

文章编号: 2095-4980(2025)01-0001-05

基于准八木天线探针过渡的 E 波段倍频器模块

罗蒸鸿^{1,2}, 高 港², 周梓乔², 于伟华^{*1,2}, 周 明¹

(1.北京理工大学长三角研究院(嘉兴), 浙江 嘉兴 314019; 2.北京理工大学 集成电路与电子学院, 北京 100081)

摘 要: 介绍了一种新型 E 波段倍频器模块的设计和制作方法。该模块使用一种准八木天线形式的石英探针, 实现芯片至矩形波导的高效信号过渡。为抑制封装芯片腔体中产生的高次模谐振, 引入销钉形式的电磁带隙结构, 拓展了工作带宽。为验证该方法, 对模块进行了仿真优化、加工和测试。测试结果表明, 在 13 dBm 的输入功率下, 能够输出频率在 60~80 GHz 范围内, 功率大于 0 dBm 的射频信号。测试结果与芯片的在片测试结果吻合良好, 证明了该方法的可行性。

关键词: E 波段; 封装; 准八木天线; 销钉型电磁带隙结构; 二倍频器

中图分类号: TN771

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2024399

E-band multiplier module based on Quasi-Yagi antenna transition

LUO Zhenghong^{1,2}, GAO Gang², ZHOU Ziqiao², YU Weihua^{*1,2}, ZHOU Ming¹

(1.Yangtze Delta Region Academy, Beijing Institute of Technology, Jiaxing Zhejiang 314019, China;
2.School of Integrated Circuit and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A new design and fabrication method for an E-band frequency doubler module is introduced. The module utilizes a quartz probe in the form of a quasi-Yagi antenna to achieve efficient signal transition from the chip to the rectangular waveguide. To suppress the higher-order mode resonance generated in the packaged chip cavity, a pin-shaped electromagnetic bandgap structure is introduced to expand the operating bandwidth. To verify this method, the module is optimized through simulation, processed, and tested. The test results show that with an input power of 13 dBm, it is capable of outputting radio frequency signals with frequencies in the range of 60~80 GHz and power greater than 0 dBm. The test results match well with the on-chip test results of the chip, proving the feasibility of this method.

Keywords: E-band; packaging; Quasi-Yagi antenna; Electromagnetic Band Gap(EBG) pin; frequency multiplier

为应对低频段资源的日趋紧张, 需要引入新的频谱资源。毫米波技术具有高速率、低延迟、大带宽等优点, 可满足未来高速移动通信和物联网等应用的需求, 通信频段朝着毫米波延伸已成为必然趋势^[1]。毫米波收发组件是毫米波通信系统的核心部分^[2], 由各种半导体技术制造的芯片在毫米波收发组件中被大量使用。为保证芯片与系统中其他组件的高效互联, 充分发挥其潜力, 需将芯片封装起来形成金属模块^[3]。金属腔体封装不仅可起到对内部芯片物理保护的作用, 还可有效防止功率辐射, 实现对外电磁屏蔽。同时, 金属腔体优良的热传导特性可为芯片提供良好的散热通道。但随着工作频率的升高, 金属封装可能会产生高次模谐振^[4-5], 具有周期性的金属销钉结构能够对金属腔体封装中的谐振和高次模起到非常好的抑制作用^[6]。金属模块一般采用标准矩形波导作为输入输出接口, 由于单片微波集成电路(Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC)的衬底和矩形波导之间的介电常数差异较大, 信号过渡的宽带阻抗匹配变得困难。为解决这一问题, 矩形波导到芯片的过渡一般选用介电常数处于两者之间的基板作为中间载体, 通过各种耦合探针实现矩形波导到介质基板的过渡, 常见的实现形式有 *E/H* 面探针^[7-8]、偶极子天线^[9-10]等。

本文介绍了一种基于准八木天线石英探针的过渡方式, 同时引入销钉型电磁带隙(EBG)结构抑制腔体中的高

收稿日期: 2024-08-22; 修回日期: 2024-10-18

*通信作者: 于伟华 emali:ywhbit@bit.edu.cn

次模谐振, 拓宽工作频带; 基于该种过渡完成一款商用 E 波段倍频器芯片的模块化封装设计工作, 并进行了加工验证。经过测试, 该模块在输入功率为 13 dBm 时, 能够输出频率在 60~80 GHz 范围内, 输出功率大于 0 dBm 的射频信号, 经过测试后所得的结果与芯片的在片测试结果吻合良好。

