

# RF-CMOS 建模:面向低功耗应用的 RF-MOSFET 模型开发\*

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:** 在 EKVv2.6 本征模型基础上发展出一种新的、可用于低压低功耗 CMOS RFIC CAD 的 RF-MOSFET 模型,模型对栅氧化层寄生电阻以及有损基底损耗进行了考虑.在对晶体管零偏和线性工作态下等效电路进行分析的基础上,开发出新的解析提取 RF-MOSFET 器件射频寄生参数的算法.模型最终应用到采用 CSM(Chartered Semiconductor Manufacture Ltd)0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS 工艺制造的一共源连接、8 栅指(每指尺寸长  $L=0.24\mu\text{m}$ ,宽  $W=9.58\mu\text{m}$ )n-MOSFET 建模中,DC 高达 40GHz 测量和仿真所得  $S$  参数对比结果验证了模型的良好精度.

**关键词:** 低压低功耗; RF-MOSFET; 建模; EKVv2.6; 射频寄生; 解析提取

EEACC: 1220; 1350;

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)01-0131-07

## 1 引言

随着 IC 特征尺寸的持续缩小,片密度和工作频率的不断增长,低压低功耗(LVLP: low voltage low power)成为 IC 设计关注的焦点,并携同高集成度、高性能、高可靠性以及高制造成品率等共同成为现代 IC 的关键评价指标<sup>[1,2]</sup>.当前,虽然学术和工业界在如低功耗集成电路工艺以及低功耗电路设计技术开发等方面都取得了很大的进展<sup>[2~4]</sup>,但所得的技术仍主要集中在数字/模拟 IC 与系统领域,在 RFIC 设计领域的研究才刚刚起步,尤需围绕低功耗 RFIC 开发的主要问题,如工艺、面向低功耗应用的 RF-MOST 模型、革新性电路设计理论等各个层面系统开展研究.

在可用于 CMOS IC-CAD 模型开发上,相比数字和低频模拟电路设计用 MOSFET 器件建模而言,建立高频乃至射频段 MOSFET 模型极具挑战性.所有对在直流/低频应用 MOSFET 模型的要求,如连续性、准确性、可按比例缩小特性等,在 RF 模型里仍旧要满足;RFIC 不同于数字及模拟 IC 的工艺技术、设计方法等特点,也对 RF 模型提出了进一步的要求<sup>[5]</sup>.长久以来,由于 BSIM 系列模型在数字电路中的成功应用,直接基于 BSIM(如 BSIM3V3<sup>[6]</sup>)模型,通过添加外围寄生网络构建 RF-MOST 模型,成为多数 RF-CMOS 工艺线开发

RF-MOSFET 器件标准模型的普遍做法,但 BSIM3V3.2 模型由于:(1)过多的参数(可逾千个);(2)多数参数无物理意义或物理意义不明确;(3)参数提取过程中多只重视对 DC 数据的拟合而忽略对 RF 特性的表征;(4)模型更多只是关注晶体管的中、强反特性,对低功耗电路设计中所需大量对弱反型条件下晶体管特性仿真不足等缺陷,在很大程度上制约了基于该模型进行高性能、低功耗 RFIC 产品的低成本、高效率开发.因此,有必要就面向 LVLP RFIC CAD 用新型 RF-MOSFET 模型进行开发,寻求更具针对性、简洁但又不失精确度的新模型.

近年来,如 EPFL-EKV<sup>[7]</sup>、HISIM<sup>[8]</sup>、PSP<sup>[9]</sup>等直接基于器件物理的新模型逐渐引起人们的关注,一并成为下一代 MOSFET 器件标准模型的候选者.相比 HISIM 和 PSP 模型而言,EKV 因直接面向 LVLP、数字、模拟以及混合集成电路设计开发,基于器件物理推导所得模型方程可精确表征器件弱反条件下直流工作特性,以及参数量少(本征模型参数仅 13 个),多数参数物理意义明确等优点,在低功耗 IC 设计中具有很好的应用优势.不足的是,受早期开发目的所限,模型目前仍只适用于数字和模拟 IC 设计领域,对 RF 条件下器件特性表征不足,这在很大程度上也限制了该模型在 RFIC 设计领域的应用.由此,本文尝试以 EKVv2.6 模型为基础,对模型拓扑结构和部分模型方程进行扩展,以期开发

\* 国防科技重点实验室基金(No.51491010105DZ0401)和浙江省重大国际合作(No.2004C14004)资助项目

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

2006-07-17 收到,2006-09-02 定稿

出可面向 LVLP RFIC CAD 的专用模型.

### 2 模型开发

EPFL-EKV (Enz-Krummenacher-Vittoz) 模型,系从 MOS 器件基本物理结构出发,采用反型电荷密度近似建立起来的全解析 MOS 晶体管模型,主要用于亚微米 CMOS 和 SOI 技术的低电压、低电流模拟电路以及数模混合电路的设计和仿真.考虑模型最新版本 EKVv3.0(2000 年发布)在笔者从事研究时尚不成熟,因此仍选用 EKVv2.6(1997 年发布)进行本文研究.篇幅所限,这里不对模型方程进行详细说明,模型细节详参文献[10].以下仅对该模型应用于 RF 条件下的缺陷进行分析,并由此给出模型 RF 应用扩展方法.

