

文章编号: 2095-4980(2018)02-0330-07

基于场路协同分析的射频 SiP EMC

李照荣¹, 吕立明¹, 万里兮², 曾 荣¹

(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999; 2.中国科学院 微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 在现代高密度集成设计标准下, 场路协同分析法以其高效而精准的电磁兼容(EMC)分析能力, 广泛用于系统级封装(SiP)技术设计中。基于网络散射参数理论, 建立场路协同分析法的等效模型, 分析其工作原理, 并以射频 SiP 中放大器表贴芯片的应用为例, 从 Matlab 理论计算与模型仿真的角度, 验证模型的准确性。进一步针对大功率射频(RF)器件集成中 EMC 问题进行研究, 发现通过改变互连结构自身因素, 如改变互连线的长度、形状、间距等, 或通过改变外在因素, 如改变腔体大小、添加隔条、调节互连结构的位置等, 可改变单元结构间的耦合情况, 从而规避强耦合、自激等 EMC 问题, 大幅提高系统的性能。

关键词: 场路协同分析; 系统级封装; 电磁兼容; 耦合度

中图分类号: TN801

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201802.0330

Investigation on EMC of RF-SiP based on field-circuit cooperated analysis

LI Zhaorong¹, LYU Liming¹, WAN Lixi², ZENG Rong¹

(1.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;

2.Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: Under the modern high density integration design standard, field-circuit cooperated analysis method with the efficient and accurate Electro-Magnetic Compatibility(EMC) analysis ability, is widely applied in the System in Package(SiP) technology design. Based on the theory of network scattering parameters, equivalent model for field-circuit cooperated analysis method is built. After theoretical analysis for its working principle, the radio frequency surface mount amplifier layout is taken as an example to verify the model's accuracy by means of Matlab theoretical calculation and model simulation. And then the EMC issues of the high power Radio Frequency(RF) devices integration are investigated. It is found that the electromagnetic coupling can be reduced through changing itself factors of interconnection structure, for example, changing the length, shape, distance, or changing external factors, such as adjusting the cavity resonance, the position of the interconnection. As a result, the EMC issues, like strong coupling, self excitation, can be avoided, and the performance of the system is improved greatly.

Keywords: field-circuit cooperated analysis; System in Package; Electro-Magnetic Compatibility; co-infection

在高速发展的现代信息社会, 电子产品日新月异, 小型化、多功能、高性能的不断发展, 给电子行业提出了极大挑战。系统封装(SiP)技术^[1-2], 融合微细加工、薄厚膜制造、多层布线技术、内埋、堆叠等技术, 将数字、模拟、射频电路系统或子系统集成到一个封装内的可超越摩尔的先进技术, 受到电子行业的广泛关注。但电子系统集成规模的不断增大, 电路集成度的不断增大, 封装尺寸的进一步缩小, 工作频率的持续提高, 导致电子产品具有很大的电磁风险, 比如耦合^[3]、辐射、谐振引起的电磁兼容(EMC)问题, 使得产品性能降低、失效甚至损毁。因此, 在 SiP 系统电路设计中, 对于系统中 EMC 问题的研究必不可少。目前, 越来越多的电子工程师开始重视电路系统中各种电磁问题^[4], 并提出了多种场路协同分析的方法。场路协同分析法, 一般采用 SNP^[5], SIwave^[6], IBIS^[7], SPICE^[8]等模型, 结合路级电路, 实现场路协同分析, 可以准确地分析电路系统的耦合、谐振、辐射、串扰等电磁问题, 预估电路系统的潜在风险, 提前优化, 能大幅度提高设计效率。

收稿日期: 2016-10-17; 修回日期: 2016-12-06

本文中采用基于 SNP 模型的场路协同分析法对 RF SiP 中 EMC 进行研究：首先建立场路协同分析的等效模型，从理论计算与模型仿真的角度，对比验证模型的准确性；并基于此法，以射频 SiP 中放大器表贴芯片的电路布局为例，研究其 EMC 问题，分析其耦合机理，提出优化方法。