1 过渡结构组成

倍频器模块设计中使用的过渡结构如图 1 所示, 该结构由 2 个独立的金属腔体及一段微带电路组成。为保证对位精确度, 在对 2 个金属腔体进行装配时, 采用 2 颗定位销钉进行定位, 而后用螺钉紧固。2 个金属腔体配合后会形成 WR-12 标准矩形波导, 作为倍频器信号的输出端口。在过渡结构的设计中, 将波导通道沿 E 面的方向进行分割, 避免沿 H 面方向分割波导引起的功率泄露^[11]。

微带电路使用 100 μm 厚度的石英基板, 其相对介电常数为 3.75, 损耗角正切为 0.000 4。探针的整体结构如图 2 所示。

在双面抛光的石英基板上, 通过磁控溅射、电镀等工艺, 形成具有一定图案特征, 厚度为 300 nm 的金制偶极臂, 从而得到石英探针。石英是一种低损耗材料, 在毫米波频段的介电损耗非常低。石英探针的表面光滑度和高频信号传输能力非常出色。由于石英具有优异的表面加工特性, 探针的制造精确度很高, 这有助于减少信号反射和畸变, 提高探针与过渡结构之间的匹配效率。探针的 2 个偶极臂分别位于石英基板的顶部和底部, 2 个偶极臂之间具有一定夹角, 形状上类似字母“Y”^[12]。将 Y 型探针放置在波导的 E 面, 位置与电场强度最大点重合, 以获得最佳的耦合效率。

2 过渡结构仿真及优化设计

通过高频结构仿真器 (High Frequency Structure Simulator, HFSS) 对准八木天线过渡结构进行优化。在腔体上方引入销钉型电磁带隙结构, 如图 1 中所示, 销钉的具体参数见表 1。

对引入销钉结构前后的腔体进行仿真分析, 结果如图 3 所示。引入销钉结构的腔体在仿真中实现了 60~90 GHz 频带内优于 15 dB 的回波损耗 (Return Loss, RL); 没有引入销钉结构的腔体在 60~90 GHz 频带内的回波损耗仅优于 9 dB。在准八木天线石英探针过渡结构中引入销钉型电磁带隙结构, 对整个通带内的回波损耗起到约 10 dB 左右的优化效果。

EBG 结构具有抑制表面波传播、频率选择性反射等特性。在过渡结构中引入 EBG 结构后, 由于其对电磁波传播的影响, 能够在一定程度上改善阻抗匹配。当阻抗匹配改善时, 过渡结构与相邻器件或传输线的反射会减少, 导致信号反射减少, 回波损耗降低。通过优化 EBG 结构的参数, 尤其是其几何形状和周期, 可显著增强这一效果, 如图 4~图 5 所示。根据仿真结果可以看出, 通过修改销钉的大小, 虽可在一定程度上优化回波损耗, 但不合适的销钉尺寸会导致高频段的性能恶化, 对销钉的钉高 h 进行扫参分析后得到了类似的现象, 因此, 销钉应尽量贴近微带电路表面, 以获得更好的优化效果。

针对设计中 Y 型探针两偶极臂的夹角和臂长 L_p 进行鲁棒性分析。图 6 为 Y 型探针两偶极臂的夹角的仿真结果, 可以看出, 当偶极臂的夹角加工误差达到 2° 时, 整个通带内的回波损耗会恶化近 10 dB。因此, 石英探针两

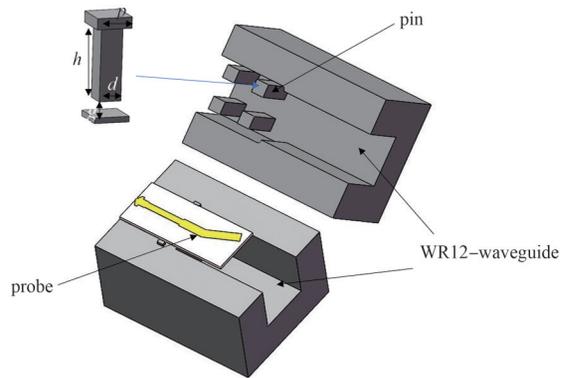


Fig.1 Model of the proposed transition structure
图 1 所提出的过渡结构示意图

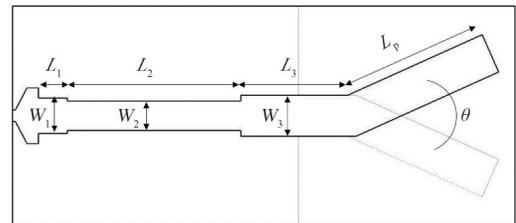


Fig.2 Schematic diagram of quartz probe
图 2 石英探针示意图

表 1 销钉尺寸(mm)

