

同步对称双栅 InGaZnO 薄膜晶体管电势模型研究

覃婷 黄生祥 廖聪维 于天宝 邓联文

Analytical channel potential model of amorphous InGaZnO thin-film transistors with synchronized symmetric dual-gate

Qin Ting Huang Sheng-Xiang Liao Cong-Wei Yu Tian-Bao Deng Lian-Wen

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, **66**, 097101 (2017) DOI: 10.7498/aps.66.097101

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.66.097101>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2017/V66/I9>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

40 nm 金属氧化物半导体场效应晶体管感应栅极噪声及互相关噪声频率与偏置依赖性建模

Frequency and bias dependent modeling of induced gate noise and cross-correlation noise in 40 nm metal-oxide-semiconductor field-effect transistors

物理学报.2016, 65(23): 237102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.237102>

一个非晶 InGaZnO 薄膜晶体管线性区陷阱态的提取方法

A technique for extracting the density of states of the linear region in an amorphous InGaZnO thin film transistor

物理学报.2015, 64(13): 137101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.137101>

应变 Si n 型金属氧化物半导体场效应晶体管电荷模型

Charge model of strained Si NMOSFET

物理学报.2014, 63(1): 017101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.017101>

应变 Si NMOSFET 漏电流解析模型

Analytical modeling for drain current of strained Si NMOSFET

物理学报.2013, 62(23): 237103 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.237103>

应变 SiGe p 型金属氧化物半导体场效应管栅电容特性研究

Study on gate capacitance-voltage characteristics of strained-SiGe pMOSFET

物理学报.2013, 62(12): 127102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.127102>

同步对称双栅InGaZnO薄膜晶体管 电势模型研究*

覃婷 黄生祥[†] 廖聪维 于天宝 邓联文

(中南大学物理与电子学院, 长沙 410083)

(2017年1月18日收到; 2017年2月21日收到修改稿)

研究了同步对称双栅氧化铟镓锌薄膜晶体管(InGaZnO thin film transistors, IGZO TFTs)的沟道电势, 利用表面电势边界方程联合 Lambert W 函数推导得到了器件沟道电势的解析模型. 该模型考虑了IGZO薄膜中存在深能态及带尾态等缺陷态密度, 能够同时精确地描述器件在亚阈值区(sub-threshold)与开启区(above threshold)的电势分布. 基于所提出的双栅IGZO TFT模型, 讨论了不同厚度的栅介质层和有源层时, 栅-源电压对双栅IGZO TFT的表面势以及中心势的调制效应. 对比分析了该模型的计算值与数值模拟值, 结果表明二者具有较高的符合程度.

关键词: 双栅薄膜晶体管, 氧化铟镓锌, 沟道电势, 解析模型

PACS: 71.23.An, 72.20.Fr, 73.20.At

DOI: 10.7498/aps.66.097101

1 引言

以氧化铟镓锌薄膜晶体管(InGaZnO thin film transistor, IGZO TFT)为代表的金属氧化物TFT被认为是下一代平板显示技术的主流^[1], 这主要是因为IGZO等金属氧化物TFT具有迁移率高、均匀性好、制备成本低廉等优势. 金属氧化物TFT可能取代传统的硅基TFT而被广泛地用于高分辨率大尺寸液晶电视面板(TFT LCD TV)、有源有机发光显示(AMOLED)显示或者柔性显示中^[2,3]. 近年来, 双栅IGZO TFT开始被用于数字集成电路与AMOLED像素电路中^[4-9]. 相比于单栅器件, 双栅IGZO TFT表现出更好的电学稳定性和更强的栅控能力^[10-13]. 文献^[11, 12]的实验结果表明, 双栅IGZO TFT的负电压偏置或者正电压偏置引起的阈值电压漂移量均小于单栅IGZO TFT, 因此双栅IGZO TFT更适合于显示面板上的电路集成. 然而, 迄今仍然缺乏合适的双栅IGZO TFT的电路

模拟(SPICE)模型, 这给电路的设计和分析带来了极大的困难.

