

文章编号: 2095-4980(2024)10-1051-05

超宽带低损耗带状线-共面波导垂直互联设计

郑磊^{1,2}, 金颖康³

(1.清华大学 工程物理系, 北京 100084; 2.同方威视技术股份有限公司, 北京 100084; 3.北京神目科技有限公司, 北京 100084)

摘要: 随着电子技术向更高集成度和小型化发展, 三维电路布局日益普及, 其中毫米波信号在表层与内部电路间的有效传输变得尤为关键。本研究设计了一种新型超宽带低损耗的带状线-共面波导垂直互联结构, 以应对互联结构中寄生电感和电容引起的信号反射和辐射问题。通过等效电路模型分析和参数初步设计, 结合三维场仿真优化, 确定了最终设计参数。该互联结构采用 0.2 mm 直径的通孔实现连接, 并具有仅 0.8 mm 直径的隔离环, 保证了结构的简洁性和易于加工的特点。仿真结果表明, 该设计可实现 DC~80 GHz 的宽带覆盖, S_{11} 小于 -13 dB, S_{21} 大于 -0.4 dB, 显示出优异的性能。为了匹配测试系统, 设计了测试板转换至同轴接口的转换结构, 使其工作频率达到 40 GHz。实际测试结果显示, 在 DC~40 GHz 范围内, 回波损耗小于 11 dB, 插入损耗小于 0.4 dB, 进一步验证了设计的有效性和实用性。

关键词: 超宽带; 垂直互联; 带状线-共面波导; 低损耗; 小尺寸

中图分类号: TN914.42

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2024102

Ultra-wideband low-loss stripline-to-GCPW vertical transition

ZHENG Lei^{1,2}, JIN Yingkang³

(1.Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2.Nuctech Company Limited, Beijing 100084, China; 3.Beijing Shenmu Technology Company Limited, Beijing 100084, China)

Abstract: As electronic technology advances towards higher integration and miniaturization, three-dimensional circuit layouts have become increasingly prevalent, making the effective transmission of millimeter-wave signals between the surface and internal circuits particularly critical. This study presents a novel design for an ultra-wideband, low-loss vertical interconnect structure transitioning from a stripline to a Grounded Coplanar Waveguide(GCPW), aiming at addressing signal reflection and radiation issues caused by parasitic inductance and capacitance in interconnect structures. Through the analysis of an equivalent circuit model and preliminary parameter design, combined with optimization using three-dimensional field simulation, the final design parameters were determined. The interconnect structure employs a 0.2 mm diameter via for connection and features an isolation ring with a mere 0.8 mm diameter, ensuring the simplicity and ease of fabrication of the structure. Simulation results indicate that the design achieves broadband coverage from DC to 80 GHz, with S_{11} less than -13 dB and S_{21} greater than -0.4 dB, demonstrating excellent performance. To interface with the testing system, a test board was designed to convert to a coaxial connector, extending the operating frequency to 40 GHz. Actual test results show that, within the DC to 40 GHz range, return loss is less than 11 dB and insertion loss is less than 0.4 dB, further verifying the effectiveness and practicality of the design.

Keywords: ultra-broadband; vertical transition; stripline-to-GCPW; low-loss; small size

近年来随着微波和电子技术的发展, 电子模块高集成度、小型化需求越来越迫切, 电路三维立体化布局趋势明显, 需要微波信号在电路表层和内层之间高效传输, 带状线和共面波导的互联越来越重要。电路设计中, 尤其是毫米波频段, 希望过渡结构不连续性弱, 寄生参数小, 具有宽带、低损耗性能, 实现信号的良好传输; 结构上希望尺寸小, 易加工, 便于工艺实现, 降低生产成本。

