

RF-CMOS 建模:一种改进的累积型 MOS 变容管模型

刘 军[†] 孙玲玲 文进才

(杭州电子科技大学微电子 CAD 所, 杭州 310037)

摘要: 提出一种改进的累积型 MOS 变容管射频模型,改进后模型方程可精确描述累积型 MOS 变容管全工作区域特性;模型方程连续,且任意阶次可导,至少三阶导数求解结果可实现与测试结果的精确拟合,解决了原模型可导但导数错误、变阻方程不连续等问题.模型最终应用到采用 CSM(Chartered Semiconductor Manufacture Ltd) 0.25 μm RF-CMOS 工艺制造的一 30 栅指(每指尺寸为长 $L=1\mu\text{m}$,宽 $W=4.76\mu\text{m}$)累积型 MOS 变容管建模中,测量和仿真所得 $C-V$, $R-V$ 特性,品质因素以及高达 39GHz S 参数对比结果验证了模型的良好精度.

关键词: 累积型 MOS 变容管; 射频模型; 方程; 连续; 可导

EEACC: 1220; 1350

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)09-1448-06

1 引言

作为射频应用重要元件,累积型 MOS 变容管因其相比反偏 p-n 结型变容器可提供更高的品质因素、更低的功耗、更低的相位噪声以及更大的可调范围等优点^[1~4],已成为 GHz 以上 VCO 设计不可或缺的核心元件之一.

随着应用频段以及设计指标的日益苛刻,在芯片设计初期即可在 CAD 仿真器中完成 RF-CMOS VCO IC 芯片的完整性能指标,尤其是如谐波失真特性的精确仿真,成为 CMOS RFIC/模块/系统设计人员提高设计成功率的重要手段,而 RFIC CAD 仿真器所特有的如基于谐波平衡方法的谐波分析技术,通常要求用于分析的核心元器件模型方程可满足对一般直流(如 $I-V$, $Q/C-V$ 特性)、射频特性(如多偏压条件多频率点 S 参数)精确拟合外,还需满足方程连续、可导,且高阶导数求解结果正确^[5](对于 MOST 器件来说, $Q/C-V$ 方程在数学形式上还需满足电荷守恒)等条件.

近年来,虽然针对 MOS 累积型变容管建模的结果不断见于报道,但所开发模型通常存在以下问题:(1)基于物理机理推导所得模型在方程形式上通常为分段形式,衔接处一阶导数通常不连续,从方程角度来说并不适合用于 RFIC CAD 的仿真^[6];(2)由于 $C-V$ 方程自身的缺陷,基于 BSIM 系列模型(如 BSIM3V3.2^[7])扩展所得变容管模型可实现

$Q/C-V$ 特性的精确拟合,但模型方程一阶求导即出现错误^[8];(3)累积型 MOS 变容管沟道电阻对偏置电压表现出很强的依赖性,采用 BSIM 系列模型进行变容管建模时,该电阻只能处理为常量,模型无法实现对实际器件沟道电阻真实特性的描述^[9,10],采用下一代 MOS 晶体管模型(如 PSP)亦无法解决这个问题;(4)基于分段多项式架构的模型方程可实现对 $C-V$, $R-V$ 特性的拟合,然其简单的方程形式使得模型适用的偏压范围很窄,需同时对高阶导数进行拟合时,模型方程无法满足拟合需求;(5)部分模型(如 Seong-Sin Song 模型^[11])看到以上问题,并尝试开发出连续、高阶可导、可同时表征不同工作区域特性沟道电阻、电容模型,不足的是,模型方程一阶求导结果即出现大的误差,无法对实际测试所得高阶导数结果进行精确拟合.

