

Strahlungseigenschaften von doppelt linear polarisierten Rechteckrillenhörnern

Klaus Kark
Siemens AG, München

Zusammenfassung: Es werden die Abstrahlungseigenschaften von Rillenhörnern rechteckigen Querschnitts untersucht. Mit Hilfe der Methode der Orthogonalentwicklung wird die Streumatrix eines einzelnen Querschnittsprungs bestimmt und durch Verkettung der Einzelstreumatrizen die Streumatrix der Gesamtanordnung. Zur Ausnutzung zweier orthogonaler linearer Polarisierungen werden verschiedene Rillenanordnungen betrachtet und Richtdiagramme sowie das Frequenzverhalten der Kreuzpolarisation im Bereich 5,2–14 GHz angegeben. Erste Ergebnisse dieser Arbeit belegen, daß Rechteckrillenhörner hinsichtlich niedriger Kreuzpolarisation breitbandiger sind als Rillenhörner kreisrunden Querschnitts. Im Vergleich zum glattwandigen Pyramidenhorn konnte keine Verbesserung der Kreuzpolarisation aber eine Diagrammsymmetrierung und Erniedrigung der Nebenzügel in der E-Ebene beobachtet werden.

Einleitung

Rillenhornstrahler mit kreisrundem Querschnitt haben sich als kreuzpolarisationsarme Speisehörner von Reflektorantennen bestens bewährt. Für manche Anwendungen ist aber ein elliptischer Strahl notwendig, oder das Wirkungsprinzip der Antennenanordnung verlangt eine andere Querschnittsform. Das hier betrachtete Rechteckrillenhorn als Erreger für eine Reflektorantenne kann für Doppelpolarisationsbetrieb bei Speisung mit der H_{01} - bzw. H_{10} -Welle verwendet werden. Hinsichtlich Kreuzpolarisation und Symmetrie der Strahlungsdiagramme werden Pyramidenhorn, Rechteckrillenhorn und rundes Rillenhorn miteinander verglichen. Zur Ausnutzung zweier orthogonaler Polarisierungen muß man Rillen an allen vier Seitenwänden betrachten. Mit dem erstellten Rechenprogramm, das auf der Methode der Orthogonalentwicklung basiert, ist man auch in der Lage, neben Rillen-, Sektor- und Pyramidenhörnern [3] eine ganz allgemeine Klasse von Hohlleitersprung- und -taperproblemen rechteckigen Querschnitts zu behandeln [12].

1 Der symmetrische Rechteckhohlleitersprung

Als Grundmodul für das Rechteckrillenhorn wird die symmetrische sprunghafte Erweiterung eines Rechteckhohlleiters betrachtet (Bild 1). Eine Hohlleiterverengung erhält man daraus durch einfaches Vertauschen der beiden Tore 1 und 2. Hat man in x-Richtung eine Verengung und in y-Richtung eine Erweiterung oder umgekehrt, so muß man ein Zwischenmedium einfügen [13], das den zweidimensionalen Sprung durch zwei eindimensionale Sprünge im gegenseitigen Abstand Null ersetzt. Die Felder in beiden Raumteilen werden in unendliche Reihen über trigonometrische Eigenfunktionen entwickelt. In der Trennfläche bei $z=0$ ermöglicht eine gegenläufige Orthogonalentwicklung die Anpassung der tangentialen Feldkomponenten und die Erfüllung der Randbedingungen auf der metallischen Stirnseite. Die Entwicklungsintegrale können analytisch berechnet werden; so erhält man die Reflexions- und Transmissionskoeffizienten der ausbreitungsfähigen und cutoff H_{mn} - und E_{mn} -Wellen. Diese Streukoeffizienten werden in Gl. (1) durch die unendliche Streumatrix $[S]$ miteinander verknüpft. Mit $A_{1,2}$ werden auf die Sprungstelle zulaufende und mit $B_{1,2}$ weglaufende Wellen bezeichnet.

