

GAT 的优化设计分析^{*}

庄宝煌 黄美纯 朱梓忠 李开航
(厦门大学物理学系, 361005)
19990430 收稿, 19991109 收改稿

摘要: 通过作者最近建立的关于电力半导体器件 GAT 的集电结耗尽层电位分布和电场分布的二维解析模型即《GAT 栅屏蔽效应二维解析模型》、《GAT 实现高频率与高基区穿通电压兼容性分析》以及《GAT 实现高电流增益与高雪崩击穿电压兼容性分析》, 定量研究了优化设计 GAT 的材料参数和结构参数的关系。

关键词: 功率器件; 联栅晶体管; 优化设计

中图分类号: TN323.4 文献标识码: A 文章编号: 1000-3819(2001)01-0029-08

An Analysis of GAT's Optimal Designing

ZHUANG Baohuang HUANG Meichun ZHU Zizhong LI Kaihang
(Dept. of Phys., Xiamen Univ., 361005, CHN)

Abstract: By the aid of the two-dimensional analytical model of the electric potential and field distribution in power semiconductor device GAT's collector depletion space in the cutoff state, i. e. the two-dimensional analytical model to GAT's gate shielding effect, and the analysis to GAT's compatibility between high frequency and high base region punchthrough voltage and the analysis to GAT's compatibility between high current gain and high avalanche breakdown voltage, which was established by the writers lately, the GAT's optimal designing relation among the parameters of material and structure was investigated quantitatively.

Key words: power device; GAT; optimal designing

EEACC: 2570H

1 引 言

Kondo H 和 Yukimoto Y 提出了一种称为 GAT (Gate associated transistor) 的晶体管^[1]。由于 GAT 具有所谓的“栅屏蔽效应”, 因此实现了双极型常规功率器件无法实现的高频率与

高反压以及高反压与高电流增益工艺上的兼容。目前国内已有对 GAT 的研制报告^[2]。然而,由于至今为止 GAT 工程设计上尚没有严格的定量理论,所以本文将在《GAT 栅屏蔽效应二维解析模型》^[3]和《GAT 实现高频率与高基区穿通电压兼容特性分析》^[4]以及《GAT 实现高电流增益与高雪崩击穿电压兼容特性分析》^[5]的基础上尝试定量研究优化设计 GAT 时工艺参数和结构参数之间所应该满足的必要条件和设计原则。功率器件 GAT 横断面图如图 1 所示。

当集电结反偏电压 V_{cb} 大于夹断电压 V_p 时集电区耗尽层夹断^[1]。这里,

$$V_p = \frac{q \cdot N_c^- \cdot D^2}{2 \cdot \epsilon} \quad (1.1)$$

2 优化设计 GAT 的思路

双极型功率器件或高反压器件的最大集电极电压 $V_{cb, \max}$ 为基区穿通电压 V_{PI} 与雪崩击穿电压 BV_{cbo} 的最小值,因此对于 GAT 有

$$V_{cb, \max, GAT} = \min \{ V_{PI, GAT}, BV_{cbo, GAT} \} \quad (1.2)$$

同理对于 GAT 所对应的 BJT 也有

$$V_{cb, \max, BJT} = \min \{ V_{PI, BJT}, BV_{cbo, BJT} \} \quad (1.3)$$

至今为止工程上设计 GAT 尚没有严格的定量解析理论。

如果工程上使得基区穿通电压 V_{PI} 大于雪崩击穿电压 BV_{cbo} , 这说明该器件的基区宽度设计得太大,而器件的外延层掺杂浓度也可能设计得太浓,因此器件发生雪崩击穿时基区尚未穿通。因为器件的基区宽度太宽导致穿通电压太大的同时也导致器件的特征频率 f_T 变小,所以这种设计对于器件的工作频率来说不是优化的。

另一方面,如果工程上使得基区穿通电压 V_{PI} 小于雪崩击穿电压 BV_{cbo} , 这说明该器件的外延层掺杂浓度设计得太淡,而器件的基区宽度也可能设计得太窄,因此器件发生基区穿通时雪崩击穿尚未发生。因为器件的基区宽度太窄导致雪崩击穿电压受到基区穿通的限制,所以这种设计对于高反压器件来说也不是优化的。

