有源集成器件 PDN 矢量拟合建模方法

陈 曦 谢树果 杜 威 卫 颖

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 基于矢量拟合(VF,Vector Fitting)原理和电路综合理论,提出了一种有源集成器件宽带电路建模方法,用于电磁兼容仿真.将在直流偏置下测量获得的端口参数采用矢量拟合方法转化为极点-留数与时域状态方程的形式;然后创建时域电路模型,将状态方程转化为与 SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)兼容的网表电路模型.该网表可以代替原芯片 PDN(Power Distribution Network)用于电路仿真,最后使用该方法对样本芯片 PDN 模块建模并与相应的集成电路等效模型(ICEM,IC Electromagnetism Modeling)进行对比,结果表明:矢量拟合模型相比 ICEM 模型具有更宽的有效带宽以及更小的模型误差.

关 键 词: 矢量拟合(VF); 电磁兼容; 宽带建模; 集总建模; 行为级模型; 有源集成器件

中图分类号: TN 401

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2013)09-1249-05

Active integrated devices PDN vector fitting modeling method

Chen Xi Xie Shuguo Du Wei Wei Ying

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Based on the vector fitting principle and circuit theory, a kind of active integrated device wide-band circuit modeling methods for electromagnetic magnetic compatibility (EMC) simulation was proposed. The port parameters in DC bias obtained by measurements using vector fitting method were transformed into pole-residue and time domain state equation model; then a circuit netlist model which compatible with simulation program with integrated circuit emphasis (SPICE) was obtained, the netlist can replace the target chip used in circuit simulation. Finally, this method was used for sample chip power distribution network (PDN) module and was compared with the IC electromagnetism modeling (ICEM) modeling. The results show that the vector fitting model has a wider bandwidth and smaller model errors.

Key words: vector fitting (VF); electromagnetism compatibility; broadband modeling; lumped model; behavioral model; active integrated device

准确的宽带器件模型是进行器件带外电磁发射和敏感度特性预测仿真的基础,在对有源集成器件模型的描述中,可以将器件描述为无源的电源分布网络(PDN,Power Distribution Network)和内部源两大组成部分[1].PDN 描述供电端和 I/O(Input/ Output)端之间的终端阻抗以及 I/O 供电情况,是描述器件行为的关键,PDN 模型的准确性直接关系到模型的精度.

目前针对有源集成器件 PDN 模型,主要有 ICEM(IC Electromagnetism Modeling)模型和 LECCS[2](Linear Equivalent Circuit and Current Source)模型[2].ICEM 模型[3-5]采用 R-L-C(电阻-电感-电容)电路拟合测量得到的端口网络特性,模型简单但需要手动调整元件参数[6],很难描述

收稿日期: 2012-10-17; **网络出版时间**: 2013-03-07 10: 26

网络出版地址: www. cnki. net/kcms/detail/11. 2625. V. 20130307. 1026. 001. html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271045)

作者简介: 陈 曦(1988-),女,河南焦作人,硕士生,chenxi0724@ yahoo. com. cn.

所有幅值和相位,并且需要建模者有较丰富的先验知识,对目标芯片有深刻的了解,熟悉芯片内部结构. LECCS-core 模型[2]将 PDN 描述为并联的多组 R-L-C 形式,考虑了不同模块之间的耦合,但同样地,也没有克服精度差和效率低的问题. 日本电子情报技术协会(JEITA,Japan Electronics and Information Technology Industries Association)提出的集成电路 I/O 接口模型(IMIC,I/O Interface Model for Integrated Circuit)[7]可以有效解决建模精度和效率问题,但 IMIC 采用表格形式描述器件,需要专用仿真软件读取,可移植性不高[8].

本文针对目前存在的问题,提出基于矢量拟合的 PDN 建模方法,建立能够在通用仿真器中运行的模型,并能够快速地根据测量数据自动建立高精度的等效模型,无需人为干预,并只需采用少量数据就能建立宽带 PDN 模型,且具有很高的模型精度.