不同传输线之间的转换结构作为电路的关键部分, 吸引了很多的研究人员。文献[1]中是共面波导-微带线的

垂直过渡结构, 工作频率 6~35 GHz; 文献[2]中是带状线-带状线的宽带垂直过渡结构, 工作频率 16~31 GHz; 文献[3]是带状线-共面波导之间的垂直过渡结构, 工作频率 32~36 GHz; 文献[4]是 V 波段共面波导-微带线多级垂直过渡结构, 工作频率 50~66 GHz; 文献[5]是超宽带微带线到带状线渐变结构, 工作频率 60~110 GHz, 频率高, 带宽宽; 文献[6]是带状线-共面波导之间的渐变过渡结构, 仿真频率 DC~110 GHz。其中, 前 4 个为垂直互联过渡结构, 工作带宽相对较窄; 后 2 个为信号耦合渐变过渡结构, 工作频率高, 带宽覆盖宽, 但是尺寸相对较大。

带状线是多层印制板结构内部毫米波信号传输最普遍的形式, 其结构简单, 方便与其他电路互联, 用于毫米波信号表层传输。共面波导在主传输线两侧伴有参考地, 方便与元器件的低损耗互联, 且具有较低的空间辐射。采用过孔实现共面波导与带状线的垂直互联, 结构相对简单, 尺寸紧凑。本研究通过优化互联过孔、过渡焊盘以及屏蔽隔离孔等, 拓展工作带宽。

设计了一款超宽带、低损耗垂直带状线-接地共面波导互联结构。首先分析了互联过孔的等效电路模型, 并依据寄生电感和电容等的特性设计了初步参数; 然后通过三维电磁场有限元算法进行性能仿真, 并优化参数; 最终确认互联通孔直径为 0.2 mm, 并在带状线和共面波导传输线之间分别添加 0.3 mm 和 0.36 mm 的过渡焊盘, 隔离环直径 0.8 mm。该设计物理尺寸小, 工艺简单, 电磁仿真该转换结构工作频率可覆盖 DC~80 GHz。受测试条件限制, 实测 DC~40 GHz, 插入损耗小于 0.4 dB。

1 垂直互联等效模型分析

垂直互联在信号传输中易引起电路的不连续, 其存在的寄生电感和电容等会引起电磁信号的反射、辐射等, 导致电路失配, 传输能量损失。互联过孔的等效物理模型可以在电路设计中为各参数的选择提供理论指导, 提升设计的效率, 并为分析问题提供指导和依据。

等效电路模型常用的有多种形式, 文献[7]和[8]提供了经典的 π 电路模型, 如图 1 所示。图 1(a)中, a 为过孔半径; r 为传输线与过孔连接的焊盘半径; b 为过孔中心与地平面的隔离环的半径; t 为传输线金属层厚度; h 为介质板厚度。上述长度单位均为毫米(mm), 介质板介电常数为 ε 。

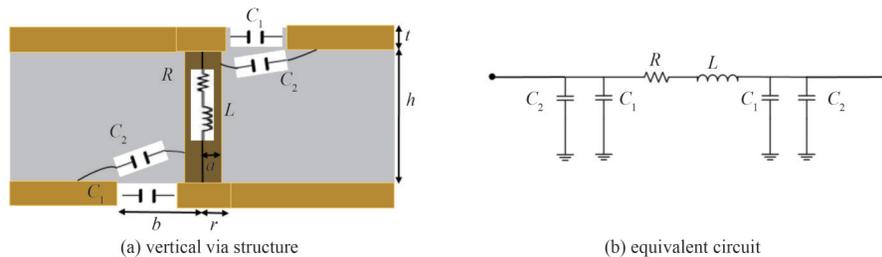


Fig.1 Vertical via structure and equivalent circuit

图1 垂直互联过孔结构图和等效电路图

1.1 等效寄生电阻和寄生电感

互联结构寄生电阻 R 为过孔传导阻抗, 包括直流电阻和高频电阻两部分:

$$R = \sqrt{R_{dc}^2 + R_{ac}^2} \quad (1)$$

式中直流电阻依据欧姆定律可计算为:

$$R_{dc} = \rho \frac{h}{\pi a^2} \quad (2)$$

毫米波频率时, 交流电阻由于趋肤效应影响, 主要为孔表面电阻, 可表示为:

$$R_{ac} = \frac{h\rho}{\pi \left[a^2 - \left(a - \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \right)^2 \right]} \quad (3)$$