由此,本文尝试对 Seong-Sin Song 模型进行改进,在保留原模型数学意义上可导的基础上,实现新模型对实际器件高阶求导结果亦可精确表征,以弥补原模型虽数学上可导,但导数方程无法拟合实际器件高阶导数特性的不足;尝试以同样的方程形式建立变阻模型,以克服原模型仍采用分段、非连续形式建立变阻模型的缺点,改进后模型将偏压拟合范围扩展至全工作区域,克服基于多项式以及 Seong-Sin Song 无法对变容管全工作区域变容特性进行精确拟合的缺陷.此外,亦尝试对传统从 GHz 以上 S 参数中提取 $C-V$ 模型参数的方法进行改进,除使所得模型更适用于如 VCO 等的 CMOS RFIC CAD

[†] 通信作者. Email: ljun77@163.com

2007-03-05 收到,2007-04-23 定稿

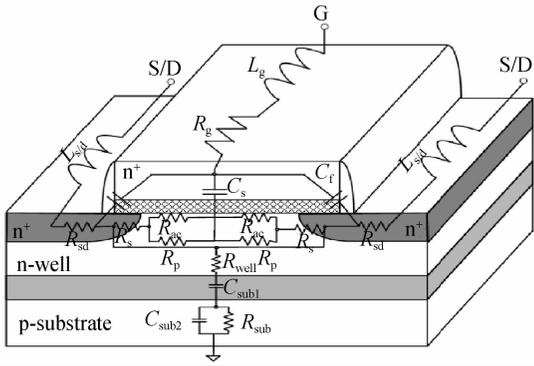


图 1 典型累积型 MOS 变容管剖面图

Fig.1 Cross-section of a classic accumulation-mode MOS varactor

仿真外,还可有效提高模型精度.

2 模型开发

考虑一个实际的累积型 MOS 变容管器件,图 1 给出了采用标准 CMOS 工艺制造的典型累积型变容管物理结构及其集总元件等效方式,图中 C_s 为栅-氧化层以及栅氧化层下方的耗尽电容, C_f 为栅侧墙寄生电容, L_g, L_{sd} 分别为栅、漏/源端引线寄生电感,引入 R_g, R_{sd} 分别表征栅、漏/源端引线高频分布电阻以及引线-多晶硅接触电阻,采用 R_{ac} 表征沟道累积电阻, R_p 为 n-well 电阻,引入 R_s 表征由轻掺杂 S/D n-well 接触区末端电阻;引入 R_{well}, C_{sub1} 和 C_{sub2}, R_{sub} 串并连网络共同构成 n-well-基底寄生网络.为便于分析和参数提取工作的进行,沟道电阻统一采用 R_{st} 表征.图 1 所示网络结构进一步等效为如图 2 所示电路结构.

拓扑结构中,组件 C_s 和 R_{st} 和节点电势 $V_{g,s/d}$ 相关,其函数/方程形式和结构直接决定了模型 RF 仿真的精度及其在谐波失真分析中的可用性;和直接基于 BSIM3V3.2^[9,10] 或采用分段多项式形式,

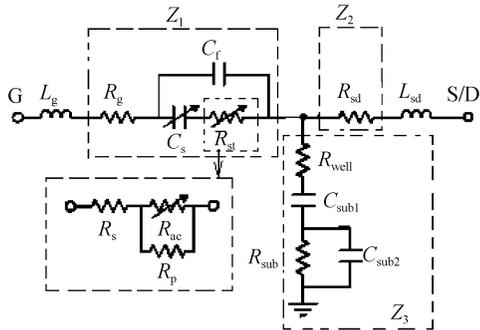


图 2 累积型 MOS 变容管等效电路

Fig.2 Equivalent circuit for the accumulation-mode MOS varactor

以及简单 tanh 函数^[11]不同,本文开发用于 C_s 和 R_{st} 建模的数学方程如下.