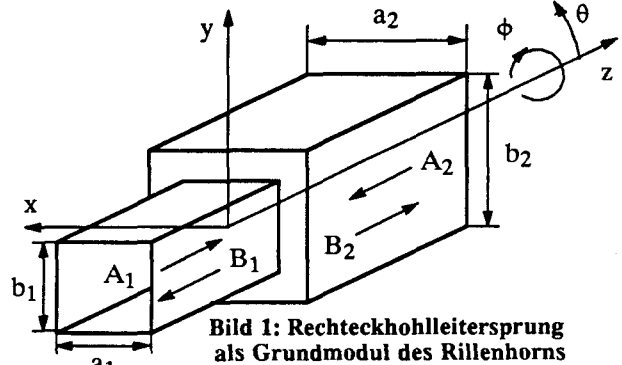


Bild 1: Rechteckhohlleitersprung als Grundmodul des Rillenhorns

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = [S] \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad \begin{matrix} A_1 \rightarrow \\ B_1 \leftarrow \end{matrix} \begin{matrix} \leftarrow A_2 \\ \rightarrow B_2 \end{matrix} \quad (1)$$

Da die Energiebilanz bei gegenläufiger Entwicklung grundsätzlich erfüllt sein muß, deutet ein evtl. Energiedefekt auf Rundungsfehlereinflüsse oder Programmierfehler hin. Als Test für die numerische Genauigkeit der Streumatrix können auch die bekannten Beziehungen mit ihrer Transponierten und ihrer Inversen benutzt werden: $[S] = [S]^T = [S]^{-1}$. Die unendlichen Orthogonalreihen müssen nach einer gewissen Anzahl von Wellen, die in der Rechnung nur berücksichtigt werden können, abgebrochen werden. Ausreichende Konvergenz sei dann erreicht, wenn der letzte Term der Reihen für die Feldkomponenten E_x , E_y , usw. kleiner als eine vorgegebene Schranke ϵ ist. Mit Hilfe der Kantenbedingung [11] kann man die Konvergenzgeschwindigkeit der jeweiligen Orthogonalreihen bestimmen und erhält für H_{mn} - und E_{mn} -Wellen den Wert m_1 als höchsten noch mitzunehmenden Modenindex in x-Richtung im Raumteil 1:

$$m_1 = \frac{a_1}{\lambda_0} \epsilon^{-0,6} ; \quad \frac{m_1}{a_1} = \frac{m_2}{a_2} = \frac{n_1}{b_1} = \frac{n_2}{b_2} . \quad (2)$$

Die Abschätzung für m_1 ist eher konservativ und führt zu geringer Überschätzung des tatsächlich notwendigen Aufwands. Zur Vermeidung des Phänomens der relativen Konvergenz müssen die höchsten Modenindices in beiden Raumrichtungen und in beiden Raumteilen noch entsprechend der jeweiligen Linearabmessungen der Hohlleiterquerschnitte gewählt werden (siehe Gl. (2)). Obwohl die jeweils höchsten Modenindices bei H- und E-Wellen im selben Raumteil gleich sind, müssen wegen der H_{0n} - und der H_{m0} -Wellen immer mehr H- als E-Wellen mitgenommen werden. Die gesamte Anzahl der Wellen an den Toren 1 und 2 wird mit $N_1=2m_1n_1+m_1+n_1$ bzw. $N_2=2m_2n_2+m_2+n_2$ bezeichnet. Die Streumatrix $[S]$ ist demnach eine $(N_1+N_2) \times (N_1+N_2)$ -Matrix. Der benötigte Arbeitsspeicher für die Berechnung eines Einzel-

