

一个金属-半导体-金属光电探测器等效电路模型¹

高建军 高葆新 梁春广*

(清华大学微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

*(河北半导体研究所 石家庄 050051)

摘 要 本文提出了一个新的基于外端口直流、交流特性的金属-半导体-金属光电二极管 (MSM PD) 的等效电路模型, 同时给出了直流模型和电容模型参数的物理含义, 利用该模型得到的模拟结果和实测结果吻合很好。

关键词 MSM 光电二极管, 等效电路模型, 微波仿真

中图分类号 TN36

1 引 言

光电探测器 (PD) 是光纤通信和光电检测系统中光信号转换的关键器件, 是光电集成电路 (OEIC) 接收机的重要组成部分。目前, 由于光纤通信系统速率的不断提高, 对高速响应的光电探测器的研究成为一个重要的课题。与其它类型 PD 相比, 金属-半导体-金属光电二极管 (MSM PD) 具有以下三个方面的特点: (1) 极低的分布电容, 更高的工作速度。目前报道的最快的渡越时间限制的 MSM PD 其 3dB 带宽为 300GHz^[1]; (2) 小的暗电流; (3) 在结构和工艺方面与 MESFET、HEMT 等高速微波晶体管兼容, 这对建立 PD-FET 结构的 OEIC 光接收机非常重要。

OEIC 计算机辅助设计的发展, 要求建立相应的光子器件等效电路模型, 通常采用一个简单的 MSM PD 线性等效电路模型来仿真器件和接收机的频率响应特性, 该模型过于简单, 不能反映器件内部特性。E. Sano 通过求解泊松方程、电流连续方程和速率方程得到了一个电导和电容并联的电路模型^[2], 该模型的不足之处在于: 首先是在求解物理方程时基于多种假设得到的近似表达式, 影响了模型的精度; 其次是需要获取众多的物理参数, 如载流子速度、寿命等。这会使模型在实际应用中遇到困难。并且该模型只能用于时域分析, 有一定的局限性。

本文在基于外端口直流、交流特性的基础上, 提出了一个完整的 MSM PD 等效电路模型, 同时解释了直流模型和电容模型参数的物理含义。其特点在于既反映了器件内部特性, 又避免了求解物理方程所遇到的问题。该模型在 SPICE 程序中实现, 可以进行直流、交流和瞬态分析。模拟结果和实际测量结果的吻合验证了模型的精度。

2 模型的建立

2.1 MSM PD 器件结构及基本工作原理

从结构上来说, MSM PD 是由两个背靠背的肖特基势垒二极管构成的, 从外型看, 它由半导体基片上的两个金属电极 (肖特基接触) 之间的夹层组成光敏区。图 1 给出了 MSM PD 结构示意图和 M-S-M 结示意图。

¹ 1997-12-09 收到, 1998-09-24 定稿

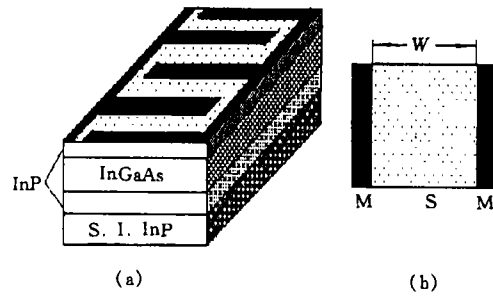


图1 MSM PD 结构示意图 (a) 和 M-S-M 结构示意图 (b)

当对 MSM PD 施加电压后, 两个结一个正偏一个反偏。随着电压的增加, 最终达到穿透电压 V_{RT} 时, 正向和反向偏置耗尽区相遇, 宽度总和为 W 。随着电压的进一步增加, 正偏结能带变平, 此时的偏置电压称为平带电压 V_{FB} , 定义如下^[3]:

$$V_{RT} = V_{FB} - 2\sqrt{V_{FB}V_D}, \quad (1)$$

$$V_{FB} = q \frac{NL^2}{2\xi}, \quad (2)$$

其中 V_D 为势垒高度, q 为电子电荷, L 为电极之间的间距, N 为有源区载流子浓度, ξ 为半导体介电常数。

当外加偏压 $V_{RT} < V < V_{FB}$ 时, 暗电流密度计算公式为:

$$J = J_{ns} \exp[q\Delta\phi_n/(kT)] + J_{ps} \{ \exp[-q(V - V_{FB})/(4kTV_{FB})] - \exp[-q/(kTV_D)] \}. \quad (3)$$

