

适用频率达到 20GHz 的射频 CMOS 衬底电阻的精确提取

赵宇航 胡少坚[†] 任 铮

(上海集成电路研发中心, 上海 201203)

摘要: 通过对 CMOS 的 PSP 模型中四衬底电阻网络的等效电路进行 Y 参数分析, 得到衬底电阻参数的完整提取方法. 应用该方法提取了 90nm CMOS 工艺中射频 nMOS 器件的衬底电阻参数, 实验数据和仿真比较表明该衬底电阻网络和相应的参数提取方法能精确预测器件的输出性能, 模型精度确保使用频率可以达到 20GHz 以上.

关键词: RF MOSFET; 射频; PSP 模型; 衬底电阻

EEACC: 2530N; 2560B **PACC:** 7340Q

中图分类号: TN386.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2008)04-0737-04

1 引言

随着 CMOS 技术在射频领域的应用日益广泛, MOS 器件的高频模型的精确性对于 RF 产品设计越来越重要. 由于 MOS 器件在高频时寄生效应较复杂且与版图相关性较大, 目前主流做法是以宏模型的方式为 MOS 器件建立高频模型^[1,2], 但紧凑模型是未来 RF 模型的发展方向, 由荷兰 Philips 研究中心与美国宾夕法尼亚州立大学合作开发的 PSP 模型已被选为新一代 CMOS 模型的标准, 它结合了 Philips 的 MM11 模型和宾州大学的 SP 模型的优点, 在模拟和 RF 性能上有着显著的优势^[3], 其射频模型包含非准静态效应, 模型中包含栅电阻, 而衬底电阻采用四电阻结构.

在众多的 RF CMOS 模型中, 衬底电阻模型变化较多, 早期提出了单个衬底电阻结构, 其最高可应用频率可以达到 10GHz^[4]. 目前, “P”型的三电阻网络配置方式研究较多, 其适用频率可以超过 10GHz^[5,6]. 而 PSP 模型中采用了四电阻衬底配置, 是一种“T”型的结构, 与文献中常见形式不一样, 因此需要研究它的参数提取方法, 以及寄生参数随尺寸变化的规律. 本文首先仔细分析了 MOS 器件“关”态时的有效电路, 推导出四电阻衬底网络的寄生参数提取方法; 接着基于 90nm RF nMOSFET 的测量数据, 其衬底寄生电阻参数, 初步分析了寄生参数随版图尺寸参数的变化.

2 提取方法分析

完整的 PSP 模型结构如图 1 所示, 其衬底电阻采用四电阻“T”型结构. 通常 MOS 器件寄生元件参数的提取采用“关”态时的 S 参数测量数据, 通常的器件“关”态偏置条件为 $V_{ds} = V_{gs} = 0$, 因为 90nm 器件的短沟效应

更为严重, 我们采用了 $V_{gs} = -0.2, V_{ds} = 0$ 的偏置条件, 以确保器件处于“关”态. 在提取衬底寄生电阻网络之前需要精确提取栅电阻 R_G , 并且通过较正测量数据, 将栅电阻的影响去除, 提取与较正方法参见 Dehan 的论文^[7]. 去除 R_G 影响之后的器件“关”态等效电路如图 2 所示, 通过电路分析其 Y 参数可表示为:

$$Y_{11} = \frac{Y_{gb} \times Y_{bd}}{Y_{gb} + Y_{bd} + Y_{sb}} + \frac{Y_{gb} \times Y_{sb}}{Y_{gb} + Y_{bd} + Y_{sb}} + \frac{1}{j\omega \times (C_{gso} + C_{gdo})} \quad (1)$$

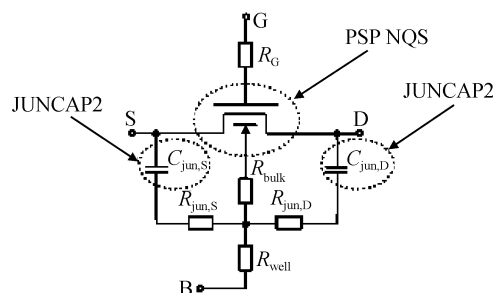


图 1 PSP 模型的完整结构

Fig.1 Schematic of the complete PSP model

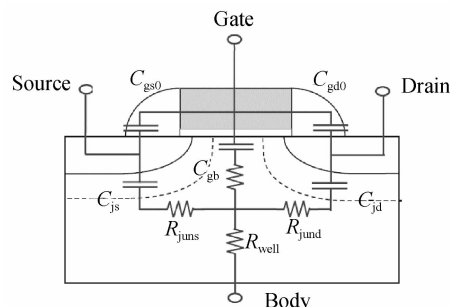


图 2 MOS 器件处于“关态”时的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of MOS device under off-state

