Design und Bewertung einer Hohlleiter-Schlitzantenne (Slotted Waveguide Antenna, SWA) mit EM-Simulation

SWAs sind für viele Radaranwendungen nützlich. Sie sind leicht, robust und bieten einen hohen Gewinn und eine sehr gute Richtcharakteristik. Dabei sind sie relativ einfach herzustellen. SWAs bestehen aus einem Hohlleiter, dessen Wand durch Schlitze unterbrochen ist.

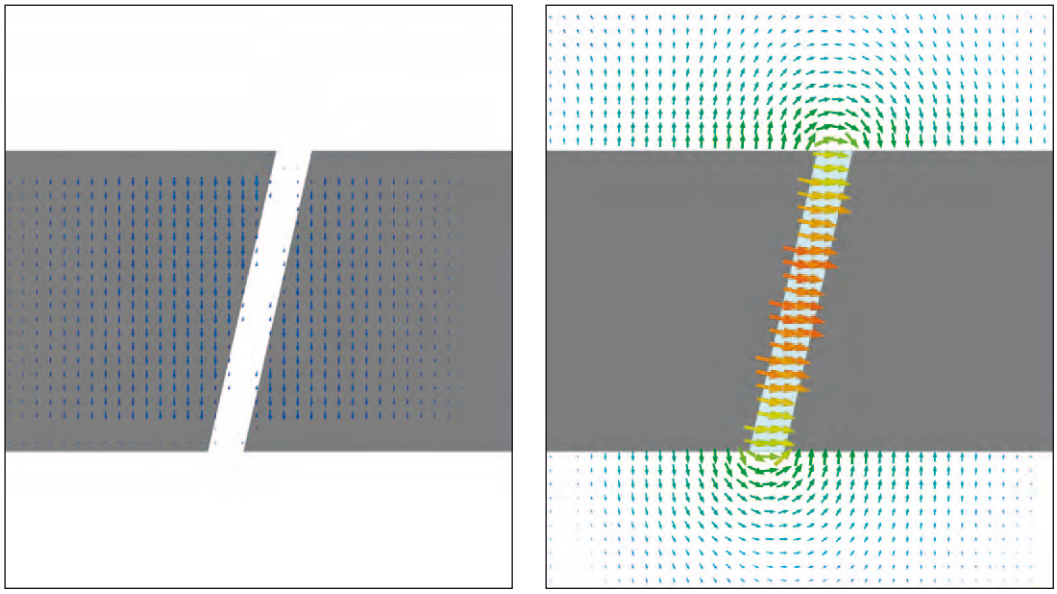

Bild 1: Schräg verlaufende Schlitze durchbrechen die Stromdichtenpfade (links) und strahlen dadurch ab (rechts).

Wenn Strom auf der Innenwand des Hohlleiters fließt, verhalten sich diese Schlitze wie Dipole, so dass sich der gesamte Hohlleiter wie ein Antennenarray verhält. [1][2] Das Verhalten von SWAs ist jedoch lange nicht so ausgiebig untersucht worden, wie das von planaren Antennenarrays, und in der Fachliteratur sind nur wenige Richtlinien zum Bau von SWAs zu finden.

Dieser Artikel beschreibt den Arbeitsablauf beim Design einer Schiffsradar-Antenne. Dabei wird das übliche analytische Arraydesign mit der parametrischen Untersuchung der Leistungsfähigkeit der Antenne verbunden. So wird eine Antenne erzeugt, die allen Designanforderungen entspricht. Die Ergebnisse der Simulation werden sowohl mit dem theoretischen Array-Faktor als auch mit einem im Labor gebauten tatsächlichen Prototyp verglichen.

Design Anforderungen

Bevor eine SWA entworfen wird, sind grundlegende Entscheidungen zu treffen: handelt es sich um eine Antenne mit stehender Welle oder Wanderwelle, und sind die Felder horizontal oder vertikal polarisiert?

In einer SWA mit Wanderwelle endet das nicht angeregte Ende mit einer angepassten Last oder einem Absorber. Das Ende einer SWA mit stehender Welle wird in der Regel bei ca. einem Viertel der Betriebswellenlänge (λ_g) nach dem letzten Schlitz kurzgeschlossen, so dass die Struktur resonant wird. SWAs mit stehenden Wellen haben schmalere Bandbreiten, sind aber in der Regel leichter herzustellen als SWAs mit Wanderwellen.

