

Eine verlustarme Mikrostreifenleitungs-Gruppenantenne mit Hohlleiterspeisenetzwerk

W. Menzel und R. Mack

Universität Ulm, Abt. Mikrowellentechnik, D-89069 Ulm

Zusammenfassung

In diesem Beitrag werden Entwurf und Ergebnisse einer Mikrostreifenleitungsantenne mit quasi-planar integriertem, verlustarmen Hohlleiterspeisenetzwerk vorgestellt. Dazu werden je vier Mikrostreifenleitungsantennen zu einer Untergruppe zusammengefaßt. Die Speisung der Untergruppe erfolgt mit einem kleinen Mikrostreifenleitungsnetzwerk zwischen den Elementen; die bei dieser Anregung erforderliche Phasenverschiebung von 180° zwischen gegenüberliegenden Elementen wird durch eine Schlitzkopplung aus einem Hohlleiter automatisch erzeugt. Das restliche Verteilnetzwerk auf der Rückseite der Antenne wird mit höhenreduzierten Hohlleitern realisiert. Die Speisung der Gesamtantenne erfolgt durch einen stromgekoppelten Übergang vom höhenreduzierten Hohlleiter auf Koaxialleitung. Die Antennenuntergruppe in der Zusammenschaltung mit der Hohlleiterspeisung, die auftretenden Hohlleiterdiskontinuitäten und der Übergang Koaxialleitung - Hohlleiter wurden mit verschiedenen Verfahren, insbesondere mit dem Verfahren der finiten Differenzen im Zeitbereich (FDTD) simuliert und optimiert. Als Test dieses Konzepts wurde eine Mikrostreifenleitungs-Gruppenantenne mit 8×8 Elementen aufgebaut und vermessen. Die Verluste im Vergleich zu einer idealen Antenne betragen nur etwa 1 dB. In dieser Arbeit wurde das Hohlleiternetzwerk aus Aluminium gefräst; in zukünftigen Anwendungen könnte es aus einem metallisierten Kunststoff-Spritzgußteil bestehen.

Abstract

In this contribution, design and results of a microstrip array antenna with quasi-planar, low loss metal waveguide feed network are presented. To this end, four microstrip elements are combined with a small microstrip network, this network then is fed via slot coupling from the waveguide, including automatically a necessary 180° phase shift. The remaining part of the feed network is realized on the back side of the antenna with metal waveguide of reduced height. The complete antenna is fed via a magnetically coupled transition from waveguide to coaxial line. The microstrip subarrays, partly together with the slot coupling, the included waveguide discontinuities, and the transition to coaxial line were computed with different methods, especially with FDTD. To test this concept, a 8×8 microstrip array was fabricated and tested. Losses compared to an ideal antenna amount only to about 1 dB. In this work, the waveguide network was machined from aluminum; in future applications it might as well be fabricated using plastic injection molding.

I. Einleitung

Für viele Anwendungen werden heute Antennen mit hoher Bündelung, kleiner Bautiefe und geringen Herstellungskosten gefordert. Mikrostreifenleitungs-Antennengruppen erfüllen diese Anforderungen, allerdings steigen in der Regel mit zunehmender Antennengröße die Verluste stark an [1]. Hohlleiterschlitzzantennen weisen relativ geringe Verluste auf [2], und die Antenneneigenschaften können meist gut kontrolliert werden, z.B. in Bezug auf geringe Nebenzipfel. Ein anderes Konzept wird in [3] verfolgt, wo ein Hohlleiterspeisenetzwerk eine Gruppe von speziellen Hornstrahlern speist. Hohlleiter weisen jedoch wegen ihrer Grenzfrequenz eine relativ große Breite auf; dadurch ist bei dieser Antenne der Elementabstand verhältnismäßig groß, und zur Unterdrückung von Grating Lobes muß das Einzelstrahlerdiagramm eine darauf abgestimmte Charakteristik mit Nullstellen an den Positionen der Grating Lobes aufweisen. Darüber hinaus sind die Hohlleiterspeisenetzwerke, insbesondere wenn das Netzwerk mehrlagig aufgebaut ist, in der Herstellung aufwendig. Etwas einfachere Anordnungen verwenden einlagige oder radiale Hohlleiter zur Speisung einer Schlitzgruppe [4]. Der Entwurf und die Kontrolle der Antenneneigenschaften sind hierbei jedoch oft problematisch.

