

GTO 关断特性的 SPICE 模拟

兀 革 陈治明

(西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048)

张昌利 徐南屏

(西安电力电子技术研究所 西安 710061)

摘要 本文提出了用于模拟 GTO 关断特性的 SPICE 等效电路模型。根据器件的工作特性并结合器件结构提取模型参数。用此模型对 1000A/2500V 阳极短路型 GTO 的关断特性进行了模拟,包括关断电流拖尾现象在内的整个关断过程,模拟结果与器件的测试结果吻合较好。

PACC: 256Q, 0260, 1210

1 引言

随着 GTO 晶闸管(Gate Turn-Off Thyristor)性能的不断改进及其电路应用的不断推广,对其工作特性的精确模拟越来越重要。对于只熟悉器件外特性,对器件内部结构及工作机理了解甚少的一般电路设计人员来说,要为复杂器件建立等效电路模型,确有许多困难。以前的工作人员对 GTO 建立了一系列等效电路模型。其中,以二极管为基本单元的等效电路模型模拟精度高,但是参数提取复杂,对电路设计人员不太实用。以晶体管为基本单元的等效模型,电路参数全部采用外特性提取,对晶体管的内部参数未加提取。所以,整个参数提取过程比较简单,但模拟精度不高。本文从电路应用的角度出发,分析两种模型的优点,以晶体管模型为基础,分析 GTO 关断过程与晶体管内部结构的关系,考虑电容对动态特性的影响,建立了以晶体管电容(2T-3R-3C)为基本单元的 GTO 等效电路模型。采用外特性与内部结构相结合的方法对电路参数和晶体管的内部参数进行提取。

根据 GTO 结构特点,建立多单元并联的 GTO 等效电路模型。这个模型不但具有模拟精度高的优点,而且模型参数提取比较简单。采用此模型可以完整的模拟出 GTO 的整个关断过程,其中包括关断后的拖尾过程,以前的模型无法模拟出拖尾过程。模拟结果与实验结果对比,定量模拟误差很小。此模型的建立,为电路设计人员提供了很大的方便。

兀 革 女,1971 年出生,硕士,研究方向为电力电子器件特性分析与器件设计
陈治明 男,1945 年出生,教授,博士生导师,从事半导体材料与器件研究
张昌利 男,1958 年出生,高级工程师,从事电力电子器件研究
1997-02-25 收到,1997-05-10 定稿

在模型参数提取中,建立了外特性和结构参数的关系,所以可以通过外特性的要求改变结构参数,从而调节设计参数,达到特性要求。为采用外特性来设计器件结构提供了更直接的方法。此模型的建立为 GTO 器件设计和电路应用架起了一座桥梁。本文建立的模型主要针对 GTO 关断特性的模拟,详细讨论模型参数的提取方法。利用此模型对器件的关断过程进行了模拟,取得了很好的效果。尤其可以模拟出关断后的拖尾过程,模拟结果与实验结果吻合较好。

2 模型的建立

GTO 的基本结构与晶闸管相似,按其结构特征已提出两种基本的等效电路^[1,2],即用三个二极管串联代表晶闸管的等效电路模型和用两个晶体管的组合代表晶闸管的等效电路模型。前者的典型应用是仓田卫的五段二极管等效模型^[3],其五段之间采用侧向电导连接,侧向电导代表各段之间的横向效应。此模型的特点是精确度高,但因非线性元件太多,参数提取的难度很大,分析中存在许多困难。相对说来,采用以晶体管为基本单元的等效电路模拟比较简单,只要参数提取准确,模拟精度也比较高。

尽管一个四层 PNPN 结构可以直接等效为两个晶体管的电流正反馈连接,但要真正能够模拟器件的工作特性,还须在此基础上作些改进,如图 1 所示。图中,电阻 R_1 的设置是为了反映门极的触发和关断特性,电阻 R_3 的设置是为了反映 GTO 的正向阻断特性,而 R_2 只出现在阳极短路型 GTO 的等效电路中,用来反映阳极短路结构的特征,其值与短路点的形状、尺寸和分布有关。这就是所谓 2T-3R (两晶体管三电阻)模型。采用一个单元 2T-3R 模型可以对 GTO 的静态特性进行模拟,采用多个这样的单元并联能模拟 GTO 的动态特性,并联单元越多,模拟精度就越高。