式(2)和(3)中: ρ 为导体电阻率, 由于制作中金属化过孔镀层一般为铜, 其值为 $1.75 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$; f 为传输信号频率; μ_0 为真空磁导率。

串联寄生电感的性能主要是过孔自身引入的, 与过渡焊盘、隔离环等几乎没有关系, 其性能可以分为金属

化过孔壁和过孔内的寄生效应。随着频率的增加，趋肤效应明显，其值也比较小，过孔内的感应电流紧贴金属表面，可将两部分综合分析。由文献[9]和[10]可知，其等效电感可表示为：

$$L = 0.2h \left(\ln \frac{2h}{a} + 1 \right) \quad (4)$$

1.2 等效寄生电容

相对于寄生电阻和电感，过孔寄生电容对电路性能影响最大，其等效电路分析也最为复杂。过孔半径、介质板材特性、过渡焊盘及隔离环对寄生电容都有影响。可将其分解为互联过孔过渡焊盘与屏蔽地之间形成的同轴电容 C_1 和介质内寄生电容 C_2 两部分。微带线和带状线传输贴片部分的电容类似于同轴电容器。传输线覆铜厚度均为 t 时， C_1 容值计算公式如下：

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r t}{\ln(b/r)} \quad (5)$$

介质板内的寄生电容相对复杂，文献[8]和[11]利用圆柱形波的内外边界反射系数，导出了有界同轴腔中心磁环电流的格林函数，进一步卷积得到沿通孔的垂直电流，利用电流的连续性计算出通孔到金属导线的位移电流，从而得到寄生电容的表达式：

$$C_2 = \frac{8\pi\epsilon}{h \ln(b/a)} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{k_n^2} \left(\frac{H_0^{(2)}(k_n b)}{H_0^{(2)}(k_n a)} - 1 \right) \quad (6)$$

式中： $H_0^{(2)}$ 为第 2 类零阶汉克尔函数； k_n 为：

$$k_n = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2} \quad (7)$$

上述模型分析了互联过孔在两层信号线间传输的等效电路模型，当存在多层传输线互联时，可将等效 π 电路模型级联扩展。

2 垂直互联设计与仿真

2.1 垂直互联电路设计

对于窄带传输信号，可以优化介质板材的厚度、互联过孔、过渡焊盘及隔离环尺寸，实现局部频段的最佳匹配，而尽量降低工艺加工难度，如文献[3]所述。而对于宽带电路，要实现全工作频带内良好的传输特性，则可接受的寄生电感和电容数值非常小，尤其是毫米波频段。

对于金属化互联孔，孔内镀铜，常规小于 1 mm 的过孔，根据式(1)计算其寄生电阻值 R 一般在 $m\Omega$ 量级，量值较小，电路损耗微弱。依据式(4)，寄生电感值主要依赖介质板的厚度，以及过孔的径厚比。介质板越薄，寄生电感值越小，0.2 mm 厚度下，寄生电感在 10 pH 量级，100 GHz 时等效电阻约数十欧姆。综合式(5)和式(6)，选择低介电常数的板材，配合孔径和隔离环等的设计，调整适当的寄生电容值，可实现毫米波频段良好的宽带匹配。

依据上述分析，该垂直互联结构拟包含两层 0.127 mm 厚的 RO3003，中间为 0.122 mm 厚的半固化片 FR-28-0040-50。兼顾常规印制板加工工艺对过孔的径厚比要求，垂直互联过孔选为直径 0.2 mm。其他参数通过三维电磁场仿真进一步优化。