In diesem Beitrag soll daher eine mögliche Lösung aufgezeigt werden, bei der eine planare Antenne mit einem verlustarmen Speisenetzwerk in Hohlleitertechnik eingesetzt wird. Dabei werden je vier Mikrostreifenleitungsantennen zu einer Untergruppe zusammengefaßt. Für die Speisung der Untergruppen ist nun

erheblich mehr Platz vorhanden, so daß das restliche Verteilnetzwerk auf der Rückseite der Antenne relativ einfach mit höhenreduzierten Hohlleitern realisiert werden kann. Das Verteilnetzwerk besteht ausschließlich aus Parallelverzweigungen, die Wegunterschiede zu den einzelnen Elementen betragen maximal eine halbe Wellenlänge. Dadurch sind die Toleranzanforderungen an die Hohlleiterabmessungen nicht allzu hoch, und das Netzwerk kann im Prinzip in Kunststoffspritzgußtechnik hergestellt werden.

Die Speisung der Untergruppe erfolgt mit einem kleinen Mikrostreifenleitungsnetzwerk, das wiederum durch Schlitzkopplung vom Hohlleiter aus gespeist wird. Die Gesamtantenne ist über einen stromgekoppelten Übergang vom höhenreduzierten Hohlleiter mit einem Koaxialleitungsanschluß verbunden. Das Substrat mit den planaren Strahlern wird auf das Hohlleiternetzwerk leitend aufgeklebt oder gelötet. Das vorgestellte Konzept ist grundsätzlich bis in den Millimeterwellenbereich hinein realisierbar. Als Test dieses Konzepts wurde eine Mikrostreifenleitungs-Gruppenantenne mit 8 x 8 Elementen aufgebaut.

II. Planare Strahlerelemente

Als Strahlerelemente für diese Antenne dienen Mikrostreifenleitungsresonatoren mit Speisung durch eine Mikrostreifenleitung an einem Ende des Resonators. Zur besseren Leistungsanpassung wurde die Speiseleitung in den Resonator „eingezogen“ [5]. Eine erste Dimensionierung des Strahlers erfolgte mit einem Momentenverfahren [6]. Vier dieser Strahler sind mit einem Mikrostreifenleitungsnetzwerk zwischen den Elementen zu einer Untergruppe zusammengefaßt (Bild 1). Die dabei erforderliche Anregung von je zwei Elementen mit 180° Phasenverschiebung zueinander wird durch die Schlitzkopplung vom Hohlleiter automatisch erzeugt (Bild 2). Da die Antennenelemente in dieser Anordnung sowohl untereinander als auch mit den Speiseleitungen verkoppelt sind, war ein erstes Redesign der Vierergruppe erforderlich, wiederum auf der Basis des Momentenverfahrens. Bei Speisung der Antennengruppe über einen Hohlleiter entsprechend Bild 3 ergab sich eine Bandbreite von 400 MHz (Anpassung 10 dB).

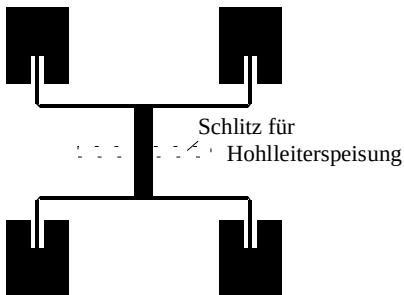


Bild 1: Layout der Mikrostreifenleitungs-Untergruppe.