图 1 所示即为典型的 n-MOS 器件 EKVv2.6 模型拓扑结构,虚线框所示为模型本征部分.用于 RF 频段时,模型存在以下缺陷:(1)拓扑结构中未考虑栅电阻的影响,而该电阻对晶体管 S 参数,尤其是  $S_{11}$  的拟合极为重要;(2)仅考虑了源和漏端有效多晶硅接触电阻 ( $R_{seff}$ ,  $R_{deff}$ ),未考虑引线-多晶硅接触引起的寄生电阻量;在 DC 下,这种处理方式不会对仿真结果引起大的误差,但在 RF 应用条件下,源、漏电阻值的轻微变化都会对 DC 和 S 参数仿真造成大的偏差.此时虽可强行通过调整  $R_{seff}$ ,  $R_{deff}$  再达到好的拟合效果,但这种处理方式并不可取;(3)基底寄生电阻未能表征;(4)对源、漏、栅端引线寄生电感表征缺失,由于源、漏、栅极不同层,选择顶层金属为参考面的去嵌结构不能完全移除引线寄生电感的影响,需额外进行表征;(5)模型无法表征 FET 器件跨导频率分布特性.

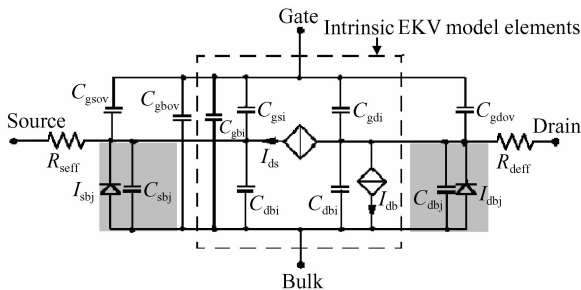


图 1 EKVv2.6 模型拓扑结构  
Fig. 1 EKVv2.6 model topology structure

由此,本文尝试对模型的 RF 应用进行修正和扩展,形成如图 2 所示模型拓扑结构.图中引入电感  $L_s, L_d, L_g$  表征源、漏、栅端引线寄生电感;引入  $R_d, R_{gx}, R_{sx}$  表征引线-多晶硅接触寄生电阻;引入电容  $C_{ds}$  对沟道寄生电容进行表征,同时该电容亦

可用于表征器件跨导频率分布特性;引入  $R_{dsb}, R_{db}, R_{sb}$  电阻网络表征有损基底寄生;引入  $L_{mit}, W_{mit}$  ( $0 < L_{mit} \leq 1, 0 < W_{mit} \leq 1$ ) 对原模型有效沟道长度和宽度表达式进行修正,加强模型表征能力:

$$L_{eff} = LL_{mit} + \Delta L \tag{1}$$

$$W_{eff} = WW_{mit} + \Delta W \tag{2}$$

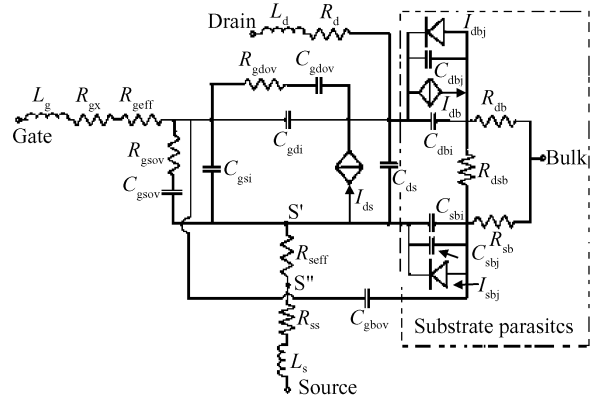


图 2 新的 RF-MOSFET 模型  
Fig. 2 A new RF-MOSFET model

式中  $L$  为沟道长度;  $W$  为沟道宽度;  $\Delta L$  和  $\Delta W$  为 EKV 模型自带沟道长度和宽度修正参数.此外,引入寄生电阻  $R_{gsov}, R_{gdov}$  分别和氧化层覆盖电容  $C_{gsov}, C_{gdov}$  串联,以便更好地与器件物理机理相适.

### 3 模型分析和参数提取

以下着重对共源连接态下晶体管拓扑结构的等效和参数提取算法开发进行说明.

#### 3.1 晶体管共源连接及其零偏、线性区等效

从物理结构上看,晶体管共源连接系直接用金属线将体区和源区相连接得到,反映在如图 2 所示拓扑结构上则表现为 Bulk 节点和 S' 节点相连;由于用于连接的金属引线很短,该引线引入寄生电阻通常很小,其效应更多为源端外接引线寄生量所覆盖,因此可将该体-源连接引线寄生电阻量并入源端外接引线寄生电阻中一并进行考虑,表现在拓扑结构上可为 Bulk 节点和 S' 节点相连;此时,由于节点 Bulk 和 S' 短接,拓扑结构中源-体区寄生二极管  $I_{sbj}$ , 寄生电容  $C_{sbj}, C_{sbi}$  以及基底寄生电阻  $R_{sb}$  在拓扑结构中被短路,可略去;正向工作态下,漏-源寄生二极管可不考虑,由此可得如图 3 所示拓扑结构.