1 场路协同分析法等效模型

基于微波网络散射参数原理，建立 S 参数场路协同分析法等效模型，如图 1 所示，理论分析其工作原理。 N 端口元件 1 代表含电磁特性的 SNP 数据模型， K 端口元件 2 代表电气元件；元件 1 中的 K 个端口与元件 2 相连，代表结构与元器件的端口互连，等效为 $N-K$ 端口的新元件。

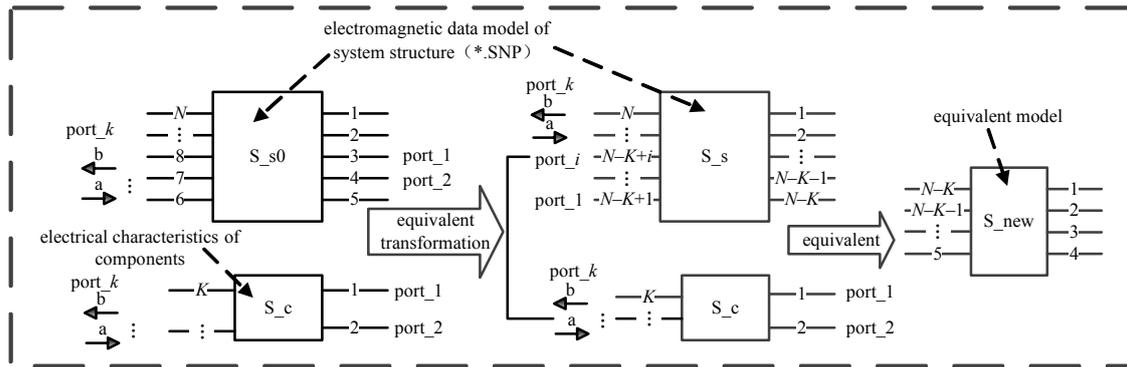


Fig.1 Equivalent model of field-circuit cooperated analysis
图 1 场路协同分析的等效模型

设元件 1 端口的人射波与反射波为 a, b ，则散射 S 参数表达式如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ \vdots \\ b'_m \\ \vdots \\ b'_{m+K-1} \\ \vdots \\ b'_N \end{bmatrix} = [S']_{N \times N} \cdot \begin{bmatrix} a'_1 \\ \vdots \\ a'_m \\ \vdots \\ a'_{m+K-1} \\ \vdots \\ a'_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

元件 1 的 S 参数式(1)通过等效变换，将互连的 K 个端口变换到最后 K 行，如式(2)所示，根据互连关系将得到元件 1 的等效 S 参数矩阵并分为 4 个子矩阵，分别用 A, B, C, D 表示。两元件互连端口入射波与反射波相反，则元件 2 的 S 参数如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_{N-K} \\ b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = [S]_{N \times N} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \\ a_{N-K+1} \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{(N-K) \times (N-K)} & B_{(N-K) \times K} \\ C_{K \times (N-K)} & D_{K \times K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \\ a_{N-K+1} \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} a_{N-K+1} \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = [S\text{-component}] \begin{bmatrix} b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式(2)、式(3)，得到互连的 K 个端口的传输关系，如式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} a_{N-K+1} \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} + D [S\text{-component}] \begin{bmatrix} b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \Rightarrow [I - D [S\text{-component}]] \begin{bmatrix} b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} \quad (4)$$