1 PDN 建模方法

对于无源系统,测量传递函数可表示为[9]

$$\boldsymbol{H}(s)=\sum_{i=1}^{N}\frac{\hat{r}_i}{s-p_l}+\hat{d}+s\hat{e}+s^2\hat{f}+\cdots \quad (1)$$

其中,$\hat{r}_i,\hat{d},\hat{e},\hat{f}$ 为常数,PDN 属于无源模块,忽略非线性影响,将式(1)改写为

$$\boldsymbol{H}(s)=\sum_{i=1}^{N}\frac{\hat{r}_i}{s-p_l}+\hat{d}+s\hat{e} \quad (2)$$

式(2)也可以转化为

$$\boldsymbol{H}(s)=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D}+s\boldsymbol{E} \quad (3)$$

其中,$\boldsymbol{H}(s)$为系统的传递函数;$(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}$为“特征矩阵”;$\boldsymbol{A},\boldsymbol{B},\boldsymbol{C},\boldsymbol{D},\boldsymbol{E}$ 为状态方程系数矩阵. 由式(3)可以直接将频域下的传递函数转化为时域状态模型

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}(t)}{\mathrm{d}t}&=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)&=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t)\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

该形式可以通过电容器、电阻器以及压控电流源的组合表示为 SPICE 网表形式.

本文针对有源集成器件 PDN 建模,将偏置状态下测量得到的端口参数数据,采用矢量拟合算法得到式(3)的形式(见 1.1 节)后,采用电路综合原理(见 1.2 节)将状态方程系数矩阵(式(4))转换为 SPICE 电路网表形式用于后续建模.

1.1 矢量拟合算法拟合测量数据

矢量拟合算法最初应用在对电力传输系统进行电磁干扰瞬态建模与仿真上[10],近期则被运用在无源网络建模及时域仿真,电源完整性建模以及无源器件和无源网络建模仿真等领域中[11-12]. 矢量拟合算法不仅可以有效地拟合端口的输入输出间的电磁行为,而且可以在后续集成到电路仿真器中进行时域仿真,相对于频域仿真,在仿真速度上有很大提升.

公式(2)是需要得到的形式,其中 $\hat{r}_i,\hat{d},\hat{e}$ 是需要求得的参数,具体方法:首先设定一组初始极点向量 $\boldsymbol{P}_0=(\bar{p}_1,\bar{p}_2,\cdots,\bar{p}_N)$,覆盖所有频带,并设定迭代函数:

$$\sigma(s)=1+\sum_{i=1}^{N}\frac{\tilde{r}_i}{s-\bar{p}_i} \quad (5)$$

将迭代函数与式(2)相乘

$$\sigma(s)\boldsymbol{H}(s)=\sum_{i=1}^{N}\frac{\hat{r}_i}{s-\bar{p}_l}+\hat{d}+s\hat{e} \quad (6)$$

要求满足前两式具有相同的极点 $\bar{p}_l$,因此 $\sigma(s)$的零点应为 $\boldsymbol{H}(s)$的极点. 式(5)代入式(6)可得

$$\left(1+\sum_{i=1}^{N}\frac{\tilde{r}_i}{s-\bar{p}_i}\right)\boldsymbol{H}(s)\approx\sum_{i=1}^{N}\frac{\hat{r}_i}{s-\bar{p}_l}+\hat{d}+s\hat{e} \quad (7)$$

将所测数据 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_k),k=1,2,\cdots,m$ 代入式(7)中代替 $\boldsymbol{H}(s_k),k=1,2,\cdots,m$,得到一个关于 $\hat{r}_i,\hat{d},\hat{e}$ 的超定线性方程组. 对于采样频点 s_k,可以得到如下线性方程组:

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{X}=\boldsymbol{b} \quad (8)$$

其中

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{s_1-\bar{p}_1} & \cdots & \dfrac{1}{s_1-\bar{p}_N} & 1 & s_1 & \dfrac{-\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_1)}{s_1-\bar{p}_1} & \cdots & \dfrac{-\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_1)}{s_1-\bar{p}_N}\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ \dfrac{1}{s_m-\bar{p}_1} & \cdots & \dfrac{1}{s_m-\bar{p}_N} & 1 & s_m & \dfrac{-\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_1)}{s_m-\bar{p}_1} & \cdots & \dfrac{-\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_1)}{s_m-\bar{p}_N}\end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\boldsymbol{X}=(\hat{r}_1,\hat{r}_2,\cdots,\hat{r}_N,\hat{d},\hat{e},\tilde{r}_1,\tilde{r}_2,\cdots,\tilde{r}_N)^{\mathrm{T}}\subset\boldsymbol{C}^{2N+2} \quad (10)$$

$$\boldsymbol{b}=(\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_1),\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_2),\cdots,\boldsymbol{H}_{\mathrm{Mea}}(s_m))^{\mathrm{T}}\subset\boldsymbol{C}^{m} \quad (11)$$