由 EKV 电荷/电容模型方程,本征区结电容  $C_{gdi}, C_{gsi}, C_{dbi}$  在电流模型参数确定之后即已确定,需额外提取的参数主要为外围 RF 寄生参数.对模型进行零偏等效:零偏(源、漏、栅电压/电流均为 0)

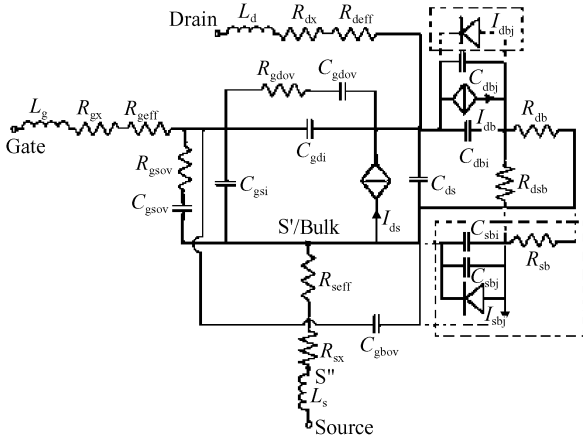


图 3 共源连接等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit for bulk interconnect to source

条件下,晶体管源-漏电流  $I_{ds}$ 、漏-体寄生电流  $I_{db}$  不存在;由 EKV 电荷/电容模型方程,结电容  $C_{gdi}$ ,  $C_{gsi}$ ,  $C_{dbi}$  也不出现,此时晶体管拓扑结构可等效为如图 4 所示无源网络,简单起见,将源、栅引线-多晶硅有效接触电阻( $R_{seff}$ ,  $R_{geff}$ )和外部寄生电阻( $R_{sx}$ ,  $R_{gx}$ )合并,分别以  $R_s$ ,  $R_g$  进行表征.该拓扑结构包含了晶体管共源连接态下所有 RF 寄生效应模型参数信息.

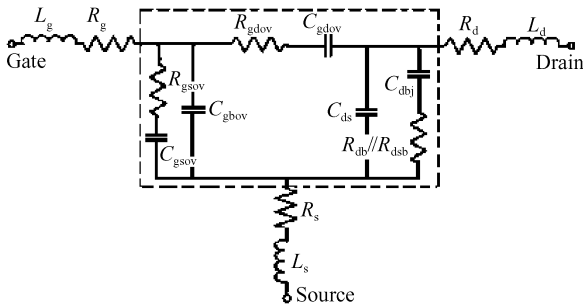


图 4 零偏等效电路

Fig. 4 Zero bias equivalent circuit

线性区工作态下( $V_{ds} = 0$ ,  $V_{gs} \gg V_{th}$ ),晶体管漏电流  $I_{ds} \approx 0$ (并非等于零),此时跨阻  $dV_{ds}/dI_{ds} \equiv 0$ ,晶体管本征区漏、源节点近乎短路,由此,图 3 所示拓扑结构可等效为如图 5 所示无源网络.

### 3.2 RF 寄生模型参数提取算法开发

令  $S_{linear}$  为晶体管线性偏压下测试所得  $S$  参数,将其转换为  $Z$  参数:

$$Z_{linear} = \text{stoz}(S_{linear}) \quad (3)$$

将图 5 虚线框 1 所示拓扑结构简化为如虚线框 2 所示拓扑结构,考察如图 5 所示线性区晶体管模型  $Z$

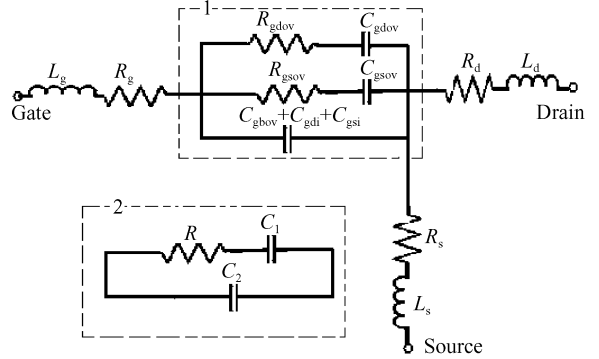


图 5 线性区等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for the linear region

参数表达式,有:

$$Z_{11,linear} - Z_{12,linear} = R_g + j\omega L_g + Z_1 \quad (4)$$

$$-Z_{12,linear} = R_s + j\omega L_s \quad (5)$$

$$Z_{22,linear} - Z_{12,linear} = R_d + j\omega L_d \quad (6)$$

(4)式中:

$$\text{Real}(Z_1) = \frac{RC_1^2}{(C_1 + C_2)^2 + R^2\omega^2 C_1^2 C_2^2} \quad (7)$$

$$\text{Imag}(Z_1) = -\frac{R\omega^2 C_1^2 C_2 + C_1 + C_2}{\omega(C_1 + C_2)^2 + R^2\omega^3 C_1^2 C_2^2} \quad (8)$$

由此,从(5),(6)式实部可直接求解得到源、漏电阻  $R_s$  和  $R_d$ ,从(5),(6)式虚部对角频率  $\omega$  的线性关系的斜率中可求解得到源、漏电感  $L_s$ ,  $L_d$ .考察(4)式实虚部,由于  $Z_1$  组分的存在,直接从(4)式精确提取栅阻  $R_g$  和引线寄生电感  $L_g$  实际上已不可能,从物理结构来看,晶体管栅、漏端引线长度基本一致,仅有有源区接触段宽度不同,反映到寄生电感上,可假设:  $L_g \approx L_d$ ;从实际提取结果来看,直接取  $R_g \approx Z_{11,linear} - Z_{12,linear}$  也可有较高精度,因此本文对  $R_g$  作如此处理.由于  $L_g$  和  $R_g$  在模型  $S$  参数仿真中主要影响  $S_{11}$  组分,后续可通过对  $S_{11}$  的最优化来最终确定.从本文实际验证结果来看,以上近似已可获得较好精度,后续只需作适当调整即可.

