doi:10.3969/j.issn.1000-436x.2014.z2.037

微波通信电路中传输线电磁特性与过渡结构夹角关系

谷金山[1]，王贵[2]，严斌峰[1]
（1. 中国联合网络通信有限公司，北京 100032；2. 南京理工大学 电光学院，江苏 南京 210094）

摘 要：微波通信电路中会广泛应用共面波导（CPW）-共面波导以及共面波导-微带（MS）过渡结构。实际应用时，为了布线的方便，通过过孔连接的 2 段传输线并非始终处于直线上，而可能是任意夹角。仿真分析了经由过孔连接的 2 段传输线在不同夹角情况下的传播特性。仿真结果表明过渡结构的散射参数受两线夹角影响显著，总体而言，2 种过渡结构的$|S_{11}|$随夹角增大而增大，而$|S_{21}|$则随夹角增大而减小。散射参数的变化趋势在夹角大于和小于 90°时存在差异，在夹角为 180°时更明显。此外，还比较并分析了 CPW-CPW 和 CPW-MS 结构传播特性的区别。

关键词：共面波导；微带线；过渡；电磁特性；夹角
中图分类号：TN928 **文献标识码**：A **文章编号**：1000-436X(2014)Z2-0261-04

Relationship between electromagnetic characteristics of transitions and different interconnect angles in microwave communication circuits

GU Jin-shan[1], WANG Gui[2], YAN Bin-feng[1]
(1. China United Telecommunications Co. Ltd, Beijing 100032, China;
2.School of Elec. Eng & Opto. Tech., Nanjing Univ. of Sci. and Tech., Nanjing 210094, China)

Abstract: Transmission lines connected to the two ends of via in coplanar waveguide (CPW) to CPW transition and/or CPW to microstrip (MS) transition are not always in line, but in arbitrary angle. The propagation characteristics of these structures are simulated and analyzed. The simulation results indicate that scatter parameters of the transition structures are affected by the angle of two transmission lines. In general, as angle increases, $|S_{11}|$ of both transitions increases, while $|S_{21}|$ decreases. The change tendency of S-parameters is different when angle is more than or less than 90°, especially when angle is 180°. In addition, propagation characteristics of CPW-CPW and CPW-MS transitions are different, and the explanation is given.

Key words: coplanar waveguide; microstrip; transition; electromagnetic characteristic; angle

1 引言

共面波导及微带线在微波毫米波通信电路中应用非常广泛,前人对此开展了大量研究。然而对于过渡结构中与过孔（或凸点）两端用 CPW（共面波导）传输线相连的电路特性的研究非常少[1~3]。且研究主要集中于改进过渡结构以获得更优的性能，如低插入损耗和反射等。CPW-MS（共面波导-微带）过渡无论在微波毫米波电路还是集成电路中都是一种常见的电路结构。在含有多层结构的单片微波集成电路中，宽带与低插损的 CPW-MS 结构备受关注[4]。此外，多种应用于 CPW-MS 过渡结构的技术得到开发，如多过孔、电磁耦合或者虚拟接地等技术[5~7]。

所有上述研究有一个共同特性，就是与过孔（或凸点）两端相连的传输线在一条直线上。在实际应用时，考虑到布局与连线的便利性，过渡结构两端的传输线往往并非总是在一条直线上，而是呈一个夹角。文献[8]研究了通过过孔连接的过渡结构

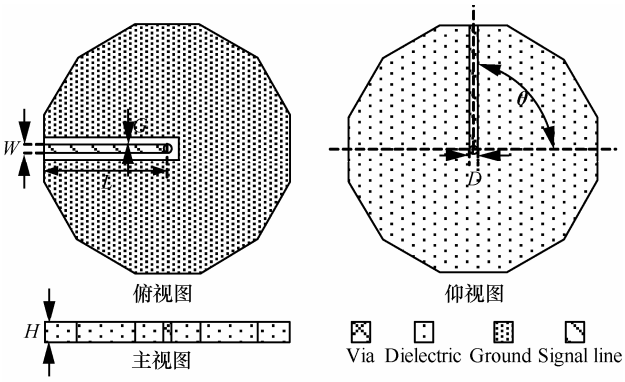
收稿日期：2014-10-21
基金项目：国家自然科学基金资助项目（61106024）
Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61106024)

