

# RF-CMOS 建模: MOST 在片测试结构寄生分析\*

刘 军<sup>†</sup> 孙玲玲 徐晓俊

(杭州电子科技大学微电子 CAD 所, 杭州 310018)

**摘要:** 提出了一种新的 RF-CMOS 晶体管在片测试结构寄生模型, 模型综合考虑了射频/微波条件下 RF-MOST 器件在片测试结构中的各种寄生效应. 模型考虑了 PAD-互连金属、互连金属-DUT(device under test)之间的非连续性, 对互连金属和基底之间的寄生效应单独进行了考虑. 通过引入一个新的元件, 对 PAD 结构基底感性损耗进行表征. 模型最终应用到采用 CSM(Chartered Semiconductor Manufacture Ltd)0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS 工艺制造的测试结构寄生效应等效电路建模中, 高达 40GHz 测试和仿真数据验证了模型的良好精度.

**关键词:** RF-CMOS; 在片测试结构; 寄生效应; 建模

EEACC: 1220; 1350

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)02-0246-08

## 1 引言

随着 RF-CMOS 工艺应用频率和应用领域的不断拓展, 通过设计出合理的测试结构直接在片上对被测元器件以及片上电路进行测量, 成为获取被测对象真实特性的有效手段. 和 III-V 族化合物工艺不同, 基于传统 Si 工艺发展起来的 RF-CMOS 工艺存在明显的基底损耗, RF/微波频段下多层金属工艺结构的采用容易在测试结构中引入可观的基底耦合、能量存储等寄生效应, 并掩盖被测器件真实特性或对被测电路性能造成很大的误差. 在此背景下, 研究如何精确建立测试结构的寄生效应模型, 成为 RF-CMOS 模型的研究热点之一. 值得注意的是, 测试结构寄生分析模型, 除了对元器件精确测试中的去嵌技术开发有显著影响之外, 其准确性和精度也会对采用该模型进行片上电路性能指标的设计和优化造成相当的影响.

从已有文献来看, 对 MOST 测试结构的建模通常和测试结构去嵌技术的开发联系在一起, 对测试结构寄生效应分析的不足, 往往造成去嵌技术开发的不合理. 如已见于广泛应用的传统 OD (open-de-embedding) 去嵌技术仅采用 Open 结构, 晶体管和地相接结构寄生效应无法去除; OSD (open-short-de-embedding) /OSTD (open-short-through-de-embedding) 技术则会造成长 Short/ Through 结构中额外的互连寄生效应引入被测晶体管中, 造成误差, 尤其是当 Short 结构设计不当, 左右 PAD 和地

相接金属尺寸过大时, 引入的误差更大; 考虑到 PAD 物理结构和互连金属部分物理结构有着显著的区别, 简单将互连金属并入 PAD 结构中一同考虑不能完整表征两者在高频下产生的寄生效应. Koolen 等人<sup>[1]</sup>开始将 PAD 结构单独进行考虑, 并开发了 POSD (PAD-open-short-de-embedding) 去嵌方法, 此后, Torres-Torres<sup>[2]</sup>在 Koolen 等人的工作基础上建立了相对完整的 PAD 结构等效电路模型, 但无论是文献[1]或是文献[2], 都未能对 PAD 和互连金属、互连金属和待测晶体管连接结构非连续性以及互连金属自身和基底之间寄生效应进行考虑, 事实上实际测试结构中互连部分的面积通常较大, 且长度也几乎可与 PAD 尺寸相比拟, 在 RF/微波频段, 互连金属和有损基底之间的寄生效应不可忽略. 此外, 报道的文献很少提及 RF-CMOS 基底感性阻抗损耗, 而感性阻抗损耗除了在全频段对测试数据有明显影响之外, 对器件噪声测试也有着明显的影响<sup>[3]</sup>. 值得注意的是, 在实际应用过程中, 也存在随意简化测试结构寄生效应, 由此推导出相对简单的去嵌算法的案例<sup>[3~5]</sup>, 这在 RF/微波频段并不可取.

由此, 本文尝试提出一种新的 RF-MOST 器件在片测试结构寄生效应等效电路模型, 对 PAD-互连金属、互连金属-待测器件 (device under test, DUT) 之间的非连续性、互连金属和有损基底之间的寄生效应以及 PAD 结构基底感性损耗等寄生效应进行综合考虑, 并给出了模型参数的解析提取算法. 该模型最终应用到一采用 CSM (Chartered

\* 国防科技重点实验室基金(批准号:51491010105DZ0401)和浙江省重大国际合作(批准号:2004C14004)资助项目

<sup>†</sup> 通信作者. Email: ljun77@163.com

2006-06-28 收到, 2006-09-27 定稿

Semiconductor Manufacture Ltd) 0.25 $\mu$ m RF-CMOS 工艺制造的 PAD, Open, Short 结构寄生参数提取中, 50MHz~40GHz 测试和仿真所得  $S$  参数对比结果表明模型具有良好精度。

## 2 模型架构

考虑一个 G-S-G 探针台在片测试系统实际测试结构, 如图 1(a) 所示. 根据物理结构不同, 可将其划分为待测器件(图 1(a)虚线框 3 内部结构)、PAD 和待测器件之间的连接金属(stub-interconnect metal, SIM, 图 1(a)虚线框 2, 3 之间结构)和 PAD 结构(图 1(a)虚线框 1, 2 之间结构)等几个部分. 在