Die Feldpolarisation wird durch die Position der Schlitze bestimmt. In der TE10-Grundmode produzieren längs ver-

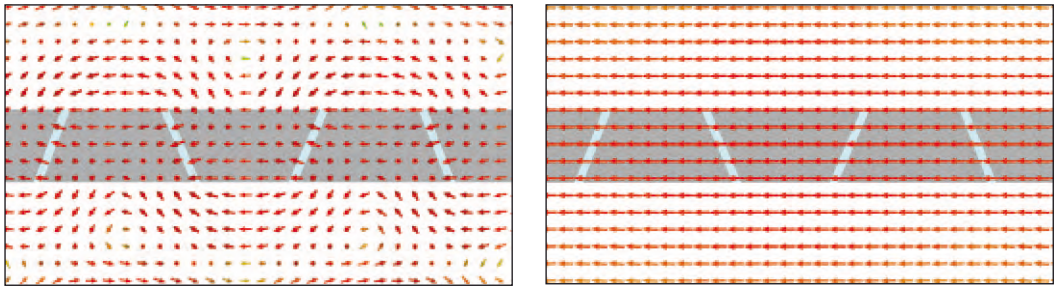

Bild 2: E-Feld nahe bei (links) und entfernt von (rechts) der Antenne.

CST
www.cst.com

Autoren:
Rodrigo Kenji Enjiu
CST AG, Darmstadt, Germany
Marcelo Bender Perotoni
UFABC, Santo André, Brazil

Danksagung:
Die Autoren danken ATMOS Sistemas Ltda. für die Bereitstellung der Mittel zur Herstellung der Antenne.

laufende Schlitze in der breiten Seite ein Feld mit vertikaler Polarisation, während quer verlaufende Schlitze in der schmaleren Seite eine horizontale Feldpolarisation bewirken.

Bei der hier beschriebenen Antenne handelt es sich um eine X-Band Radarantenne, die bei 9,375 GHz arbeitet. Sie benötigt einen Gewinn von über 15 dB, dabei darf das Nebenkeulenniveau 30 dB nicht überschreiten. Zusätzlich muss ihr Strahl im Azimut stark gerichtet sein, um eine genaue Positionsbestimmung zu gewährleisten. Trotzdem sollte sie eine große Keulenbreite in der Elevation aufweisen, um die Wellenbewegung des Schiffes auszugleichen. Das Ergebnis dieser Designanforderungen ist eine schmalbandige, horizontal polarisierte Antenne mit stehender Welle, die an der schmalen Seite geschlitzt ist.

Allerdings können die Schlitze an der schmalen Seite nicht senkrecht zur Kante stehen, denn dann verliefen sie parallel zum Stromfluss, und es könnte keine Leistung ausgekoppelt werden. Stattdessen müssen die Schlitze schräg verlaufen, so dass sie den Stromfluss durchbrechen. Bild 1 illustriert das Prinzip der schräg verlaufenden Schlitze.

Durch diese Schrägstellung sind auch die abgestrahlten Felder leicht geneigt. Um diesen Effekt auszugleichen, sind nebeneinander liegende Schlitze normalerweise gegeneinander geneigt. Das heißt, dass die vertikalen Komponenten sich gegenseitig auslöschen, wie in Bild 2 gezeigt und so horizontal polarisierte Wellen erzeugen.

Array Design

Zusammen mit der Position der Schlitze, ist auch der verwendete Arraytyp ein Hauptgesichtspunkt, der vorab geklärt werden muss. In diesem Fall sorgte die diskrete Verteilung nach Taylor [3] sowohl für eine gute theoretische Anpassung an das benötigte Nebenkeulenniveau als auch für fließende Übergänge zwischen den unterschiedlichen Anregungen der angrenzenden Elemente, was besonders bei gegenseitiger Kopplung nützlich ist.