沟道电势的计算是双栅IGZO TFT的SPICE模型的重要环节. Baudrand和Ahmed^[14]利用有限元差分方法对双栅结构的薄膜晶体管沟道电势进行求解, 但是该方法计算量巨大. Young^[15]提出了绝缘层上硅(SOI)器件短沟效应及准二维阈值电压模型. 文献^[16, 17]提出了非掺杂对称双栅金属-氧化物-半导体场效应晶体管的沟道电势的解析解. 由于SOI器件结构与TFT具有一定的类似性, 故这些模型对于双栅IGZO TFT电势模型的建立具有较好的参考意义. 但是由于IGZO膜的非晶特性, 其能带中具有较多的缺陷态, 这与标准SOI器件存在一定的差异. 迄今为止, 尚未见关于双栅IGZO TFTs的沟道电势解析模型报道.

本文研究了同步对称双栅IGZO TFTs的沟道电势分布, 应用高斯定理建立了沟道电势随栅-源电压变化的隐方程组, 利用Lambert W 方程^[18]推导得到了表面势与栅-源电压关系的表达式. 考虑

* 湖南省科技计划(批准号: 2015JC3041)资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: hsx351@csu.edu.cn

到Lambert W 方程不适于SPICE仿真, 结合IGZO TFT的实际工作状态对器件电势的解析表达式进行了近似. 为了验证所建立双栅IGZO TFT电势模型, 讨论了不同厚度的栅介质层、有源层对电势的影响, 并对比分析了模型的计算结果与数值模拟结果.

2 双栅IGZO TFT电势模型

2.1 双栅IGZO TFT电场强度

如图1(a)所示, 双栅IGZO TFT同时具备顶栅(top gate)和底栅(bottom gate). 我们的研究中, 顶栅金属厚度以及顶栅介质层厚度与底栅的相等, 且顶栅电极与底栅电极短接($V_{BG} = V_{TG} = V_G$),

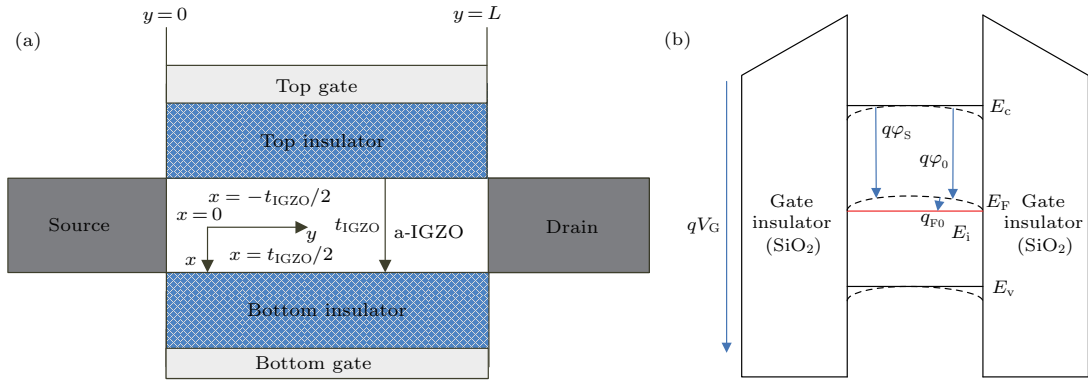


图1 (网刊彩色) 双栅IGZO TFTs (a) 横截面结构示意图; (b) 能带图

Fig. 1. (color online) (a) Cross section view of dual-gate IGZO TFTs; (b) energy band diagram.

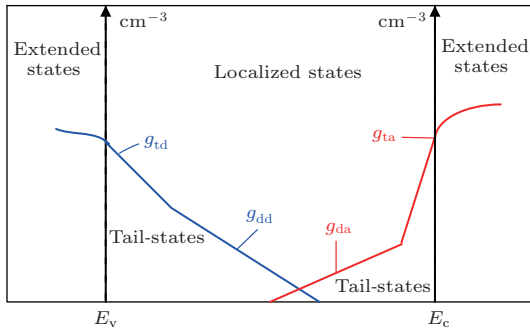


图2 (网刊彩色) IGZO 态密度示意图

Fig. 2. (color online) The subgap density of states of IGZO film.

考虑到局域态载流子和自由载流子, IGZO TFT的沟道电势应该满足如下泊松方程:

$$\frac{\partial^2 \varphi(x)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi(y)}{\partial y^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon_{\text{IGZO}}} = \frac{q}{\varepsilon_{\text{IGZO}}}(n_{\text{free}} + n_{\text{loc}}), \quad (1)$$

故称为对称同步双栅IGZO TFT. 定义TFT的沟道垂直方向为 x 轴, 且 x 轴的原点($x = 0$)在有源层1/2厚度处, 沟道长度方向为 y 轴, IGZO层厚度为 t_{IGZO} . 图1(b)示意了IGZO TFT能带, $\varphi(x)$ 是在有源层厚度(x)方向的电势. 为了方便计算, 这里定义 $\varphi(x = 0) = \varphi_0$, $\varphi(x = t_{\text{IGZO}}/2) = \varphi_S$, φ_{F0} 是准费米能级.