进一步分析式(4)，展开互连关系矩阵 $I - D [S\text{-component}]$ ，如式(5)所示，提取式(5)的第 i 行，见式(6)：

$$I - D[S_component] = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{N-K+1,N-K+1} & \cdots & S_{N-K+1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N,N-K+1} & \cdots & S_{N,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{-C1,1} & \cdots & S_{-C1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{-CK,1} & \cdots & S_{-CK,K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - (S_{N-K+1,N-K+1} \cdot S_{-C1,1} + \cdots + S_{N,N-K+1} \cdot S_{-CK,1}) & \cdots & -(S_{N-K+1,N-K+1} \cdot S_{-CK,1} + \cdots + S_{N,N-K+1} \cdot S_{-CK,K}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -(S_{N-K+1,N} \cdot S_{-C1,1} + \cdots + S_{N,N} \cdot S_{-CK,1}) & \cdots & 1 - (S_{N-K+1,N} \cdot S_{-CK,1} + \cdots + S_{N,N} \cdot S_{-CK,K}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$b_{N-K+i} - \sum_{j=N-K+1}^N (S_{N-K+i,N-K+1} \cdot S_{-C1,j} + \cdots + S_{N-K+i,N-K+i} \cdot S_{-Cj,j} + \cdots + S_{N-K+i,N} \cdot S_{-CK,j}) \cdot b_j = \sum_{n=1}^{N-K} S_{N-K+i,n} \cdot a_n \quad (6)$$

式(6)代表端口 i 功率传输关系, 即元件 1 上端口 $N-K+i$ 的反射波减去通过元件 2 中各端口(如端口 j)入射波 b 经过元件 2、元件 1 汇聚到端口 $N-K+i$ 上的功率和等于元件 1 剩余 $N-K$ 个端口汇聚到端口 $N-K+i$ 的功率和。

如果 $\text{rank}(I - D[S_component]) < 1$, 即为非满秩, 没有逆矩阵。此时式(5)的某行通过初等变换左边为 0, 则说明对于元件 1、元件 2 在端口 $N-K+i$ 上存在一个正反馈路径, 此回路上有强耦合, 产生自激现象。

$$\begin{bmatrix} b_{N-K+1} \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = [I - D[S_component]]^{-1} C \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_{N-K} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} a_{N-K+1} \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \{A + B[I - D[S_component]]^{-1} C\} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{N-K} \end{bmatrix} \quad (8)$$

如果 $\text{rank}(I - D[S_component]) = 1$, 即为满秩矩阵, 拥有可逆矩阵, 可得到式(7), 代入式(3), 如图 1 所示, $N-K$ 端口等效元件的 S 参数表达式, 如式(8)所示。

式(4)表现了元件互连端口上的功率传输关系, 包含端口间的传输损耗、耦合等电性能关系; 而式(8)在式(4)的基础上, 对整体等效模型的综合概括, 准确地表达了场路协同分析法的工作原理。

2 电路设计验证

以射频 SiP 中放大器芯片在 PCB 上的布局设计应用场景为例, 验证场路协同等效模型的准确性和研究大功率射频芯片集成的 EMC 问题。如图 2(a)所示, 设计了放大器芯片应用的三维结构作为模型 1, 其中 0.2 mm 厚的 Rogers 4350 介电基板, 介电常数为 3.66, 空气腔为 0.8 mm 厚。放大器芯片通过 0.44 mm 宽的 50 Ω 微带线和 wire_bonding 金丝线实现互连。在互连结构上从左到右分别建立了 1,3,4,2 的端口作为信号输入、芯片连接、信号输出, V_d 段为放大器芯片的电源线, 对芯片影响较小, 在此不考虑。