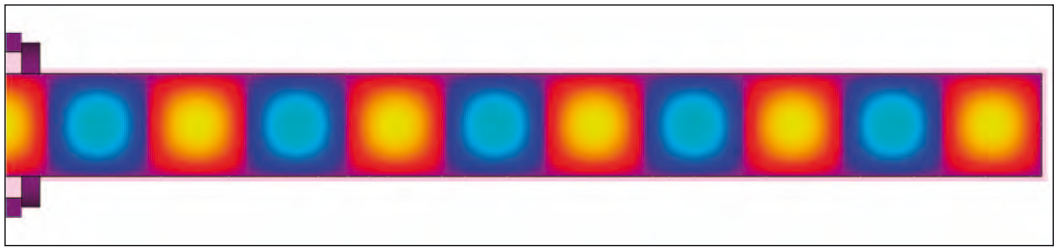

Bild 3: Ausbildung einer stehenden Welle im Hohlleiter

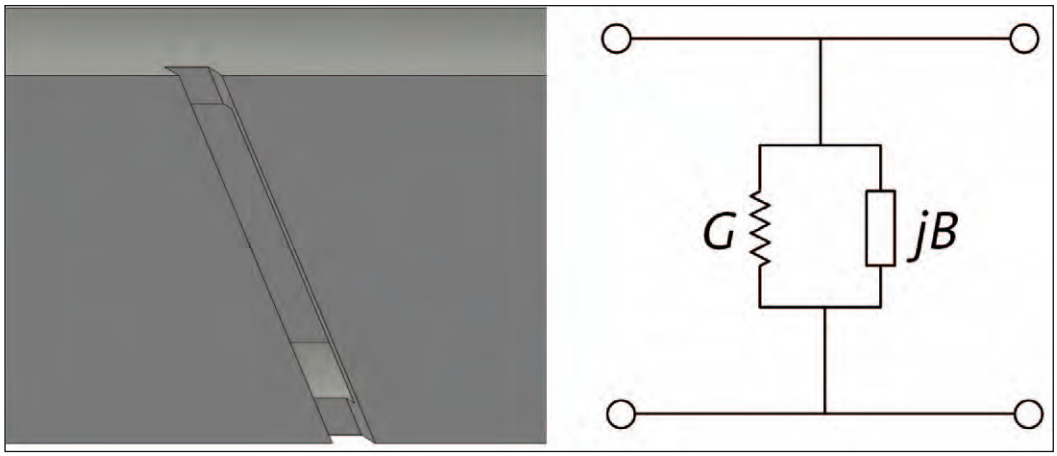

Bild 4: Ein Kantenschlitz (links) und das Ersatzschaltbild (rechts)

Durch den Kurzschluss entsteht eine stehende Welle. Schlitze werden dort angebracht, wo das elektrische Feld sein Maximum hat. Bild 3 zeigt ein stehendes Wellenfeld in einem kurzgeschlossenen Hohlleiter. Die Schlitze sollten idealerweise dort angebracht werden, wo die Felder ihr Maximum erreichen.

Der Schlitz hat einen charakteristischen komplexen Leitwert der sich aus einem Wirkleitwert Gund einem imaginären Blindleitwert B zusammensetzt (s. Bild 4). Da eine halbe Wellenlänge im Smith-Diagramm einer ganzen Umdrehung entspricht, werden die einzelnen Schlitzadmittanzen am Antenneneingang so zusammengefasst, als lägen sie an der gleichen Position. Die Antenne wird so konzipiert, dass der Blindleitwert bei der Mittenfrequenz bei Null liegt und der komplexe Leitwert gleich dem Wirkleitwert ist.

Um das Antennenarray zu bauen wird eine theoretische Anregungsverteilung verwendet, bei der jeder Koeffizient dem Wirkleitwert eines einzelnen Schlitzes, und die Länge jedes Schlitzes der Resonanzlänge der Betriebsfrequenz entspricht. Die Schlitze dringen bis in die breite Seite des Hohlleiters ein, damit die gewünschte Resonanzlänge erreicht wird.

Die gegenseitige Kopplung der Schlitze hat einen großen Einfluss auf ihre Admittanz, was beim Entwurf der Antenne beachtet werden muss. [4] Klassischerweise wäre dies ein Versuch-und-Irrtum-Prozess, bei dem der theoretische Entwurf entsprechend den Messergebnissen an einem Prototyp angepasst würde. Die elektromagnetische Simulation bietet hier einen alternativen Ansatz. Effekte wie Kopplung und Koax-Übergang können so schon untersucht werden, bevor ein Prototyp gebaut ist.

Der erste Schritt im Simulationsprozess ist die Charakterisierung der einzelnen Schlitze.