sprungs und die anschließende Verkettung mehrerer Sprünge zu einem Rillenhorn kann bei Rechnung mit einfach genauen Variablen (FORTRAN Variablen REAL*4 und COMPLEX*8) wie folgt abgeschätzt werden: $Work \sim 106 N^2 \text{ Byte}$. Dabei wird vereinfachend angenommen, daß alle beteiligten Streumatrizen gleichen Rang $2N$ haben und, wo möglich, die EQUIVALENCE-Anweisung benutzt wird. Man ist für numerische Simulationen von zweidimensionalen sprunghaften Querschnittsänderungen im Rechteckhohlleiter viel schneller an der Speicherplatzgrenze des jeweiligen Rechners angelangt als beim runden Hohlleiter. Beispielsweise können für 6 MByte RAM nach obigen Formeln maximal 237 Wellen pro Tor und damit für $\epsilon=10\%$ noch quadratische Strukturen mit Querabmessungen $a_{1,2}$ bzw. $b_{1,2}$ bis etwa $2,51 \lambda_0$ (Freiraumwellenlängen), d.h. einer Fläche von $6,31 \lambda_0^2$, berechnet werden. Die benötigte Rechenzeit zur Bestimmung der Streumatrix eines einzelnen Sprungs wird im wesentlichen durch die Inversion einer Matrix vom Rang N bestimmt. Bei der Verkettung von hintereinander liegenden Sprüngen ist eine ähnliche Inversion erforderlich. Ohne Berücksichtigung von konstanten Vorfaktoren ist die Rechenzeit zur Bestimmung der Gesamtstreumatrix eines Rechteck-Rillenhorns, wobei N_R die Anzahl der Rillen bedeutet: $T_{CPU} \sim N^3 N_R \text{ sec}$. Die Aperturabmessungen a und b seien dabei für variierende Rillenzahl als konstant vorausgesetzt.

2 Ausgewogene Hybridwellen im Rechteckrillenhorn

Rechteckaperturen, die in den freien Raum abstrahlen, haben dann kreuzpolarisationsfreie Richtdiagramme, wenn in der Aperturfläche nur eine kartesische elektrische Feldkomponente existiert und zwischen der elektrischen und magnetischen Transversalfeldstärke die "balanced hybrid condition"

$$\vec{H}_t = 1/Z_0 (\vec{n} \times \vec{E}_t) \quad \text{mit} \quad Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \quad (3)$$

erfüllt ist [6]. \vec{n} ist dabei die Flächennormale, die in den Freiraum hinein zeigt. Nach der dritten Definition von Ludwig [9] wird für ein Aperturfeld, dessen E-Vektor in y-Richtung linear polarisiert ist, das ko- und kreuzpolare Signal folgendermaßen bestimmt:

$$\begin{pmatrix} E_{co} \\ E_{xp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_\phi \\ E_\theta \end{pmatrix} \quad (4)$$

Für lineare Sendepolarisation in x-Richtung müssen die Zeilen der Drehmatrix in Gl. (4) gerade vertauscht werden. Das Kreuzpolarisationsmaß, im folgenden kurz Kreuzpolarisation XP genannt, erhält man aus:

$$XP = 20 \lg \frac{\max |E_{xp}(\theta, \phi)|}{\max |E_{co}(\theta, \phi)|} \text{ dB} \quad (5)$$

Im Gegensatz zum runden Hohlleiter, wo man bei einem Aperturdurchmesser von $D/\lambda_0 \approx 1,2$ ein Minimum der Kreuzpolarisation findet [5], wird die Kreuzpolarisation beim Rechteckhohlleiter mit zunehmender elektrischer Aperturgröße monoton kleiner: $XP \sim 1/(k_0 a \cdot k_0 b)$ [4]. Für große Rechteckaperturen kann man diese ausgewogenen Hybridwellen näherungsweise durch Längsschnittwellen, bei denen entweder E_x oder E_y verschwindet, darstellen:

$$A_x^H = A_y^H = \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi y}{b} e^{\pm j k_z z} \quad \text{mit} \quad k_z = \sqrt{k_0^2 - (\pi/a)^2 - (\pi/b)^2} \quad (6)$$