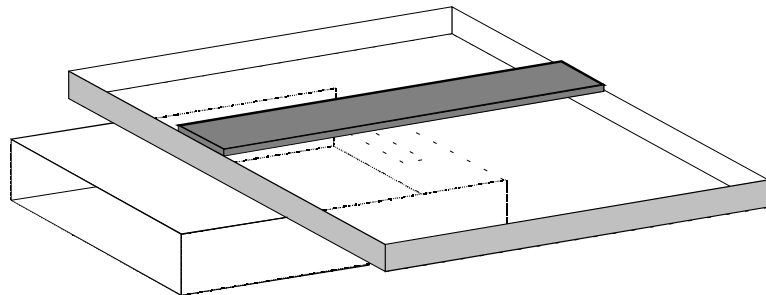


Bild 2: Prinzip der Kopplung Hohlleiter – Mikrostreifenleitung mit 180° Phasenunterschied für die beiden Mikrostreifenleitungs-zweige.

III. Übergang Hohlleiter – Mikrostreifenleitung

Im Gegensatz zur einfacheren Struktur gemäß Bild 2 wurde für die Realisierung der hier beschriebenen Antenne die Hohlleiterstruktur aus zwei Schichten Aluminium hergestellt. Die Hohlleiter wurden von der Unterseite mit Durchbrüchen zu den Schlitzten gefräst. Dadurch war es möglich, nach dem Aufkleben der planaren Struktur die Kontakte an den Hohlleiterkanten zu überprüfen. Von unten wurde dann eine ebene Platte als Abdeckung aufgesetzt. Entsprechend war ein Übergang nach Bild 3 zu dimensionieren [7], als Berechnungsverfahren wurde das Verfahren der finiten Differenzen im Zeitbereich gewählt [8]-[10]. Als Bandbreite ergab sich 1 GHz bei 20 dB bzw. 2 GHz bei 15 dB Anpassung (Bild 4). Die Verluste – hier Abstrahlung – belaufen sich bei Mittenfrequenz auf 0,26 dB. Die Messung der Anpassung ergab eine sehr gute Übereinstimmung mit der Rechnung. Durch eine Verkopplung des Schlitzes mit den planaren Antennenelementen ergab sich eine Abweichung der Antennenanpassung; daher wurde die Anordnung aus Übergang und planarer Vierergruppe noch einmal als Ganzes mittels FDTD berechnet und nachoptimiert.

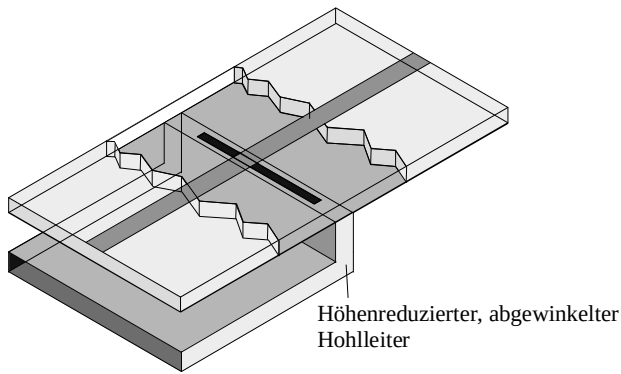


Bild 3: Dreidimensionale Darstellung des eingesetzten Übergangs Hohlleiter – Mikrostreifenleitung.

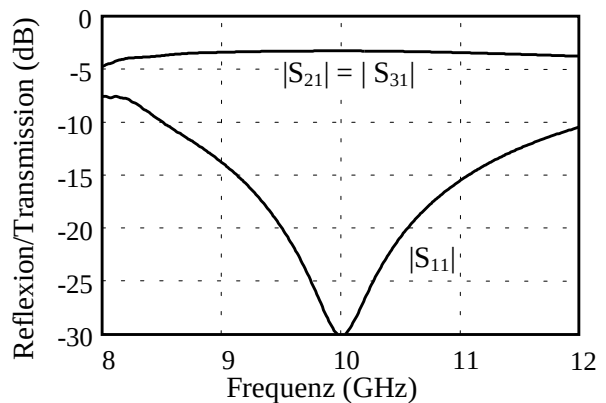


Bild 4: Berechnetes Übertragungsverhalten des Übergangs Hohlleiter – Mikrostreifenleitung (Tor 1: Hohlleiter).