总之,工程上设计 GAT 或 BJT 为了兼顾频率特性和电压特性要求,应该使得基区穿通电压 V_{PI} 等于雪崩击穿电压 BV_{cbo} , 即优化设计 GAT 或 BJT 的必要条件之一为

$$V_{cb, \max, GAT} = V_{PI, GAT} = BV_{cbo, GAT} \quad (1.4)$$

$$V_{cb, \max, BJT} = V_{PI, BJT} = BV_{cbo, BJT} \quad (1.5)$$

只有在满足式(1.4)或(1.5)的前提下再来尽量满足设计指标要求(如雪崩击穿电压、特征频率、电流增益等)的设计才有可能是最优化的设计。

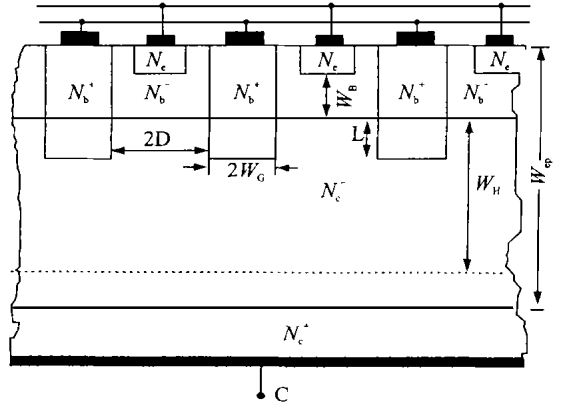


图 1 条型结构 GAT

Fig. 1 The GAT with strip structure

3 定量分析优化设计 GAT

3.1 GAT 栅屏蔽效应二维解析模型^[4]简介

GAT 夹断后单元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。

由文献 [3] 得该“凸”字形内之矩形区域 ABC₁D₁ 的电位分布和电场分布为式 (2.1)、(2.2)。

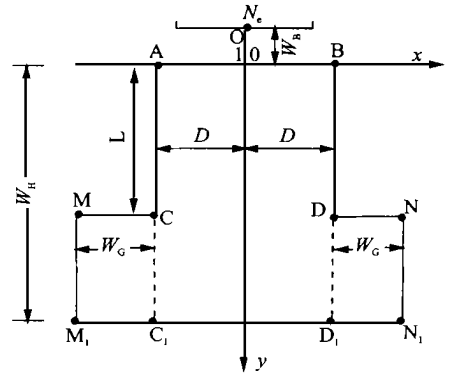


图 2 “凸”字形 GAT 集电结耗尽层
Fig. 2 The convex shape of GAT s collector depletion space

$$\phi(x, y) = V_{cb} \left[-\frac{y^2}{W_c^2} + \frac{y}{W_H} \left(1 + \frac{W_H^2}{W_c^2} \right) + \sum_{n=1} a_n \frac{\text{ch}n\pi x / W_H}{\text{ch}n\pi D / W_H} \sin \frac{n\pi y}{W_H} \right] \quad (-D \leq x \leq D, 0 \leq y \leq W_H) \quad (2.1)$$

$$E(x, y) = -\hat{x} E_{oc} \sum_{n=1} \left(a_n \cdot \frac{n\pi}{2} \cdot \frac{W_c}{W_H} \cdot \frac{\text{sh} \frac{n\pi x}{W_H}}{\text{ch} \frac{n\pi D}{W_H}} \cdot \sin \frac{n\pi y}{W_H} \right) - \hat{y} E_{oc} \left(\frac{W_c^2 + W_H^2}{2W_c W_H} - \frac{y}{W_c} \right) - \hat{y} E_{oc} \sum_{n=1} \left(a_n \cdot \frac{n\pi}{2} \cdot \frac{W_c}{W_H} \cdot \frac{\text{ch} \frac{n\pi x}{W_H}}{\text{ch} \frac{n\pi D}{W_H}} \cdot \cos \frac{n\pi y}{W_H} \right) \quad (-D \leq x \leq D, 0 \leq y \leq W_H) \quad (2.2)$$

