

GAT 双极晶体管的高频高压兼容特性^{*}

庄宝煌 黄美纯 朱梓忠 李开航 吴丽清

(厦门大学物理学系, 厦门 361005)

摘要: 建立了 GAT 器件集电结耗尽层电位分布和电场分布的二维解析模型, 定量研究了 GAT 的栅屏蔽效应和 GAT 的基区穿通电压 V_{PI} , 并且解释了该器件实现高频率与高电压兼容的实验结果. 该模型可供优化设计双极型高频、高压、低饱和压降功率器件参考.

关键词: 高频高压特性; GAT; 模型

EEACC: 2560J; 0170J

中图分类号: TN 323.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2000)04-0388-06

High-Frequency and High-Voltage Characteristics on Gate Associated Transistors^{*}

ZHUANG Bao-huang, HUANG Mei-chun, ZHU Zi-zhong, LI Kai-hang and WU Li-qing

(Department of Physics, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Received 14 January 1999

Abstract: The two-dimensional analytical model of the electric potential and field distribution in GAT's collector depletion layer in the cut-off state is derived for the first time. The GAT's gate shielding effect and the GAT's base region punchthrough voltage V_{PI} are analysed quantitatively, and the experimental results that the GATs can realize the compatibility between high frequency and high voltage is explained. This model will provide assistance to the optimal design of bipolar power transistor with high frequency as well as high breakdown voltage.

Key words: high frequency and high voltage characteristics; gate associated transistors; model

EEACC: 2560J; 0170J

* 国家自然科学基金(No. 69896260-06)和国家高技术研究发展计划(863-715-010)资助项目[Project Suppored by National Natural Science Foundation of China Under Grant No. 69896260-06 and by National High Technology Research and Development Program of China (Contract No. 863-715-010)].

庄宝煌 男, 1963 年出生, 厦门大学博士生, 1989 年浙大硕士毕业, 主要从事半导体物理与器件物理研究.

黄美纯 男, 1937 年出生, 教授, 博士生导师, 主要从事凝聚态物理领域的研究.

1999-01-14 收到

Article ID: 0253-4177(2000)04-0388-06

1 引言

众所周知,常规双极型功率器件和高压开关器件由于基区宽度受高反压的限制设计上做不薄,因此其工作频率或基区宽度和工作电压设计上互不兼容。1980年,Kondo 和同事 Yukimoto 发明了一种称为 GAT (Gate Associated Transistor) 的晶体管^[1]。1983年,浙江大学教授陈启秀受 Kondo 和 Yukimoto 的设计思想的启发,设计并研制了 GAT 器件^[2]。1996年,北京工业大学与北京腾达公司采用新型网格结构等技术生产了 GAT^[3]。文献[5]所研究的所谓抗核辐射 SEBISIT,实际上就是 GAT。虽然 GAT 算不了新器件,然而由于至今为止关于 GAT 的理论都采用一维分析或者定性分析,这对于定量优化设计 GAT 或深刻理解 GAT 的物理实质很不够。为了 GAT 理论的科学性和完整性,为了今后提供定量优化设计 GAT 的方案,本文通过二维解析方法分析了 GAT 的栅屏蔽效应以及 GAT 的基区穿通电压 V_{PT} ,定量解释该器件实现高频率与高电压兼容的实验结果。

2 GAT 栅屏蔽效应二维解析模型

GAT 的结构如图 1 所示。当集电结反偏电压 $V_{\text{cb}} \geq V_{\text{p}} = qN_c^- D^2 / 2\epsilon$ 时,集电区耗尽层夹断^[1]。这里, L 为浓基区 P⁺ 阵突入集电区的深度, $2D$ 为两相邻单元阱之间的间距, $2W_G$ 为阱宽, W_H 为集电区耗尽层厚度, W_{ep} 为外延层厚度。 N_e^+ 、 N_b^- 、 N_b^+ 、 N_c^- 、 N_c^+ 分别为发射区、淡基区、浓基区、外延层以及衬底的掺杂浓度。它们满足 $N_e^+ \gg N_b^-$, $N_b^+ \gg N_b^- \gg N_c^-$, $N_c^+ \gg N_c^-$ 。工艺上它们的数量级一般为, $N_c^- \sim 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $N_b^- \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $N_b^+ \sim 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, $N_e \sim 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, $N_c^+ \sim 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ 。