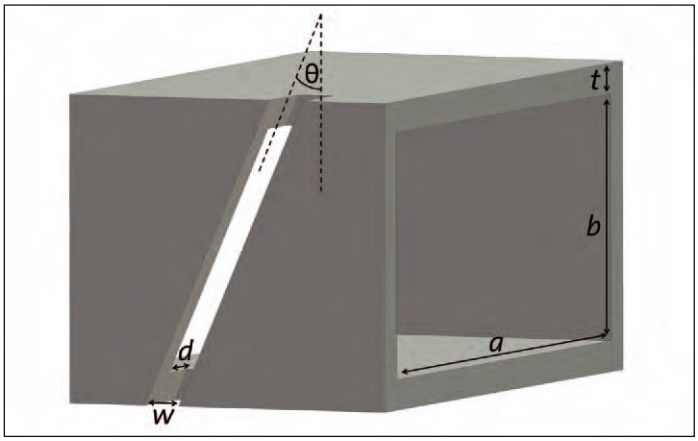

Bild 5: Variablen durch die ein Hohlleiterschlitz definiert wird

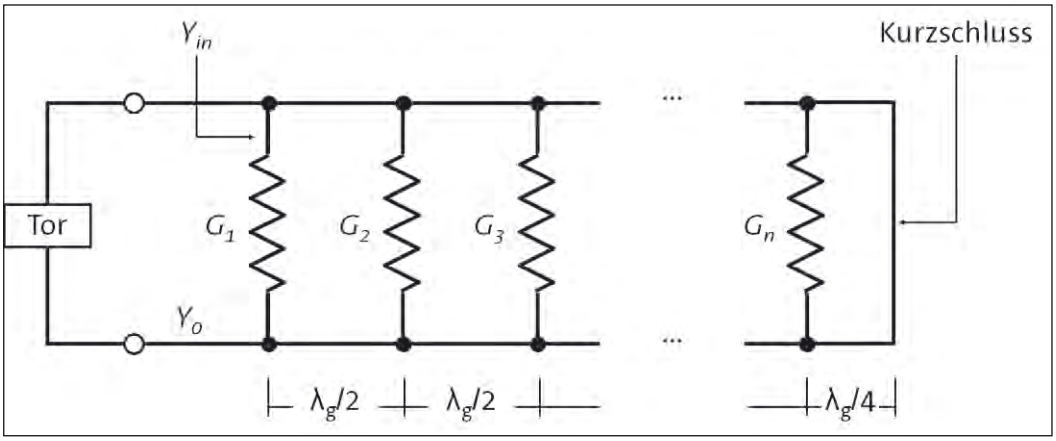

Bild 6: Das Ersatzschaltbild des Arrays mit einem Blindleitwert von Null.