图 1 中, L 为浓基区 P^+ 阱突入集电区的深度, $2 \cdot D$ 为两相邻单元阱之间的间距, $2 \cdot W_c$ 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 $N_e > N_b^-, N_b^+ > N_b^- > N_c^-, N_c^+ > N_c^-$ 。工艺上它们的数量级一般为, $N_c^- \sim 10^{14} \text{cm}^{-3}$, $N_b^- \sim 10^{17} \text{cm}^{-3}$, $N_b^+ \sim 10^{19} \text{cm}^{-3}$, $N_e \sim 10^{20} \text{cm}^{-3}$, $N_c^+ \sim 10^{20} \text{cm}^{-3}$ 。这里, W_c, E_{oc} 及无量纲系数 a_n 分别为

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

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

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

并且由电场边界条件有关系式, $\frac{a_n n\pi (-1)^n}{\text{ch}(n\pi D / W_H)} = \frac{W_H^2 - W_c^2}{W_c^2} \quad (6)$

这里, W_c, E_{oc} 分别为相同工艺设计及反偏电压 V_{cb} 下 GAT 所对应的常规器件 BJT 的集电区耗尽层厚度和一维集电结最大电场的绝对值^[3]。 \hat{x}, \hat{y} 分别为 x, y 方向的单位矢量。式 (5)、(6) 完全确定了 GAT 的空间电荷区宽度 W_H 和 $a_n (n = 1, 2, 3, \dots)$ 。

3.2 GAT 和 BJT 的基区穿通电压

假设 GAT 和 BJT 的基区穿通电压分别为 $V_{PI,GAT}$, $V_{PI,BJT}$, 而它们的基区宽度分别为 W_B , W_{B0} , 则由文献[4]中的式(24)、(25.2)得,

$$V_{PI,BJT} = \frac{q(N_b^-)^2}{2\epsilon_s N_c^-} W_{B0}^2 \quad (7.1)$$

$$\text{而} \quad \frac{V_{PI,GAT}}{V_{PI,BJT}} = \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{W_{B0}} + \sqrt{\frac{W_B^2}{W_{B0}^2} + 4 \cdot C \cdot \frac{W_B}{W_{B0}}} \right) \quad (7.2)$$

这里由文献[4]定义的兼容因子 C 为,

$$C = \frac{L}{W_{B0}} \cdot \frac{N_c^-}{N_b^-} \quad (7.3)$$

3.3 GAT 和 BJT 的雪崩击穿电压

由文献[5]得 GAT 或 BJT 的雪崩击穿电压 $BV_{cb,\alpha,GAT}$, $BV_{cb,\alpha,BJT}$ 为式(8.1)~(8.6)所确定的解, 这里 α 为 GAT 或 BJT 的共基电流增益, α_n , α_p 分别是电子或空穴的离子化率。

$$\alpha \cdot M_n(BV_{cbo}) = 1 \quad (8.1)$$

$$M_n(BV_{cbo}) = \left\{ 1 - \int_0^W \alpha_n \cdot \exp\left[\int_0^y (\alpha_n - \alpha_p) \cdot dy \right] \cdot dy \right\}^{-1} \quad (8.2)$$

$$\alpha_n = 3.8 \times 10^6 \cdot \exp(-1.75 \times 10^6/E) \cdot \text{cm}^{-1} \quad (8.3)$$

$$\alpha_p = 2.25 \times 10^6 \cdot \exp(-3.26 \times 10^6/E) \cdot \text{cm}^{-1} \quad (8.4)$$

$$E_0(y) = \frac{q}{\epsilon_s} \cdot N_c^- \cdot (W_c - y) \quad E_{\alpha} \left(1 - \frac{y}{W_c} \right), 0 \leq y \leq W_c \quad (8.5)$$

$$E(y) = E_{oc} \left(\frac{W_c^2 + W_H^2}{2W_c W_H} - \frac{y}{W_c} \right) + E_{oc} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\alpha_n \cdot \frac{n\pi}{2} \cdot \frac{W_c}{W_H} \cdot \frac{1}{\text{ch} \frac{n\pi D}{W_H}} \cdot \cos \frac{n\pi y}{W_H} \right), 0 \leq y \leq W_H \quad (8.6)$$