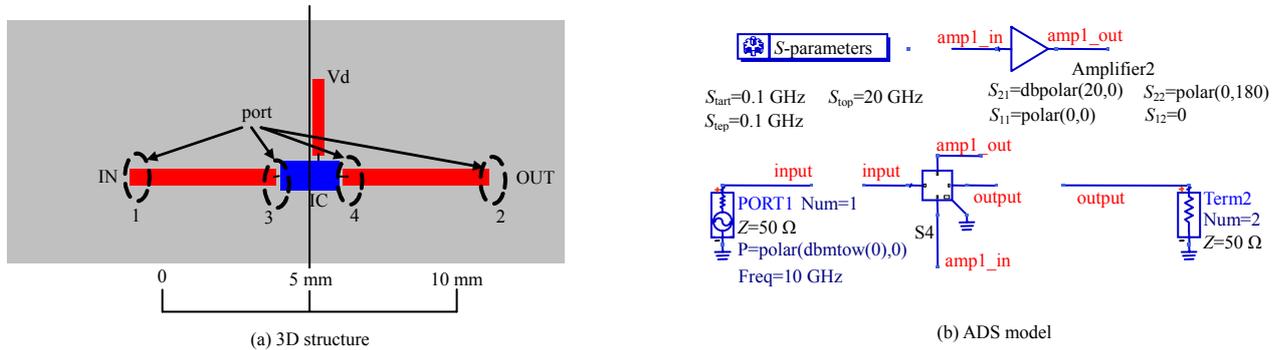


Fig.2 3D structure of the RF amplifier layout and field-circuit cooperated analysis model
图 2 射频放大器芯片布局与场路协同分析模型

采用先进设计系统(Advanced Design System, ADS)仿真软件和 Matlab 理论计算 2 种方法, 对比验证等效模型的准确性。首先利用 HFSS 对模型 1 进行电磁全波仿真, 提取散射参数文件数据。

ADS 建模, 取模型 1 的数据 SNP 文件, 在 ADS 中建立场路协同仿真模型, 如图 2(b)所示, 仿真得到结果。模型中, 选用理想的放大器模型, 设理想增益 20 dB; 信号从端口 1 输入, 端口 3、端口 4 分别接放大器输入输出, 最后从端口 2 输出。

Matlab 理论计算，利用第 1 节中式(8)理论计算场路协同仿真结果。对比二者结果如图 3 所示，可以看出， S_{21} 幅度值、相位的 ADS 仿真结果与 Matlab 计算值完全一致，表明第 1 节中的等效模型与理论推导为正确的，场路协同分析能够综合结构的电磁特性与元件电气特性，具有极大的可行性与可信度。

同时可以看出， S_{21} 幅度值有随频率增加而增大的趋势，特别在频率 14.4 GHz 与 18.3 GHz 附近，出现了高达 30 dB 的突变，可以断定模型 1 中放大器在这 2 个频点附近出现了强耦合，甚至可能产生了自激现象。

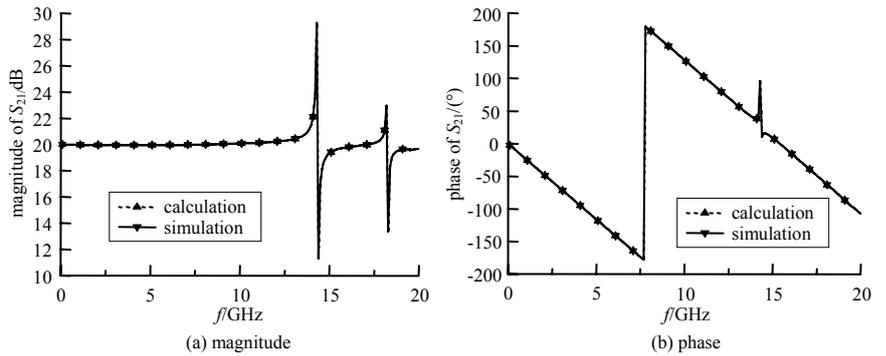


Fig.3 Magnitude and phase of theoretical calculation and simulation results
图 3 场路协同理论计算与仿真结果的幅度与相位

3 大功率射频器件集成的 EMC 分析与优化

3.1 EMC 分析

分析模型 1 中 S_{21} 幅度随频率增加而增大的原因是由于互连结构间的耦合作用；而在频率 14.4 GHz, 18.3 GHz 附近出现强耦合的原因在于腔体谐振。因此减小模型 1 互连微带线(IN 与 OUT)长度，如图 4(a)所示，作为模型 2；在模型 1 的互连微带线上(IN 与 OUT)添加隔条，如图 4(b)所示，为模型 3。