2.2 垂直互联电路建模

采用三维有限元场分析软件 HFSS 建模仿真，整个结构包含两层介质基板 RO3003 和中间的粘接片 FR-28-0040-50。如图 2 所示，电路图形包含 3 层，顶层为共面波导传输线和带状线的上参考地；中间是微带传输线的参考地和带状线；底层为带状线的下参考地。图 2(c)为共面波导传输线，宽度为 0.32 mm；图 2(d)为带状线，上介质板厚度为 0.127 mm，下介质板厚度为 0.249 mm，传输线带宽维护 0.18 mm；图 2(e)为带状线下参考地，包含隔离环。图 2(f)是从底层视图看到的垂直过渡转换结构，0.2 mm 的通孔直接连接共面波导和带状线传输线，在共面波导传输线和带状线分别添加圆形过渡焊盘与过孔连接，提高互联的可靠性。通过 HFSS 优化迭代，最终先择共面波导两侧屏蔽地孔中心间距 1 mm，底层隔离环直径 0.8 mm，两过渡焊盘直径分别为 0.36 mm 和 0.3 mm。

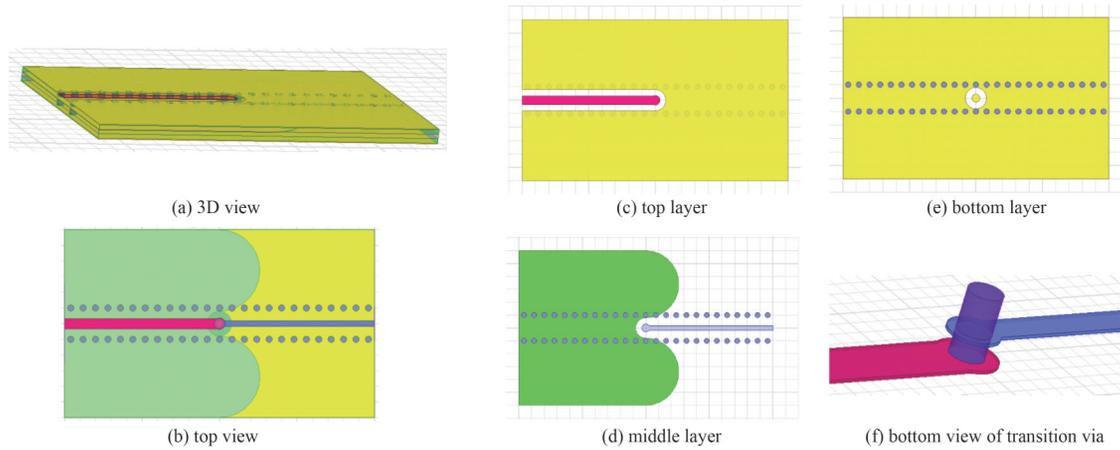


Fig.2 Simulation model
图2 仿真模型图

图 3 为该转换结构的仿真结果，在 80 GHz 带宽内 S_{11} 小于 -13 dB， S_{21} 优于 -0.5 dB。由仿真曲线趋势可知，80 GHz 以上反射性能开始振荡，电路寄生参数非常敏感，如有更高工作频率的需求，要进一步降低寄生电感和电容值，受印制板工艺限制，过孔垂直互联结构可能就不再适用，可考虑耦合互联等结构，如文献[5]。

3 测试结果及分析

测试板照片如图 4 所示，为匹配测试系统，测试件两端为垂直连接的同轴插座。为了更好地计算出转换结构引入的插入损耗，测试件包含 4 种传输线：左起第 1 个是 1 条同轴-共面波导直线传输线；第 2 个是 1 条同轴-共面波导蛇形传输线；第 3 个是同轴-共面波导-带状线直线传输线；第 4 个是同轴-共面波导-带状线蛇形传输线。

4 条传输线的性能实测结果如图 5 所示。由图可知，受同轴-共面波导传输线垂直转换结构工作频率的限制，测试结果显示频率仅到 40 GHz 左右。

综合 4 条测试传输线的结果计算可得，在 40 GHz 共面波导传输损耗约 0.04 dB/mm；带状线传输损耗约 0.05 dB/mm；共面波导-带状线垂直转换损耗约 0.4 dB。而且测试曲线平滑，可知 DC~40 GHz 信号传输性能良好，无不连续性。

