

RF-SOI 建模:一种精确的体接触 RF-LDMOSFET 大信号模型

刘 军[†] 孙玲玲 李文钧 钟文华 吴颜明 何 佳

(杭州电子科技大学微电子 CAD 所, 杭州 310037)

摘要: 提出一种精确的体接触 RF-SOI(radio frequency silicon-on-insulator) LDMOSFET (lateral double diffused MOSFET)大信号等效电路模型. 模型漏电流及偏置相关电容模型方程连续、任意阶次可导. 发展出一种新的可满足电荷守恒栅源、栅漏电容模型. 对漂移区电阻以及 LDD(lightly doped drain)区下侧寄生效应偏置相关特性进行了考虑. 对自热效应引起的热功率耗散以及跨导/漏导频率分布效应也作了考虑. 模型最终应用到一 20 栅指(每指尺寸为长 $L = 1\mu\text{m}$, 宽 $W = 50\mu\text{m}$)体接触高阻 SOI RF-LDMOSFET 建模中. 测量和仿真所得 $I-V$, S 参数, 谐波功率特性对比结果验证了模型具有良好的精度.

关键词: RF-SOI LDMOSFET; 体接触; 大信号模型; 可导; 谐波功率

EEACC: 1220; 1350

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)11-1786-08

1 引言

因相比于硅 MOSFET 有更高的集成度、小的寄生电容、低泄漏电流以及耐高温、有效功率增益系数高等优点, SOI LDMOSFET 在低功耗集成电路以及 RF 放大器等领域展现出很好的应用前景^[1~4]. 作为 RFIC CAD 仿真的前提, 一个可精确描述晶体管射频大小信号特性的模型不可或缺.

迄今为止, 见于文章报道的 RF-SOI LDMOSFET 大信号模型尚不多见, 可精确用于该类器件大、小信号特性仿真的模型依然缺乏. 采用已有如 BSIM 系列模型建立 RF-SOI 器件模型存在种种限制, 如: (1) 由于基底结构和体硅 MOSFET 有很大不同, 基于 SOI 技术的 FET 器件无法直接借用如 Si MOSFET 模型成果; (2) 大信号条件下, 需由非线性仿真器精确获取器件功率和高次谐波失真特性时, 又要求电流模型方程满足连续、可导, 可精确表征器件漏导 G_{ds} 和跨导 G_m 、高阶跨导 G_{m2} , G_{m3} 等特性^[5], 电荷/电容模型则需满足电荷守恒等条件, 从这个角度分析, BSIM1/2/3/4 电流及电荷模型方程已经被证明不适用于执行高次谐波失真仿真^[8], 因此尝试以 BSIM 模型为核, 通过在外围添加偏置相关元件是否可用于晶体管谐波特性精确分析值得商榷; (3) LDMOSFET 漂移区电阻随偏压变化, 该电阻的偏置依赖性无论采用当前或是下一代 Si MOS-

FET 标准模型(BSIM 系列模型和 PSP 模型), 均无法进行表征; (4) LDMOSFET 通常用于功率场合, 功率条件下, 晶体管工作机理复杂, 功率特性通常无法由静态下推导所得物理机理和方程精确仿真得到, 而采用经验方程直接对测量数据进行拟合的方式, 因其精确、简洁等优点不断得到成功的应用.

鉴于此, 部分模型工作者开始基于经验公式建立功率器件大信号等效电路模型. 在针对 LDMOSFET 大信号建模中, Miller 等人^[9]开发了一个经验大信号模型, 不足的是模型无法表征沟道饱和区大栅压条件下跨导下降特性. 这在 Yang 等人^[10]报道的一种含热效应 LDMOSFET 大信号模型中得到了解决, 但该模型未对电荷模型进行关注, 而事实上在用于高阶谐波失真仿真时, 电荷/电容模型的守恒和可导性与电流模型可居于同等重要地位, 类似问题也存在于 Fager 模型^[11]中; 此外, Yang 等人亦未对漂移区电阻以及基底电阻偏置依赖性进行考虑, 模型精度值得商榷. 与以上模型不同, Lee 等人^[12]开始对 LDMOSFET 漂移区电阻以及基底寄生电阻偏置依赖性进行考虑, 并采用 BSIM3 模型为核, 通过在外围添加偏置相关元件的方式建立 LDMOSFET 射频模型, 然而正如前文分析, 该模型不适用于非线性仿真.

由此, 本文尝试从 20 栅指(每指尺寸为长 $L = 1\mu\text{m}$, 宽 $W = 50\mu\text{m}$)体接触高阻 SOI RF-LDMOSFET 物理结构出发, 提出一种可准确描述该器件射