对模型 2 与模型 3 进行全波仿真和场路协同仿真，图 5 所示为 3 种模型在端口 3,4 间的耦合度 S_{43} 与场路仿真 S_{21} 幅度。对比发现耦合度整体上呈随频率上升而增加的趋势，与 S_{21} 在中段随频率增而增相符； S_{21} 前段随频率增而减小的原因在于传输线上传输损耗随频率增而增； S_{21} 先增后减，可推断在此模型中对 S_{21} 影响的主要因素在低频段是传输线的损耗，在高频是耦合；模型 1,2 在频点 14.4 GHz, 18.3 GHz 处有很大的耦合，而模型 3 没有，通过计算，发现这 2 个频点恰好是模型 1,2 的谐振模式 TE101, TE102，模型 3 通过隔条破坏了原有的谐振，使得谐振点右移，在这 2 个频点上没有突变，所以 S_{21} 的突变由腔体谐振引起。

可见，互连结构间的耦合度随频率增加而增加，特别在腔体谐振频点上将有强耦合、剧烈的上突变，进而严重影响电路的整体性能。可采取的措施，如模型 2 通过减小互连线长度，可以减小耦合，或通过添加隔条破坏谐振模式，隔断空间耦合，减小耦合，从而改善电路性能。

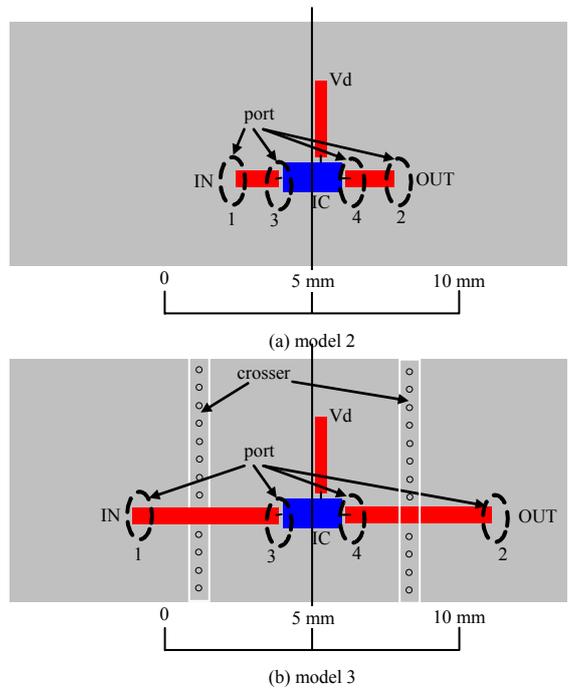


Fig.4 3D structure of the improved model 2 and 3
图 4 改进模型 2 与模型 3 的三维结构

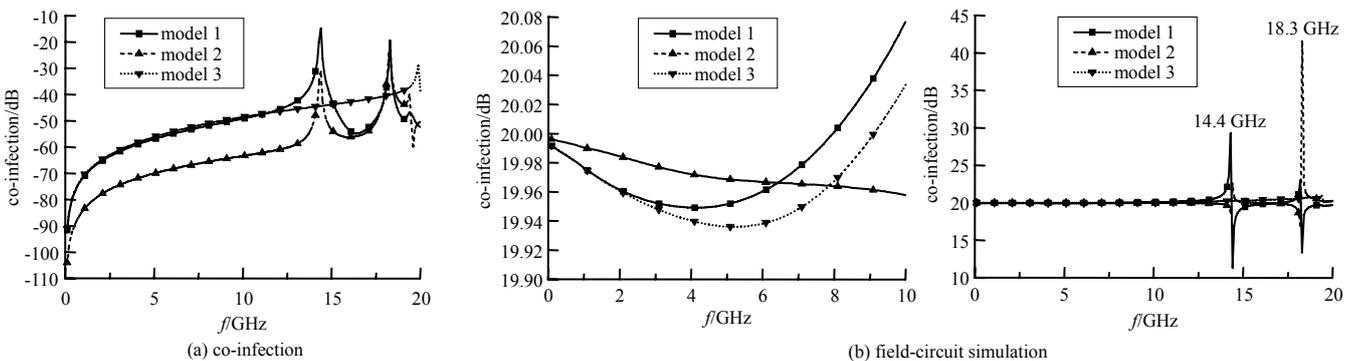


Fig.5 Co-infection between port 3 and port 4 and the field-circuit simulation results for three models
图 5 三模型在端口 3、端口 4 间的耦合度 S_{43} 与场路仿真 S_{21} 幅度

