

金线焊接差异对信号传输的影响分析与建模

王紫任¹, 高锦春¹, 宋凯旋¹, 田露², 原义栋²

(1. 北京邮电大学, 安全生产智能监控北京市重点实验室, 北京, 100876; 2. 北京智芯微电子科技有限公司, 北京, 102200)

摘要: 在超声热键合的过程中, 平行键合线的间距变化常常被忽略. 间距变化对高频信号传输会产生较大影响, 不容忽视. 文中从建模分析和试验测试两个角度研究了平行键合线距离对电路信号传输的影响. 基于电路的尺寸参数和材料参数, 分别建立了不同间距平行键合线的电磁场数值计算模型和等效电路模型, 计算和分析了两连接点间等效电感和电阻随间距和信号频率的变化关系, 研究了平行键合线距离对电路信号完整性的影响. 模型仿真和试验测试结果表明, 键合线之间的互感随着键合线间距增加而下降, 从而导致两连接点之间的等效电感下降, 电路信号完整性提升.

创新点: (1) 研究键合线焊接差异对电路高频性能的影响.

(2) 建立电磁场数值计算模型和等效电路模型预测不同间距的键合线的高频电性能.

关键词: 键合焊接; 信号完整性; 电磁场模型; 电路模型

中图分类号: TG 409

文献标识码: A

doi: 10. 12073/j. hjxb. 20210902001

0 序言

随着通信系统向着小型化方向发展, 键合线广泛地应用于芯片封装和射频电路中. 由于电路工作的频率高, 相应的电磁波波长短, 所以键合互连区域有着复杂的电磁特性.

对于键合线电/电磁特性的研究, Alimenti 等人^[1]运用时域有限差分法和准静态模型法对键合线进行了建模和电学特性分析, 并基于键合线的几何参数, 运用准静态模型法将键合线等效为一个由串联电感和并联电容组成的低通网络. Budka^[2]基于滤波器的设计思路, 提出了一种可以扩展带有键合线的微波电路带宽的方法, 该方法可以在键合线长度较长时仍使电路保证较好的电性能. Laor 等人^[3]运用四探针法测量键合线的接触电阻用于评估其可靠性, 并研究分析了 3 种不同的探针位置对测量值的影响, 给出与真实值最接近的试验设置. Ndip 等人^[4-5]基于键合线的形状和材料参数得出其电感值的计算模型, 对比分析了计算值与 ANSYS

Q3D 仿真值之间的误差, 并基于计算模型提出了可以减小键合线电感的方法. Wane 等人^[6]提出了一种针对三维键合阵列拓扑的宽带等效电路推导方法, 并运用此方法进行了键合线耦合功率和信号完整性分析. Hillebrand 等人^[7]运用计算机断层扫描分析技术和电磁场仿真技术, 提出一种用于提取键合线散射参数 (scattering parameters, S 参数) 的方法, 并与实测的 S 参数进行了对比误差分析. Zhang 等人^[8]为了减小电路尺寸和提高信号传输性能, 提出了一种新的用于连接 IC 芯片和基片集成波导的键合线结构, 并运用低噪声放大器证明了新结构的有效性. Wang 等人^[9]研究了不同数量和位置的键合线失效对电路信号传输的影响, 建立了电磁场和电路的分析模型, 并通过试验验证了理论分析的正确性. Doerr 等人^[10]针对多耦合键合线互连提出了一种新的建模方法, 并分析了全波电磁场仿真和集总电路仿真得到的 S 参数. Ndip 等人^[11]将双键合线应用于宽带毫米波准半环天线中, 并将其电性能与使用单键合线的天线进行了对比分析.

为了提高键合焊接区域的耐压值和可靠性, 两连接点间通常使用两根平行键合线进行连接. 有时键合焊盘较大, 超声热焊接后, 各样本的键合互连区域之间存在差异. 工程实践表明, 这种差异主要体现在: 每次焊接不能保证两键合线间距相等, 这

收稿日期: 2021 - 09 - 02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51877010); 北京智芯微电子科技有限公司实验室开放基金.