[†] 通信作者. Email: ljun77@163.com

2007-05-10 收到, 2007-06-12 定稿

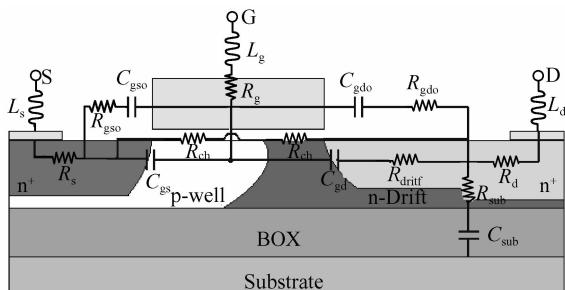


图 1 含寄生元件 RF-SOI LDMOSFET 截面图

Fig.1 Cross-section of a RF-SOI LDMOSFET with parasitic components

频寄生等效电路模型，并分别以经验方程建立沟道电流、漂移区寄生电阻和电容、栅-源和栅-漏电容和偏压依赖关系，以期对以上问题进行较好解决。

2 模型拓扑结构开发

图 1 给出了本次用于测试和建模的 RF-SOI LDMOSFET 截面图以及 RF 条件下版图结构可能产生的寄生元件，该器件设计为 20 栅指，每指栅长 $1\mu\text{m}$ ，总栅宽 1mm ，为体接触器件。图中 L_g, L_s 和 L_d 分别为栅、源、漏端引线寄生电感。 R_g 为栅引线-多晶硅接触电阻与引线高频分布等寄生电阻之和， R_d 和 R_s 为漏、源 n-well 电阻以及端引线高频分布效应等寄生电阻之和。引入 R_{drift} 对漂移区电阻进行考虑，引入 C_{sub} 和 R_{sub} 串连结构对漂移区下方以及 BOX 区寄生电阻和电容进行表征。引入 C_{gso}, R_{gso} 与 C_{gdo}, R_{gdo} 分别对栅-源和栅-漏氧化层寄生电容和寄生电阻进行考虑。图中 C_{gs} 和 C_{gd} 则分别为栅-源、栅-漏结电容。图 1 所示网络结构可进一步等效为如图 2 所示等效电路结构。在图 1 基础上，为更精确描述 RF 条件下该器件大、小信号特性，拓扑结构中，我们引入 I_{bk} 对晶体管栅-漏动态击穿效应进行描述，引入受控源 $I_{db}(V_{gsi}, V_{ds})$ 连接与节点 di 和 sii 之间，对器件跨导频率分布效应进行描述。引入电容 C_{pgs}, C_{pgd} 和 C_{pds} ，对测试结构高频分布寄生进行描述。

模型中， $C_{gs}, C_{gd}, R_{drift}, R_{sub}, C_{sub}$ 以及 I_{ds}, I_{db}, I_{bk} 均处理为和栅压、漏压相关，其余元件为线性元件，和偏压无关。

3 模型方程开发

3.1 沟道电流模型 $I_{ds}(V_{gsi}, V_{ds})$

在沟道电流模型开发过程中，我们借鉴了 Cabral 等人^[13]开发用于功率 HFET 器件建模的电流

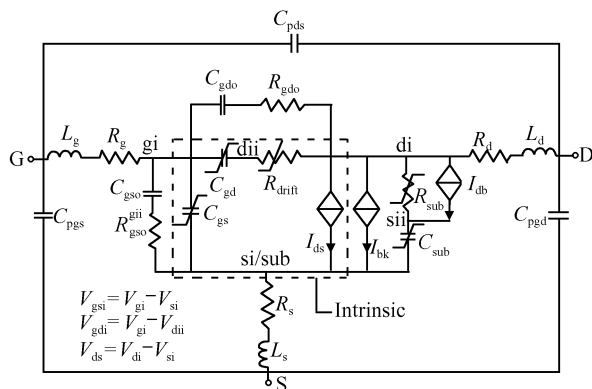


图 2 提出的 RF-SOI LDMOSFET 大信号等效电路模型

Fig.2 Proposed large-signal equivalent circuit model for the RF-SOI LDMOSFET

方程形式，在保留模型方程可实现对高阶跨导进行精确拟合的基础上，对源方程对漏压的依赖关系进行了加强，克服了 Cabral 模型无法对晶体管线性区特性漏电导 G_{ds} 进行拟合的不足。借鉴 Angelov^[14]模型漏电流方程对称性结构可对器件反向区进行拟合的优点，通过对电流方程对称性处理，漏电流模型可对晶体管负漏压区域进行拟合，从而实现了模型在全工作区域连续、高阶可导的同时，可对晶体管漏导 G_{ds} 以及跨导 G_{m1}, G_{m2}, G_{m3} 甚至更高阶次跨导特性进行精确拟合，很好地满足了高次谐波仿真对电流模型方程的需要。模型方程如下：

$$v_{gs1p} = P_1(V_{gsi} - V_{th}) \quad (1)$$

$$v_{gs1n} = P_1(V_{gdi} - V_{th}) \quad (2)$$

$$v_{gs2p} = 0.5 v_{gs1p} + 0.5 \{\sqrt{[(v_{gs1p} - V_k)^2 + D_{clta}^2]} - 0.5 \sqrt{[V_k^2 + D_{clta}^2]}\} \quad (3)$$

$$v_{gs2n} = 0.5 v_{gs1n} + 0.5 \{\sqrt{[(v_{gs1n} - V_k)^2 + D_{clta}^2]} - 0.5 \sqrt{[V_k^2 + D_{clta}^2]}\} \quad (4)$$

$$v_{gs3p} = V_{st} [\ln(1 + e^{v_{gs2p}/V_{st}})] \quad (5)$$

$$v_{gs3n} = V_{st} [\ln(1 + e^{v_{gs2n}/V_{st}})] \quad (6)$$

$$i_{dspp} = B_{eta} (v_{gs3p})^2 / [1 + V_1 v_{gs3p}^{P_{lin}}] \quad (7)$$

$$i_{dsnp} = B_{etar} (v_{gs3n})^2 / [1 + V_1 v_{gs3n}^{P_{lin}}] \quad (8)$$

$$a_0 = (H_0 + H_1 V_{ds}) \ln(H_2 + H_3 v_{gs3p}^{H_4}) \quad (9)$$

$$a = \tanh\{A_{lphas} a_0 [1 + \tanh(v_{gs1p})]\} \quad (10)$$

$$b_0 = (H_{01} + H_{11} V_{ds}) \ln(H_{21} + H_{31} v_{gs3n}^{H_{41}}) \quad (11)$$

$$b = \tanh\{A_{lphas} b_0 [1 + \tanh(v_{gs1n})]\} \quad (12)$$

$$I_{dsp} = i_{dspp} (1 + a) (1 + W V_{ds}) \quad (13)$$

$$I_{dsn} = i_{dsnp} (1 + b) (1 - W V_{ds}) \quad (14)$$

$$I_{ds} = 0.5 (I_{dsp} - I_{dsn}) \quad (15)$$

$P_1, V_{th}, V_k, V_1, D_{clta}, V_{st}, P_{lin}, P_{linr}, B_{eta}, B_{etar}, H_0, H_1, H_2, H_3, H_4, H_{01}, H_{11}, H_{21}, H_{31}, H_{41}, A_{lphas}, A_{lphar}, W$ 为模型参数，其中 V_{th} 为阈值电压，其余为拟合参数。