IGZO薄膜中存在缺陷态, 可能俘获大量的自由载流子, 虽然其密度较小(约 $10^{18} \text{ cm}^{-3}/\text{eV}$) [19], 但是IGZO TFT的电学性能强烈地受到这些缺陷态的影响. 如图2所示, 缺陷态中包括了受主带尾态密度(g_{ta})和受主深能态密度(g_{da}), 施主带尾态密度(g_{td})和施主深能态密度(g_{dd}).

其中, ρ 为电子密度(C/cm^3), $\varepsilon_{\text{IGZO}}$ 是非晶IGZO的介电常数, n_{free} 表示自由载流子密度, n_{loc} 表示局域态载流子密度. 由于缓变沟道近似($\partial\varphi(x)/\partial x \gg \partial\varphi(y)/\partial y$) [20], 泊松方程可以简化为

$$\frac{\partial^2 \varphi(x)}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_{\text{IGZO}}} = \frac{q}{\varepsilon_{\text{IGZO}}}(n_{\text{free}} + n_{\text{loc}}). \quad (2)$$

当双栅IGZO TFT处于不同的工作区时, n_{free} 和 n_{loc} 占的比例不同. 当双栅IGZO TFT工作于强积累区, 缺陷态被完全填满, 此时 $n_{\text{loc}} \ll n_{\text{free}}$. 当双栅IGZO TFT工作于亚阈值区, $n_{\text{loc}} \gg n_{\text{free}}$. 为简化建模, 引入有效载流子密度

$$n_{\text{eff}} = N_{\text{EFF}} \exp\left[\frac{q(\varphi - V_{\text{ch}} - \varphi_{F0})}{kT_{\text{EFF}}}\right].$$

这里, N_{EFF} 是在导带中的有效载流子密度, kT_{EFF} 是有效特征能量, V_{ch} 是 y 方向上的沟道电压.

因此方程(2)可写成:

$$\frac{\partial^2 \varphi(x)}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_{\text{IGZO}}} = \frac{q}{\varepsilon_{\text{IGZO}}} n_{\text{eff}}. \quad (3)$$

根据导数公式

$$\partial \left[\left(\frac{\partial f(x)}{\partial x} \right)^2 \right] = 2 \frac{\partial f(x)}{\partial x} \cdot \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2}$$

求解(3)式,可以得到电场强度 E :

$$E = -\sqrt{\frac{2N_{\text{EFF}}kT_{\text{EFF}}}{\varepsilon_{\text{IGZO}}}} \times \left\{ \exp \left[\frac{q}{kT_{\text{EFF}}} (\varphi_{\text{S}} - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}}) \right] - \exp \left[\frac{q}{kT_{\text{EFF}}} (\varphi_0 - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}}) \right] \right\}^{1/2}. \quad (4)$$

2.2 双栅IGZO TFT的沟道电势

IGZO层的中心点电势和表面电势分别有如下的边界条件^[17]:

$$\left. \frac{d\varphi}{dx} \right|_{x=0} = 0, \quad (5a)$$

$$V_{\text{GS}} = V_{\text{FB}} + \varphi \left(x = \frac{t_{\text{IGZO}}}{2} \right) + \frac{\varepsilon_{\text{IGZO}}}{C_{\text{ox}}} \left. \frac{d\varphi}{dx} \right|_{x=\frac{t_{\text{IGZO}}}{2}}, \quad (5b)$$

其中 C_{ox} 是单位面积栅氧化层电容. 由于

$$\varphi(x=0) \equiv \varphi_0, \quad \varphi \left(x = \frac{t_{\text{IGZO}}}{2} \right) \equiv \varphi_{\text{S}},$$

$$\left. \frac{d\varphi}{dx} \right|_{x=t_{\text{IGZO}}/2} \equiv -Es.$$

根据(4)和(5b)式可以得到

$$V_{\text{GS}} - V_{\text{FB}} = \varphi_{\text{S}} + \frac{\sqrt{2N_{\text{EFF}}kT_{\text{EFF}}\varepsilon_{\text{IGZO}}}}{C_{\text{ox}}} \times \exp \left[\frac{\beta(\varphi_{\text{S}} - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}})}{2} \right] \times \sqrt{1 - \exp[\beta(\varphi_0 - \varphi_{\text{S}})]}, \quad (6)$$