当外加偏压 $V > V_{FB}$ 时, 暗电流密度计算公式为

$$J = J_{ns} \exp[q\Delta\phi_n/(kT)] + J_{ps} \exp[q\Delta\phi_p/(kT)], \quad (4)$$

其中 J_{ns} 和 J_{ps} 分别为电子和空穴饱和电流密度。

MSM PD 可以在多种基片上 (如 GaAs 和 InP 等材料) 完成, 主要包括有源区层和其上方的缓冲层。有源区厚度的选择需要折衷考虑, 原因是有源区厚度的增加虽然可以使量子效率提高, 但是会使有源区底部电场下降, 导致载流子速率下降, 频率响应带宽下降, 因此有源区厚度需要在响应度与带宽之间折衷。有源区上方的缓冲层可以降低界面上的电荷存储效应, 提高势垒高度, 降低暗电流, 从而减小光接收机中暗电流的噪声贡献, 当势垒高度达到 0.7V 时, 暗电流的影响可以忽略不计; 有源区下方的缓冲层可以减小从基片到有源区的方向传输损失。同时平带电压 V_{FB} 越大, 需要的外加偏置电压越大, 因此为降低功耗, 尽量采用低掺杂的有源区。

2.2 直流模型

图 2(a) 给出了金属电极宽度与电极之间的间距均为 $2\mu\text{m}$ (即 2×2), 有源区 (材料为 InGaAs) 面积为 $50 \times 50\mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[4] 的 $I-V$ 特性测量曲线, 其输入功率范围为 $0.6 \text{ mW} \sim 2.0 \text{ mW}$; 图 2(b) 给出了金属电极宽度为 $3\mu\text{m}$, 电极之间的间距均为 $3\mu\text{m}$ (即 3×3), 有源区 (材料为 GaAs) 面积为 $100 \times 100\mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[5] 的 $I-V$ 特性测量曲线。其输入功率范围为 $10\mu\text{W} \sim 30\mu\text{W}$ 。从图中可以看到, 当电压低于穿透电压 (正向和反向偏置耗尽区接触时的电压) 时, 有源区没有全部耗尽, 电流受到正向偏置结势垒的限制, 电流很小; 当电压高于穿透电压而低于平带电压 (正向偏置结处能带变平时的电压) 时, 正向偏置结势垒消失, 电流上升很快; 当电压高于平带电压时, 金属下方有源区全部耗尽且电场均为负值, 电流趋于常数。

虽然 MSM PD 为电单端口器件, 但是为了模拟器件光端口的特性, 需要把器件当作电两端口器件来进行建模, 即把光端口当作电压控制端口来对待。

MSM PD 的 $I-V$ 特性和微波晶体管非常相像, 利用类似 GaAs MESFET 直流公式^[6] 来对其建模, 并赋予模型参数的新的物理含义。

$$I_{sp} = \beta(P_{in}/P_0)[1 + \lambda(V - V_{RT})]\tanh[\alpha(V - V_{RT})], \quad (5)$$

式中 I_{sp} 为光生电流, P_{in} 为输入光功率, P_0 为归一化常数, V 为偏置电压. 下面分别讨论模型参数的物理含义.

如果在 $V \geq V_{FB}$ 时, 光生电流 I_{sp} 不随偏置电压变化, 且与输入光功率之比为常数, 即光生电流可定义为 $I_{sp} = RP_{in}$, R 为响应度. 此时 (3) 式必有 $\lambda = 0$, $\tanh[\alpha(V - V_D)] \approx 1$, 则 $I_{sp} = \beta P_{in}/P_0$. 因此我们定义 β 为饱和响应度参数, 单位与响应度的单位一致: 安培/瓦特 (A/W).

