

文章编号: 2095-4980(2020)01-0103-05

基于波纹喇叭天线的模式转换器

刘小明¹, 张帆^{*2}, 甘露¹, 张持健¹

(1.安徽师范大学 物理与电子信息学院, 安徽 芜湖 241002; 2.安徽新华学院 电子通信工程学院, 安徽 合肥 230088)

摘要: 为提高高功率传输系统的模式转换效率, 利用波纹喇叭的设计方法研究了 TE_{11} 模至 HE_{11} 模的转换器。设计了基于正弦—平行剖面以及 $\tanh$ 剖面的 2 种不同结构的模式转换器, 并利用商业软件进行仿真验证。仿真结果表明, 在 94 GHz 附近 10 GHz 的带宽范围内, 高斯度可以达到 98.6% 以上, 中心频点的高斯度达到 99.2% 以上。设计的 2 种结构中, 正弦—平行剖面具有输出束腰半径处于开口处的优点, 而 $\tanh$ 剖面具备尺寸小、相位中心固定的优点。

关键词: 波纹喇叭; 模式转换; 高斯度; HE_{11} 模; TE_{11} 模

中图分类号: TN99

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2018133

Mode converter based on corrugated horn antenna

LIU Xiaoming¹, ZHANG Fan^{*2}, GAN Lu¹, ZHANG Chijian²

(1.School of Physics and Electronic Information, Anhui Normal University, Wuhu Anhui 241002, China;

2.School of Electronic Communication Engineering, Anhui Xinhua University, Hefei Anhui 230088, China)

Abstract: The corrugated horn antenna is investigated for the application of TE_{11} to HE_{11} mode converter. Two types of structures, i.e. sin-parallel and $\tanh$ profile are designed and verified by using commercial software. It is showed that the Gaussinity is more than 98.6% over a bandwidth of 10 GHz centered at 94 GHz. The Gaussinity can reach 99.2% at the central frequency. It is also seen that the beam waist of the sin-parallel type is located at the aperture of the structure. The $\tanh$ type bears advantages of a low-profile and stable phase center.

Keywords: corrugated horn; mode converter; Gaussinity; HE_{11} mode; TE_{11} mode

高斯波束在高功率微波系统中具有广泛应用, 尤其是在高功率微波源^[1]、高性能雷达领域, 需要将微波、毫米波能量有效输出^[2]。在输出的同时, 希望将波束转换成具有良好高斯度的波束^[3-4], 通常称为高斯基模或 HE_{11} 模, 或在自由空间中称为拉盖尔模式。高斯基模的最大优点是能产生低交叉极化、低旁瓣电平的波束, 同时具有高极化纯度, 能满足高功率的辐射要求^[5-6]。但在大部分的高功率源中, 辐射波束是高次模, 如 TE_{0n} 模或 TM_{0n} 模。这些模式的输出一方面不利于电磁能量的传播, 另一方面不适合直接作为雷达天线或通信天线的输入源。波纹喇叭天线在射电天文、地球遥感系统有十分广泛的应用场景^[7-9]。喇叭天线的输入模式是 TE_{11} 模, 输出的理想模式是 HE_{11} 模^[10-12]。因此, 将波纹喇叭的设计方法应用到高功率系统的模式转换有较好的借鉴作用。

目前, 国内外有不少工作研究高功率模式变换, 如文献[3]采用内壁光滑圆波导喇叭, 利用模式匹配技术进行分析。另外, 有一些研究采用准光反射镜面的纠正方式^[4], 这种方法采用多个反射镜, 通过赋形算法对反射镜进行设计, 使得最终的出射场符合高斯分布。但这种方法的缺点在于占据的空间过大, 赋形过程缓慢, 设计的指导性不强。另外, 对于高功率发射馈源的远程应用时, 需要考虑相位中心。

因此, 本文讨论了基于波纹喇叭天线的一般流程, 给出了 2 种不同剖面的设计方案, 2 种设计方案各有优劣, 可以满足不同的应用场景。

收稿日期: 2018-06-21; 修回日期: 2018-08-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61871003); 安徽省科技攻关项目(1804a09020099); 安徽省自然基金项目(1708085QF133); 安徽省质量工程项目(2016jxtd055); 安徽新华学院校级重点建设学科项目(zdxk201702); 安徽新华学院校级研究所项目(yjs201706)