其中 $\beta = \frac{q}{kT_{\text{EFF}}}$. 通过积分法求解(4)式可以得到双栅IGZO TFT有源层电势 $\varphi(x)$ 与有源层厚度的关系:

$$\varphi(x) = \varphi_0 - \frac{2kT}{q} \ln \left\{ \cos \left[x \sqrt{\frac{q^2 N_{\text{EFF}}}{2kT\varepsilon_{\text{IGZO}}}} \times \exp \frac{q}{2kT} (\varphi_0 - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}}) \right] \right\}, \quad (7)$$

在 $x = \frac{t_{\text{IGZO}}}{2}$ 处,可求得 φ_{S} 为

$$\varphi_{\text{S}} = \varphi_0 - \frac{2kT}{q} \ln \left\{ \cos \left[\frac{t_{\text{IGZO}}}{2} \cdot \sqrt{\frac{q^2 N_{\text{EFF}}}{2kT\varepsilon_{\text{IGZO}}}} \times \exp \frac{q}{2kT} (\varphi_0 - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}}) \right] \right\}. \quad (8)$$

然而(8)式所得到的表面势 φ_{S} 是关于沟道电压的隐函数,尚不能直接用于计算. 为了求得表面势 φ_{S} 与沟道电压 V_{ch} 的直接关系,联立(6)与(8)式,采用变量代换可以得到

$$\exp[\beta(\varphi_0 - \varphi_{\text{S}})] = \cos^2(\varsigma), \quad (9)$$

其中

$$\varsigma = \sqrt{\frac{q^2 N_{\text{EFF}}}{2kT\varepsilon_{\text{IGZO}}} \exp[\beta(\varphi_0 - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}})]} \times \frac{t_{\text{IGZO}}}{2}. \quad (10)$$

将(10)式代入(8)式中,得到表面电势与栅极电压的关系为

$$V_{\text{GS}} - V_{\text{FB}} = \varphi_{\text{S}} + \frac{\sqrt{2N_{\text{EFF}}kT_{\text{EFF}}\varepsilon_{\text{IGZO}}}}{C_{\text{ox}}} \times \exp \left[\frac{\beta(\varphi_{\text{S}} - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}})}{2} \right] \sin(\varsigma). \quad (11)$$

于是应用Lambert W 函数可以解得表面势与栅电压的关系表达式:

$$\varphi_{\text{S}} = V_{\text{GS}} - V_{\text{FB}} - \frac{2}{\beta} W \left\{ \frac{\beta}{C_{\text{ox}}} \sqrt{\frac{N_{\text{EFF}}\varepsilon_{\text{IGZO}}kT}{2}} \sin(\varsigma) \times \exp \left[\frac{\beta}{2} (V_{\text{GS}} - V_{\text{FB}} - V_{\text{ch}} - \varphi_{\text{F0}}) \right] \right\}, \quad (12)$$

其中 W 是Lambert W 函数. 虽然(12)式已经解得了表面势与沟道电压的关系,但Lambert W 并不适合应用于SPICE仿真^[21]. 因此有必要根据TFT的实际工作情况对表达式(12)做简化. 当器件工作在线性区($V_{\text{GS}} - V_{\text{FB}} - \varphi_{\text{F0}} > V_{\text{ch}}$)时, W 项中的指数部分快速增长,此时可以将Lambert W 函数近似为 $W(x) = \ln(x) - \ln[\ln(x)]$ ^[22],则 φ_{S} 为

$$\varphi_{\text{S}} = V_{\text{ch}} + \varphi_{\text{F0}} + \frac{2}{\beta} \ln \left(\left[\frac{\beta}{C_{\text{ox}}} \sin(\varsigma) \sqrt{\frac{N_{\text{EFF}}\varepsilon_{\text{IGZO}}kT}{2}} \right]^{-1} \times \left\{ \ln \left[\frac{\beta}{C_{\text{ox}}} \sin(\varsigma) \sqrt{\frac{N_{\text{EFF}}\varepsilon_{\text{IGZO}}kT}{2}} \right] \right\} \right)$$

$$+ \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_{FB} - V_{ch} - \varphi_{F0}) \left. \right\} \left. \right\}. \quad (13)$$