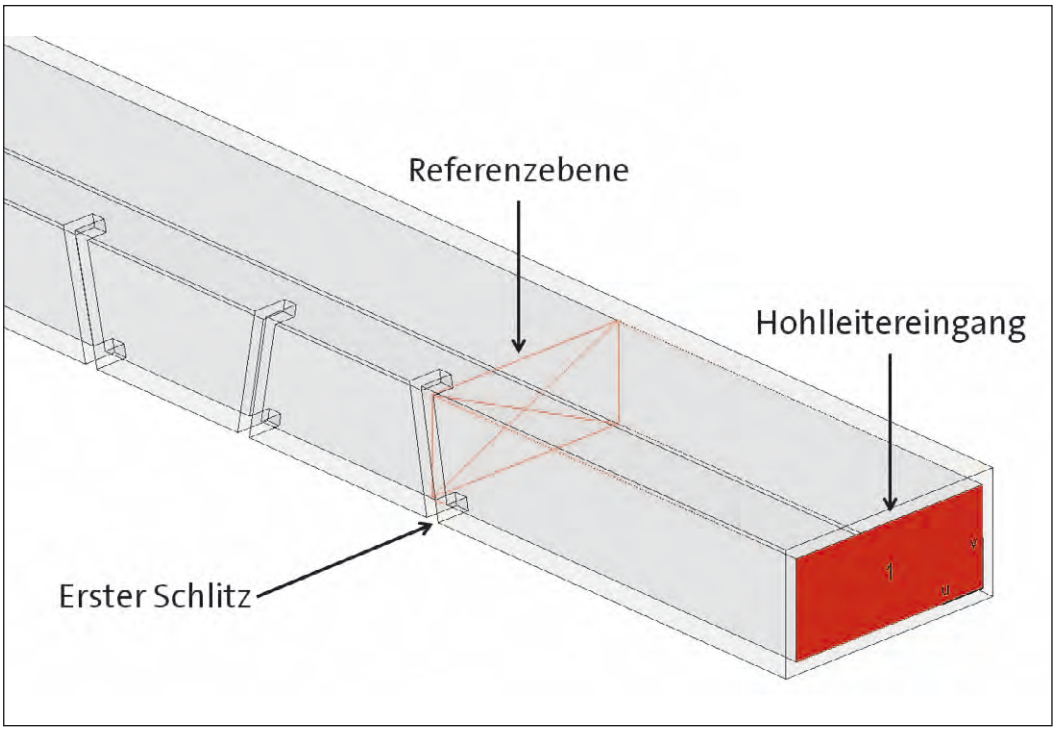

Bild 7: Verschiebung der Referenzebene des Hohlleitereingangs

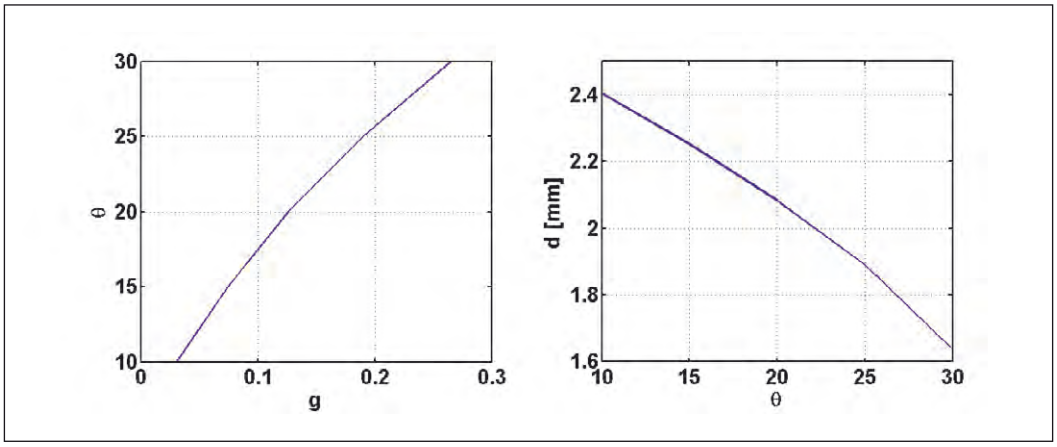

Bild 8: Designkurven einer SWA im Entwurf

Bild 5 zeigt die Parameter, die einen einzelnen Schlitz beschreiben. Die Wahl des Hohlleiter- (WR-90) und Fräswerkzeugs zeigt, dass einige dieser Parameter fix sind: a = 22,86, mm b = 10,16 mm, w = 1,59 mm und t = 1,27 mm. Das bedeutet, dass es nur zwei unabhängige Parameter zum optimieren gibt: θ° (Schlitzneigungswinkel) und d (Schlitztiefe). Es wird angenommen, dass die volle Schlitzlänge derjenigen entspricht, die auf der Innenseite des Hohlleiters gemessen wurde, nämlich die Resonanzlänge Lr = 0,4625 λ_g [5].

Diese Resonanzlänge berücksichtigt jedoch nicht die gegenseitige Kopplung. Um den Ursprungswert zu optimieren, werden die Schlitze als Teil eines Arrays mit identischen Schlitzen simuliert. Für jede Schlitzneigung θ_i kann eine neue Resonanzlänge $L_{r,i}$ gefunden werden, indem man die Schlitztiefe d anpasst. Hierzu wurde ein Parameter Sweep mit dem Frequenzbereichslöser (F-solver) des CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) vorgenommen [7]. Da eine Verschiebung von $\lambda_g/2$ in einer verlustfreien Transmissionsleitung dem gleichen Punkt auf dem Smith-Diagram entspricht, ist die resultierende Admittanz, die über dem ersten Schlitz gemessen wurde, Yin, mit der Summe aller Admittanzen identisch (Bild 6). Die Admittanz des Hohlleiters wurde durch Verschieben der Referenzebene relativ zum Hohlleitereingang berechnet (Bild 7). Bei Resonanz liegt der normalisierte Blindleitwert dieser zur Mitte des ersten Schlitzes verschobenen Referenzebene bei Null.

Die Ergebnisse der Blindleitwerte als Funktionen von θ und *d* wurden durch Interpolation in MATLAB exportiert und dann als Fläche dargestellt. Mit Hilfe einer Funktion, welche die zur Resonanz benötigten Werte von d(θ) beinhaltet, wurden Punkte, an denen der Blindleitwert Null ist, extrahiert. Diese Werte wurden in das Modell zurück importiert, und der Simulations-/Interpolationsprozess wurde so oft