模型方程中 v_{gs3p} 定义为有效栅压, v_{gs3n} 为其对称形式. i_{dsp} 和 i_{dspn} 方程形式可实现对栅-源电压的高阶可导, 且导数方程亦可实现对测试数据精确拟合. (9)~(12) 式组分则主要控制模型对线性区漏电导拟合能力, 参数 $H_0, H_1, H_2, H_3, H_4, H_{01}, H_{11}, H_{21}, H_{31}, H_{41}$ 的引入, 有效地克服了 Cabral 模型在这一区域拟合能力不足的缺陷.

3.2 漏-源动态击穿电流模型 $I_{bk}(V_{gsi}, V_{ds})$

模型方程如下:

$$I_{bk} = B_{k0} I_{ds} e^{[B_{k1}(v_{gdi} - v_{sat})]} \quad (16)$$

式中 B_{k0}, B_{k1} 和 V_{sat} 为模型参数.

3.3 漏导和跨导频率分布效应

在实际参数提取和模型开发过程中发现, 从测量所得 S 参数中解析提取所得晶体管高频跨导和漏导, 在工作频率越过某临界频率时有下降现象, 且该临界频率随偏压变化. 进一步分析后发现, 该临界频率和漂移区下方基底寄生电阻和电容密切相关, 且可近似计算为:

$$f_{db} \approx (2\pi R_{sub} C_{sub})^{-1} \quad (17)$$

由此, 在模型中我们尝试直接采用和漏电流模型 $I_{ds}(V_{gsi}, V_{ds})$ 一致的方程形式、不同的模型参数建立 $I_{db}(V_{gsi}, V_{ds})$ 模型, 与 R_{sub} 并联后与 C_{sub} 串联, 以此实现对跨导、漏电导频率分布效应的表征. 由于受控源系和电容 C_{sub} 串联, 且仅与 V_{gsi}, V_{ds} 相关, 仿真时不影响模型直流特性; RF 条件下也仅对漏导和跨导产生作用, 并不对 R_{sub} 与 C_{sub} 结构性性能造成影响.

3.4 本征区电容模型 $C_{gs}(V_{gsi}, V_{ds}), C_{gd}(V_{gdi}, V_{gd})$

从物理结构上来看, FET 器件沟道电荷仅沿着栅分布, 然而在等效电路基的模型中, 栅总电荷通常被划分为栅-源和栅-漏电荷两部分. 基于解析提取技术从测量所得 S 参数中提取所得结果只能是栅-源、漏-源电容以及各自和偏压的关系, 因两者均为栅电荷的一部分, 由此带来电荷守恒的问题^[6,7]:

$$\partial C_{gs}(V_{gs}, V_{gd}) / \partial V_{gd} - \partial C_{gd}(V_{gs}, V_{gd}) / \partial V_{gs} = 0 \quad (18)$$

由此, Kallfass 等人^[15] 建立起一种统一的适用于各种 FET 器件栅电荷守恒关系的方程形式, 从数学形式上对这一问题较好地进行了解决. 不足的是, 模型方程参数提取较麻烦, 难以将外围寄生和本征电容准确地区分开来, 且模型中引用的有效栅压方程显得简单, 难以实现电容对偏压高阶导数的精确拟合.

由此, 注意到本文开发所得漏电流模型方程形式 i_{dsp} 部分可实现对栅压的高阶可导, 且导数拟合

正确, 电流方程整体形式和 Kallfass 模型方程形式有相似之处, 本文尝试将两者进行结合, 提出一种主体结构 and 漏电流模型相似, 可实现对偏压高阶可导且满足电荷守恒的栅-源、栅-漏电容模型. 通过对方程结构进行适当改造, 使得零偏下栅-源和栅-漏电容值均归于 C_{gs0} 和 C_{gd0} , 以便于模型参数提取工作的进行. 模型方程如下:

$$v_{gs1} = P_{c1}(V_{gsi} - V_{th}) \quad (19)$$

$$v_{gs2} = 0.5 v_{gs1} + 0.5 \{ \sqrt{[(v_{gs1} - V_{kc})^2 + D_{eltac}^2]} - 0.5 \sqrt{[V_{kc}^2 + D_{eltac}^2]} \} \quad (20)$$

$$v_{gs3} = V_{stc} [\ln(1 + e^{v_{gs2}/V_{stc}})] \quad (21)$$

$$a_{10} = v_{gs3}^{P_{line0}} - [V_{stc} \ln 2]^{P_{line0}} \quad (22)$$

$$a_{12} = v_{gs3}^{P_{line1}} \quad (23)$$

$$a_{11} = 1/(1 + a_{12} V_{lc}) - 1/[1 + V_{lc}(V_{stc} \ln 2)^{P_{line1}}] \quad (24)$$

$$C_s = C_{beta} a_{11} a_{10} \quad (25)$$

$$X_{gs} = 1 + [\tanh(K_{gs}(V_{gsi} - V_{t2gs})) - \tanh(K_{gs}(-V_{t2gs}))] \quad (26)$$

$$d_{vgs} = M_{gs} C_{gs0} (1 + \sinh(B_{C0} V_{ds}) + (1 - M_{gs}) C_{gs0}) X_{gs} \quad (27)$$

$$X_{gd} = 1 + [\tanh(K_{gd}(V_{gdi} - V_{t2gd})) - \tanh(K_{gd}(-V_{t2gd}))] \quad (28)$$

