

宽带脊波导到同轴转换器的研制

周 杨, 李 恩, 郭高凤, 杨 涛

(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

【摘要】介绍了一种新型后馈式宽带脊波导到同轴转换接头的分析设计方法, 该方法采用模式转换和阻抗匹配的思想, 通过切比雪夫型阶梯阻抗匹配枝节实现高低阻抗之间的过渡, 并在脊波导和同轴线之间添加模式变换段改进接头的性能。详细分析了设计原理, 给出了设计步骤, 并用全波仿真软件进行了仿真验证。按照该方法设计并制作的650双脊波导到同轴宽带转换器, 经测试在6.5~18 GHz的频率范围内性能良好, 其技术性能指标优于已知的同类产品。

关键词 波导-同轴转换器; 阻抗匹配; 模式转换; 宽带

中图分类号 TN61

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.06.005

Design of Wideband Transition from Double-Ridge Waveguide to Coaxial Line

ZHOU Yang, LI En, GUO Gao-feng, and YANG Tao

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract A new method to design wideband transition from double-ridge waveguide to coaxial line is introduced in this investigation. The proposed design of the transition is based on the theory of mode conversion and impedance matching. The Chebyshev type of impedance matching network is employed, a new mode converter structure between the coaxial line and the ridge waveguide has been used for design. The characteristics of the transition in microwave frequencies are analyzed and simulated by full-wave analysis software. According to this ideal, a couple of transitions have been finished. The predicted superduper performance has been confirmed experimentally in the range of 6.5~18 GHz.

Key words coaxial to waveguide transition; impedance matching; mode conversion; wideband

波导-同轴转换器是一种使用广泛的无源微波转接器件, 是雷达系统、精密制导系统、电子对抗系统以及测试设备中不可缺少的一部分。随着电子系统的工作频率范围越来越宽, 对转换接头的带宽也提出了更高的要求。脊波导相对于矩形波导有更宽的频率使用范围, 更适合用于各种宽带系统中, 所以对脊波导-同轴转换器的研究与设计有着重要的现实意义。

1 转换接头基本结构

现在广泛采用的波导-同轴转换器为直插式, 其结构如图1a所示。同轴线内导体垂直插入波导宽边, 可以等效为一个天线在波导中激励起电磁场, 波导的一端短路, 所以能量就只能朝一个方向传播。直插式设计的分析方法主要是模式匹配思想^[1-3]。有时为了更好地匹配, 探针头部需有渐变, 但是当

探针形状不规则时, 其表面电流分布很难准确求得, 因此理论计算比较困难。另外, 由于其同轴接头与波导成90°夹角, 在有些级联系统中连接不方便。当传输功率较大时, 探针顶部还容易发生击穿^[4]。

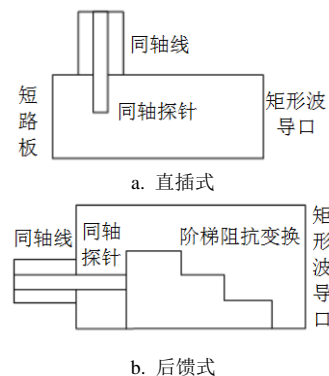


图1 波导-同轴转换器的2种结构

本文设计采用另外一种后馈式结构, 其同轴线与波导处于同一轴线上。有一种7.5~18 GHz的后馈

式转换接头^[5],但是其中间部分通过微带线进行转换,需要进行焊接,加工一致性不容易控制。本文采用文献[6]提供的后馈式结构,如图1b所示。同轴线内导体与波导下脊相连,可以避免微波大气击穿和提高散热速度,因此,可增加该后馈式结构的功率容量。

2 设计原理分析

设计时需要分析的两个主要方面是:1)实现低阻抗的同轴线与高阻抗的波导之间的阻抗匹配;2)实现同轴线中的TEM模到波导中的TE模的模式转换。阻抗变换由波导中的阶梯阻抗变换枝节实现,模式转换则由同轴线与波导之间的过渡结构实现。

首先考虑阶梯阻抗变换部分。在本文的设计中,转换器的其中一个端口为标准的50 Ω的N型同轴接头,另一个端口为非50 Ω的脊波导。对于波导这种非TEM波传输线,阻抗这一重要的物理量未得到严格的定义和唯一的确定。若在波导系统中解决阻抗匹配,只要对同一个阻抗匹配问题选定同一种定义求阻抗比即可。但对于不同的传输线系统间的阻抗匹配问题,便要确定采用哪一种定义更合适。对于波导而言,有由电压与功率比定义的特性阻抗 $Z_{P,V}$ 、由电压与电流比定义的特性阻抗 $Z_{V,I}$ 和由功率与电流比定义的特性阻抗 $Z_{P,I}$ 。电压定义的特性阻抗与电压积分线的选取有关,对于转换接头横截面变化较大的结构,其各个部分的电压积分线的选取无法统一规范,所以脊波导特性阻抗采用功率与电流比定义的特性阻抗 $Z_{P,I}$ 。

