7.42: Strahlungsdiagramme der Einzelantenne sowie der Gruppenantennen mit 4 bzw. 16 Elementen bei $f=5.34$ GHz.

Kapitel 8

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde die Verwendung von photovoltaischen Solarzellen in planaren Antennenstrukturen untersucht. Es wurde gezeigt, dass Solarzellen sowohl zur Stromerzeugung als auch zum Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen genutzt werden können. Anwendung für Solarzellen-Antennen sind vor allem in kleinen, netzunabhängigen Systemen und in Personenkraftwagen zu finden.

Zur Herstellung von Antennen mit Solarzellen eignen sich aufgrund ihrer flachen Bauweise insbesondere planare Antennenkonzepte als Flächen- oder Schlitzstrahler. Sowohl Antennen mit einer als auch Antennen mit mehreren Solarzellen können realisiert werden. Je nach Ausführungsform können dabei der hochfrequente Signalstrom und der generierte DC-Strom über getrennte Leitungen geführt werden oder in der Art einer Fernspeisung über eine gemeinsame Leitung fließen.

Die hochfrequenten Eigenschaften verschiedener Solarzellen wurden messtechnisch untersucht und mit den Eigenschaften metallischer Flächen verglichen. Impedanzmessungen haben ergeben, dass sich die untersuchten Solarzellen bei hohen Frequenzen wie metallische Flächen in gleicher Größe verhalten. Darüber hinaus wurden mehrerer Antennen sowohl mit Solarzellen als auch mit Kupferflächen aufgebaut. Anhand von Wirkungsgrad- und Gewinnmessungen wurden lediglich geringe Verluste aufgrund der verwendeten Solarzellen festgestellt.

Die Antennenstudien wurden in dieser Arbeit mit den numerischen Simulationswerkzeugen Microwave Studio und Advanced Design System durchgeführt. Durch eine Separation des Entwicklungsprozesses in eine Antennensimulation, in der ausschließlich das Abstrahlverhalten berücksichtigt wurde, sowie eine Simulation des Anregungsnetzwerks, die die Leitungseigenschaften beinhaltet, konnte eine schnelle Berechnung und Optimierung der kompletten Antenne ermöglicht werden. Die Erkenntnisse aus den Untersuchungen des HF-Verhaltens der Solarzellen haben gezeigt, dass die Solarzellen in der Antennensimulation in guter Näherung als idealleitende Flächen nachgebildet werden können. Jedoch müssen die Gleichstromleitungen, mit denen die Solarzellen untereinander verbunden sind, in der Simulation berücksichtigt werden.

Aus Sicht einer Antennenentwicklung bedeuten diese Gleichstromleitungen der Solarzellen-Antennen den wesentlichsten Unterschied gegenüber konventionellen Antennen, da sie die Antenneneigenschaften maßgeblich beeinflussen. Sie müssen also entweder in das Antennendesign mit einbezogen werden, was anschaulich anhand einer Antenne für das Global Positioning System gezeigt wurde, oder der Einfluss muss durch schaltungstech-

nische Maßnahmen minimiert werden. Eine Möglichkeit hierzu wurde am Beispiel einer HF-DC-Entkopplung mit Hilfe von $\lambda/4$ langen Transformationsleitungen gezeigt.

Je größer eine Solarzellenfläche ist, desto größer ist auch der erzeugte Gleichstrom und die zur Verfügung stehende Leistung der Solarzellen. Eine effiziente Stromerzeugung mit Solarzellen erfordert also eine möglichst große Solarzellenfläche. Dem gegenüber stehen die Anforderungen der Antenne, deren Fläche abhängig ist von der erforderlichen Resonanzfrequenz. Wenn hier den Bedingungen der Antenne nachgegeben wird, entstehen unter Umständen sehr kleine Flächen. Dies ist zwar einerseits vorteilhaft für eine einzelne Antenne ohne Solarzellen. In dem hier zugrunde liegenden Zusammenhang ist es jedoch eher abträglich. Bei der Reihenschaltung mehrerer Solarzellen zu einem Solarzellen-String oder Solarzellenmodul ist es außerdem erforderlich, dass alle Zellen die gleiche Fläche aufweisen, um lokale Erhitzungen im Modul durch unterschiedlich große Ströme der einzelnen Zellen zu vermeiden. Bei einer Integration von mehreren Antennen für unterschiedliche Frequenzbereiche in dieses Modul muss daher an einer konstanten Zellengröße festgehalten werden.

Diese Diskrepanz in den Anforderungen der Solar- und Antennentechnik wurde gelöst, indem einerseits durch eine geschickte Platzierung von Koppel- und Kurzschlusselementen die aus hochfrequenter Sicht wirksame Länge der Solarzelle variabel gemacht wurde. Andererseits konnte auch durch die Verwendung von kombinierten Schlitz- und Hohlraumstrahlern in gewissen Grenzen eine Unabhängigkeit von der Solarzellengröße erreicht werden.

Die Generierung eines Gleichstromes durch die Solarzelle bleibt selbst dann bestehen, wenn die Solarzelle als Sendeantenne benutzt und mit einem hochfrequenten Signal angeregt wird, sodass mit keiner Beeinträchtigung des Energieertrages zu rechnen ist. Vorteilhaft für die Verwendung der Solarzellen-Antenne zur Stromversorgung ist, dass in vielen Fällen handelsübliche Solarzellen verwendet werden können, aus denen sich mit konventionellen Technologien ein Solarmodul herstellen lässt. Bei aperturgekoppelten und kapazitiv gekoppelten Antennen sowie bei Schlitzstrahlern kann sowohl der hochfrequente Signalstrom als auch der erzeugte Gleichstrom galvanisch getrennt über separate Leitungen fließen. Bei der gemeinsamen Nutzung einer Leitung sind Weichen erforderlich, die den Gleichstromanteil vom Wechselstromanteil trennen. Diese Weichen sind für den Gleichstrom niederohmig und verursachen keine nennenswerten Verluste. Somit kann den Anforderungen der hochfrequenz- sowie der energietechnischen Seite in hohem Maß Rechnung getragen werden.