GTO 开关过程中的电荷存贮和释放与 PN 结电容有关^[4],尤其是中心阻断结 J_2 的电容对关断特性起着非常重要的作用。导通时 J_2 结的电容值越大,其两边存贮的载流子数就越多,关断时间就长,拖尾电流也就越大。为了更加精确地模拟出 GTO 的关断特性,需要在模型中加设适当的电容,构成所谓 2T-3R-3C 等效电路模型,如图 2 所示。在关断过程中,这些电容的值要随着 GTO 阳极电压的变化而变化。

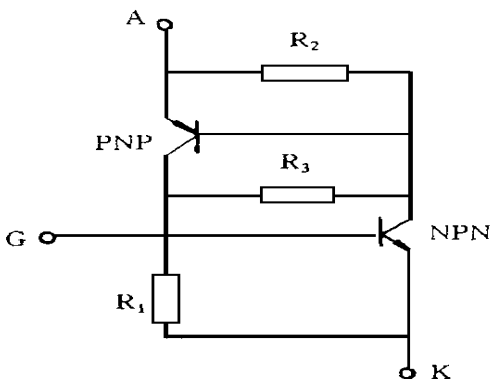


图 1 GTO 的 2T-3R 等效电路模型

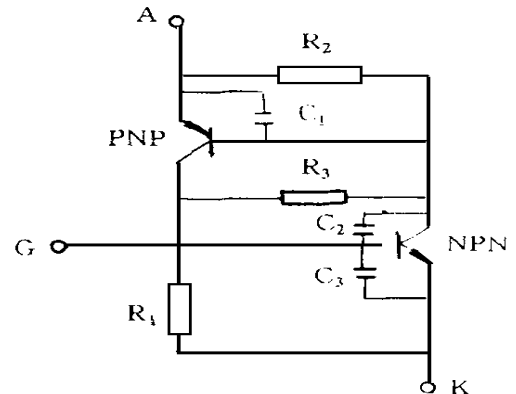


图 2 GTO 的 2T-3R-3C 等效电路模型

一个 GTO 元件的阴极面由许多小的阴极条组成^[5], 每个阴极条对应一个 GTO 单元, 一个 GTO 单元用一个 2T-3R-3C 模型来等效 这样, 在模拟关断特性时, 一个完整 GTO 元件就需要并联若干个这样的单元模型才能给予准确描述 但一个实际的 GTO 元件一般有几百个小单元, 采用这么多单元电路并联起来是不现实的 我们采取将特性相近的小单元归类合并, 形成几个大原胞的办法来解决 这就是说, 要对每个大元胞建立一个单元电路, 然后再把这些单元电路并联起来, 形成一个完整的 GTO 关断特性模型 对阴极条采用同心环规则排列的 GTO, 由于同一个环上的各阴极条的特性基本相同, 可以把它们合并成一个大的 GTO 原胞 不同的环由于至门极的距离不同, 其特性有一定的差别, 采用不同的单元电路来等效 最后, 用横向电阻和电感来反映环与环之间的横向关系, 把所有原胞连接起来 一般情况下, GTO 阴极条的排列圈数并不很多, 单元电路十分有限 采用这种方法, 不仅可以提高模拟精度, 而且可以省去大量的参数提取任务, 是一种比较合理的方法