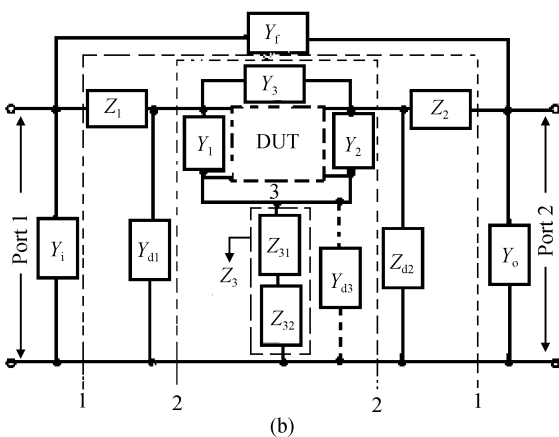
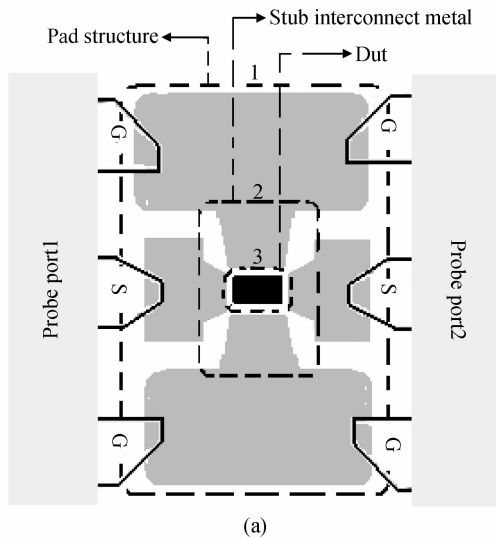


图 1 (a)GSG 测试系统测试结构图;(b)13 元件等效  
Fig.1 (a) Schematic of the measured test structure in GSG test system;(b)Modeling with 13 elements

RF/微波条件下, 考虑 SIM 和 PAD, DUT 之间的非连续性、有损基底的能量存储和耗散以及金属趋肤效应等寄生效应的影响, 本文最终等效出如图 1(b)

所示的 13 元件网络参数图. 和传统 9 元件等效方式不同, 本文引入  $Y_{d1}$ ,  $Y_{d2}$  组分对 1 端口、2 端口 S-PAD(signal-PAD)和 DUT 之间的互连金属与基底之间的寄生量单独进行表征, 引入  $Y_{d3}$  组分对 G-PAD(ground -PAD)和 DUT 之间的互连金属与基底之间的寄生量进行表征. 必须指出的是, 在实际参数提取和仿真验证过程中发现, 在本文研究频率范围内(50MHz~40GHz)  $Y_{d3}$  组分对全模型网络参数仿真影响微弱, 因此在后续模型参数提取算法推导过程中略去  $Y_{d3}$  的影响。

图 2 给出了 PAD-PAD 通过基底耦合产生的主要寄生效应示意图, 并给出了等效方式. 图 2 同时也为 PAD 基底耦合效应模型架构的物理解释. 在此基础之上, 和图 1 相对应, 图 3 给出了略去  $Y_{d3}$  影响后完整的测试结构等效电路模型, 图中  $Y_i$ ,  $Y_o$  和  $Y_f$  分别为 1 端口和 2 端口 PAD 结构、1-2 端口 PAD 之间寄生效应, 模型考虑了 S-PAD 和 G-PAD 之间的高频耦合效应(采用  $R_{i2}$  和  $R_{o2}$  表征)以及基底感性损耗(采用  $L_i$  和  $L_o$  表征). 1 端口和 2 端口 S-PAD 和 DUT 之间互连金属引入的寄生效应分别采用  $Z_1$ ,  $Y_{d1}$  以及  $Z_2$ ,  $Y_{d2}$  进行表征, 其中  $Z_1$  和  $Z_2$  主要用于表征互连金属自身引入的寄生电感和电阻, 引入电阻和电感并联结构( $L_{ski/o}$  与  $R_{ski/o}$ )表征金属高频趋肤效应; 引入  $Y_{d1}$  和  $Y_{d2}$  结构对互连金属和有损基底之间的寄生效应进行表征, 模型同样考虑了基底的感性损耗(采用  $L_{d1}$  和  $L_{d2}$  表征). 图中  $Y_1$ ,  $Y_2$  和  $Y_3$  用于表征 1, 2 端口互连金属之间以及和 DUT 之间产生的高频寄生量. 为加强模型表征能力,  $Y_3$  采用和  $Y_f$  相同的电路结构来表征. 采用  $Z_{31}$  和  $Z_{32}$  分别表征 G-PAD 及与其相接的互连金属寄生效应, 考虑到  $Z_{31}$  和  $Z_{32}$  等效电路结构相似, 将其简化为  $Z_3$  所示结构。