Die Integration von Antennen und Solarzellen wurde im Rahmen dieser Arbeit anhand von praktischen Realisierungen sowie theoretischen Design-Studien gezeigt. Zukünftiger Forschungsbedarf liegt vor allem in der Verwendung von Dünnschicht-Solarzellen. Ein mit Antennenschlitzen versehenes Dünnschicht-Modul kann mit einem entsprechenden Anregungsnetzwerk als Gruppenantenne dienen. Ein einzelner Schlitzstrahler, der sich für diese Anwendung eignet, wurde in dieser Arbeit vorgestellt. Zusammen mit einer adaptiven Steuerung des Richtdiagramms bieten sich hier viele Anwendungsmöglichkeiten.

Anhang A

Speisenetzwerk mit Mikrostreifenleitungen

Die Antennen in dieser Arbeit werden vielfach über Mikrostreifenleitungen angeregt. Als Platinenmaterial wird ausschließlich FR-4 verwendet. Zur Dimensionierung der Leitungen ist die Kenntnis der Dielektrizitätszahl des Substrats von entscheidender Bedeutung.

Weiterhin werden die Antennen, insbesondere für Kraftfahrzeuganwendungen, unter eine Glasscheibe montiert, die einen erheblichen Einfluss auf die Antenneneigenschaften ausübt. Daher ist auch hier die Kenntnis der Permittivität unabdingbar.

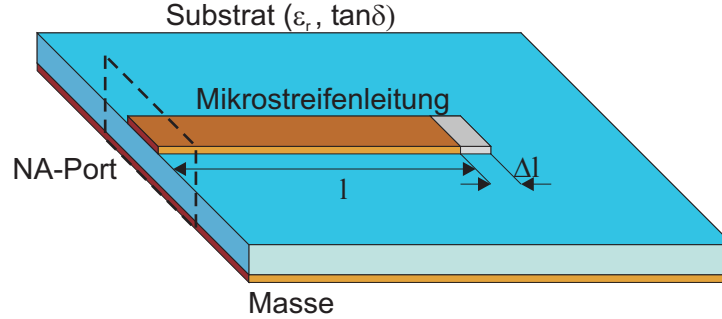


Abbildung A.1: Mikrostreifenleitung auf unbekanntem Substrat. Bestimmung der Permittivität aus Reflexionsfaktormessungen.

Abbildung A.1 zeigt die hier verwendete Anordnung zur Bestimmung der Permittivität eines Substrates. Dabei wird von dem Reflexionsfaktor einer offenen Mikrostreifenleitung ausgegangen. Der Reflexionsfaktor enthält eine Phasenkonstante β die wiederum von der effektiven Wellenlänge λ_e auf dem Substrat und damit auch von der effektiven Permittivität ϵ_e des Substrats gemäß

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_e} = \frac{2\pi}{\lambda_0 \sqrt{1/\epsilon_e}} \quad (\text{A.1})$$

abhängt, aus der schließlich die relative Dielektrizitätszahl ϵ_r berechnet werden kann. λ_0 stellt die Freiraumwellenlänge dar.

Formal setzt sich der Eingangsreflexionsfaktor Γ_{in} der Leitungsanordnung aus dem Reflexionsfaktor des offenen Leitungsendes Γ_{OE} sowie der Transformationseigenschaft

der vorgeschalteten Leitung zusammen:

$$\Gamma_{ein} = e^{-2\gamma l} \cdot \Gamma_{OE} \quad (\text{A.2})$$

Mit der Dämpfungskonstanten α sowie der Phasenkonstanten β ergibt sich die Ausbreitungskonstante der Leitung zu $\gamma = \alpha + j\beta$. Die Länge der Mikrostreifenleitung ist l . Der Reflexionsfaktor des offenen Endes kann durch eine kleine Streukapazität C_E am Leitungsende berücksichtigt werden. Der mit dieser Kapazität verbundene Reflexionsfaktor ist unter vorausgesetzter Verlustlosigkeit

$$\begin{aligned} \Gamma_{OE} &= \frac{-j1/\omega C_E - Z_0}{-j1/\omega C_E + Z_0} = \frac{1 - j2\omega C_E Z_0 - (\omega C_E Z_0)^2}{1 + (\omega C_E Z_0)^2} \\ &= 1e^{\varphi} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

mit

$$\varphi = \arg(\Gamma_{OE}) = \arctan\left(\frac{-2Z_0\omega C_E}{1 - (\omega C_E Z_0)^2}\right) \quad (\text{A.4})$$

Unter der Voraussetzung $Z_0\omega C_E \ll 1$ und $\tan \varphi \ll 1$ ergibt sich für den Winkel des Reflexionsfaktors Γ_{OE}

$$\varphi = -2Z_0\omega C_E \quad (\text{A.5})$$

Wie in **Abbildung A.1** dargestellt, kann das offene Ende auch durch eine Verlängerung Δl der Mikrostreifenleitung nachgebildet werden, wodurch die kapazitive Eigenschaft des offenen Endes berücksichtigt wird [37]. In diesem Fall ergibt sich für den Reflexionsfaktor am Anfang der Leitung

$$\Gamma_{ein} = e^{-2\gamma(l+\Delta l)} = e^{-2\gamma l + \varphi} \quad (\text{A.6})$$