Table1 Pin size(mm)

| parameter | p | h | d | g |
|-----------|------|-----|-----|------|
| value | 0.64 | 1.3 | 0.4 | 0.25 |

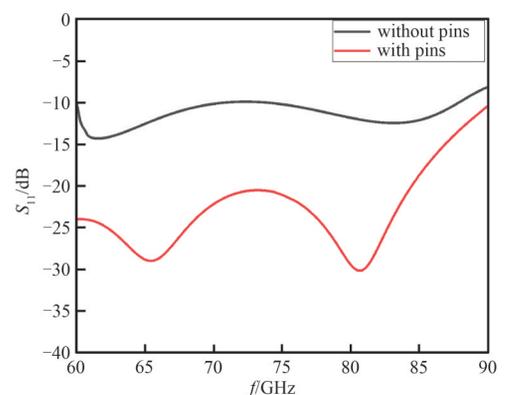


Fig.3 Simulation results with or without pins
图 3 有无销钉情况下的仿真结果

偶极臂的夹角加工精确度需控制在 $\pm 1^\circ$ 以内。图 7 为 Y 型探针的臂长 L_p 的仿真结果，当臂长为 0.8 mm 时，过渡的性能达到最佳；当臂长变小或变大时，回波损耗都会有很大程度的恶化。由此可以得出，探针偶极臂长度对整体性能产生的影响很大，在设计时需额外注意。

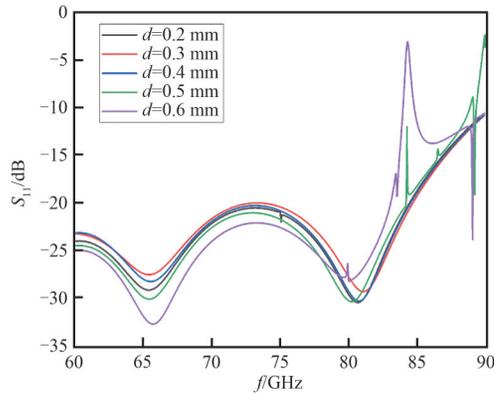


Fig.4 Simulation results for different pin sizes
图 4 针对不同销钉尺寸 d 的仿真结果

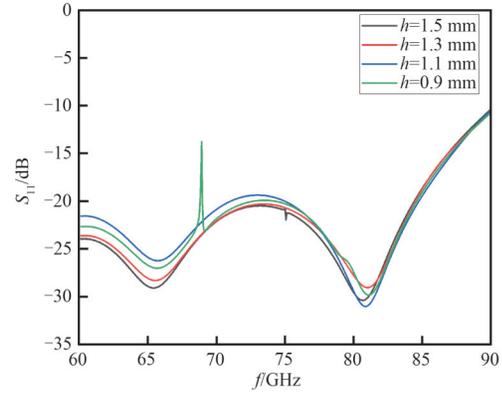


Fig.5 Simulation results for different pin heights
图 5 针对不同销钉高度 h 的仿真结果

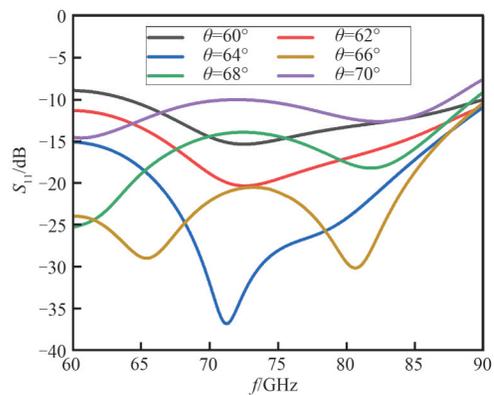


Fig.6 Simulation of Y-dipole with different angles
图 6 Y 型偶极子不同夹角的仿真结果

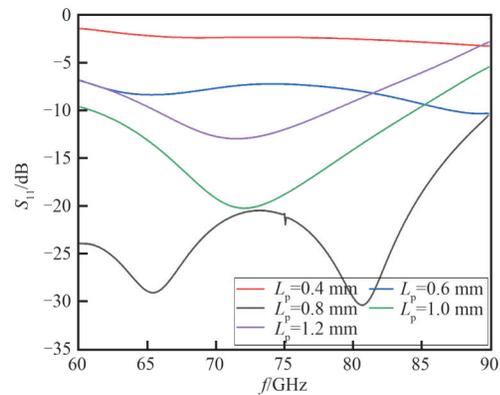


Fig.7 Simulation of different Y-probe lengths
图 7 不同 Y 型探针臂长的仿真结果

探针的尺寸见表 2。在探针偶极臂后端的微电路上通过引入过渡段，分段收缩和扩展微带线的宽度，可逐渐实现阻抗平滑过渡，从而减少反射，进行阻抗匹配。

表 2 探针尺寸(mm)

