

Untersuchung von quasi-planaren Antennen mit sektorförmiger und omnidirektionaler Strahlungscharakteristik im Millimeterwellenbereich



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
der Universität Ulm

von

Ralf Leberer

aus Tettnang

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel
 2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby (TU Darmstadt)
- Amtierender Dekan: Prof. Dr.-Ing. Hans-Jörg Pfeleiderer

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Feldtheoretische Simulationsverfahren	5
2.1	Die Methode der Finiten Integrale	5
2.2	Die Methode der Finiten Elemente	8
2.3	Das Spektralbereichsverfahren für periodische Strukturen	9
2.3.1	Anwendung des Spektralbereichsverfahrens auf periodische Strukturen	10
2.3.2	Anwendung des Spektralbereichsverfahrens auf quasi-periodische Strukturen	12
2.3.3	Strahlungscharakteristik einer Einheitszelle	13
2.4	Vergleich verschiedener Berechnungsverfahren bei frequenzselektiven Flächen	14
3	Sektorantennen	17
3.1	Gefaltete Sektorantennen mit synthetisierter Phasenverteilung	18
3.1.1	Strahlungsintegrale und Vektorpotenzialfunktionen	21
3.1.2	Fernfeld-Strahlung bei eindimensionalen Stromverteilungen	22
3.1.3	Phasensynthese eines linearen Arrays	25
3.1.4	Messergebnisse	33
3.1.5	Vergleich von Simulation und Messung	40
3.1.6	Auswirkungen von Amplituden- und Phasenfehlern	41
3.2	Gefaltete Sektorantenne mit synthetisierter Phasen- und Amplitudenverteilung	48
3.2.1	Voruntersuchung: Quasi-periodische Arrays mit großem Reflexionsphasengradienten	51
3.2.2	Reflexionsgesetz planarer Reflektoren mit frequenzselektiven Oberflächen	55
3.2.3	Leistungsdichtequotient bei Doppelreflektoranordnungen	57
3.2.4	Energieerhaltung bei frequenzselektiven Reflektoren	60
3.2.5	Designbeispiel einer 22°-Sektorantenne bei 58 GHz	64
3.2.6	Auswirkung von Amplituden- und Phasenfehlern	78

4	Omnidirektionale Antennen	79
4.1	Doppelreflektor-Antennen mit einfacher Hohlleiterspeisung	80
4.1.1	Die Speisung	81
4.1.2	Der planare Reflektor	82
4.1.3	Der konische Reflektor	86
4.1.4	Parasitäre Auswirkungen des Aufbaus auf die Strahlungs- charakteristik	86
4.1.5	Messergebnisse	87
4.2	Doppelreflektor-Antennen mit koaxialer Speisung	95
4.2.1	Vertikale Polarisisation	96
4.2.2	Horizontale Polarisisation	103
4.2.3	Zirkulare Polarisisation	103
4.3	Dreifachreflektor-Antennen	108
4.3.1	Das Zweimodenhorn	109
4.3.2	Subreflektordesign	110
4.3.3	Der planare Reflektor	114
4.3.4	Der konische Reflektor	114
4.3.5	Anwendungsbeispiel	114
4.4	Triplate-Antenne	124
4.4.1	Das Antennen-Design	125
4.4.2	Das Antennen-Array	128
4.4.3	Messergebnisse	131
4.5	Parallelplatten-Antenne	135
4.5.1	Das Antennen-Design	135
4.5.2	Das Antennen-Array	138
4.5.3	Messergebnisse	140
5	Zusammenfassung	145
A	Strahlungsintegrale und Vektorpotenzialfunktionen	147
B	Die Poissonsche Summenformel	153
C	Zirkulares Speisehorn	155
D	Abtasttheorem bei diskreten planaren Reflektoren	159
E	Äquivalenter Krümmungsradius bei planaren Reflektoren	161
F	Die klassische Strahlenoptik - ein kurzer Überblick	165
F.1	Energieerhaltung in der GO	165
F.2	Reflexion an Oberflächen	166