未知变量 $\boldsymbol{X}$ 通过最小均方差准则(LMSE,Least Mean Square Error)或者矩阵 QR 分解方法,在求得参数 $\hat{r}_i,\hat{d},\hat{e},\tilde{r}_i$ 后,式(6)可写为零点-极点形式:

$$\frac{\prod_{i=1}^{N+1}(s-\hat{z}_i)}{\prod_{i=1}^{N+1}(s-\bar{p}_i)}\hat{e}=\boldsymbol{H}(s)\frac{\prod_{i=1}^{N+1}(s-\tilde{z}_i)}{\prod_{i=1}^{N+1}(s-\bar{p}_i)}$$

因此

$$\boldsymbol{H}(s)=\hat{e}\frac{\prod_{i=1}^{N+1}(s-\hat{z}_i)}{\prod_{i=1}^{N}(s-\tilde{z}_i)} \tag{12}$$

可以求得另一组极点 $\boldsymbol{P}_{\mathrm{t}}=(\tilde{z}_1,\tilde{z}_2,\cdots,\tilde{z}_N)$,并在此将 $\boldsymbol{P}_{\mathrm{t}}$ 作为初始极点代入到式(7)中,并重复式(8)~式(12)过程,直到收敛($\boldsymbol{P}_{\mathrm{t}}\rightarrow\boldsymbol{P}_{\infty}=(p_1,p_2,\cdots,p_N)$). 将得到的稳定的极点向量 $\boldsymbol{P}_{\infty}$ 代入 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{Fit}}(s)$ 就可得 $\hat{r}_i,\hat{d},\hat{e}$.

1.2　创建时域电路网表

由于 S 参数模型和留数极点模型只能使用单一仿真器仿真,不能脱离本身仿真环境,因此,为了能够使所建模型能应用在更广泛更通用的电路仿真器中,此处将所建的行为级模型利用电路综合原理转化为时域电路 SPICE 网表形式. 建立 SPICE 网表时,需使用时域状态方程:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}(t)}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)$$

$$\boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t)$$

使用电路综合原理将矢量拟合得到的状态方程转换为由电容、电阻以及电压控制电流源所表示的电路模型,文献[13]对建模方法做出了详细的介绍.

将得到的 SPICE 网表导入 ADS(Advanced Design System)中,该网表可以代替原器件中 PDN 模块应用在后续仿真建模工作中. 传统 ICEM 模型也是建立电路形式,但相对于矢量拟合建模方法,ICEM 建模过程更为繁琐,因为 ICEM 要具体分析所建器件的物理结构.

2　实例验证

以一具体芯片的 PDN 建模为例,说明矢量拟合算法在有源集成器件 PDN 建模中的应用,建模流程图见图 1.

测试数据采用文献[14]中有关使用 ICEM 方法建立锁相环(PLL, Phase Locked Loop)的 PDN 建模数据,本文采用矢量拟合算法与文献进行对照,证明矢量拟合算法应用在有源集成器件 PDN 建模的优越性.

图 2 为文献中提供的测试数据,可以看出在低频处测量数据存在误差,属于明显的测量误差,这是由于矢量网络分析仪(VNA, Vector Network Analyzer)的大阻抗造成在低频范围的测量误差. 为了克服误差的影响并使模型更快速、更准确的建立,本文所述方法仅需采用小样本数据便可获得宽带等效模型. 拟合数据范围为 $10^8\sim2\times10^9$ Hz 的 79 个样本点,采用 49 阶矢量拟合模型对数据建模(图 3). 将矢量拟合后模型的状态方程转换为 SPICE 电路网表(此处网表不详细罗列)(图 4)并保存为. SP 形式后导入 ADS 中,图 5 为将网表导入 ADS 后仿真其模型端口参数的电路图,仿真从 1 MHz 到 2 GHz 之间的端口 S 参数,仿真步长为 1 MHz. 图 6 为文献[14]中使用 ICEM 建立的 PDN 等效 R-L-C 电路. 仿真 ICEM 和 VF 生成的模型与测量数据的对比结果如图 7~图 10 所示.