而在亚阈值区 ($V_{GS} - V_{FB} - \varphi_{F0} < V_{ch}$) 时, W 项近似为 0, 则此时 φ_S 为

$$\varphi_S = V_{GS} - V_{FB}. \quad (14)$$

为了使 (13) 和 (14) 两式使用一个连续的表达式来表示, 可以利用如下平滑函数 [23]:

$$\ln(1 + e^x) \cong \begin{cases} x & (x > 0), \\ e^x & (x < 0), \end{cases} \quad (15)$$

由此得到表面势 φ_S 解析表达式:

$$\begin{aligned} \varphi_S = & V_{ch} + \varphi_{F0} \\ & + \frac{2}{\beta} \ln \left(\frac{1}{\frac{\beta}{C_{ox}} \sqrt{\frac{N_{EFF} \epsilon_{IGZO} kT}{2}} \sin(\zeta)} \right) \\ & \times \ln \left\{ 1 + \frac{\beta}{C_{ox}} \sqrt{\frac{N_{EFF} \epsilon_{IGZO} kT}{2}} \sin(\zeta) \right\} \\ & \times \exp \left[\frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{FB} - V_{ch} - \varphi_{F0}) \right] \left. \right\} \left. \right\}. \end{aligned} \quad (16)$$

但是 φ_0 的关系还需要重新求解. 由于双栅 IGZO TFTs 的顶栅和底栅对称, IGZO 层中心点电场为 0, 当栅-源电压 V_{GS} 值小于阈值电压 V_{TH} 时, 沟道内电荷量较小, IGZO 层表面和中心之间近似无压降, 即 $\varphi_S \approx \varphi_0$. 随着栅-源电压 V_{GS} 的增大并高于阈值电压 V_{TH} , 沟道内电荷不断增加, φ_0 逐渐接近最大值 φ_{0max} [16]. 从 (9) 和 (10) 式可以推导出得到 φ_{0max} 为

$$\begin{aligned} \varphi_{0max} = & V_{ch} + \varphi_{F0} \\ & + \frac{1}{\beta} \ln \left(\frac{2\pi^2 kT \epsilon_{IGZO}}{q^2 N_{EFF} t_{IGZO}^2} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

综上所述, φ_0 的特性可以采用如下平滑函数表示 [24]:

$$\varphi_0 = U - \sqrt{U^2 - (V_{GS} - V_{FB})\varphi_{0max}}, \quad (18)$$

$$U = \frac{1}{2}[(V_{GS} - V_{FB}) + (1 + \gamma)\varphi_{0max}]. \quad (19)$$

而 γ 是平滑参数, 它与 t_{ox} , t_{IGZO} , V_{ch} 参数有关, 可以表示为

$$\gamma = (At_{ox} + B) \left(\frac{C}{t_{IGZO}} + D \right) e^{-EV_{ch}}.$$

其中, A, B, C, D, E 和 γ 的取值可以拟合确定, 例如 $A = 10^6$, $B = 0.026$, $C = 10^{-6}$, $D = 0.026$, $E = 3.2823$ 时, $\gamma = 0.2$.

3 结果与分析

根据上述模型可以计算得到双栅 IGZO TFT 沟道电势的值. 另一方面可以利用器件数值模拟 (TCAD) 工具通过数值计算的方式得到双栅 IGZO TFT 沟道电势的值. 这部分将比较模型计算结果与 TCAD 仿真结果, 从而检验所提出模型的准确性. 模型计算过程需要的参数取值如表 1 所列.

表 1 模型参数的取值
Table 1. Model parameters.

Parameter/units	Value
t_{IGZO}/nm	20
t_{ox}/nm	20
$\epsilon_0/\text{F}\cdot\text{cm}^{-1}$	8.85×10^{-14}
ϵ_{IGZO}	12.31
kT/eV	0.026
N_{EFF}/cm^{-3}	5.53×10^{18}
V_{FB}/V	0.3
γ	0.2