G	Übergang Rechteckhohlleiter-Koaxialleiter	169
H	Übergänge zu Triplate-Leitern	171
	H.1 Koaxial-Triplate-Übergang	171
	H.2 Hohlleiter-Triplate-Übergang	171
I	Feldtheoretische Betrachtung von Radialleitungen	175

1 Einleitung

Nach dem Boom des Mobiltelefonsektors hat sich in den vergangenen Jahren auch die Anzahl anderer drahtloser Netzwerke vervielfacht. Allen voran haben sich Point-to-Multipoint-Systeme (PMPS) bzw. Local-Multipoint-Distribution-Systeme (LMDS) wie zum Beispiel die W-LAN-Systeme nach den IEEE 802.11-Standards sowohl für den privaten Sektor als auch in der Geschäftswelt etabliert. Drahtlose Geräte standen lange im Ruf langsam zu sein und eine geringe Funktionalität aufzuweisen; ein weiteres Problem waren die hohe Kosten. Aufgrund neuer Standards, Kooperationen, hoher Stückzahlen und günstigerer Produktionsverfahren und Technologien sind drahtlose Produkte heute hingegen für breite Konsumentenschichten erschwinglich.

Hinsichtlich der Geschwindigkeit können drahtlose Netzwerke inzwischen durchaus mit verschiedenen kabelgebundenen Netzwerken konkurrieren. Durch die Nutzung lizenzfreier Frequenzbänder werden zwar Kosten gesenkt, aber durch die nur begrenzt zur Verfügung stehende Bandbreite ist die Datenrate pro Benutzer mit zunehmender Benutzeranzahl deutlich eingeschränkt. Ein Ausweg ist die Nutzung höher liegender Frequenzbänder. Dabei wird dem **Millimeterwellenbereich** zunehmend Interesse geschenkt, da dieser spezielle Vorteile bietet: Die kürzere Wellenlängen ermöglicht die Herstellung kleinerer und leichter Komponenten, wovon der kommerzielle Erfolg von mobilen Geräten stark abhängt. Die dafür notwendigen Technologien sind in den letzten Jahren kostengünstiger oder überhaupt erst verfügbar geworden. Im asiatischen Raum, allen voran in Japan, oder in den USA, wo die Federale Communication Commission im Jahr 2001 ein 7 GHz breites Frequenzband zwischen 57 GHz und 64 GHz für drahtlose Kommunikation zur lizenzfreien Nutzung freigegeben hat, wird das 60 GHz-Band bereits intensiv für lokale Indoor-Netzwerke genutzt [1]. Weltweit ist eine lizenzfreie Nutzung des Bandes zwischen 57 GHz und 59 GHz durch das World Administrative Radio Council (WARC) ermöglicht. Die hohe atmosphärische Dämpfung von ca. 10 dB/km [2] auf Grund der hohen Absorption durch Sauerstoff zwischen 50 GHz und 70 GHz reduziert sowohl die verfügbare Reichweite eines Systems als auch den Interferenz-Level. Somit ist eine hohe Wiederverwendbarkeit einzelner solcher Systeme möglich, ohne dass eine sorgfältige Frequenzplanung notwendig wird, um gegenseitige Störungen benachbarter Systeme zu minimieren. Außerdem erhöht sich dadurch die Abhörsicherheit.

Die Antenne spielt in flächendeckenden Funknetzwerken mit zellulärer Netzstruktur, in LMDS oder bei Point-to-Point-Verbindungen eine Schlüsselrolle.

Neben guten elektrischen Eigenschaften wie hoher Gewinn, hoher Nebenkeulenabstand, guter Unterdrückung der Kreuzpolarisation werden bestimmte Anforderungen an die Strahlungscharakteristik der Antenne gestellt, um z.B. Gebiete im Freien oder in Gebäuden optimal auszuleuchten oder auch um bestimmte Bereiche zu isolieren. Die Antennen müssen auch bestimmten mechanischen Ansprüchen genügen, geringes Gewicht und Abmessungen besitzen, belastbar und unempfindlich gegenüber Umwelteinflüssen und kostengünstig herstellbar sein. Die ETSI-Standards¹ beinhalten einen Großteil dieser Forderungen und bilden oft die Richtlinie bei der Entwicklung von Antennen für Kommunikationsanwendungen.

