

基于 Savitzky-Golay 滤波器的 MOSFET 阈值电压提取技术

杨红官, 朱坤顺, 朱晓君

(湖南大学物理与微电子科学学院, 湖南长沙 410082)

摘要: MOS(Metal-Oxide-Semiconductor)器件阈值电压提取过程中的一些求导运算放大了测量数据中所包含的涨落因素(噪声和测量错误),使阈值电压提取过程变得不稳定.本文采用 Savitzky-Golay 低通滤波算法,求导运算和滤波过程同时进行,有效地抑制了测量数据中的涨落.再结合目标曲线峰值附近局域匹配系数判据,阈值电压提取过程就可以稳定且自动地完成,这为 MOSFET(MOS Field-Effect Transistor)特性分析及集成电路设计工作带来很大方便.

关键词: 金属氧化物半导体场效应晶体管; 阈值电压; 测量涨落; Savitzky-Golay 滤波器

中图分类号: TN386.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 11-2242-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.11.020

A Technique for Extracting the Threshold Voltage of MOSFET Based on Savitzky-Golay Filter

YANG Hong-guan, ZHU Kun-shun, ZHU Xiao-jun

(College of Physics and Microelectronics Science, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract: Originally from the noise and errors in measurement, the fluctuations make the extraction of MOSFET's threshold voltage unstable, which will become worse in the case of the derivation operation. We proposed that the Savitzky-Golay filtering algorithm could be introduced into the derivation process in order to alleviate the influence of fluctuations effectively. A criterion for assessing the goodness of filtering was presented, and then the extraction of threshold voltage of MOSFET could be achieved stably and automatically, which will be in favor of the characterizing MOS devices and designing integrated circuits.

Key words: mos field-effect transistor(MOSFET); threshold voltage; measurement fluctuations; Savitzky-Golay filter

1 引言

随着集成电路集成度的不断提高,阈值控制技术的不断改进,MOSFET的阈值电压在持续降低,因此器件工作特性模拟和集成电路设计需要更加精确和更加稳定的阈值电压提取技术^[1,2].一般地,阈值电压参数经常是从测量源漏电流随栅源电压变化的跨导特性曲线即 $I_{DS} - V_{GS}$ 关系曲线出发,采用一些具有明确物理含义的方法提取出来的.广泛使用的方法包括恒电流方法、线性区外推方法、二阶导数方法等等^[3].其中恒电流方法最为简单,它以源漏电流等于某个事先规定的常数时所对应的栅源电压为阈值电压值 V_{TH} ,该方法只需作一次测量即可确定阈值参量的数值;线性区外推方法是以 $I_{DS} - V_{GS}$ 关系曲线上最大斜率点线性外插到 $I_{DS} = 0$

所得到的截距为阈值电压值 V_{TH} ,该方法物理本质明晰,提取过程也并不复杂.恒电流方法的缺点是常数电流值的确定显得颇为随意,而线性区外推方法则要受到源漏寄生电阻的影响.为了克服这些不足,H S Wong 等人提出了一种以 $I_{DS} - V_{GS}$ 关系曲线上二阶导数最大值所对应的栅源电压为阈值电压值 V_{TH} 的二阶导数方法^[4].该方法的提出是基于以下考虑:在 MOSFET 器件的 SPICE 简化模型中规定^[5],当 $V_{GS} < V_{TH}$ 时, $I_{DS} = 0$; 当 $V_{GS} > V_{TH}$ 时, I_{DS} 与 V_{GS} 成线性变化.这样以来器件的跨导 $G_M (\equiv dI_{DS}/dV_{GS})$ 随 V_{GS} 变化的关系必然是一个台阶函数,台阶的转折位置就位于 $V_{GS} = V_{TH}$ 处,此处 $I_{DS} - V_{GS}$ 函数的二阶导数 $G_{M2} (\equiv dG_M/dV_{GS} \equiv d^2 I_{DS}/dV_{GS}^2)$ 为无穷大.对于一个实际的 MOSFET 器件,二阶导数 G_{M2} 当然

不会有无穷大的取值,而是在 $V_{GS} = V_{TH}$ 处出现最大值.因此二阶导数方法就是以寻求 $I_{DS} - V_{GS}$ 函数的二阶导数 G_{M2} 的最大值为提取阈值电压参量出发点的.