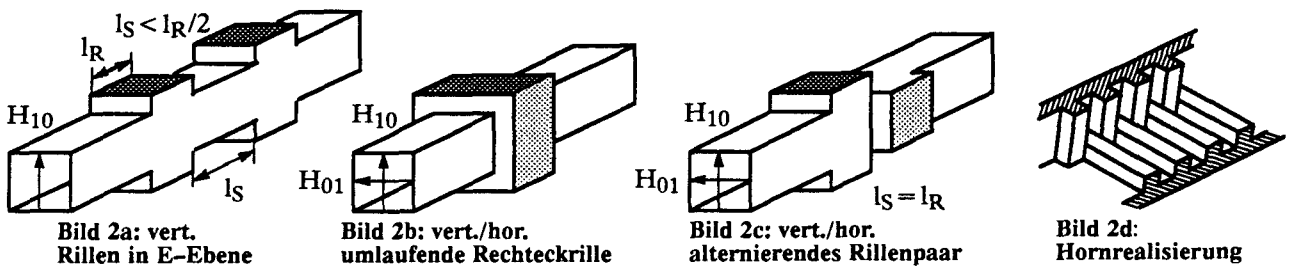
Der zweifache cosinus-Taper der elektrischen Transversalfeldstärke, die man aus den Vektorpotentialen in Gl. (6) ableiten kann, läßt sich geometrisch nur so realisieren, daß man an den Seiten elektrische und an Boden und Deckel magnetische Wände in der Rechteckstruktur annimmt. Das Einfügen von Rillen in glattwandige Pyramidenhörner gestattet die Erzeugung von magnetischen Wänden. Die Rillen wirken dann als kurzgeschlossene Leitungen. Mit Hilfe der Wandimpedanzmethode gibt [2] eine Rillentiefe s an

$$s = \left(\frac{\lambda_0}{4} + p \frac{\lambda_0}{2} \right) / \sqrt{1 - \frac{1}{(2a/\lambda_0)^2}} \quad \text{mit} \quad p = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

die eine magnetische Wand an den Rillenanfang transformiert. Die notwendige Rillentiefe hängt leicht vom Verhältnis der Steg- zur Rillenbreite l_S/l_R ab, was in der einfachen Formel (7) aber nicht enthalten ist. Nur durch numerische Optimierung mit der Orthogonalentwicklung kann die richtige Rillentiefe gefunden werden. Praktische Hörner befinden sich meist in einem Bereich $0,04 < s/a < 0,2$. Die "balanced hybrid"-Frequenzen mit niedriger Kreuzpolarisation erhält man einfach durch "Umdrehen" von Gl. (7); somit gilt:

$$k_0 a = \pi \sqrt{1 + \frac{(1+2p)^2}{(2s/a)^2}} \quad \text{mit} \quad p = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{und} \quad k_0 = 2\pi/\lambda_0 \quad (8)$$

Je kleiner das Verhältnis s/a ist, desto größer ist die nutzbare Bandbreite des Rechteckrillenhorns, weil die "balanced hybrid"-Frequenzen (b.h.f.) dann nach Gl. (8) weiter auseinander rücken. Wird nur Vertikalpolarisation genutzt (einfallende H_{10} -Welle), so müssen nur Boden und Deckel gerillt sein; die Seitenwände bleiben glatt (Bild 2a). Für H_{10} - und H_{01} -Betrieb gibt es im Prinzip zwei Möglichkeiten. Umlaufende Rechteckrillen, mit oder ohne Eckenfüllung, können die Forderung nach verschiedenen Randbedingungen auf den vier Seitenwänden nicht erfüllen (Bild 2b). So wurden in [7,8] zur Doppelpolarisationsausnutzung alternierende Rillenpaare vorgeschlagen (Bild 2c). Dadurch hat man auf den Stegen eine elektrische Wand und an den Rillen eine magnetische. Anders als im Fall nur einer Polarisation, wo man dünne Stege anstrebt ($l_S < l_R/2$, um den Hybridmode möglichst wenig zu stören), muß hier $l_S = l_R$ gelten, um keine der beiden Polarisationen zu bevorzugen. Aus diesem Kompromiß folgt die Vermutung, daß Rechteckril-



