

Ka频段矩形波导——微带转换结构

许志涛, 徐 军, 王茂琰, 郑春容, 姜利辉, 王 弋

(电子科技大学物理电子学院 成都 610054)

【摘要】提出了一种波导到微带过渡结构的同轴探针过渡。该结构具有结构紧凑、频带宽、密封性好等优点,可以满足实际工程中对矩形波导输入输出不同极化方向的要求,其波导输出端口以同轴探针为中心任意角度旋转,为射频系统工程师提供更灵活的设计方案。利用Advanced Design System(ADS)对提取电路进行了电路仿真,并与CST Microwave Studio(CST)场仿真结果进行了对比,证明了电路提取的正确性。设计加工了一对背靠背的电路进行测试,在28.8~40 GHz频段内插入损耗小于2.28 dB,回波损耗大于7.8 dB。

关键词 同轴探针; 不同极化方向; Ka频段; 波导-微带转换

中图分类号 TN81

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.05.008

Novel Ka-Band Waveguide —— Microstrip Transition Structure

XU Zhi-tao, XU Jun, WANG Mao-yan, ZHENG Chun-rong, JIANG Li-hui, and WANG Yi

(School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, a novel structure of waveguide-to-microstrip transition is proposed. This structure is based on coaxial probe. It has the advantages of compact, wide band, and good sealing. It offers different polarization directions which meets the need of engineering applications. The output port of the waveguide can be rotated at any angle around the coaxial probe. It provides more flexible design plans for radio frequency (RF) system engineers. The comparison of the advanced design system circuit simulation results and CST Microwave studio field simulate results proves that the circuits extracted is corrected. A back-to-back transition is designed, fabricated and measured. The insertion loss and return loss of the back-to-back transition are respectively below 2.28 dB and above 7.8 dB from 28.8 GHz to 40 GHz.

Key words coaxial probe; different polarization directions; Ka-band; waveguide-microstrip transition

随着微波毫米波技术的发展,微波单片集成电路越来越多地应用于微波毫米波系统中,其具有体积小、可靠性高、便于大规模制作等优点。在毫米波单片集成电路中广泛使用的传输线形式是微带线,而目前大多数的毫米波传输以及测试系统都是采用标准的矩形波导作为其输入输出接口。因此,如何有效地实现矩形波导到微带的传输方式转换为毫米波工程应用研究中一个有价值的课题。

目前矩形波导与微带、悬置微带间的过渡转换结构主要有阶梯脊波导过渡^[1-2]、对脊鳍线过渡^[3-5]、耦合探针过渡^[6-7]。这些过渡结构都可以在10%~20%的带宽内获得良好的过渡效果(S_{11} 可以小于-15 dB)。其中脊波导过渡加工复杂,且装配公差要求严格,脊与微带电路之间的接触点对整个过渡电路的性能影响很大,过松会影响电路性能,过紧则损坏微带电路,可重复性差,且拆装不方便。对脊

鳍线过渡中由于鳍线存在各种模式,很难抑制所有不需要的反馈,并且在截止频率下输入输出鳍线提供一个纯电抗源阻抗或负载阻抗,这会使有源器件处于不稳定区域,容易出现自激振荡。常见的耦合探针过渡是微带探针耦合,这种方式插入损耗低,回波损耗高,频带宽,结构紧凑,但是由于要在波导的边壁上开口以插入微带探针,造成这种过渡方式的密封性较差。

为了弥补微带探针过渡密封性差的缺点,本文基于同轴到波导的探针过渡模型,提出了一种微带到波导的同轴探针过渡结构,该方式除了具有微带探针过渡的优点外,还具有良好的密封性;并且该结构波导的极化方向除了可以实现对脊鳍线过渡、脊波导过渡、微带探针过渡一样的功能外,还可以根据工程需要在360°的范围内任意旋转,极大地增加了工程设计和实际应用的灵活性。此外,与传统

收稿日期: 2011-07-21; 修回日期: 2013-01-15

基金项目: 国家自然科学基金(61001027); 中央高校基本科研业务费专项基金(ZYGX2010J046)