会对高频信号传输有较大影响. 目前, 对于键合线装配焊接引起的线间距差异对信号传输影响研究还不充分. 文中基于电路的尺寸参数和材料参数, 建立了带有不同间距的键合线电路板的三维电磁场数值计算模型. 此外, 基于传输线原理, 考虑到趋肤效应、键合线间距等因素, 建立了键合焊接区域等效阻抗网络(电路)模型. 通过仿真可知, 由电磁场模型计算得到的 S 参数和电路模型计算得到的 S 参数有着非常好的一致性. 最后, 使用矢量网络分析仪(vector network analyzer, VNA)对带有不同间距键合线的电路板进行测试, 验证了理论模型的有效性. 文中的模型对量化平行键合线间距对信号传输的影响有着重要意义, 也可以对平行键合键精确地焊接装配提供指导.

1 平行键合线焊接差异

增加键合线数量可以显著提高键合焊接区域的耐压值. 如图 1 所示, 当使用一根键合线时, 熔断电压为 8 V, 使用两根键合线时, 熔断电压增长到 11 V. 键合线直径为 25 μm , 跨度为 2 mm, 材料为金. 然而, 大量工程实践表明, 在超声热焊接过程中, 当使用平行双键合线连接两导体时, 键合线之间的距离变化常常被忽略, 如图 2 所示.

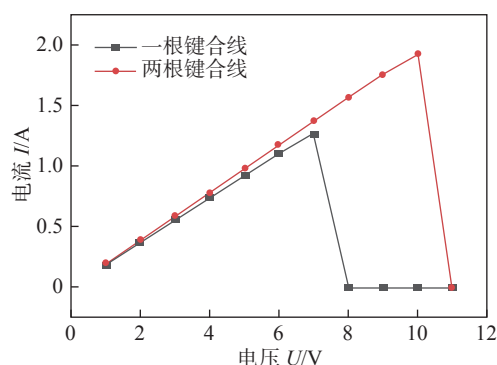


图 1 键合焊接区域电压-电流关系

Fig. 1 Voltage-current relationship of bonding area

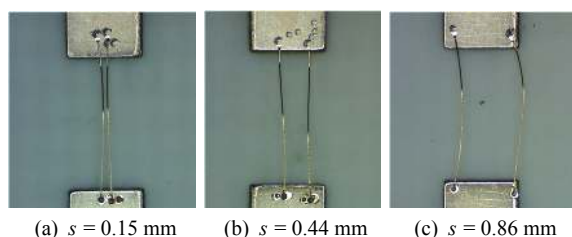


图 2 超声热焊接过程中不同间距 s 的平行键合线

Fig. 2 Parallel bonding wires with different spacing s in ultrasonic thermal welding. (a) $s = 0.15$ mm; (b) $s = 0.44$ mm; (c) $s = 0.86$ mm

键合焊接区域的等效电路如图 3 所示. R_1 和 R_2 为两条键合线的交流等效电阻; $L_{\text{键合线}1}$ 和 $L_{\text{键合线}2}$ 为两条键合线的自电感, L_{12} 为它们的互电感. 当键合线间距改变时, 互电感也随之改变, 从而影响高频信号传输. 文中针对该普遍存在且尚未得到足够重视的工程问题, 建立三维电磁场数值计算模型和等效电路模型, 从理论分析和试验测试的角度, 详细阐明了键合线间距对高频信号传输的影响.