作者简介: 刘小明(1983-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为准光学技术、毫米波与太赫兹测量技术、生物电磁学。email: xiaoming.liu@ahnu.edu.cn

*通信作者: 张帆(1974-), 男, 博士/博士后, 副教授, 主要研究方向为毫米波通信、无线传感器网络、图像识别处理。email: salas0527@163.com

1 喇叭天线的基本设计原理

1.1 理论模型

波纹喇叭天线的主要工作原理是通过周期性的波纹结构改变输入场的分布,使原本非圆对称的 TE_{11} 模逐渐过渡到理想的 TE_{11} 模。输出模式的纯度受多个参数的控制,如输入输出的波导半径、波纹的深度和宽度等。波纹喇叭的结构如图 1 所示。波纹喇叭在输入出口处主要激励的是 TE_{11} 模。在圆波导与模式转换段的接口处开始设置槽形结构(波纹结构)。槽形结构的深度从 $\lambda_g/2$ (λ_g 为波导波长)逐渐过渡到 $\lambda_g/4$,该部分称为模式转换与阻抗转换区,并将激励出 TM_{11} 模。 TM_{11} 模与 TE_{11} 模相加后形成 HE_{11} 模。经过模式转换区后,波纹的深度基本稳定在 $\lambda_g/4$ 左右。并且,该部分的波纹决定了出射场的对称性和交叉极化特性。输出的口面决定了输出波束的大小,在模式转换的应用中可以用束腰大小来描述,在天线系统中用波束宽度来表示。这 2 个描述量在准光理论中存在等效变换关系,因此,本文用束腰半径来描述。最后,从模式转换部分到输出口面有一个相位转换段,其作用是将 TE_{11} 模和 TM_{11} 模的相位转换到基本相等,形成稳定的 HE_{11} 模。

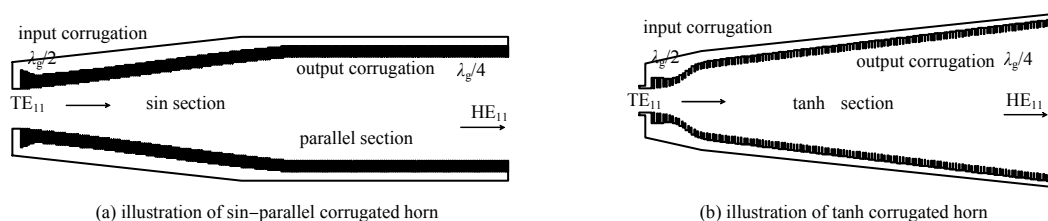


Fig.1 Illustration of the two types of structure

图 1 两种结构的结构示意图

在一般的波纹喇叭中,模式转换段与输出口面之间的部分符合某种函数的张角部分,主要有线性函数、正弦函数等。目前,有不少研究采用了新的结构^[13-14],如正弦-平行结构、tanh 函数结构。这些结构有各自的特点,可以适应不同的应用场景。本文重点讨论 2 种结构在高功率微波源模式转换中的应用,探讨新结构在这些应用中的优缺点和适应场景。

1.2 设计流程

正弦-平行结构波纹喇叭分为 2 段:一段是 sin 函数段,另一段是平行段。其中, sin 函数段可以表示为:

$$a(z) = a_i + (a_o - a_i) \left[(1-A) \frac{z}{L} + A \sin^p \left(\frac{\pi z}{2L} \right) \right], 0 \leq A \leq 1 \quad (1)$$

式中: a_i 为输入口的波导半径; a_o 为输出口面的半径; L 为 sin 函数段的长度; A 为一可调参数; p 为 sin 函数的阶数。平行段的波导半径固定为 a_o 。同时,该段的槽深也是固定的。

tanh 结构波纹喇叭可表示为:

$$a(z) = a_i + (a_o - a_i) \left[(1-A) \frac{z}{L} + \frac{A}{2} \tanh \left(\frac{B\pi z}{2L} - \pi \right) + \frac{A}{2} \right], 0 \leq A \leq 1 \quad (2)$$

式中 B 为 tanh 结构可调参数。

设计流程为:

第一步:确定中心频率。一般情况下高功率微波源的输出为窄带系统,满足 $f_{\max} \leq 1.4f_{\min}$ 的关系,此时可以取中心频率为 $f_c = \sqrt{f_{\min} f_{\max}}$ 。如果是宽带系统,满足 $1.4f_{\min} \leq f_{\max} \leq 2.4f_{\min}$ 的关系,此时可以取中心频率为 $f_c = 1.2f_{\min}$ 。