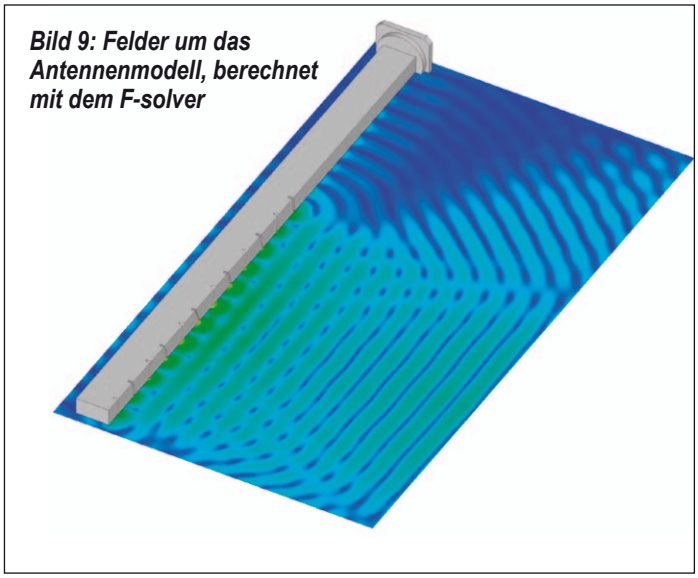

Bild 9: Felder um das Antennenmodell, berechnet mit dem F-solver

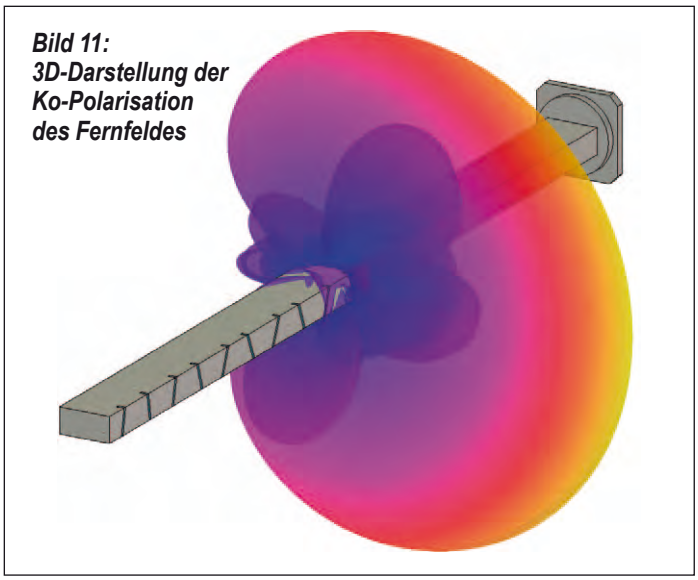

Bild 11: 3D-Darstellung der Ko-Polarisation des Fernfeldes

wiederholt, bis eine ausreichend präzise Lösung gefunden war.

Dieser Prozess ergab zwei Designkurven, die in Bild 8 gezeigt werden: Schlitzneigung gegen den benötigten Schlitzleitwert (θ×g) und Schlitztiefe gegen Schlitzneigung (d×θ).

Um den benötigten Wirkleitwert zu berechnen, wurde hier die Methode von Villeneuve [3] verwendet. Die Arrayfunktion, ein Taylor-Polynom, berechnet die Anregung für jeden Schlitz, a_n. Diese Anregungen können mit Hilfe der Gleichungen 1 und 2 in normalisierte Wirkleitwerte umgewandelt werden.

$$g_n = \frac{a_n^2}{\sum_{i=1}^{N} a_i^2}$$

$$n = 1, 2, \ldots, N$$

Gleichung 1

$$\sum_{n=1}^{N} g_n = 1$$

(endgespeist)

Gleichung 2

Für jeden Schlitz wurde der Wert für gn ermittelt. Mit Hilfe der Designkurven wurden dann die Neigung und Schlitztiefe, die diesen Wirkleitwert ergeben, gefunden. Die Antennensymmetrie beschleunigt diesen Prozess - der erste Schlitz hat die gleichen Parameter wie der zwölfte Schlitz, der zweite Schlitz hat die gleichen Parameter wie der elfte, und so weiter. Tabelle 1 zeigt die Endwerte für die Antennenparameter. Die ersten und letzten zwei Elemente benötigten Wirkleitwerte, die außerhalb des Bereichs der Designkurven lagen. In diesen Fällen wurde die geringste Neigung angenommen: Schlitze mit 10° Neigung und einer Tiefe von 2,4044 mm.