Da eine individuelle Anpassung der Strahlungscharakteristik einzelner Antennen an die jeweilige Umgebung zu aufwendig ist, werden in der Regel Antennen mit Sektorcharakteristik oder Omnidirektionalstrahler verwendet, um eine flächendeckende Ausleuchtung eines Gebiets zu erreichen. Sektorantennen strahlen die Leistung in einem Winkelbereich im Azimut, meist 30° , 60° oder 90° , gleichmäßig ab, außerhalb des Sektors soll möglichst wenig Leistung abgestrahlt werden. In der Elevation ist weiterhin eine schmale Keule gefordert.

Bei Omnidirektionalstrahlern handelt es sich um Antennen mit rotationssymmetrischer Fernfeldcharakteristik. Bis auf wenige Ausnahmen weisen existierende Antennen jedoch eine nicht zu vernachlässigende Welligkeit im Azimut auf. Ziel dieser Arbeit ist, mit neuen Konzepten die vorgegebenen Charakteristiken möglichst genau zu simulieren und mit einem einfachen und kostengünstigen Aufbau zu realisieren.

Diese zwei Antennentypen, mit omnidirektionaler und sektorförmiger Strahlungscharakteristik, reichen in der Regel aus, um in einem zellularen Netz eine guter Versorgung bzw. Ortswahrscheinlichkeit zu erreichen, den C/I-Wert² zu maximieren [3] und die Mehrwegeausbreitung, die vor allem in geschlossenen Räumen verstärkt auftritt, zu reduzieren.

Der erste Teil dieser Arbeit (Kapitel 3) beschäftigt sich mit der Synthese von Antennen mit **sektorförmiger Strahlungscharakteristik** im Azimut und kleiner Keulenbreite in der Elevation. Eine hohe Flankensteilheit der Sektorcharakteristik kann in der Regel nicht mit Hilfe von einzelnen Elementen erreicht werden; eine Ausnahme bilden elektrisch große Reflektorantennen, sogenannte Shaped-Beam-Reflektorantennen, deren gewölbte Oberflächen mit optischen Verfahren (GO: geometrical optics, PO: physical optics, GTO, u.a., siehe [4, 5]) berechnet werden können. In Kapitel 3 werden planare gefaltete Reflexionsarray-Anordnungen [6] zur Erzeugung einer Sektorcharakteristik untersucht. Die Fernfeldcharakteristik wird hier über die komplexe Amplitudenverteilung in der Apertur bzw. auf der Reflektoroberfläche kontrolliert. Bei den Berechnungsverfahren zur Bestimmung des erforderlichen komplexen Amplitu-

¹European Telecommunication Standards Institute

²carrier-to-interference-ratio

denverlaufs des Reflexionsarrays wird zwischen zwei Methoden unterschieden: zwischen reinen Phasen-Synthese-Methoden, bei denen der Betrag der Amplitudenverteilung fest vorgegeben ist und nur der Phasenverlauf für die Synthese der Charakteristik herangezogen wird, und Verfahren, bei denen sowohl Phasen- als auch Amplitudenverlauf in der Apertur bzw. entlang des Arrays variiert werden. Die direkte Berechnung der notwendigen Feldverteilung in der Apertur ist in der Regel nicht möglich, weshalb in den verschiedenen Berechnungsverfahren mathematische Näherungen verwendet werden oder mit iterativen Verfahren eine oft suboptimale Lösung gefunden wird. Eine anschließende Optimierung der berechneten Werte ist notwendig um die geforderten Toleranzschemata zu erfüllen.