第二步:确定输入半径。输入半径的大小,取决于 2 个因素:反射系数的控制、模式的控制。很多系统要求在中心频段有 -20 dB 的反射系数,这就要求尽量多的模式能通过波导。但输出特性要求模式尽量控制在 HE_{11} 模式和 HE_{12} 模式,一些特殊的情形可以增加 HE_{13} 模式。综合考虑这些因素,以 $a_i = 3\lambda_c / 2\pi$ (λ_c 为截止波长)为一个设计的参考起点比较合适。

第三步:确定输出半径。输出半径的确定比较简单,主要与输出高斯波束的波束半径有关,同时与激发的模式有关。如图 2 所示,当激发 HE_{11} 模时,束腰与出射口面半径的最佳比例为 0.646;当激发出模式为 $HE_{11} + HE_{12}$ 时,束腰与出射口面半径的最佳比例为 0.5;当激发出模式为 $HE_{11} + HE_{12} + HE_{13}$ 时,束腰与出射口面半径的最佳比例为 0.45。

第四步:槽深及槽宽。在模式转换段,槽深为 $\lambda_g/2$,通过5~12个波纹槽逐渐变成 $\lambda_g/4$ 。但由于波导中多种模式的存在,并不严格是 $\lambda_g/4$,需要引入修正因子 κ :

$$\kappa = \exp \left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right] \quad (3)$$

式中: k_c 为波导截止波数; a_j 为第 j 个槽对应波导半径。

于是,模式转换段第 j 个槽的深度可以表示为:

$$d_j = \left[\sigma - \frac{j-1}{N_c} \left(\sigma - \frac{\kappa}{4} \right) \right] \lambda_c \quad (4)$$

式中: N_c 为模式转换段的波纹个数; σ 为0.4~0.5之间的比例系数。其他部分的槽深可近似为 $\kappa \lambda_c/4$ 。

此外,槽的周期 p 的选择原则是:宽带喇叭设置为 $\lambda_c/10$ 左右,窄带喇叭设置为 $\lambda_c/5$ 左右,而槽齿宽度取 $w=(0.7-0.9)p$ 比较合适。

第五步:长度的选择。一般保证在5~10个波长。另外,正弦—平行结构中还有平行段的长度 L_p ,为相位调整段,大概为5~8个波长左右。

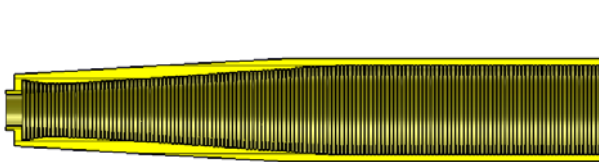
2 设计与建模参数

根据设计流程,设计了2种模式转换波纹喇叭结构,2种结构的中心频率都是94 GHz,波长为3.19 mm,目标带宽为10 GHz。具体参数如表1所示,仿真结构图如图3所示。

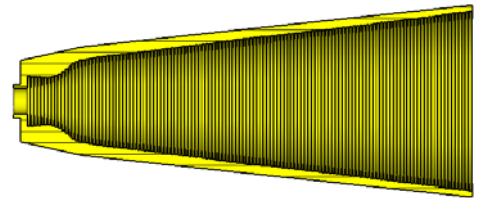
表1 波纹结构的参数表

Table1 List of the two corrugated structures

type	A	B	L/mm	L_p /mm	a_i /mm	a_o /mm	sigma	p/mm	w/mm	N_c
sin-parallel	0.45	-	30.64	36.76	1.50	6.38	0.45	0.40	0.32	6
tanh	0.23	23	51.70	-	1.50	9.57	0.45	0.40	0.32	6



(a) simulation structure of sin-parallel corrugated horn



(b) simulation structure of tanh corrugated horn

Fig.3 Simulation mode of the two designs

图3 两种结构的仿真模型图

3 仿真分析

采用CST Microwave Studio对设计的2种结构进行仿真分析^[15]。仿真的 S_{11} 参数如图4(a)所示,从仿真结果可以看出,在整个W波段, S_{11} 参数都小于-15 dB。在80 GHz以后的部分, S_{11} 参数都小于-20 dB。因此,2种设计在带宽范围内都满足反射系数小于-20 dB的要求。另外从整体来看,正弦—平行结构比tanh结构的反射系数要大。