由式(3)和(4)有,

$$W_c = \frac{2\epsilon_s B V_{cbo}}{q N_c^-} \quad \text{及} \quad E_{oc} = \frac{2q N_c^- B V_{cbo}}{\epsilon_s} \quad (8.7)$$

这里, W_c , E_{oc} 分别由式(3)和(4)给出(其中的变量 V_{cb} 取 BV_{cbo}), 而 W_H 则由式(5)和(6)确定(其中的变量 V_{cb} 也取 BV_{cbo})。对于 GAT, W 取 W_H , 而对于 BJT, W 取 W_c ; 对于 GAT, E 取式(8.6)之 $E(y)$, 对于常规器件 BJT, E 取式(8.5)之 $E_0(y)$ 。

3.4 优化设计 GAT 的定量原则

由式(7.1)所确定的 $V_{PI,BJT}$ 是器件的材料参数 N_c^- , N_b^- 以及结构参数 W_{B0} 所确定的函数, 而由式(7.1)~(7.3)所确定的 $V_{PI,GAT}$ 则是器件的材料参数 N_c^- , N_b^- 以及结构参数 L , W_B , W_{B0} 或 L , D , W_B 所确定的函数。另一方面, 由式(8.1)~(8.7)所确定的 $BV_{cb,\alpha,GAT}$, $BV_{cb,\alpha,BJT}$ 也是器

件的材料参数 N_c^-, N_b^- 和结构参数 W_B, W_{B0}, L, D 以及共基电流增益 α (α 也是器件的材料参数 N_c^-, N_b^- 和结构参数 W_B, W_{B0}, L, D 的确定函数) 所确定的函数。因此按照上述优化设计 GAT 或 BJT 的必要条件式 (1.4) 和 (1.5) 就分别隐含地给出了优化设计 GAT 或 BJT 时器件的材料参数 N_c^-, N_b^- 以及结构参数 W_B, W_{B0}, L, D 之间所应该满足的确定的隐函数关系。对于 GAT, 这个确定的隐函数关系称为 GAT 的优化设计必要条件, 即

$$f_{\text{GAT}}(N_c^-, N_b^-, W_B, L, D) = 0 \quad (9.1)$$

式 (9.1) 中的五个自变量 N_c^-, N_b^-, W_B, L, D 最多只有四个是独立变量; 如果事先给定 GAT 器件的材料参数 N_c^-, N_b^- , 比如取 $N_c^- \sim 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $N_b^- \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 则该隐函数关系只有三个变量 W_B, L, D , 它们之间最多只有两个是独立变量。而对于 BJT 来说, 这个确定的隐函数关系称为 BJT 器件的优化设计必要条件, 即

$$f_{\text{BJT}}(N_c^-, N_b^-, W_{B0}) = 0 \quad (9.2)$$

式 (9.2) 中的三个自变量 N_c^-, N_b^-, W_{B0} 最多只有两个是独立变量; 如果事先选定 BJT 器件的三个自变量 N_c^-, N_b^-, W_{B0} 中的任意两个变量, 比如取 $N_c^- \sim 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $N_b^- \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 则该隐函数关系就唯一确定了结构参数 W_{B0} , 又比如为了实现某一设计指标如特征频率 f_T 取定 $W_{B0} = 1.5 \mu\text{m}$ 且取 $N_b^- = 1.0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 则该隐函数关系也唯一地确定了器件的材料参数 N_c^- , 这时只有找到与之匹配的外延材料才可能实现优化设计了。

3.5 GAT 优化设计必要条件

给出 GAT 器件的优化设计必要条件的具体计算步骤为: 取 $N_c^- = n_c \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $N_b^- = n_b \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, 这是 F 为法拉, C 为库伦, V 为伏特, μm 为微米。这里 n_c, n_b 为无量纲常数。对于器件 GAT 一般有 $n_c = 1 \sim 6$, $n_b = 1 \sim 3$ 。