$$d_{vgd} = M_{gd} C_{gd0} (1 + \sinh(B_{C1} V_{ds}) + (1 - M_{gd}) C_{gd0}) X_{gd} \quad (29)$$

$$f_2 = C_s [1 + \tanh(K_{cc}(V_{ds} - V_{t4}))] -$$

$$\frac{\partial C_s}{\partial V_{gs}} [V_{gdi} - \ln(\cosh(K_{cc}(V_{ds} - V_{t4}))) / K_{cc}] \quad (30)$$

$$g_2 = -C_s [1 + \tanh(K_{cc}(V_{ds} - V_{t4}))] \quad (31)$$

$$C_{gsi} = d_{vgs} + f_2 \quad (32)$$

$$C_{gdi} = d_{vgd} + g_2 \quad (33)$$

$P_{c1}, V_{kc}, V_{lc}, D_{eltac}, V_{stc}, P_{line0}, P_{line1}, C_{beta}, V_{t2gs}, K_{gs}, M_{gs}, B_{C0}, C_{gs0}, K_{gd}, M_{gd}, B_{C1}, C_{gd0}, K_{cc}, V_{t4}$ 为模型参数. C_{gs0}, C_{gd0} 为零偏下栅-源、栅-漏结电容, 其余为拟合参数.

该模型可视为 Kallfass 模型的加强或改进, 模型方程中(19)~(25)式和方程(1)~(7)相似, 该方程形式的引入, 可有效加强电容模型对偏压高阶导数拟合能力.

3.5 漂移区电阻模型 $R_{drift}(V_{gsi}, V_{ds})$

从解析提取漂移区电阻和偏压关系来看, 该电阻和栅压关系曲线近似为 $\tanh(\)$ 函数关系, 考虑到(1)~(7)式的优点, 本文采用和上节 $C_{gsi}(V_{gsi}, V_{ds})$ 相似方程形式建立漂移区电阻模型:

$$v_{gs1} = P_{drift}(V_{gsi} - V_{th}) + Y_0 + Y_1 V_{ds} + Y_2 V_{ds}^2 \quad (34)$$

$$v_{gs2} = 0.5 v_{gs1} + 0.5 \{ \sqrt{[(v_{gs1} - V_{drift})^2 +$$

$$D_{\text{drift}}^2}] - \text{sqrt}[V_{\text{drift}}^2 + D_{\text{drift}}^2] \quad (35)$$

$$v_{\text{gs3}} = V_{\text{stdrift}} [\ln(1 + e^{v_{\text{gs2}}/V_{\text{stdrift}}})] \quad (36)$$

$$a_{10} = v_{\text{gs3}}^{P_{\text{drift0}}} - [V_{\text{strgd}} \ln 2]^{P_{\text{drift0}}} \quad (37)$$

$$a_{12} = v_{\text{gs3}}^{P_{\text{drift1}}} \quad (38)$$

$$a_{11} = 1/(1 + a_{12} V_{\text{ldrift}}) - 1/[1 + V_{\text{ldrift}} (V_{\text{stdrift}} \ln 2)^{P_{\text{drift1}}}] \quad (39)$$

$$r_s = R_{\text{drift1}} a_{11} a_{10} \quad (40)$$

$$a_{22} = 1 + [\tanh(K_{\text{drift}} (V_{\text{gdi}} - V_{\text{tdrift}})) - \tanh(K_{\text{drift}} (-V_{\text{tdrift}}))] \quad (41)$$

$$R_{\text{drift}} = R_{\text{drift0}} (1 + \sinh(B_{\text{drift}} V_{\text{ds}}) + r_s a_{22}) \quad (42)$$

$P_{\text{drift}}, V_{\text{drift}}, V_{\text{ldrift}}, D_{\text{drift}}, V_{\text{stdrift}}, P_{\text{drift0}}, P_{\text{drift1}}, R_{\text{drift1}}, K_{\text{drift}}, V_{\text{tdrift}}, R_{\text{drift0}}, Y_0, Y_1, Y_2$ 为模型参数, 其中 R_{drift0} 为零偏下漂移区电阻, 其余为拟和参数。

3.6 基底寄生电阻和电容模型 $R_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$, $C_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$

采用和漂移区电阻模型方程开发相似的形式建立基底电阻和电容模型方程, 这里仅给出 $C_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 方程, $R_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 模型采用同样的方程形式, 取不同模型参数:

$$v_{\text{gs1}} = P_{\text{csub}} (V_{\text{gsi}} - V_{\text{th}}) \quad (43)$$

$$v_{\text{gs2}} = 0.5 v_{\text{gs1}} + 0.5 \{\text{sqrt}[(v_{\text{gs1}} - V_{\text{ksub}})^2 + D_{\text{csub}}^2] - 0.5 \text{sqrt}[V_{\text{ksub}}^2 + D_{\text{csub}}^2]\} \quad (44)$$

$$v_{\text{gs3}} = V_{\text{stcsub}} [\ln(1 + e^{v_{\text{gs2}}/V_{\text{stcsub}}})] \quad (45)$$

$$a_{10} = v_{\text{gs3}}^{P_{\text{csub0}}} - [V_{\text{stcsub}} \ln(2)]^{P_{\text{csub0}}} \quad (46)$$

$$a_{12} = v_{\text{gs3}}^{P_{\text{csub1}}} \quad (47)$$

$$a_{11} = 1/(1 + a_{12} V_{\text{lsub}}) - 1/[1 + V_{\text{lsub}} (V_{\text{stcsub}} \ln 2)^{P_{\text{csub1}}}] \quad (48)$$

$$c_s = C_{\text{sub1}} a_{11} a_{10} \quad (49)$$

$$a_{22} = 1 + [\tanh(K_{\text{csub}} (V_{\text{ds}} - V_{\text{tcsub}})) - \tanh(K_{\text{csub}} (-V_{\text{tcsub}}))] \quad (50)$$

$$C_{\text{sub}} = C_{\text{sub0}} (1 + \sinh(B_{\text{csub}} V_{\text{ds}}) + c_s a_{22}) \quad (51)$$

