

AUSLEUCHTEN VON PARABOLSPIEGELN MIT HORNANTENNEN  
FEEDING PARABOLIC DISHES WITH HORN ANTENNAS  
 -----

BY ULF HUELSENBUSCH DK2RV

TEIL I	PART I
1. ALLGEMEINES	GENERAL
2. RECHNERISCHE ZUSAMMENHAENGE	COMPUTATIONAL CORRELATION
2.1 D/ - GEWINN	D/ - GAIN
2.2 f/D - CHARAKTERISTIK	f/D - CHARACTERISTIC
2.3 DIVERGENZFAKTOR	DIVERGENCE FACTOR
3. DEFINIEREN DES ERREGERSYSTEMS	DEFINITION OF THE FEEDER SYSTEM
3.1 AUSLEUCHTEN DES SPIEGELS	ILLUMINATION OF THE DISH
3.2 WAHL DER HORNANTENNE	CHOICE OF HORN ANTENNA
4. DIMENSIONIEREN DER HORNANTENNE	DIMENSIONING THE HORN ANTENNA
4.1 GRENZWERTE DER HOHLLEITER	WAVEGUIDE LIMITING VALUES
4.1.1 RECHTECKHOHLLEITER	RECTANGULAR WAVEGUIDE
4.1.2 RUNDHOHLLEITER	CIRCULAR WAVEGUIDE
4.2 PYRAMIDENHORN	PYRAMIDAL HORN
4.2.1 DIAGRAMM	DIAGRAM
4.2.2 GEWINN	GAIN
4.2.3 PHASENZENTRUM	PHASE CENTRE
4.2.4 KONSTRUKTIVE REALISIERBARKEIT	REALITY OF CONSTRUCTION
4.3 KONISCHES HORN	CONICAL HORN
4.3.1 DIAGRAMM	DIAGRAM
4.3.2 GEWINN	GAIN
4.3.3 PHASENZENTRUM	PHASE CENTRE
5. FEHLERQUELLEN	ERROR SOURCES
5.1 EINFLUSS AUF DAS VSWR	INFLUENCE OF THE DISH ON VSWR
5.2 ABSCHATTUNGSEFFEKTE	BLOCKING EFFECTS
5.3 DEFOKUSSIERUNG	DEFOCUSING
5.4 UNTERSCHIEDLICHE PHASENZENTREN	VARIATION IN PHASE CENTRE
TEIL II	PART II
6. BASIC - HILFSPROGRAMM	BASIC PROGRAM
7. BEISPIEL MIT MESSUNGEN	QUANTIFIED EXAMPLE

LITERATURQUELLEN  
 -----

- [1] ANTENNA ENGINEERING HANDBOOK, R.C.J.JASIK
- [2] EINFUEHRUNG IN DIE ELEKTROTECHNIK HOEHERE FREQUENZEN BD.2 H.H.MEINKE
- [3] UNIVERSAL PATTERNS EASE CIRCULAR HORN DESIGN, T.MILLIGAN,MICROWAVES 3/81
- [4] MICOWAVE THEORY AND APPLICATION, STEPHEN F.ADM,HP
- [5] SATELLITE GROUND STATION SYSTEMS,B.H.C.LIESENKOETTER,COMM.INTERN.10/83
- [6] 13CM-ROHRSTRAHLER, H.J.GRIEM,UKW-BERICHTE 1/76
- [7] MODERN ANTENNA DESIGN, THOMAS MILLIGAN, MC GRAW HILL 1985
- [8] SOME DATA FOR THE DESIGN OF ELECTROMAGNETIC HORNS  
E.H.BRAUN, IEEE TRANS. ANTENNAS PROPAGAT. VOL. AP-4, PP20-31, JAN 1956
- [9] LAMBDA FUNCTIONS DESCRIBE ANTENNA/DIFFRACTION PATTERNS,J.F.RAMSEY,MICRO-  
WAVES JUNE/67
- [10] WESENTLICHE EIGENSCHAFTEN UND BESONDERHEITEN VON ANTENNEN IM GHZ-BEREICH  
HELLMUT BERN, VDE/NTG, UKW-BERICHTE 4/75
- [11] ANTENNEN III, ADOLF HEILMANN, B.I. HOCHSCHULTASCHENBUCH

1. ALLGEMEINES \* GENERAL

D: DIE HIER AUFGEFUEHRTEN BERECHNUNGSGRUNDLAGEN SOLLEN HELFEN, PARABOLSPIEGEL MITTELS HORNANTENNEN OPTIMAL AUSZULEUCHTEN. WER SICH AUSFUEHRLICHER MIT DIESEM THEMA BEFASSEN WILL DEM WERDEN DIE QUELLEN [1], [3] UND [7] EMPFOHLEN.

E: THE FOLLOWING FUNDAMENTAL CALCULATIONS ARE MEANT TO ASSIST IN OPTIMIZING THE ILLUMINATION OF PARABOLIC DISHES BY MEANS OF HORN ANTENNAS. FOR MORE INFORMATION ABOUT THIS SEE [1], [3], [7].

2. RECHNERISCHE ZUSAMMENHAENGE \* COMPUTATIONAL CORRELATION

D: FUER DIE DIMENSIONIERUNG MUSS DER ZUSAMMENHANG DER MECHANISCHEN GROESSEN MIT DEN ELEKTRISCHEN GROESSEN DES SPIEGELS BEKANNT SEIN (FIG. 1).

E: IN ORDER TO DIMENSION A PARABOLIC DISH, THE RELATIONSHIP BETWEEN THE MECHANICAL AND ELECTRICAL PROPORTIONS MUST BE KNOWN (FIG. 1).

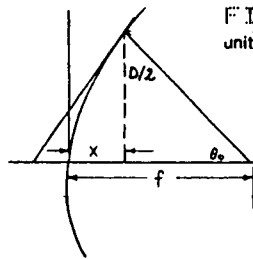


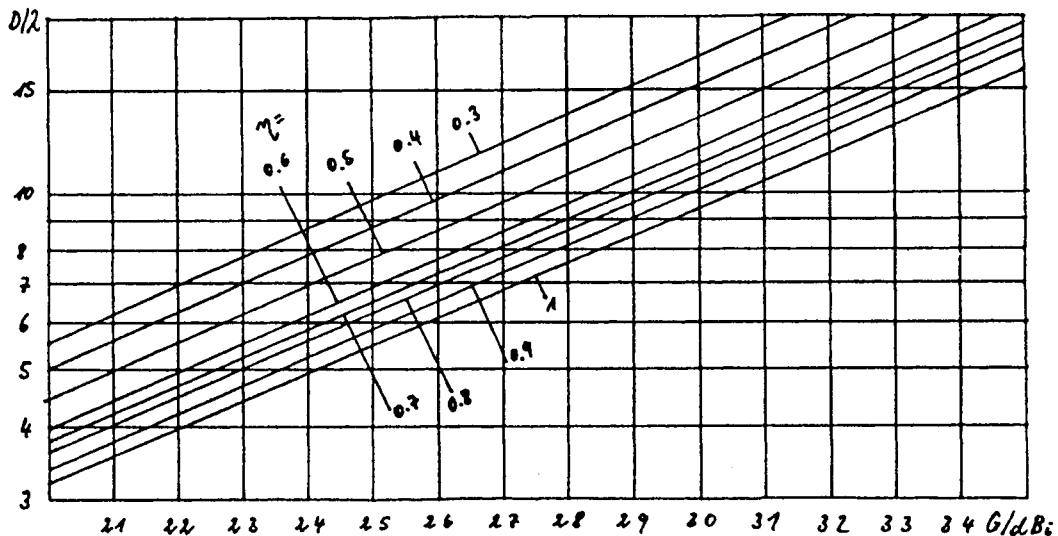
FIG. 1 Geometric relationships in parabola with unit focal length.