当 $V \geq V_{FB}$ 时, 有源区全部耗尽且电场均为负值, 载流子速度达到饱和, 光生电流应该保持常数, 但是 $I-V$ 特性显示 I_{sp} 仍然在随着偏置电压的增加而缓慢增加, 这说明存在随偏置电压变化的内部电流增益, 从实际测试和内部量子效率大于 100% 均可得到证明^[6], 因此定义参数 λ 为内部电流增益系数, 单位为: 伏⁻¹(V⁻¹).

当平带电压 V_{FB} 较大时, 光生电流 I_{sp} 上升缓慢, 而平带电压 V_{FB} 较小时, 光生电流 I_{sp} 上升很快, 这与 α 的作用相反, 因此参数 α 由 V_{FB} 大小决定, 且与 V_{FB} 成反比, 称为平带电压参数. 单位为: 伏⁻¹(V⁻¹).

利用 (5) 式对测量得到的 $I-V$ 特性进行拟合, 模拟结果分别在图 2(a) 和 2(b) 上用实线表示, 从图可见拟合结果与测量结果吻合很好. 相应的模型参数为

对于 2×2 MSM PD: $\beta = 7.11 \times 10^{-4}$, $\alpha = 0.563$, $\lambda = 8.5 \times 10^{-12}$, $V_{RT} = 0.75$.

对于 3×3 MSM PD: $\beta = 1.01 \times 10^{-3}$, $\alpha = 0.390$, $\lambda = 0.0783$, $V_{RT} = 0$.

两条典型的有源区不同的 MSM PD 的 $I-V$ 特性曲线的拟合成功, 说明上述公式的合理性和正确性.

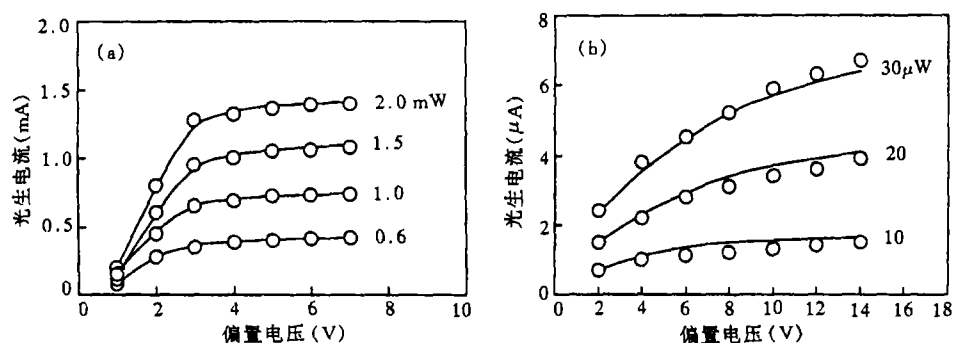


图 2 MSM PD $I-V$ 特性模拟结果和测量结果对比曲线
○ 为测量值 — 为模拟值

同样可以对图 2(b) 给出的暗电流特性 ($P_{in} = 0$) 进行建模, 计算公式为

$$I_D = \beta_D [1 + \lambda_D (V - V_{RT})] \tanh[\alpha_D (V - V_{RT})], \quad (6)$$

式中 β_D 、 λ_D 和 α_D 分别定义为暗电流条件下的响应度参数、内部电流增益系数和平带电压参数. 对于同一种器件, $\lambda_D = \lambda$, $\alpha_D = \alpha$, 但是由于暗电流很小, 测量数据和有光功率情况下的数据差别很大, 因此有所差别.

图 3(a) 给出了金属电极宽度与电极之间的间距均为 $2 \mu\text{m}$ (即 2×2), 有源区 (材料为 InGaAs) 面积为 $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[4] 的暗电流特性测量曲线; 图 3(b) 给出了金属电极宽度为 $3 \mu\text{m}$, 电极之间的间距均为 $2 \mu\text{m}$ (即 3×2), 有源区 (材料为 InGaAs) 面积为 $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[7] 的暗电流特性测量曲线.