输入输出的场分布如图4(b)所示,从图中可以看出,2种结构都能将 TE_{11} 模转换成对称性良好的 HE_{11} 模式。进一步考察波纹结构内部的场分布,如图5所示,可以观察到,对于正弦—平行结构,当电磁波进入平行段后,基本可以认为是稳定的具有平面波相位特性的波束。因此,这种结构束腰的位置可以认为是在输出口面上^[16]。另外,从图中可以看到明显的沿喇叭外壁的后向传播的能量,只是表面波传播特性,造成了这种结构的反射系数要大一些。

对于tanh结构,由于相位转换段是张口形式,因此在输出口面处形成的是类似球面波的场分布。其相位中心根据经验公式,位于喇叭内部且离输出口面的距离为:

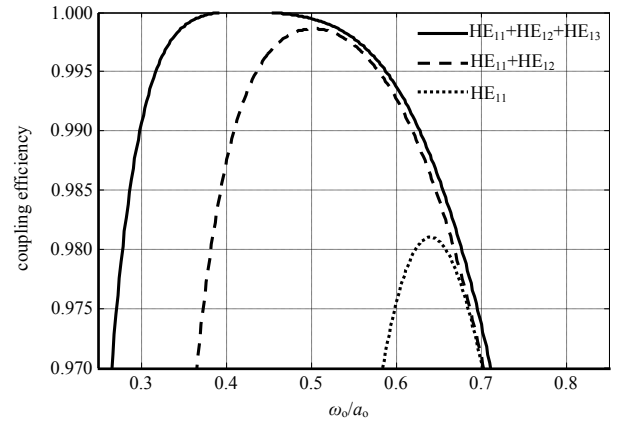


Fig.2 Coupling efficiency of the stimulated modes

图2 激发模式与高斯基模的耦合系数

$$L_p = \left\{ 1 - \exp \left[-4.8 \left(k_c a_0^2 / 4\pi L \right)^2 \right] \right\} L \quad (5)$$

将表 1 中的参数代入式(5),可以得到, $L_p \approx L$ 。实际上,在大部分情况下都能满足该条件,亦即其相位中心处于结构模式转换段输入入口面处。束腰的位置比较复杂,涉及到多模工作,束腰与波束半径的关系不能用简单的公式表示。但通过波纹喇叭内部的场分布,可以判断出束腰的位置。判断的规则为:偏离束腰后相位面逐渐形成球面波面。对于本例,束腰位置位于所标示的白线处。

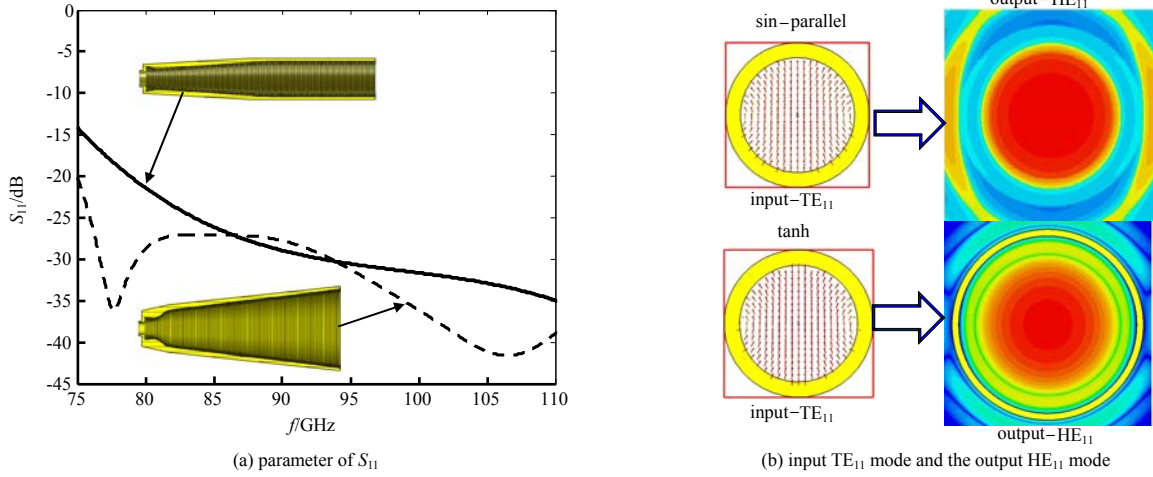


Fig.4 Simulation results of the two designs, S_{11} parameter and input-output conversion