我们假定:(1) 反偏电压 V_{cb} 充分大, 夹断后的集电结耗尽层下边界二维断面近似为直线;(2) 由于 $N_b^+ \gg N_b^- \gg N_c^-$, 采用单边突变结近似, 因此可以假定 V_{cb} 几乎全部降落在集电结之集电区侧;(3) 整个集电结 c-b 界面二维断面可以认为是等位线;(4) 二维阱形状近似为矩形;(5) 外延层均匀掺杂, 即 N_c^+ 为常数。

夹断后单元 GAT 集电区耗尽层形状近似为“凸”字形,选取平面直角坐标如图 2 所示。则该“凸”字形内之矩形区域 ABCD₁ 的电位分布和电场分布为(1)式、(2)式。

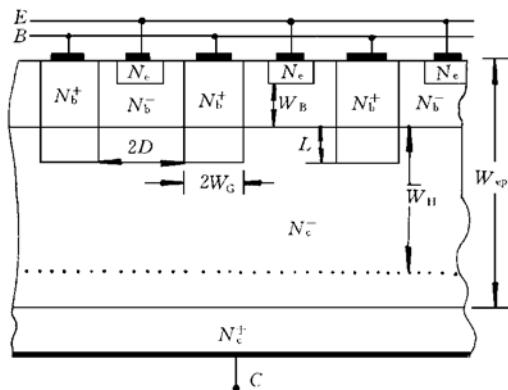


图 1 条型结构 GAT

FIG. 1 The GAT with Strip Structure

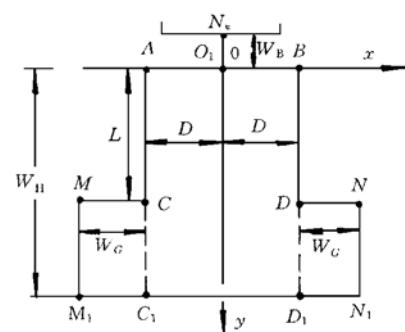


图 2 “凸”字形 GAT 集电结耗尽层

FIG. 2 The Convex Shape of GAT's Collector Depletion Layer

$$\phi(x, y) = V_{cb} \left[-\frac{y^2}{W_c^2} + \frac{y}{W_c} \left(1 + \frac{W_H^2}{W_c^2} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \frac{\operatorname{ch} \left[\frac{n\pi x}{W_H} \right]}{\operatorname{ch} \left[\frac{n\pi D}{W_H} \right]} \sin \left[\frac{n\pi y}{W_H} \right] \right] \quad (-D \leq x \leq D, 0 \leq y \leq W_H) \quad (1)$$

$$\vec{E}(x, y) = -x \hat{x} E_{oc} \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \frac{n\pi}{2} \times \frac{W_c}{W_H} \times \frac{\operatorname{sh} \left[\frac{n\pi x}{W_H} \right]}{\operatorname{ch} \left[\frac{n\pi D}{W_H} \right]} \sin \left[\frac{n\pi y}{W_H} \right] \right] - y \hat{y} E_{oc} \left[\frac{W_c^2 + W_H^2}{2W_c W_H} - \frac{y}{W_c} \right] \\ - y \hat{y} E_{oc} \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \frac{n\pi}{2} \times \frac{W_c}{W_H} \times \frac{\operatorname{ch} \left[\frac{n\pi x}{W_H} \right]}{\operatorname{ch} \left[\frac{n\pi D}{W_H} \right]} \cos \left[\frac{n\pi y}{W_H} \right] \right] \quad (-D \leq x \leq D, 0 \leq y \leq W_H) \quad (2)$$

这里,

$$W_c = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{cb}}{qN_c^-}} \quad (3)$$