两端微带线的传播特性与该 2 段微带线夹角间的关系，但该过渡结构过孔上下两面微带线的中间包含一个接地平面，与很多实际结构并不相同。此外，CPW-MS 过渡结构中传播特性与两传输线夹角关系亦未研究。为了获得一般的过渡结构的全面的电磁特性，本文主要仿真与分析了在微波毫米波电路互连中包含过孔的 CPW-CPW 及 CPW-MS 过渡结构的电磁特性与其两端传输线夹角间的关系。

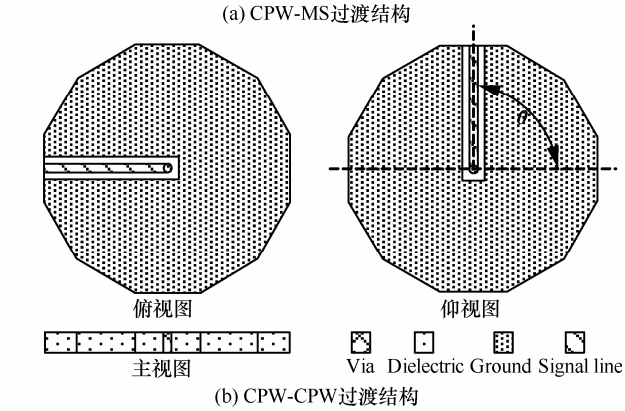
2　建模仿真与结果分析

2.1　过渡结构模型

本文仿真分析了 2 种过渡结构，如图 1(a)和图 1(b)所示，分别为 CPW-MS 和 CPW-CPW 过渡结构的俯视、主视和仰视图。其每个部分的材料与尺寸如下：基片材料为砷化镓，其厚度（H）为 0.1 mm。传输线及接地平面导体材料为铜。信号线的线宽 W 为 0.075 mm，长度（L）为 1 mm。CPW 中信号线与旁边的地平面之间的间距（G）为 0.05 mm。过孔为铜柱结构，其直径为 0.075 mm。为了做到在保持其他参数不变的情况下，仅仅改变 2 段传输线之间的夹角(θ)，且夹角的变化范围在 0°至 180°之间（每次增加 30°），模型的基本形状采用正十二边形。



(a) CPW-MS过渡结构



(b) CPW-CPW过渡结构

图 1　2 种过渡结构

为了验证仿真结果的正确性，首先对参考文献中通过单介质衬底上过孔连接的 CPW-MS 结构[3]用 HFSS 软件进行仿真，通过仿真结果与文献结果的比较，发现两者吻合较好。细微差别是由于本文采用的仿真算法与文献中所用算法不同。

2.2　CPW-MS 过渡结构仿真结果

图 2 所示为图 1(a)中 CPW-MS 过渡结构的$|S_{21}|$仿真结果。总体而言，随着工作频率的增加，插入损耗会增加，但在谐振频率附近例外。此外，随着夹角 θ 的增大，插入损耗呈现增大的趋势（θ=180°除外）。插入损耗的大小与信号在前向传输路径上发生能量损耗和反射密切相关。通常，随着频率增加，导体损耗与介质损耗会增加。反射的产生来源于传输路径上的不连续性。辐射损耗与信号频率、传输线的结构与尺寸有关。随着夹角 θ 增大，CPW-MS 传输线的不连续性增强，因而反射会增强。这就是插入损耗随着夹角的增大而增大的原因。然而，当 θ=180°时，输入与输出端的耦合非常强烈，部分信号能量会直接从输入端耦合到输出端口。这是导致在此情况下虽然反射强而插入损耗并非最大的原因。