作者简介: 许志涛(1985-),男,博士生,主要从事微波、毫米波电路与系统方面的研究。

过渡电路的尺寸相比, 该过渡结构尺寸可以明显减小。

1 结构及理论分析

微带-波导转换中有3种微带与波导输出端口之间的相对位置关系, 如图1所示。通常情况下, 1端口的输出方式适合采用微带探针的过渡方式, 2端口的输出方式适合采用对脊鳍线的过渡方式, 3端口的输出方式则适合采用脊波导的过渡方式。上述3种过渡方式都只能针对某一种波导极化方向获得较好的转换效果, 很难用一种过渡结构实现3种不同的极化方向。本文采用同轴过渡结构, 利用同轴探针激励矩形波导中的场, 就可实现矩形波导不同方向的极化。

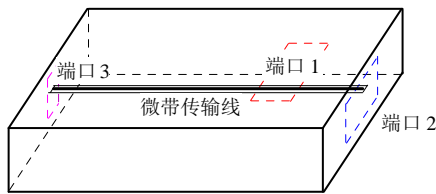


图1 微带与波导输出端口相对位置关系

1.1 结构分析

本文提出的矩形波导-微带过渡结构如图2所示。该结构主要由微带、同轴、波导3部分构成。其中波导中分别插入有同轴探针和两个调谐螺钉。同轴探针激励起波导中的场, 调谐螺钉调节波导与同轴之间阻抗匹配, 同时也可弥补一些由于加工精度而引起的误差。

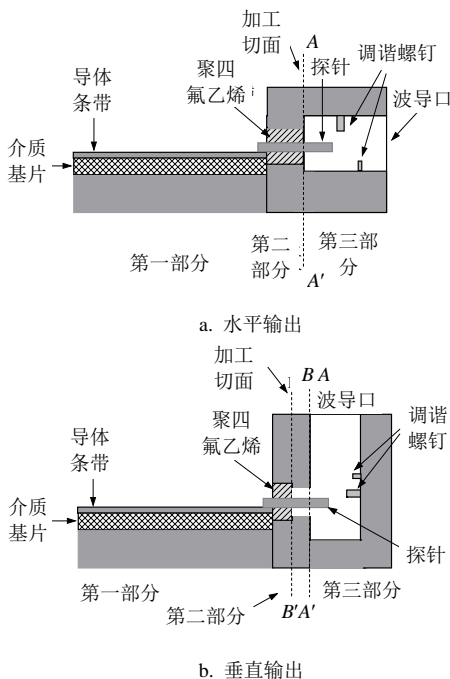


图2 波导-微带过渡结构图

如图2a所示, 从波导尾部插入同轴探针, 加工时在同轴与波导相连部分剪切(A-A'), 方便加工及装配。对于垂直输出则不能像图2a中那样加工剪切面也选择在A-A', 这样会破坏波导的侧边, 从而破坏导体的电流分布。因此引入一段空气介质的同轴, 同时将加工剪切面向左侧偏移一定的距离, 将加工切面选在B-B', 如图2b所示。

1.2 理论分析

微带线中传输的模式为准TEM波, 同轴线传输的是TEM波, 而波导中传输的主模式为TE₁₀波, 因此, 从微带到波导之间的连接转换其传输模式的不同以及阻抗的不连续性问题, 极易引起反射, 造成电磁波的能量不能有效地传输。因此本文研究的重点是如何实现着3种不同传输线之间的模式转换以及阻抗匹配。

波导到同轴的转换最常见的方式是同轴探针, 其结构如图3所示, 同轴线的内导体与矩形波导的边壁连在一起, 内导体延伸部分(探针)插入到波导中, 形成一个小辐射天线, 在波导中激励出TE₁₀模式的电磁波。

如图3所示, 探针伸入波导中的距离为h, 为使电磁波尽可能向一个方向传播, 在左侧距离探针l处放置短路活塞, 通过调节l和h就可以使同轴线中的功率完全耦合到波导内。