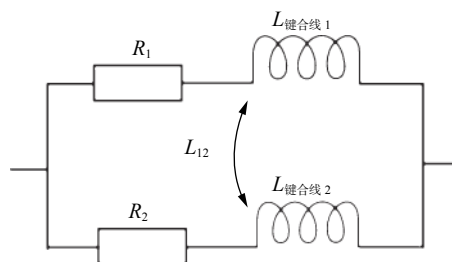


图 3 键合焊接区域等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of bonding area

2 三维电磁场数值计算模型

2.1 模型建立

基于键合线电路的尺寸参数和材料参数, 建立键合电路的三维电磁场仿真模型, 如图 4 所示. 电路板的厚度为 0.508 mm, 介质板的介电常数为 3.48. 两段微带线的尺寸为 10 mm \times 1.1 mm, 间隔为 2 mm, 用平行键合线连接. 键合线的规格为 $\phi 25 \mu\text{m} \times 3$ mm, 材料为纯度 99% 的金. 电路板的特征阻抗为 50 Ω . 在模型仿真中, 为了简化分析, 键合线设置为有耗金属, 而电路板的金属和介质设置为理想无耗. 电路板上两平行键合线的间距设置为 0.15, 0.44 和 0.86 mm. 仿真采用基于时域有限积分法的 Computer Simulation Technology (CST) 仿真软件. 仿真频率为 0 ~ 10 GHz, 边界条件为开放边界.

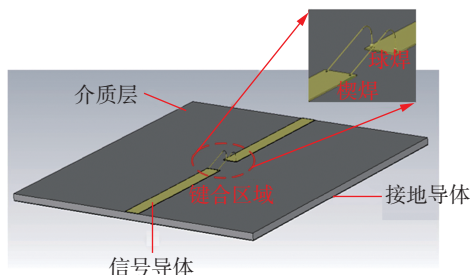


图 4 键合电路的三维电磁场模型

Fig. 4 Three dimensional electromagnetic field model of bonding circuit

2.2 结果与分析

图 4 中电路板可以等效为一个二端口微波网络, 如图 5 所示. S 参数可以用来评估该二端口网络的传输特性. 其中, a_1 和 a_2 为端口 1 和端口 2 的入射波, b_1 和 b_2 为端口 1 和端口 2 的反射波. S 参数和入射波、反射波的关系可以表示为

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} \quad (2)$$

式中: a_j 为某端口的入射波; b_i 为某端口的反射波. S_{11} 衡量了端口的匹配性能, 其数值越小, 端口匹配越好, 电磁波的反射越小. S_{21} 衡量了网络的传输性能, 其数值越大, 传输特性越好, 电磁波的传输损耗越小. 图 6 为电磁场模型的仿真结果.

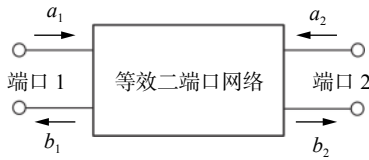
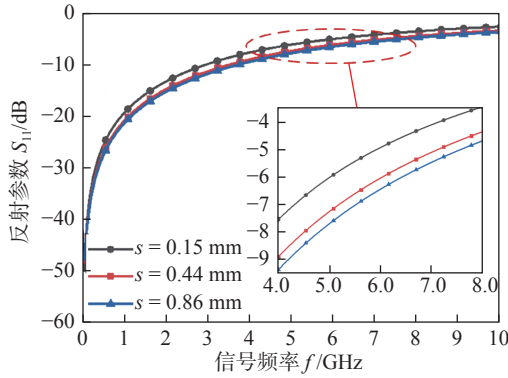
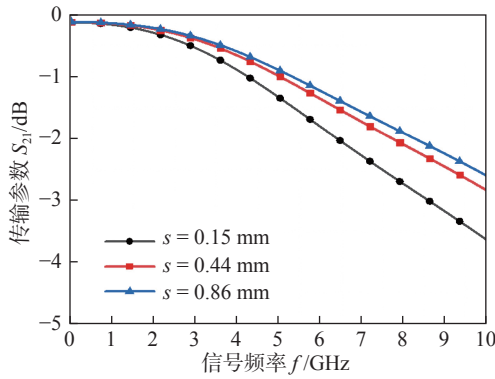


图 5 电路板等效二端口网络

Fig. 5 Equivalent two port network of circuit board



(a) S_{11} 参数



(b) S_{21} 参数

图 6 电磁场模型的仿真结果

Fig. 6 Simulation results of electromagnetic field model. (a) S_{11} parameter; (b) S_{21} parameter

如图 6 所示, S_{11} 参数随着两平行键合线间距的增加而下降, 这说明电路的匹配性能有所上升, 电磁波的反射下降. 比如, 对于间距为 0.15 mm 的两平行键合线, S_{11} 在 0~10 GHz 范围内的最大值大约为 -2.6 dB; 而对于间距为 0.86 mm 的样本, S_{11} 在该频率范围的最大值约为 -3.6 dB. S_{21} 参数随着两平行键合线间距的增加而上升, 这说明电路的传输性能有所上升, 更多的电磁波从电路的输入端口传递到了输出端口. 比如, 对于间距为 0.15 mm 的两平行键合线, S_{21} 在 0~10 GHz 范围内的最小值约为 -3.6 dB; 而对于间距为 0.86 mm 的样本, S_{21} 在该频率范围的最小值约为 -2.6 dB.