Gemäß den Eulerschen Relationen kann (A.6) in Real- und Imaginärteil aufgeteilt werden.

$$\Gamma_{ein} = e^{-2\alpha(l+\Delta l)} (\cos(2\beta(l+\Delta l)) - j \sin(2\beta(l+\Delta l))) \quad (\text{A.7})$$

Die hier verwendete Messvorschrift zur Bestimmung der Permittivität besagt nun, dass mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerkanalysators zwei Frequenzen f_1 und $f_2 = f_1 + \Delta f$ ermittelt werden, bei denen der Eingangsreflexionsfaktor der Leitung reell wird. Dabei wird zunächst eine Frequenz bestimmt bei der der gemessene Eingangsreflexionsfaktor $\Gamma_{ein} = +1$ beträgt (Leerlauf). Im nächsten Schritt wird die Frequenz soweit erhöht, bis am Anfang der Leitung ein Kurzschluss gemessen werden kann, also $\Gamma_{ein} = -1$. Es muss also gelten:

$$\text{Leerlauf: } \Re\{\Gamma_{ein}(f_1)\} > 0 \wedge \Im\{\Gamma_{ein}(f_1)\} = 0 \Rightarrow 2\beta(l+\Delta l) = 2n\pi \quad (\text{A.8})$$

$$\text{Kurzschl.: } \Re\{\Gamma_{ein}(f_2)\} < 0 \wedge \Im\{\Gamma_{ein}(f_2)\} = 0 \Rightarrow 2\beta(l+\Delta l) = (2n+1)\pi \quad (\text{A.9})$$

Aus (A.8) und (A.9) lässt sich zunächst unter Berücksichtigung von $\beta = 2\pi/\lambda_e$ der ganzzahlige Faktor n ermitteln

$$\frac{2n\pi}{(2n+1)\pi} = \frac{2(2\pi/c_0) f_1 \sqrt{\epsilon_e} (l+\Delta l)}{2(2\pi/c_0) f_2 \sqrt{\epsilon_e} (l+\Delta l)} \quad (\text{A.10})$$

$$\Rightarrow n = \frac{f_1}{2(f_2 - f_1)} \quad (\text{A.11})$$

Substrathöhe	$h = 1,5mm$
Leitungslänge	$l = 81,5mm$
Leitungsbreite	$w = 2,9mm$
Leerlauf	$f_1 = 1,0004GHz$
Kurzschluss	$f_2 = 1,5175GHz$
Permittivität nach A.13	$\epsilon_e(f_1) = 3,38$ $\epsilon_e(f_2) = 3,31$
Kapazität des offenen Endes nach A.14	$C_E \approx 40 \cdot 10^{-15}F$

Tabelle A.1: Messwerte einer Mikrostreifenleitung auf FR-4 Substrat

wobei λ_e die um den Verkürzungsfaktor $1/\sqrt{\epsilon_e}$ verringerte Freiraumwellenlänge gemäß

$$\lambda_e = \lambda_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{c_0}{f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (A.12)$$

darstellt.

Aus (A.8), (A.9) und (A.11) lässt sich nun die effektive Dielektrizitätszahl berechnen:

$$\epsilon_e = \begin{cases} \left(\frac{n \cdot c_0}{2 f_1 (l + \Delta l)} \right)^2, & n = 1, 2, \dots, \infty \\ \left(\frac{(2n+1) \cdot c_0}{4 f_2 (l + \Delta l)} \right)^2, & n = 1, 2, \dots, \infty \end{cases} \quad (A.13)$$

In (A.13) ist noch die Größe Δl enthalten, die das offene Ende der Leitung nachbildet. Aus der Gleichung lässt sich jedoch bereits erkennen, dass unter der Voraussetzung $\Delta l/l \ll 1$ die Größe Δl und damit der Einfluss des offenen Leitungsendes auf die Berechnung der Permittivität vernachlässigt werden kann. Nach [37] ergibt sich mit den Leitungsdimensionen aus **Tabelle A.1** ein Wert von $\Delta l \approx 0,6mm$. Damit ergibt sich für $\Delta l/l \approx 0,007$, sodass der Einfluss des offenen Endes im vorliegenden Fall vernachlässigt werden kann.

Schließlich kann noch die Kapazität des offenen Endes abgeschätzt werden. Aus dem Argument der Exponentialfunktion in A.6 ergibt sich unter Berücksichtigung von A.5 und vorausgesetzter Verlustlosigkeit

$$C_E = \frac{\Delta l}{c_0 Z_0} \quad (A.14)$$

Dieses Ergebnis erhält man auch aus Simulationen mit Microwave Studio, indem die Bezugsebene der S-Parameter Simulationen einer offenen Mikrostreifenleitung an das Leitungsende verschoben wird.

Zur Bestimmung der relativen Permittivität müssen dann folgende Gleichungen nach [73] ausgewertet werden:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{w}{h} \right)^{-f_2 f_3} \quad (A.15)$$

$$f_2(w/h) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{\left(\frac{w}{h} \right)^4 + \left(\frac{w}{52h} \right)^2}{\left(\frac{w}{h} \right)^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{w}{18,1h} \right)^3 \right] \quad (A.16)$$

$$f_3(\varepsilon_r) = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053} . \quad (\text{A.17})$$

Die obigen Gleichungen (A.15) bis (A.17) sind Näherungen für den statischen Fall. Die Näherungsformeln unter Berücksichtigung von Dispersion können ebenfalls aus [73] entnommen werden.