可是,在 $I_{DS} - V_{GS}$ 关系曲线的测量过程中,源自测量仪器与被测器件中的各种噪声会带来被测数据值的随机涨落,这些随机涨落使提取阈值电压参量的过程变得不稳定^[6,7],尤其是在集成电路特征尺寸进入到纳米尺度后,器件开态电流很小,随机涨落的影响会更大.不幸的是,从本质上讲,求导运算相当于高通滤波过程,二阶导数方法更加放大了测量数据所包含的随机涨落因素,严重地影响器件阈值参量提取的稳定性.为了能采用二阶导数方法稳定地提取纳米级 MOS 器件的阈值电压,本文在对 $I_{DS} - V_{GS}$ 函数关系求导的过程中同时引入 Savitzky-Golay (S-G)低通滤波运算,来抑制测量数据中所包含的随机涨落,达到优化阈值电压参量提取过程的目的.同时,本文又提出了用 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线峰值附近局域匹配系数作为 S-G 低通滤波效果优劣的判据.S-G 滤波器及滤波效果判据可编程嵌入到测量系统的数据分析软件中,在测量获取 $I_{DS} - V_{GS}$ 数据的同时即可在微机上自动完成阈值电压参数的提取.这种稳定而且自动地提取阈值电压的技术将会为 MOS 器件特性模拟以及集成电路设计工作带来很大方便.

2 实验测量与分析

本文测试分析的器件是采用 65nm 技术制造的体硅 n 沟道 MOSFET 器件,栅氧化层厚度、沟道长度和沟道宽度分别为 5nm、55nm 和 95nm.测量是在 Agilent4156C 半导体参数分析仪上进行的,环境温度为 24℃,衬底偏压为 0,源漏偏压为 $V_{DS} = 10\text{mV}$,栅源电压

的取值范围为 $V_{GS} = [-2.5 \quad 2.5]\text{V}$,步长 $\Delta V_{GS} = 0.02\text{V}$.图 1(a)给出了 MOSFET 器件的源漏电流随栅源电压变化 $I_{DS} - V_{GS}$ 测量曲线,栅源电压 V_{GS} 从 -2.5V 开始扫描,每增加 0.02V 测量一次源漏电流 I_{DS} ,到 $V_{GS} = 2.5\text{V}$ 共测得 $N = 251$ 个数据点 ($V_{GS}[n], I_{DS}[n]$),其中 $n = 1, 2, 3, \dots, N$ 为数据点的标号.从图中可以看出,随着栅压 V_{GS} 从负值向正值扫描,源漏电流 I_{DS} 开始取非常小的数值,在某一个电压附近突然迅速变大,这对应着 MOS 器件表面从弱反型状态过渡到强反型状态,表面沟道开始形成;接着,随着栅压增大,表面沟道中反型电荷增多, $I_{DS} - V_{GS}$ 曲线会达到一个最大的斜率点(称之为拐点);之后,由于垂直于表面的电场增强,使得沟道迁移率下降, $I_{DS} - V_{GS}$ 曲线的斜率逐渐变小,最后近似地趋向于一个恒定的数值^[8].这些变化趋势从图 1(b)中的跨导 $G_M - V_{GS}$ 曲线中也能明显地反映出来, $G_M - V_{GS}$ 曲线上的最大值点对应着 $I_{DS} - V_{GS}$ 曲线上的拐点.在拐点之前(即从拐点指向栅压的负方向), $I_{DS} - V_{GS}$ 曲线是向左上方开口的弯曲线,此弯曲线上必然存在着一个二阶导数为极大值的点,此点对应着 $G_M - V_{GS}$ 曲线上斜率最大值的点,它所对应的栅源电压就是二阶导数方法所取的 MOS 器件的阈值电压 V_{TH} .但是,从图 1(c)中二阶导数 $dG_M/dV_{GS} - V_{GS}$ 曲线可以看出,由于求导过程放大了测量数据中的随机涨落,使得在二阶导数曲线上不能稳定地获取极大值点.这表明,必须引入低通滤波算法在求导过程中过滤或抑制这些随机涨落,才能稳定地获取二阶导数极大值点,进而稳定地提取 MOS 器件的阈值电压.