值得注意的是,传统不考虑  $R_{gssov}$ ,  $R_{gdov}$  电阻影响的参数提取算法,认为可直接从测试所得晶体管  $Z$  参数虚部对角频率的线性斜率中得到各端口寄生电感,实际提取过程中往往得出负的寄生电感值(如图 8 右侧数据所示);在无法获得合理解释的情形下,选择在拓扑结构中略去引线寄生电感的影响<sup>[12,13]</sup>的做法并不可取;而该问题对于本文提出的拓扑结构(即对  $R_{gssov}$ ,  $R_{gdov}$  的考虑),从(4)和(8)式可获得很好的解释.

考察如图 4 所示晶体管零偏下等效电路,因源、漏、栅端口引线寄生电感、电阻均已提取得到,可从晶体管零偏下实测  $S$  参数中去除  $R_g$ ,  $L_g$ ,  $R_d$ ,  $L_d$ ,  $R_s$ ,  $L_s$  影响,并转换为  $Y$  参数:

$$Z_{\text{zerobias}} = \text{stoz}(S_{\text{zerobias}}) \quad (9)$$

$$Y_{\text{zerobias}}^p = \text{ztoy} \left( \begin{bmatrix} Z_{11,\text{zerobias}} - Z_1 - Z_3 & Z_{12,\text{zerobias}} - Z_3 \\ Z_{21,\text{zerobias}} - Z_3 & Z_{22,\text{zerobias}} - Z_2 - Z_3 \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

式中  $S_{\text{zerobias}}, Z_{\text{zerobias}}$  为零偏下测试所得晶体管  $S$  参数;  $Z_1 = R_g + j\omega L_g, Z_2 = R_d + j\omega L_d, Z_3 = R_s + j\omega L_s$ .

此时获取的  $Y_{\text{zerobias}}^p$  即为图 4 中虚线框内部结构  $Y$  参数,因拓扑结构为 T 型,可作如下安排:

$$Y_L = Y_{11,\text{zerobias}}^p + Y_{12,\text{zerobias}}^p \quad (11)$$

$$Y_R = Y_{22,\text{zerobias}}^p + Y_{12,\text{zerobias}}^p \quad (12)$$

$$Y_M = -Y_{12,\text{zerobias}}^p \quad (13)$$

式中  $Y_L, Y_R, Y_M$  分别为图 4 虚线框内左侧  $R_{\text{gsbv}}, C_{\text{gbv}}, C_{\text{gsbv}}$  串并联结构,右侧  $R_{\text{db}} // R_{\text{dsb}}, C_{\text{ds}}, C_{\text{dbj}}$  串并联结构,以及  $R_{\text{gdov}}, C_{\text{gdov}}$  串联结构  $Y$  参数.以下对  $Y_L, Y_R, Y_M$  对应的拓扑结构中各元件参数提取算法进行说明:

(1) 推导  $Y_L, Y_R$  对应拓扑结构  $Y$  参数表达式,因两者对应拓扑结构相同,以  $Y_L$  为例,有:

$$Y_L = \text{Real}(Y_L) + j \cdot \text{Imag}(Y_L) \quad (14)$$

式中:

$$\text{Real}(Y_L) = \frac{R_{\text{gsbv}}}{R_{\text{gsbv}}^2 + (\omega C_{\text{gsbv}})^{-2}} \quad (15)$$

$$\text{Imag}(Y_L) = \omega C_{\text{gbv}} + \frac{(\omega C_{\text{gsbv}})^{-1}}{R_{\text{gsbv}}^2 + (\omega C_{\text{gsbv}})^{-2}} \quad (16)$$

将公式(15)转变为以下形式:

$$\frac{\omega^2}{\text{Real}(Y_L)} = \omega^2 (R_{\text{gsbv}}) + \frac{1}{R_{\text{gsbv}} C_{\text{gsbv}}^2} \quad (17)$$

作  $\omega^2 / \text{Real}(Y_L)$  对  $\omega^2$  的曲线,获取直线斜率和截距:

$$K_{\text{gsbv}} = R_{\text{gsbv}} \quad (18)$$

$$H_{\text{gsbv}} = \frac{1}{R_{\text{gsbv}} C_{\text{gsbv}}^2} \quad (19)$$

由(18),(19)式可得:

$$R_{\text{gsbv}} = K_{\text{gsbv}}, C_{\text{gsbv}} = (R_{\text{gsbv}} H_{\text{gsbv}})^{-1/2}$$

把(16)式变换为:

$$\text{Imag}(Y_L) - \frac{(\omega C_{\text{gsbv}})^{-1}}{R_{\text{gsbv}}^2 + (\omega C_{\text{gsbv}})^{-2}} = \omega C_{\text{gbv}} \quad (20)$$

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

重复使用以上算法于  $Y_R$  中,即可得到  $Y_R$  对应拓扑结构各元件参数值.