lenhörner mit Ausnutzung zweier linearer orthogonaler Polarisierungen bei gleicher Rillenzahl stets größere Kreuzpolarisation haben müssen als solche nach Bild 2a. Der Sprungübergang zwischen alternierenden Rillen muß mit einem Zwischenmedium verschwindender Länge gerechnet werden. Pro Wellenlänge λ_0 müssen etwa 5 solcher Rillenpaare vorhanden sein ($l_S + l_R \leq \lambda_0/5$), damit der ausgewogene Hybridmode sauber angeregt wird. Bild 2d zeigt eine praktische Hornrealisierung aus vier einzelnen Frästeilen (Darstellung nur von Boden und linker Seitenwand).

An den Sprungstellen im Rechteckrillenhorn werden höhere Wellen angeregt, die in Überlagerung mit der Speisewelle eine Hybridwelle erzeugen, die näherungsweise einen Doppel-cosinus-Taper in der Apertur besitzt. Aus den numerischen Simulationen mit der Orthogonalentwicklung findet man z.B. für Vertikalpolarisation neben der H_{10} -Welle eine dominante Anregung von H_{12} - und E_{12} -Wellen. Die Überlagerung mit der H_{10} -Welle kommt dem gewünschten "balanced hybrid mode" schon sehr nahe (Bild 3). Während die Wellenausbreitung im Rillenhorn mit Hilfe der Orthogonalentwicklung über die Kettenschaltung von Streumatrizen exakt berechnet wird, kann die Aperturabstrahlung nur näherungsweise bestimmt werden. Bei Vernachlässigung von Aperturreflexionen, die mit Ausnahme von elektrisch kleinen Aperturen nicht sehr groß sind, erhält man mit dem E-Feld Aperturmodell [14] durch Integration über E_x und E_y die Feldstärken E_θ und E_ϕ im freien Raum. In der Fresnel-Zone $d^2/(2\lambda) < r < 2d^2/\lambda$ muß das Flächenintegral numerisch gelöst werden, während man in der Fraunhofer-Zone unter Fernfeldbedingungen $2d^2/\lambda < r$ zwei entkoppelte Linienintegrale noch analytisch bestimmen kann [15]. $d = \sqrt{a^2 + b^2}$ ist der größte Aperturdurchmesser.