[†] 通信作者. Email: hushaojian@icrd.com.cn

2007-08-28 收到, 2007-11-16 定稿

$$Y_{12} = \frac{Y_{gb} \times Y_{bd}}{Y_{gb} + Y_{bd} + Y_{sb}} - j\omega \times C_{gdo} \quad (2)$$

$$Y_{22} = \frac{Y_{gb} \times Y_{bd}}{Y_{gb} + Y_{bd} + Y_{sb}} + \frac{Y_{bd} \times Y_{sb}}{Y_{gb} + Y_{bd} + Y_{sb}} + j\omega \times C_{gdo} \quad (3)$$

其中中间变量 Y_{gb} , Y_{bd} 和 Y_{sb} 的定义如下:

$$Y_{bd} = \frac{1}{R_{jund} + \frac{1}{j\omega \times C_{jd}}} \quad (4)$$

$$Y_{gb} = \frac{1}{R_{bulk} + \frac{1}{j\omega \times C_{gb}}} \quad (5)$$

$$Y_{sb} = \frac{1}{R_{well}} + \frac{1}{R_{juns} + \frac{1}{j\omega \times C_{js}}} \quad (6)$$

当频率小于 10GHz 时, (4)~(6) 式中的 ωC 项要远大于电阻 R_{bulk} 和 $R_{jund/s}$, 通过近似, 这些中间变量可以简化为:

$$Y_{bd} \approx \omega^2 R_{jund} C_{jd} + j\omega C_{jd} \quad (7)$$

$$Y_{gb} \approx \omega^2 R_{bulk} C_{gb}^2 + j\omega C_{gb} \quad (8)$$

$$Y_{sb} \approx \frac{1}{R_{well}} + \omega^2 R_{juns} C_{js}^2 + j\omega C_{js} \quad (9)$$

将(7)~(9)式代入到 Y 参数表达式(1)~(3)中, 并忽略 $R\omega C$ 的高阶项, 最后得到对寄生参数提取颇为重要的几个 Y 参数的虚部与实部:

$$\text{Im}[Y_{11}] \approx \omega(C_{gs0} + C_{gd0} + C_{gb}) \quad (10)$$

$$\text{Im}[Y_{12}] \approx -\omega C_{gd0} \quad (11)$$

$$\text{Im}[Y_{22}] \approx \omega(C_{gd0} + C_{jd}) \quad (12)$$

$$\text{Re}[Y_{22}] \approx \omega^2(R_{well} + R_{jund})C_{jd}^2 \quad (13)$$

为更好地分析和讨论, 将(13)式中电阻 R_{well} 与 R_{jund} 之和定义为一个衬底电阻 R_{sub} , 即:

$$R_{sub} = R_{well} + R_{jund} \quad (14)$$

由于 RF CMOS 器件的对称性, 当器件处于“关”态偏置条件时, C_{gs0} 与 C_{gd0} 是相等的. 根据这一条件与(14)式, 可由(10)~(13) 式求出几个寄生元件的值为:

$$C_{gs0} = C_{gd0} \approx -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (15)$$

$$C_{gb} \approx \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (16)$$

$$C_{jd} \approx \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (17)$$

$$R_{sub} \approx \frac{\text{Re}[Y_{22}]}{(\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \quad (18)$$

(15)~(18)式给出的提取方法和文献[4]中提出的方法完全一致, 在该文章中, 衬底电阻采用了单个电阻 R_{sub} . 这说明, 在频率小于 10GHz 时, 四电阻衬底网络可以简化为单个衬底电阻而不影响精度.