利用 (6) 式对测量得到的暗电流特性进行拟合, 模拟结果分别在图 3(a) 和 3(b) 上用实线表示, 它和测量结果吻合很好。相应的模型参数为

对于 2×2 MSM PD: $\beta_D = 3.2 \times 10^{-8}$, $\alpha_D = 0.277$, $\lambda_D = 0$, $V_{RT} = 0.8$ 。

对于 3×2 MSM PD: $\beta_D = 1.01 \times 10^{-7}$, $\alpha_D = 2.0$, $\lambda_D = 0.0771$, $V_{RT} = 0$ 。

两条典型的有源区不同的 MSM PD 的暗电流特性的拟合成功, 说明上述公式的合理性和正确性。

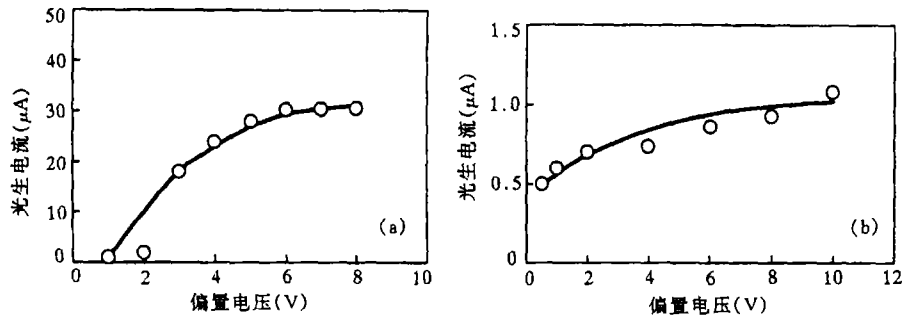


图3 MSM PD 暗电流特性模拟结果和测量结果对比曲线
○为测量值 —为模拟值

2.3 电容模型

MSM PD 本征电容由两部分组成: 即无光照条件下的耗尽层电容和光照条件下光生电荷引起的存储电容。

在假设电场是一维的情况下, 无光照条件下的耗尽层电容 (即暗电容) 可以利用下面的公式计算^[4]: 当 $V < V_{RT}$ 时, $C_d = \xi A / (W_1 + W_2)$, 当 $V \geq V_{RT}$ 时, $C_d = \xi A / L$ 。其中 A 为金属电极面积, W_1 和 W_2 分别为正偏结和反偏结的耗尽层宽度, 定义为: $W_1 = \sqrt{2\xi V_D / (qN_D)}$, $W_2 = \sqrt{2\xi (V_D + V) / (qN_D)}$ 。

在光照条件下, 光生载流子的极化亦对本征电容有贡献, 它与暗电容不同的是需要更高的电压才能达到饱和^[8], 而且与入射光功率有关。利用速率方程可以对电荷存储电容进行建模, 但是计算比较复杂, 需要求解有源区电子、空穴浓度。

本文通过拟合测量得到的本征电容特性曲线, 得到了一个简单的电容公式, 仅利用一个普通二极管的反偏电容模型来进行表征, 公式如下:

$$C = C_{j0} / [1 - (V - V_{RT}) / V_j]^m, \quad (7)$$

式中 C_{j0} 为该等效二极管的零偏结电容 ($V = V_{RT}$ 时), V_j 为结电势, m 为电容指数。本公式仅与有无入射光功率有关, 而与入射光功率的大小无关。

图 4(a) 给出了金属电极宽度与电极之间的间距均为 $2\mu\text{m}$ (即 2×2), 有源区 (材料为 InGaAs) 面积为 $50 \times 50\mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[4] 的本征电容特性测量曲线; 图 4(b) 给出了金属电极宽度为 $1\mu\text{m}$, 电极之间的间距均为 $3\mu\text{m}$ (即 1×3), 有源区 (材料为 InGaAs) 面积为 $100 \times 100\mu\text{m}^2$ 的 MSM PD^[7] 的本征电容特性测量曲线。

图 4 给出了本征电容模拟结果与测量结果对比曲线, 数据吻合很好, 模型参数为

对于 2×2 MSM PD: $C_{j0} = 1.38\text{pF}$, $V_j = 3\text{V}$, $m = 2.4$, $V_{RT} = 0.8$ 。