2.1 D/λ - GEWINN \* D/λ - GAIN

D: D/λ BESTIMMT DEN MAXIMAL ERREICHBAREN GEWINN (FIG. 2)  
 $G[dB] = 20 * \log(\sqrt{\eta} * D/\lambda) - 10 * \log(1/\eta)$  (ISOTROP)  
 $0 < \eta < 1$  AUSLEUCHTUNG DES SPIEGELS ( $\eta=0.5$  REALISTISCHER WERT)

E: D/λ DEFINES THE MAXIMUM ATTAINABLE GAIN (FIG. 2)  
 $G[dB] = 20 * \log(\sqrt{\eta} * D/\lambda) - 10 * \log(1/\eta)$  (ISOTROP)  
 $0 < \eta < 1$  ILLUMINATION EFFICIENCY ( $\eta=0.5$  IS A REALISTIC VALUE)

FIG. 2



2.2 f/D - CHARAKTERISTIK \* f/D - CHARACTERISTIC  
 \*\*\*\*\*

D: DAS VERHAELTNIS BRENNWEITE ZU DURCHMESSER BESCHREIBT DIE EIGENSCHAFTEN EINES PARABOLSPIEGELS. DER WINKEL UNTER DEM DER SPIEGELRAND VOM BRENNPUNKT AUS Gesehen WIRD, IST DER SOG. FOKUSWINKEL (FIG. 3).  $2\theta_0 = 2 * \text{ATN}(1/(4 * f/D))$

E: THE CHARACTERISTIC OF PARABOLIC DISHES ARE DISCRIBED BY THE RATIO OF FOCAL LENGTH TO DIAMETER. THE ANGLE SUBTENDED BY THE EDGE OF THE DISH TO THE FOCUS CALLED THE FOCUS ANGLE (FIG. 3).  $2\theta_0 = 2 * \text{ATN}(1/(4 * f/D))$

D: ER BEEINFLUSST WESENTLICH DIE DIMENSIONIERUNG DES ERREGERS. KLEINE f/D BEDEUTEN TIEFE SPIEGEL UND EINEN GROSSEN FOKUSWINKEL UND UMGEKEHRT. IST f/D NICHT BEKANNT, SO KANN ES AUS DEM DURCHMESSER D UND DER SPIEGELTIEFE X ERRECHNET WERDEN:  $f/D = D/(16 * X)$

THIS ANGLE HAS A CONSIDERABLE EFFECT ON THE DIMENSIONING OF THE FEEDER. SMALL VALUES OF f/D IMPLY DEEP DISHES AND LARGE FOCUS ANGLE, AND VICE-VERSA. IF f/D IS UNKNOWN, IT CAN BE CALCULATED BY MEANS OF THE DIAMETER AND THE DEPTH X OF THE DISH:  $f/D = D/(16 * X)$

2.3 DIVERGENZFAKTOR \* DIVERGENCE FACTOR  
 \*\*\*\*\*

D: WEGEN DER UNTERSCHIEDLICHEN LAENGEN DER STRECKEN BRENNPUNKT-SPIEGELMITTE UND BRENNPUNKT-SPIEGELRAND ERGIBT SICH EIN DIVERGENZFAKTOR, DER IN EINE NAHFELD-DAEMPfung a UMGERECHNET WERDEN KANN. DIESE DAEMPfung MUSS VOM DIAGRAMM DER ERREGERANTENNE KOMPENSIERT WERDEN. DER 10 dB-OEFFNUNGSWINKEL IST DESHALB IMMER GROESSER ALS DER FOKUSWINKEL. DER DIVERGENZFAKTOR WURDE BISHER IN AFU-VEROEFFTLICHUNGEN KAUM BERUECKSICHTIGT. ER IST ABER BESONDERS BEI KLEINEN f/D FUER EINE EXAKTE DIMENSIONIERUNG WICHTIG (FIG. 4)

$a = 20 * \log(\cos(\theta_0/2))$

E: A DIVERGENCE FACTOR EXISTS RESULTING FROM THE VARIATION IN LENGTH OF THE DISTANCES FOCUS-CENTRE OF DISH AND FOCUS-EDGE OF DISH. THIS DIVERGENCE FACTOR CAN BE TRANLATED INTO A NEAR FIELD ATTENUATION a , WHICH MUST IN TURN BE COMPENSATED BY THE FEEDING ANTENNA PATTERN AT THE FOCUS ANGLE. THE 10 dB BEAMWIDTH IS THEREFORE ALWAYS GREATER THAN THE FOCUS ANGLE. UP UNTIL NOW, THE DIVERGENCE FACTOR HAS BEEN VIRTUALLY NEGLECTED IN RADIO AMATEUR PUBLICATIONS. IT IS, HOWEVER, OF SIGNIFICANT IMPORTANCE FOR EXACT DIMENSIONING, PARTICULARLY IN CASES OF SMALL f/D. (FIG. 4)

$a = 20 * \log(\cos(\theta_0/2))$

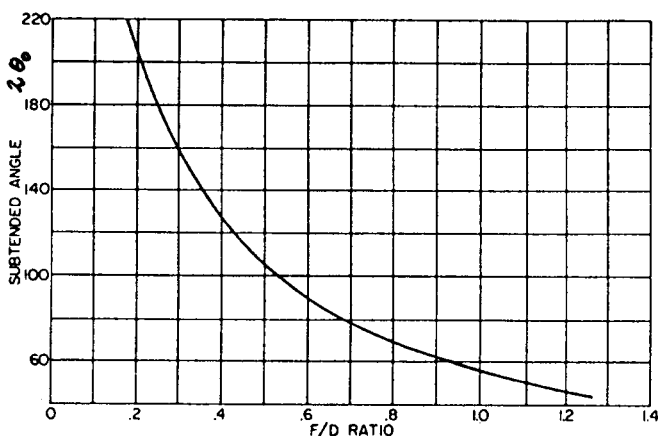


FIG. 3 Ratio of focal length to aperture diameter versus subtended angle at focal point.

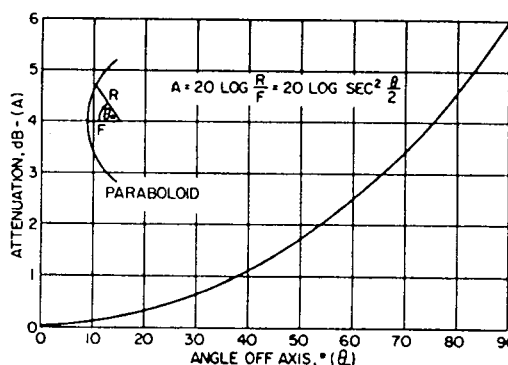


FIG. 4 Space attenuation versus feed angle.

3.2 WAHL DER HORNANTENNE \* CHOICE OF HORN ANTENNA

\*\*\*\*\*

D: ZUR WAHL STEHEN DAS KONISCHE HORN MIT RUNDEN HOHLLLEITER SOWIE DAS PYRAMIDENHORN MIT RECHTECKHOHLLLEITER. INTERESSANT SIND AUCH DIE OFFENEN HOHLLLEITER ALS ENTSPRECHENDE "ENTARTETE" HOERNER.

DER VORTEIL DES KONISCHEN HORNES LIEGT IN SEINER KONSTRUKTIVEN EINFACHHEIT. INSBESONDERE DER OFFENE RUNDE HOHLLLEITER WIRD GERNE VERWENDET (BIERDOSENSTRAHLER). DIE BERECHNUNG IST RELATIV EINFACH, JEDOCH MUSS BEI DER AUSLEUCHTUNG EIN KOMPROMISS GEMACHT WERDEN, DA DIE OEFFNUNGSWINKEL IN DER E- UND H-EBENE UNTERSCHIEDLICH SIND. DER OFFENE RUNDE HL KANN NUR IN ENGEN GRENZEN VARIIERT WERDEN DA AUSSERHALB DIESER HOEHERE MODEN AUFTRETEN KOENNEN.

DAS PYRAMIDENHORN BIETET DIE MOEGlichkeit BEIDE OEFFNUNGSWINKEL IN GEWISSEN GRENZEN UNABHAENGIG VONEINANDER ZU WAELHEN. DER RECHNERISCHE AUFWAND IST ALLERDINGS GROESSER, DA ZUSAETZLICH DIE MECHANISCHEN PARAMETER BEDINGUNGEN ERFUELEN MUESSEN, WENN DAS HORN KONSTRUKTIV REALISIERBAR SEIN SOLL. BEI DER BERECHNUNG DES PYRAMIDENHORNES WIRD MAN DAHER ITERATIV VORGEHEN ODER EIN RECHNERPROGRAMM ZUHILFE ZIEHEN.

E: THE CHOICE LIES BETWEEN THE CONICAL HORN WITH CIRCULAR WAVEGUIDE AND THE PYRAMIDAL HORN WITH RECTANGULAR WAVEGUIDE. ALSO OF INTEREST AS EQUIVALENT "DEGENERATE" HORNS ARE OPEN WAVEGUIDES.

THE ADVANTAGE OF THE CONICAL HORN LIES IN ITS SIMPLE CONSTRUCTION. THE OPEN CIRCULAR WAVEGUIDE ESPECIALLY IS FAVOURED (BEER CAN RADIATOR). THE CALCULATION IS RELATIVELY SIMPLE, HOWEVER A COMPROMISE HAS TO BE MADE IN THE ILLUMINATION, AS THE 10 dB BEAMWIDTH IN THE E- UND H-PLANES ARE DIFFERENT. THE OPEN CIRCULAR WAVEGUIDE CAN ONLY BE VARIED WITHIN TIGHT LIMITS, AS HIGHER MODES CAN OCCUR OUTSIDE OF THESE LIMITS.