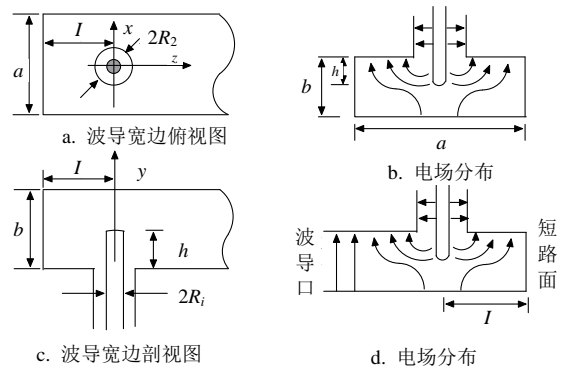


图3 同轴探针伸入波导结构示意图及场分布

可以将探针等效为一个小天线, 为分析简单, 假设同轴天线所激励的高级波型可以忽略不计, 这样开口处只有同轴线中入射和反射的主模TEM波, 便可以得到开口处的电磁场。令输入阻抗为R+jX, 采用积分的方法, 得出其输入阻抗的实部和虚部^[8]分别为:

$$R_{10} = \frac{2Z_0}{ab\beta_0 k_0} \sin^2 \beta_{10} l \tan^2 k_0 \frac{d}{2}$$

$$X_{10} = \frac{Z_0}{ab\beta_{10}k_0} \sin 2\beta_{10}l \tan^2 k_0 \frac{d}{2}$$

$$\beta_{10} = \sqrt{(\pi/a)^2 - k_0^2}$$

式中, Z_0 为同轴线的特性阻抗; d 为探针长度; l 为短路面位置; a 、 b 为波导口的长宽。通过选取适当的探针长度和短路面的位置,就可使天线的辐射电阻 R 等于同轴线的特性阻抗,并调节 X_{10} 以抵消各高级衰落波型所贡献的输入电抗,就可使全部入射功率耦合到波导内。但是天线和短路活塞之间的驻波所形成的电感性电抗不够抵消探针所具有的电容性电抗,因此需要加入调谐螺钉的辅助。

对于微带,同轴线以及波导已经有可用的公式计算其特性阻抗,而对于调谐螺钉尚无可用的计算公式,但根据工程经验可知,调谐螺钉提供的电纳与该调谐螺钉的直径、插入深度与螺钉位置有关^[9-10],通过选取适当的直径、插入深度、位置等可以获得所需要的电抗。

2 仿真

根据理论分析得到的初步模型如图4所示。

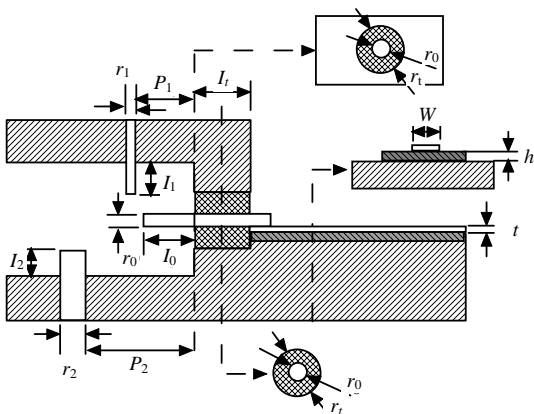
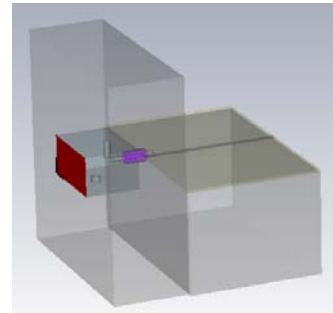