Auswertung

Das Design wurde durch Simulation und durch Messung bestätigt. Ein Modell der Antenne wurde in CST MWS entworfen (Bild 9) und sowohl mit dem Fre-

Tabelle 1: Parameter

n	a_n	g_n	θ [°]	d [mm]
1	0,2543	0,0110	-	-
2	0,3991	0,0241	-	-
3	0,5677	0,0547	12,8450	2,3195
4	0,7614	0,0984	17,4422	2,1716
5	0,9146	0,1420	21,3262	2,0350
6	1,0000	0,1698	23,4788	1,9541

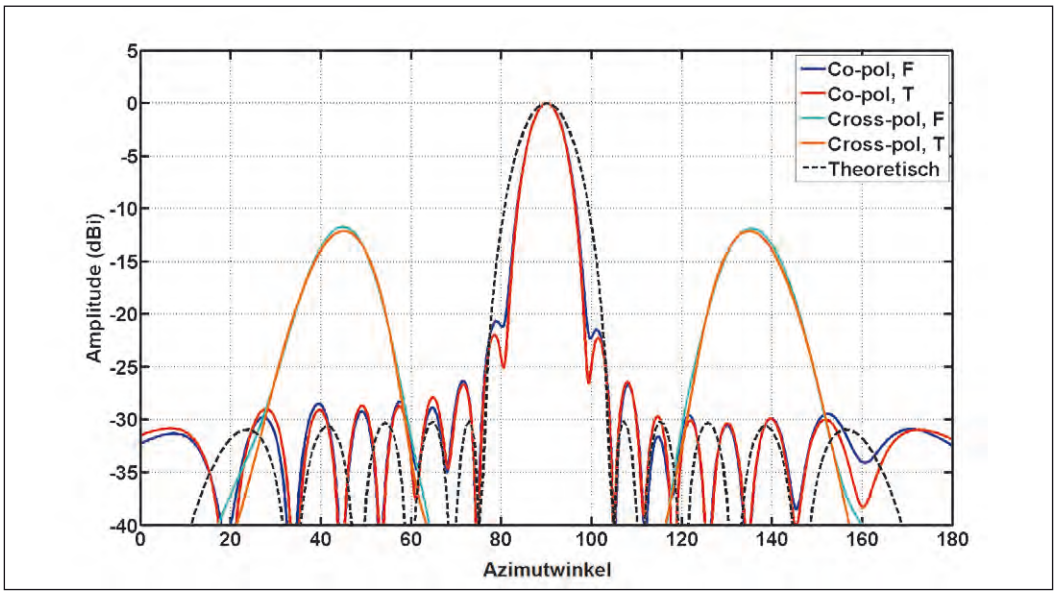

Bild 10: Vergleich der verschiedenen Solverergebnisse mit dem theoretischen Array-Faktor.

Tabelle 2: Simulierte Antennen-Leistungfähigkeit	
Parameter	**Ergebnis**
Realisierter Gewinn bei Ko-Polarisation	16,1 dB
Nebenkeulenniveau (tatsächliches Niveau)	-21,9 dB (-25,32 dB)
Kreuzpolarisationskeulen	±45°
S_{11}	-28,23 dB
Azimut Strahlbreite (-3 dB)	7,5 °
Elevationsstrahlbreite (-3 dB)	90°

Bild 12: SWA aus einem WR90-Hohlleiter aus Kupfer, mit CNC-gefrästen Schlitzen an der Oberseite.

quenzbereichslöser F-solver als auch mit dem Zeitbereichslöser T-solver simuliert.

Wie in Bild 10 zu sehen ist, sind die Fernfeldergebnisse des F-solvers und T-solvers in Bezug auf die Ko-Polarisation und Kreuzpolarisation nahezu identisch. Außerdem passen sie zu den theoretischen Ergebnissen. Tabelle 2 fasst die Antennencharakteristika zusammen.

Bild 11 zeigt die vollständige 3D-Darstellung des Fernfelds der Antenne für Ko-Polarisation. Hier zeigt sich deutlich das niedrige Nebenkeulenniveau. Auffällig ist, dass die größte Nebenkeule innerhalb der theoretischen Hauptkeule liegt. Das lässt darauf schließen, dass es sich nicht um eine wirkliche Nebenkeule handelt, sondern um eine Modulation der Hauptkeule. Wenn man die tatsächliche Nebenkeule nimmt, erhält man ein Nebenkeulenniveau von 25,32 dB. Elsallal et al [6] behaupten, dass, aufgrund von Fehlern in den Phasen der Schlitzanregung, ein Nebenkeulenniveau von 30 dB in der Praxis nicht möglich sei. So wird das Ergebnis von -26 dB bei der numerischen Berechnung des Fernfeldes als optimaler Wert anerkannt.

Im Anschluss wurde ein Prototyp der Antenne gebaut (s. Bild 12) und in einer reflexionsfreien Kammer getestet. Das Ergebnis wurde dann mit der Simulation verglichen (Bild 13). Einige der Abweichungen der Fernfeldmessungen von der Simulation lassen sich auf den Messaufbau zurückführen: Die Antenne wurde an einem metallischen Mast befestigt, und es ist möglich, dass dieser Mast mit den Antennenfeldern interferiert hat.