主值电容 C_s :

$$V_{ec1} = V_{g,d/s} \quad (1)$$

$$V_{ec2} = 0.5 V_{ec1} + 0.5 \left[\sqrt{(V_{ec1} - V_{kc})^2 + \Delta_c^2} - \sqrt{V_{kc}^2 + \Delta_c^2} \right] \quad (2)$$

$$V_{ec} = V_{stc} \ln(1 + e^{V_{ec2}/V_{stc}}) \quad (3)$$

$$C_s = C_{s0} + \frac{C_{\beta} V_{ec}^{P_{c2}}}{1 + V_{ec}^{P_{c1}}/V_{lc}} \left\{ 1 + \tanh[K_c (V_{g,d/s} - V_{tc})] \right\} \quad (4)$$

式中 $C_{s0}, C_{\beta}, P_{c0}, P_{c1}, P_{c2}, V_{kc}, V_{tc}, V_{lc}, \Delta_c, V_{stc}$ 和 K_c 为模型参数.

电阻 R_{st} :

$$V_{er1} = V_{g,d/s} \quad (5)$$

$$V_{er2} = 0.5 V_{er1} + 0.5 \left[\sqrt{(V_{er1} - V_{kr})^2 + \Delta_r^2} - \sqrt{V_{kr}^2 + \Delta_r^2} \right] \quad (6)$$

$$V_{er} = V_{str} \ln(1 + e^{V_{er2}/V_{str}}) \quad (7)$$

$$R_s = R_{s0} + \frac{R_{\beta} V_{er}^{P_{r2}}}{1 + V_{er}^{P_{r1}}/V_{lr}} \left\{ 1 + \tanh[K_r (V_{g,d/s} - V_{tr})] \right\} \quad (8)$$

式中 $R_{s0}, R_{\beta}, P_{r0}, P_{r1}, P_{r2}, V_{kr}, V_{tr}, V_{lr}, \Delta_r, V_{str}$ 和 K_r 为模型参数.

(1)~(8)式除了可以很好地拟合实际器件的 $C_s-V, R_{st}-V$ 关系曲线外,基于方程推导所得高阶导数表达式(至少 3 阶)亦可完成对测试数据的精确拟合,这是以往见于报道的变容管模型所无法做到的,且完全连续、导数可求解至无穷阶的方程形式亦很好满足了 RFIC CAD 仿真器,尤其是谐波失真仿真对模型数学方程的要求.

3 模型分析与参数提取

为验证模型及模型参数提取算法的可行性,一单指长 $L_f = 1\mu\text{m}$,宽 $W_f = 4.76\mu\text{m}$,栅指数 $N_f = 30$ 的累积型 MOS 变容管被设计出来,并在 CSM (Chartered Semiconductor Manufacture Ltd.) $0.25\mu\text{m}$ RF-CMOS 工艺线上流片实现.获取芯片实物后,实验室采用 Agilent E8363B 矢量网络分析仪和 LCR 表 Agilent 4284A 对器件直流和射频特性进行了测试. S 参数测量系采用 Open 和 Short 结构去除测试结构寄生效应.以下对本文开发的用于该类器件模型参数提取技术进行说明.

假设变容管多偏置条件下多频率点 S 参数已经测试获取,并去除测试结构寄生效应,定义为 S_{pure} ,将其转换为 Z 参数,为 Z_{pure} .从实际提取情况来看,若去嵌结构参考面设计合理,变容管栅、源/漏端引线寄生电感可较好地去除,因此,在以下推导

分析过程中,本文不再考虑端电感 L_g 和 L_{sd} 的影响.推导如图 2 所示 Z_1, Z_2 和 Z_3 虚线框标识的拓扑结构 Z 参数表达式:

$$Z_1 = Z_{\text{pure},11} - Z_{\text{pure},12}$$

$$= R_g + \frac{C_s^2 R_{st}}{\omega^2 C_f^2 R_{st}^2 + (C_f + C_s)^2} - \frac{j}{\omega} \times \frac{C_f + C_s + \omega^2 C_f C_s^2 R_{st}^2}{\omega^2 C_f^2 R_{st}^2 + (C_f + C_s)^2} \quad (9)$$

$$Z_2 = Z_{\text{pure},22} - Z_{\text{pure},21} = R_{sd} \quad (10)$$

$$Z_3 = Z_{\text{pure},12}$$

$$= R_{\text{well}} + \frac{R_{\text{sub}}}{1 + \omega^2 C_{\text{sub}2}^2 R_{\text{sub}}^2} - j \left(\frac{1}{\omega C_{\text{sub}1}} + \frac{\omega C_{\text{sub}2} R_{\text{sub}}^2}{1 + \omega^2 C_{\text{sub}2}^2 R_{\text{sub}}^2} \right) \quad (11)$$