$P_{\text{csub}}, V_{\text{ksub}}, V_{\text{lsub}}, D_{\text{csub}}, V_{\text{stcsub}}, P_{\text{csub0}}, P_{\text{csub1}}, C_{\text{sub1}}, K_{\text{csub}}, V_{\text{tcsub}}, C_{\text{sub0}}$ 为模型参数, 其中 C_{sub0} 为零偏下基底寄生结电容, 其余为拟合参数。

3.7 热功率耗散的考虑

基于 SOI 的功率器件通常存在散热困难的问题, 从实验室大信号建模经验来看, 基于热子电路形式建立的功率耗散模型参数难以提取, 且热子电路形式的引入易引起非线性仿真的不收敛; 此外, 实验室目前尚不具备在片高低温测试条件. 本文以下方程形式为建立模型关键参数和输入功率水平的关系:

$$P_{\text{ower}} = I_{\text{ds}} V_{\text{ds}} \quad (52)$$

$$K_{\text{ey}} P_{\text{arameter}} T = P_{\text{arameter}} (1 + P_{\text{ower}} T_p)^{-M_p} \quad (53)$$

式中 M_p, T_p 为拟合参数; P_{arameter} 为模型参数初值, 本次建模中我们着重对 $C_{\text{sub0}}, R_{\text{drift0}}, R_{\text{sub0}}, C_{\text{gs0}}, C_{\text{gd0}}, B_{\text{cta}}$ 进行了考虑。

4 模型参数提取和仿真验证

模型开发完成之后, 笔者在 Agilent ADS2005A 中采用 Vriolog-A 语言对模型进行了描述, 并成功编译、链接入该软件模型库中, 同时也实现了和参数提取软件 Agilent IC-CAP2004 的链接, 使得晶体管特性的测量、模型参数提取和仿真验证工作得以协同进行。

拓扑结构中测试结构寄生电容 $C_{\text{pgs}}, C_{\text{pgd}}$ 和 C_{pds} 系从开路测试结构中提取, 其余线性元件系分别从零偏和冷偏条件下测量所得晶体管 $S/Y/Z$ 参数中解析提取, 而后以零偏和冷偏下测量所得 $S/Y/Z$ 参数为目标值, 对以上元件值进行最优化予以确定. 而后, 从测试所得多频率点多偏压条件下 $S/Y/Z$ 参数中解析出 $R_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}}), C_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}}), R_{\text{drift}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}}), C_{\text{gs}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}}), C_{\text{gd}}(V_{\text{gdi}}, V_{\text{ds}})$ 和栅、漏电压关系, 而后采用曲线拟合和最优化技术获取各自模型参数. 电流模型 $I_{\text{ds}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 参数系同时对晶体管 $I-V, G_{\text{ds}}, G_{\text{m}}, G_{\text{m2}}$ 和 G_{m3} 特性进行拟合获取. 击穿电流模型参数亦采用拟合和最优化提取. 跨导频率分布模型 $I_{\text{db}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 参数系在以上工作完成后, 通过对全模型 S/Y 参数进行优化获取. 具体的参数提取算法和技术, 我们拟在后续文章中进行详细讨论, 篇幅所限, 这里不再赘述。

为评估模型拟合能力, 以下工作中引入如下误差公式对部分拟合结果进行考察:

$$\text{RMS_target} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [M_{\text{cas}}(i)]^2} \quad (54)$$

$$\text{RMS_error} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|M_{\text{cas}}(i) - S_{\text{imu}}(i)|^2}{[\text{RMS_target}]^2}} \quad (55)$$

式中 N 为总的的数据点数; $M_{\text{cas}}(i)$ 和 $S_{\text{imu}}(i)$ 分别为第 i 点测量和仿真所得数据。

图 3 中, 我们给出了采用本文提出模型对解析提取所得各非线性电容和电阻的拟合结果. 从对比结果来看, 本文提出模型可对本征区结电容 $C_{\text{gsi}}, C_{\text{gdi}}$ 以及基底寄生电阻 $R_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 、基底寄生电容 $C_{\text{sub}}(V_{\text{gsi}}, V_{\text{ds}})$ 随栅、漏压变化关系进行较好拟合. 从提取结果来看, 漂移区电阻随漏压的变化较复杂, 模型在低漏压区拟合得不是很好, 仍有待改进。

图 4 中, 我们给出了漏压 $V_{\text{d}} = -1 \sim 9\text{V}$, 步进值 0.1V , 栅压 $0 \sim 6.5\text{V}$, 步进值 0.5V 条件下测量和仿真所得 $I_{\text{ds}}-V_{\text{ds}}$ 及相应的漏电导 $G_{\text{ds}}-V_{\text{ds}}$ 特性拟