由于 $\epsilon_s = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$, $\epsilon_r = 11.8$, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$, $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, 从而由式 (7.1) ~ (7.3) 计算得

$$V_{\text{PL,GAT}} = 382.86 \times \left(\frac{W_B}{W_{B0}} + \frac{W_B^2}{W_{B0}^2} + 4 \cdot \frac{L}{W_{B0}} \cdot \frac{N_c^-}{N_b^-} \cdot \frac{W_B}{W_{B0}} \right) \cdot \frac{(n_b)^2}{n_c} \cdot \left(\frac{W_{B0}}{0.1 \times \mu\text{m}} \right)^2 (\text{V}) \quad (10)$$

从式 (10) 中取 $W_B = W_{B0}$ 并由雪崩击穿电压的设计指标和优化设计必要条件式 (1.4) 有

$$BV_{\text{cho,GAT}} = 382.86 \times \left(1 + \frac{0.004 \times \frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}} \cdot \frac{n_c}{n_b}}{\frac{W_B}{0.1 \times \mu\text{m}}} \right) \cdot \frac{(n_b)^2}{n_c} \cdot \left(\frac{W_B}{0.1 \times \mu\text{m}} \right)^2 (\text{V}) \quad (11)$$

$$\text{令 } X = \frac{W_B}{0.1 \times \mu\text{m}}, a_1 = \frac{BV_{\text{cho,GAT}}}{382.86\text{V}} \cdot \frac{n_c}{(n_b)^2}, b_1 = 0.004 \times \frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}} \cdot \frac{n_c}{n_b}$$

$$\text{则由式 (11) 有 } a_1 = \left(1 + \frac{b_1}{X} \right) \cdot X^2 \quad (12.1)$$

$$\text{令 } a_1 = \frac{2a_1}{b_1}, b_1 = \frac{a_1^2}{b_1}, \text{由式 (12.1) 消去根号并整理得}$$

$$X^3 + a_2 \cdot X^2 - b_2 = 0 \quad (12.2)$$

令 $p = -\frac{1}{3} \cdot a_2^2 < 0, q = \frac{2}{27} \cdot a_2^3 - b_2$ 并令 $X = Y - \frac{1}{3} \cdot a_2$ 代入式(12.2)整理得

$$Y^3 + pY + q = 0 \quad (12.3)$$

这里

$$p = -\frac{4}{3} \cdot \left[\frac{\frac{BV_{cb\alpha, GAT}}{1.53144V}}{\frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}} \cdot n_b} \right]^2,$$

$$q = \frac{\left[\frac{BV_{cb\alpha, GAT}}{382.86 \text{ V}} \right]^2 \cdot \frac{n_c}{n_b^3}}{0.004 \times \frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}}} \cdot \left[\frac{16}{27} \cdot \frac{\frac{BV_{cb\alpha, GAT}}{382.86 \text{ V}}}{\left(0.004 \times \frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}}\right)^2 \cdot n_c} - 1 \right] \quad (13)$$

由式(13)知:一般地, $p < 0$, 然而对于雪崩击穿电压的设计指标 $BV_{cb\alpha, GAT}$ 为几百伏特(V)的 GAT, q 可以大于零也可能小于零, 这取决于器件的材料和结构参数。

令 $\omega = -\frac{1}{2} + i\frac{\sqrt{3}}{2}, \omega^2 = -\frac{1}{2} - i\frac{\sqrt{3}}{2}$, 则由式(12.3)的求根公式^[6]可得式(12.2)的三个根为

$$X_1 = d + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\Delta}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\Delta}} = \begin{cases} \text{为实根, 当 } \Delta > 0 \\ (-d) \left[-1 + 2 \times \cos\left(\frac{1}{3} \cdot \arctg \frac{-\sqrt{\Delta}}{-\frac{q}{2}}\right) \right], \text{ 当 } \Delta = 0 \end{cases} \quad (14.1)$$

$$X_2 = d + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\Delta}} \cdot \omega + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\Delta}} \cdot \omega^2 = \begin{cases} \text{为复根, 当 } \Delta > 0 \\ (-d) \left[-1 + 2 \times \cos\left(\frac{1}{3} \cdot \arctg \frac{-\sqrt{\Delta}}{-\frac{q}{2}} + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \text{ 当 } \Delta = 0 \end{cases} \quad (14.2)$$

$$X_3 = d + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\Delta}} \cdot \omega^2 + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\Delta}} \cdot \omega = \begin{cases} \text{为复根, 当 } \Delta > 0 \\ (-d) \left[-1 + 2 \times \cos\left(\frac{1}{3} \cdot \arctg \frac{-\sqrt{\Delta}}{-\frac{q}{2}} + \frac{4\pi}{3}\right) \right], \text{ 当 } \Delta = 0 \end{cases} \quad (14.3)$$