Anhang B

Richtfaktor einer linearen Gruppenantenne

Zur Berechnung des Richtfaktors D_0 einer linearen Antennengruppe gilt ausgehend von (3.36) und unter Berücksichtigung des Zusammenhangs zwischen Strahlstärke und Strahlungsleistungsdichte $S(\vartheta, \varphi) = (1/r^2)\Phi(\vartheta, \varphi)$

$$D_0 = \frac{\Phi_{max}(\vartheta, \varphi)}{\Phi_{av}} = \frac{S_{max}(\vartheta, \varphi)}{S_{av}} \quad . \quad (\text{B.1})$$

Bei dem hier betrachteten Hertz'schen Dipol beträgt die Strahlungsleistungsdichte¹

$$S(\vartheta) = \frac{1}{2} |\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*| = \frac{1}{2} |E_\vartheta H \varphi^*| = \frac{1}{2} \frac{|E_\vartheta|^2}{Z_0} \quad , \quad (\text{B.2})$$

wobei

$$E_\vartheta = j Z_0 \frac{\beta(I \Delta l) \sin \vartheta}{4\pi r} e^{j\beta r} \quad (\text{B.3})$$

ist.

Die mittlere Strahlungsleistungsdichte S_{av} berechnet sich aus der gesamten abgestrahlten Leistung, die gleichmäßig auf die Oberfläche einer Einheitskugel verteilt ist:

$$\begin{aligned} S_{av} &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \frac{|E_\vartheta|^2}{Z_0} \sin \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \frac{\left(Z_0 \frac{\beta(I \Delta l) \sin \vartheta}{4\pi r} \right)^2}{Z_0} \sin \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi \\ &= \frac{1}{4\pi} \frac{1}{2} \frac{\left(Z_0 \frac{\beta(I \Delta l)}{4\pi r} \right)^2}{Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Zur Berechnung des Richtfaktors ist daher folgendes Integral auszuwerten:

¹Siehe **Tabelle 3.2** zum Zusammenhang zwischen elektrischem und magnetischem Feld eines Hertz'schen Dipols unter Fernfeldbedingungen.

$$\begin{aligned}
\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{4} (3 \sin \vartheta - \sin(3\vartheta)) \, d\vartheta \, d\varphi \\
&= \frac{1}{4} \int_0^{2\pi} (-3 \cos \vartheta) \Big|_0^\pi - \left(-\frac{1}{3} \cos(3\vartheta) \right) \Big|_0^\pi d\varphi \\
&= \frac{1}{4} \int_0^{2\pi} \left(6 - \frac{2}{3} \right) d\varphi \\
&= \frac{4}{3} \varphi \Big|_0^{2\pi} \\
&= \frac{8}{3} \pi .
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Daraus folgt für mittlere Strahlungsleistungsdichte:

$$S_{av} = \frac{1}{4\pi} \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{Z_0 \beta (I \Delta l)}{4\pi r} \right)^2 \frac{8\pi}{3} . \tag{B.6}$$

Aus (B.2) und (B.3) ist ersichtlich, dass sich die maximale Strahlungsleistungsdichte S_{max} für $\vartheta = 0$ einstellt. Es ergibt sich:

$$S_{max} = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{Z_0 \beta (I \Delta l)}{4\pi r} \right)^2 . \tag{B.7}$$

Nun kann der Richtfaktor des Hertz'schen Dipols nach (B.1) berechnet werden:

$$D_0 = \frac{\frac{1}{2Z_0} \left(\frac{Z_0 \beta (I \Delta l)}{4\pi r} \right)^2}{\frac{1}{4\pi} \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{Z_0 \beta (I \Delta l)}{4\pi r} \right)^2 \frac{8\pi}{3}} = \frac{3}{2} . \tag{B.8}$$

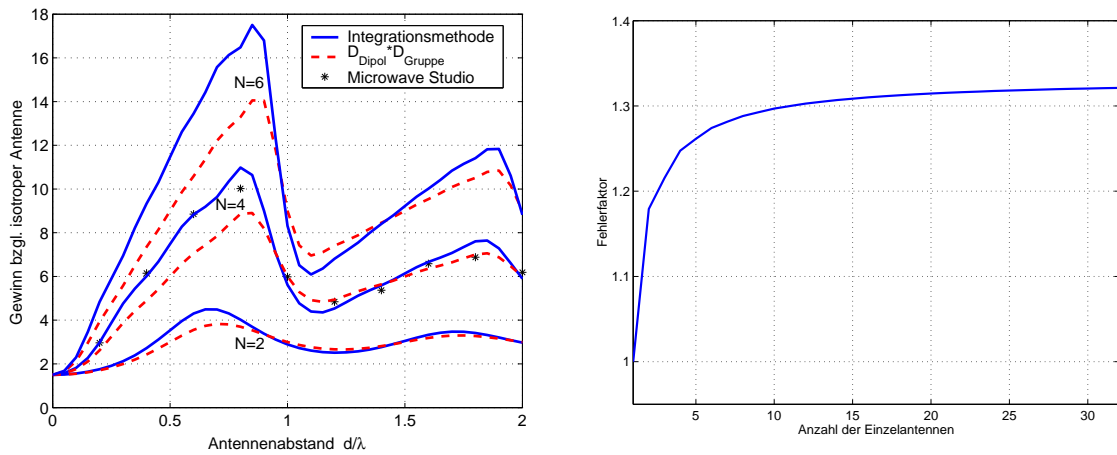
Die Berechnung des Richtfaktors einer aus Hertz'schen Dipolen bestehenden Antennen-
gruppe erfolgt vorzugsweise numerisch, da die Lösung des Integrals über die Strahlstärke
nicht geschlossen angegeben werden kann.