对依最高值为 1pF 左右设计的累积型 MOS 变容管,依图 2 所示拓扑结构 C_s 随偏压通常在几百 fF 到 1pF 之间变化, C_f 通常为几十 fF, R_{st} 随偏压通常在几 Ω 到几十 Ω 之间变化,则在低频下可满足:(1) $\omega^2 C_f^2 R_{st}^2 \ll (C_f + C_s)^2$; (2) $\omega^2 C_f C_s^2 R_{st}^2 \ll C_f + C_s$, (3) $C_s / (C_s + C_f) \approx 1$. 由此, (9) 式可作如下近似:

$$Z_1 = R_g + R_{st} + j\omega L_g - j(\omega C_{st})^{-1} \quad (12)$$

式中 $C_{st} = C_s + C_f$.

由于(12)式系在低频下成立,且频率越低从虚部求解所得电容组分 C_{st} 精度越高, (12) 式虚部在物理结构上更多表现为电容 C_s 和 C_f 的并联,和文献 [11] 等直接从 S 参数中分离该电容组分不同文献 [11] 选择在 5GHz 以下频率 S 参数中提取电容 C_{st} , 并假设该频率以下栅端引线电感寄生效应微弱而不考虑. 而事实上对多数 MOS RF 电路而言, GHz 已经是很高的频率, 此时即使栅电感效应可以通过去嵌结构消除, 复杂的高频寄生效应仍可造成提取所得 C_{st} 结果的较大误差. 本文尝试采用半导体参数分析仪 Agilent 4284A 在 100kHz 频率下直接测量栅、源/漏之间的电容随偏压变化曲线. 由于测试频率仅为 kHz 量级, 栅端引线寄生电感效应可忽略, 版图射频寄生效应微弱, 由此可获取更为精确的电容 C_{st} 值. 参照文献 [12], 估算栅电阻 $R_g \approx (1/3) R_{\text{poly,sh}} \times (W_f/L_f)/N_f$, 约为 0.135Ω ; 进而可得: $R_{st} \approx \text{Real}(Z_1) - R_g$. 获取以上数据后, 高频下(本文取 20GHz 以上)对(9)式实部进行处理, 有: $[\text{Real}(Z_1) - R_g]^{-1} = \omega^2 R_{st} \left(\frac{C_f}{C_s} \right)^2 + \frac{1}{R_{st}} \left(\frac{C_{st}}{C_s} \right)^2$, 利用方程左侧数据对 ω^2 呈线性关系, 从截距 (H_c) 中可分离得: $C_f \approx C_{st}(1 - 1/\sqrt{H_c R_{st}})$, $C_s \approx C_{st} - C_f$.

图 3 给出了从偏压为 $-4 \sim 4\text{V}$, 步进值 0.02V 条件下测量所得 6GHz S 参数中提取出的 $R_{st} - V_{g,d/s}$

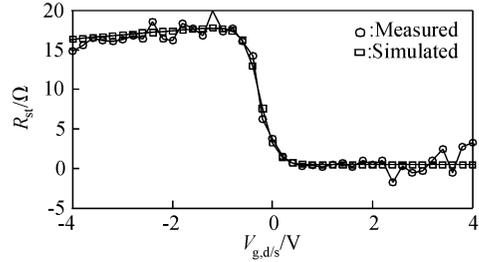


图 3 测量和模型仿真所得 R_{st} 与 $V_{g,d/s}$ 特性对比 ($V_{g,d/s}$: $-4 \sim 4\text{V}$, 步进值: 0.02V)