3 Numerische Ergebnisse

Für ein Quadratrillenhorn mit alternierenden Rillen ($l_S = l_R$) nach Bild 4 wurden bei einfallender H_{10} -Welle die kopolaren Fernfeld-Strahlungsdiagramme in drei Schnittebenen für die Design-Frequenz $f_D = 6,775$ GHz berechnet (Bild 5a). Die Diagramme für die H_{01} -Welle unterscheiden sich hiervon kaum. Jede Hornwand trägt $N_R = 16$ Rillen; incl. Zwischenmedien hat man damit $4N_R$ Hohlleiterprünge. Das Maximum der Kreuzpolarisation tritt nach Gl. (4) in der Ebene $\phi = 45^\circ$ auf und beträgt hier $-33,9$ dB. Zur Verkleinerung der Eingangsreflexionen wurde dem eigentlichen Rillenhorn mit $\lambda_D/4$ -Rillen eine Anpassungszone mit getaperter Rillentiefe s , beginnend mit $\lambda_D/2$, vorgeschaltet. Der Return-Loss beträgt dann $-25,2$ dB. Die geometrischen Hornparameter wurden [1] nachempfunden und ohne besondere Optimierung auf die Design-Frequenz f_D umgesetzt. Gute Konvergenz bei f_D wurde bereits für $\epsilon = 12,3\%$ erreicht (siehe Gl. (2)), d.h. es wurden im größten Raumteil 127 Wellen angesetzt. Die CPU-Zeit auf einer Anlage mit 1 MIPS Rechenleistung war etwa 22 Stunden. Zum Vergleich findet man in Bild 5b die berechneten Diagramme für ein glattwandiges Pyramidenhorn mit gleichen Abmessungen; die Ebenen $\phi = 0^\circ$ und $\phi = 90^\circ$ sind dort stärker unsymmetrisch (mit hohem ersten Nebenzipfel in der E-Ebene, $\phi = 90^\circ$), während das Maximum der Kreuzpolarisation etwa gleich bleibt. Die Regel, daß bei besserer Symmetrie auch eine niedrigere Kreuzpolarisation auftritt, wie man sie vom runden Rillenhorn her kennt, gilt beim Rechteckrillenhorn offenbar nicht. Ergänzend wurde die Abhängigkeit der Kreuzpolarisation XP nach Gl. (5) über einen breiten Frequenzbereich von 5,2–14 GHz für das Horn aus Bild 4 untersucht. Gleichzeitig wurde die XP eines glattwandigen Pyramidenhorns gleicher Aperturöffnung dargestellt (Bild 6). Bei der Design-Frequenz f_D ist die XP, wie aus den Bildern 5a/b bereits zu entnehmen war, etwa gleich, während sonst das glattwandige Pyramidenhorn die niedrigere XP besitzt (monoton abnehmend). Eine bessere Symmetrie der Hauptschnitte muß beim Rechteckrillenhorn, außer an der Design-Frequenz selbst, offenbar sonst durch höhere XP als beim Pyramidenhorn gleicher Abmessungen erkauf werden. Bei der höchsten Frequenz mißt der größte Raumteil im Rillenhorn bereits $3,83 \lambda_0 \times 4,90 \lambda_0$, weshalb man selbst bei Ausnutzung des gesamten RAM-Speichers von 6 MByte, d.h. für 237 Wellen im größten Raumteil, nur noch den Wert $\epsilon = 22,5\%$ erreichen kann. Die CPU-Zeit auf einer Anlage mit 10 MIPS Rechenleistung war dann etwa 18 Stunden. Man sieht in Bild 6, daß nach einem steilen Abfall der Kreuzpolarisation bis zur Design-Frequenz 6,775 GHz mit Rillentiefen vor der Apertur $s_{ap} \approx \lambda_D/4$, der Wert von XP relativ niedrig bleibt und im Gegensatz zum runden Rillenhorn [10] nicht die Tendenz hat, ausgeprägte Minima bei Rillentiefen von $\lambda_D/4, 3\lambda_D/4 \dots$ und Maxima bei $\lambda_D/2, \lambda_D \dots$ zu bilden. Für Doppel- und Breitbandanwendungen scheint also das rechteckige dem runden Rillenhorn überlegen zu sein.