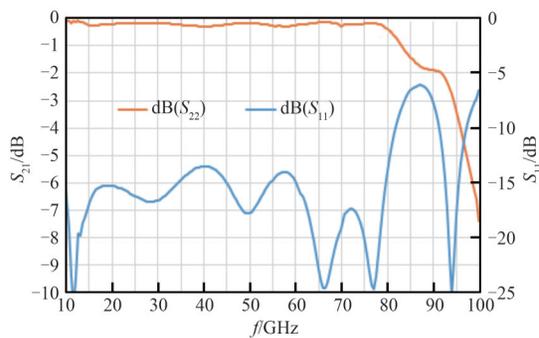


Fig.3 Simulated results
图3 仿真结果

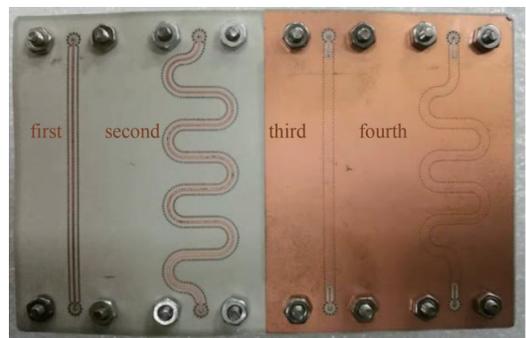


Fig.4 Photo of testware
图4 测试件照片

由图 5 可知，实测频段内该垂直互联结构反射特性与仿真性能相当，但插入损耗比仿真略大，这是由于仿真中对介质基板的损耗特性设置与其实际在毫米波频段的性能有偏差、且线路加工工艺也存在一定误差所致。

表 1 对比了本设计与其他转换结构的性能，可知，本设计具有超宽带、低损耗、小尺寸的优势，而且该结构对制造工艺友好，易于生产，成本低。

4 结论

设计了一款超宽带带状线-共面波导垂直转换结构，通过直径 0.2 mm 的通孔实现带状线与共面波导传输线的直接连接，并采用直径 0.3 mm 和 0.36 mm 的过渡焊盘优化连接。该设计转换过孔周围的隔离环直径仅为 0.8 mm，结构简单，尺寸紧凑。仿真结果显示，等效寄生电感和电容值小，确保了优异的传输性能，在低于 80 GHz 的带宽内

S_{11} 均小于 -13 dB, S_{21} 大于 -0.4 dB。为适应同轴测试系统, 进一步设计了同轴-共面波导的垂直转换结构, 使测试板的工作频率达到了 40 GHz。实际测试表明, 在 DC~40 GHz 范围内, 垂直互联结构的插入损耗仅为 0.4 dB。整体设计不仅具有良好的频率特性, 而且加工简便, 非常适合高集成度毫米波电路的应用。