对于 3×2 MSM PD: $C_{j0} = 1.024\text{pF}$, $V_j = 0.8\text{V}$, $m = 0.64$, $V_{RT} = 0.75$ 。

两条典型的有源区不同的 MSM PD 的暗电流特性的拟合成功, 说明上述公式的合理性和正确性。

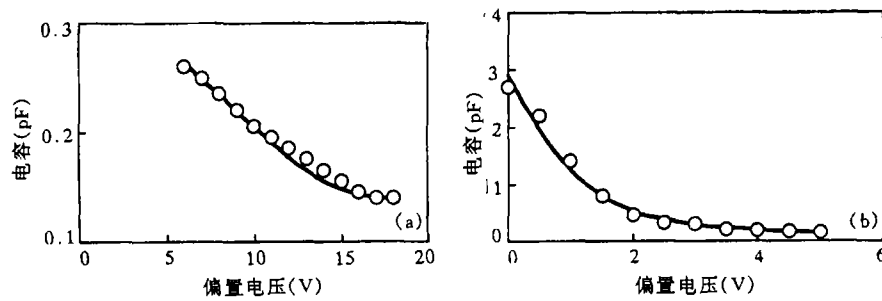


图4 本征电容模拟结果和测量结果对比曲线
○为测量值 —为模拟值

2.4 SPICE 等效电路模型

图 5(a) 给出了 MSM PD 随偏置变化的等效电路模型, I_{sp} 为响应电流, 反偏二极管 D 用以模拟本征电容, R_S 为串联电阻, L_P 和 C_P 分别为寄生电感和电容。

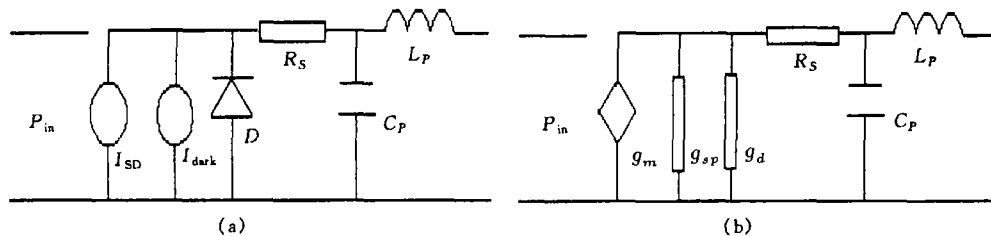


图5 MSM PD 等效电路模型

对随偏置变化的等效电路模型线性化可以得到如图 5(b) 所示的线性等效电路模型, 其中压控电流源系数 g_m 和电导 g_{sp} 、 g_d 的表达式为

$$g_m = \frac{dI_{sp}}{dP_{in}} = \beta(1/P_0)(1 + \lambda(V - V_{RT}))\tanh(\alpha(V - V_{RT})), \quad (8)$$

$$g_{sp} = \frac{dI_{sp}}{dV} = \beta(P_{in}/P_0)\{\lambda\tanh[\alpha(V - V_{RT})] + \alpha[1 + \lambda(V - V_{RT})]\operatorname{sech}^2[\alpha(V - V_{RT})]\}, \quad (9)$$

$$g_d = \frac{dI_{dark}}{dV} = \beta_D\{\lambda\tanh[\alpha_D(V - V_{RT})] + \alpha[1 + \lambda_D(V - V_{RT})]\operatorname{sech}^2[\alpha_D(V - V_{RT})]\}. \quad (10)$$

这样就可以通过拟合小信号 S 参数获得图 4(b) 的器件模型参数, 从而可以不通过测量 I - V 特性和 C - V 特性亦可以得到图 5(a) 等效电路模型参数。