Fig. 3 Comparison of measured and simulated R_{st} versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}$: -4 to 4V , Step: 0.02V)

变化曲线. 图 4 给出了从偏压 -2V 条件下测量所得 S 参数(频率范围: $25 \sim 39\text{GHz}$) 中求解电容 C_f 过程, 此时从 4284A 中测量得到电容 C_{st} 值约为 337fF , 该电压下 R_{st} 值约为 17.7Ω , 从 $[\text{Real}(Z_1) - R_g]^{-1}$ 对 ω^2 线性关系中求得 H_c 约为 0.067 , 由此估算得 C_f 值约为 27.51fF . 图 5 则进一步给出了去除 C_f 后 C_s 对偏压关系曲线; 图 5 同时也给出了从 39GHz 频率下依(4)式直接从测量所得 S 参数中提取所得 $C_s - V_{g,d/s}$ 特性, 对比采用 LCR 表直接测量结果可以发现, 二者在偏压较高时出现大的偏差. 笔者以为, 这种偏差应该是由提取算法对版图高频寄生效应进行近似和忽略造成的, 相比而言, 直接基于低频下 LCR 表测量所得数据更为可信.

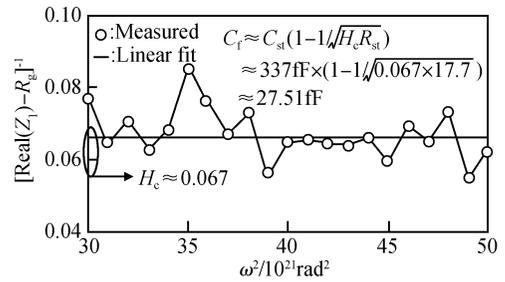


图 4 从 H_c 中提取 C_f

Fig. 4 Extracting C_f from H_c

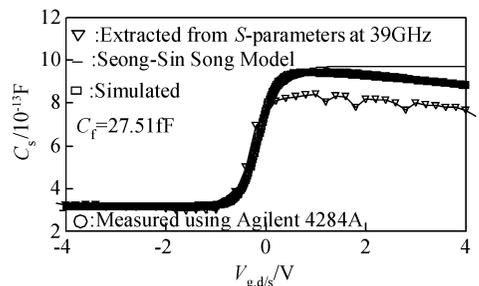


图 5 测量和模型仿真所得 C_s 与 $V_{g,d/s}$ 特性对比 ($V_{g,d/s}$: $-4 \sim 4\text{V}$, 步进值: 0.02V)

Fig. 5 Comparison of measured and simulated C_s versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}$: -4 to 4V , Step: 0.02V)

表 1 模型参数值

Table 1 Values of the model parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
C_{s0}/F	3.09×10^{-13}	R_{s0}/Ω	1.05
C_{β}/F	5.99×10^{-13}	R_{β}/Ω	17.78
P_{c1}	1.607	P_{r1}	1.546
P_{c2}	1.021	P_{r2}	1.442
V_{kc}/V	0.9587	V_{kr}/V	1.048
V_{tc}/V	-0.1439	V_{tr}/V	-0.2625
V_{lc}/V	1.048	V_{lr}/V	1.541
Δ_c	15.429	Δ_r	17.56
V_{stc}/V	1.609	V_{str}/V	2.915
K_c	2.4	K_r	-3.2
R_g/Ω	0.1267	R_{well}/Ω	737.3
L_g/H	0	R_{sub}/Ω	523.7
C_{sub1}/F	1.0×10^{-13}	R_{sd}/Ω	0.0454
C_{sub2}/F	2.76×10^{-13}	L_{sd}/H	0
C_f/F	2.75×10^{-14}		

获取 $R_{st}-V_{g,d/s}$ 和 $C_s-V_{g,d/s}$ 关系曲线后,采用一个简单的最优化流程即可精确获取(1)~(8)式相关模型参数,优化时协同各自三阶导数同时进行.此外,由(2)式实部可直接求得 R_{sd} 值.本文用于 Z_3 组分拓扑结构参数提取方法和文献[11]一致,由于篇幅所限,在此不再赘述,而将相关提取结果直接列于表 1 中.考虑到 R_{st} 以及基底寄生网络系从高频 S 参数中提取,客观上存在一定误差,后续可以测量所得 S 参数为目标值,对相关模型参数进行微调和最优化,以最终确定模型参数值.