THE PYRAMIDAL HORN OFFERS THE POSSIBILITY OF INDEPENDENTLY SELECTING THE BEAM WIDTH WITHIN CERTAIN LIMITS. HOWEVER THE EFFORTS REQUIRED FOR CALCULATIONS IS GREATER AS MECHANICAL PARAMETERS MUST IN ADDITION FULLFILL CERTAIN REQUIREMENTS IF THE HORN IS TO BE CONSTRUCTED REALISTICALLY. WHEN CALCULATING THE PYRAMIDAL HORN, ONE EITHER PROCEEDS ITERATIVELY OR USES THE ASSISTANCE OF A COMPUTER PROGRAM.

4. DIMENSIONIERUNG DER HORNANTENNE \* DIMENSIONING THE HORN ANTENNA

\*\*\*\*\*

D: IST DIE RANDBELEGUNG (Z.B. 10 dB) UND DIE RANDDAEMPfung ad (Z.B. -3.5 dB) BEKANNT, SO WIRD ZUNAECHST DIE ERFORDERLICHE FELDSTAERKE BERECHNET:

$$E/E_0 = 1 / \left( 10^{\frac{10-3,5}{20}} \right)$$

DIESEN WERT ALS HORIZONTALE LINIE IN DIE DIAGRAMME FIG. 11+14 EINGETRAGEN SCHNEIDET DIE KURVENCHAR UND MAN ERHAELT EINE ZUEGHOERIGE WERTETABELLE MIT

$$\frac{b}{\lambda} \sin \theta, s \text{ BZW } \frac{a}{\lambda} \sin \theta, t.$$

DIE PARAMETER S UND T GEBEN DIE GROESSE DES PHASENFEBLERS IN DER APERTUR AN (FIG. 5). BEIM OFFENEN HL IST S=T=0. DIE LAENGE DES OFFENEN HL SOLLTE KEIN VIELFACHES VON  $\lambda/2$  SEIN WIE IN [6] EMPFOHLEN WIRD. DAS VSWR WIRD DADURCH ZWAR INSGESAMT VERBESSERT, JEDOCH GEHT EIN TEIL DER ENERGIE ALS RESONANZVERLUSTE VERLOREN UND WIRD NICHT ABGESTRAHLT. DIE GESAMTLAENGE SOLLTE ZWISCHEN  $\lambda$  UND  $1.5 \cdot \lambda$  LIEGEN, DAMIT EIN STABILER MODE ERZEUGT WIRD. KURZE ROHRSTRAHLER VERFAEL SCHEN DAS DIAGRAMM, DA DER KOPPELSTIFT DEN SPIEGEL "SEHEN" KANN.

E: IF THE EDGE ILLUMINATION (e.g. 10 dB) AND THE EDGE ATTENUATION (e.g. -3.5dB) ARE KNOWN, THE REQUIRED FIELD STRENGTH IS THEN CALCULATED:

$$E/E_0 = 1 / \left( 10^{\frac{10-3,5}{20}} \right)$$

THIS VALUE, PLOTTED AS A HORIZONTAL LINE IN THE PLOTS SHOWN IN FIG. 11+14, INTERSECTS THE SET OF CURVES AND A CORRESPONDING TABLE OF VALUES OF

$$\frac{b}{\lambda} \sin \theta, s \text{ } \frac{a}{\lambda} \sin \theta, t \text{ IS OBTAINED.}$$

THE PARAMETERS S AND T INDICATE THE SIZE OF THE APERTURE PHASE ERROR (FIG.5) FOR AN OPEN WAVEGUIDE S=T=0. THE LENGTH OF THE OPEN WAVEGUIDE SHOULD NOT BE A MULTIPLY OF  $\lambda/2$ , AS RECOMMENDED IN [6]. ALTHOUGH THE VSWR IMPROVED THIS WAY, PART OF THE ENERGY IS LOST IN RESONANCE LOSSES AND IS NOT RADIATED. THE TOTAL LENGTH SHOULD LIE BETWEEN  $\lambda$  AND  $1.5 \cdot \lambda$  SO THAT A STABLE MODE IS INDUCED. SHORT OPEN WAVEGUIDES FALSIFY THE PATTERN AS THE COUPLING PROBE CAN "SEE" THE DISH.

4.1 GRENZWERTE DER HL \* LIMITS OF THE WAVEGUIDES  
 \*\*\*\*\*

D: UM DIE ENTSTEHUNG HOEHERER MODEN ZU VERMEIDEN, DUERFEN DIE ABMESSUNGEN DES HL NUR IN GRENZEN VARIERT WERDEN. DIE AUSBREITUNGSDAEMPfung HAT DABEI NUR EINE UNTERGEORDNETE BEDEUTUNG, DA ES SICH IMMER UM RELATIV KURZE HL HANDELT. BEKANNTLICH ENTSTEHT IM HL EINE WELLE, DIE LAENGER ALS IM FREIRAUM IST UND DIE SICH BERECHNET

$$\lambda_z = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2}$$

$\lambda_c$  IST DIE SOG. KRITISCHE WELLENLAENGE, DIE EINE UNTERE AUSBREITUNGSFAEHIGE WELLE IM HL DEFINIERT. SIE IST JE NACH MODE UND HL VERSCHIEDEN. AN DIESER STELLE SEI AUF DIE UNTERSCHIEDLICHE BEZEICHNUNG DER HL-MODEN IN DER DEUTSCH- UND ENGLISCHSPRACHIGEN LITERATUR HINGEWIESEN:

E: IN ORDER TO AVOID GIVING RISE TO HIGHER MODES, THE DIMENSIONS OF THE WAVEGUIDE SHOULD ONLY BE VARIED WITHIN LIMITS. THE PROPAGATION ATTENUATION AT THE RANGE LIMITS IS OF ONLY SECONDARY IMPORTANCE, AS ONE ONLY EVER CONCERNED WITH RELATIVELY SHORT WAVEGUIDES. AS IS COMMONLY KNOWN, A WAVE IS PRODUCED IN THE WAVEGUIDE WHICH IS LONGER THEN IN FREE SPACE AN IS DETERMINATED AS FOLLOWS:

$$\lambda_z = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2}$$

$\lambda_c$  IS THE SO-CALLED CRITICAL WAVELENGTH WHICH DEFINES A LOWER LIMIT FOR WAVE PROPAGATION IN THE WAVEGUIDE. THIS CAN VARY ACCORDING TO MODE AND WAVEGUIDE. HERE THE VARIOUS WAVEGUIDE MODE DESIGNATIONS IN GERMAN AND ENGLISH SHOULD BE POINTED TO:

DEUTSCH	ENGLISCH	
H10	TE10	RECHTECK-HL
H11	TE11	RUNDER -HL
H21	TE21	"
E01	TM01	"

4.1.1 RECHTECKHOHLLEITER \* RECTANGULAR WAVEGUIDE  
 \*\*\*\*\*

D: DER RECHTECK-HL WIRD IM H10-MODE (TE10) BETRIEBEN. DIE KRITISCHE WELLENLAENGE IST  $\lambda_c = 2a_0$  DIE UNTERE GRENZE FUER DIE BREITSEITE  $a_0$  IST  $a_0 = \lambda_0$ , DIE OBERE GRENZE IST  $\lambda_0 = a_0/2$ . DIE UNTERE GRENZE FUER DIE SCHMALSEITE b IST BELIEBIG, DIE OBERE GRENZE KANN FIG. 7 ENTNOMMEN WERDEN. EIN RECHTECK-HL MIT DEN ABMESSUNGEN  $a_0 = 125$  mm UND  $b_0 = 30$  mm KANN ALSO AUF 23 CM UND AUF 13 CM BETRIEBEN WERDEN.

E: THE RECTANGULAR WAVEGUIDE IS OPERATED IN THE H10 MODE (TE10). THE CRITICAL WAVELENGTH IS  $\lambda_c = 2a_0$ . THE LOWER AND UPPER LIMITS FOR THE BROAD SIDE  $a_0$  ARE  $a_0 = \lambda_0$  AND  $\lambda_0 = a_0/2$  RESPECTIVELY. THE LOWER LIMIT FOR THE NARROW SIDE IS ARBITRARY THE UPPER LIMIT CAN BE OBTAINED FROM FIG. 7. A RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH DIMENSION  $a_0 = 125$  mm AND  $b_0 = 30$  mm CAN THEREFORE BE OPERATED AT 23 CM AND 13 CM.