图 4 两种设计的仿真结果, S_{11} 参数和输入输出转换

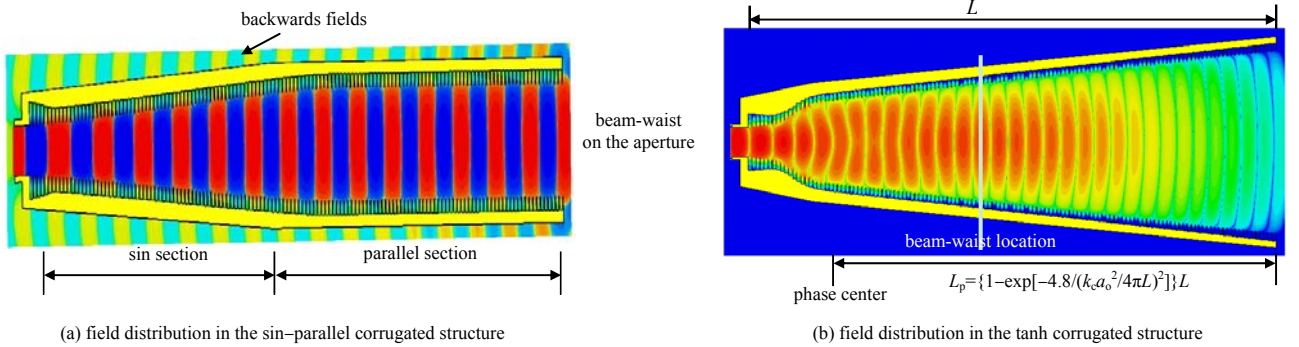


Fig.5 Field distribution in the corrugated structure

图 5 波纹结构内部的场分布

关于出射场的高斯度,对于圆波导,用 TE 模和 TM 模描述比较方便,在波纹结构中用 HE 模和 EH 模描述比较合适。而出射场处于波导和自由空间之间,用拉盖尔模式描述比较方便。拉盖尔基模就是高斯基模。输出场 $E(r, \varphi)$ 与 $L_{00}(r)$ 的耦合系数为:

$$c_m = \frac{\iint E(r, \varphi) L_{00}(r) r dr d\varphi}{\iint L_{00}(r) L_{00}^*(r) r dr d\varphi} \quad (6)$$

考虑到反射系数,整个结构的转换效率可以表示为 $\eta = (1 - \Gamma^2) c_m$ 。其中, Γ 为输入入口处的反射系数。

图 6 的转换效率包含了反射系数。从计算结果来看,关键频段的转换效率超过了 98%, 最高为 99.2%, 整个频段的效率都在 95.5% 以上。除正弦-平行结构在 75 GHz 时的效率为 95.7% 之外,其他频点都在 97% 以上。而在 80~105 GHz 区间,转换效率都在 98% 以上。

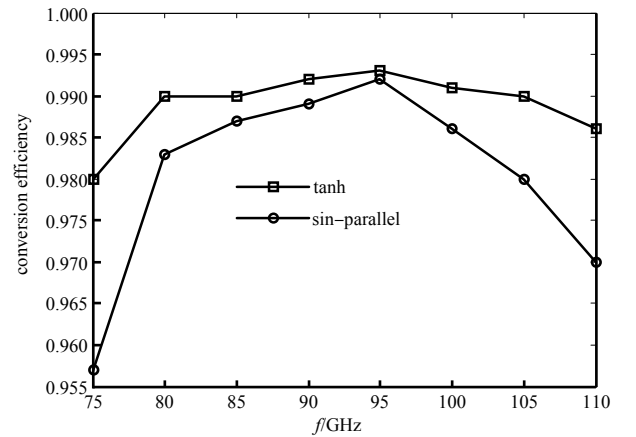


Fig.6 Conversion efficiency of the two types of structure

图 6 两种结构的转换效率

4 结论

本文采用波纹喇叭天线结构设计了2种模式转换器,即正弦—平行型和 $\tanh$ 型。给出了详细的设计步骤和设计理论,设计过程清晰,操作方便。设计结果表明,正弦—平行型产生的高斯基模的束腰位置位于出射口面处,适合于近场传输的应用;而 $\tanh$ 型的相位中心是确定的,位于圆波导的输入口,适合于大口径雷达天线的应用。相比之下,正弦—平行型的整体反射系数要大一些,主要是由于在口面处会有部分回波产生。2种结构的转换效率在带宽范围内都能达到98.6%以上,最高能达到99.2%,主要频段转换效率优于98%。本文的研究结果提供了一种标准式的设计流程,可为各类模式转换应用提供参考。