Fazit

Ein Antennenarray zu entwerfen kann schwierig sein, wenn die gegenseitige Kopplung der einzelnen Elemente einen bedeutenden Einfluss auf ihr Verhalten hat. Zwar kann dieser Effekt mit Prototypen gemessen werden, dieses Verfahren ist aber teuer und dauert lange. Eine Simulation hingegen ermöglicht es, eine gegenseitige Kopplung schon im Entwurfsstadium zu identifizieren und zu reduzieren.

Gleichzeitig erlauben wiederholte Simulationen die Feinabstimmung der Designentwürfe. So kann das Ergebnis verbessert werden, und es wird sichergestellt, dass die Spezifikationen genau eingehalten werden. Dieser Artikel beschrieb den Arbeitsablauf beim Design einer SWA, vom Charakterisieren einzelner Schlitze bis zum Bau eines vollständigen, abgestimmten Antennenarrays. Die optimale Funktionsfähigkeit des Entwurfs wurde durch Simulation numerisch bestätigt, ohne dass auf einen aufwändigen Optimierungsprozess zurückgegriffen werden musste. Die Simulationsergebnisse deckten sich dabei gut mit den Messergebnissen am Prototyp.

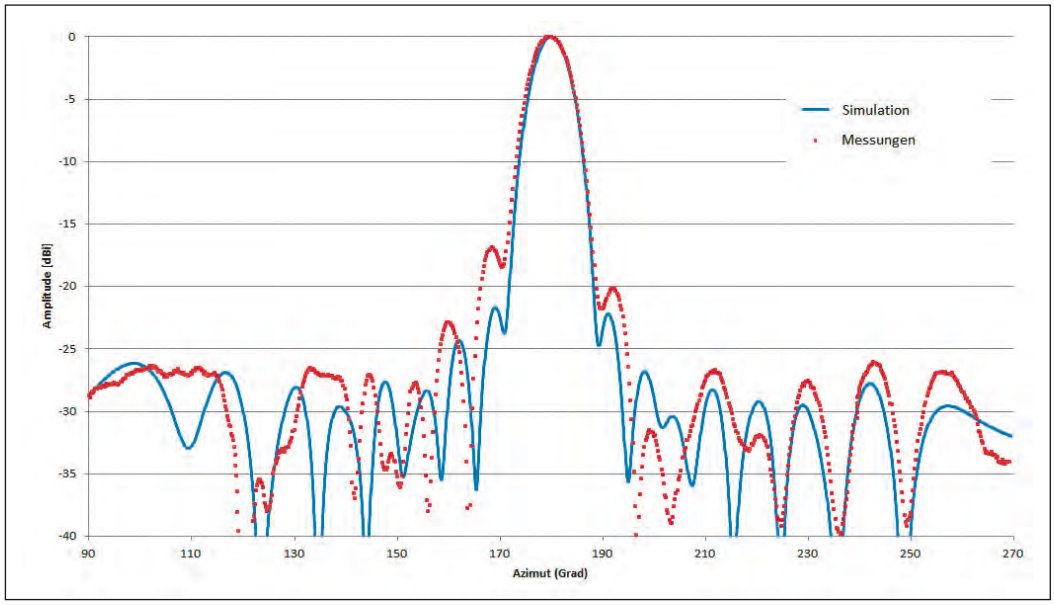

Bild 13: Ergebnisse der Ko-Polarisation des Fernfeldes in der Azimutebene (Messungen und Simulation)

Quellennachweis:

[1] Constantine Balanis (editor), Modern Antenna Handbook, John Wiley and Sons, 2008.

[2] John L. Volakis, Antenna Engineering Handbook, McGraw Hill, 2007.

[3] Villeneuve, A. T. "Taylor patterns for discrete arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-7, p. 16-28, 1955.

[4] Coburn, W.; Litz, M.; Miletta, J.; Tesny, N.; Dilks, L.; Brown, C.; and King, B. "A Slotted-Waveguide Array for High-Power Microwave Transmission", 2001, available at http://www.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=ADA387308.

[5] Das, D. N.; Ramakrishna, J.; Sarap, B. K. "Resonant conductance of inclined slots in the narrow wall of a rectangular waveguide", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-32, p. 759-761, 1984.

[6] Elsallal, M. W.; Herting, B. J.; West, J. B. "Planar edge slot waveguide antenna array design using COTS EM tools", Proceeding of Antenna Applications Symposium, p. 78-89, 2007.