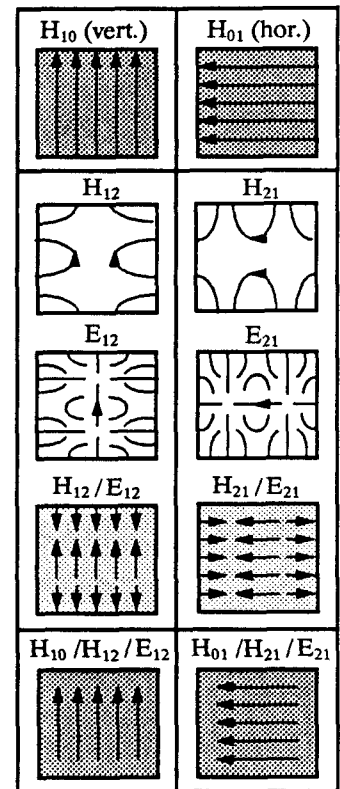


Bild 3: Modenformung

4 Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein Rechenprogramm erstellt, das in der Lage ist, eine allgemeine Klasse von Hohlleitersprung- und -taperproblemen rechteckigen Querschnitts zu behandeln. Es wurden Rechteckhörnner mit radialen Rillen untersucht; axiale Rillen sind viel aufwendiger zu behandeln, da diese Geometrie zu mehr Raumteilen bei der Orthogonalentwicklung führt. Die Simulationsrechnungen sollen in Form einer systematischen Optimierung der Richtdiagramme hinsichtlich Kreuzpolarisation, Symmetrie und Reflexionsfaktor fortgeführt werden. Neben linearer Polarisation ist die Untersuchung des Verhaltens bei zirkularer Polarisation beabsichtigt. Im Vergleich zu Rillenhörnner kreisförmigen Querschnitts deutet sich mit dem Rechteckrillenhorn eine wesentlich breitbandigere Alternative an, wenngleich auch die größeren Wellenzahlen in der rechteckigen Struktur wegen des quadratisch ansteigenden Speicherplatzbedarfs und der kubisch ansteigenden Rechenzeit den numerischen Aufwand und die Anfälligkeit für Rundungsfehler deutlich erhöhen. Die Programmierung muß daher sehr sorgfältig erfolgen.

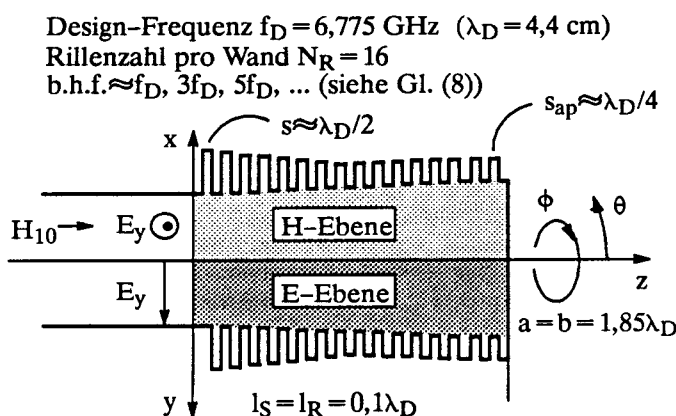
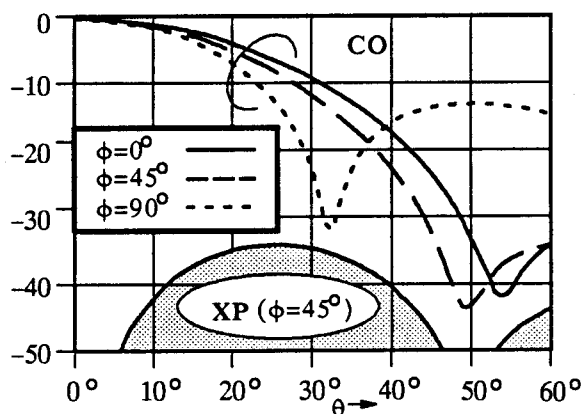
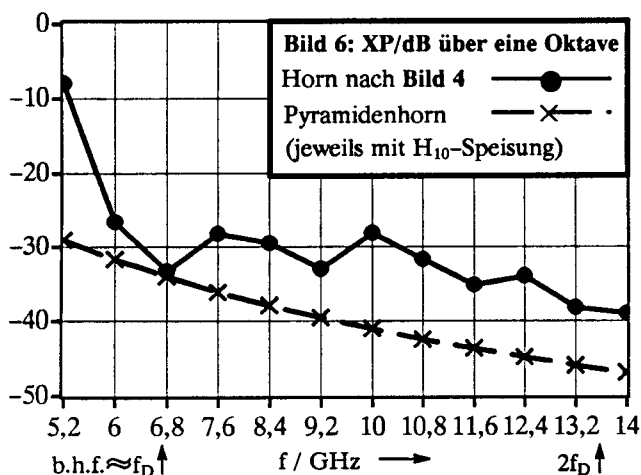
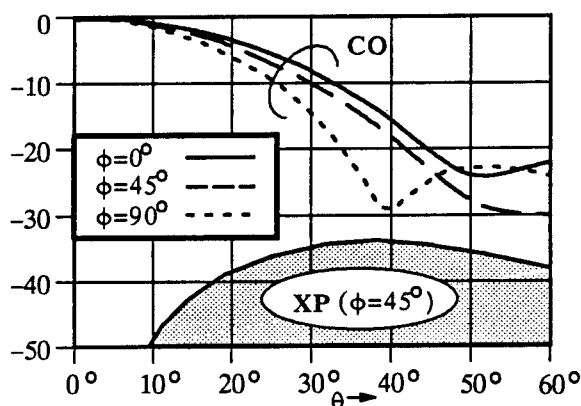