IV. Übergang Hohlleiter – Koaxialleitung

Die Gesamtantenne wird über einen Übergang vom höhenreduzierten Hohlleiter auf Koaxialleitung gespeist. Aufgrund der reduzierten Hohlleiterhöhe war ein induktiv gekoppelter Übergang erforderlich; zur Anpassung wurde ein $\lambda/4$ -Transformator vorgeschaltet (Bild 5, links). Die gesamte Berechnung und Optimierung erfolgte wiederum mit FDTD. Dabei war es im Hinblick auf eine schnelle Konvergenz des Verfahrens nötig, die Rundungen des Koaxialleiters durch entsprechende Modifikation des Verfahrens [9] zu berücksichtigen. Die Ergebnisse sind in Bild 5 rechts wiedergegeben; die Messung entspricht sehr gut der Rechnung, und die Bandbreite bei Anpassung von 15 dB beträgt 2 GHz.

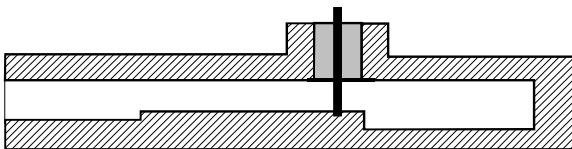
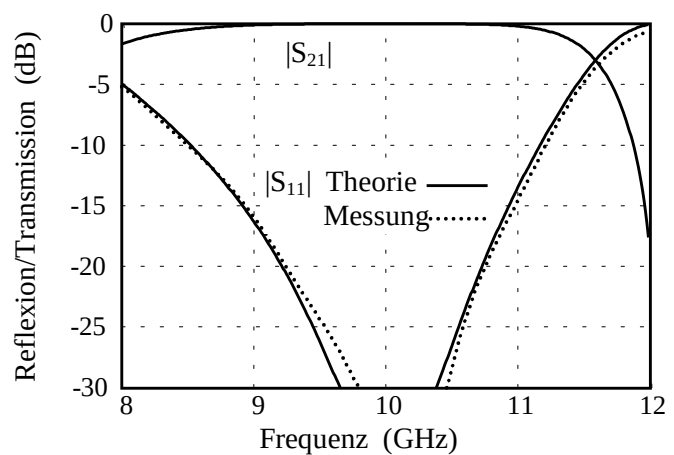


Bild 5: Querschnitt des Übergangs Hohlleiter – Koaxialleitung und Übertragungsverhalten.



V. Hohlleiterspeisenetzwerk

Das Parallelverzweigungsnetzwerk in Hohlleitertechnik ist in Bild 6 gezeigt. Zur Anpassung der Verzweigungen wurden schmale Stege eingesetzt. Im Prinzip sind alle Verzweigungen für die im ersten Entwurf gewählte gleichförmige Belegung symmetrisch, durch Verkopplung höherer Moden bei den dicht benachbarten Verzweigungen an Ende des „Baumes“ waren jedoch zusätzliche, einseitige Blenden zur Symmetrierung erforderlich. Die Berechnung der Verzweigungen erfolgte teils mit Orthogonalreihenentwicklung, teils wiederum mit FDTD. Die Anregung der einzelnen Mikrostreifenleitungs-Antennengruppen erfolgt mit einer Genauigkeit von ca. 0.1 dB in der Amplitude und ca. 5° in der Phase.