图4 波导-微带过渡结构图

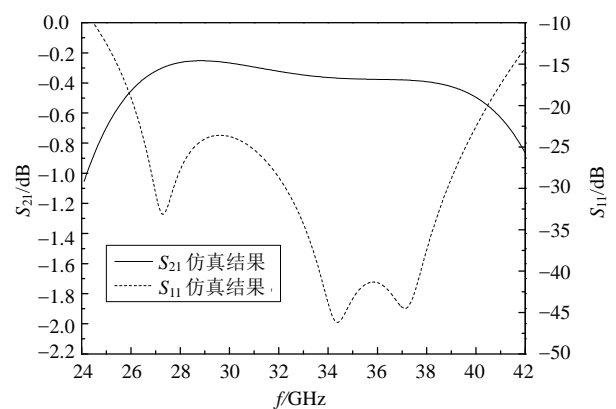
波导选用BJ-320/WR-28, $r_0=0.38$ mm为同轴探针的直径, $r_1=1.16$ mm为同轴外导体直径, $l_0=1.3$ mm为探针插入波导深度, $l_i=1$ mm为同轴段长度, $p_1=1.58$ mm, $r_1=0.7$ mm, $l_1=1.5$ mm分别为调谐螺钉1的位置;直径和插入波导中的深度, $p_2=2.7$ mm, $r_2=1$ mm, $l_2=0.5$ mm分别为调谐螺钉2的位置,直径和插入波导中的深度, $w=0.76$ mm, $t=0.02$ mm为微带金属条带的宽度和厚度, $h=0.254$ mm为介质基片的厚度。(本文对介质基片选用Rogers RT/duriod5880,介电常数为2.2,损耗角正切为0.0009;波导及微带均选用铜。)

2.1 场仿真

场仿真采用CST,模型及仿真结果如图5所示。在仿真中为了更好地模拟现实,选用了有耗的材料来建模。



a. CST仿真模型



b. CST仿真结果

图5 波导-微带过渡结构图

2.2 路仿真

图6给出了本文过渡结构的等效电路,在ADS中的模型如图7a所示。从右向左先是一段标准微带线等效为理想传输线 TL_5 ,接着是一段插入矩形波导紧贴微带的销钉等效为并联的电容 C_4 和电感 L_2 ,聚四氟乙烯填充的同轴线等效为理想传输线 TL_4 ,紧挨同轴线的是一段内圆外矩的同轴线等效为理想传输线 TL_3 ,两段同轴的阶梯等效为一个并联的电容 C_3 ,插入较深的销钉等效为并联电感 L_1 和电容 C_2 ,插入较浅的销钉等效为一个并联电容 C_1 ,两销钉之间的矩形波导等效为理想传输线 TL_2 ,销钉与内圆外矩同轴线的作用可等效为理想的变压器 TF_1 。

通过对比图5b与图7b,场仿真软件和路仿真软件得到的结果基本吻合,存在的偏差主要是因为ADS等效电路是在某一频率点进行等效,而等效电路中电容和电感与频率相关,所以只能在等效变换的频率点获得较好的匹配。在整个频带存在一定的差异,且ADS中使用了理想传输线相对CST中有耗模型场仿真插损小,但从二者的仿真曲线中依然可

以证明, 提取的电路是正确的。

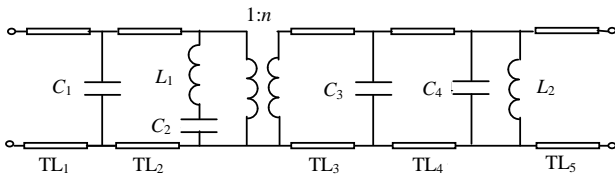
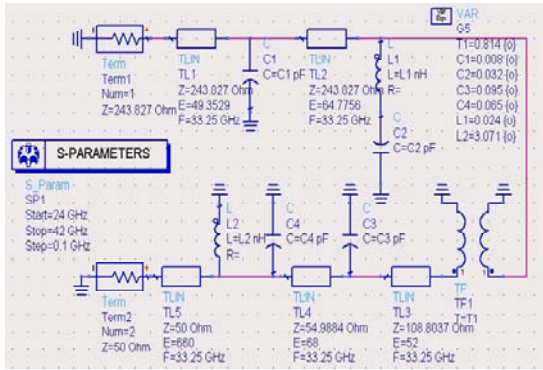
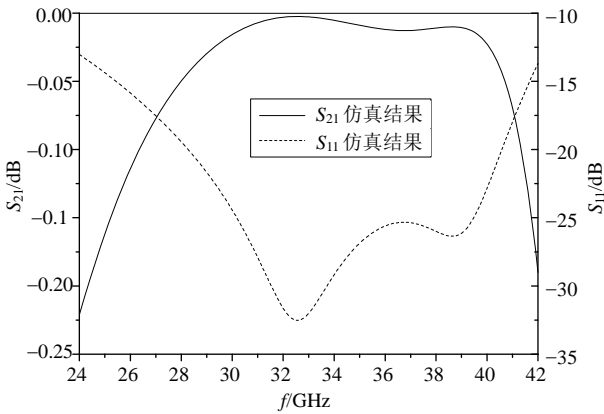