Table 2 Probe size(mm)

| parameter | W_1 | W_2 | W_3 | θ | L_1 | L_2 | L_3 | L_p |
|-----------|-------|-------|-------|------------|-------|-------|-------|-------|
| value | 0.24 | 0.2 | 0.28 | 66° | 0.2 | 1.2 | 0.74 | 0.4 |

3 制造与测试

在上述过渡结构模型基础上设计倍频器模块。采用高精度电脑数值控制(Computer Numerical Control, CNC)加工工艺^[13]，分别对模块上腔体与下腔体进行加工；经过镀金后将倍频器芯片(雄安太芯 TCC2101D)封装到腔体内。封装后的倍频器模块实物如图 8 所示，左侧为具有销钉型 EBG 结构的金属上腔体，右侧为承载芯片及石英微带的金属下腔体。信号链路的具体描述为：输入信号通过同轴连接器焊接至微带线，微带线至芯片以及芯片至石英探针的信号过渡都采用金丝键合的形式实现，最后通过石英探针过渡到矩形波导输出，得到倍频后的信号。模块的整体尺寸为 10 mm×12 mm×20 mm，具有紧凑的封装体积。

测试中使用的信号源型号为 Agilent E8257D，输出信号的频率范围为 250 kHz~40 GHz，可输出的最大功率为 13 dBm。采用 VDI PM5 功率计测量倍频器模块的输出功率，测试环境如图 9 所示。由于该 E 波段倍频器模块采用了非标准法兰，在测试过程中需在测试链路中使用转接器才能与具有标准波导接口的功率计相连，转接器如图 10 所示。使用矢量网络分析仪对转接器进行回波损耗以及插入损耗的测试，测试环境如图 11 所示。测试结果

如图 12 所示, 可以看到, 转接器的回波损耗大致优于 10 dB, 但其插入损耗在部分频点会产生恶化, 最大损耗为 3 dB, 导致在整个测试链路中引入额外的损耗。

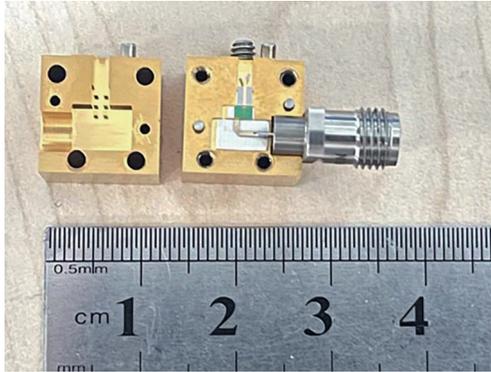


Fig.8 Physical diagram of frequency multiplier
图 8 倍频器实物图

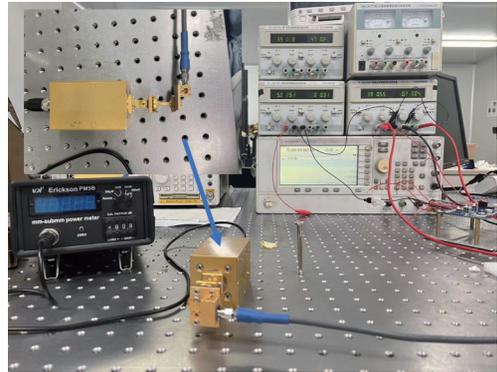
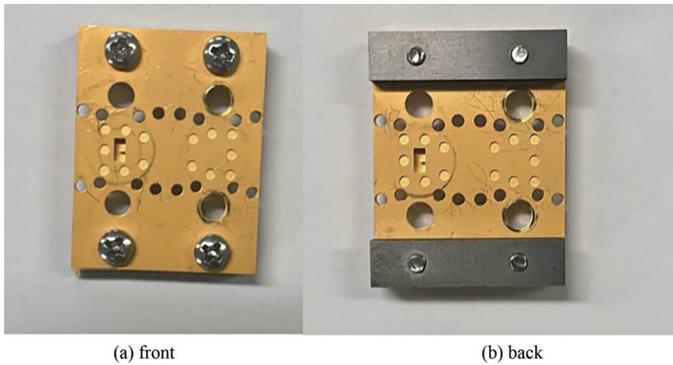