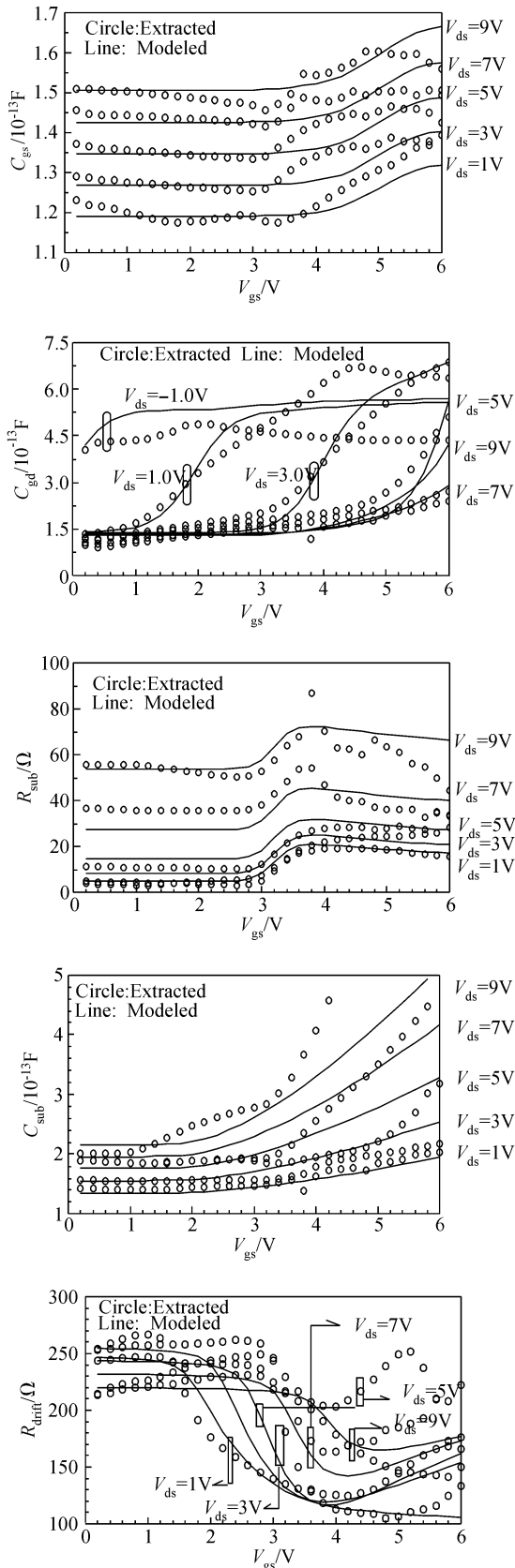


图 3 非线性电容和电阻的提取和模型拟合结果

Fig. 3 Extracted and modeled nonlinear capacitances and resistance results

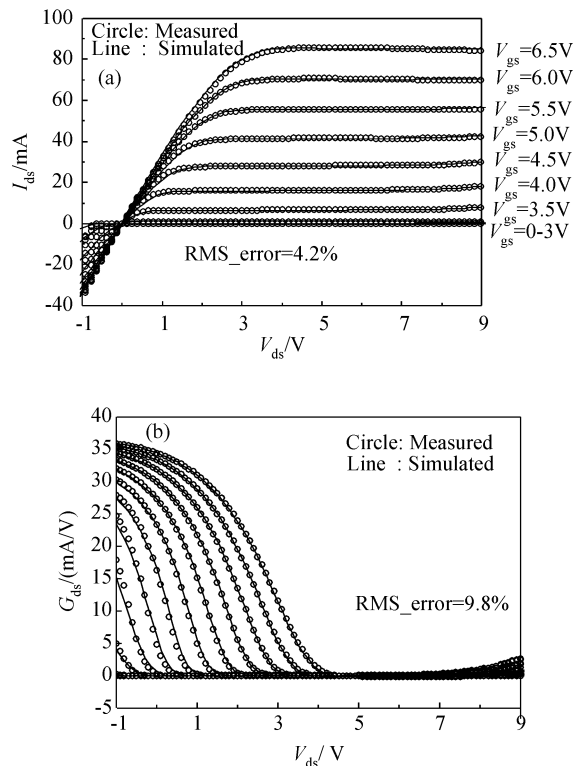


图 4 测量和仿真所得 I_{ds} - V_{ds} (a) 和漏导 G_{ds} - V_{ds} (b) 特性对比

Fig. 4 Comparison of measured and simulated I_{ds} versus V_{ds} (a) and drain-conductance G_{ds} versus V_{ds} (b) characteristics (V_{d1} : -1 to 9V, Step: 0.1V; V_{g} : 0 to 6.5V, Step: 0.5V; $V_s = 0V$)

合对比结果;图 5 则为漏压分别为 1,6,7 和 8V, 栅压为 0~6.5V, 步进值 0.1V 条件下测量和仿真所得 I_{ds} - V_{gs} 以及跨导 G_m, G_{m2}, G_{m3} 对 V_{gs} 特性对比结果. 从对比结果来看, 本文提出电流模型可实现对该晶体管直流特性的精确拟合, 且拟合能力可扩展到负漏压区域.

以上工作完成后, 我们在 IC-CAP 环境下直接调用 ADS 仿真器, 以测量所得多频率点多偏压条件下 S/Y 参数为目标值, 对跨导频率分布效应模型参数进行最优化提取. 为验证上文提出的非线性电阻、电容模型的准确性, 在全模型优化过程中未对非线性电容、电阻模型参数进行最优化. 图 6 即频率 100MHz~10.1GHz, 步进值 50MHz, 栅压 0~7V, 步进 1.4V, 漏压 0~8V, 步进值 2V 条件下测量和仿真所得 S 参数对比, 图中亦给出了 S 参数实虚部误差. 从对比结果来看, 当非线性电容和电阻有较好拟合之后, 模型即可较好地反映出器件 S 参数特性, 由此表明本文提出的模型拓扑结构和模型方程可准确表征实际体接触 SOI RF-LDMOSFET 器件特性.