图 3(a) 示意了随着栅源电压 V_{GS} 增加, 对称双栅 IGZO TFTs 表面势 φ_S 与中点电势 φ_0 的计算值和 TCAD 模拟值. 当栅源电压 V_{GS} 较小时, φ_S 和 φ_0 随着 V_{GS} 的增加近似线性地增加; 当 V_{GS} 较大时, φ_S 和 φ_0 的增加接近饱和. 这和 (12) 式描述的情况较为符合, 说明在栅源电压 V_{GS} 较小时, 由于 IGZO 沟道层中自由载流子数量较少, 于是 IGZO 层接近于电介质状态, 表面势 φ_S 与中点电势 φ_0 的值基本上正比于栅源电压 V_{GS} 在栅介质层和 IGZO 层上的分压. 当 V_{GS} 较大时, 由于 IGZO 的界面处感应出较厚的自由电子层, 这就对栅介质层的电场具有较显著的屏蔽作用, 于是栅源电压 V_{GS} 主要降落在栅介质层上, φ_S 和 φ_0 接近饱和值而不再随着 V_{GS} 的增加而显著地增加. 图 3(b) 证明, (12) 式与近似后关系 (16) 式符合程度良好, 并且 φ_S 和 φ_0 计算得到的结果与仿真值符合程度较高, 因此本文提出的解析模型具有较高的可信度.

图 4(a) 和图 4(b) 给出了不同的有源层厚度 t_{IGZO} 及栅氧化层厚度 t_{ox} 情况下, 根据模型表达式 (16) 和 (18) 计算得到的表面势 φ_{S} 及中心点电势 φ_0 随栅极电压 V_{GS} 的变化关系. 随着 t_{ox} 的增大, 表面势 φ_{S} 和中心点电势 φ_0 都减小. 而当 t_{IGZO} 增大时, φ_{S} 基本不变, 而 φ_0 则随着 V_{GS} 的增加更快地接近饱和值. 这是因为当栅氧化层 t_{ox} 增加时, 单位面

积的栅介质电容值减小, 于是 IGZO TFT 的栅控能力减弱, 由此 φ_{S} 和 φ_0 的值均会减小. 而有源层厚度 t_{IGZO} 的增加会导致沟道内的自由载流子数目增加. 于是根据高斯定理, 在 t_{IGZO} 增加的情况下, 虽然 φ_{S} 基本不变, 但是由于 IGZO 层电场强度的增强, 于是 IGZO 层的中心点电势 φ_0 将以更快地速度达到饱和值.

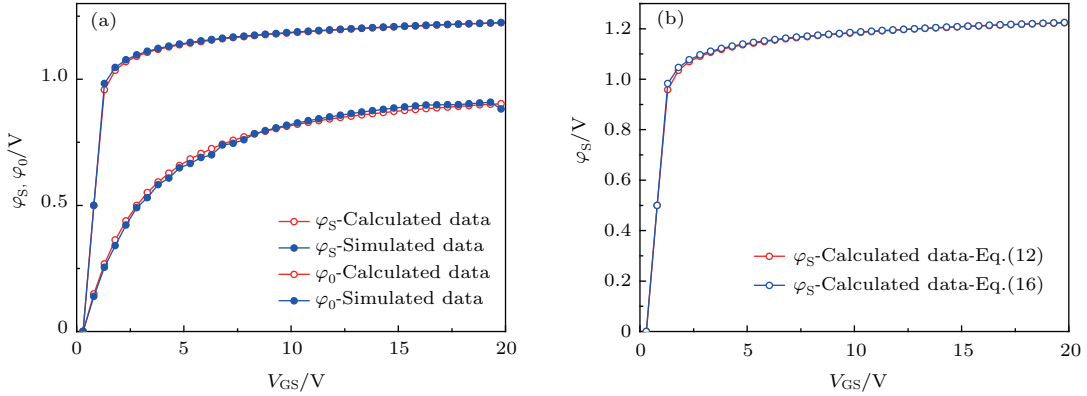


图 3 (网刊彩色) (a) 表面势 φ_{S} 及中心点电势 φ_0 与栅源电压 V_{GS} 的关系; (b) 根据 (12) 和 (16) 公式计算得到的 φ_{S} 随栅源 V_{GS} 电压的关系

Fig. 3. (color online) (a) Surface potential φ_{S} and center potential φ_0 as a function of gate-to-source voltage (V_{GS}); (b) surface potential φ_{S} calculated by Eq. (12) and Eq. (16).