Mit 3.31 bzw. 3.32 und B.1 ergibt sich der Richtfaktor einer gemäß **Abbildung 5.7**
angeordneten Antennengruppe zu:

$$\begin{aligned}
D_{0g} &= \frac{\frac{1}{2} \frac{|E_{g \max}|^2}{Z_0} R^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \frac{|E_g|^2}{Z_0} R^2 \sin \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi} = \frac{|E_{g \max}|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_g|^2 \sin \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi} \\
&= \frac{\max \left[\left| \frac{Z_0 \beta (I \Delta l) \sin \vartheta}{4\pi r} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)} \right|^2 \right]}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| \frac{Z_0 \beta (I \Delta l) \sin \vartheta}{4\pi r} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)} \right|^2 \sin \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \max \left[\left| \sin \vartheta \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)} \right|^2 \right] \\
= & \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left| \sin \vartheta \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \vartheta \sin \varphi + \alpha)} \right|^2 \sin \vartheta d\vartheta d\varphi
\end{aligned} \tag{B.9}$$

Eine Auswertung dieser Integrationsmethode zur Bestimmung des Richtfaktors ist mit Hilfe von Matlab in **Abbildung B.1** dargestellt.



(a) Richtfaktor einer Antennengruppe. Gegenüberstellung der Integrationsmethode mit einer Näherungslösung (Multiplikation des Gruppenfaktors mit dem Richtfaktor der Einzelantenne) sowie Simulationen mit Microwave Studio.

(b) Fehlerfaktor a für N Antennen im Abstand $d = \lambda/2$: $a = \frac{D_{0g}}{D_{Dipol} \cdot D_{Gruppe}}$

Abbildung B.1: Richtfaktor einer Antennengruppe aus Hertz'schen Dipolen nach **Abbildung 5.7**.

Wie bereits in (5.3) gezeigt, ist das Feld der Antennengruppe das Produkt aus der Charakteristik des Einzelstrahlers und des sogenannten Gruppenfaktors. In einer häufig verwendeten Näherung des Richtfaktors einer Antennengruppe wird zunächst der Richtfaktor des Gruppenfaktors berechnet und mit dem Richtfaktor des Einzelstrahlers multipliziert, d.h. $D_{0g} = D_{Dipol} \cdot D_{Gruppenfaktor}$. Da bei dieser Vorgehensweise das Integral über die Strahlstärke des Gesamtfeldes durch das Produkt der Integrale über Gruppenfaktor und Einzelcharakteristik ersetzt wird, entstehen gegenüber der exakten Lösung Abweichungen, die in **Abbildung B.1b** dargestellt sind. Für eine Gruppenantenne aus 32 Hertz'schen Dipolen im Abstand einer halben Wellenlänge liefert die Näherungslösung Werte, die gegenüber der exakten Lösung (B.9) um den Faktor 1,32 zu niedrig sind. Dies entspricht einem Fehler von 1,2 dB.

Beide Lösungen in **Abbildung B.1a** zeigen jedoch prinzipiell das gleiche Verhalten: mit zunehmenden Antennenabstand steigt zunächst der Richtfaktor bis zu einem Maximum, was auf eine schmaler werdende Halbwertsbreite der Strahlungskeulen zurückzuführen ist. Mit weiter steigendem Antennenabstand entstehen Nebenkeulen, die nun eine

Absenkung des Richtfaktors in Hauptstrahlrichtung bewirken. Eine Verdopplung der Antennenanzahl bewirkt in beiden Fällen eine Zunahme des Richtfaktors um 3dB. Diese Näherung wird Kapitel 5.4 zur Berechnung des Richtfaktors einer Antennengruppe mit verlustbehafteter Leistungsaufteilung herangezogen.

Anhang C

Messung des Strahlungsdiagramms und des Gewinns

Die Messung des Strahlungsdiagramms und des Gewinns erfolgte unter Freifeldbedingungen. Die in dieser Arbeit untersuchten Antennen wurden als Empfangsantennen betrieben und mit Hilfe eines Drehtisches um die vertikale Achse gedreht. Als fest stehende Sendeanenne wurde ein Hornstrahler als Referenzantenne verwendet. Beide Antennen standen sich im Abstand R gegenüber.

Zur Berechnung des Gewinns wird die Friis'sche Übertragungsgleichung ausgewertet [17]:

$$G_E = \frac{1}{G_S} \frac{P_r}{P_0} \frac{(4\pi r)^2}{\lambda^2} . \quad (\text{C.1})$$

Unter Berücksichtigung der Dämpfung der verwendeten Antennenkabel wird die Freiraumdämpfung (Verhältnis aus gesendeter zu empfangener Leistung) P_r/P_0 mit einem Spektrumanalysator gemessen, woraus dann mit dem bekannten Gewinn G_S der Sendeanenne, der Wellenlänge λ und dem Antennenabstand R der Gewinn der Testantenne G_E berechnet werden kann. Diese Methode wird als „Zwei Antennen-Methode“ bezeichnet. Varianten hiervon sind die „Drei Antennen-Methode“, bei der drei Testantennen wechselweise vermessen werden, sodass drei Gleichungen gemäß (C.1) aufgestellt werden, die dann nach den unbekannten Gewinnfaktoren aufgelöst werden können. Steht keine Referenzantenne mit bekanntem Gewinn zur Verfügung, kann der Gewinn auch mit zwei identischen Testantennen ermittelt werden. Aus (C.1) ergibt sich dann:

$$G_E = \sqrt{\frac{P_r}{P_0} \frac{(4\pi r)^2}{\lambda^2}} . \quad (\text{C.2})$$

Die verwendete Referenzantenne ist linear polarisiert. Daher kann bei einer ebenfalls linear polarisierten Testantenne der kopolare¹ und kreuzpolare² Gewinn direkt durch eine entsprechende horizontale bzw. vertikale Ausrichtung der Antennen bestimmt werden.