图 1 中跨导 G_M 用下面公式求出,

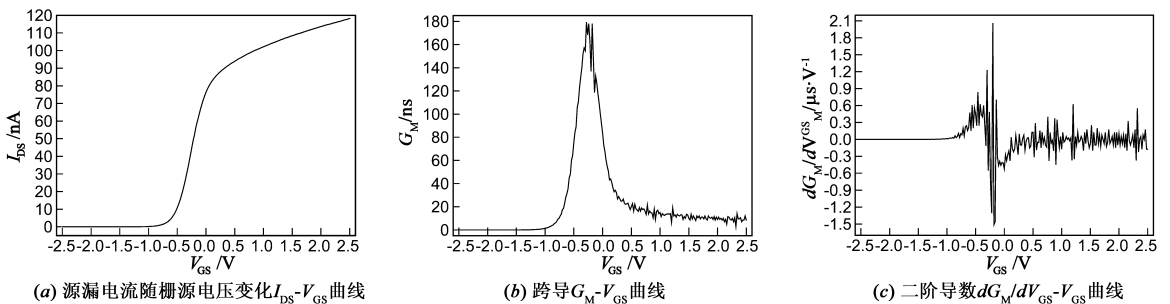


图1

$$G_M[n] = \frac{I_{DS}[n] - I_{DS}[n-1]}{\Delta V_{GS}}, \quad (1)$$

而二阶导数 G_{M2} 用公式(2)求出,

$$G_{M2}[n] = \frac{I_{DS}[n+1] - 2I_{DS}[n] + I_{DS}[n-1]}{\Delta V_{GS}^2} \quad (2)$$

3 Savitzky-Golay 滤波算法

3.1 二阶导数的计算

图 2 给出了采用 Savitzky-Golay 滤波器计算 I_{DS} 对 V_{GS} 的二阶导数 $G_{M2} \equiv d^2 I_{DS}/dV_{GS}^2$ 的过程,在计算二阶导数的同时引入了卷积运算来实现平滑降噪的效果^[9-11].图中圆角阴影矩形表示的是卷积窗口,窗口的

中心点在 $I_{DS}[n]$ 处, m 称为窗口的半长度, 即在中心点前后各取 m 个数据点, 共 $WL = 2m + 1$ 个原始数据点参与卷积运算. $C_{-m}, \dots, C_0, \dots, C_m$ 称为卷积系数, 卷积系数的个数等于卷积窗口长度 WL . 计算时, 先以窗口内原始数据点乘以相对应的卷积系数, 再把这些乘积相加, 以其和乘以 $2/(NC \cdot \Delta V_{GS}^2)$, 即得到滤波降噪后的二阶导数值 $G_{M2}[n]$. 上述运算过程可用式(3)表示,

$$G_{M2}[n] = \frac{2 \cdot \sum_{s=-m}^{s=m} C_s I_{DS}[n+s]}{NC \cdot \Delta V_{GS}^2} \quad (3)$$