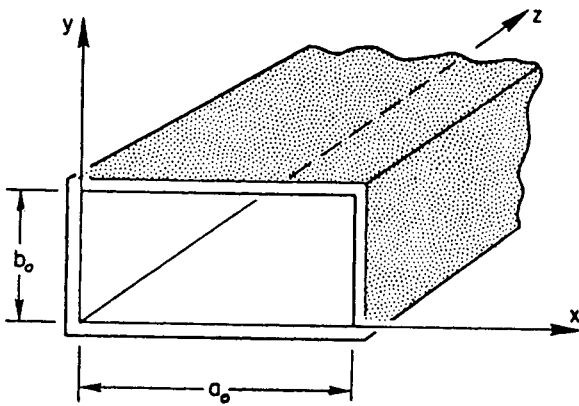


FIG. 6 Rectangular waveguide.

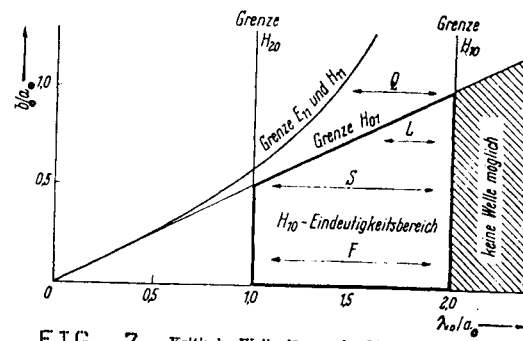


FIG. 7 Kritische Wellenlängen der H<sub>10</sub>-Welle

4.1.2 RUNDER HOHLLEITER \* CIRCULAR WAVEGUIDE

\*\*\*\*\*

D: DER EINFACHSTE AUSBREITUNGSFAEHIGE MODE IST DIE H<sub>11</sub>-WELLE (TE<sub>11</sub>). DAS  $\lambda_c$  IST  $1.71 \cdot 2a_0$  (FIG. 8)

E: THE SIMPLEST PROPAGATION MODE IS THE H<sub>11</sub> WAVE (TE<sub>11</sub>).  $\lambda_c$  IS  $1.71 \cdot 2a_0$  (FIG. 8)

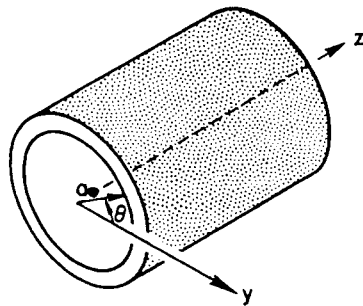
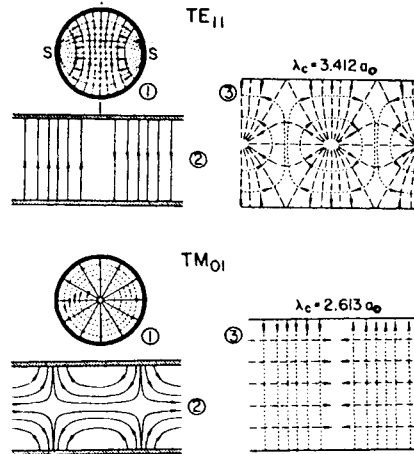


FIG. 8

Cylindrical waveguide.



D: DER NAECHST HOEHERE MODE IST DIE E<sub>01</sub>-WELLE (TM<sub>01</sub>) MIT EINEM VON  $1.31 \cdot 2a_0$  LIEGT DIE BETRIEBSWELLENLAENGE ZWISCHEN DIESEN GRENZEN, ENTSTEHT MIT SICHERHEIT EIN DER GEWUENSCHTE MODE. SOLLTE  $\lambda < 1.31 \cdot 2a_0$  SEIN, SO IST DIE GEWUENSCHTE H<sub>11</sub>-WELLE ZWAR NOCH AUSBREITUNGSFAEHIG, ABER ES KANN AUCH DIE UNERWUENSCHTE E<sub>01</sub>-WELLE ENTSTEHEN. DAS ZUGEHORIGE E<sub>01</sub>-STRAHLUNGSDIAGRAMM BESITZT IN DER MITTE EINE NULLSTELLE. IN DER KOMMERZIELLEN ANTENNENTECHNIK WERDEN BEI SOG. DUAL-MODE-HOERNERN BEIDE MODEN KONTROLLIERT UEBERLAGERT UM DIE AUSLEUCHTUNG ZU VERBESSERN.

DER SICHERE BEREICH IST DAHER  $1.31 \cdot 2a_0 < \lambda < 1.71 \cdot 2a_0$

E: THE NEXT HIGHER MODE IS THE E<sub>01</sub> WAVE (TM<sub>01</sub>) WITH A  $\lambda_c$  OF. IF THE OPERATING WAVELENGTH LIES WITHIN THESE LIMITS, THE DESIRED MODE WILL BE PRODUCED WITH CERTAINTY. SHOULD  $\lambda < 1.31 \cdot 2a_0$ , THE DESIRED H<sub>11</sub> WAVE CAN STILL BE PROPAGATED, BUT THE UNDESIRABLE E<sub>01</sub> RADIATION CAN ALSO BE PRODUCED. THE CORRESPONDING E<sub>01</sub> RADIATION PATTERN HAS A NULL IN THE CENTRE. IN ORDER TO IMPROVE ILLUMINATION, THE TECHNIQUE OF CONTROLLED SUPERIMPOSITION OF BOTH MODES IS USED COMMERCIALY FOR SO-CALLED DUAL-MODE HORNS. THE LIMITS FOR THE E<sub>01</sub> WAVE IS  $1.31 \cdot 2a_0 < \lambda < 1.71 \cdot 2a_0$

4.2 PYRAMIDENHORN \* PYRAMIDAL HORN

\*\*\*\*\*

D: ENTARTETE TYPEN SIND DAS E-SEKTOR- UND DAS H-SEKTOR-HORN, BEI DENEN DER HL NUR IN EINER EBENE AUFGEWEITET IST, SOWIE DER OFFENE HL MIT  $S=T=0$ . BEIM PYRAMIDENHORN MUESSEN DIE PARAMETER  $a, b, a_0, b_0, l_e$ , UND  $l_h$  EINE BEDINGUNG ERFUELLEN, WENN DAS HORN KONSTRUKTIV REALISIERBAR SEIN SOLL. (FIG. 9)

E: DEGENERATES TYPES ARE THE E-SECTOR AND H-SECTOR HORNS, WHEREBY THE WAVEGUIDE WITH  $S=T=0$ . FOR A PYRAMIDAL HORN THE PARAMETERS  $a, b, a_0, b_0, l_e$  AND  $l_h$  MUST FULL-FILL ONE REQUIREMENT IF THE HORN IS TO BE CONSTRUCTED REALISTICALLY (FIG. 9)

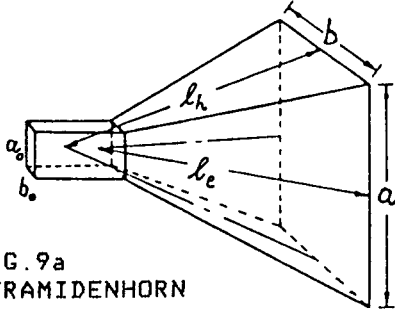


FIG. 9a  
PYRAMIDENHORN

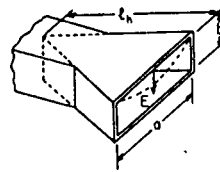


FIG. 9b  
H-SEKTORHORN

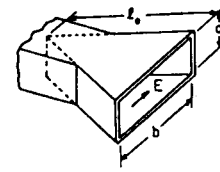


FIG. 9c  
E-SEKTORHORN

4.2.1 DIAGRAMM \* DIAGRAM

\*\*\*\*\*

D: FIG. 10 SIND DIE NORMIERTEN STRAHLUNGSDIAGRAMME FUEER DIE E- UND H-EBENE. PARAMETER DER KURVENSCHAR SIND S UND T. WIRD Z. B. DIE HALBWERTSBREITE EINES OFFENEN RECHTECK-HL BENDETIGT, SUCHT MAN IN DER ORDINATE DEN WERT  $E/E_0=0.707$  ( $10^{(-3dB/20)}$ ) AUF UND ERMITTELT ANHAND DER KURVE  $S=0$  BZW  $T=0$  DEN WERT  $\frac{b}{\lambda} \sin \theta$  UND  $\frac{a}{\lambda} \sin \theta$

E: FIG. 10 SHOWS THE NORMALIZED RADIATION PATTERN FOR THE E- AND H-PLANES. PARAMETERS FOR THE SET OF CURVES ARE S AND T. IF, FOR EXAMPLE, THE 3 dB BEAM-WIDTH OF AN OPEN RECTANGULAR WAVEGUIDE IS REQUIRED, THE VALUE 0.707 ( $10^{(-3dB/20)}$ ) IS LOCATED ON THE ORDINATE AND THE VALUES  $\frac{b}{\lambda} \sin \theta$  AND  $\frac{a}{\lambda} \sin \theta$  DETERMINED BY MEANS OF EITHER THE CURVE  $S=0$  OR  $T=0$ .