3 等效电路模型

3.1 模型建立

由于电路工作的频率高, 相应电磁波的波长短, 所以应该采用传输线理论建立分布参数电路模型. 如图 7 所示, 微带线可以等效为单位长度电路的级联, 其中电感 L_n 是由于导体的电流效应引起的, 电容 C_n 是由于信号导体与接地导体之间存在电势差引起的. 假设微带线的信号导体宽度为 w , 电路板厚度为 h . 当 $\frac{w}{h} > 1$ 时, 单位长度电感可以由式 (3) 计算^[12], 即

$$l = \frac{120\pi}{v_0} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (3)$$

式中: v_0 为真空中的光速.

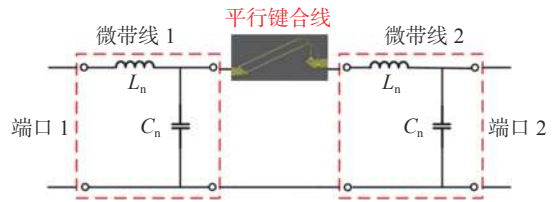


图 7 带有键合线的电路板分布参数电路模型

Fig. 7 Distributed parameter circuit model of circuit board with bonding wires

计算单位长度电容时, 需要先计算微带线的等效介电常数 ϵ'_r .

$$\epsilon'_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \quad (4)$$

式中: ϵ_r 为介质板实际的介电常数.

当 $\frac{w}{h} > 1$ 时, 单位长度电容 c 可以由式 (5) 计算.

$$c = \frac{\epsilon_r'}{120\pi\nu_0} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right] \quad (5)$$

对于如图 4 所示的微带线,通过计算可知单位长度电感为 0.284 nH/mm,单位长度电容为 0.11 pF/mm.此外,为了提高分布参数电路模型的精确度,对于带宽为 BW_{model} 、传输时延为 TD 的电路模型,单位长度参数电路的节数 n 应满足^[13]

$$n \geq 10BW_{\text{model}} TD \quad (6)$$

考虑到文中所研究的频段以及电路的传输时延,对于长度为 10 mm 的微带线,单位长度参数电路的节数选为 8.所以单位长度参数电路代表的物理长度为 1.25 mm.

如图 3 所示,当电流流过键合线时,导体周围存在磁感线,产生电感效应.假设键合线的半径为 r ,长度为 d ,则键合线等效自电感 L 可以由式 (7) 计算^[14].

$$L = 5d \left[\ln \left(\frac{2d}{r} \right) - \frac{3}{4} \right] \quad (7)$$

当两键合线之间的距离较近时,其中一根键合线上的电流产生的磁感线也会环绕另一根键合线周围从而形成互感,两键合线之间的互感 L_{12} 可以由式 (8) 计算.

$$L_{12} = 5d \left[\ln \left(\frac{2d}{r} \right) - 1 + \frac{s}{d} - \left(\frac{s}{2d} \right)^2 \right] \quad (8)$$

式中: s 为两键合线中心的间距.需要注意的是,当使用式 (7) 和式 (8) 计算自感和互感时,长度单位均应使用英寸进行计算,计算结果如表 1 所示.