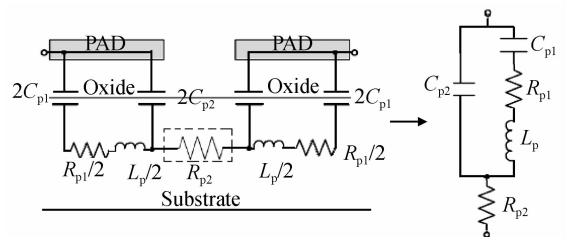


图 2 与 PAD-PAD 基底耦合相关的寄生效应及其建模  
Fig.2 Parasitic effects associated with the coupling of two pads through the substrate and modeling

在图 3 中, 我们也给出了实际 PAD, Open, Short 结构示意图及与本文提出模型相对应的其网络参数等效结构. 从图中可以看到, 在更为精确地考虑测试结构的高频寄生效应(即使略去  $Y_{d3}$  的影响)之后, 传统的 9 元件测试结构分析模型已不能正确

表征测试结构真实特性,基于 9 元件测试结构分析模型开发的去嵌技术是否可用也有待商榷.当 SIM

结构尺寸较大,和 S-PAD, DUT 之间的过渡不够平滑的时候,这一问题将更为突出.

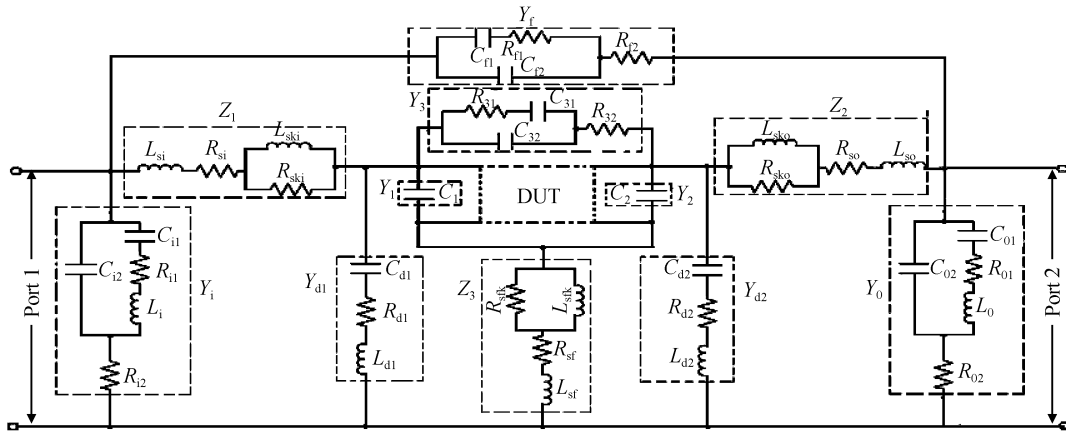


图 3 完整的 RF 测试结构寄生效应等效电路模型

Fig.3 Complete equivalent circuit model for the RF test structure parasitics

### 3 参数提取

本文采用解析提取技术,在分别提取 PAD, Short 结构模型参数之后,从 Open 结构测试数据中获取其余模型参数,最终通过一个简单的最优化对全模型参数进行修正.

依前文分析,略去  $Y_{d3}$  的影响,并假设如图 4 所示 PAD, Open, Short 结构的 2 端口 S 参数已经精确测量得到,分别标识为  $S_{pad}, S_{open}, S_{short}, Y_{pad}, Y_{open}, Y_{short}$  和  $Z_{pad}, Z_{open}, Z_{short}$  分别为对应的 Y, Z 参数,则如图 3 所示各结构模型参数可依以下方式逐步求解得到.

#### 3.1 PAD 结构模型参数提取

由图 3 对 PAD 结构的等效,该结构最终可等效为由导纳  $Y_i, Y_o, Y_f$  构建成的  $\Pi$  型网络:

$$Y_i = Y_{pad.11} + Y_{pad.12} \quad (1)$$

$$Y_o = Y_{pad.22} + Y_{pad.21} \quad (2)$$

$$Y_f = -Y_{pad.12} \quad (3)$$

导纳  $Y_i, Y_o, Y_f$  等效电路如图 3 相应虚线框标识部分所示,因结构相同,这里仅给出  $Y_i$  部分各元件参数提取算法,  $Y_o$  和  $Y_f$  结构中各元件参数提取可采用相同算法提取得到.

在较低频率下(本文取 10GHz), S-PAD 和 G-PAD 之间的高频耦合电阻  $R_{i2}$  不出现,推导图 3 所示  $Y_i$  结构对应 Y 参数表达式:

$$Y_i = \text{Real}(Y_i) + j \times \text{Imag}(Y_i) \quad (4)$$

式中

$$\text{Real}(Y_i) |_{LF} = \frac{R_{i1}}{R_{i1}^2 + \left(\omega L_i - \frac{1}{\omega C_{i1}}\right)^2} \quad (5)$$

$$\text{Imag}(Y_i) |_{LF} \approx \omega C_{i2} - \frac{\omega L_i - \frac{1}{\omega C_{i1}}}{R_{i1}^2 + \left(\omega L_i - \frac{1}{\omega C_{i1}}\right)^2} \quad (6)$$

将公式(5)转变为以下形式:

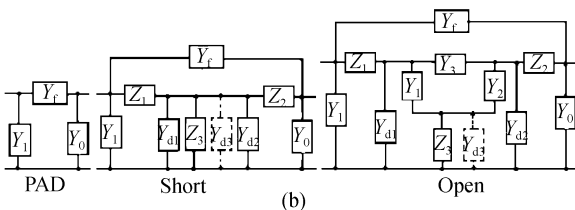
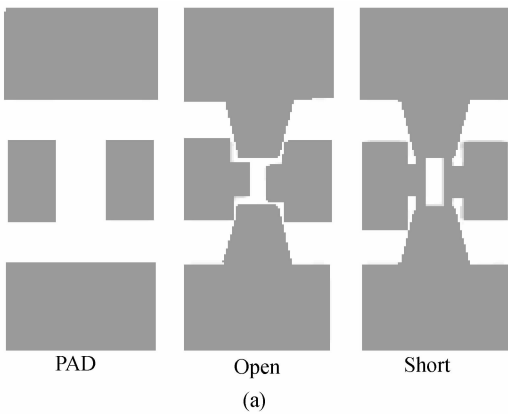


图 4 (a)用于模型参数提取的 PAD, Open, Short 结构版图; (b)网络参数等效

Fig.4 (a) Layouts of the dummy structures used to determine the pad parasitic effects; (b) Network parameters equivalent for the pads, short and open structures

$$\frac{\omega^2}{\text{Real}(Y_i)|_{\text{LF}}} \approx \omega^2 \left( R_{\text{il}} - \frac{2L_i}{R_{\text{il}}C_{\text{il}}} \right) + \frac{\omega^4 L_i^2}{R_{\text{il}}} + \frac{1}{R_{\text{il}}C_{\text{il}}^2} \quad (7)$$

作  $\omega^2/\text{Real}(Y_i)|_{\text{LF}}-\omega^2$  曲线, 获取直线斜率和截距:

$$K_1 = R_{\text{il}} - \frac{2L_i}{R_{\text{il}}C_{\text{il}}} \quad (8)$$

$$H_1 = \frac{1}{R_{\text{il}}C_{\text{il}}^2} \quad (9)$$

作  $\omega^2/\text{Real}(Y_i)|_{\text{LF}}-\omega^4$  曲线, 获取斜率:

$$K_2 = L_i^2/R_{\text{il}} \quad (10)$$

求解方程(8)~(10)可得:

$$R_{\text{il}} = K_1 + 2\sqrt{H_1 K_2}, L_p = \sqrt{R_{\text{il}} K_2}, \\ C_{\text{il}} = (R_{\text{il}} H_1)^{-1/2}$$

把(6)式变换为:

$$\left[ \text{Imag}(Y_i)|_{\text{LF}} + \frac{\omega L_i - \frac{1}{\omega C_{\text{il}}}}{R_{\text{il}}^2 + \left( \omega L_i - \frac{1}{\omega C_{\text{il}}} \right)^2} \right] = \omega C_{\text{i2}} \quad (11)$$

作方程左侧量对  $\omega$  的曲线, 斜率即为  $C_{\text{i2}}$ .

高频条件下, 考虑高频寄生电阻  $R_{\text{i2}}$  的影响:

$$Z_i = (Y_i)^{-1} = R_{\text{i2}} + (j\omega C_{\text{i2}} + ((j\omega C_{\text{il}})^{-1} + R_{\text{il}} + j\omega L_i)^{-1})^{-1} \quad (12)$$

因  $R_{\text{il}}, C_{\text{il}}, C_{\text{i2}}, L_i$  已知, 则:

$$R_{\text{i2}} = \text{Real}[(Y_i)^{-1} - (j\omega C_{\text{i2}} + ((j\omega C_{\text{il}})^{-1} + R_{\text{il}} + j\omega L_i)^{-1})^{-1}] \quad (13)$$

重复以上过程应用于  $Y_o$  中, 则可获取  $Y_o$  结构中各元件值; 因  $Y_f$  结构中不含寄生电感, 在以上推导过程中略去电感的影响, 即可求得相应量.

图 5~7 分别给出了从实际测试数据中求解  $K_1, K_2, H_1$  以及  $C_{\text{i2}}$  时所作关系曲线, 从良好的线性曲线来看, 本文提出 PAD 结构模型及模型参数提取算法可行.