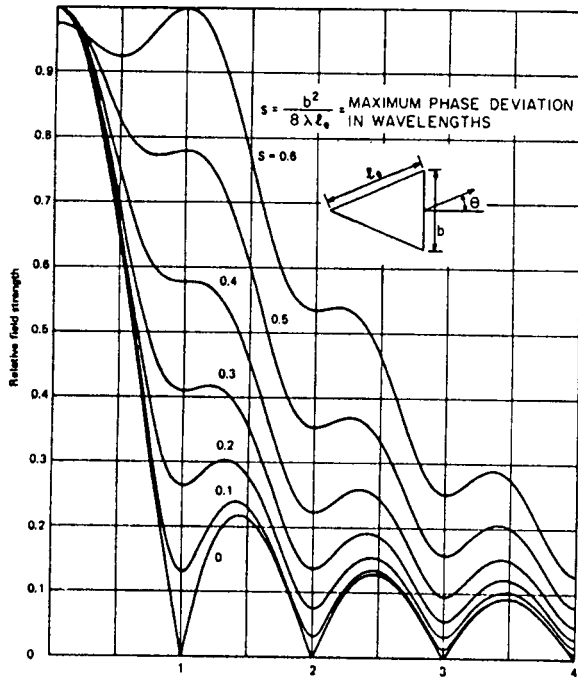


FIG. 10a  
UNIVERSAL H-PLANE-DIAGRAM

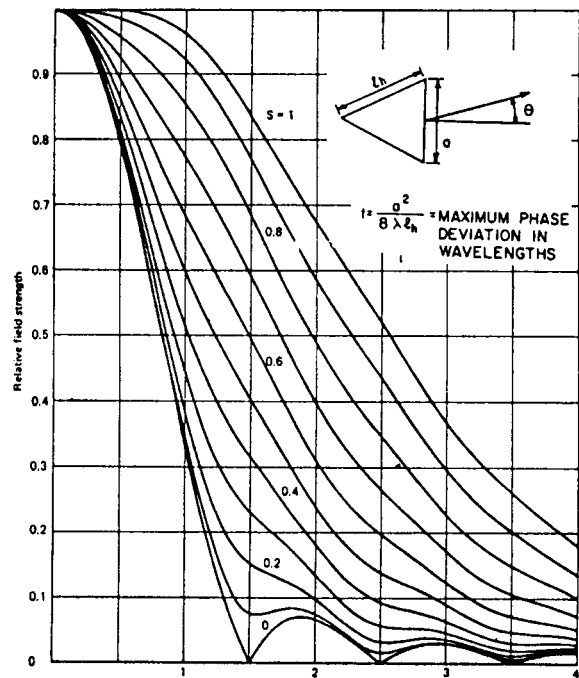


FIG. 10b  
UNIVERSAL E-PLANE-DIAGRAM

4.2.2 GEWINN \* GAIN

\*\*\*\*\*

D: ALLE GEWINNANGABEN BEZIEHEN SICH AUF DEN ISOTROPEN STRAHLER. FUER EIN BELIEBIGES PYRAMIDENHORN ERRECHNET SICH DER GEWINN ZU:

$$G[\text{dBi}] = 10.08 + 10 \cdot \text{LOG}(a \cdot b / \lambda^2) - L_e - L_h$$

Le UND Lh SIND REDUKTIONSAKTOREN UND IN FIG.11 ZU FINDEN. EIN OFFENER HL WR-90 (INNENMASSE 22.86 X 10.16 mm) HAETTE Z.B. BEI 1.368 MHZ EINEN GEWINN VON 4.5 dBi. FUER DIE AUSLEUCHTUNG DES SPIEGELS IST DER GEWINN DER ERREGERANTENNE ZWAR NICHT RELEVANT, JEDDOCH KANN HIERMIT DIE GROESSTMOEGELICHE ZYSAETZLICH AUFTRETENDE FEHLANPASSUNG DURCH DEN SPIEGEL ABGESCHAETZT WERDEN (SIEHE 5.1).

E: ALL GAIN DATA REFER TO AN ISOTROPIC RADIATOR. THE GAIN FOR ANY PYRAMIDAL HORN CAN BE CALCULATED FROM:

$$G[\text{dBi}] = 10.08 + 10 \cdot \text{LOG}(a \cdot b / \lambda^2) - L_e - L_h$$

Le and Lh ARE REDUCTION FACTORS AND CAN BE FOUND IN FIG.11. AN OPEN WAVEGUIDE WR-90 (INNER DIMENSIONS 22.68 X 10.16 MM) HAS FOR EXAMPLE A GAIN OF 4.5 dBi AT 10.368 GHZ. THE GAIN OF THE FEEDING ANTENNA IS NOT RELEVANT FOR THE ILLUMINATION OF THE DISH, BUT IT GIVES AN APPROXIMATE VALUE FOR THE ADDITIONAL MISMATCH CAUSED BY THE DISH.

4.2.3 PHASENZENTRUM \* PHASE CENTRE

\*\*\*\*\*

D: DAS PHASENZENTRUM IST IN DER E- UND H-EBENE VERSCHIEDEN (FIG. 12). ES WIRD VON DEN PHASENFehlERN S UND T BEEINFLUSST UND LIEGT HINTER DER HORN-APERTUR. NUR BEIM OFFENEN HL LIEGT ES IN DER APERTUR. WEIT AUSEINANDERLIEGENDI PHASENZENTREN BEEINTRAECHTIGEN DEN GEWINN (SIEHE 5.5)

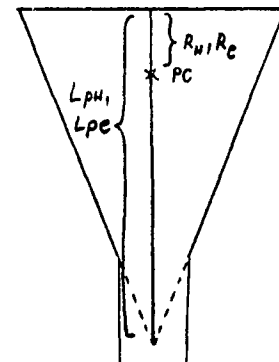
E: THE PHASE CENTRE IS DIFFERENT FOR THE E- AND H-PLANES (FIG.12). IT IS INFLUENCED BY THE PHASE ERRORS S AND T AND LIES BEHIND THE HORN APERTURE. ONLY THE OPEN WAVEGUIDES HAS A PHASE CENTRE IN THE APERTURE. WIDELY SPACED PHASECENTRES IMPAIR GAIN (SEE 5.5).

FIG. 11 Gain-Reduction Factors,  $L_e$  or  $L_h$ , for Sectoral and Pyramidal Horns

16s or 16t	$L_e$ , dB	$L_h$ , dB	16s or 16t	$L_e$ , dB	$L_h$ , dB
1.0	0.060	0.029	14.0	10.783	4.486
1.5	0.134	0.064	15.0	10.849	4.892
2.0	0.239	0.114	16.0	10.502	5.252
2.5	0.374	0.179	18.0	9.474	5.819
3.0	0.541	0.257	20.0	8.847	6.210
3.5	0.738	0.349	22.0	8.901	6.504
4.0	0.967	0.454	24.0	9.637	6.785
4.5	1.229	0.573	26.0	10.938	7.102
5.0	1.525	0.705	28.0	12.430	7.460
5.5	1.854	0.850	30.0	13.312	7.831
6.0	2.218	1.007	32.0	13.052	8.175
6.5	2.618	1.176	34.0	12.251	8.460
7.0	3.054	1.357	36.0	11.666	8.684
7.5	3.527	1.547	38.0	11.607	8.869
8.0	4.037	1.748	40.0	12.121	9.047
9.0	5.166	2.175	42.0	13.104	9.243
10.0	6.427	2.630	44.0	14.221	9.462
11.0	7.769	3.101	46.0	14.851	9.692
12.0	9.081	3.577	48.0	14.619	9.911
13.0	10.163	4.043	50.0	13.937	10.101

FIG. 12 Phase Center Axial Location of a Rectangular Horn (TE<sub>10</sub> Mode) behind the Aperture as a Ratio of the Slant Radius

S	H-plane $L_{ph}/R_h$	E-plane $L_{pe}/R_e$	S	H-plane $L_{ph}/R_h$	E-plane $L_{pe}/R_e$
0	0	0	0.28	0.258	0.572
0.04	0.0054	0.011	0.32	0.334	0.755
0.08	0.022	0.045	0.36	0.418	
0.12	0.048	0.102	0.40	0.508	
0.16	0.086	0.182	0.44	0.605	
0.20	0.134	0.286	0.48	0.705	
0.24	0.191	0.416	0.52	0.808	





4.2.4 KONSTRUKTIVE REALISIERBARKEIT \* REALITY OF CONSTRUCTION

\*\*\*\*\*

D: WENN DER HORNTRICHTER EINE PYRAMIDE BILDEN SOLL, DIE AUCH AUF DEN HOHLLEITER PASST, SO MUESSEN DIE MECHANISCHEN GROESSEN DIE BEDINGUNG ERFUELLEN:

$$(a' - a_0')^2 \cdot \left[ \frac{1}{64s^2} - \frac{1}{4} \right] = (b' - b_0')^2 \cdot \left[ \frac{1}{64s^2} - \frac{1}{4} \right] \quad a', a_0' \text{ AUF } \lambda \text{ NORMIERT}$$

$$(a - a_0)^2 \cdot \left[ \left( \frac{l_h}{a} \right)^2 - \frac{1}{4} \right] = (b - b_0)^2 \cdot \left[ \left( \frac{l_e}{b} \right)^2 - \frac{1}{4} \right] \quad a, a_0, l_e, l_h \text{ IN MM}$$

a, b HORNAPERTUR, a0, b0 HOHLLEITER, le, lh PYRAMIDENKANTEN.