这里,

$$\Delta = \left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^3, d = -\frac{1}{3} \cdot a_2 = -\frac{2}{3} \cdot \frac{BV_{cb\alpha, GAT}}{382.86 \text{ V}} \cdot \frac{1}{n_b} \times \left(0.004 \times \frac{L}{0.1 \times \mu\text{m}}\right)^{-1} \quad (14.4)$$

可以证明^[6]

$$\Delta \begin{cases} > 0, \text{ 有一个实根与一对复根} \\ = 0, \text{ 有三个实根, 其中有两个相等} \\ < 0, \text{ 有三个不相等的实根} \end{cases} \quad (15)$$

又可以证明^[6], 式(14.1), (14.2), (14.3) 有且仅有一个正实根, 该实根给出了优化设计的 GAT 的设计指标($BV_{\text{cbo,GAT}}$) 和材料参数($n_{\text{c}}, n_{\text{b}}$), 结构参数(L, W_{B} 或 $X = \frac{W_{\text{B}}}{0.1\mu\text{m}}$) 之间的显式关系——优化设计必要条件之一。

另一方面, 由具体的设计指标 $BV_{\text{cbo,GAT}}$ 代入式(8.1) ~ (8.6) 并利用式(3), (5), (6) 又得到优化设计的 GAT 的设计指标($BV_{\text{cbo,GAT}}$) 和材料参数($n_{\text{c}}, n_{\text{b}}$), 结构参数(L, D) 以及共基电流增益(α , 共射电流增益 $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$) 之间的隐式关系——优化设计必要条件之二。

例 1: 取 $N_{\text{b}}^- = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $N_{\text{c}}^- = 6 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $L = 15 \mu\text{m}$, $BV_{\text{cbo,GAT}} = 500 \text{ V}$, 则由式(13), (14.4) 有

$p = -6.31679$, $q = -10.94460$, $d = -1.45107$, $-\frac{q}{2} = 5.47230$, $\Delta = 20.61083$, 代入式(14.1) ~ (14.3) 有, $X_1 = -1.45107 + 2.15531 + 0.97693 = 1.68117$ 为唯一的正实数, 而 $X_2 = -1.45107 + 2.15531\omega + 0.97693\omega^2$, $X_3 = -1.45107 + 2.15531\omega^2 + 0.97693\omega$ 为复数, 舍弃。故对该设计指标的 GAT, 按照上述优化设计理论其基区宽度应该设计为: $W_{\text{B}} = 0.1 \times X_1 \mu\text{m} = 0.168117 \mu\text{m}$, 此乃优化设计的必要条件之一。

例 2: 取 $N_{\text{b}}^- = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $N_{\text{c}}^- = 1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, $L = 10 \mu\text{m}$, $BV_{\text{cbo,GAT}} = 500 \text{ V}$, 则由式(13), (14.4) 有

$p = -14.21277$, $q = 16.35985$, $d = -2.17660$, $-\frac{q}{2} = -8.17993$, $\Delta = -39.42281$, 代入式(14.1) ~ (14.3) 有, $X_1 = -2.17660 + 2 \times 2.17660 \times \cos 0.82898 = 0.76454$ 为唯一的正数, 而其它两个根 $X_2 = -2.17660 + 2 \times 2.17660 \times \cos 3.18517 = -6.52567$ 和 $X_3 = -2.17660 + 2 \times 2.17660 \times \cos 4.75597 = -1.98694$ 皆为负数, 舍弃。故对该设计指标的 GAT, 按照上述优化设计理论其基区宽度应该设计为 $W_{\text{B}} = 0.1 \times X_1 \mu\text{m} = 0.076454 \mu\text{m}$, 此乃优化设计的必要条件之一。