而且

$$E_{oc} = \frac{2V_{cb}}{W_c} \equiv \sqrt{\frac{2qN_c^- V_{cb}}{\epsilon_s}} \quad (4)$$

$$a_n = \frac{-4}{(n\pi)^3} \left[\frac{W_H^2}{W_c^2} + (-1)^n \left[\frac{W_H^2}{(W_H - L)^2} - \frac{W_H^2}{W_c^2} \right] \right] \\ + \frac{4}{(n\pi)^3} \times \frac{W_H^2}{(W_H - L)^2} \cos \left[\frac{n\pi L}{W_H} \right] - \frac{4}{(n\pi)^2} \times \frac{W_H}{W_H - L} \sin \left[\frac{n\pi L}{W_H} \right] \quad (5)$$

并且由电场边界条件 $\vec{E}(0, W_H) = \vec{0}$ 有

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n n\pi (-1)^n}{\operatorname{ch}(n\pi D/W_H)} = \frac{W_H^2 - W_c^2}{W_c^2} \quad (6)$$

可以证明上述解答乃是在上面几个假设下得出的如下方程组(7.1)~(7.6)的必然结果.

$$\frac{\partial^2 \phi(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi(x, y)}{\partial y^2} = -\frac{qN_c^-}{\epsilon_s} \quad (7a)$$

$$\text{图 } 2AB \text{ 边界: } \phi(x, 0) = 0 \quad (-D \leq x \leq D) \quad (7b)$$

$$\text{图 } 2AC \text{ 边界: } \phi(-D, y) = 0 \quad (0 \leq y \leq L) \quad (7c)$$

$$\text{图 } 2BD \text{ 边界: } \phi(D, y) = 0 \quad (0 \leq y \leq L) \quad (7d)$$

$$\text{图 } 2C_1D_1 \text{ 边界: } \phi(x, W_H) = V_{cb} \quad (-D \leq x \leq D) \quad (7e)$$

而图 $2CC_1$ 或 DD_1 边界, 必须满足电位连续性条件 $\phi(D, L) = 0$, $\phi(D, W_H) = V_{cb}$ 以及空间电荷区边界条件

$$\left. \frac{\partial \phi(D, y)}{\partial y} \right|_{y=W_H} = 0, \text{ 满足这些条件的图 2 中 } CC_1 \text{ 或 } DD_1 \text{ 边界条件为:}$$

$$f(y) = \phi(D, y) \approx -V_{cb} \left[\frac{y - L}{W_H - L} \right]^2 + 2V_{cb} \frac{y - L}{W_H - L}, \quad (L \leq y \leq W_H) \quad (7f)$$

这里, W_c 和 E_{oc} 分别为相同工艺及反偏下 GAT 所对应的 BJT 的集电区耗尽层厚度和一维集电结最大电场的绝对值. x, y 分别为 x, y 方向的单位矢量.

3 GAT 的基区穿通电压 V_{Pl} 及其频率与电压兼容特性定量分析

3.1 GAT、BJT 分别的基区穿通电压 V_{Pl} , V_{Pl0} 及其分别与基区宽度 W_B , W_{B0} 的关系

如图 2 所示, 当 GAT 集电结反偏电压 $V_{cb}(V_{cb} \geq V_p)$ 时, OO_1 为 GAT 集电结淡基区侧的空间电荷区宽

度 x_{BC} , 电荷密度可以表达为, $\rho(0, y) = -q(b + ay)$. 当 $a = 0, b = N^-_b$ 时就是均匀掺杂分布的情形; 而对于线性掺杂分布的情形有, $b = 0, a < 0$ (由坐标取向确定了 $a < 0$). 点 “O” 的电场为 $E(0, 0)$ (按照坐标取向有 $E(0, 0) < 0$), 点 “O₁” 的电场等于零(空间电荷区边界条件). 按照常规 BJT 器件的一维近似理论^[4], OO_1 上的电场 $E(0, y) (-x_{BC} \leq y \leq 0)$ 满足(8)式.