DURCH SUKZESSIVES EINSETZEN DER UNTER 4 ERMITTELTEN WERTEPAARE KANN UNTER UMSTAENDEN EINE KOMBINATION GEFUNDEN WERDEN, DIE DIESE BEDINGUNG ERFUELLT. IM ANHANG WIRD EIN BASIC-PROGRAMM BESCHRIEBEN, DAS DURCH EINGABE VON STUETZSTELLEN IN DER E- UND H-EBENE MITHILFE EINER LAGRANGE-INTERPOLATION REALISIERBARE PARAMETER ERMITTELT.

DER RECHENGANG KANN WESENTLICH VEREINFACHT WERDEN, WENN EIN SEKTORHORN GEBAUT WIRD (FIG.9bc). DIE REALISIERBARKEIT IST HIER IMMER GEGEBEN. AUS DEN ZUGEHORIGEN ABZISSENWERTEN FUER T=0 BZW S=0 IN FIG.10 KANN EINE SEITE DES HOHLLEITERS ERRECHNET WERDEN. NATUERLICH MUSS DER WERT FUER a0 BZW. b0 IN DEN FUER DEN RECHTECKHOHLLEITER ZULAESSIGEN GRENZEN LIEGEN. (SIEHE 4.1.1)

E: IF THE HORN IS TO FORM A PYRAMID, WHICH SHOULD ALSO FIT ONTO THE WAVEGUIDE, THE MECHANICAL DIMENSIONS HAVE TO FULLFILL REQUIREMENTS:

$$(a' - a_0')^2 \cdot \left[ \frac{1}{64s^2} - \frac{1}{4} \right] = (b' - b_0')^2 \cdot \left[ \frac{1}{64s^2} - \frac{1}{4} \right] \quad a', a_0' \text{ NORMALIZED ON } \lambda$$

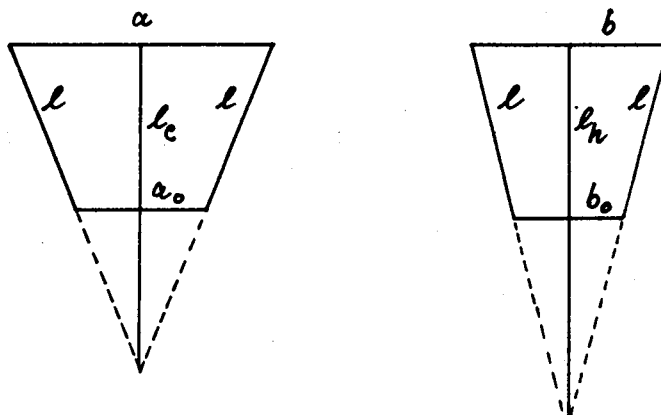
$$(a - a_0)^2 \cdot \left[ \left( \frac{l_h}{a} \right)^2 - \frac{1}{4} \right] = (b - b_0)^2 \cdot \left[ \left( \frac{l_e}{b} \right)^2 - \frac{1}{4} \right] \quad a, a_0, l_e, l_h \text{ IN MM}$$

IT IS POSSIBLE, BY SUCCESSIVELY APPLYING THE PAIRS OF VALUES DETERMINED IN 4, TO FIND A COMBINATION WHICH FULLFILLS THESE REQUIREMENTS. THE APPENDIX DESCRIBES A BASIC PROGRAM, WHICH DETERMINES REALISABLE PARAMETERS BY THE INPUT OF SAMPLE VALUES OF S AND T IN THE E- AND H-PLANES USING LAGRANGE INTERPOLATION. THE COMPUTATIONAL PROCESS CAN BE SUBSTANTIALLY SIMPLIFIED IF A SECTOR HORN IS CONSTRUCTED (FIG.9bc). THE REALIZABILITY CAN BE TAKEN FOR GRANTED. ONE SIDE OF THE WAVEGUIDE CAN BE CALCULATED FROM THE CORRESPONDING ABSCISSA VALUES FOR T=0 OR S=0 IN FIG.10. OF COURSE THE VALUES FOR a0 OR b0 MUST LIE WITHIN THE PERMISSABLE LIMITS FOR A RECTANGULAR WAVEGUIDES (SEE 4.1.1).

D: WIRD DAS PYRAMIDENHORN AUS BLECHTEILEN ZUSAMMENGELOETET, SO MUESSEN JE 2 GLEICHSCHENKLIGE TRAPEZE ZUGESCHNITTEN WERDEN. DIE SCHENKELLAENGE l KANN AUS DEN BEKANNTEN MECHANISCHEN PARAMETERN BERECHNET WERDEN (FIG.12):

E: IF THE PYRAMIDAL HORN IS TO BE SOLDERED USING SHEET METAL, 2 ISOSCELES TRAPEZIA SHOULD BE CUT TO SUIT. THE LENGTH OF THE LATERAL SIDE l CAN BE CALCULATED FROM THE KNOWN MECHANICAL PARAMETERS (FIG.12):

$$l = (1 - a_0/a) \cdot \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + l_e^2} \quad \text{ODER} \quad \text{OR} \quad l = (1 - b_0/b) \cdot \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + l_h^2}$$



4.3 KONISCHES HORN \* CONICAL HORN  
 \*\*\*\*\*

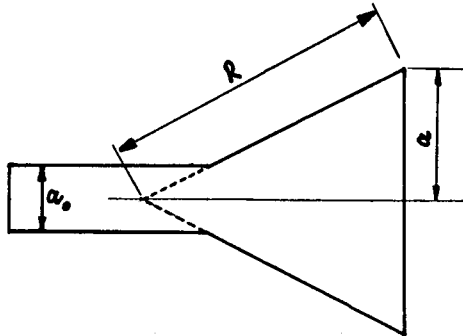


FIG.13 KONISCHES HORN

D: EIN KONISCHES HORN WIRD DURCH DIE APERTUR  $2*a$  UND DEN PHASENFehler  $S = \frac{a^2}{2\lambda R}$  FESTGELEGT.  $S=0$  ENTSPRICHT DEM OFFENEN HOHLLEITER.

E: A CONICAL HORN IS DETERMINED BY THE APERTURE  $2*a$  AND PHASE ERROR  $S = \frac{a^2}{2\lambda R}$ .  $S=0$  CORRESPONDS TO AN OPEN CIRCULAR WAVEGUIDE.

4.3.1 DIAGRAMM \* DIAGRAM  
 \*\*\*\*\*

D: IN FIG. 14 SIND DIE UNIVERSALDIAGRAMME FUER KONISCHE HOERNER IM  $H_{11}$ -MODE ZU FINDEN. PARAMETER DER KURVENSCHAR IST DER PHASENFehler  $S$ . [3].

E: FIG.14 SHOWS THE UNIVERSAL PATTERNS FOR CONICAL HORNS IN THE  $H_{11}$ -MODE. THE PARAMETER OF THE CURVES IS THE PHASE ERROR  $S$ . [3].