(2) 推导  $Y_M$  对应拓扑结构  $Z$  参数表达式,有:

$$Z_M = (Y_M)^{-1} = R_{\text{gdov}} + (j\omega C_{\text{gdov}})^{-1} \quad (21)$$

从  $Z_M$  实部可直接分离出  $R_{\text{gdov}}$  的值,从  $Z_M$  的虚部得:  $C_{\text{gdov}} = -1/(\omega \times \text{Imag}(Z_M))$ .

## 4 模型参数提取

为验证扩展后 RF 寄生模型及模型参数提取算

法的可行性,设计了如图 6 所示的 8 栅指(单指长  $L = 0.24 \mu\text{m}$ ,宽  $W = 9.58 \mu\text{m}$ ) n-MOSFET 器件,并在 CSM(Chartered Semiconductor Manufacture Ltd)  $0.25 \mu\text{m}$  RF-CMOS 工艺线上实现了流片.图 6 左侧为晶体管测试结构照片,右侧为晶体管管芯照片.晶体管  $S$  参数的系在 Cascade Microtech 抗震动探针台上,采用 Agilent E8363B 矢量网络分析仪测试得到;采用改进的 POSD(PAD-open-short-deembeding)技术去除测试结构引入的寄生效应<sup>[14]</sup>.

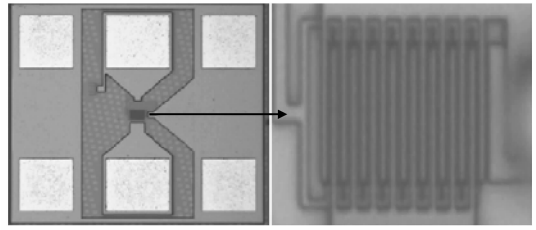


图 6 建模用 n-MOSFET 照片

Fig. 6 Micrographs of the modeling n-MOSFET

因本文对直流模型的修正仅限于通过引入  $W_{\text{mlt}}, L_{\text{mlt}}$  对原模型有效沟道宽度和长度表达式的修正,并没有对本征电流方程进行改动,因此 EPFL 早先开发的 EK Vv2.6 模型参数提取方法和流程<sup>[15-16]</sup>依然可用.  $W_{\text{mlt}}, L_{\text{mlt}}$  的提取,可设初值为 1,结合全电流模型参数的最优化获取.篇幅所限,这里不对直流模型参数提取流程详细展开.

图 7,8 给出了从晶体管典型线性区偏压下 ( $V_{\text{ds}} = 0\text{V}, V_{\text{gs}} = 2.5\text{V}$ ) 测试所得  $S$  参数中提取源、漏、栅电阻和电感示意图.提取所得  $L_g, R_d, L_d, R_s, L_s$  随频率有一定变化,但幅度较小(从测试误差的角度来看,已可接受),表明本文提出线性区等效电路和模型参数提取算法可行.  $R_g$  在低频段有一定波动,在频率高端趋于稳定,可取为初值.图 8 右侧数据即采用传统文献算法提取所得栅电感对频率关系图,由于未考虑  $R_{\text{gsbv}}$  和  $R_{\text{gdov}}$  的影响,提取所得电感在分析频率范围内都呈现为负值.

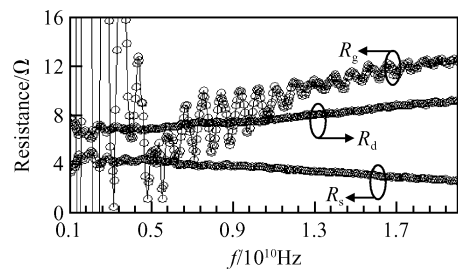


图 7 提取出的  $R_g, R_d$  和  $R_s$

Fig. 7 Extracted  $R_g, R_d$  and  $R_s$

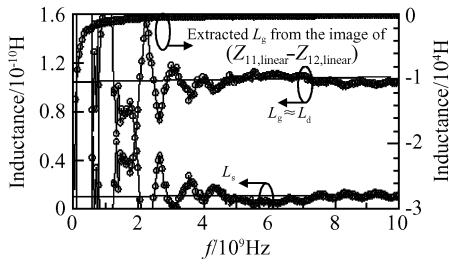


图 8 提取出的  $L_g$ 、 $L_d$  和  $L_s$   
Fig. 8 Extracted  $L_g$ ,  $L_d$  and  $L_s$

图 9~13 则给出了从零偏 ( $V_{ds} = 0V, V_{gs} = 0V$ ) 下晶体管测量所得  $S$  参数中提取  $C_{gsov}, R_{gsov}, C_{gbov}, C_{ds}, R_{db} // R_{dsb}, C_{dbj}$ , 以及  $R_{gdov}, C_{gdov}$  示意图. 各曲线良好的线性关系表明本文开发的模型参数提取算法可行;  $R_{gsov}, R_{gdov}$  确可从测试数据中解析提取得到, 也验证了本文提出 RF 寄生效应模型的正确性.