$$\frac{dE(0, y)}{dy} = \frac{\rho(0, y)}{\epsilon_s} = -\frac{q(b + ay)}{\epsilon_s} \quad (E(0, -x_{BC}) = 0, \quad 0 \geq y \geq -x_{BC}) \quad (8)$$

第一种情形: 当 $a \neq 0, a < 0, b \geq 0$ 时, 由(8)解得

$$x_{BC}^2 - 2\frac{b}{a}x_{BC} - E(0, 0)\frac{2\epsilon_s}{qa} = 0 \quad (9)$$

由(9)解方程并取正根有,

$$x_{BC} = \frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 + E(0, 0)\frac{2\epsilon_s}{qa}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (10a)$$

第二种情形: 当 $a = 0, b = N^-_b$ 时, 同理由(8)解得

$$x_{BC} = -\frac{\epsilon_s}{qb}E(0, 0) \quad (a = 0, b > 0, b = N^-_b) \quad (10b)$$

必须指出, (10b)式恰恰是(10a)式的极限情形, 所以(10a)式是普遍的.

兹由上述二维解析理论给出 $E(0, 0) = -\mu_s E_{oc}$ (11)

由(10a)和(11)式有

$$x_{BC} = \frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - \mu_s E_{oc} \frac{2\epsilon_s}{qa}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (12)$$

这里 μ_s 是 GAT 的栅屏蔽效应因子,

$$\mu_s = \frac{W_c}{W_H} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_{2k} 2k\pi}{\text{ch}(2k\pi D/W_H)} \right] \quad (13)$$

特别地, 当 $L = 0$ 时, 由(5)式有, $a_{2k} = 0 (k = 1, 2, 3, \dots)$, 此时 $W_H = W_c$, GAT 自然地退化为常规 BJT (常规 BJT 是 GAT 的一种特殊情况即 $L = 0$), 此时由(12)和(13)有

$$x_{BC0} = \frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - E_{oc} \frac{2\epsilon_s}{qa}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (14)$$

x_{BC0} 即为在相同的反偏电压 V_{cb} 下 GAT 所对应的 BJT 之集电结基区侧空间电荷区宽度.

GAT 正常工作时, 由于发射结正偏, 集电结反偏, 从而有,

$$x_{BC} \gg x_{BE} \quad (15)$$

这里, x_{BE} 为发射结基区侧空间电荷区宽度. 假设 GAT 设计上使基区穿通在雪崩击穿之前发生, W_B, W_{B0} 分别为 GAT 和 BJT 的基区宽度. 即有,

$$W_B = x_{BE} + x_{BC} \Big|_{V_{cb} = V_{Pi}} \quad (16)$$

由(15)和(16)式有,

$$W_B \approx x_{BC} \Big|_{V_{cb} = V_{Pi}} \quad (17a)$$

由(12)和(17a)有

$$W_B \approx \left[\frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - \mu_s E_{oc} \frac{2\epsilon_s}{qa}} \right] \Big|_{V_{cb} = V_{Pi}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (17b)$$

特别地, 当 $L = 0$ 时, GAT 退化为常规 BJT, $\mu_s = 1$, 由(17b)有

$$W_{B0} \approx \left[\frac{b}{a} + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - E_{oc} \frac{2\epsilon_s}{qa}} \right] \Big|_{V_{cb} = V_{Pi0}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (17c)$$

这里 W_{B0}, V_{Pi0} 分别为对应的 BJT 的基区宽度和基区穿通电压.

3.2 GAT 特征频率(或基区宽度)与基区穿通电压(设计上)兼容”的解析式

假设 GAT 和 BJT 的工艺参数(N_e, N_b^-, N_c^-, N_b^+ 等)相同, 结构参数(W_B, W_{B0} 等)可以不同, 因此它们的基区穿通电压不一样. 下面对于 μ_s 取零级近似情形进行详细研究.