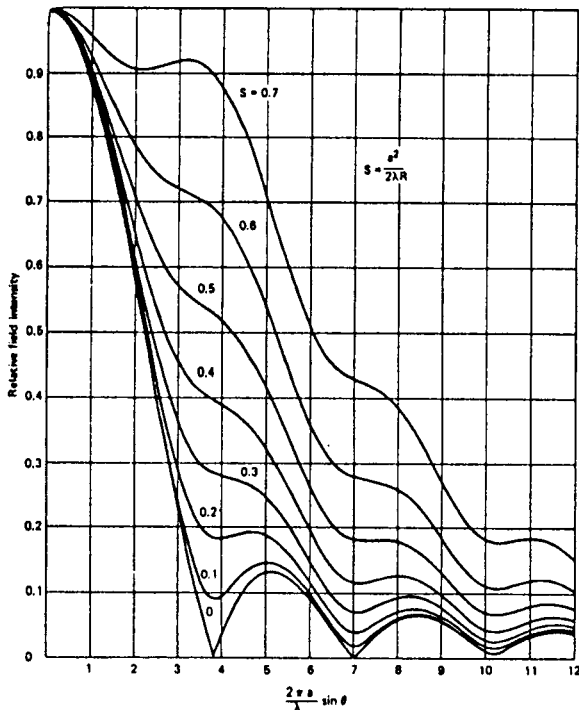


FIG. 14a E-plane universal pattern of a circular horn,  $TE_{11}$  mode. (Source: T. Milligan, "Universal Patterns Ease Circular Horn Design," *Microwaves*, vol. 20, no. 3, March 1981, p. 84.)

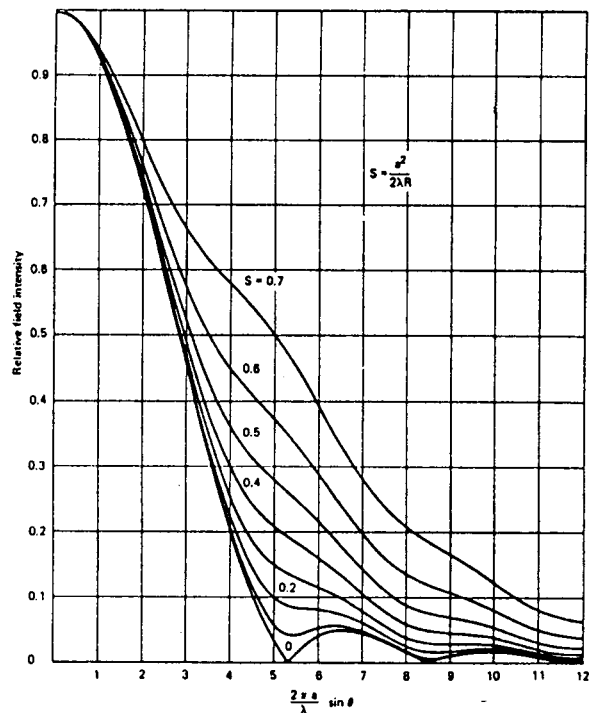


FIG. 14b H-plane universal pattern of a circular horn,  $TE_{11}$  mode. (Source: T. Milligan, "Universal Patterns Ease Circular Horn Design," *Microwaves*, vol. 20, no. 3, March 1981, p. 84.)

4.3.2 GEWINN \* GAIN

\*\*\*\*\*  
 DER GEWINN IST ABHAENGIG VOM VER-  
 HAELTNIS OEFFNUNGSFLAECHE ZU WELLEN-  
 LAENGE, SOWIE DEM ZUGEHORIGEN  
 PHASENFEEHLER. DIESER BESTIMMT DEN  
 GAIN-REDUCTION-FACTOR GF IN FIG.15.  
 DER GEWINN EINES KONISCHEN HORNS IST:  
 $G = 20 * \text{LOG}(2 * \sqrt{\pi} * A / \lambda) - GF$

E: THE GAIN IS DEPENDENT ON THE RATIO  
 APERTURE TO WAVELENGTH AS WELL AS  
 CORRESPONDING PHASE ERROR. THIS DE-  
 TERMINES THE GAIN REDUCTION FACTOR  
 GF IN FIG.15. THE GAIN OF A CONICAL  
 HORN IS GIVEN BY:

$$G = 20 * \text{LOG}(2 * \sqrt{\pi} * A / \lambda) - GF$$

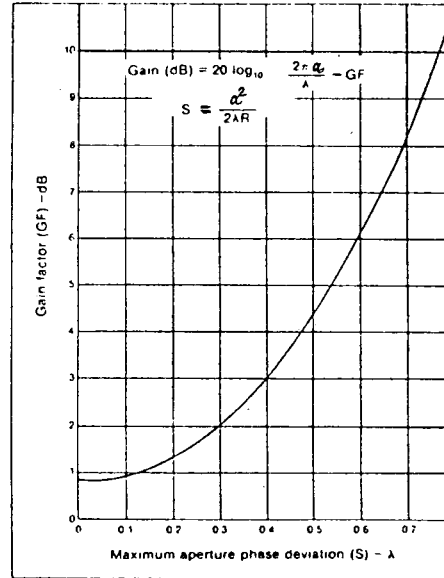


FIG. 15

4.3.3 PHASENZENTRUM \* PHASE CENTRE

\*\*\*\*\*  
 D: HIER GILT DAS GLEICHE WIE BEIM PYRAMIDENHORN IN 4.2.3  
 E: THE SAME AS FOR THE PYRAMIDAL HORN IS VALID HERE (4.2.3)

FIG. 16 Phase Center Axial Location of a Circular-Waveguide Horn (TE<sub>11</sub> Mode) behind the Aperture as a Ratio of the Slant Radius

S	H-plane $L_{ph}/R$	E-plane $L_{pe}/R$	S	H-plane $L_{ph}/R$	E-plane $L_{pe}/R$
0	0	0	0.28	0.235	0.603
0.04	0.0046	0.012	0.32	0.310	0.782
0.08	0.018	0.048	0.36	0.397	0.801
0.12	0.042	0.109	0.40	0.496	0.809
0.16	0.075	0.194	0.44	0.604	0.836
0.20	0.117	0.305	0.48	0.715	0.872
0.24	0.171	0.441			

5. FEHLERQUELLEN \* ERROR SOURCES

\*\*\*\*\*

5.1 VSWR IM SPIEGEL \* VSWR IN THE DISH

\*\*\*\*\*

D: WIRD DIE ERREGERANTENNE IN EINEM SPIEGEL BETRIEBEN, SO VERAENDERT SICH DIE ANPASSUNG. IN [1] WIRD EINE ABSCHAETZUNG FUER DIE ZU ERWARTENDE MAXIMALE REFLEXION ANGEZEIGT. DER ZUSAETZLICHE REFLEXIONS-KOEFFIZIENT IST  
 $g = \text{LINEARER GEWINN}, f = \text{BRENNWEITE (DIMENSION WIE } \lambda \text{)}$ .

E: IF THE FEEDER ANTENNA IS OPERATED IN A DISH, THE MATCHING CHANGES. [1] GIVES AN ESTIMATE FOR THE MAXIMUM ANTICIPATED REFLECTION. THE ADDITIONAL COEFFICIENT OF REFLECTION IS

$$g = \text{LINEAR GAIN}, f = \text{FOCAL LENGTH} \quad r = \frac{g \cdot \lambda}{4\pi f}$$

D: FUER EINEN AUF OPTIMALEN GEWINN AUSGELEGTE ERREGER MIT 10 dB RANDBELEGUNG KANN DER ZUSAETZLICHE REFLEXIONSFAKTOR AUCH AUS FOLGENDER TABELLE ERMITTELT WERDEN:

E: THE ADDITIONAL REFLECTION FACTOR FOR A GAIN-OPTIMIZED FEEDER WITH 10 dB EDGE ILLUMINATION CAN ALSO BE DETERMINED FROM THE FOLLOWING TABLE:

f/D	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	1.0	1.2	1.4
VSWR	1.42	1.59	1.80	2.04	2.29	2.56	3.10	3.66	4.23

5.2 ABSCHATTUNGSEFFEKTE \* BLOCKING EFFECTS

\*\*\*\*\*

D: GRUNDSÄTZLICH KANN FESTGESTELLT WERDEN, DASS ABSCHATTUNGEN DURCH DIE ERREGER-ANTENNE UND DIE HALTERUNG DEN GEWINN REDUZIEREN UND DIE NEBENKEULEN ANHEBEN. DIE TABELLE ZEIGT DIE GROSSENORDNUNG DER ENTSTEHENDEN VERLUSTE DURCH EINE ZENTRISCHE ABSCHATTUNG IN EINER RUNDEN APERTUR:

E: AS A GENERAL PRINCIPLE IT CAN BE ESTABLISHED, THAT BLOCKING BY THE FEEDER ANTENNA AND MOUNTING REDUCES GAIN AND ACCENTUATES THE SIDE LOBES. THE TABLE SHOWS THE ORDER OF MAGNITUDE OF THE LOSSES RESULTING FROM A CENTRIC BLOCKING IN A CIRCULAR APERTURE:

ABSCHATTUNG %	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
VERLUSTE dB	10.06	10.11	10.18	10.25	10.34	10.45	10.57	10.71	10.68	11.03

5.3 DEFOKUSSIERUNG \* DEFOCUSING

\*\*\*\*\*

D: AXIALE ABWEICHUNGEN DES ERREGER VON DER SPIEGELMITTE AEUSSERN SICH EBENFALLS DURCH EINE VERMINDERUNG DES GEWINNS.