其中 NC 为卷积系数的归一化因子, 而 $n = m + 1, m + 2, \dots, N - m$. 注意到 $G_{M2}[n]$ 的下标 $[n]$ 对应着卷积窗口的中心, 移动窗口的位置同样可以求出其它下标所对应的二阶导数值. 上述算法的最大优点就是滤波过程和求导运算同时完成, 并且能较好地保持目标曲线峰值的位置. 不过, 它也有两个缺点. 缺点之一是在滤波运算过程中舍弃掉了数据链两端各 m 个数据点, G_{M2} 数组的标号只能从 $[m + 1], \dots$, 到 $[N - m]$. 由于本实验测量的原始数据点足够多, 在卷积窗口长度不是非常大的情况下, G_{M2} 数组两端舍弃掉 $2m$ 个数据点不会影响到 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线上峰值的位置, 自然也不会影响到器件阈值参量的提取. 缺点之二是随着窗口长度的增大, 滤波后的 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线逐渐“平坦化”, 即曲线的峰值逐渐变低. 因此, 并不是卷积窗口的长度越大, 滤波效果越好. 如何能够得到滤波效果足够好且能稳定地提取阈值参量的 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线就成了一个问题. 在下文第 4 节中, 我们提出了一个衡量滤波效果的局域匹配系数的概念, 成功地解决了这个困难.

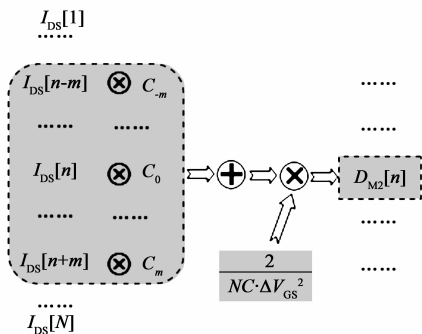


图2 S-G低通滤波器算法框图

3.2 卷积系数的计算

在文献[9]中, A Savitzky 和 M Golay 基于多项式通过移动窗口利用最小二乘法进行最佳拟合给出了 S-G 滤波器的卷积系数计算方法, 其推导过程如下:

取一组连续的测量数据点 $x(i)$, i 的取值为 $2m + 1$ 个连续的整值, 即 $i = -m, \dots, 0, \dots, m$. 构造一个 p 阶多项式(其中 $p < 2m + 1$)来拟合这一组数据

$$f_i = \sum_{k=0}^p a_{pk} i^k \quad (4)$$

拟合值与测量值误差的平方和为

$$E = \sum_{i=-m}^m [f_i - x(i)]^2 = \sum_{i=-m}^m \left[\sum_{k=0}^p a_{pk} i^k - x(i) \right]^2 \quad (5)$$

测量数据点最佳拟合的条件是 E 对多项式各系数的导数为零, 即

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial a_{pr}} &= \frac{\partial}{\partial a_{pr}} \left\{ \sum_{i=-m}^m \left[\sum_{k=0}^p a_{pk} i^k - x(i) \right]^2 \right\} \\ &= 2 \sum_{i=-m}^m \left[\sum_{k=0}^p a_{pk} i^k - x(i) \right] i^r = 0, \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $r = 0, 1, 2, \dots, p$. 交换等式中两求和号的顺序, 上式可变为

$$\sum_{k=0}^p a_{pk} \sum_{i=-m}^m i^{k+r} = \sum_{i=-m}^m x(i) i^r, \text{ 或者 } \sum_{k=0}^p a_{pk} S_{k+r} = F_r, \quad (7)$$

其中 $S_{r+k} = \sum_{i=-m}^m i^{k+r}, F_r = \sum_{i=-m}^m x(i) i^r$.

给定需要拟合的窗口长度 $2m + 1$ 、多项式的次数 p 以及待拟合的测量数据, 利用式(7)就可以计算出卷积系数. A Savitzky 和 M Golay 分别计算出了 2、3、4、5 次多项式最小二乘法拟合的卷积系数, 给出了卷积系数表^[9,10]; H Madden 给出了这些卷积系数的计算公式^[12].