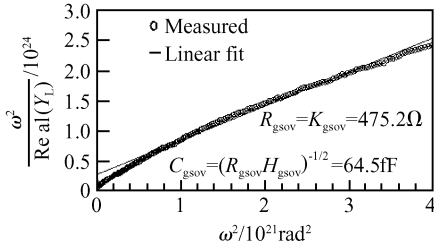


图 9 从线性关系中确定  $R_{gsov}$  和  $C_{gsov}$   
Fig. 9 Linear regression used to determine  $R_{gsov}$  and  $C_{gsov}$

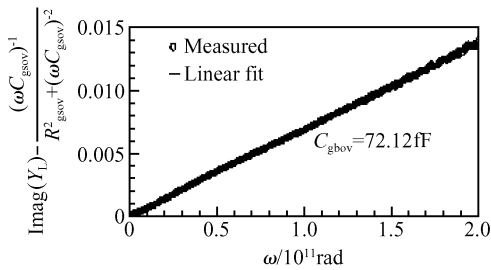


图 10 从线性关系中确定  $R_{gbov}$   
Fig. 10 Linear regression used to determine  $R_{gbov}$

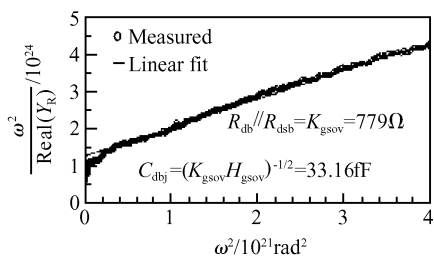


图 11 从线性关系中确定  $R_{db} // R_{dsb}$  和  $C_{dbj}$   
Fig. 11 Linear regression used to determine  $R_{db} // R_{dsb}$  and  $C_{dbj}$

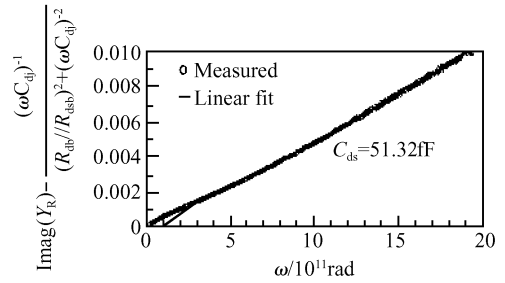


图 12 从线性关系中确定  $C_{ds}$   
Fig. 12 Linear regression used to determine  $C_{ds}$

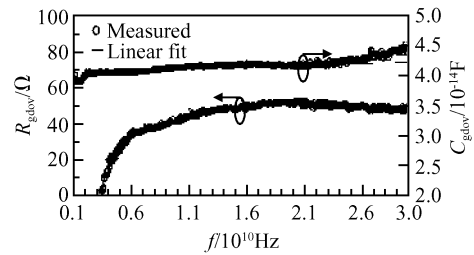


图 13 提取出的  $R_{gdov}$  和  $C_{gdov}$   
Fig. 13 Extracted  $R_{gdov}$  and  $C_{gdov}$

至此,模型中主要 RF 寄生模型参数均已提取得到,因  $R_g$  和  $L_g$  系基于假设得到,会对后续零偏下参数提取造成一定的误差,此时可以线性区、零偏下测量所得  $S$  参数为目标值,采用一个简单的最优化流程,同时对提取得到的所有 RF 参数进行修正,完成参数提取工作.

## 5 仿真验证

模型开发完成后,笔者在 Agilent ADS2005A 中采用 Verilog-A 语言对模型进行了实现,并成功编译、链接入该软件模型库中.表 1 给出了提取完成的 8 指 n-MOSFET 所有模型参数值,因  $R_{geff}, R_{seff}$  和  $R_{gx}, R_{sx}$  很难准确区分,仿真中我们略去了  $R_{geff}, R_{seff}$  的影响(令 HDIF 和 RSH 为 0).

图 14~17 给出了采用表 1 数据在 ADS2005A 中对模型进行仿真所得性能曲线和测试数据的对比图.其中图 14,15 和 16 分别为  $I_d - V_d$  和  $G_{ds} (V_d: 0 \sim 3V, \text{step}: 0.05V; V_g: 0 \sim 1.2V, \text{step}: 0.15V; V_s = 0V), I_d - V_g$  和  $G_{mg} (V_d: 0 \sim 0.05V, \text{step}: 0.01V; V_g: 0 \sim 2V, \text{step}: 0.04V; V_s = 0V), I_d - V_s$  和  $G_{ms} (V_s: 0 \sim 2V, \text{step}: 0.04V; V_g: 1 \sim 2V, \text{step}: 0.2V; V_d = 0V)$  测试和仿真所得性能曲线对比图.从对比结果来看,模型可对晶体管弱反条件下直流特性进行精确仿真.图 17 则给出了典型弱反工作态下 ( $V_g: 0 \sim 2V, \text{step}: 0.2V; V_d = 0.25V; V_s = 0V$ ) 测试和模型仿真所得  $S$  参数对比,从对比结果来看,

在 50MHz~40GHz 频率范围内,除  $S_{12}$  在频率高端稍有偏差之外,测量和仿真数据几乎可完全重合,由此也验证了本文提出的模型以及模型参数提取算法的良好精度和可行性。

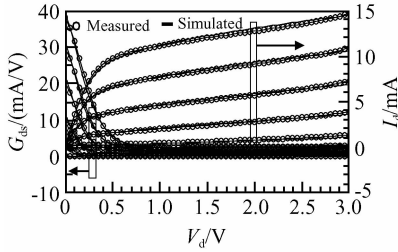


图 14 测量和仿真所得跨导  $G_{ds}$  对  $V_d$  以及  $I_d$  对  $V_d$  特性对比

Fig. 14 Comparison of measured and simulated transconductance  $G_{ds}$  versus  $V_d$  and  $I_d$  versus  $V_d$  characterize( $V_d$ : 0 to 3V, step: 0.05V;  $V_g$ : 0 to 1.2V, step: 0.15V;  $V_s$  = 0V)