参考文献:

- [1] 彭升人,舒挺,袁成卫,等. 高功率微波 TM_{0n} 混合模式转换方法[J]. 强激光与粒子束, 2016,28(12):123001-1-4. (PENG Shengren, SHU Ting, YUAN Chengwei, et al. Investigation on purification of high-power TM_{0n} mixed modes[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016,28(12):123001-1-4.) DOI:10.11884/HPLPB201628.160459.
- [2] THUMM M, KASPAREK W. Passive high-power microwave components[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2002, 30(3):755-786. DOI:10.1109/TPS.2002.801653.
- [3] 姜利辉,李浩,吴泽威. 94 GHz的 TE_{11} - HE_{11} 模式变换器设计[J]. 强激光与粒子束, 2014,26(6):063009-1-4. (JIANG Lihui, LI Hao, WU Zewei. Design of 94 GHz TE_{11} - HE_{11} mode converter[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014,26(6):063009-1-4.) DOI:10.11884/HPLPB201426.063009.
- [4] WANG Hai, LU Zejian, LIU Xiaoming, et al. Investigations on shaped mirror systems in quasi-optical mode converters based on irradiance moments method[J]. International Journal of Antennas and Propagations, 2016(9):1-13. DOI:10.1155/2016/8043042.
- [5] MCKAY J E, ROBERTSON D A, CRUICKSHANK P A S, et al. Compact wideband corrugated feedhorns with ultra-low sidelobes for very high performance antennas and quasi-optical systems[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2013,61(4):1714-1721. DOI:10.1109/TAP.2013.2243097.
- [6] GOLDSMITH P F. Quasioptical system—Gaussian beam quasioptical propagation and applications[M]. New York:IEEE Press, 1998.
- [7] RUDOLF H, CARTER M, BARYSHEV A. The ALMA front end optics—system aspects and European measurement results[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007,55(11):2966-2973. DOI:10.1109/TAP.2007.908556.
- [8] TENIENTE J, GONZALO R, RIO C. Low sidelobe corrugated horn antennas for radio telescopes to maximize G/Ts[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011,59(6):1886-1893. DOI:10.1109/TAP.2011.2128293.
- [9] FOX S, LEE C, MOYNA B, et al. ISMAR: an airborne submillimetre radiometer[J]. Atmospheric Measurement Techniques, 2017,10(2):477-490. DOI:10.5194/amt-10-477-2017.
- [10] CLARRICOATS P J B, RAHMAT-SAMII Y, WAIT J R. Microwave horns and feeds[M]. New York:IEEE Press, 1994.
- [11] CLARRICOATS P J B, OLIVER A D. Corrugated horns for microwave antennas[M]. London:Peter Eregrius, 1984.
- [12] GRANET C, JAMES G L. Design of corrugated horns: a primer[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2005,47(2):76-84. DOI:10.1109/MAP.2005.1487785.
- [13] MCKAY J E, ROBERTSON D A, SPEIRS P J, et al. Compact corrugated feedhorns with high Gaussian coupling efficiency and -60 dB sidelobes[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2016,64(6):2518-2522. DOI:10.1109/TAP.2016.2543799.
- [14] 王小丁,王丽. Ku波段 TE_{11} - HE_{11} 光壁模式变换器设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014,12(4):563-566. (WANG Xiaoding, WANG Li. Design of a Ku-band TE_{11} - HE_{11} smooth-walled converter[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2014,12(4):563-566.) DOI:10.11805/TKYDA201404.0563.
- [15] CST Microwave Studio: Computer Simulation Technology AG[CP/OL]. (2018-06). <http://www.cst.com>.
- [16] WYLDE R J, MARTING D H. Gaussian beam-mode analysis and phase-centers of corrugated feed horns[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1993,41(10):1691-1699. DOI:10.1109/22.247912.