μ_s 取零级近似并近似取 $W_H \approx W_c + L$, 由(13)有,

$$\mu_s \approx W_c / (W_c + L) \quad (18)$$

由(17b)式两边分别除以(17c)式两边, 利用(3), (4)和(18)式并考虑到 $a < 0, b \geq 0$ 整理得

$$\frac{W_B}{W_{B0}} = \frac{-1 + \sqrt{1 - \frac{2V_{Pl}}{\sqrt{2\epsilon_s V_{Pl}} + L} \left[\frac{2\epsilon_s a}{qb^2} \right]}}{-1 + \sqrt{1 - \frac{2qN_c^- V_{Pl0}}{\epsilon_s} \left[\frac{2\epsilon_s a}{qb^2} \right]}} \quad (a < 0, b \geq 0) \quad (19)$$

对(19)求极限($a \rightarrow 0$)并利用(17c)整理得

$$\frac{W_B}{W_{B0}} = \frac{\sqrt{V_{Pl}/V_{Pl0}}}{1 + C \sqrt{V_{Pl0}/V_{Pl}}} \equiv \frac{V_{Pl}/V_{Pl0}}{C + \sqrt{V_{Pl}/V_{Pl0}}} \quad (a = 0, b > 0, b = N_b^-) \quad (20)$$

这里由(17c)有,

$$V_{Pl0} = \frac{q(N_b^-)^2}{2\epsilon_s N_c^-} W_{B0}^2 \quad (a = 0, b > 0, b = N_b^-) \quad (21)$$

我们定义了一个刻画兼容程度的参量 C 为:

$$C = \frac{L}{W_{B0}} \times \frac{N_c^-}{N_b^-} \quad (a = 0, b > 0, b = N_b^-) \quad (22a)$$

解方程(20)式(取正根, 负根无物理意义)得

$$\frac{V_{Pl}}{V_{Pl0}} = \frac{1}{2} \left[\frac{W_B}{W_{B0}} + \sqrt{\frac{W_B^2}{W_{B0}^2} + 4C \times \frac{W_B}{W_{B0}}} \right] \quad (a = 0, b > 0, b = N_b^-) \quad (22b)$$

3.3 对解析结果的讨论

对于第一种情形, 通过(17c)和(19), 我们得到结论:

1) 当 $W_B = W_{B0}$ 时, 由 $\frac{W_B}{W_{B0}} = 1$ 代入(19)式并化简得 $\frac{2V_{Pl}}{\sqrt{2\epsilon_s V_{Pl}} + L} = \sqrt{\frac{2qN_c^- V_{Pl0}}{\epsilon_s}}$, 解得

$\frac{V_{Pl}^*}{V_{Pl0}} = \frac{1}{2} (1 + 2C^* + \sqrt{1 + 4C^*}) > 1$, $C^* > 0$, 这里 $C^* = \sqrt{\frac{qN_c^- V_{Pl0}}{2\epsilon_s}} \times L$ 也是描述兼容程度的因子, 从而有结论: $V_{Pl}^* > V_{Pl0}$.

2) 当 $V_{Pl} = V_{Pl0}$ 时, 由(19)式并考虑到 $a < 0, L > 0$ 这一事实容易证明 $W_B < W_{B0}$.

3) 因此我们得到结论, 如果设计使得 $V_{Pl0} < V_{Pl} < V_{Pl}^*$, 则有 $W_B < W_{B0}$.

同理, 对于第二种情形, 即($a = 0, b > 0, b = N_b^-$), 我们也可以得到同样的结论.

综合上述两种情形我们得到重要结论: GAT 可以使 “ $W_B < W_{B0}$ ”(或 $f_T > f_{T0}$) 和 “ $V_{Pl} > V_{Pl0}$ ”同时存在, 这就是所谓的 GAT 的“频率与电压兼容特性”! (f_T, f_{T0} 分别是 GAT、BJT 的特征频率).

严格计算表明“零级近似”(18)式对于 $0 \leq L \leq D$ 这一工艺范围是成立的.