该 MSM PD 随偏置变化的等效电路模型在 SPICE 中完成, 并对小信号频率响应进行了仿真。图 6 给出了偏置电压为 2.8V、4.8V、6.8V 时的归一化频率响应, 曲线, -3dB 带宽分别为 5.6GHz、8.5GHz、10.8GHz, 与测量结果基本一致。其中寄生参数可以拟合暗条件下 S 参数得到。本文利用的负载电阻为 50Ω, 串联电阻和寄生电容分别为 50Ω 和 0.053pF。本征模型参数由 2×2 MSM PD 的参数决定。

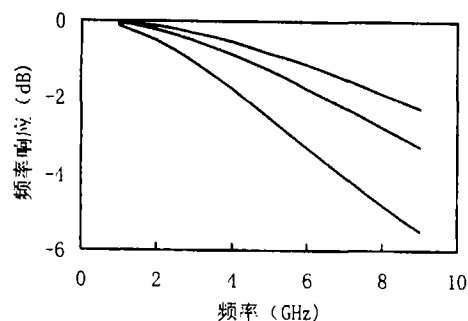


图 6 小信号频率响应模拟结果

3 结论

本文在基于 MSM PD 外端口特性的基础上, 提出了一个完整的 MSM PD 非等效电路模型, 同时解释了直流模型和电容模型参数的物理含义。该模型在 SPICE 程序中实现, 可以进行直流、交流和瞬态分析。模拟结果和实际测量结果的吻合验证了模型的精度。

参 考 文 献

- [1] Chou S Y, Liu M Y. Nanoscale Tera-Hertz metal-semiconductor-metal photodetectors. *IEEE J. Quantum Electron*, 1992, 28(10): 2358-2368.
- [2] Sano E. A device model for metal-semiconductor-metal photodetectors and its applications to optoelectronic integrated circuit simulation. *IEEE Trans. ED*, 1990, ED-37(9): 1964-1968.
- [3] Se S M, Coleman D J, Loya A. Current transport in metal-semiconductor-metal(MSM) structure. *Solid-State Electronics*, 1971, 14: 1209-1218.
- [4] Song K C, Matin M A, Robinson B, *et al.* High performance InP/InGaAs-based MSM photodetector operating at 1.3~1.5 μ m. *Solid-State Electronics*, 1996, 39(9): 1283-1287.
- [5] 李志奇, 王庆康, 史常忻. GaAs MSM 结构光电探测器的光电特性研究. *固体电子学研究*与进展, 1992, 12(3): 225-229.
- [6] Stat H, Newman P, Smith I W, *et al.* GaAs device and circuit simulation in spice. *IEEE Trans. ED*, 1990, ED-37(9): 1964-1968.
- [7] Lu J, Surridge R, Pakulski G, *et al.* Studies of high speed metal-semiconductor-metal photodetector with a GaAs/AlGaAs/GaAs heterostructure. *IEEE Trans. ED*, 1993, ED-40(6): 1087-1091.
- [8] Sugeta T, Urisu T, Sakata S, *et al.* Metal-semiconductor-metal photodetector for high speed optoelectronic circuits. *Japanese J. Applied Physics*, 1980, 19 Supplement: (19-1): 459-464.

EQUIVALENT CIRCUIT MODEL OF METAL-SEMICONDUCTOR-METAL PHOTODIODE

Gao Jianjun Gao Baoxin Liang Chunguang*

(Tsinghua University, State Key Lab. on Microwave & Digital Communication, Beijing 100084)

*(Hebei Semiconductor Research Institute of EI, Shijiazhuang 050051)

Abstract An MSM photodiode equivalent circuit model based on external microwave port characters are presented in this paper, while the parameters of DC and capacitance model preserve the physical meaning. The circuit simulation results are agree with experimental results.

Key words MSM PD, Equivalent circuit model, Microwave simulation

高建军: 1968年生, 博士生, 主要研究方向为微波电路和高速光纤通信系统的计算机辅助设计。

高葆新: 1934年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, 微波学会副主任。多年从事微波集成电路的计算机辅助设计理论工作, 多次荣获国家和教委科技进步奖。

梁春广: 1939年生, 教授, 博士生导师, 中国工程院院士, 电子工业部第十三研究所副所长, 长期从事半导体器件的设计和研制工作, 多次荣获国家级和部省级科技进步奖。