Die Messung des Gewinns von zirkular polarisierten Antennen kann mit folgenden Methoden erfolgen [17]:

¹Die Polarisationssebene beider Antennen ist gleich.

²Die Polarisationssebene beider Antennen ist um 90° gegeneinander gedreht.

1. Messung der horizontalen und vertikalen Feldkomponente nach Betrag und Phase.
2. Messung des Betrags von vier linearen Feldkomponenten, die jeweils um 45° gegeneinander gedreht sind, woraus sich die Polarisationsellipse rekonstruieren lässt.
3. Betragsmessung unter Verwendung einer zirkular polarisierten Referenzantenne.

Die Gewinnmessung der zirkular polarisierten Antenne in Kapitel 7.3.2, **Abbildung 7.17** erfolgte zunächst mit einer Messung der Feldkomponenten mit der linear polarisierten Referenzantenne (Hornstrahler). Die Ergebnisse zeigten eine sehr gute Übereinstimmung mit der MWS Simulation (siehe **Abbildung 7.18**). Diese Antenne wurde dann als Referenzantenne zur Gewinnmessung der GPS-Antenne mit Solarzellen verwendet.

Literaturverzeichnis

- [1] *Microwave Studio: Advanced Topics, Version 4.* Software documentation, CST-Computer Simulation Technology, 2002.
- [2] AGAHI, D. and W. DOMINO: *Efficiency Measurement of Portable-Handset Antennas Using the Wheeler Cap.* Applied Microwave and Wireless, 12(6):34–42, 2000.
- [3] AKIO, M.: *Cavity Antenna.* Japanese Patent Office, JP8274527, October 1996.
- [4] B. KRIETENSTEIN, R. SCHUHMANN, P. THOMA T. WEILAND: *The Perfect Boundary Approximation Technique Facing the Big Challenge of High Precision Field Computation.* In *XIX International Linear Accelerator Conference, LINAC 98*, pages 860–862, Chicago, USA, 1998.
- [5] BAHL, I.J. and P. BHARTIA: *Microstrip Antennas.* Artech House, Dedham, Massachusetts, 1980.
- [6] BALANIS, C. A.: *Antenna Theory, Analysis and Design.* Harper & Row, New York, 1982.
- [7] BENDEL, C., N. HENZE und J. KIRCHHOF: *Vorrichtung zur Umwandlung von Solarenergie in elektrische Energie und zum Abstrahlen und oder Empfangen von hochfrequenten elektromagnetischen Wellen.* Deutsches Patent- und Markenamt, Patentschrift DE 199 38 199 C1, August 1999.
- [8] BENDEL, C., N. HENZE und J. KIRCHHOF: *Die photovoltaische Planarantenne.* In: *16. Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Kloster Banz, Staffelstein, 14.-16. März 2001.
- [9] BENDEL, C., J. KIRCHHOF, and N. HENZE: *Solar Cell Antennas in Wireless Communication and Radio Broadcast Systems.* In *Proceedings of the 19th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, Paris, France, June 2004.
- [10] BLUME, S.: *Theorie elektromagnetischer Felder.* Hüthig, Heidelberg, 3. Auflage, 1991.
- [11] BOOTH, J.C., D. H. WU, and S. M. ANLAGE: *A Broadband Method for the Measurement of the Surface Impedance of Thin Films at Microwave Frequencies.* Review Scientific Instruments, 65(6):2082–2090, June 1994.
- [12] COLLIEN, R. E.: *Antennas and Radiowave Propagation.* McGraw-Hill, New York, 1985.