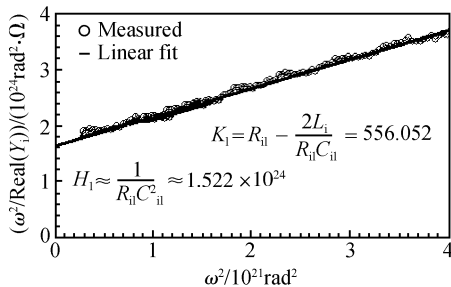


图 5 从线性关系中确定  $K_1$  和  $H_1$

Fig. 5 Linear regression used to determine  $K_1$  and  $H_1$

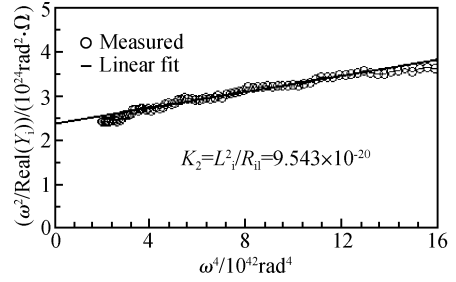


图 6 从线性关系中确定  $K_2$

Fig. 6 Linear regression used to determine  $K_2$

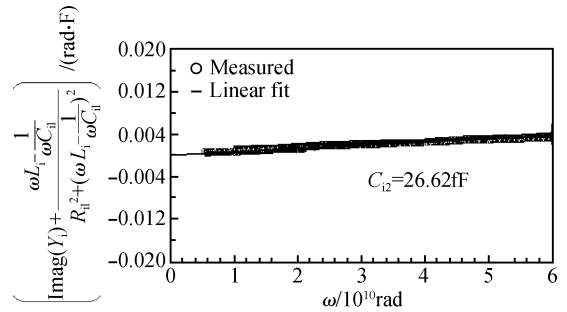


图 7  $C_{\text{i2}}$  提取示意图

Fig. 7 Illustration of the extraction of  $C_{\text{i2}}$

### 3.2 Short 结构模型参数提取

从测试数据中去除 PAD 结构的寄生量(对应于拓扑结构中的  $Y_i, Y_o, Y_f$  组分), 而后将其转变为  $Z$  参数形式:

$$Z_{\text{short}}^p = \text{ytoz}(Y_{\text{short}} - Y_{\text{pad}}) \quad (14)$$

去除 PAD 效应后的 Short 结构网络参数等效如图 8(a)所示, 该结构可简化为如图 8(b)所示的 T 型网络, 考察  $Y_{\text{d1}}, Z_3, Y_{\text{d2}}$  结构等效电路结构, 由电网络理论,  $Y_{\text{d1}}, Z_3, Y_{\text{d2}}$  并联结构的  $Z$  参数将主要由  $Z_3$  决定, 此时有:

$$Z_1 = Z_{\text{short.11}}^p + Z_{\text{short.12}}^p \quad (15)$$

$$Z_2 = Z_{\text{short.22}}^p + Z_{\text{short.21}}^p \quad (16)$$

$$Z_x \approx Z_3 = -Z_{\text{short.12}}^p \quad (17)$$

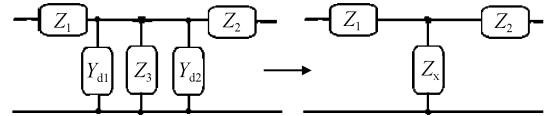


图 8  $Z_{\text{short}}^p$  对应的简化模型

Fig. 8 Simplified model used to characterize  $Z_{\text{short}}^p$

$Z_1, Z_2, Z_3$  对应的电路结构如图 3 相应部分所示, 因电路结构相同, 这里仅以  $Z_1$  部分对应的电路结构参数提取为例, 给出参数提取算法. 推导出  $Z_1$  结构对应的  $Z$  参数表达式:

$$Z_1 = \text{Real}(Z_1) + j \cdot \text{Imag}(Z_1) \quad (18)$$

式中

$$\text{Real}(Z_1) = R_{si} + \frac{\omega^2 R_{ski} L_{ski}^2}{R_{ski}^2 + \omega^2 L_{ski}^2} \quad (19)$$

$$\text{Imag}(Z_1) = \omega L_{si} + \frac{\omega R_{ski}^2 L_{ski}}{R_{ski}^2 + \omega^2 L_{ski}^2} \quad (20)$$

在较低频率下(本文取 5GHz 以下),趋肤效应影响较小,略去  $L_{ski}$  和  $R_{ski}$  的影响,则电路拓扑仅为  $R_{si}$  和  $L_{si}$  的串联,相应的  $Z$  参数表达式简化为:

$$Z_{1|LF} \approx R_{si} + j\omega L_{si} \quad (21)$$

此时,通过简单的运算即可从  $Z$  参数的实部、虚部和  $\omega$  的线性关系中分离出  $R_{si}$  和  $L_{si}$ :

$$\begin{aligned} R_{si} &\approx \text{Real}(Z_{1|LF}) \\ \text{Imag}(Z_{1|LF}) &\approx \omega L_{si} \end{aligned} \quad (22)$$

高频下,考虑  $R_{ski}$  和  $L_{ski}$  (即趋肤效应)的影响,(16)式可变换为:

$$\frac{\omega^2}{\text{Real}(Z_1) - R_{si}} = \omega^2 K_3 + H_2 \quad (23)$$

式中  $K_3 = \frac{1}{R_{ski}}; H_2 = \frac{R_{ski}}{L_{ski}^2}$ .

作  $\frac{\omega^2}{\text{Real}(Z_1) - R_{si}} - \omega^2$  的关系曲线,从直线斜率中可求得:  $R_{ski} = (K_3)^{-1}$ ; 进而从截距中可分离出:  $L_{ski} = \sqrt{R_{ski}/H_2}$ .

图 9 和 10 给出了从去除 PAD 影响后的 Short 结构低频测试数据中求解  $R_{si}$  和  $L_{si}$  关系曲线,图 11 则给出了从高频测试数据下求解  $R_{ski}, L_{ski}$  所作的关系曲线,良好的线性关系表明本文提出 Short 结构模型的正确性和模型参数提取算法的可行性.