当频率高于 10GHz 时, 因为寄生元件不随频率变化, 可以将(15)~(18)式中给出的寄生电容元件代入(1)~(3)式中, 可算出中间变量 Y_{gb} , Y_{bd} 和 Y_{sb} . 最后, 由中间变量 Y_{gb} , Y_{bd} 和 Y_{sb} 的定义(4)~(6)式以及(14)和(18)式可以算出所需的 4 个衬底电阻的值为:

$$R_{bulk} = \text{real}\left(\frac{1}{Y_{gb}}\right) \quad (19)$$

$$R_{jund} = \text{real}\left(\frac{1}{Y_{bd}}\right) \quad (20)$$

$$R_{juns} = \text{real}\left[\frac{1}{Y_{sb} - \frac{1}{R_w}}\right] \approx R_{jund} \quad (21)$$

$$R_{well} = R_{sub} - R_{jund} \quad (22)$$

3 实验结果

3.1 实验描述

我们采用比利时 IMEC 的 90nm RF MOSFET 工艺^[8], 栅堆结构是多晶硅/SION, 等效栅氧厚度约 1.6nm, 最短物理栅长约 60nm. RF nMOSFET 器件结构为多单元并联的形式, 每个单元为一个多指栅 MOSFET. 为研究版图参数对器件性能的影响, 我们选取各种栅长 (L_g)、栅宽 (W_f)、指数 (N_f) 以及单元数 (N_c) 的器件进行了测量. 这些 RF nMOSFET 测试结构为双端结构, 一端为“栅”, 一端为“漏”, 源与衬底接地. 硅片上除了上述 RF nMOSFET 器件测试结构之外, 每个测试结构还有相应的 open 和 short 测试结构, 用于测试结构寄生效应的去嵌入.

寄生元件参数的提取基于器件“关”态时的 S 参数测量数据, S 参数测量采用网络分析仪, 频率为 50MHz~50GHz, 测量数据采用标准的“open-short”去嵌入法, 去除测试结构中的寄生效应, 并将去嵌入的数据转换为 Y 参数, 用于寄生参数的提取.

3.2 寄生参数提取

使用 MATLAB 语言实现本文第 2 部分的分析得到的寄生参数提取方法, 并用于提取测量器件的各寄生电容及电阻, 如图 2 所示. 因为在该模型中的寄生参数不随频率变化, 而提取方法对所有频率都算出了每个寄生参数值, 为方便讨论, 我们取 10GHz 时提取的各寄生电容值和电阻 R_{well} 值为最终值, 而对 R_{bulk} 和 $R_{juns/d}$ 因为在更高频率才能准确提取, 因此取 20GHz 的提取值为最终值.

寄生参数提取完成之后, 将其置入图 1 所示的 PSP 模型之中, 并使用 ICCAP 软件调用 SPECTRE 仿真器对模型进行射频仿真, 其中包含 NQS 效应的 PSP 本征器件模型, 以及两个 pn 结模型 JUNCAP2 之前都已提取完毕. 图 3 是所测任一 90nm nMOS 器件在完成提取后仿真与测试的比较, 可以看出仿真和测量很好地吻合, 即使当频率高于 20GHz 时, 吻合程度依然较好. 这证明了等效电路的合理性以及参数提取方法的准确性, 可以达到 20GHz 以内的设计仿真的使用要求.

3.3 结果分析

图 4 是器件 nMOS07 的 Y_{22} 实部的仿真与测量比较. 可以看出, 当仿真时令 $R_{well} = 0$ 而其他衬底寄生参数正常时, 整个仿真与测量偏差很大, 说明 R_{well} 是整个衬底电阻的主要部分, 对器件的高频输出阻抗有重要影