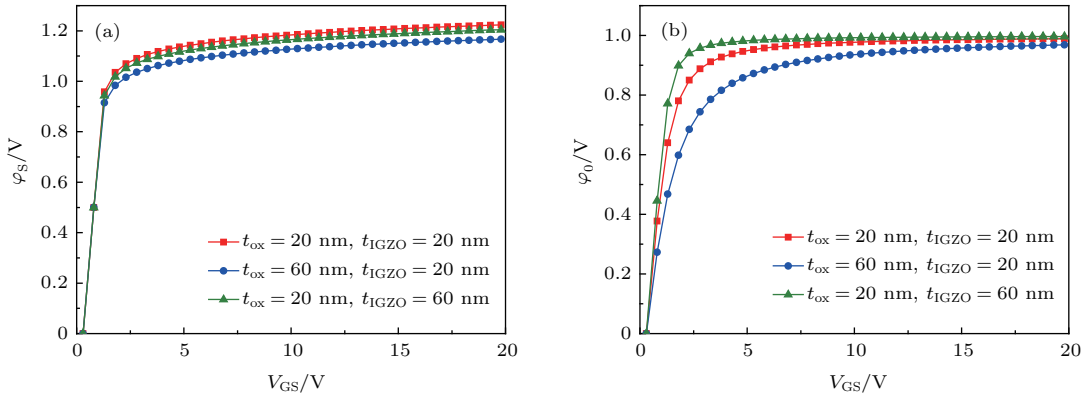


图 4 (网刊彩色) 在不同栅氧化层厚度及有源层厚度情况下, (a) 表面势 φ_{S} 及 (b) 中心点电势 φ_0 随栅源极电压变化的关系

Fig. 4. (color online) In the case of different thickness of gate oxide and IGZO film, (a) φ_{S} and (b) φ_0 versus gate-to-source voltage (V_{GS}).

4 结 论

本文提出了一种同步对称双栅 IGZO TFTs 的沟道电势的解析模型. 该模型包括了 IGZO TFTs 缺陷态密度对 Poisson 方程的影响, 结合表面电势边界条件和 Lambert 函数, 得到了表面电势 φ_{S} 和中心点电势 φ_0 的解析表达式. 本文对比了所提出的双栅模型电势和 TCAD 的模拟结果, 在器件的亚

阈区域以及阈值电压以上区域, 表面电势 φ_{S} 和中心点电势 φ_0 的模型计算值与数值计算值均有较高程度的符合. 本文还详细地讨论了栅介质层厚度以及 IGZO 层厚度对表面电势 φ_{S} 和中心点电势 φ_0 的影响. 该模型可用于新型 IGZO TFT 的电路设计软件开发中.

参考文献

[1] Kim Y, Kim Y, Lee H 2014 *J. Dis. Technol.* **10** 80

- [2] Zheng Z, Jiang J, Guo J, Sun J, Yang J 2016 *Organic Electron.* **33** 311
- [3] Liu F, Qian C, Sun J, Liu P, Huang Y, Gao Y, Yang J 2016 *Appl. Phys. A* **122** 311
- [4] Han D D, Chen Z F, Cong Y Y, Yu W, Zhang X, Wang Y 2016 *IEEE Trans. Electron Dev.* **63** 3360
- [5] Cai J, Han D D, Geng Y F, Wang W, Wang L L, Zhang S D, Wang Y 2013 *IEEE Trans. Electron Dev.* **60** 2432
- [6] Jeon C, Mativenga M, Geng D, Jang J 2016 *SID Symposium* (San Francisco: Wiley) **47** 65
- [7] Smith J T, Shah S S, Goryll M, Stowell J R, Allee D R 2014 *IEEE Sensors J.* **14** 937
- [8] Tai Y H, Chou L S, Chiu H L, Chen B C 2012 *IEEE Electron Dev. Lett.* **33** 393
- [9] Kaneyasu M, Toyotaka K, Shishido H, Isa T, Eguchi S, Miyake H, Hirakata Y, Yamazaki S, Dobashi M, Fujiwara C 2015 *J. Soc. Inform. Dis.* **46** 857
- [10] Baek G, Bie L, Abe K, Kumomi H, Kanicki J 2014 *IEEE Trans. Electron Dev.* **61** 1109
- [11] Hong S, Lee S, Mativenga M, Jang J 2014 *IEEE Electron Dev. Lett.* **35** 93
- [12] He X, Wang L Y, Xiao X, Deng W, Zhang L T, Chan M S, Zhang S D 2014 *IEEE Electron Dev. Lett.* **35** 927
- [13] Chang K J, Chen W T, Chang W C, Chen W P, Nien C C, Shih T H, Lu H H, Lin Y 2015 *SID Symposium* (San Jose: Wiley) **46** 1203
- [14] Baudrand H, Ahmed A A 1984 *IEEE Electron. Lett.* **20** 33
- [15] Young K K 1989 *IEEE Trans. Electron Dev.* **36** 399
- [16] Yuan T 2000 *IEEE Electron Dev. Lett.* **21** 245
- [17] Ortiz-Conde A, García-Sánchez F J, Malobabic S 2005 *IEEE Trans. Electron Dev.* **52** 1669
- [18] Wang C C, Hu Z J, He X, Liao C W, Zhang S D 2016 *IEEE Trans. Electron Dev.* **63** 3800
- [19] Körner W, Urban D F, Elsässer C 2013 *J. Appl. Phys.* **114** 163704
- [20] Torricelli F, O'Neill K, Gelinck G H, Myny K, Genoe J, Cantatore E 2012 *IEEE Trans. Electron Dev.* **59** 1520
- [21] Alvarado J, Iñiguez B, Estrada M, Flandre D, Cerdeira A 2010 *Int. J. Number. Model. Electron. Netw. Dev. Fields* **23** 88
- [22] Hoorfar A, Hassani M 2008 *J. Inequalities Pure Appl. Math.* **9** 51
- [23] Enz C C, Krummenacher F, Vittoz E A 1995 *Analog Integr. Circuits Process.* **8** 83
- [24] Chatterjee A, Machala C F, Yang P 1995 *IEEE Trans. Computer-Aided Design Integr. Syst.* **14** 1193