Soll neben der Phasenverteilung auch die Amplitudenbelegung modifiziert werden, ist eine Doppelreflektoranordnung notwendig [7]. Die Reflexion am ersten Reflektor kann zur Synthese der Amplitudenverteilung genutzt werden, bei der Reflexion der Welle am zweiten Reflektor erfolgt dann die Anpassung des Phasenverlaufs. Dabei kommen, wie schon bei der Anordnung mit einem Reflektor, planare quasi-periodische Reflexionsarrays zum Einsatz. Diese Reflektoren haben den Vorteil, leicht, dünn, preisgünstig und reproduzierbar zu sein, und weisen gegenüber anderen gedruckten Antennentypen, vor allem bei zunehmender Größe, geringe Verluste auf. Die hier verwendeten Reflektoren bestehen aus rechteckigen Metallisierungen auf einem Mikrowellen-Substrat mit durchgehender Rückseitenmetallisierung. Diese können genutzt werden, um Phase und Polarisation der einfallenden Welle bei der Reflexion entsprechend zu verändern, indem die Geometrien der reflektierenden Elemente verändert wird. Die Berechnung erfolgt mit der Annahme periodisch fortgesetzter Einheitszellen unter Verwendung eines Standard-**Spektralbereichsverfahrens** und dem Theorem von Floquet [8, 9].

Im zweiten Teil (Kapitel 4) werden verschiedene Antennenkonfigurationen untersucht, um eine **omnidirektionale Strahlungscharakteristik** im Azimut und schmaler Keulbreite in der Elevation zu erzeugen. Dabei werden unterschiedliche Wellenleitertypen verwendet und deren Vor- und Nachteile diskutiert. In einer ersten Variante werden planare und konische Reflektoren verwendet, um Phase, Polarisation und Ausbreitungsrichtung der Welle zu verändern. Hierbei wird die Auswirkung unterschiedlicher Speisungen des planaren Reflektors auf die Strahlungscharakteristik untersucht. Neben einer einfachen und leicht herzustellenden Speisung durch einen Rundhohlleiter mit der TE_{11} -Mode bei 58 GHz wird die Speisung durch ein Koaxial-Horn und eine Zweimodenhorn-Subreflektor-Anordnung präsentiert. Die Polarisationsanpassung erfolgt allein durch den planaren Reflektor. Die omnidirektionale Charakteristik wird durch die Reflexionen einer ebenen Welle an einem konischen Reflektor erzeugt (Kapitel 4.1-4.3).

In einer weiteren Variante eines omnidirektionalen Strahlers wird ein planarer

Wellenleiter aus zwei Substratschichten verwendet. Erstmals ist es gelungen, mit einer rein planaren und nicht rotationssymmetrischen Struktur ein omnidirektionale Charakteristik mit weniger als 1 dB Welligkeit im Azimut zu erzeugen. Durch Schlitz in der oberen und unteren Massemetallisierung einer Triplateleitung kann eine nahezu perfekte omnidirektionale Charakteristik im Azimut erzeugt werden. Die Keulenbreite in der Elevation wird durch serielle Aneinanderreihung mehrerer Schlitzpaare reduziert.

Abschließend wird eine vollständig rotationssymmetrische Anordnung aus Parallelplattenleitern mit koaxialer Speisung präsentiert. Auch hier wird durch eine Array-Anordnung die Keulenbreite in der Elevation verkleinert. Um Abschattungen durch die Speiseleitungen der Einzelstrahler zu verhindern, wird eine axiale Speisung mit Leistungsteilern verwendet. Die Phaseneinstellung der Einzelstrahler des äquidistanten Arrays erfolgt durch unterschiedliche Füllung der Parallelplattenleiter mit Materialien unterschiedlicher Permittivität.

Zunächst werden im folgenden Kapitel 2 die zur Bestimmung des elektromagnetischen Verhaltens der angesprochenen Antennentypen notwendigen Grundlagen und Verfahren beschrieben. Bei diesen bereits in Software umgesetzten Verfahren werden deren Einschränkungen, Vor- und Nachteile diskutiert und deren Anwendung auf periodische Strukturen verglichen.