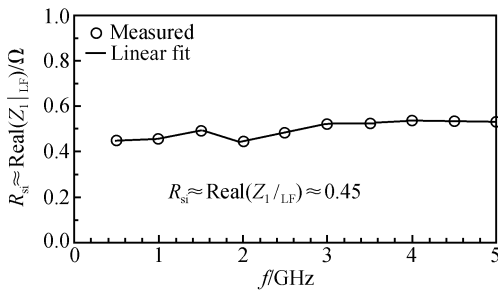


图 9  $R_{si}$  提取示例  
Fig.9 Illustration of the extraction of  $R_{si}$

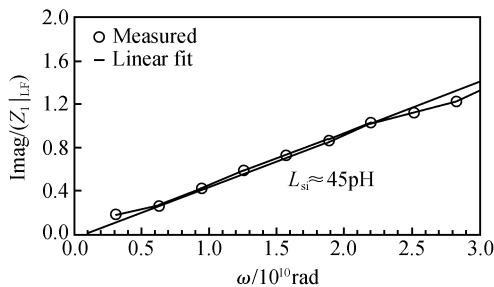


图 10 从线性关系中提取  $L_{si}$   
Fig.10 Linear regression used to extract  $L_{si}$

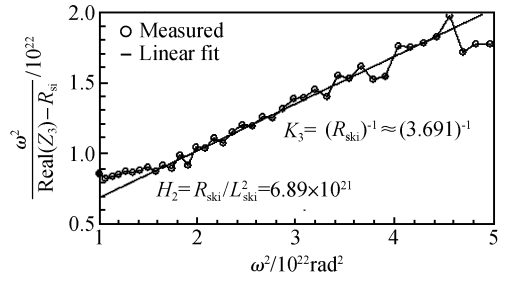


图 11 从线性关系中确定  $K_3$  和  $H_2$   
Fig.11 Linear regression used to determine  $K_3$  and  $H_2$

### 3.3 Open 结构模型参数提取

从测试数据中去除 PAD 结构的寄生量(对应于拓扑结构中的  $Y_i, Y_o, Y_f$  组分),而后转变为  $Z$  参数:

$$Z_{open}^{p1} = \text{ytoz}(Y_{open} - Y_{pad}) = \begin{bmatrix} Z_{open,11}^{p1} & Z_{open,12}^{p1} \\ Z_{open,21}^{p1} & Z_{open,22}^{p1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

去除  $Z_1, Z_2$  组分的影响,而后转变为  $S$  参数:

$$S_{open}^p = \text{ztoS} \left( \begin{bmatrix} Z_{open,11}^{p1} - Z_1 & Z_{open,12}^{p1} \\ Z_{open,21}^{p1} & Z_{open,22}^{p1} - Z_2 \end{bmatrix} \right) \quad (25)$$

为便于参数提取推导,在拓扑结构中略去  $Z_3$  组分的影响,此时 Open 结构等效电路简化为如图 12 所示拓扑结构.通过观察可以发现,该拓扑结构形式和 PAD 结构寄生效应模型相同,因此,上文开发用于 PAD 结构模型参数提取算法同样可用于该结构模型参数提取中.

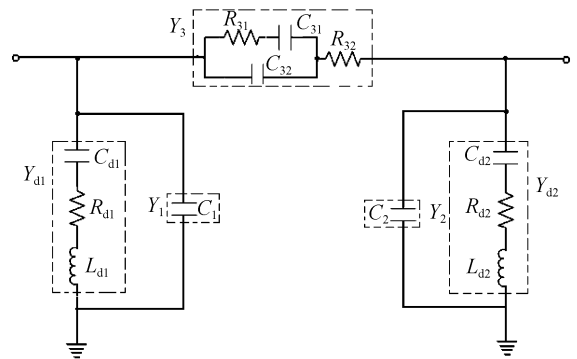


图 12  $S_{open}^p$  对应的简化模型  
Fig.12 Simplified model used to characterize  $S_{open}^p$

因本部分参数系在不考虑  $Z_3$  组分的影响下近似提取所得,模型参数存在一定误差,此时可引入一个最优化流程,以  $S_{open}^p$  为目标值,同时对  $Y_1, Y_2, Y_3, Y_{d1}, Y_{d2}$  和  $Z_3$  (因  $Z_3$  组分模型参数提取实际是在略去  $Y_{d1}$  和  $Y_{d2}$  影响下提取所得,客观上也存

在误差)结构对应模型参数进行修正.从实际参数提取情况来看,采用以上算法提取所得各组分模型参数在无需最优优化情况下即有很好的精度,此时也可以  $S_{open}$  为目标值,直接对全模型参数进行优化、修正,完成参数提取工作.

### 4 测试验证与讨论

为验证本文提出模型的精度及模型参数提取算法的可用性,如图 13 所示的实际测试结构被设计出来,并在 CSM 0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS 工艺线得到了流片实现.图中自上而下、自左至右分别为 Short, Open, Pad 以及带晶体管测试结构.图中 PAD 尺寸为  $75\mu\text{m} \times 75\mu\text{m}$ .为节省芯片面积,版图上采用了共用 G-PAD 技术.以上结构  $S$  参数的测试系 Agilent E8363B 矢量网络分析仪测试.