4 实验结果的解释

众所周知要处理好高频大功率晶体管高频参数和极限参数之间的矛盾, 其关键是解决好高频优质 K_{pm} 与主要结构参数之间的问题. 我们有公式

$$K_{pm} f^2 = \frac{f_T}{8\pi r_b C_c} \propto \frac{1}{r_b C_c [\tau_e + (1 + m)\tau_b + \tau_d + \tau_c]} \quad (23)$$

这里, $\tau_{erb}C_e \propto \frac{s_e^2}{W_B} \sqrt{\frac{N_c^-}{N_b^-}}$, $(1+m)\tau_{erb}C_e \propto \frac{s_e^2 W_B \sqrt{N_c^-}}{N_b^-}$, $\tau_{erb}C_e \propto \frac{s_e^2}{W_B N_b^-}$, 而 $\tau_{erb}C_e \propto \frac{s_e^2 W_c^-}{W_B N_b^-}$. 可以看出, 为了提高器件的高频优质 $K_{pmf}f^2$, 除了减小发射极条宽 s_e 外, 还要求: (1) 减小集电区杂质浓度 N_c^- ; (2) 当 $(1+m)$ τ_b 比 τ_e , τ_d 和 τ_c 大许多时, 减小基区宽度 W_B ; (3) 减小集电区厚度 W_c^- ; (4) 增加基区杂质浓度 N_b^- .

实验证明, 减小基区宽度 W_B 是很有效而且是主要的因素, 如表 1 所示^[1]. 实现相同的电流和电压设计时, 由于 GAT 的栅屏蔽效应从而使 GAT 的基区宽度 W_B 可以设计得比其所对应的 BJT 的基区宽度 W_{B0} 小, 因此特征频率 f_T (MHz) 比 BJT 增大百分之五十, 下降时间 t_f (μ s) 减小到 BJT 的五分之一左右而储存时间 t_s (μ s) 降低到 BJT 的十分之一以下. 这种现象是常规器件 BJT 所没有的. 众所周知, 常规器件 BJT 的击穿电压和特征频率设计上是矛盾的, 任意一方设计上增加都将导致另一方设计上不可避免地减小.

表 1 GAT 及常规器件 BJT 的电特性

Table 1 The Electric Characteristics of a GAT and a Conventional Transistor

	GAT	BJT
BV_{CEO}/V	500	500
I_c/A	20	20
f_T/MHz	30	20
$t_f/\mu\text{s}$	0.11	0.16
$t_s/\mu\text{s}$	0.24	2.6
$t_d/\mu\text{s}$	0.07	0.34
h_{FE}	36	30

5 结论

必须指出, 当兼容因子 C 或 C^* 增大时, GAT 的“特征频率(或基区宽度)与电压(设计上)兼容特性”越来越显著, 另外, 由(22a)式知, 兼容因子与栅阱深以及外延层掺杂浓度成正比, 所以工程上设计 GAT 时应该在满足击穿电压和电流特性的前提下尽量增大栅阱深以及外延层掺杂浓度以提高兼容因子 C 或 C^* . 总之, 文献[1]中实验所得出的结论, 即“GAT 工艺上能实现高频率与高电压的兼容”在本文中得到了相当满意的定量解释. 通过本文我们定量理解了 GAT 的物理实质并为工程上定量优化设计 GAT 给出了基本原理.

参 考 文 献

- [1] H. Kondo, Yukimoto Y., A New Bipolar Transistor—GAT, IEEE Trans., 1980, ED-27(2): 373.
- [2] CHEN Qixiu, New GAT Type of Power-Switch Transistors with High Voltage, High Speed, Low Saturation Voltage, Zhejiang University, December 1984[陈启秀, 新型 GAT 高压、高速、低饱和压降功率开关晶体管研制报告, 浙江大学, 1984 年 12 月].
- [3] ZOU Deshu et al., Semiconductor Technology, December 1996[邹德恕等, 半导体技术, 1996 年 12 月].
- [4] Principal of Transistors, Ed. by Teacher and Research Department, Zhejiang University Chinese National Defence Industry Press, 1980[浙江大学半导体器件教研室, 晶体管原理, 国防工业出版社, 1980 年].
- [5] CAI Shujun, WANG Changhe et al., Semiconductor Technology, November 1987[蔡树军, 王长河等, 半导体技术, 1987 年 11 月].