为验证模型对器件大信号特性仿真能力, 实验

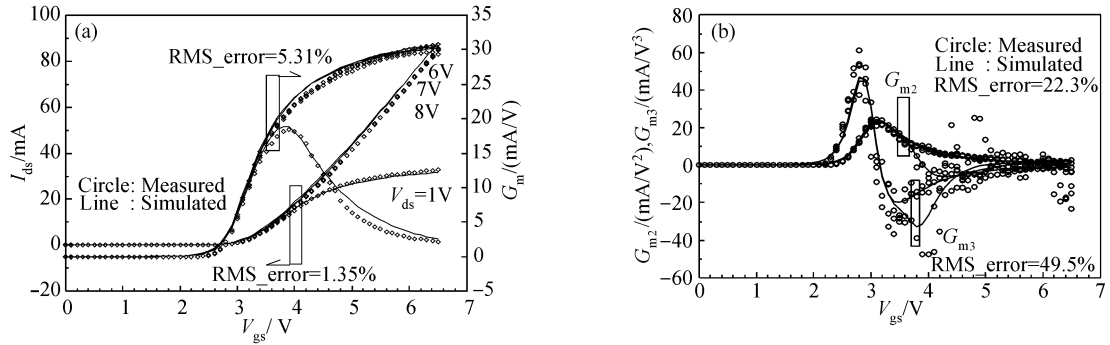


图 5 测量和仿真所得 $I_{ds}-V_{gs}$ (a)和跨导 $G_m, G_{m2}, G_{m3}-V_{gs}$ (b)特性对比

Fig.5 Comparison of measured and simulated $I_{ds}-V_{gs}$ (a) and transconductance $G_m, G_{m2}, G_{m3}-V_{gs}$ (b) characteristics ($V_d = 1, 6, 7, 8V$; $V_g : 0$ to $6.5V$, Step: $0.1V$; $V_s = 0V$)

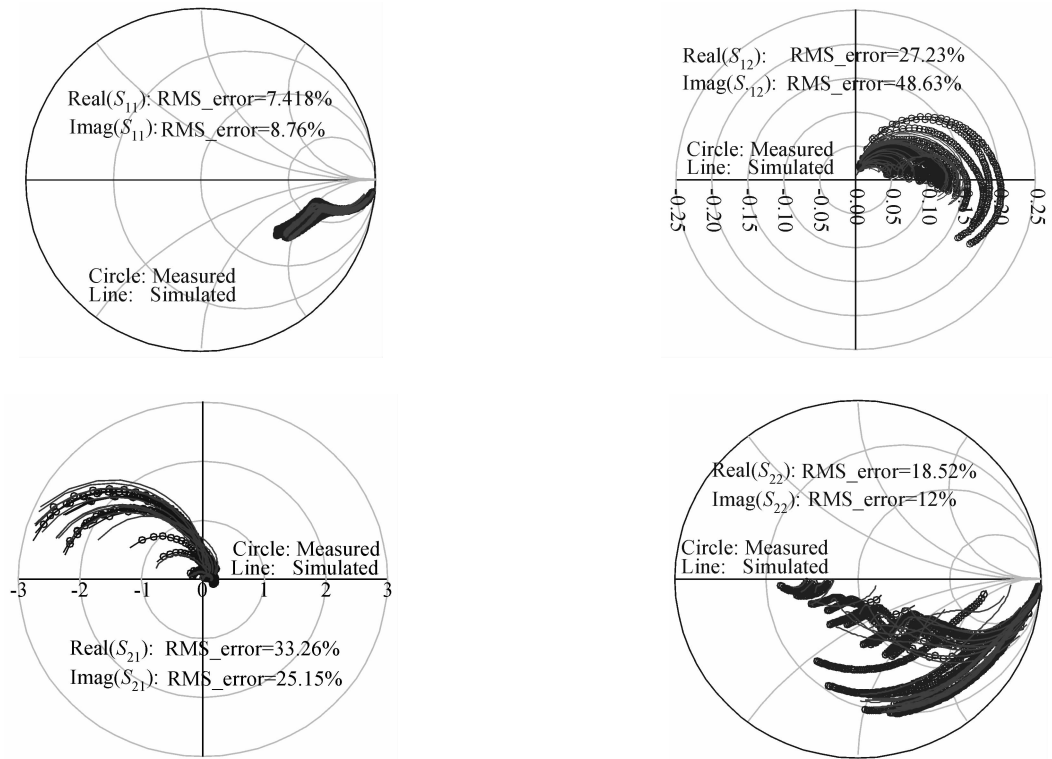


图 6 测量和仿真所得 S 参数对比

Fig.6 Comparison of measured and simulated S -parameters ($f: 100MHz \sim 10.1GHz$, Step: $50MHz$, $V_{gs} : 0 \sim 7V$, Step: $1.4V$; $V_{ds} : 0 \sim 8V$, Step: $2V$; $V_s = 0V$)

室搭建了如图7所示的测试系统. 并对晶体管漏压 7V, 栅压 5V, 基频 (f_0) 900MHz, 源阻抗 $70 - j \times 13\Omega$, 负载阻抗 $68 - j \times 54\Omega$, 输入功率 $-6.25 \sim 15.2dBm$, 步进值 $1.01dBm$ 条件下输入-输出功率、二次、三次谐波功率进行了测量, 测量和仿真结果如图 8 所示. 从对比结果来看, 本文开发模型可精确地预见实际器件大信号条件下基频和高次谐波特性.

(注: 功率特性仿真系结合功率测量结果以及上一步测量所得 S 参数对非线性电容和电阻模型参

数进行进一步优化后执行. 此外, 上文给出 S 参数测试系采用 Agilent E8363B 矢量网络分析仪测试获取, 直流特性系采用 Agilent 4156C 测量得到.)