本文从 $I_{DS} - V_{GS}$ 测量数据出发采用 S-G 滤波器来计算其二阶导数 G_{M2} , 选择拟合多项式的次数 $p = 4$, 卷积窗口的长度从 $WL = 7$ 到 $WL = 59$ (m 从 3 到 29), 相应的卷积系数由下列公式求出^[12]

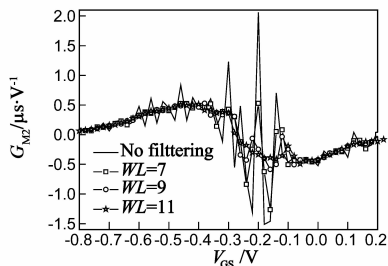
$$\begin{aligned} \frac{C_s}{NC} &= \left(-\frac{105}{2} \right) \times \{ 15(6m^2 + 6m - 5)s^4 - 21(4m^4 + 8m^3 - \\ &4m^2 - 8m + 5)s^2 + 5m(2m^5 + 6m^4 - m^3 - 12m^2 - m \\ &+ 6) \} \div \{ (2m + 5)(2m + 3)(2m + 1)(2m - 1) \\ &\times (2m - 3)(m + 2)(m + 1)(m)(m - 1) \}, \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $s = -m, -m + 1, \dots, 0, \dots, m - 1, m$.

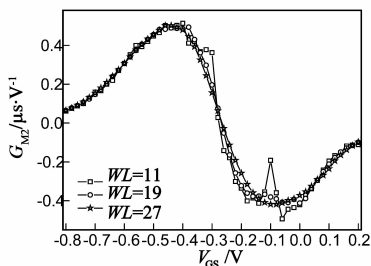
4 结果与讨论

图 3 给出了不同窗口长度下计算出的 $I_{DS} - V_{GS}$ 的二阶导数曲线. 图 3(a) 中的“*No filtering*”曲线即是图 1(c) 的曲线, 是由公式(2)计算得到的, 放在图中作为比较. 从图 3(a) 很明显地看出, 随着滤波窗口的增大, 从“*No filtering*”(窗口长度标记为 $WL = 0$) 到 $WL = 7$ 再到 $WL = 9$ 和 11, 数据涨落逐渐被抑制. 图 3(b) 中, 当 $WL = 11$ 和 19 时, 还可观察到很小的涨落, 但当 $WL = 27$ 时, 就基本上看不到曲线上有“毛刺”存在, 曲线就变得非常“光滑”了. 不过, 当窗口长度进一步增加时, 从图 3(c) 看出, 虽然曲线仍然非常光滑, 但是其峰值变低了. 那么, 我们到底应该以哪一条滤波后的二阶导数曲线作为提取阈值电压的基准呢? 这里引入一个评价滤波效果优劣的判据, 即两条相邻窗口长度的拟合曲线在