图6 矩形波导-同轴探针-微带过渡等效电路



a. ADS仿真原理图

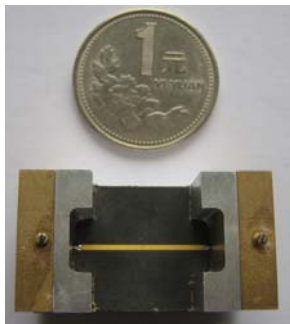


b. ADS仿真结果

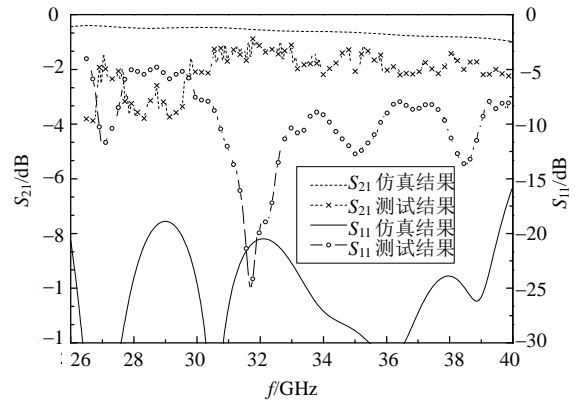
图7 波导-微带过渡结构图

3 加工及测试结果

为了便于测试, 本文在原有单个过渡的基础上设计了背靠背波导-微带过渡, 背靠背过渡的电路图如图8a所示, 波导口水平输出(图1中端口2), 微带长度为20.8 mm。



a. 背靠背波导-微带过渡电路图



b. 背靠背波导-微带过渡仿真及测试结果

图8 背靠背波导-微带过渡加工及仿真测试结果

图8b给出了背靠背波导-微带过渡的仿真及测试结果, 在整个Ka频段插入损耗小于3.88 dB, 回波损耗大约4.5 dB, 其中在28.8~40 GHz中插入损耗小于2.28 dB, 回波损耗大于7.8 dB, 可估算的在此频段内单个过渡的插入损耗为1.14 dB左右, 可以满足实际工程引用要求。在26~28.8 GHz频段内仿真和测试结果相差较大, 造成这一现象的主要原因是介质基片的粘接精度及同轴与微带之间的接触焊接。同时由于调谐螺钉为人工调节, 无法确保与计算机仿真模拟完全一致, 聚四氟乙烯的长度仅1 mm, 安装过程中容易损坏且存在一定的安装误差。同样对波导口向上输出(图1中端口1)及波导口垂直输出(图1中端口3)进行同样的仿真及测试均可达到实际工程需要。

4 结论

本文设计了一种工作频段可以覆盖整个Ka频段, 利用同轴的微带-波导的背靠背过渡结构, 并对其进行了结构及理论分析, 提取了该结构等效电路图; 通过场仿真与路仿真结果对比证明了提取的等效电路正确性。设计了背靠背微带-波导过渡电路, 并进行了加工测试, 测试结果与仿真结果相符, 可以满足不同环境下的工程需要, 为毫米波波导-微带转换电路提供了一种新的方案。

参考文献

[1] YAO Hui-wen, QBDELMONEM A, LIANG J F. A wave analysis of microstrip-to-waveguide transition[J]. IEEE MTT-S, 1994(1): 213-216.
 [2] MOOCHALLA S S, AN C. Ridge waveguide used in microstrip transition[J]. Microwaves & RF, 1984(3): 149-152.
 [3] VAN H. A new integrated waveguide-microstrip transition[J]. IEEE Trans MTT, 1976, 24(3): 144-147.