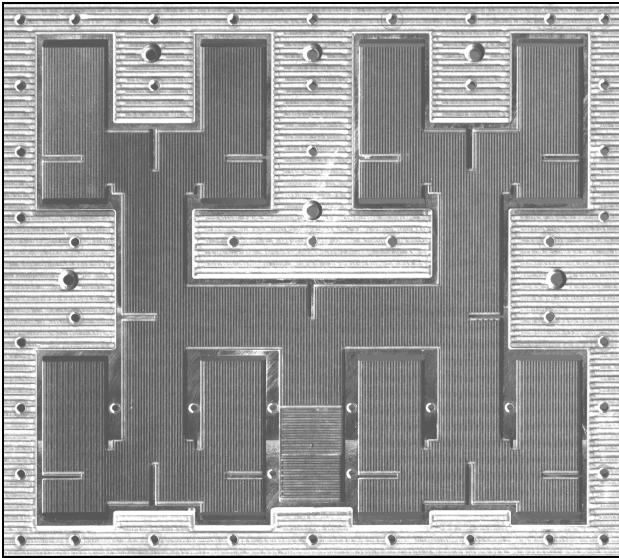


Bild 6: Foto des Hohlleiterspeisenetzwerks.

VI. Gesamtantenne

Das Layout der gesamten planaren Struktur zeigt Bild 7. Dieses Substrat wurde mit Leitleber auf die Platte mit dem Hohlleiternetzwerk (Bild 6) aufgeklebt; über die Durchbrüche zu den Schlitten konnte die Klebung an den Hohlleiterenden überprüft und ggf. überschüssiger Kleber entfernt werden. Schließlich wurde die untere Platte aufgeschraubt und der Koaxialstecker für den externen Anschluß der Antenne (Übergang Hohlleiter – Koaxialleitung) eingesetzt.

Bild 8 zeigt die Strahlungsdiagramme dieser Antenne in den beiden Ebenen bei 10 GHz. In der H-Ebene entspricht das Diagramm der hier vorliegenden Gleichbelegung; in der E-Ebene wird das Diagramm durch Oberflächenwellen und der leichten, aber doch nicht zu vernachlässigenden Abstrahlung der Koppelschlitz beeinflusst. Als Gewinn wurden 25 dB ermittelt; eine ideale Antenne mit Gleichverteilung hätte einen Gewinn von etwa 26 dB. Die Keulenbreite beträgt in beiden Ebenen ca. 9°.

Die Ergebnisse zeigen, daß das gewählte Konzept realisierbar ist. Mit einer etwas reduzierten Substratdicke lassen sich die Oberwellenprobleme reduzieren [11], [12], und eine Optimierung der Gesamtanordnung kann die Strahlung von Mikrostreifenleitungselementen und Schlitten auf gleiche Phase bringen. Weitere geometrische Freiheitsgrade beim Antennenentwurf lassen sich auch durch den Einsatz von Steghohlleitern für das Speisernetzwerk erzielen.

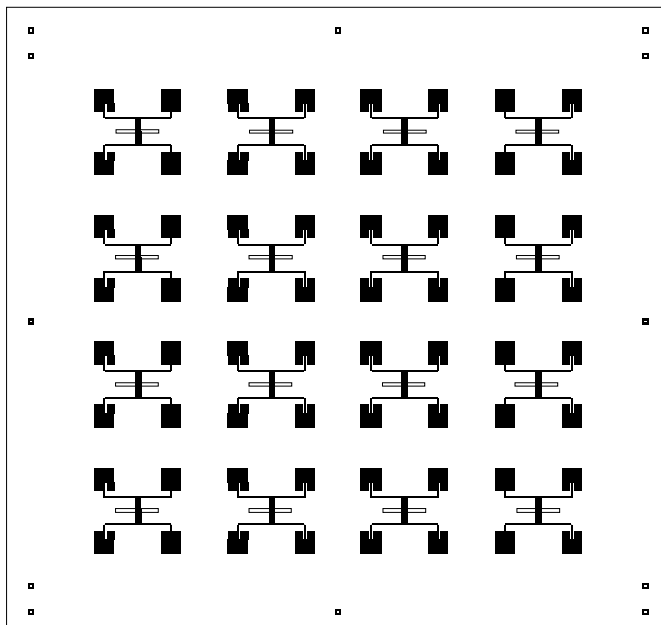


Bild 7: Layout der gesamten Mikrostreifenleitungstruktur.