3.2 EMC 优化措施

造成模型 1 在高频段性能变差的原因, 主要是互连结构间的耦合作用。而改变互连结构间的耦合, 如模型 2、模型 3, 为改变互连结构本身因素与改变外在因素两个方面。

3.2.1 互连结构自身因素

互连线间的耦合根据耦合模式主要分为容性、感性耦合^[9], 图 6 为双传输线间的容性、感性耦合等效模型。容性耦合, 即为左传输线上电流辐射的电场被右传输线接收, 当传输线电阻很小时等效感应电压 U_c , 如式(9)所示, 容性耦合电压 U_2 正比于 R, C_{12} , 可通过减小传输阻抗 R 、互容 C_{12} , 来减小容性耦合。互容 C_{12} , 如式(10)所示, 反比于间距 r , 则增大 r 可以减小 C_{12} , 从而减小容性干扰; C_{12} 正比于传输线厚度 t 、等效长度 $L\cos\theta$, 其中 L 为传输线实际长度, 则减小导线厚度、长度, 增大两传输线的夹角, 来减小有效侧面积, 可以减少容性耦合; C_{12} 正比于介电常数 ε , 则选取低介电常数材料减小互容 C_{12} , 从而减小容性干扰。

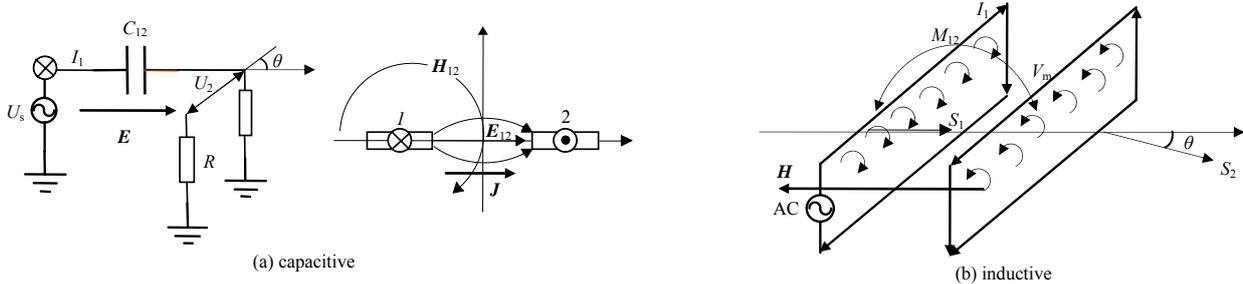


Fig.6 Equivalent capacitive and inductive model of double transmission lines

图 6 双传输线间的等效容性、感性耦合模型

$$U_c = U_s \frac{j\omega RC_{12}}{1 + j\omega RC_{12}} \approx j\omega RC_{12} U_s \quad (9)$$

$$C_{12} \propto \frac{I_{12}}{U_{12}} \propto \frac{\int \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s}}{\int_1^2 E_{12} dl} = \frac{\int \mathbf{n} \times \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s}}{\int_1^2 E_{12} dl} \propto \frac{\varepsilon L t \cos\theta}{r} \quad (10)$$

$$U_m = j\omega M_{12} I_1 \quad (11)$$

$$M_{12} = \frac{\Phi_2}{I_1} = \frac{\int S_2 \cdot \mathbf{B}_{12} \cdot \mathbf{n}_2 ds}{I_1} \approx \mu H_r S_2 / I_1 \propto \frac{\mu S_1 S_2}{2\pi r} \cos\theta \quad (12)$$

感性耦合, 即左电流环耦合到右环路上, 等效感应电压 U_m (式(11))。减小两线圈的互感 M_{12} , 可减小感性耦合电压 U_m 。见式(12), M_{12} 正比于 S_1, S_2 , 则减小线圈面积即电流回路面积可以减小感性耦合; M_{12} 正比于 $1/r$, 则增大线圈间距, 可以快速减小感性耦合; M_{12} 正比于 $\cos\theta$, 则减小 S_2 在 S_1 上的有效面积, 即增大夹角、两传输线极化差异化, 可减小感性耦合; M_{12} 正比于 μ , 则选用磁导率小的材料有利于减小感性耦合。