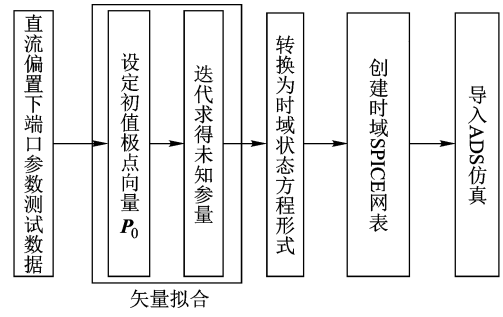

图 1　利用矢量拟合算法对 PDN 建模流程图

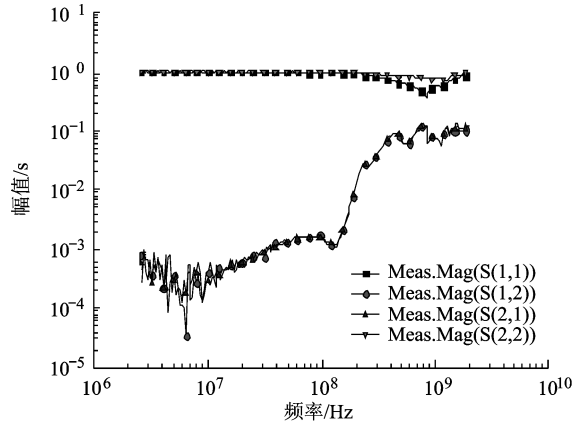

图 2　PLL 端口 S 参数测量结果

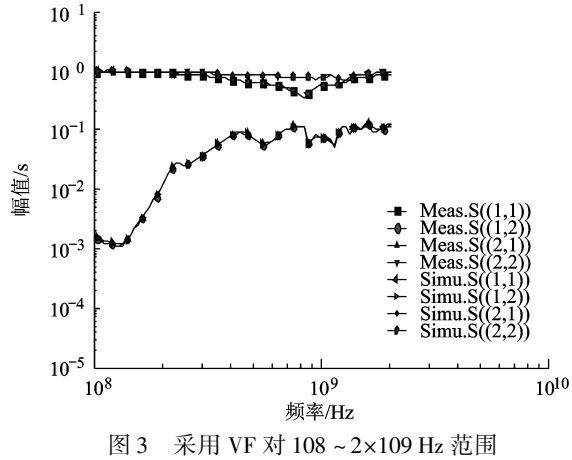

图 3　采用 VF 对 108~2×109 Hz 范围拟合结果与原始数据对比

```
* PDNPLL
* Lumpled Circuit Generated indirectly from space-variable equations by VF
.subckt PDNPLL  1  2
Rd1  1  0  14.263736
G1_2  1  0  2  0  -0.042839324
Ga1_1  1  0  Vn1  0  1.2967466e+010
Ga2_1  1  0  Vn2  0  8799178.4
Ga3_1  1  0  Vn3  0  5620192.8
Ga4_1  1  0  Vn4  0  -442064.49
Ga5_1  1  0  Vn5  0  719193.24
Ga6_1  1  0  Vn6  0  -837016
```

图 4　采用 VF 拟合后生成的模型 SPICE 网表(部分)

从图 7 ~ 图 10 可以看出采用 VF 方法建立的等效模型更接近测量数据. ICEM 模型随着频率上升到一定值时误差骤然增加,已经无法准确描述器件的电气行为,人为调整参数添加多阶谐振点变得非常困难;而矢量拟合电路模型则在很宽的频带内依然能保持着较小的误差.