- [13] CST GMBH: *Exploring a Three-Dimensional Universe*. Microwave Journal, 44(8), 2001.
- [14] CST GMBH: *A Revolution in the Time Domain*. Microwave Journal, 45(8), 2002.
- [15] CST GMBH: *From Design to Reality*. Microwave Journal, 47(1), 2004.
- [16] DEGNER, T., W. ENDERS, A. SCHÜLBE, and H. DAUB: *EMC and Safety Design for Photovoltaic Systems -ESDEPS-*. Final report, ISET e.V., Kassel, Germany, 2002. European Commission, JOR3-CT98-0246, Non Nuclear Energy Programme JOULE III.
- [17] EVANS, G. E.: *Antenna Measurement Techniques*. Artech House, Boston, 1990.
- [18] FISCHER, G.: *In ein Autodach integrierbare adaptive Schlitzantenne für mobile Kommunikation*. In: *ITG Fachbericht Antennen (128)*, Seiten 333–338, Dresden, April 1994.
- [19] FLECKENSTEIN, A.: *Entwurf einer kunststoffintegrierten planaren Antenne für den Empfang satellitenbasierter Dienste im Kraftfahrzeug*. Studienarbeit, Technische Universität Darmstadt, 2002.
- [20] FORSTER, H., M. FRÄNZ, J. HEINSTADT, C. JUNQUEIRA und G. SPLITT: *Optimierung von zirkular polarisierten Microstripantennenelementen*. In: *ITG Fachtagung Antennen*, Starnberg, April 1996.
- [21] FRÄNZ, M., J. HEINSTADT, C. JUNQUEIRA, and G. SPLITT: *Design Guidelines for Circular Polarised Microstrip Antennas*. In *25th European Microwave Conference*, Bologna, Italy, September 1995.
- [22] FUHS, W.: *Photovoltaik - Stand und Perspektiven*. FVS-DGS Themen 2000, Seiten 14–20, 2000.
- [23] GABLER, H., C. BENDEL, D. TEGTMEYER und K. VOSS: *Photovoltaik am Gebäude - Stromversorgung mit Solarzellen?* Forschungsverbund Sonnenenergie, FVS Themen 2001, Seiten 29–35, 2001.
- [24] GOETZBERGER, A., B. VOSS und J. KNOBLOCH: *Sonnenenergie: Photovoltaik*. Teubner Studienbücher Physik. B. G. Teubner, Stuttgart, 1997.
- [25] GRONAU, G.: *Höchstfrequenztechnik - Grundlagen, Schaltungstechnik, Messtechnik, Planare Antennen*. Springer, Berlin, 2001.
- [26] HENZE, N., C. BENDEL, H. FRÜCHTING, and J. KIRCHHOF: *Application of Photovoltaic Solar Cells in Planar Antenna Structures*. In *12th International Conference on Antennas and Propagation, ICAP*, volume 2, pages 731–734, Exeter, UK, April 2003.
- [27] HENZE, N., H. FRÜCHTING, A. GIERE, and P. HOFMANN: *GPS Patch Antenna with Photovoltaic Solar Cells for Vehicular Applications*. In *58th Vehicular Technology Conference, VTC2003-Fall*, Orlando, USA, October 2003.

- [28] HENZE, N., M. WEITZ, P. HOFMANN, H. FRÜCHTING, J. KIRCHHOF, and C. BENDEL: *Investigation of Planar Antennas with Photovoltaic Solar Cells for Mobile Communications*. In *15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, PIMRC 2004*, Barcelona, Spain, September 2004.
- [29] ICHELN, C.: *Methods for Measuring RF Radiation Properties of Small Antennas*. Dissertation, Helsinki University of Technology, 2001.
- [30] ICHIRO, T.: *Plane Antenna*. Japanese Patent Office, JP6029734, February 1994.
- [31] IEEE STD 145-1983: *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-31:5, 1983.
- [32] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC): *61000-4-20, Emission and Immunity Testing in Transverse Electromagnetic (TEM) Waveguides*. CISPR/A/343/CDV, 2001.
- [33] JACKSON, J.D.: *Klassische Elektrodynamik*. de Gruyter, Berlin, 2. Auflage, 1982.
- [34] KANETA, K., T. KONDO, M. ANDO, and N. GOTO: *A Flush-mounted Antenna for Mobile Communications*. In *IEEE Antennas and Propagation Societa International Symposium*, pages 1323–1326, Syracuse, NY, USA, June 1988.
- [35] KAZUNARI, O.: *Function-Integrated Semiconductor Device*. Japanese Patent Office, JP10242443, September 1998.
- [36] KININGER, F.: *Photovoltaics System Technology*. Vorlesungsskript, Universität Kassel, Rationelle Energiewandlung, Kassel, Germany, 2003.
- [37] KIRSCHNING, M., R. H. JANSEN, and N. H. L. KOSTER: *Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines*. Electronic Letters, 17(3):123–125, February 1981.
- [38] KLINGLER, M., J. RIOULT, J-P. GHYS, and S. FICHEUX: *Wide-Band total Radiated Power Measurement of Electronic Equipment in TEM and GTEM Cells*.
- [39] KRAUS, J. D.: *Antennas*. Mc Graw Hill, New York, 2 edition, 1988.
- [40] KUENDIG, J.: *Thin-film silicon solar cells for space applications: Radiation hardness and application for an integrated solar (solar cell - antenna) module*. In *28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Anchorage, Alaska, September 2000.
- [41] KUMAR, R.A., M.S. SURESH, and J. NAGARAJU: *Measurement of AC Parameters of Gallium Arsenide (GaAs/Ge) Solar Cells by Impedance Spectroscopy*. IEEE Transaction on Electron Devices, 48(9):2177–2179, September 2001.
- [42] LANGENBERG, K. and P. FELLINGER: *Elektromagnetische Feldtheorie*. Vorlesungsskript, Fachgebiet Theoretische Elektrotechnik, Universität Gesamthochschule Kassel, 1992.
- [43] LEWERENZ, H.-J. and H. JUNGBLUT: *Photovoltaik-Grundlagen und Anwendungen*. Springer, Berlin, 1995.