在模型 1 的基础上, 改变互连线的长度与两线间夹角, 仿真结果如图 7 所示。图 7(a)中, 电感耦合可忽略, 而电容耦合随长度增加而增强, 总的耦合度增加; 图 7(b)中, 在不同的旋转角度下, 随着夹角的减小, 电容、电感耦合均增强, 总的耦合度增加。因此, 通过改变互连结构的形状、夹角、材料等方式, 来改变其不同耦合模式下的耦合作用, 综合改变耦合度, 提升电路性能。

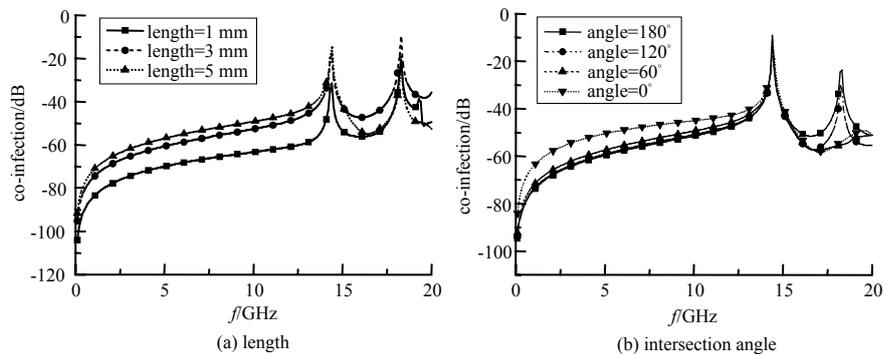


Fig.7 Co-infection of interconnection varied in length and intersection angle

图 7 在不同长度与不同夹角互连线下的耦合度

3.2.2 互连结构外在因素

互连结构除了自身结构间的耦合, 与外界环境之间的耦合, 也会影响其耦合度, 如互连结构与腔体壁间存在较强的感性耦合^[10], 对互连结构有较大的影响。腔体具有存储电磁能量的作用, 特别在谐振模式下, 由于电磁场的来回振荡, 腔体内产生极强的电磁场, 导致与互连结构间的耦合增强, 因此改变腔体对互连结构的影

响，可改变耦合作用，改善电路性能。

所以，可以采取的措施：一方面可以通过改变腔体尺寸，添加隔条、金属柱或其他结构改变其谐振频点，如模型 3，添加隔条，破坏腔体原本的谐振模式，使其谐振频点远离工作频段，从而减小腔体对互连结构间耦合的影响；另一方面，由于腔体谐振模式下场强分布呈一定规律且大小不同，如图 8(a)所示，TE₁₀₁模式下，电场强度在中心位置 1 最大，边缘位置 4 最小；调节互连结构的位置，其耦合度如图 8(b)所示，在位置 1、3 处耦合最大，在位置 2、4 最小，也即互连结构间的耦合在传输方向上变化不大，而在垂直方向上电场最小处，磁耦合最小。因此，电路布局设计时，有源芯片等需高隔离的结构可设计在垂直方向场强较小的位置，而其他低隔离要求的可以布局在垂直场强较大的位置，从而实现高效 EMC 设计。