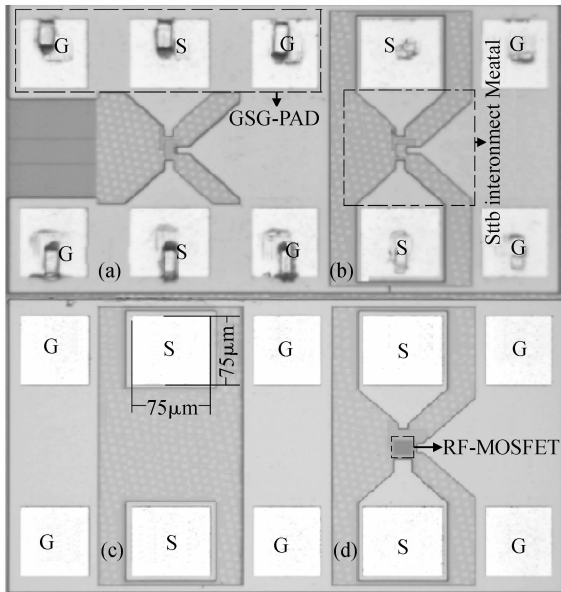


图 13 用于提取测试结构寄生效应的测试结构版图照片  
Fig.13 Micrograph of the dummy structures used to extract the test structure effects

获取所需数据之后,采用本文算法,如图 3 所示等效电路模型参数被逐一提取出来(见表 1).图 14 给出了(25)式对应去除 PAD 以及  $Z_1, Z_2$  组分寄生效应后的 Open 结构测试数据,与采用图 12 所示电路结构对其进行仿真所得数据的对比,两者吻合得很好,由此也说明了本文 3.3 节提出的参数提取算法的可行性.事实上,(25)式分离出的数据更多地反映了 S-PAD 和 DUT 之间互连金属和基底之间、和 DUT 之间产生的寄生效应.从对比结果来看,本文提出的模型可精确表征其  $S$  参数特性,该模型可用于测试结构互连金属的优化设计,这也是以往测试结构模型所无法实现的.

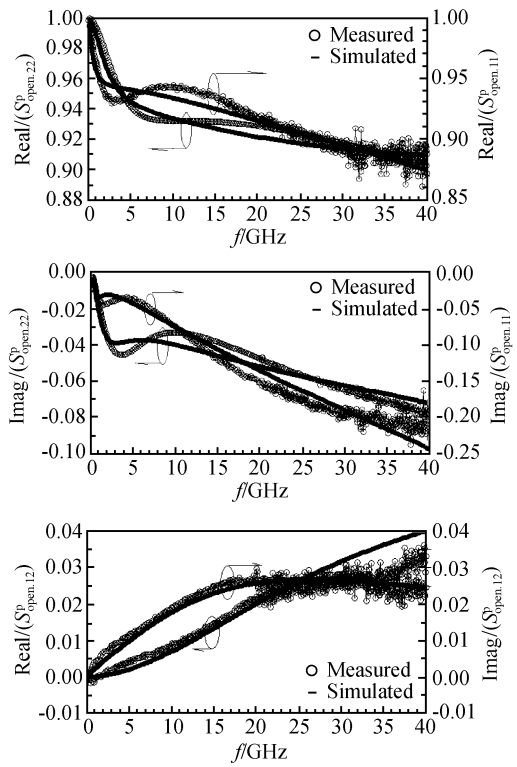


图 14  $S^P_{open}$  测量和仿真所得  $S$  参数对比  
Fig. 14 Comparisons of simulated and measured  $S$ -parameters of  $S^P_{open}$

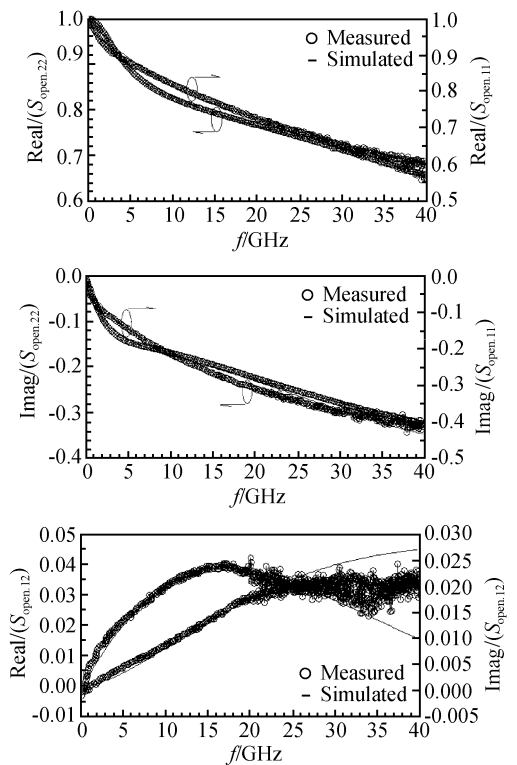


图 15 完整测试结构测量和仿真所得  $S$  参数对比  
Fig.15 Comparisons of simulated and measured  $S$ -parameters of the complete test structure

图 15 则给出了采用图 3 所示完整模型对测试结构(Open 结构)进行仿真所得  $S$  参数及与实际测试所得  $S$  参数对比图,从对比情况来看,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  实虚部几乎完全重合;  $S_{12}$  实虚部除了在约 25GHz 以上吻合不是很好外, 25GHz 以下测试和仿真数据几乎完全重合. 本文提出的模型可对 RF-CMOS 工艺下测试结构寄生效应进行精确表征和提取.