在设计时还应考虑波导的特性阻抗与频率有关。在任意频率下的特性阻抗可用频率无限大时的特性阻抗和波导波长表示为^[7-8]:

$$Z(\omega) = Z(\infty) \frac{\lambda_g}{\lambda_c} = \frac{Z(\infty)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (1)$$

式中, $Z(\infty)$ 为频率无限大时的波导特性阻抗; λ_0 为自由空间波长; λ_c 为波导的截止波长; λ_g 为该频率下波导中的工作波长。

由电压与电流之比定义的特性阻抗为:

$$Z_{V,I} = \frac{V}{I} \quad (2)$$

由电压与功率比定义的特性阻抗为:

$$Z_{P,V} = \frac{V^2}{2P_I} \quad (3)$$

式中, V 为脊波导横断面脊的中心线上的电压; P_I

为脊波导传输的功率。功率与电流之比定义的特性阻抗为:

$$Z_{P,I} = \frac{2P_I}{I^2} = \frac{Z_{V,I}^2}{Z_{P,V}} \quad (4)$$

根据参考文献[7],在双脊矩形波导无穷大频率下, $Z_{V,I}$ 和 $Z_{P,V}$ 分别为:

$$Z_{V,I}(\infty) = \frac{\pi\eta_0 \left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{d}{b}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right)}{\sin\theta_2 + \left(\frac{b}{d}\right)\left[\frac{B}{Y_{01}} + \tan\frac{\theta_1}{2}\right]\cos\theta_2} \quad (5)$$

$$Z_{P,V}(\infty) = \frac{\pi\eta_0 \left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{d}{b}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right)}{\left\{ \left(\frac{d}{b}\right)\left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{2a}{\lambda_c}\right) \operatorname{Incosec}\left(\frac{\pi d}{2b}\right) \cos^2\theta_2 + \frac{\theta_2}{2} \right.} \\ \left. + \frac{\sin 2\theta_2}{4} + \left(\frac{d}{b}\right)\left(\frac{\cos\theta_2}{\sin\theta_1}\right)^2 \left[\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin 2\theta_2}{4}\right] \right\}} \quad (6)$$

式中, a 和 b 分别为双脊波导的宽边和窄边; s 为脊宽; d 为脊缝高度。

特性导纳分别为:

$$Y_{01} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{d}\right)$$

$$Y_{02} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{b}\right)$$

中间变量分别为:

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_c} = \pi\left(1 - \frac{s}{a}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_c} = \pi\left(\frac{s}{a}\right)\left(\frac{a}{\lambda_c}\right)$$

$$B = Y_{01} \cot\theta_1 - Y_{02} \tan\theta_2;$$

由式(1)~(6)可计算出650脊波导在不同定义下的特性阻抗的频响曲线,如图2所示。

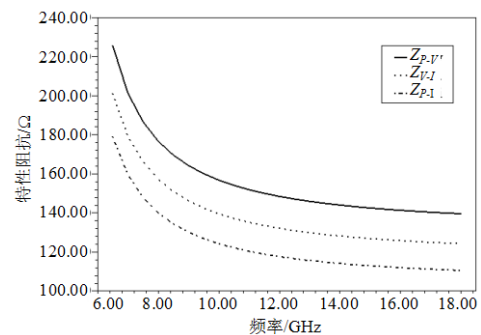


图2 设计的双脊波导不同定义下的阻抗的频率响应曲线
可以看出,频率高端特性阻抗值较低且变化缓慢,而频率低端阻抗值高且变化较大,则在同样变

换节数情况下, 高端比低端更容易实现匹配。所以, 为了能在整个频段内达到设计指标, 应选择低频端特性阻抗进行匹配设计。采用契比雪夫型阻抗变换器, 由 $Z_0=50\ \Omega$, $Z_{n+1}=179\ \Omega$, 综合考虑阶梯过渡段总长度和驻波系数两个参量, 最终选定匹配枝节为3节, 得到 $Z_1=139.5\ \Omega$, $Z_2=94.9\ \Omega$, $Z_3=64.5\ \Omega$, 由特性阻抗就可以计算出各级脊波导的脊高, 如表1所示。每一节特性阻抗随频率变化的曲线如图3所示。可见, 当低频端匹配设计良好时, 高频端的匹配效果更好。