4 仿真验证

模型开发完成之后,在 Agilent ADS2005A 中采用 Vrillog-A 语言对模型进行了描述,并编译、链接入该软件模型库中.表 1 给出完整的模型参数值.图 3 和图 5 给出了采用表 1 数据对 $R_{st}-V_{g,d/s}$ 和 $C_s-V_{g,d/s}$ 模型进行仿真所得性能曲线和测试数据的对比图,图 6~9 分别给出了 $C_s-V_{g,d/s}$, $R_{st}-$

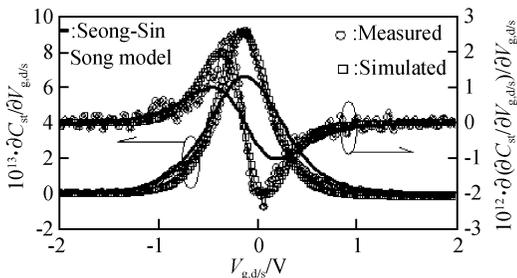


图 6 测量和模型仿真所得一、二阶 C_s 与 $V_{g,d/s}$ 导数特性对比 ($V_{g,d/s}:-2\sim 2V$,步进值:0.02V)
Fig.6 Comparison of measured and simulated one and two orders derivative C_s versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}:-2$ to $2V$,Step:0.02V)

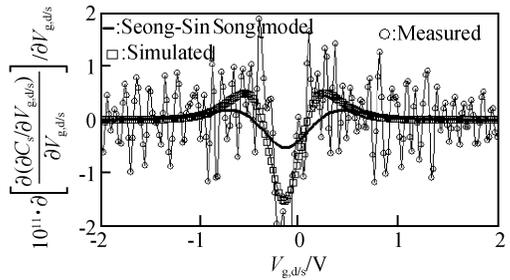


图 7 测量和模型仿真所得三阶 C_s 与 $V_{g,d/s}$ 导数特性对比 ($V_{g,d/s}:-2\sim 2V$,步进值:0.02V)
Fig.7 Comparison of measured and simulated three orders derivative C_s versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}:-2$ to $2V$,Step:0.02V)

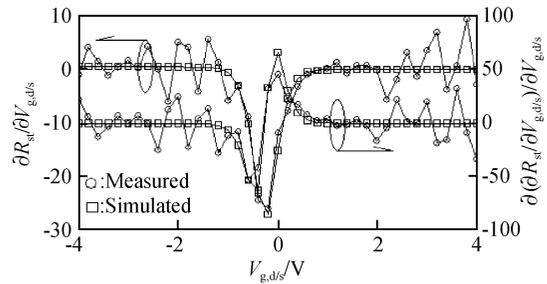


图 8 测量和模型仿真所得一、二阶 R_{st} 与 $V_{g,d/s}$ 导数特性对比 ($V_{g,d/s}:-4\sim 4V$,步进值:0.02V)
Fig.8 Comparison of measured and simulated one and two orders derivative R_{st} versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}:-4$ to $4V$,Step:0.02V)

$V_{g,d/s}$ 模型方程 1~3 阶导数求解结果和测量数据的对比.从对比结果来看,本文提出的模型方程不但可以精确拟合 R_{st}, C_s 对偏压关系,且可保证至少三阶导数求解结果正确.