- [44] LOCKIE, D. G. and M. THOMSON: *Spacecraft Antennas and Beam Steering Methods for Satellite Communication System*. US Patent Office, US5642122, June 1997.
- [45] MEISSNER, D.: *Solarzellen - Physikalische Grundlagen und Anwendungen in der Photovoltaik*. Vieweg, Braunschweig, 1993.
- [46] NIKOLOVA, N. K.: *Modern Antennas in Wireless Telecommunications*. Lecture Notes, Department of Electrical and Computer Engineering, McMaster University, Hamilton, Canada, 2003. <http://www.ece.mcmaster/faculty/georgieva/>.
- [47] NYFOS, E. and P. VAINIKAINEN: *Industrial Microwave Sensors*. Artech House, Boston, 1989.
- [48] POWALLA, M., B. DIMMLER und K.-H. GROSS: *CIS-Dünnschichtsolarmodule*. Forschungsverbund Sonnenenergie, FVS Themen, Seiten 131–137, 2000.
- [49] POZAR, D. M.: *A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development and Application*. Technical report, University of Massachusetts at Amherst, Electrical and Computing Engineering, 1996. <http://rf.rfglobalnet.com/library/Papers/files/2/aperture.pdf>.
- [50] POZAR, D. M. and S. M. DUFFY: *A Dual-Band Circularly Polarized Aperture-Coupled Stacked Microstrip Antenna for Global Positioning Satellite*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 45(11):1618–1625, November 1997.
- [51] POZAR, D. M. and B. KAUFMANN: *Comparison of Three Methods for the Measurement of Printed Antenna Efficiency*. IEEE Transactions of Antennas and Propagation, 36(1):136–139, January 1988.
- [52] ROTHAUGE, B.: *Impedanzverhalten von photovoltaischen Generatoren unter realen Einsatzbedingungen*. Diplomarbeit, Fachgebiet Hochfrequenztechnik / Kommunikationssysteme, Universität Gesamthochschule Kassel, 1999.
- [53] RWE SCHOTT SOLAR: *Stromversorgung mit Solarzellen aus amorphem Silizium*. Broschüre, Alzenau. <http://www.rweschottsolar.com/de/webseite.aspx?navid=59>.
- [54] SAINATI, R. A.: *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*. Artech House, Boston, 1996.
- [55] SCHANTZ, H. G.: *Measurement of UWB Antenna Efficiency*. In *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, volume 1, pages 1189–1191, May 2001.
- [56] SCHATTNER, S.: *Die elektromagnetische Verträglichkeit und der Blitzschutz von Photovoltaik-Anlagen*. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Fridericiana Karlsruhe, 2001.
- [57] SCHÄFER, A.: *Entwicklung einer aktiven Dualband Mikrostreifenleitungsantenne für GPS und SDARS-S*. Diplomarbeit II, Fachgebiet Hochfrequenztechnik / Kommunikationssysteme, Universität Kassel, 2004.

- [58] SCHMID, J.: *Energiewandlungsverfahren*. Vorlesungsskript, Universität Kassel, Rationelle Energiewandlung, Kassel, Germany, 2004.
- [59] TAKAHISA, T. and K. HASEGAWA: *Liquid Crystal Device with Integrated Solar Power Source and Antenna*. Patent Cooperation Treaty (PCT), WO 97/44707, May 1996.
- [60] TALANOV, V. V., L.V. MERCALDO, and S. M. ANLAGE: *Measurement of the Absolute Penetration Depth and Surface Resistance of Superconductors and Normal Metals with the Variable Spacing Parallel Plate Resonator*. Review of Scientific Instruments, 71(5):2136–2146, May 2000.
- [61] TARGONSKI, S. D. and D. M. POZAR: *Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 41(2):214–220, February 1993.
- [62] TISCHLER, T.: *Die Perfectly-Matched-Layer-Randbedingung in der Finite-Differenzen-Methode im Frequenzbereich: Implementierung und Einsatzbereiche*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2004.
- [63] TOMOHIKO, S. and M. TETSUSHI: *Antenna System*. Japanese Patent Office, JP9135110, May 1997.
- [64] URWIN-WRIGHT, P.R., G.S. HILTON, I.J. CRADDOCK, and P.N. FLETCHER: *An Electrically-Small Annular Slot Operating in the "DC" Mode*. In *12th International Conference on Antennas and Propagation*, pages 686–689, Exeter, UK, March/April 2003.
- [65] VACCARO, S., J.R. MOSIG, and P. DE MAAGT: *Making planar antennas out of solar cells*. Electronic Letters, 38(17):945–947, August 2002.
- [66] VACCARO, S., J.R. MOSIG, and P. DE MAAGT: *Two Advanced Solar Antenna "SOLANT" Designs for Satellite and Terrestrial Communications*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51(8):2028–2034, August 2003.
- [67] VACCARO, S., P. TORRES, J.R. MOSIG, A. SHAH, J.-F. ZÜRCHER, A.K. SKRIVERVIK, P. DE MAAGT, and L. GERLACH: *Stainless Steel Slot Antenna with integrated Solar Cells*. Electronic Letters, 36(25):2059–2060, December 2000.
- [68] WEILAND, T.: *Die Diskretisierung der Maxwell-Gleichungen*. Physikalische Blätter, 42(7):191–201, 1986.
- [69] WEITZ, M.: *Planare Mobilfunkantennen unter Verwendung von photovoltaischen Solarzellen*. Diplomarbeit I, Fachgebiet Hochfrequenztechnik / Kommunikationssysteme, Universität Kassel, 2004.
- [70] WHEELER, H. A.: *The Radiansphere Around a Small Antenna*. Proceedings of the IRE, 47:1325–1331, August 1959.

- [71] WONG, K.-L.: *Planar Antennas for Wireless Communications*. Wiley, New York, 2002.
- [72] WU, Z.: *Surface resistance measurement of high- T_c superconductors using a microstrip ring resonator with split mode resonance*. Superconductor Science Technology, 8:464–469, 1995.
- [73] ZINKE, O. und H. BRUNSWIG: *Hochfrequenztechnik 1*. Springer, Berlin, Heidelberg, 5. Auflage, 1995.
- [74] ZÜRCHER, J.-F. and F.E. GARDIOL: *Broadband Patch Antennas*. Artech House, Norwood, Massachusetts, 1995.