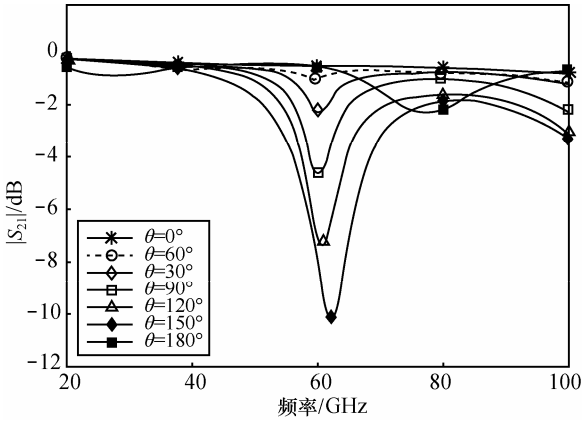


图 2　CPW-MS 过渡结构$|S_{21}|$仿真曲线

图 3 所示为 CPW-MS 过渡结构的$|S_{11}|$仿真结果。由图 3 可见，在频率超过 50 GHz 以上时，S_{11} 的幅度随着夹角 θ 的增大而增大。谐振频点出现在 60 GHz 附近，且谐振频率亦随夹角 θ 的增大而略微增大。该谐振频率与图 2 中谐振频率一致。然而，当 θ 为 180°时，$|S_{11}|$曲线变化趋势与其他情况不一致。这是由于在此情况下，反射与耦合现象都非常强烈。可见，2 段传输线的连接角度对回波损耗的影响非常显著。在 60 GHz 处，当 θ 分别为 0°和 150°时，$|S_{11}|$的值相差达 15 dB。

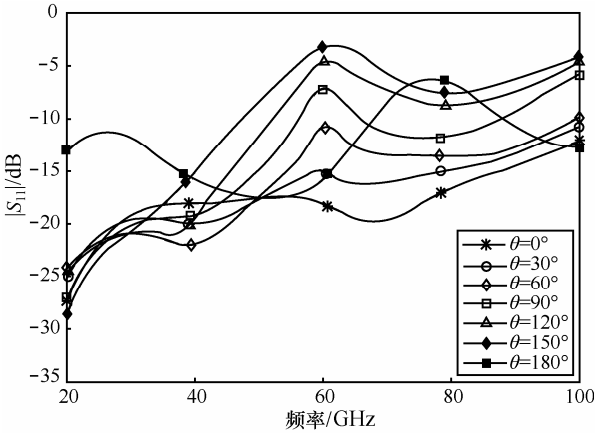


图 3　CPW-MS 过渡结构$|S_{11}|$仿真曲线

图 4 是 CPW-MS 过渡结构损耗曲线。从图 4 中可清楚地看出，当夹角 θ 小于 120°时，损耗会随 θ 的增大而增大。除 θ 为 0°和 180°时以外，在频率为 60 GHz 附近出现损耗峰值，而这正好对应该结构的谐振频率。谐振频率与传输线的长度及夹角相关。谐振频率随夹角增加而略微增大（θ 为 0°和 180°除外）。当 θ 为 180°时，峰值损耗小于其他情况（θ 为 0°和 30°除外）。原因在于此时上下层信号线之间出现强烈的电磁耦合，辐射损耗减小。

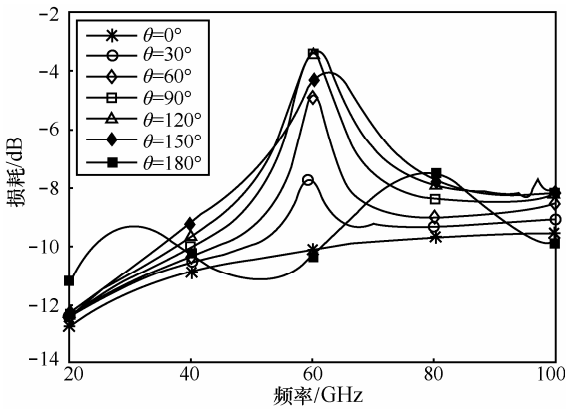


图 4　CPW-MS 过渡结构损耗曲线

2.3　CPW-CPW 过渡结构仿真结果

CPW-CPW 过渡是本文所研究另一种结构。图 5 是图 1(b)所示结构的$|S_{21}|$仿真曲线。由图 5 可见，当 θ 小于 90°时，插入损耗会随着夹角 θ 的增大而增大。这是因为随着 θ 的增大，CPW-CPW 结构的不连续性增强，因而反射会随之增强，从而导致插入损耗增大。然而，当 θ 大于 90°时，上下 2 个 CPW 传输线间的耦合增强，部分输入信号会直接从输入端 CPW 耦合到输出端 CPW 上，并在输出端口输出。如果耦合过去的信号与通过过孔传输过去的信号同相，输出信号得到增强，如反相，则输出信号减小。显然，2 个信号是同相还是反相主要取决于两信号线间的夹角和信号频率。该特性可以解释图 5 中$|S_{21}|$曲线为何出现上下波动。此外，图中还显示当夹角为 150°时，衰减峰值出现在 51 GHz 处，衰减值超过 7 dB。