5 结论

本文提出一种可精确用于 RF-SOI LDMOS-FET 大、小信号特性仿真的大信号等效电路模型. 无论电流或是电容模型方程都实现了连续、任意阶

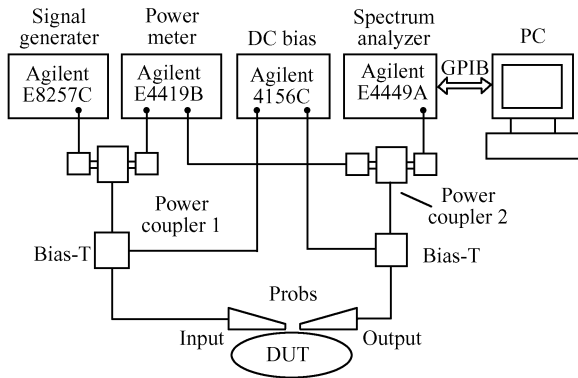


图 7 基频和谐波功率测试系统设置

Fig. 7 Fundamental and higher order harmonics power measurement equipment setup

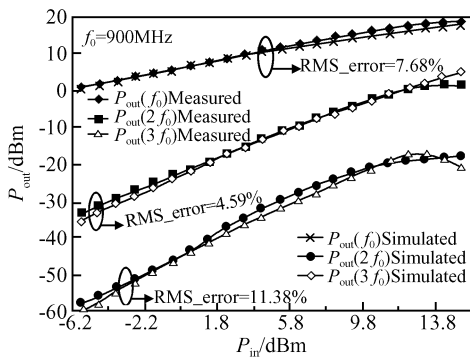


图 8 测量和仿真基频、2次、3次谐波功率特性

Fig. 8 Measured and simulated fundamental, 2nd and 3rd harmonics power characteristics

次可导. 所提出的漏电流模型不但可精确拟合器件 $I-V$ 特性, 还可实现对漏电导 G_{ds} 以及跨导 G_m 、高阶跨导 G_{m2} 和 G_{m3} 的精确拟合; 通过对方程形式的对称性处理, 电流模型拟合能力扩展到负漏压区域. 发展出一种新的可满足电荷守恒且高次可导栅源、栅漏电容模型. 通过对漂移区电阻以及漂移区下侧寄生效应偏置相关特性、热功率耗散以及跨/漏导频率分布效应的考虑, 使得模型可很好地适用于 RF-SOI LDMOSFET 大小信号特性的仿真.

模型最终以 Verilog-A 语言开发并嵌入到商用 EDA 工具 Agilent ADS2005A 中, 解决了模型的实用化问题. 基于 Verilog-A 语言的谐波仿真结果可实现与测试数据的精确拟合. 模型最终应用到 20 栅指 (每指尺寸为长 $L = 1\mu\text{m}$, 宽 $W = 50\mu\text{m}$) 体接触高阻 SOIRF-LDMOSFET 建模中. 测量和仿真所

得 $I-V, S$ 参数, 基波以及高次谐波功率特性对比结果验证了模型具有良好的精度, 模型已可实用.

参考文献

- [1] McShane E, Shenai K. The design, characterization and modeling of RF LDMOSFETs on silicon-on-insulator material. *IEEE Trans Electron Devices*, 2002, 49(2): 643
- [2] Fiorenza J G, del Alamo J A. Experimental comparison of RF power LDMOSFETs on thin-film SOI and bulk silicon. *IEEE Trans Electron Devices*, 2002, 49(4): 687
- [3] Fiorenza J G, del Alamo J A. RF power performance of an LDMOSFET on high-resistivity SOI. *IEEE Electron Device Lett*, 2005, 26(1): 29
- [4] Yang Rong, Qian He, Li Junfeng, et al. SOI technology for radio-frequency integrated-circuit applications. *IEEE Trans Electron Devices*, 2006, 53(6): 1310
- [5] Fager C, Pedro J C, de Carvalho N B, et al. Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2002, 50(12): 2834
- [6] Root D E, Fan Siqi, Meyer J. Technology independent large signal non quasi-static FET models by direct construction from automatically characterized device data. *Proc 21st Eur Microwave Conf*, 1991, 2: 927
- [7] Snider A D. Charge conservation and the transcapacitance element: an exposition. *IEEE Trans Education*, 1995, 38(4): 376
- [8] Bendix P, Rakers P, Wagh P, et al. RF distortion analysis with compact MOSFET models. *IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference*, 2004: 9
- [9] Miller M, Dinh T, Shumate E. A new empirical large signal model for silicon RF LDMOS FETs. *IEEE MTT-S Symposium on Technologies for Wireless Applications*, 1997: 19
- [10] Yang Y, Yi J, Kim B. Accurate RF large-signal model of LDMOSFETs including self-heating effect. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2001, 49(2): 387
- [11] Fager C, Pedro J C. Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2002, 50(12): 2834
- [12] Lee K, Yoon J, Yim J. An improved silicon RF LDMOSFET model with a new extraction method for nonlinear drift resistance. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2005: 153
- [13] Cabral P M, Pedro J C, Carvalho N B. Nonlinear device model of microwave power GaN HEMTs for high power-amplifier design. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2004, 52(11): 2585
- [14] Angelov I, Zirath H, Rorsman N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1992, 40(12): 2258
- [15] Kallfass I, Schumacher H, Brazil T J. A unified approach to charge-conservative capacitance modelling in HEMTs. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, 16(12): 678

RF-SOI Modeling: An Accuracy Body-Contact RF-LDMOSFET Large-Signal Model

Liu Jun[†], Sun Lingling, Li Wenjun, Zhong Wenhua, Wu Yanming, and He Jia

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

Abstract: An accuracy large-signal equivalent circuit model of radio frequency silicon-on-insulator (RF-SOI) lateral double diffused MOSFET (LDMOSFET) with body-contact is presented. Both the equations for channel current and bias-dependence capacitors modeling are continuous and high order drivable. A new charge conservative expression is developed. The bias dependences of the drift resistor, parasitic resistor, and capacitor under the lightly doped drain region are considered. The power dissipation caused by self-heating and the frequency distribution of the transconductor are described. The model is finally used to construct a 20-gate-fingers (channel mask length, $L = 1\mu\text{m}$, finger width, $W = 50\mu\text{m}$) RF-SOI LDMOSFET on high resistivity SOI with body-contact device modeling. Comparison results of the measured and simulated DC, S -parameters, and power characteristics are supplied to demonstrate the excellent accuracy of the model.

Key words: RF-SOI LDMOSFET; body-contact; large-signal model; derivable; harmonic power

EEACC: 1220; 1350

Article ID: 0253-4177(2007)11-1786-08

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

Received 10 May 2007, revised manuscript received 12 June 2007