Bild 4: Quadratrillenhorn mit Taperung der Rillentiefe



5 Schrifttum

- [1] Bryant, G.H.: *Monopulse Multimode Feed for Military Terminals*. IEE Conference on Earth Station Technology, 14-16 Oct. 1970, IEE Conf. Publ. 72, 245-249.
- [2] Clarricoats, P.J.B.; Oliver, A.D.: *Corrugated Horns for Microwave Antennas*. P. Peregrinus, London 1984.
- [3] Encinar, J.A.; Rebollar, J.M.: *A Hybrid Technique for Analyzing Corrugated and Noncorrugated Rectangular Horns*. IEEE Trans. Ant. Prop. AP-34, 1986, 961-968.
- [4] Dragone, C.: *A Rectangular Horn of Four Corrugated Plates*. IEEE Trans. Ant. Prop. AP-33, 1985, 160-164.
- [5] Erb, R.: *Systematische Untersuchung mathematischer Modelle zur Berechnung rotationssymmetrischer Rillenhornstrahler*. D17 Darmstädter Dissertation 1988, Fortschrittberichte VDI-Verlag, Reihe 21, Nr. 33.
- [6] Hombach, V.: *Kreuzpolarisationseigenschaften von Hohlleitungsstrahlern*. Dissertation, Ruhr Univ. Bochum, 1981.
- [7] Kühn, E.; Watson, B.K.: *Rectangular Corrugated Horns - Analysis, Design, Evaluation*. 14th European Microwave Conference Proceedings 221-227, Liège, Belgium (1984).
- [8] Kühn, E.; Watson, B.K.: *Computer Aided Design and Performance Evaluation of Fully Corrugated Rectangular Horns*. IEEE AP-S Symposium Philadelphia, Pennsylvania (1986).
- [9] Ludwig, A.C.: *The Definition of Cross Polarisation*. IEEE Trans. Ant. Prop. AP-21, 1973, 116-119.
- [10] de Maagt, P.J.I.; Herben, M.H.A.J.: *On the Design of a Triple-Frequency Antenna System for the Olympus Propagation Experiment*. ITG-Fachtagung "Antennen", Wiesbaden 1990, ITG-Fachbericht 111, 79-84.
- [11] Mitra, R.; Lee, S.W.: *Analytical Techniques in the Theory of Guided Waves*. Macmillan, New York 1971.
- [12] Patzelt, H.; Arndt, F.: *Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. MTT-30, 1982, 771-776.
- [13] Piefke, G.: *Feldtheorie III*. B.I.-Hochschultaschenbücher Bd. 782, Mannheim 1977.
- [14] Sletten, C.J.: *Reflector and Lens Antennas*. Artech House, Norwood 1988.
- [15] Zinke, O.; Brunswig, H.: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Bd. I, 2. Aufl.*, Springer, Berlin 1973.