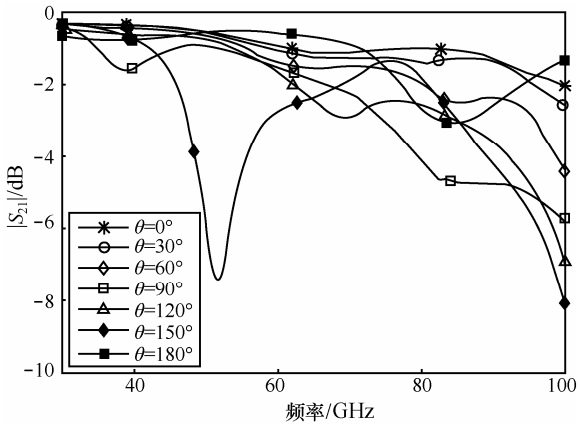


图 5　CPW-CPW 过渡结构$|S_{21}|$仿真曲线

CPW-CPW 过渡结构$|S_{11}|$参数仿真曲线如图 6 所示。由图 6 可见，当 θ 小于 90°时，$|S_{11}|$曲线形状相似，并且，随着 θ 增加，$|S_{11}|$仅略微增加。当 θ 大于 90°时，$|S_{11}|$曲线变得不规则。这是由于从过孔处反射回来的信号与输出端 CPW 信号线上耦合到输入端 CPW 信号线上的信号叠加后的回波信号会随信号的频率与两端 CPW 信号线的夹角 θ 变化而变化。当两信号同相叠加时，$|S_{11}|$得到增强，反之则减弱。此外，当 θ 小于 90°时，$|S_{11}|$最大值出现在 65 GHz 处，其值为−10 dB。

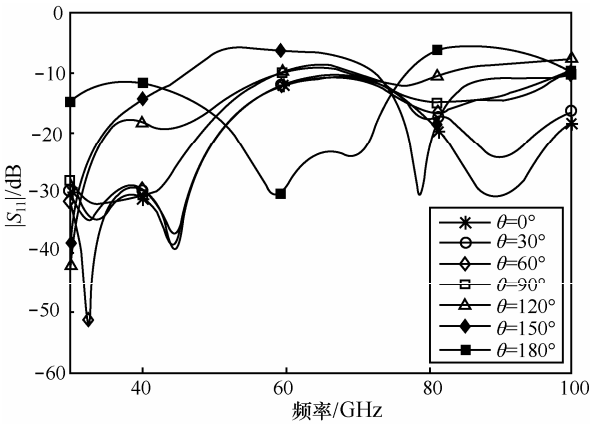


图 6　CPW-CPW 过渡结构$|S_{11}|$仿真曲线

CPW-CPW 过渡结构的损耗曲线如图 7 所示。由图 7 可见，损耗随频率增大而增大。在 θ 小于 90°

时，损耗随夹角 θ 的增大亦呈现增大的趋势。当 θ 为 120° 和 150°时，分别在 39 GHz 和 51 GHz 处出现损耗峰值。然而，当 θ 为 180°时，在频率范围 47 GHz~65 GHz 及 87 GHz~100 GHz 内，其损耗比 θ 为其他情况时小。原因在于，CPW-CPW 过渡结构的不连续性随夹角 θ 的增大而增强。但是，当 θ 大于 90°时，输入端 CPW 信号线上的部分能量会直接耦合到输出端 CPW 信号线上。并且，能量的辐射与耦合与信号频率及夹角 θ 相关。因此，损耗并非随 θ 的增大而增大。对于不同的 θ，损耗峰值出现在不同的频率点上。