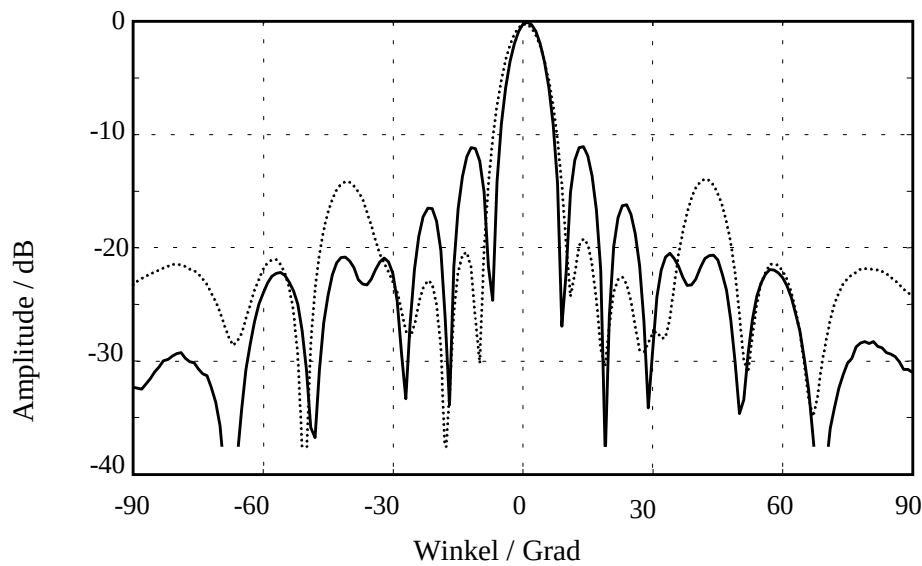


Bild 8: Strahlungsdiagramme der Gesamtantenne (— H-Ebene, ---- E-Ebene).

Schrifttum

- [1] M. E. Russell et al.: Millimeter-wave radar sensor for automotive intelligent cruise control (ICC). IEEE Trans. Microw. Theor. Techniques MTT-45 (1997), pp. 2444 – 2453.
- [2] T. N. Anderson, J. Michalski, Yun-Li Hou: A high power, high performance planar slot array antenna. Microw. Journal, May 1995, pp. 70 – 77.
- [3] T. Sehm, A. Lehto, A. Räisänen: A large planar antenna consisting of an array of waveguide fed horns. 26th Europ. Microw. Conf., 1996, Prag, pp. 610 – 613.
- [4] M. Ando et al.: Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays. IEEE Trans. on Microw. Theory Techn., MTT-46, (1998), pp. 792 – 799.
- [5] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, P. Peregrinus Ltd., London, 1989, Vol. 2, p. 819.
- [6] HEWLETT-PACKARD, Momentum in MDS (Microwave Design System), Version 7.
- [7] D. I. Stones: Analysis and design of a novel microstrip-to-waveguide transition/combiner. IEEE Intern. Microw. Symp. 1994, pp. 217 – 220.
- [8] K.S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equation in Isotropic Media", IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [9] W. Thiel, W. Menzel, A. Plattner: Kompakter Übergang von einem Rechteckhohlleiter auf einen Rundhohlleiter. MIOP '97, Sindelfingen, 22. - 24. 4. 1997, S. 423 - 427.
- [10] W. Thiel, W. Menzel: FDTD Analysis of a Quasi-Planar MM-Wave Frequency Doubler. IEEE Intern. Microw. Symp. MTT-S 1998, Baltimore, June 1998,
- [11] B. Roudot et al.: Fundamental surface-wave effects on microstrip antenna radiation. Electron. Lett., Vol. 21 (1985), No. 23, pp. 1112 – 1113.
- [12] N. G. Alexopoulos, P. B. Katehi, D. B. Rutledge: Substrate Optimization for Integrated Circuit Antennas. IEEE Trans. on Microw. Theory Tech., MTT-31 (1983), 550 – 557.