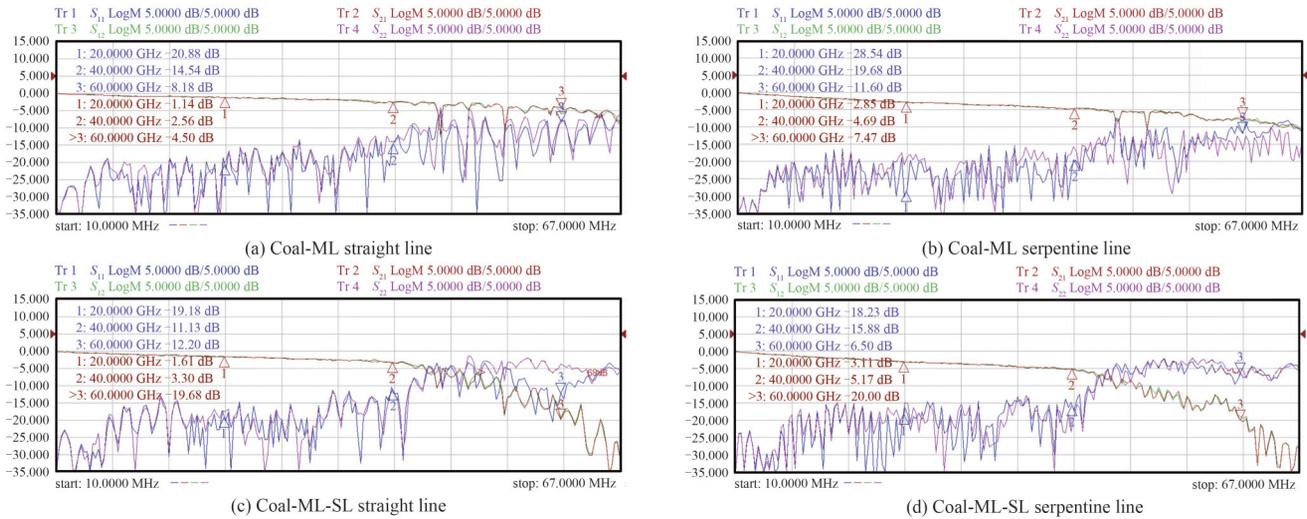


Fig.5 Measured results

图5 测试结果

表 1 不同转换电路性能对比

Table1 Comparison of different transitions

parameter	[1]	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	this work
transmission line	GCPW-SL	SL-SL	SL-GCPW	CPW-SL	ML-SL	SL-GCPW	SL-GCPW
relative dielectric of substrate	-(LTCC)	-(LCP)	5.76 (Ferro A6-M)	7.0 (LTCC)	-(LCP)	5.9 (LTCC)	3.0 (RO3003)
type	vertical	vertical	vertical	stagger via structure	gradual changing	gradual changing	vertical
frequency/GHz	6~35	16~31	32~36	50~66	60~110	DC~110 (simulated)	DC~80 (simulated)
measured loss	2 dB@28.4 GHz	-	0.66 dB@35 GHz	0.7 dB@60 GHz	2 dB	0.8 dB@67 GHz	0.4 dB@40 GHz
size/mm ²	1.55×1.55	2×2	-	-	5.1×1.1	1.25×1.2	1×1

参考文献:

[1] LI Dong,XU Jiangang,ZHANG Bo,et al. GCPW to stripline vertical transition for K-band applications in LTCC[C]// 2015 Asia-Pacific Microwave Conference(APMC). Nanjing,China:IEEE, 2015:1-3. doi:10.1109/APMC.2015.7413526.

[2] RAMOS A,VARUM T,MATOS J N. A wideband stripline-to-stripline transition for K/Ka-bands[C]// 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting(APS/URSI). Singapore, Singapore: IEEE, 2021:687-688. doi:10.1109/APS/URSI47566.2021.9703858.

[3] 张连炜. 基于多层结构的微波毫米波微带天线阵列设计[D]. 南京:东南大学, 2021. (ZHANG Lianwei.Microwave and millimeter wave microstrip antenna array design based on multilayer structure[D]. Nanjing,China: Southeast University, 2021.) doi: 10.27014/d.cnki.gdnau.2021.002505.

[4] LEE Y C,PARK C S. A novel CPW-to-stripline vertical via transition using a stagger via structure and embedded air cavities for V-band LTCC SiP applications[C]//2005 Asia-Pacific Microwave Conference. Suzhou,China: IEEE,2005:4. doi:10.1109/APMC.2005.1606522.

[5] ZHANG Yifei,SHI Shouyuan,MARTIN R D,et al. Ultra-Wideband vialess microstrip line-to-stripline transition in multilayer LCP substrate for E-and W-band applications[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017,27(12):1101-1103. doi:10.1109/LMWC.2017.2750400.

[6] LIU Yuxu,LI Xiaochun,HE Xin,et al. A horizontal gradual ultra-low-reflection stripline to grounded coplanar waveguide transition[C]// 2022 IEEE MTT-S International Wireless Symposium(IWS). Harbin, China: IEEE, 2022: 1-3. doi: 10.1109/IWS55252.2022.9977975.

[7] GAO Siping,LIU Enxiao. Recent developments in the physics-based via circuit model[C]// 2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility(EMC Sapporo/APEMC). Sapporo,Japan:IEEE, 2019:804-807. doi:10.23919/EMCTokyo.2019.8893830.

(下转第 1062 页)