另外, 例 1 和例 2 中由指标 $n_{\text{b}} = 1$, $n_{\text{c}} = 6$ 或 1 , $L = 15 \mu\text{m}$ 或 $10 \mu\text{m}$, $BV_{\text{cbo,GAT}} = 500 \text{ V}$ 代入式(8.1) ~ (8.7) 并利用式(3), (6) 又能分别得到例 1 和例 2 中优化设计的 GAT 的这些设计指标和其它参数(α, D) 之间的隐函数关系, 从而又能确定其它参数(α, D) ——优化设计必要条件之二, 该关系比较复杂, 限于篇幅其分析在此从略。

4 结 论

由于 GAT 器件优化设计必要条件 $f_{\text{GAT}}(N_{\text{c}}^-, N_{\text{b}}^-, W_{\text{B}}, L, D) = 0$ 中的变量个数比 BJT 器件优化设计必要条件 $f_{\text{BJT}}(N_{\text{c}}^-, N_{\text{b}}^-, W_{\text{B0}}) = 0$ 中的变量个数多, 所以 GAT 器件明显地比 BJT 器件具有更大的可供选择的优化设计自由空间, 这不但是从事研究 GAT 优化设计的前提, 也是本文给出的关于 GAT 的一个非常重要的性质。不言而喻, 在定量研究基础上所设计的 GAT 的各项综合指标必将优于定性设计的 GAT 器件的各项综合指标, 文中给出的 GAT 优化设计必要条件模型为设计 GAT 提供非常有益的定量参考。

参 考 文 献

- 1 Kondo H, Yukimoto Y. A new bipolar transistor—GAT. *IEEE Trans, ED*, 1980; **27**(2): 373 ~ 379
- 2 邹德恕, 亢宝位, 杜金玉等. 一种优化设计的高频高压电力半导体器件. *半导体技术*, 1996; **21**(6): 29 ~ 32
- 3 庄宝煌, 黄美纯, 朱梓忠等. GAT 栅屏蔽效应二维解析模型. *固体电子学研究与进展*, 2000; **20**(1): 53 ~ 59
- 4 庄宝煌, 黄美纯, 朱梓忠等. GAT 实现高频率与高基区穿通电压兼容特性分析. *固体电子学研究与进展*, 2000; **20**(2): 190 ~ 194
- 5 庄宝煌, 黄美纯, 朱梓忠等. GAT 实现高电流增益与高雪崩击穿电压兼容特性分析. *固体电子学研究与进展*, 2000; **20**(2): 206 ~ 211
- 6 沈永欢, 梁在中, 许履瑚等. *实用数学手册*. 北京: 科学出版社, 1997

黄美纯(HUANG Meichun) 男, 1937 年生, 厦门大学教授, 博士生导师, 主要从事半导体物理与器件物理以及凝聚态物理领域的研究。

朱梓忠(ZHU Zizhong) 男, 1963 年生, 博士后, 厦门大学副教授, 主要从事半导体物理与器件物理以及凝聚态物理领域的研究。



庄宝煌(ZHUANG Baohuang) 男, 1963 年生, 厦门大学博士生, 1989 年浙江大学硕士毕业, 主要从事半导体物理与器件物理研究。

Back Cover

Solid State Pulse Power Amplifier in P and X-band

The solid state power amplifiers developed in Nanjing Electronic Devices Institute possess small volume, high gain and reliability and the corresponding batch process scale has been established. They have been applied in various facilities and are well received by the users.

The main performance indexes of these solid state amplifiers in P and X-band are as follows:

P-band:

| | |
|---|--------|
| Power at the driven level $P_{o, front} / W$ | > 5 |
| Power gain $G_{P, front} / dB$ | > 30 |
| Emitter power at the last level P_{rear} / kW | > 1. 2 |
| Pulse width $\tau / \mu s$ | 600 |
| Duty cycle D | 10% |

X band:

| | |
|------------------------|------|
| Output power P_o / W | > 3 |
| Power gain G_P / dB | > 30 |