Fig.9 Testing environment
图 9 测试环境



(a) front (b) back

Fig.10 Adapter object
图 10 转接器实物

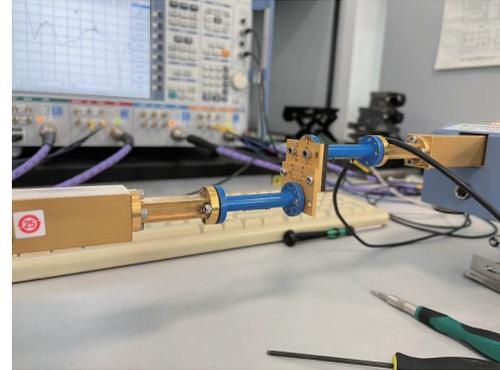


Fig.11 Test environment for adapter
图 11 转接器测试环境

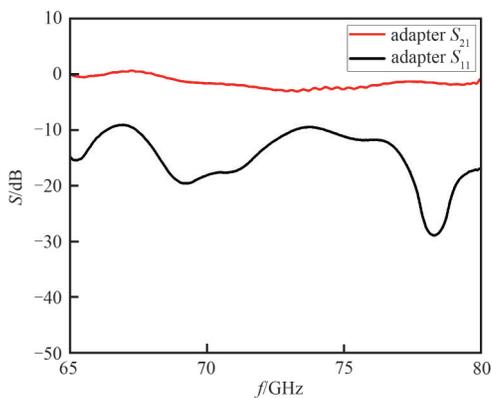


Fig.12 Test result for adapter
图 12 转接器测试曲线

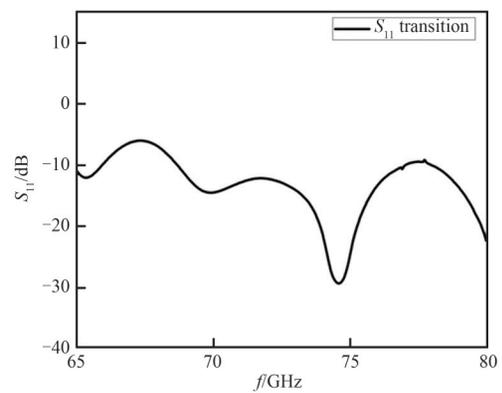


Fig.13 Return loss of transition
图 13 过渡结构回波损耗

在确认了转接器级联的工作性能后, 使用矢量网络分析仪对安装了转接器的 E 波段倍频模块进行测试, 并对过渡结构的回波损耗进行分析, 结果如图 13 所示。图 13 所示回波损耗曲线与图 12 所示单独测试转接器情况下的曲线吻合较好, 在一定程度上反映了所使用的准八木天线过渡探针结构具有良好的工作性能。但在 67 GHz 附近性能不佳, 原因可能是实际装配中金丝键合的形式不可控导致的性能恶化。

表 3 为本文工作与其他类似工作的比较。文献[7]中使用了与本文类似的周期性销钉结构进行优化, 但其使用了过多的销钉, 导致加工复杂度及成本显著提高。文献[9]中使用倒装芯片的方式取代金丝键合, 虽然在一定程度上改善了寄生参数, 但装配困难。文献[11]中使用阶梯型脊波导实现优化, 但这样的结构导致物理尺寸很大。综上, 本设计中使用的优化方法能够以较为紧凑的尺寸保证性能的优异。

表3 与其他过渡形式的性能对比

Table3 Comparison with other transition forms

| Ref. | improved method | f/GHz | RL/dB | size |
|-----------|-----------------|----------------|-------|----------------|
| [7] | Periodic pin | 66~98 | 12.5 | $0.7\lambda_0$ |
| [9] | Flip chip | 69~87 | 10.0 | $0.6\lambda_0$ |
| [11] | Stepped ridge | 72~95 | 10.0 | $0.9\lambda_0$ |
| this work | Periodic pin | 65~80 | 10.0 | $0.5\lambda_0$ |