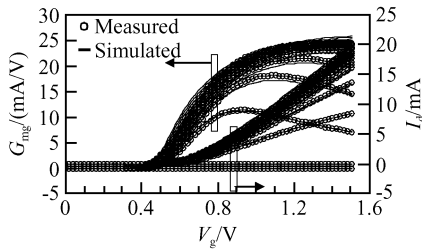


图 15 测量和仿真所得跨导  $G_{mg}$  对  $V_g$  以及  $I_d$  对  $V_g$  特性对比

Fig. 15 Comparison of measured and simulated transconductance  $G_{mg}$  versus  $V_g$  and  $I_d$  versus  $V_g$  characterize( $V_d$ : 0 to 0.05V, step: 0.01V;  $V_g$ : 0 to 2V, step: 0.04V;  $V_s$  = 0V)

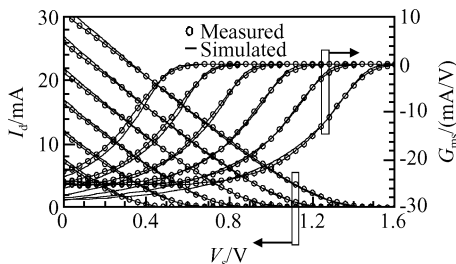


图 16 测量和仿真所得跨导  $G_{ms}$  对  $V_s$  以及  $I_d$  对  $V_s$  特性对比

Fig. 16 Comparison of measured and simulated transconductance  $G_{ms}$  versus  $V_s$  and  $I_d$  versus  $V_s$  characterize( $V_s$ : 0 to 2V, step: 0.04V;  $V_g$ : 1 to 2V, step: 0.2V;  $V_d$  = 0V)

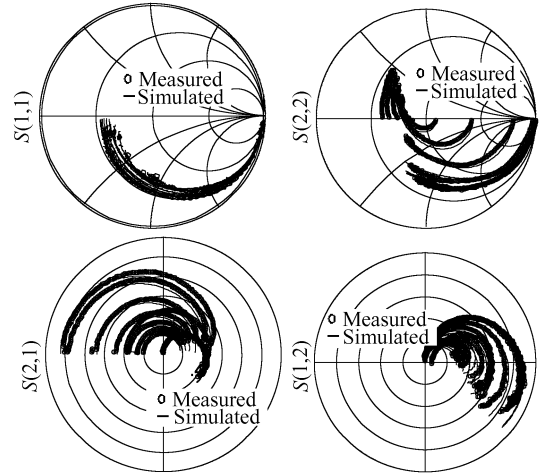


图 17 测量和仿真所得 S 参数对比

Fig. 17 Comparison of measured and simulated S-parameters(Frequency: 50MHz to 40GHz, step: 50MHz;  $V_g$ : 0 to 2V, step: 0.2V;  $V_d$  = 0.25V;  $V_s$  = 0V)

表 1 模型参数值

Table 1 Values of the model parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
$R_d/\Omega$	5.8	BEX	-1.5
$R_{gx}/\Omega$	15	PHI/V	1.142
$R_{sx}/\Omega$	1.02	$E_0$ (V/m)	$1.16 \times 10^8$
$L_d/H$	$86 \times 10^{-12}$	UCRIT	$1.802 \times 10^6$
$L_g/H$	$75 \times 10^{-12}$	UCEX	0.8
$L_s/H$	$18 \times 10^{-12}$	LAMBDA	0.893
$C_{ds}/F$	$31 \times 10^{-15}$	DW/m	$-8.5 \times 10^{-10}$
XJ/m	$8 \times 10^{-8}$	AKP/m	$1.71 \times 10^{-5}$
$R_{gsov}/\Omega$	473.8	WETA	0.379
$R_{gdov}/\Omega$	45	LETA	0.566
$C_{gsov}/F$	$65 \times 10^{-15}$	DL/m	$-4.5 \times 10^{-9}$
$C_{gdov}/F$	$58 \times 10^{-15}$	LK/m	$2.83 \times 10^{-7}$
$C_{gbov}/F$	$71 \times 10^{-15}$	IBA(1/m)	$2.22 \times 10^{-7}$
$C_{dbj}/F$	$32 \times 10^{-15}$	IBB(V/m)	0.2704
$L_{mit}$	0.848	IBBT(1/K)	$9 \times 10^{-7}$
$W_{mit}$	0.801	IBN	1
$L/m$	$2.4 \times 10^{-7}$	KP(A/V <sup>2</sup> )	$1.2 \times 10^{-6}$
Nf x W/m	$8 \times 9.58 \times 10^{-6}$	AGAMA( $\sqrt{V} \times m$ )	$1.978 \times 10^{-6}$
COX(F/m <sup>2</sup> )	$4.12 \times 10^{-3}$	AVTO(V x m)	$2.28 \times 10^{-6}$
Q0(A x s/m <sup>2</sup> )	$2.54 \times 10^{-4}$	$R_{dsb}/R_{db}/\Omega$	750
TCV(V/K)	0.001	THETA(1/V)	0
VTO/V	0.3	GAMMA/ $\sqrt{V}$	0.1385