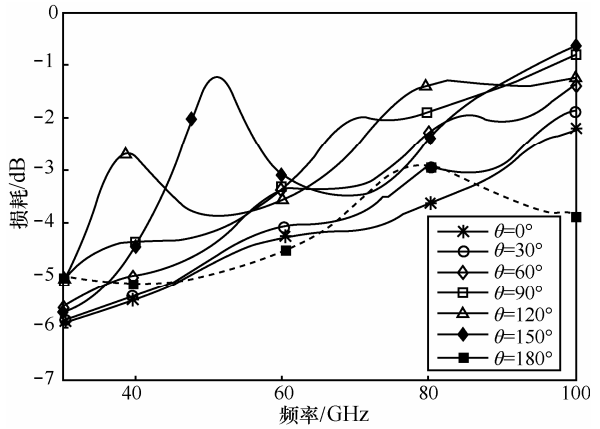


图 7　CPW-CPW 过渡结构损耗曲线

2.4　2 种过渡结构仿真结果分析

通过比较 CPW-MS 与 CPW-CPW 过渡结构的仿真结果，CPW-MS 过渡结构的$|S_{11}|$比 CPW-CPW 过渡结构的$|S_{11}|$大，而 CPW-MS 的$|S_{21}|$及损耗则小于后者。这是由于 2 种结构的电磁场分布不同所致。在 CPW-CPW 过渡结构中，基片中分布的电磁场要强于 CPW-MS 过渡结构。这也会导致前者的损耗和插入损耗高于后者。在 CPW-CPW 过渡结构中，过孔两端的传输线相同，因此其不连续性小于 CPW-MS 过渡结构，从而回波损耗也较小。

3　结束语

本文研究了 CPW-MS 和 CPW-CPW 过渡结构的散射参数和损耗特性。根据仿真结果可知，包含过孔在内的传输线过渡结构的传输特性受两传输线之间夹角影响明显，特别是当夹角大于 90°时更加显著。总体上，随着夹角的增大，2 种过渡结构的$|S_{11}|$会跟着增大，而$|S_{21}|$则减小。当夹角大于 90°特别是夹角为 180°时，顶层与底层传输线间的耦合变得强烈，其散射参数的变化规律不同于夹角小于 90°时的情形。此外，由于 2 种过渡结构中电磁场的分布不同，从而导致两者的传播特性存在明显差异。

参考文献：

[1] WU D, FAN Y, ZHAO M, *et al*. Vertical transition in multilayer millimeter wave module using circular cavity[J]. Progress in Electromagnetic Research, 2008, 5(3):91-100.

[2] ANGELOPOULOS E S, ANASTOPOULOS A Z, GITHONAS C E, *et al*. A modified bow-tie slot antenna fed by a CPW-to-CPW transition loaded with inductively coupled slots for ultra wide-band applications[A]. IEEE International Workshop on Antenna Technology[C]. 2005.513-516.

[3] GHOUZ H H M, SHARAWY E B E. An accurate equivalent circuit model of flip chip and via interconnects[J]. IEEE Transactions on MTT, 1996, 44(12):2543-2554.

[4] SIMONS R N. Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems [M]. New York: John Wiley & Sons, 2001

[5] CHIU J C, LIN J M, HOUNG M P, *et al*. A PCB-compatible 3 dB coupler using microstrip-to-CPW via-hole transitions[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006, 16(6):369-371.

[6] Zhu L, MENZEL W. Broad-band microstrip-to-CPW transition via frequency-dependent electromagnetic coupling[J]. IEEE Transactions on MTT, 2004, 52(5):1517-1522.

[7] GAUTHIER G P, KATEHI L P, REBEIZ G M. W-band finite ground coplanar waveguide (FGGPW) to microstrip line transition[A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest[C].1998.107-109.

[8] JI W S, YOU B, WANG X D, *et al*. Relationship between the propagation characteristics of via and microstrip connecting angle[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2003, 38(3): 225-228.

作者简介：

谷金山（1975-），男，安徽六安人，博士，中国联合网络通信有限公司高级工程师，主要研究方向为无线通信、网络规划研究。

王贵（1974-），男，江苏扬州人，博士，南京理工大学讲师，主要研究方向为微波通信、微波电路等。

严斌峰（1977-），男，江西鹰潭人，博士后，中国联合网络通信有限公司高级工程师，主要研究方向为人工智能、通信技术。