表 1 不同键合线间距的互感值 L_{12}
Table 1 Mutual inductance value L_{12} of different bonding wire spacing

键合线间距 s/mm	互感值 L_{12}/nH
0.15	1.60
0.44	1.04
0.86	0.71

由于金属存在电阻率,所以当电流流过键合线时,会产生电阻效应,如图 3 所示.当直流电流流过导体时,电阻 R_{DC} 可以由式 (9) 计算.

$$R_{\text{DC}} = \rho \frac{d}{A} \quad (9)$$

式中: ρ 为键合线的电阻率; A 为键合线的横截面积,可以通过 $A = \pi r^2$ 计算得到,其中 r 为键合线半径.当键合线传导的是高频电流时,由于趋肤效应,电流主要分布在键合线表面流动,趋肤深度 δ 为

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (10)$$

式中: f 为电流的频率; μ 为键合线导体的磁导率, $\mu = \mu_0 \mu_r$, 其中 μ_0 为真空的介电常数, μ_r 为介质层的相对介电常数; σ 为键合线导体的电导率,是电阻率 ρ 的倒数.因为高频电流趋于键合线表面流动,所以线的有效截面积减小,电阻增加,如图 8 所示.对于键合线交流电阻,可以由式 (11) 计算得到.

$$R_{\text{AC}} = R_{\text{DC}} \cdot \frac{r}{2\delta} \quad (11)$$

式中: R_{AC} 为交流电阻; R_{DC} 为直流电阻.图 3 中 R_1 和 R_2 为键合线的交流电阻.受趋肤效应的影响,电路中高频段的导体损耗要比低频段的导体损耗大很多.

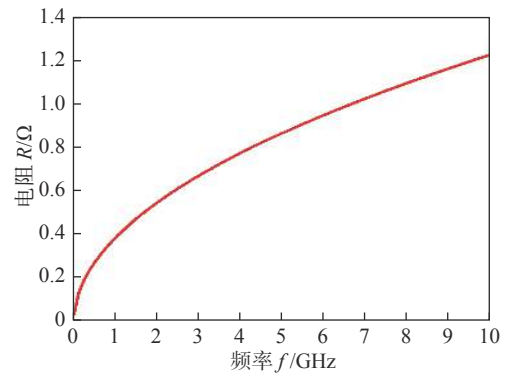


图 8 直径为 25 μm 的金线交流电阻
Fig. 8 Gold wire AC resistance with a diameter of 25 μm

综上所述,可以计算出模型中各集总参数元件的数值如表 2 所示.使用电路软件 Advanced Design System (ADS) 对模型进行仿真,仿真频率为 0.01~10 GHz,仿真结果如图 9 所示.

表 2 键合焊接区域模型的参数值
Table 2 Model parameter values of bonding welding area

传输线电感 L_n/nH	传输线电容 C_n/pF	键合线交流 电阻 $R_1, R_2/\Omega$	键合线电感 $L_{\text{键合线}}/\text{nH}$
0.355	0.137 5	$1.23 \times 10^{-5} f^{0.5}$	3.2

3.2 结果与分析

对比图 9 和图 6 可知,电路模型和电磁场模型仿真结果拟合很好.随着两平行键合线的间距增加,电路 S_{11} 参数下降, S_{21} 参数上升,这表明增加平行键合线的间距能够使电路的信号传输性能有所改善.以 7 GHz 频点为例,相比于键合间距为 0.15 mm 的样本,当键合间距为 0.86 mm 时, S_{11} 大约下降 2 dB 左右, S_{21} 大约上升 1 dB 左右.事实上,键合焊接

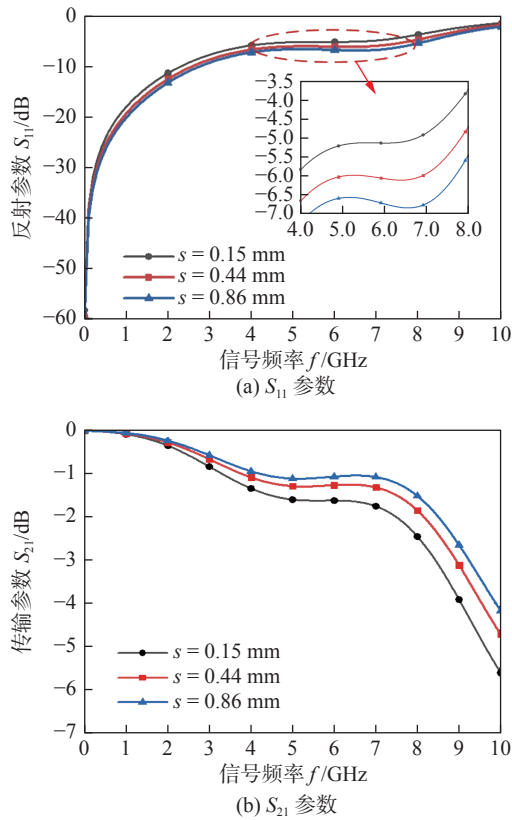


图 9 电路模型的仿真结果

Fig. 9 Simulation results of circuit model. (a) S_{11} parameter; (b) S_{21} parameter