## 6 结论

本文尝试在 EKVv2.6 本征模型基础上对可面向 LVL P RFIC CAD 应用的 RF-MOSFET 模型进行了开发,通过对栅氧化层引入的寄生电阻  $R_{gsov}$ ,  $R_{gdov}$  以及有损基底寄生效应的考虑,等效出一种新的 MOSFET 射频寄生模型.  $R_{gsov}$ ,  $R_{gdov}$  的引入,也成功弥补了运用传统 RF-MOSFET 小信号模型参

数提取算法易于提取得到负的栅、乃至栅、源、漏寄生电感的缺陷。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 $\mu\text{m}$  RF-CMOS 工艺线上实现的一共源连接、8 栅指 n-MOSFET 建模中。测量和模型仿真所得直流和典型弱反条件下,高达 40GHz  $S$  参数对比结果表明,模型可对晶体管弱反条件下直流和 RF 性能进行精确仿真,可提供实用。

### 参考文献

- [1] Lie D Y C, Larson L E. RF-SoC: Technology enablers and current design trends for highly integrated wireless RFIC transceivers. *International Journal on Wireless & Optical Communications*, 2003, 1(1): 1
- [2] Wang Zuodong, Wei Shaojun. Research and progress of low power design in SOC era. *Microelectronics*, 2005, 35(2): 174 (in Chinese)[王祚栋,魏少军. SOC 时代低功耗设计的研究与进展. *微电子学*, 2005, 35(2): 174]
- [3] Yan Xiaolang, Wu Xiaobo. The development of low-voltage/low-power analog IC's. *Microelectronics*, 2004, 34(4): 371 (in Chinese)[严晓浪,吴晓波. 低压低功耗模拟集成电路的发展. *微电子学*, 2004, 34(4): 371]
- [4] Xu Zhilan, Yang Lianxing. Design methodology for low power CMOS integrated circuits. *Microelectronics*, 2004, 34(3): 223 (in Chinese)[徐芝兰,杨莲兴. CMOS 集成电路低功耗设计方法. *微电子学*, 2004, 34(3): 223]
- [5] Cheng Y, Deen M J, Chen C H, et al. MOSFET modeling for RF IC design. *IEEE Trans Electron Devices*, 2005, 52(7): 1286
- [6] BSIM3v3 manual, department of electrical engineering and computer science. University of California, Berkeley, 1995
- [7] Enz C C, Krummenacher F, Vittoz E A. An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low-voltage and low-current applications. *Special Issue of the Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal on Low-Voltage and Low-Power Design*, 1995, 8: 83
- [8] Suetake M, Suematu K, Nagakura H, et al. HiSIM: a drift-diffusion-based advanced MOSFET model for circuit simulation with easy parameter extraction. *IEEE Proc SIS-PAD (Simulation of Semiconductor Processes and Devices)*, 2000: 261
- [9] www.semiconductors.philips.com/Philips Models/mos models/psp/code\_history/index.html
- [10] Bucher M, Lallement C, Enz C, et al. The EPFL-EKV MOSFET model equations for simulation, Version 2.6. EPFL. <http://legwww.epfl.ch/ekv/>, 1997
- [11] Lee S, Yu H K. Parameter extraction technique for the small-signal equivalent circuit model of microwave silicon MOSFETs. *IEEE Proc High Speed Semiconductor Devices and Circuits*, 1997: 182
- [12] Tong A F, Yeo K S. Simple and accurate extraction methodology for RF MOSFET valid up to 20GHz. *IEE Proc Circuits Devices System*, 2004, 151(6): 587
- [13] Jen S H M, Enz C C. Accurate modeling and parameter extraction for MOS transistors valid up to 10GHz. *IEEE Trans Electron Devices*, 1999, 46(11): 2217
- [14] Torres-Torres R, Murphy-Arteaga R. Analytical model and parameter extraction to account for the pad parasitics in RF-CMOS. *IEEE Trans Electron Devices*, 2005, 52(7): 1335
- [15] Bucher M, Lallement C. Accurate MOS modeling for analog circuit simulation using the EKV model. *IEE Proc Circuits Devices System*, 1996, 4: 703
- [16] Ytterdal T, Cheng Y. Device modeling for analog and RF CMOS circuit design. Chichester England, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Ltd(uk), 2003

## RF-CMOS Modeling: RF-MOSFET Modeling for Low Power Applications\*

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

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

**Abstract:** A new RF-MOSFET model for low voltage low power (LVLP) CMOS RFIC CAD application is presented. This model is developed based on the EKVv2.6 model. The gate oxide overlap resistances and the losses of the substrate are cleverly considered. Equivalent circuits biased at zero and linear regions are used to extract all the radio-frequency parasitic parameters analytically. The model is finally used to model an 8-gate-finger (channel mask length  $L = 0.24\mu\text{m}$ , finger width  $W = 9.58\mu\text{m}$ ) n-MOSFET, which was fabricated in a 0.25 $\mu\text{m}$  RF-CMOS process supplied by CSM (Chartered Semiconductor Manufacture Ltd). Comparison of simulated and measured DC data at  $S$ -parameters of up to 40GHz demonstrates the excellent accuracy of the model.

**Key words:** low voltage low power; RF-MOSFET; modeling; EKVv2.6; RF parasitic; analytical extraction

**EEACC:** 1220; 1350

**Article ID:** 0253-4177(2007)01-0131-07

\* Project supported by the Fund of the Key Laboratory of National Defense Science and Technology (No. 51491010105DZ0401) and the International Key Joint Program of Zhejiang Province (No. 2004C14004)

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

Received 17 July 2006, revised manuscript received 2 September 2006