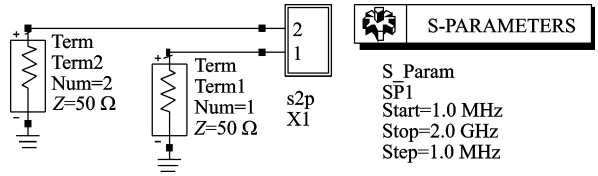

图 5　所生成的网表在 ADS 环境中仿真端口参数的电路图

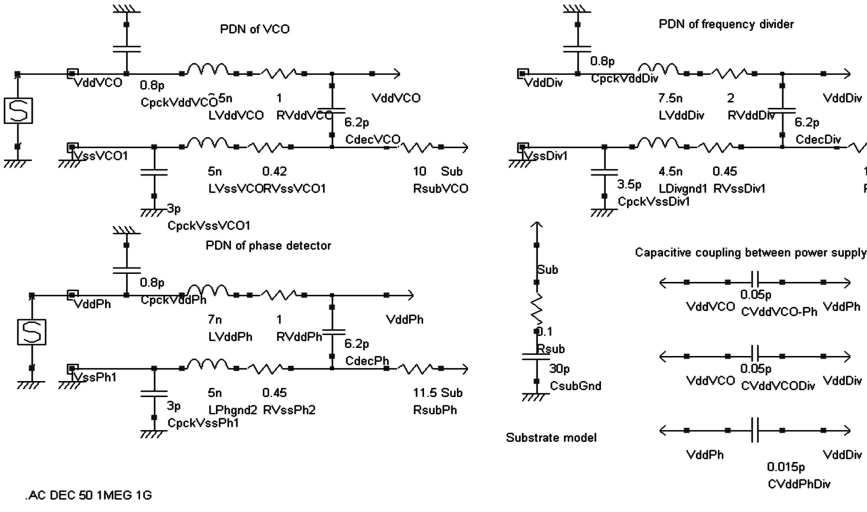

图 6　ICEM 模型电路图

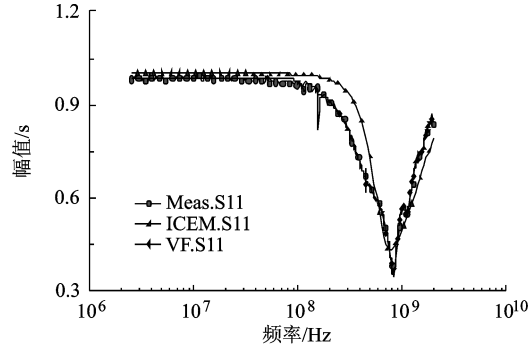

图 7　两种方法与测量数据的对比(S11 参量)

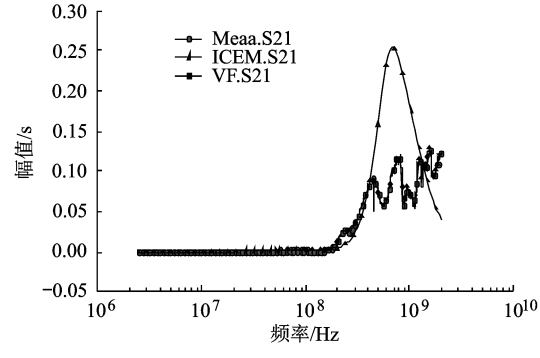

图 9　两种方法与测量数据的对比(S21 参量)

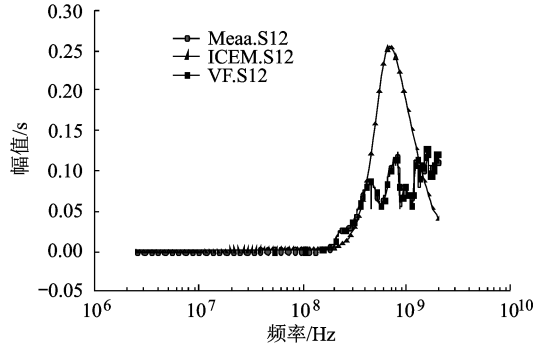

图 8　两种方法与测量数据的对比(S12 参量)

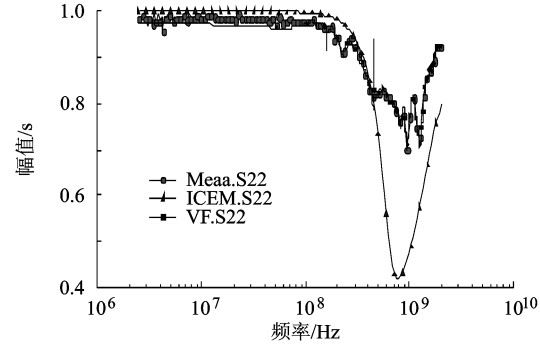

图 10　两种方法与测量数据的对比(S22 参量)

表 1 为两种方法的平均相对误差和建模时间的对比. 可以看出 VF 建模方法具有很高的精度,由于不需要人为参与从而减少了拟合时间.