区域的等效交流电阻不会因为键合线间距的改变而对电路信号传输产生影响. 间距主要影响的是两键合线之间的互感, 从而影响整个键合焊接区域的等效电感.

实际上, 两键合线的关系为并联, 可以通过式 (12) 计算两连接点之间的等效电感 L_{eq} .

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1 + L_2 - 2L_{12}} \quad (12)$$

式中: L_1 为键合线 1 的自电感; L_2 为键合线 2 的自电感; L_{12} 为键合线 1 和键合线 2 之间的互电感.

由图 10 可以看出, 两连接点间的等效电感随着键合线间距增加而下降, 这是由于线间互感的下降造成的. 电感的感抗 $Z = 2\pi j f L$, 当两连接点之间的等效电感 L_{eq} 下降, 该区域相应的感抗就有所下降, 电路的匹配性能便有所提升. 此外, 如图 9 所示, 键合线间距对于信号传输的影响在高频段更加明显. 比如: 对于键合线间距为 0.15 mm 和间距为 0.86 mm 的两个样本, S 参数在 2 GHz 以内频段变化很小, 在 2 GHz 以上频段变化较为明显. 这是由于对于相同的等效电感差值, 随着频率的升高, 感抗的差值会逐渐增大, 对高频信号的影响也越大.

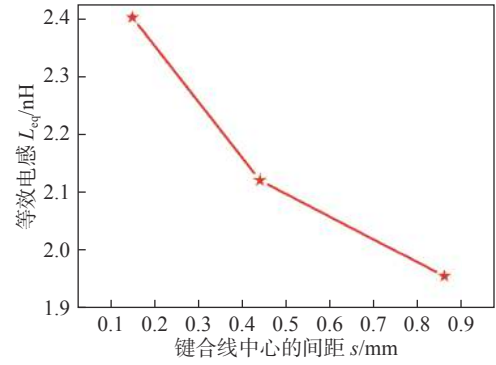


图 10 两连接点间等效电感随键合线间距的变化

Fig. 10 Variation of equivalent inductance between two connection points with bonding wire spacing

4 试验验证

4.1 试验设置

加工制作与 2.1 节中尺寸参数完全相同的印制电路板, 用于验证电磁场模型和电路模型的正确性, 如图 11 所示. 电路板的介质层采用罗杰斯



(a) 超声金丝球焊机焊接键合线



(b) 高频参数的测试

图 11 键合线间距对信号传输影响的试验环境

Fig. 11 Experimental environment of influence of bonding wire spacing on signal transmission. (a) bonding process using an ultrasonic gold wire ball welder; (b) high frequency parameters test

4350B, 介电常数为 3.48. 使用超声金丝球焊机将金线焊接在两微带线之间. 两平行键合线的间距为 0.15, 0.44 和 0.86 mm. 在印制板两端焊接 SMA 连接器, 将微带线结构转化为同轴结构, 用于连接测试设备的线缆. 使用安捷伦 N5230C 矢量网络分析仪测试带有不同间距键合线的电路板的 S 参数, 仪器校准方式为 SOLT, 测试频率为 0.01 ~ 10 GHz, 共 201 个采样点.