表1 各阶梯变换段脊波导的尺寸及特性阻抗

特性阻抗/ Ω	变换段的下脊高度/mm
139.5	3.26
94.9	3.87
64.5	4.37

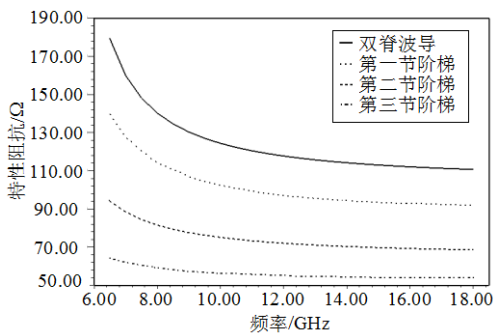


图3 各段波导特性阻抗的频响曲线

经过HFSS仿真发现, 如果采用图1b的结构, 同轴线内导体伸出, 直接连接到脊波导的一个脊端面上, 其在宽带里的特性是不理想的。经过分析, 认为出现这种情况的原因是同轴线与脊波导这两种结构的差异比较大, 电磁波能量不能够匹配地从同轴线过渡到脊波导的双脊之间, 以至在两种结构的连接处出现了较大的反射。

为了解决上述问题, 通过反复实验, 在同轴线和脊波导之间设计了两部分模式变换段, 如图4所示。其中, 屏蔽平板线前半部分是圆形内导体, 后半部分是矩形内导体, 之后紧接着的部分是一段单脊方同轴线。因两部分模式变换段都是TEM波传输线, 能更好地进行模式转换, 使电磁场能量能更加匹配地从同轴线过渡到脊波导中。在同轴线中, 电场与 ϕ 方向无关, 均匀分布在同轴线截面内。在屏蔽平板线部分, 电场被集中到了内导体和上下板之间。在入单脊方同轴线内, 电场被进一步集中到内导体和上脊之间。因此, 主要的电场能量就能够从同轴线中逐渐过渡到双脊波导的两脊之间。

为了验证该设计思想, 可在HFSS中建立如图4

所示的仿真模型。其中平板线和方同轴线的特性阻抗都选为 $50\ \Omega$, 尺寸由文献[9-12]中的方法确定。由于平板线和方同轴线同时起着模式转换和阻抗匹配的双重作用, 所以其尺寸(主要是长度、特性阻抗、内导体与脊之间的缝隙高度)设计相当关键。可先通过理论计算得到一个初始尺寸, 然后微调以使匹配达到最优, 最终得到仿真结果, 如图5所示。可见, 在650脊波导的整个工作频段内驻波小于1.4。

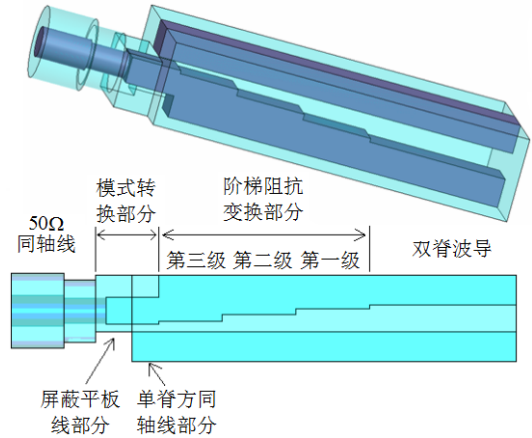


图4 本文设计的结构示意图

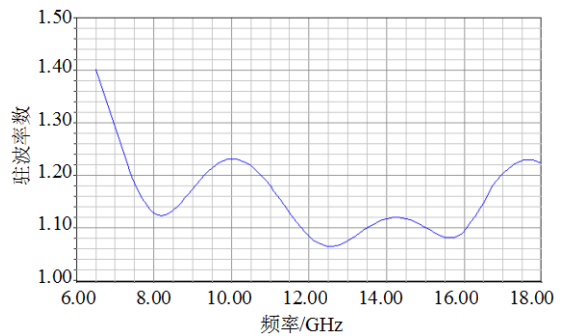


图5 VSWR仿真结果

3 测试结果

根据仿真得到的尺寸, 用黄铜加工制作了转换接头, 如图6所示。输入端为标准N型接头, 输出端为650脊波导, 整个转换接头的长度为52 mm。



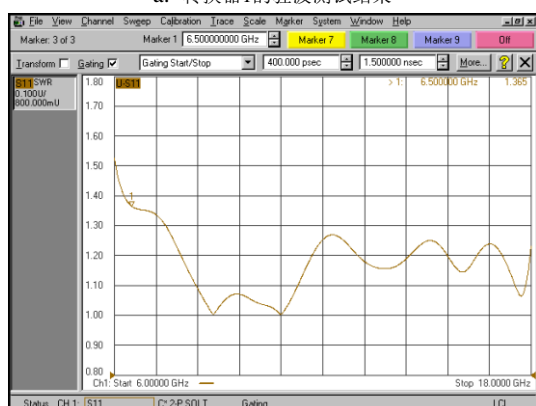
图6 加工的转换接头实物图

对加工好的转换接头进行测试, 采用矢网的时域功能可以得到单个转换接头的特性曲线。转换接头驻波测试结果如图7所示。可以看出, 整个频段内每个转换接头的驻波特性良好, 最差点出现在6.5 GHz处,