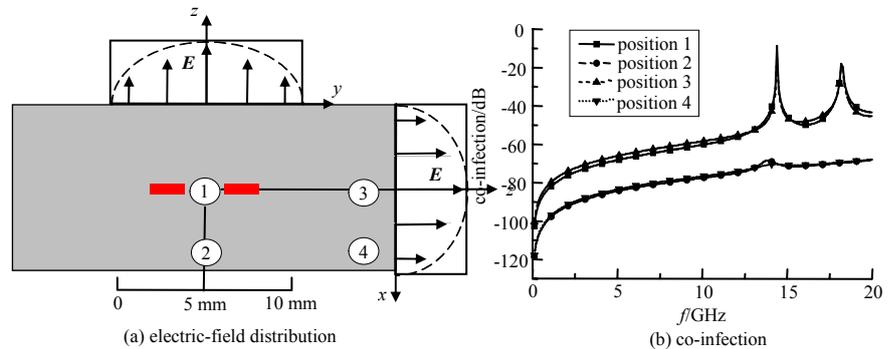


Fig.8 Electric-field distribution of cavity resonance and co-infection at 4 positions
图 8 腔体谐振下的电场分布与 4 个位置下的耦合度

4 结论

本文基于微波网络散射参数理论，以元件互连原理建立了 S 参数场路协同分析法的等效模型，理论分析了其工作原理。以射频 SiP 中放大器表贴芯片的布局设计为例，一方面从 Matlab 理论计算与 ADS 模型仿真的结果，对比验证了等效模型与理论分析的准确度，另一方面以此方法研究了射频大功率器件集成时因耦合作用引起的 EMC 问题，并提出了优化措施。研究表明，Matlab 理论计算结果与 ADS 模型仿真结果完全一致，证明场路仿真实验推导完全正确；同时从理论分析与模型仿真的角度表明场路仿真法具有综合元器件电气特性与电路结构电磁特征的能力，能准确模拟电路运行情况，为电磁问题的综合性分析提供有力依据，可高效优化电路设计。在射频大功率器件集成的 EMC 研究中，发现随着工作频率的升高，互连结构间的耦合度不断上升，特别在腔体谐振频点附近，耦合度突变，很容易导致严重的电磁问题。为此可采取措施：一是通过改变互连结构自身因素，如减小互连结构的有效侧面积、间距、材料等方法，调节耦合度，进而改善电路强耦合、自激等 EMC 问题，提高电路工作性能；二是通过改变互连结构的外界因素，如改变腔体尺寸、添加隔条、调节互连结构位置等方法，减小工作频段内互连结构的耦合度，进而提高电路性能。

参考文献：

- [1] 过方舟,徐锐敏. 系统级封装关键技术研究进展[J]. 微波学报, 2014(S1):588-593. (GUO Fangzhou,XU Ruimin. Research of key technology in system in package[J]. Journal of Microwaves, 2014(S1):588-593.)
- [2] 夏雨楠,陈宇宁,许丽清. 先进射频封装技术发展面临的挑战[J]. 电子与封装, 2016,16(5):1-6. (XIA Yunan,CHEN Yuning,XU Liqing,et al. The challenges confronting the development of advanced RF packaging technology[J]. Electronics & Packaging, 2016,16(5):1-6.)
- [3] SASAKI H,TSUKUDA T,FUJIMURA Y,et al. Investigation of noise coupling in mixed-signal system-in-packages(SiPs)[C]// 2011 8th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits. Dubrovnik,Croatia:IEEE, 2011:194-197.
- [4] 刘焱,汤海燕,唐东,等. 基于场路协同仿真的机载设备电磁干扰分析[J]. 火控雷达技术, 2013,42(3):82-86. (LIU Yan,TANG Haiyan,TANG Dong,et al. Airborne equipment EMI analysis based on field-circuit cooperated simulation[J]. Fire Control Radar Technology, 2013,42(3):82-86.)
- [5] 谢慧琴,李君,曹立强,等. 埋入堆叠芯片封装结构的电学仿真和优化[J]. 现代电子技术, 2014,37(16):138-143. (XIE Huiqin,LI Jun,CAO Liqiang,et al. Electrical simulation and optimization of special package structure with embedded stacked-dies[J]. Modern Electronics Technique, 2014,37(16):138-143.)
- [6] 苏桃,田梦倩,王庆祥. PCB 电磁辐射的仿真分析与优化[J]. 电子器件, 2014,37(4):605-608. (SU Tao,TIAN Mengqian,WANG Qingxiang. Simulation and optimization of electromagnetic radiation for PCB[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2014,37(4):605-608.)