(下转第693页)

- [9] BALK M C, KORY C L, DAYTON J A Jr. Investigation of a 95 GHz helical TWT with CST STUDIO SUITE™[C]//2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference. Rome, Italy: IEEE, 2009.
- [10] 王亚军, 陈樟, 程焰林, 等. 220 GHz折叠波导慢波结构[J]. 强激光与粒子束, 2011, 23(6): 1589-1592.
WANG Ya-jun, CHEN Zhang, CHENG Yan-lin, et al. 220 GHz folded waveguide slow-wave structure[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011, 23(6): 1589-1592.
- [11] JAMES B G, KOLDA P. A ladder circuit coupled-cavity TWT at 80~100 GHz[C]//1986 International Electron Devices Meeting. Los Angeles, USA: [s.n.], 1986.
- [12] GONG Yu-bin, MO Yuan-long, ZHOU Yong-dong, et al. Analysis for the double staggered ladder circuit[J]. Int J of IR/MM Waves, 1996, 17(4): 777-796.
- [13] Ansoft Corporation. Ansoft HFSS user's reference [EB/OL]. [2011-09-12]. <http://www.ansoft.com.cn/>.
- [14] BOOSKE J H, CONVERSE M C, KORY C L, et al. Accurate parametric modeling of folded waveguide circuits for millimeter wave traveling wave tubes[J]. IEEE Trans Electron Devices, 2005, 52(5): 685-693.
- [15] CHRISTIE V L, SUMATHY M, KUMAR L, et al. Optimization of waveguide coupler for coupled-cavity TWT using artificial neural network[C]//2010 IEEE International Vacuum Electronics Conference. California, USA: IEEE, 2010.
- [16] KAGEYAMA T. The design of the transition region in coupled-cavity TWT[C]//2002 IEEE International Vacuum Electronics Conference. Monterey, USA: IEEE, 2002.
- [17] YOUNG L. Stepped-impedance transformers and filter prototypes[J]. IRE Trans Microw Theory Tech, 1962, 10(5): 339-359.
- [18] CST Corporation. CST MWS tutorials[EB/OL]. [2011-09-12]. <http://www.cst-china.cn/>.
- [19] SRIVASTAVE V, CARTER R G. Determination of sever positions in a coupled-cavity TWTs[J]. IEE Proceedings-H, 1991, 138(1): 55-60.
- [20] CAI J, FENG J J, WU X P, et al. Analysis and test preparation of attenuator for W-band folded waveguide TWT[C]//2010 IEEE International Vacuum Electronics Conference. Kitakyushu, Japan: IEEE, 2007.
- [21] CST Corporation. CST PS tutorials[EB/OL]. [2011-09-12]. <http://www.cst-china.cn/>.

编辑 黄 莘

(上接第687页)

- [4] DYDYK M, MOORE B D. Shielded microstrip aids V-band receiver designs[J]. Microwaves, 1982, 21(3): 77-82.
- [5] PONCHAK G E, DOWNEY A N. A new model for broad-band waveguide-to-microstrip transition design[J]. Microwave Journal, 1988(5): 333-343.
- [6] VILLEGAS F J, STONES D I, HUNG H A. A novel wave guide-to-microstrip transition for millimeter-wave module applications[J]. IEEE MTT, 1999, 47(1): 48-55.
- [7] LEONG Y C, SANDER W. Full band waveguide-to-microstrip probe transitions[J]. IEEE MTT-S, 1999(4): 1435-1438.
- [8] 柯林. 导波场论[M]. 侯元庆, 译. 上海: 上海科学出版社, 1966.
- COLLIN R E. Guided wave field theory[M]. Translated by HOU Yuan-qing. Shanghai: Shanghai Science Press, 1966.
- [9] 格普塔, 加格, 查德哈. 微波电路的计算机辅助设计[M]. 冯忠华, 温俊鼎, 蒋叙仁, 译. 北京: 科学出版社, 1986.
- GUPTA K C, GARG R, CHADHA R. Computer-aided design of microwave circuits[M]. Translated by FENG Zhong-hua, WEN Jun-ding, JIANG Xu-ren. Beijing: Science Press, 1986.
- [10] MISRA D K. A quasi-static analysis of open-ended coaxial lines[J]. IEEE Trans on Microwaves Theory and Techniques, 1987, 35(10): 925-628.

编辑 黄 莘