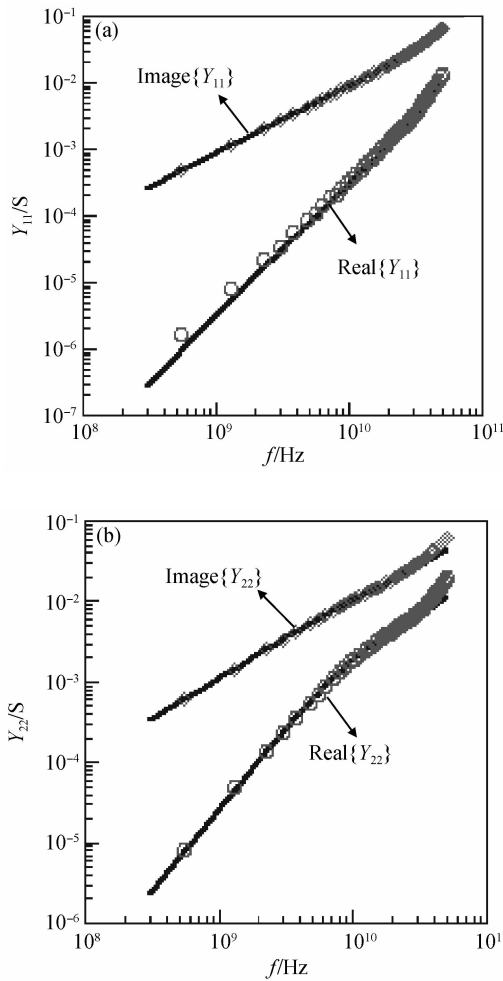


图 3 “关态”时,90nm MOS 器件(物理栅长 60nm)的测量与模型仿真的比较(图中实线为仿真结果,圆圈标记为测量数据) (a)输入特性随频率变化;(b)输出特性随频率变化

Fig.3 Comparison between model simulation and measurement of the MOS device with 60nm physic gate length in 90nm technology (solid line is simulation result and circle mark is measurement data) (a) Input conductance;(b) Output conductance

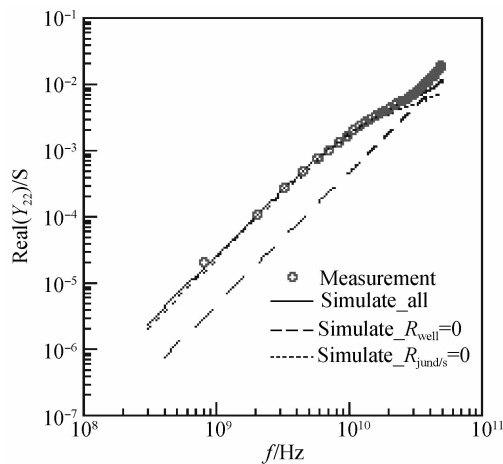


图 4 模型在不同衬底电阻配置条件下,仿真输出特性的变化
Fig.4 Simulated output conductance with different substrate network configurations

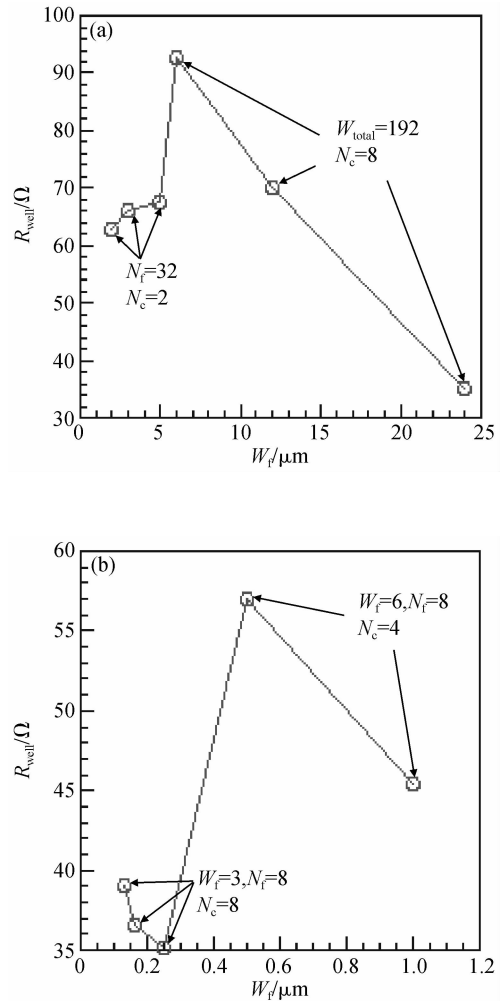


图 5 阱电阻 R_{well} 随器件尺寸的变化 (a)随栅宽变化;(b)随栅长度变化
Fig.5 Well resistance as a function of device size with gate width (a) and gate length (b)

响.从数值上看, R_{well} 远大于 R_{jund} ,由前面的理论分析可知,频率小于 10GHz 时的衬底电阻 $R_{sub} = R_{well} + R_{jund} \approx R_{well}$,因此 R_{well} 对器件输出阻抗有决定性影响.而当 $R_{jund} = R_{juns} = 0$ 时,仿真曲线只在频率大于 10GHz 时出现明显的偏离,说明 R_{jund} 和 R_{juns} 对器件在更高频率(大于 10GHz)时的输出阻抗性能有重要影响,这一结果与之前理论分析也能很好地吻合.另外一个衬底电阻 R_{bulk} 对输入特性 (Y_{11}) 有一定影响,但因为 Y_{11} 主要由栅电阻 R_G 决定^[1], R_{bulk} 并不是很重要,而且提取误差受 R_G 的提取精度影响较大.