为便于说明问题,同时采用 Seong-Sin Song 在文献[11]中提出的电容模型对本文测试结果进行了提取和验证,并将拟合结果示于图 5~7

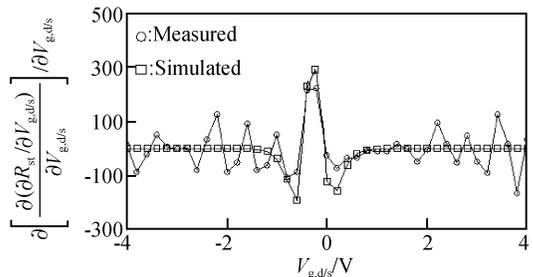
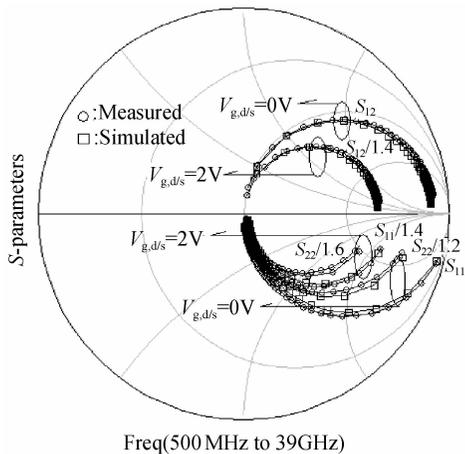
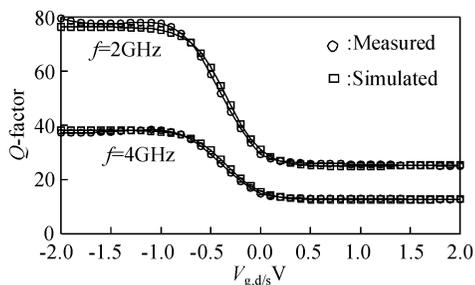


图 9 测量和模型仿真所得三阶 R_{st} 与 $V_{g,d/s}$ 导数特性对比 ($V_{g,d/s}:-4\sim 4V$,步进值:0.02V)
Fig.9 Comparison of measured and simulated three orders derivative R_{st} versus $V_{g,d/s}$ characterize ($V_{g,d/s}:-4$ to $4V$,Step:0.02V)

图 10 测量和仿真所得 S 参数对比Fig.10 Comparison of measured and simulated S -parameters (Frequency: 500MHz to 39GHz, Step: 500MHz)

中.从对比结果来看,在 $-4\sim 4\text{V}$ 偏压范围内,采用本文模型仿真所得 $C_{st}-V$ 曲线可实现与测量曲线完全重合,Seong-Sin Song 模型则因仅采用了简单的 \tanh 函数,无法对变容管高偏压下电容随偏压上升而下降的趋势进行拟合(如图 5 所示);其简单的方程结构亦无法完成对高阶求导结果的精确拟合,而本开发模型则很好解决了这一问题(如图 6 和 7 所示);此外,文献[11]采用分段形式描述的主值电阻模型方程本身就不利于 RF 仿真的应用,其一阶导数即出现不连续,而本文提出的主值电阻 $R_{st}-V_{g,d/s}$ 模型方程在保证方程连续、可求导至无穷阶的同时,至少三阶导数可精确得到拟合,本文模型整体上优于 Seong-Sin Song 模型.

图 10 分别给出了 $V_{g,d/s}$ 为 0 和 2V,频率为 0.5~39GHz,步进值为 500MHz 条件下测量和仿真所得 S 参数对比.从对比结果来看,本文提出模型可对实际器件射频特性进行精确表征,且精度可达毫米波段,由此也验证了本文模型以及模型参数提取方法的良好精度.图 11 则给出了 $-2\sim 2\text{V}$ 偏压范围

图 11 测量和仿真所得 $Q-V$ 特性对比Fig.11 Comparison of the measured and simulated $Q-V$ characteristics

内测量和仿真所得 $Q-V$ 特性对比,从对比结果来看,模型可精确预见变容管在不同频率条件下品质因素随偏压变化特性.