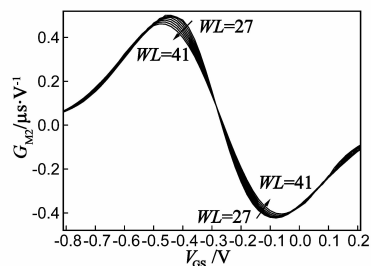
峰值附近的失配系数,用公式表示为



(a) 未经滤波的曲线和窗口长度分别为 $WL = 7, 9, 11$ 的曲线



(b) 窗口长度分别为 $WL = 11, 19, 27$ 的曲线



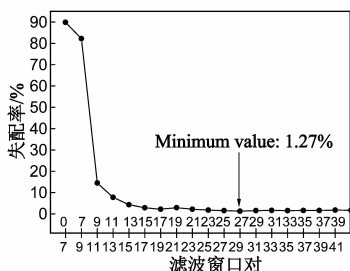
(c) 窗口长度从 $WL = 27$ 到 $WL = 41$ 的曲线

图3 不同窗口长度下计算出的二阶导数曲线

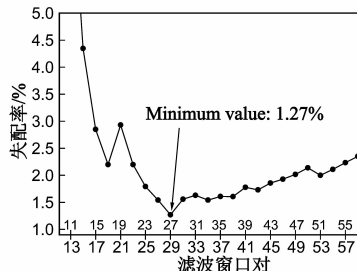
$$\eta = \frac{2 \cdot \sum_{n=nm-5}^{n=nm+5} |G_{M2,(m)}[n] - G_{M2,(m+1)}[n]|}{\sum_{n=nm-5}^{n=nm+5} |G_{M2,(m)}[n]| + \sum_{n=nm-5}^{n=nm+5} |G_{M2,(m+1)}[n]|} \times 100\% \quad (9)$$

其中 $G_{M2,(m)}$ 表示卷积窗口长度为 $WL = 2m + 1$ 时计算得到的二阶导数值, $G_{M2,(m+1)}$ 表示卷积窗口长度为 $WL = 2(m + 1) + 1$ 时的二阶导数值. 特别地, $WL = 0$ 表示“*No filtering*”曲线,与它相邻的曲线是 $WL = 7$. nm 表示曲线 $G_{M2,(m)} - V_{GS}$ 上最大值对应的下标. 由于本研究的关注点在 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线的峰值,因此失配系数 η 的计算只对峰值附近的少数点(11 个点)进行. 从式(9)可知,失配系数越小,两曲线在其峰值附近就越匹配,以此来衡量 S-G 滤波器滤波效果的优劣,作为稳定地提取阈值电压的出发点.

图 4 给出了相邻窗口长度二阶导数曲线峰值附近



(a) 相邻窗口长度二阶导数曲线峰值附近失配系数与相邻窗口对的关系



(b) 最小失配系数附近的放大图

图4

失配系数随“相邻窗口对”(Window-pairs)变化的计算结果. 从图 4(a)看出,当窗口长度较小时,两相邻曲线峰值附近失配系数较大,意味着滤波效果不佳;窗口长度增大时,失配系数迅速减小,意味着更多的涨落被抑制掉了,两相邻曲线的峰值近似地趋于一致. 可是,当卷积窗口过大时,参与卷积运算的数据点过多,曲线逐渐有“平坦化”的倾向,致使失配系数在到达一个极小值后缓慢上升,图 4(b)的放大图能清楚地看出这种变化关系. 我们就以失配系数极小值所对应的窗口长度得到的拟合曲线作为具有最佳滤波效果的曲线,即 $WL = 27$ 和 29 时,对应的两条 $G_{M2} - V_{GS}$ 曲线既有极佳的降噪效果,又很好的保持了信号成分.

图 5 给出了阈值电压的抽取值与滤波器窗口长度之间的关系. 按照上面的讨论, $WL = 27$ 时, $V_{TH} = -0.46V$; $WL = 29$ 时, $V_{TH} = -0.44V$. 这里取两者的平均值 $V_{TH} = -0.45V$ 作为最后的结果.

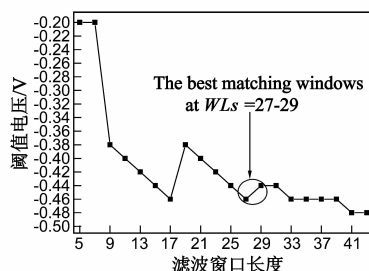


图5 提取的阈值电压值与卷积窗口长度的关系

5 结论

随着集成电路特征尺寸进入到纳米量级, MOS 器件开态电流变得更小,在器件 $I_{DS} - V_{GS}$ 跨导特性测量中的源自测量系统或被测器件的噪声所引起的随机涨落给器件特性参数的提取带来了更大的困难. 特别是在利用二阶导数方法提取器件阈值参量时,求导运算放大了测量数据中包含的涨落因素,使参数提取过程变得很不稳定. 本文采用 Savitzky-Golay 低通滤波算法,求

导运算和滤波过程同时完成,有效地降低了噪声对阈值电压提取过程的干扰. 并且提出了以目标曲线峰值附近局域匹配系数作为衡量滤波效果优劣的判据,使得阈值参量提取过程可以自动完成. 这种稳定且自动的提取 MOS 器件阈值电压的技术,会给纳米级 MOS 器件特性分析和集成电路设计工作带来很大方便.