Analytical channel potential model of amorphous InGaZnO thin-film transistors with synchronized symmetric dual-gate*

Qin Ting Huang Sheng-Xiang[†] Liao Cong-Wei Yu Tian-Bao Deng Lian-Wen

(School of Physics and Electronics, Central South University, Changsha 410083, China)

(Received 18 January 2017; revised manuscript received 21 February 2017)

Abstract

Oxide indium gallium zinc thin film transistor (IGZO TFT) is a promising candidate for mass production of next-generation flat panel display technology with high performance. This is due to many merits of IGZO TFTs, such as high mobility, excellent uniformity over large area, and low cost. In recent years, IGZO TFTs with dual gate structure have attracted enormous attention. Compared with the conventional single gate IGZO TFTs, the dual gate IGZO TFTs have many advantages including increased driving ability, reduced leakage current, and improved reliability for both negative biasing stressing and positive biasing stressing. Although the measurement results of fabricated circuit samples have proven that dual gate IGZO TFTs are beneficial for the integration of digital circuit and active matrix light emitting display with in-array or external compensation schematics, there has been no proper analytic model for dual gate IGZO TFTs to date. As the analytic model is crucial to circuit simulations, there are great difficulties in circuit designs by using dual gate IGZO TFTs. Although there are some similarities between the operating principal of the dual gate IGZO TFTs and that of the dual gate silicon-on-insulator devices, the complexity of conducting mechanism of IGZO TFTs is increased due to the existence of sub-gap density of states (DOS) in the IGZO thin film. In this paper, an analytical channel potential model for IGZO TFT with synchronized symmetric dual gate structure is proposed. Gaussian method and Lambert function are used for solving the Poisson equation. The DOS of IGZO thin film is included in the proposed model. Analytical expressions for the surface potential (φ_S) and central potential (φ_0) of the IGZO film are derived in detail. And the proposed channel potential model is valid for both sub-threshold and above-threshold region of IGZO TFTs. The influences of geometry of dual-gate IGZO TFT, including thickness values of gate oxide layer and IGZO layer, on the device performance are thoroughly discussed. It is found that in the case of small gate-to-source voltage (V_{GS}), as the conducting of IGZO layer is weak, both φ_S and φ_0 increase linearly with the increase of V_{GS} due to the increase of voltage division between the oxide and IGZO layer. However, the increase of φ_S and φ_0 starts to saturate once V_{GS} is larger than threshold voltage due to the shielding of electrical field by the induced electron layer of IGZO surface. With the evolution of V_{GS} , the calculated results of φ_S and φ_0 by using the proposed dual gate IGZO TFT model are in good agreement with the numerical results by technology computer aided design simulation method. Therefore, the proposed model is promising for new IGZO TFT electronics design automation tool development.

Keywords: dual-gate thin film transistor, InGaZnO, channel potential, analytic model

PACS: 71.23.An, 72.20.Fr, 73.20.At

DOI: 10.7498/aps.66.097101

* Project supported by the Science and Technology Project of Hunan Province, China (Grant No. 2015JC3041).

[†] Corresponding author. E-mail: hsx351@csu.edu.cn