功率测试结果如图 14、15 所示，加工装配的 2 个倍频器模块的测试结果具有很好的一致性。在信号源输出功率为 13 dBm 时，倍频器能够输出功率大于 0 dBm 的信号。对整个链路的损耗进行计算，得到模块的变频损耗约为 13 dB，与芯片手册较为吻合。

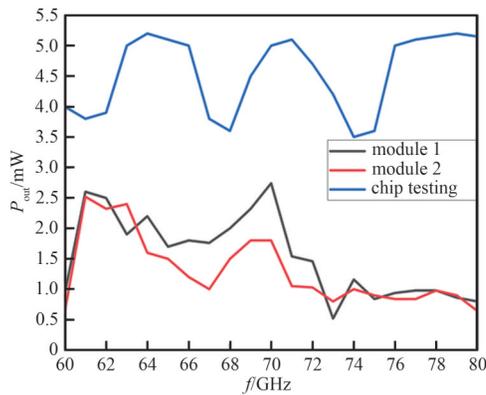


Fig.14 Comparison between module and chip
图 14 模块功率测试及芯片在片测试对比

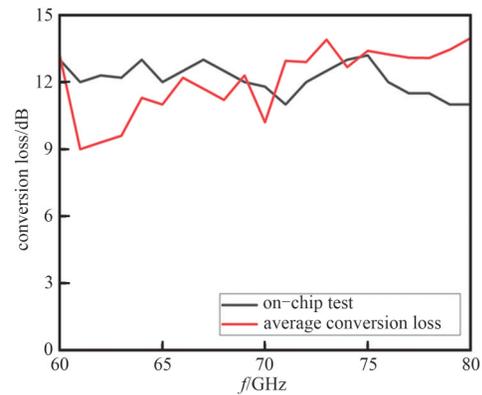


Fig.15 Comparison of conversion loss
图 15 变频损耗对比图

4 结论

本文设计了一种 Y 型准八木天线石英探针，实现了矩形波导至芯片的信号过渡。利用该探针结构，对二倍频芯片(TCC2001D)进行了封装。所制造的 2 个 E 波段倍频器模块测试结果一致性较好，在频率为 60~80 GHz 范围内，当输入功率为 13 dBm 时，模块输出功率大于 0 dBm。测试结果表明本文所提出的模块封装方法具有很好的应用价值。

参考文献：

- [1] 何天琦,王坦. 浅析美国 5G 频率规划[J]. 中国无线电, 2016(11):40-46,61. (HE Tianqi,WANG Tan. Analysis of the American 5G frequency planning[J]. China Radio, 2016(11):40-46,61.) doi:10.3969/j.issn.1672-7797.2016.11.034.
- [2] 薛昊东,吴洪江,王雨桐. F 频段三倍频放大多功能芯片设计与实现[J]. 半导体技术, 2019,44(10):762-766,789. (XUE Haodong,WU Hongjiang,WANG Yutong. Design and implementation of F-band triple frequency amplification multi-function chip[J]. Semiconductor Technology, 2019,44(10):762-766,789.) doi:10.13290/j.cnki.bdtjs.2019.10.003.
- [3] 陈长友,刘会东,崔璐. E 波段 GaAs PHEMT 工艺有源六倍频器 MMIC[J]. 现代信息科技, 2023,7(9):60-62,67. (CHEN Changyou,LIU Huidong,CUI Lu. E-band GaAs PHEMT process active sextupler MMIC[J]. Modern Information Technology, 2023,7(9):60-62,67.) doi:10.19850/j.cnki.2096-4706.2023.09.014.
- [4] DIXON P. Cavity-resonance dampening[J]. IEEE Microwave Magazine, 2005,6(2):74-84. doi:10.1109/MMW.2005.1491270.
- [5] WILLIAMS D F. Damping of the resonant modes of a rectangular metal package(MMICs)[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1989,37(1):253-256. doi:10.1109/22.20046.
- [6] RAJO-IGLESIAS E,ZAMAN A U,KILDAL P S. Parallel plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using a lid of nails[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010,20(1):31-33. doi:10.1109/LMWC.2009.2035960.
- [7] ZAMAN A U,VASSILEV V,KILDAL P S,et al. Millimeter wave E-plane transition from waveguide to microstrip line with large substrate size related to MMIC integration[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016,26(7):481-483. doi:10.1109/LMWC.2016.2574995.
- [8] TONG Z Q,STELZER A. A vertical transition between rectangular waveguide and coupled microstrip lines[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012,22(5):251-253. doi:10.1109/LMWC.2012.2192719.