图 5 给出 R_{well} 随器件尺寸的变化,从图 5(a)可以看出, R_{well} 随栅宽 W_f 增加而变大.而当总栅宽 ($W_{total} = W_f N_f N_c$) 保持一定时, R_{well} 随 W_f 增加先递增后递减.从图 5(b)可以看出,总体上 R_{well} 随栅长 L_g 增加而增加,但也会受到 W_f 和单元数 N_c 的影响.

衬底寄生电阻随尺寸变化的全局模型也是 RF 建模的重要内容,这里初步给出最重要的电阻 R_{well} 随尺寸变化的定性描述,它和其他几个电阻的定量模型的研究正在进一步开展.

4 结 论

作为新一代的 CMOS 模型标准, PSP 模型的使用越来越广泛. 在一定的频率范围内, 该 PSP 模型可以等效为电阻和电容构成的有效电路, 其衬底寄生参数是一个四电阻网络, 通过对该等效电路的 Y 参数分析可以得到所有寄生参数的提取方法. 通过对 90nm CMOS 工艺中一系列的射频 nMOSFET 器件进行测量和提取, 证明了该方法的有效性. 器件测量和仿真表明, 该衬底电阻网络可以适用 20GHz 的频率要求. 4 个衬底电阻中, 最重要的电阻 R_{well} 对整个高频范围内的器件输出特性都有重要影响, 而它随器件尺寸变化规律也比较复杂, 与多个版图尺寸参数相关; 而电阻 R_{jund} 和 R_{juns} 主要影响 10GHz 以上频率的输出特性. 今后还将进一步研究衬底电阻随版图可变的全局模型.

参 考 文 献

[1] Liu W, Gharpurey R, Chang M C, et al. RF MOSFET modeling

accounting for distributed substrate and channel resistances with emphasis on the BSIM3V3 SPICE model. IEDM, 1997; 309

- [2] Li Yi, Yin Huajie. RF modeling of GHz MOSFET. Electronic Design & Application World, 2003; 72 (in Chinese) [李意, 尹华杰. GHz 级的 MOSFET 射频建模问题. 电子设计应用, 2003; 72]
- [3] Gilenblat G, Li X, Wu W, et al. PSP: an advanced surface-potential-based MOSFET model for circuit simulation. IEEE Trans Electron Devices, 2006, 53(9): 1979
- [4] Han J, Shin H. A scalable model for the substrate resistance in multi-finger RF MOSFETs. Proc of the IEEE MTT-S Digest, 2003; 2105
- [5] Cheng Y, Deen M J, Chen C H. MOSFET modeling for RF IC design. IEEE Trans Electron Devices, 2005, 52(7): 1286
- [6] Kim S, Han J, Shin H. A direct method to extract the substrate resistance components of RF MOSFETs valid up to 50GHz. IEEE SiRF, 2004; 235
- [7] Dehan M. Characterization and modelling of SOI RF integrated components. PhD Thesis, Univerité Catholique De Louvain, 2003; 91
- [8] Jeamsaksiri W, Linten D, Thijs S, et al. A low-cost 90nm RF-CMOS platform for record RF circuit performance. IEEE 2005 Symposium on VLSI Technology, 2005; 86

Accurate Parameter Extraction of Substrate Resistance in an RF CMOS Model Valid up to 20GHz

Zhao Yuhang[†], Hu Shaojian, and Ren Zheng

(Shanghai IC R & D Center, Shanghai 201203, China)

Abstract: An accurate method to extract substrate resistances of RF MOSFETs is proposed. The extraction method is based on equivalent circuit analysis for the PSP model. This method is experimentally validated on 90nm CMOS technology and predicts the output characteristics of MOSFETs accurately up to 20GHz.

Key words: PSP model; RF modeling; RF MOSFETs; substrate resistance

EEACC: 2530N, 2560B PACC: 7340Q

Article ID: 0253-4177(2008)04-0737-04

[†] Corresponding author. Email: hushaojian@icrd.com.cn

Received 28 August 2007, revised manuscript received 16 November 2007