表 1 模型参数

Table 1 Model parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
$C_{i1}$	21.14fF	$C_{o1}$	24fF
$R_{i1}$	800 $\Omega$	$R_{o1}$	859 $\Omega$
$L_i$	3nH	$L_{oi}$	1.53nH
$C_{i2}$	23.3fF	$C_{o2}$	19.67fF
$R_{i2}$	95.6 $\Omega$	$R_{o2}$	71 $\Omega$
$C_{f1}$	1.2fF	$C_{31}$	2.75fF
$R_{f1}$	4.6k $\Omega$	$R_{31}$	1.49k $\Omega$
$C_{f2}$	0.158fF	$C_{32}$	0.66fF
$R_{f2}$	2.30k $\Omega$	$R_{32}$	535.5 $\Omega$
$L_{si}$	43.7pH	$L_{so}$	36.89pH
$R_{si}$	0.45 $\Omega$	$R_{so}$	0.018 $\Omega$
$L_{ski}$	9.615pH	$L_{sko}$	9.91pH
$R_{ski}$	3.183 $\Omega$	$R_{sko}$	6.4 $\Omega$
$L_{sf}$	2.018pH	$C_{d1}$	155.845fF
$R_{sf}$	0.01 $\Omega$	$R_{d1}$	1.714k $\Omega$
$L_{sfk}$	9.15pH	$L_{d1}$	2nH
$R_{sfk}$	0.732 $\Omega$	$C_1$	2.69fF
$C_{d2}$	44.5fF	$C_2$	9.79fF
$R_{d2}$	1.64k $\Omega$	$L_{d2}$	2.89nH

## 5 结论

本文通过对 RF-MOST 在片测试结构各种寄生效应进行分析之后,等效出一种新的 RF-MOST 在片测试结构等效电路模型. 该模型将基底感性损耗纳入了分析,并将 PAD-DUT 之间互连金属和基底之间的寄生效应以及互连金属和 PAD, DUT 之间的非连续性单独进行了考虑和建模. 实际测试和模型仿真结果在 50MHz~40GHz 频率范围内达到了很好的吻合,由此也表明了本文提出模型的精度. 此外,由于模型参数系基于解析提取技术开发,参数物理意义明确,这也给 CMOS RFIC 设计人员更为准确地评估测试结构对电路设计结果造成的影响带来可能.

## 参考文献

- [1] Koolen M, Geelen J, Versleijen M. An improved deembedding technique for on-wafer high-frequency characterization. IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1991: 188
- [2] Torres-Torres R, Murphy-Arteaga R, Reynoso-Hernández J A. Analytical model and parameter extraction to account for the pad parasitics in RF-CMOS. IEEE Trans Electron Devices, 2005, 52(7): 1335
- [3] Guo J C, Lin Y M. A new lossy substrate de-embedding method for sub-100nm RFCMOS noise extraction and modeling. IEEE Trans Electron Devices, 2006, 53(2): 339
- [4] Cho H, Burk D E. A three-step method for the deembedding of high-frequency  $S$ -parameter measurements. IEEE Trans Electron Devices, 1991, 38(6): 1371
- [5] Ismail M, Tan N. Pad deembedding in RF-CMOS. IEEE Trans Circuits Devices Mag, 2001, 17(3): 8

## RF-CMOS Modeling: Parasitic Analysis for MOST On-Wafer Test Structure\*

Liu Jun<sup>†</sup>, Sun Lingling, and Xu Xiaojun

(Microelectronic CAD Center, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** A new model that considers the parasitic effects of a test structure when performing on-wafer  $S$ -parameter measurements on RF/microwave MOST fabricated in RF-CMOS technology is presented. Discontinuities between pads and the DUT (device under test) and between stub-interconnect metal and the DUT are considered. The parasitic between the stub-interconnect metal and the lossy substrate is modeled separately. An additional element is introduced to predict the inductive losses of the substrate. All model parameters are directly determined using a simple and analytical measurement-based method, allowing the electrical representation of the complete test structure using an equivalent circuit. The validity of the model is demonstrated by the on-wafer measurements of interconnects up to 40GHz, employing a 0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS process supplied by CSM (Chartered Semiconductor Manufacture Ltd) 0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS technology.

**Key words:** RF-CMOS; test structure; parasitic effect; modeling

**EEACC:** 1220; 1350

**Article ID:** 0253-4177(2007)02-0246-08

---

\* Project supported by the Foundation of Key Laboratory of National Defence Science and Technology(No. 51491010105DZ0401) and the Key International Cooperation Plan of Zhejiang Province(No. 2004C14004)

<sup>†</sup> Corresponding author. Email: ljun77@163.com

Received 28 June 2006, revised manuscript received 27 September 2006

©2007 Chinese Institute of Electronics