参考文献

[1] 陈建军,陈书明,梁斌,等. NBTI 效应导致 SET 脉冲在产

- 生与传播过程中的展宽[J]. 电子学报, 2011, 39(5): 996 - 1001.
- Chen J, Chen S, Liang B, et al. NBTI induced SET pulse broadening in the production and propagation [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(5): 996 - 1001. (in Chinese)
- [2] 代月花, 高珊, 柯导明, 陈军宁. 基于二维电势分布的一种新型复合多晶硅栅 LDMOS 阈值电压模型[J]. 电子学报, 2007, 35(5): 844 - 848.
- Dai Y, Gao S, Ke D, chen J. Threshold voltage model of a novel dual polysilicon material gate LDMOS based on two dimensional potential distribution [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(5): 844 - 848. (in Chinese)
- [3] A Ortiz-Conde, Sanchez, F J Garcia, Liou J J, et al. A review of recent MOSFET threshold voltage extraction methods [J]. Microelectronics Reliability, 2002, 42: 583 - 596.
- [4] Wong H S, White M H, Krutsick T J, et al. Modeling of transconductance degradation and extraction of threshold voltage in thin oxide MOSFETs [J]. Solid-State Electronics, 1987, 30(9): 953 - 958.
- [5] N 艾罗拉著, 张兴, 李映雪, 等, 译. 用于 VLSI 的小尺寸器件模型 [M]. 科学出版社, 1999. 578 - 589.
- N Ailuola, Translated by X Zhang, Y Li, et al. Small Device Models for VLSI simulation [M]. Science Press, 1999. 578 - 589. (in Chinese)
- [6] Young Choi Woo, Woo Dong-Soo, Yong Choi Byung, et al. Stable extraction of threshold voltage using trans-conductance change method for CMOS modeling, simulation and characterization [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2004, 43 (4B): 1759 - 1762.
- [7] 陈龙超, 范文慧. 高灵敏低噪声太赫兹光电探测器研究 [J]. 电子学报, 2012, 40(9): 1705 - 1709.
- Chen L, Fan W. Study on high sensitivity and low noise electro-optic terahertz detector [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40 (9): 1705 - 1709. (in Chinese)
- [8] Taur, Yuan; Ning, Tak H. Fundamentals of Modern VLSI Devices [M]. 2nd, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998. 117 - 135.
- [9] Savitzky A, Golay J. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures [J]. Analytical Chemistry, 1964, 36(8): 1627 - 1639.
- [10] Steinier J, Termonia Y, Deltour J. Comments on smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedure [J]. Analytical Chemistry, 1972, 44(11): 1906 - 1909.
- [11] Schafer R W. What Is a savitzky-golay filter? [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(4): 111 - 117.
- [12] Madden H H. Comments on the savitzky-golay convolution method for least-squares fit smoothing and differentiation of digital data [J]. Analytical Chemistry, 1978, 50(5): 1383 - 1386.

作者简介



杨红官(通信作者) 男, 1966年11月生于河南省夏邑县. 2004年毕业于南京大学物理系微电子学与固体电子学专业, 获工学博士学位. 2008年至2009年在日本静冈大学电子工学研究所从事博士后研究. 2004年至今在湖南大学物理与微电子科学学院工作, 副教授. 感兴趣的方向为纳米级电子器件和纳米级集成电路设计, 已发表学术论文40余篇.

E-mail: yanghg@hnu.edu.cn