表 1　两种模型的误差和建模时间对比

建模方法	误差/dB	建模时间/s
矢量拟合	-84.189	0.253 659
ICEM	-6	手动建模

图 11 为通过矢量拟合后生成的电路网表模型在 ADS 仿真软件中得到的宽带二端口 S 参数与测量数据在 1 MHz ~ 2 GHz 范围的对比,可以看出采用矢量拟合电路模型能够去除测量数据中影响建模精度以及快速性的误差,提高建模效率. 本文所述方法建立的等效 PDN 模型完全能够替代目标芯片 PDN 模块用于后续建模仿真工作中. 与 ICEM 模型相比,该方法能够自动快速建模,建模过程简单,无需对芯片非常熟悉,因此适合芯片的使用者创建等效行为级模型用于宽带仿真.

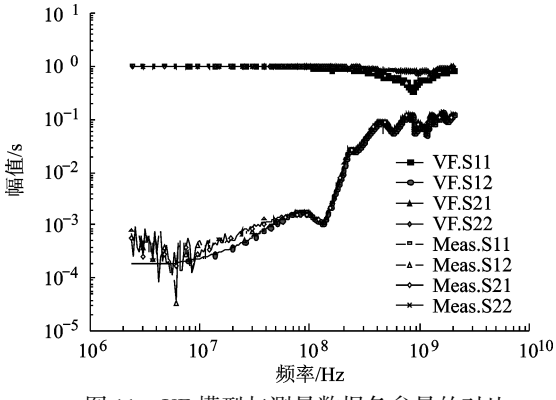

图 11　VF 模型与测量数据各参量的对比

3　结 束 语

本文提出了一种基于矢量拟合算法的有源集成器件 PDN 快速建模方法. 对测量获得的端口参数通过矢量拟合获得等效模型的方法进行了详细的分析,并把这种方法应用在实际芯片建模中. 结果显示该方法能够准确地拟合原始测量数据. 与传统 ICEM 方法相比,所建立的 PDN 模型精度更高、建模速度更快、过程自动化并克服了传统方法需要人为调节模型参数等缺点,在有源集成器件的建模工作方面具有高应用价值.

参考文献(References)

[1] IEC 62014-3,2001 Cookbook for integrated circuit model ICEM [S]

[2] Mabuchi Y. LECCS (linear equivalent circuit and current source) modeling technique for ICs[J]. EMC Zurich 2005, 2005:781-799

[3] IEC 62433-2,2008 Models of integrated circuits for EMI behavioral simulation-conducted emissions modeling (ICEM-CE)[S]

[4] Changl Yin Cheng, Wang Bing Yi. The evaluation flow for EMC behavior of RF ICs [C]//Electromagnetic Compatibility (APEMC). Singapore:[s. n.],2012:321-324

[5] Berbel N. An alternative approach to model the internal activity of integrated circuits[C]//EMC Compo 2011 8th Workshop on. Dubrovnik:EMC Compo 2011,2011:88-92

[6] C'ecile Labussi'ere-Dorgan, Sonia Bendhia. Modeling the electromagnetic emission of a microcontroller using a single model[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2008, 50(1):22-34

[7] Nakamura K, Fguchi K, Hojo S, et al. Development of processor for the I/O interface model for integrated circuit(IMIC) [J]. Joho Shori Gakkai Shinpojiumu Ronbunshu,2004(8):163-168

[8] JEIAJ ED-5302 Standard for I/O model for integrated circuits (IMIC)[S]

[9] 吴大正. 信号与线性系统分析[M]. 3 版. 北京:高等教育出版社,2004:225-226
Wu Dazheng. Analysis of signals and liner system[M]. 3rd ed. Beijing:Higher Education Press,2004:225-226(in Chinese)

[10] Gustavsen B, Semlyen A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,1999,14(3):1052-1061

[11] Deschrijver D, Dhaene T. Broadband macromodelling of passive components using orthonormal vector fitting[J]. Electronics Letters,2005,41(21):1160-1161

[12] Gustavsen B, Heitz C. Fast realization of the modal vector fitting method for rational modeling with accurate representation of small eigenvalues[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009,24(3):1396-1405

[13] Achar R, Nakhla M. Simulation of high-speed interconnects [J]. Proceeding of the IEEE,2001,89(5):693-728

[14] Boyer A. Modeling of conducted noise propagation though the power distribution network of a phase-locked loop[R/OL]. France :Toulouse,2012. http://www.ic-emc.org

(编　辑:娄　嘉)