4.2 结果与分析

对比图 12 和图 6、图 9 可知, 测试数据在大多数频段与理论模型吻合较好, 证明了理论模型的有效性. S_{11} 随着频率的增加呈上升趋势, 这说明随着电路工作频率的升高, 高频匹配性能有所下降. S_{21} 随着频率的增加呈下降趋势, 这是由于电路中存在导体损耗和介质损耗, 并且以上两种损耗在高频段更加明显. 和理论模型分析相似, S_{11} 参数随着键合线的间距增加而下降, S_{21} 参数随着键合线的间距增加而上升. 随着两连接点之间的等效电感下降, 信号传输性能明显上升, 比如, 在 4.5 GHz 频点, 相比于键合线间距为 0.15 mm 的样本, 键合线间距为 0.86 mm 的样本的 S_{11} 下降约为 4 dB, S_{21} 上升约为 1.6 dB. 然而, 相比于理论模型的仿真结果,

测试结果在某些频点存在差异. 这是由于在试验中, 需要引入射频同轴连接器用于将电路板的微带线结构转化为测试线缆的同轴结构. 因为电路的工作频率高、波长短, 任何结构上微小的变化均可能影响电性能指标. 研究中连接器和焊点的引入会造成电路谐振点的改变. 此外, 在试验中, 很难确保两条键合线做到理想平行, 这也会对试验结果产生一定的影响.

5 结 论

(1) 基于键合线电路的尺寸参数和材料参数, 建立了带有不同间距键合线电路板的三维电磁场数值计算模型.

(2) 建立了不同键合线间距电路板的等效电路模型. 键合线之间的互感随着键合线间距增加而下降, 从而导致两连接点之间的等效电感下降.

(3) 电磁场模型仿真结果很好地拟合了电路模型的仿真结果. 从计算结果可以看出, 键合线间距增加会使电路匹配性能上升, 电磁波的反射和损耗下降. 此外, 由于感抗随着频率的增加而增加, 所以连接点之间等效电感的变化主要影响电路高频段性能.

参考文献

- [1] Alimenti F, Mezzanotte P, Roselli L, *et al.* Modeling and characterization of the bonding-wire interconnection[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(1): 142 – 150.
- [2] Budka T P. Wide-bandwidth millimeter-wave bond-wire interconnects[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(4): 715 – 718.
- [3] Laor A, Herrell P J, Mayer M, *et al.* A study on measuring contact resistance of ball bonds on thin metallization[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2015, 5(5): 704 – 708.
- [4] Ndip I, Öz A, Reichl H, *et al.* Analytical models for calculating the inductances of bond wires in dependence on their shapes, bonding parameters, and materials[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2015, 57(2): 241 – 249.
- [5] Ndip I, Öz A, Guttowski S, *et al.* Modeling and minimizing the inductance of bond wire interconnects [C]// IEEE 17th Workshop on Signal and Power Integrity. Paris, France, 2013: 1–4.

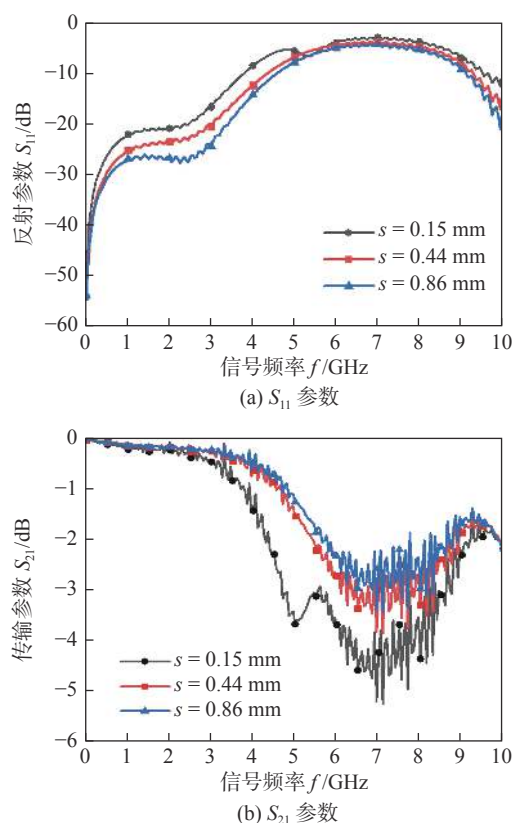


图 12 试验测试结果

Fig. 12 Test results. (a) S_{11} parameter. (b) S_{21} parameter