E: AXIAL DEVIATIONS OF THE FEEDER FROM THE CENTRE OF THE DISH ALSO LEAD TO A REDUCTION IN GAIN.

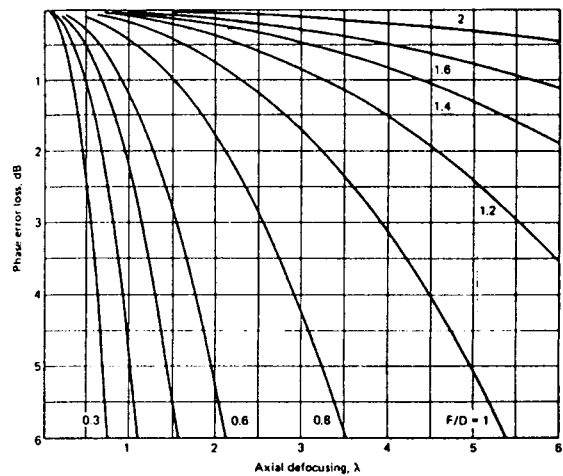


FIG. 17 Parabolic reflector phase error loss due to axial defocusing of the feed.

5.4 UNTERSCHIEDLICHE PHASEZENTREN \* VARIATION IN PHASE CENTRE

\*\*\*\*\*

D: LIEGEN DIE PHASEZENTREN DER E- UND H-EBENE ZU WEIT AUSEINANDER, SO SINKT DER GEWINN.

E: THE GAIN DECREASES IF THE PHASE CENTRES OF THE E- AND H-PLANES ARE TOO FAR APART

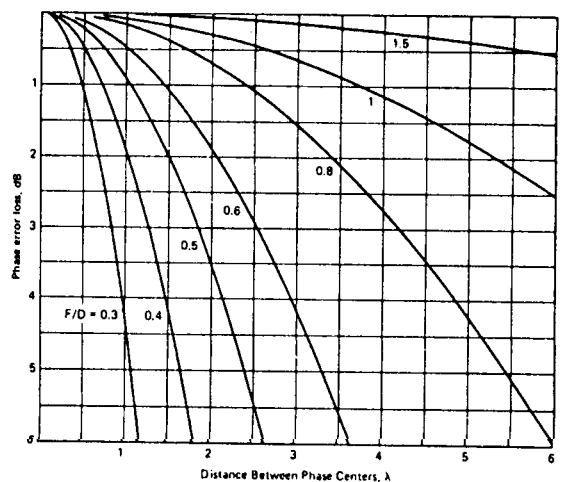


FIG. 18 Parabolic reflector phase error loss due to astigmatism.

Supplement DUBUS 1/86, 17 "Feeding Parabolic Dishes", by DK2RV  
 Ergänzung DUBUS 1/86, 17 "Ausleuchten von Parabolspiegeln", von DK2RV

3. DEFINIEREN DES ERREGERSYSTEMS \* DEFINITION OF THE FEEDING SYSTEM  
 \*\*\*\*\*

3.1 AUSLEUCHTEN DES SPIEGELS \* ILLUMINATION OF THE DISH  
 \*\*\*\*\*

D: DIE DIAGRAMME ALLER HORNANTENNEN, DIE IM GRUNDMODE BETRIEBEN WERDEN, LASSEN SICH APPROXIMIEREN DURCH:

$$E/E_0 = \cos^{2N}(\theta/2)$$

DIE NAHFELDDAEMPfung IST  $E/E_0 = 1/\cos^2(\theta/2)$ .

BEIDE BEDINGUNGEN KOMBINIERT ERGEBEN DIE STRAHLUNGSBELEGUNG DES SPIEGELS:

$$E/E_0 = \cos^N(\theta/2) / \cos(\theta/2)$$

EIN BREITES DIAGRAMM DER ERREGERANTENNE LEUCHTET ZWAR DEN SPIEGEL GUT AUS, JEDOCH WERDEN DANN DIE VERLUSTE DURCH UEBERSTRAHLUNG (SPILLOVER) GROSS. BEI EINER SCHMALEN KEULE WIRD WENIG ENERGIE UEBER DEN SPIEGELRAND GESTRAHLT, DAFUER WIRD DER SPIEGEL NUR GERING AUSGELEUCHTET. EIN OPTIMUM FUER DEN GEWINN LIEGT BEI EINER RANDBELEGUNG VON 10 dB. DER FUER DEN AMATEURFUNK WENIGER INTERESSANTE FALL DER MAXIMALEN NEBENKEULENUNTERDRUECKUNG BEDINGT EINE RANDBELEGUNG VON ETWA 20 dB. ES LAESST SICH ZEIGEN, DASS MIT HORNANTENNEN EIN MAXIMALER APERTURWIRKUNGSGRAD ("AUSLEUCHTUNG") VON 55% ERREICHT WERDEN KANN. AUS DEM DIAGRAMM IST ZU ERKENNEN, DASS BEI GROESSEN f/D DIE RANDBELEGUNG SEHR GENAU EINGEHALTEN WERDEN SOLLTE (FIG. 5). DER EXAKTE ZUSAMMENHANG ZWISCHEN DER BELEGUNG DES SPIEGELS UND DEM ZUGEHORIGEN STRAHLUNGSDIAGRAMM IST IN [9] BECHRIEBEN.

E: THE PATTERNS OF ALL HORN ANTENAS OPERATING IN THE BASIC MODE, CAN BE APPROXIMATED BY:

$$E/E_0 = \cos^{2N}(\theta/2)$$

THE NEAR FIELD ATTENUATION IS  $E/E_0 = 1/\cos^2(\theta/2)$

THE COMBINATION OF THESE PRODUCE THE ILLUMINATION FUNCTION OF THE DISH:

$$E/E_0 = \cos^N(\theta/2) / \cos(\theta/2)$$

A WIDE FEEDER ANTENNA PATTERN ILLUMINATES THE DISH WELL, HOWEVER THE LOSS THROUGH SPILLOVER THEN BECOMES LARGE. A NARROW BEAM RESULTS IN LITTLE ENERGY LOSS OVER THE EDGE OF THE DISH, BUT THE ILLUMINATION IS THEN ONLY MINIMAL. AN OPTIMUM VALUE FOR GAIN IS ACHIEVED WITH AN EDGE ILLUMINATION OF 10 dB. THE CASE OF LESS INTEREST FOR THE RADIO AMATEUR, MAXIMUM SIDE LOBE SUPPRESSION RESULTS IN AN EDGE ILLUMINATION OF APPROX. 20 dB. IT CAN BE SHOWN, THAT A MAXIMUM APERTURE EFFICIENCY ("ILLUMINATION") OF 55% CAN BE ACHIEVED WITH HORN ANTENNAS. IT CAN BE SEEN FROM FIG. 5 THAT THE EDGE ILLUMINATION SHOULD BE MAINTAINED VERY ACCURATELY FOR LARGE VALUES OF f/D. THE EXACT CORRELATION BETWEEN DISH ILLUMINATION AND THE RESPECTIVE RADIATION PATTERN IS DISCRIBED IN [9].

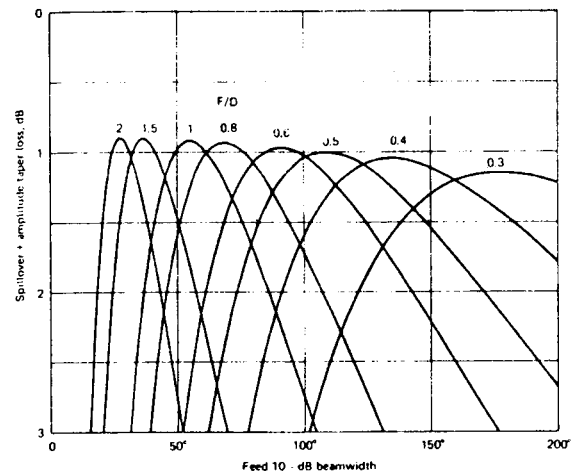


Figure 5 Sum of spillover and amplitude taper losses versus feed 10-dB beamwidth.

Correction/Korrektur: DUBUS S.23 linkes Diagramm (Einheit):  $\frac{D}{2} \sin \theta$ ,  $E/E_0$   
 Rechtes Diagramm:  $\frac{D}{2} \sin \theta$ ,  $E/E_0$   
 S.26 Der Durchmesser des runden Hohlleiters ist  $2a_0$