5 结论

本文尝试对 Seong-Sin Song 提出的 MOS 累积型变容管模型进行了改进,改进后模型主值电容与变阻模型方程除可精确拟合实际变容器件 $C-V$ 、 $R-V$ 特性之外,模型方程还可求导至无穷阶,且至少三阶导数方程仍可实现对实际测量数据的精确拟合,有效克服了原模型在这方面的缺陷.模型采用 Verilog-A 语言在 Agilent ADS2005A 中进行了实现,并最终应用到在 CSM 0.25 μm RF-CMOS 工艺线上制作的一 30 栅指累积型变容管建模中.测量和模型仿真所得低频 $C-V$ 特性、射频 $Q-V$ 特性和高达毫米波段 S 参数对比结果表明,模型可对实际变容管进行精确仿真,可供实用.

参考文献

- [1] Porret A, Melly T, Enz C C, et al. Design of high- Q varactors for low-power wireless applications using a standard CMOS process. IEEE J Solid-State Circuits, 2000, 35(3): 337
- [2] Andreani P, Mattisson S. On the use of MOS varactors in RF VCO's. IEEE Trans Solid-State Circuits, 2000, 35(6): 905
- [3] Svelto F, Erratico P, Manzini S, et al. Metal-oxide-semiconductor varactor. IEEE Electron Device Lett, 1999, 20(3): 164
- [4] Pavan S, Tsividis Y, Nagaraj K. Modeling of accumulation MOS capacitors for analog design in digital VLSI processes. ISCAS, 1999, 6: 202
- [5] Bendix P, Rakers P, Wagh P, et al. RF distortion analysis with compact MOSFET models. IEEE Custom Intergrated Circuits Conference, 2004: 9
- [6] Soorapanth T, Yue C P, Shaeffer D K, et al. Analysis and optimization of accumulation-mode varactor for RF ICs. Symp VLSI Circuits Dig Tech, 1998: 32
- [7] BSIM3v3 Manual, Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Berkeley, 1995
- [8] Victory J, Yan Z, Gildenblat G, et al. A physically based, scalable MOS varactor model and extraction methodology for RF applications. IEEE Trans Electron Devices, 2005, 52(7): 1343
- [9] Molnar K, Ramitch G, Huszka Z, et al. MOS varactor modeling with a subcircuit utilizing the BSIM3v3 model. IEEE Trans Electron Devices, 2002, 49(7): 1206
- [10] Su C Y, Chen L P, Chang S J, et al. BSIM3v3-based varactor model. Electron Lett, 2001, 37: 525
- [11] Song S S, Shin H. A new RF model for the accumulation-mode MOS varactor. Microwave Symposium Digest, 2003, 2: 1023
- [12] Enz C. An MOS transistor model for RF IC design valid in all regions of operation. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(1): 342

RF-CMOS Modeling: An Improved Accumulation-Mode MOS Varactor Model

Liu Jun[†], Sun Lingling, and Wen Jincai

(*Microelectronic CAD Center, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310037, China*)

Abstract: An improved model for accumulation-mode MOS varactor RF devices that can describe the characteristics of the device with simple equations valid in all operating regions is presented. Equations of the improved model are continuous and differentiable to any order. Derivative results fit measurements accurately to three orders at least. Drawbacks, such as derivability but with wrong results and noncontinuous voltage dependent resistance, are solved. The model is finally used to model a 30-gate-finger (channel mask length, $L = 1\mu\text{m}$, finger width, $W = 4.76\mu\text{m}$) accumulation-mode MOS varactor, which is fabricated with a $0.25\mu\text{m}$ RF-CMOS process supplied by Chartered Semiconductor Manufacture Ltd. (CSM) RF-CMOS technology. Comparison between the simulated and measured $C-V$, $R-V$, Q -factor characteristics, and S -parameters up to 39GHz demonstrates the excellent accuracy of the model.

Key words: accumulation-mode MOS varactor; RF model; equation; continuous; derivative

EEACC: 1220; 1350

Article ID: 0253-4177(2007)09-1448-06

[†] Corresponding author. Email: ljun77@163.com

Received 5 March 2007, revised manuscript received 23 April 2007