但都在1.4以下,与仿真结果吻合较好。插损的测试结果如图8所示,两个转换头对连后 S_{21} 在-1.21 dB以上,所有指标都优于文献[5]中的结果。



a. 转换器1的驻波测试结果



b. 转换器2的驻波测试结果

图7 脊波导到同轴线转换器VSWR测试结果

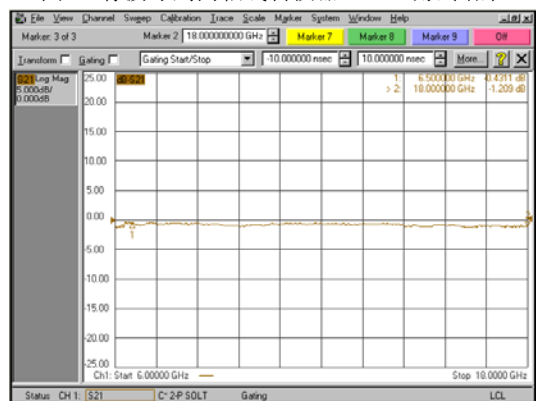


图8 脊波导到同轴线转换器 S_{21} 测试结果

4 结论

本文介绍了一种用模式转换和阻抗匹配思想设计波导到同轴线转换接头的方法,仿真数据和测试结果都表明该方法思路正确,实际可行。所制作的4个转换接头,经测试都达到了理想的效果,说明该设计方法重复性好,成品率高。目前,在国内还没有见到相同结构的转换接头,在同频率范围的同类

产品中,该产品的微波性能处于领先地位。

参 考 文 献

- [1] BIALKOWSKI E. Analysis of a Coaxial-to-waveguide adaptor including a discended probe and a tuning post[J]. IEEE Trans MTT, 1995, 43(2): 344-349.
- [2] KEAM R B, WILLIAMSON A G. Broadband design of coaxial line/rectangular waveguide probe transition[J]. IEE Proc Antennas and Propagation. 1994, 141(1): 53-58.
- [3] 何鑫, 焦永昌, 唐家明. 同轴探针对称激励矩形波导模式谱图研究[J]. 空间电子技术, 2007, (4): 63-68.
HE Xin, JIAO Yong-chang, TANG Jia-ming. Study on mode-spectrogram of modes excited by coaxial-line probe on center in rectangular waveguide[J]. Space Electronic Technology, 2007, (4): 63-68.
- [4] 刘长军, 闫丽萍, 徐兰. 一种波导同轴转换器特性的数值模拟[J]. 四川大学学报(自然科学版), 2006, 43(5): 1027-1030.
LIU Chang-jun, YAN Li-ping, XU Lan. Numerical simulation on a waveguide to coaxial line transformer[J]. Journal of Sichuan University (Natural Science Edition), 2006, 43(5): 1027-1030.
- [5] 林泽祥. 后馈式宽带同轴-波导转换器[J]. 电子对抗技术, 1994, 4(4): 17-21.
LIN Zhe-xiang. Back feed Coaxial-to-waveguide transition[J]. Electronic Warfare Technology, 1994, 4(4): 17-21.
- [6] LEVY R, HENDRICK L W. Analysis and synthesis of in-line coaxial-to-waveguide adapters[C]//IEEE MTT-S. International Microwave Symposium Digest. Seattle, WA, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2002: 809-811.
- [7] HOPFER S. The design of ridged waveguide, IRE trans[J]. Microwave Theorytech, 1955, MTT-3: 20-29.
- [8] 王萍. 脊波导各种参数的计算[J]. 火控雷达技术, 2004, 33(9): 50-55
WANG Ping. The parameter calculation for ridge waveguide[J]. Fire Control Radar Technology, 2004, 33(9): 50-55.
- [9] TIAN Yu-bo, ZHANG Bing, WANG Xin. Numerical method for solving characteristic parameters of square Coaxial line[C]//2007 IEEE Antennas and Propagation International Symposium. Honolulu, HI, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2007: 73-76.
- [10] SARHAN M M, MATTHEW N O. Sadiku. analysis of rectangular Coaxial lines[C]//2007 IEEE Region 5 Technical Conference. Fayetteville, AR, United States: Inst of Elec and Elec Eng, 2007: 322-325.
- [11] GARB K, KASTNER R. Characteristic impedance of a rectangular double-ridged TEM line[J]. IEEE Trans MTT, 1997, 45(4): 554-557.
- [12] RIBLET H J. The exact dimensions of a family of rectangular coaxial lines with given impedance[J]. IEEE Trans MTT, 1972, 20(8): 538-541.

编辑 税红