图 3 是我们对西安电力电子技术研究所产品, 一种具有 4 环阴极结构的 1000A /2500V 阳极短路型 GTO 建立的等效电路

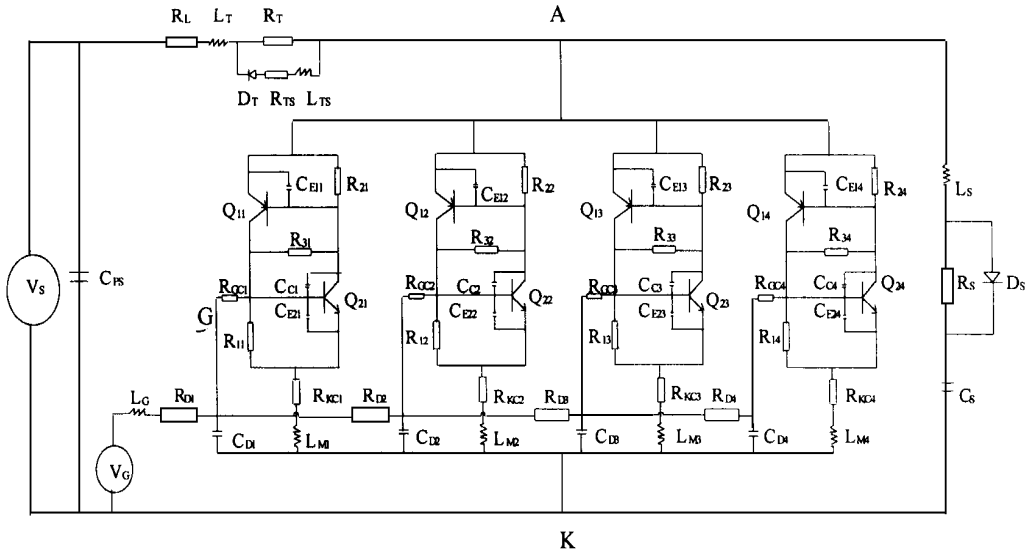


图 3 GTO 的四单元 2T-3R-3C 模型

图中, V_S : 源电压; C_{PS} : 源电容; R_L : 负载电阻; L_T : 引线电感; R_T : 电感中的等效电阻; R_{TS} : 吸收回路的引线电阻; L_{TS} : 引线电感; L_S : 吸收回路的引线电感; R_S : 吸收电阻; C_S : 吸收电容; D_S : 快速软恢复续流二极管

3 模型参数的提取

3.1 R_1 的提取

从基础单元的模型建立过程中分析, R_1 主要反映 GTO 的门极触发特性 在 GTO 门极加上触发电压后, 导通前门极电压和电流由电阻 R_1 来承担, 一旦 GTO 导通, 门极电流通过 NPN 晶体管的发射极, 在已知最小门极触发电压 $V_{gate-trigger}$ 和门极触发电流 $I_{gate-trigger}$ 的条件下, 可以用下式近似计算 R_1 :

$$R_1 = V_{gate-trigger} / I_{gate-trigger} \tag{1}$$

3.2 R_2 的提取

模型中的 R_2 是阳极短路电阻, 其直接影响 GTO 的维持电流, 在测出维持电流 I_{hold} 的条件下, 可根据维持电流来调节 R_2 的大小. 维持电流与 R_2 存在如下的关系式:

$$I_{\text{hold}} = G_{\text{off}} \frac{V_{\text{BEN}}}{R_1} + \frac{V_{\text{BEP}}}{R_2} \quad (2)$$

其中 V_{BEN} 为 NPN 晶体管的发射结的结电压; V_{BEP} 为 PNP 晶体管的发射结的结电压; G_{off} 为 GTO 的最大关断增益

R_2 是阳极短路电阻, 可以根据器件结构算出 R_2 的大小. 对环形短路结构, 短路电阻的计算很复杂, 只能在做一定近似的条件下, 对环形阳极短路图形的短路电阻进行计算. 算出一个小的 GTO 单元的短路电阻, 然后再把各个小单元的短路电阻并联求出整个 GTO 的短路电阻

一个阴极单元的阴极条下面阳极侧对应的阳极短路环, 可分成两部分: 一部分正对阴极条, 另一部分在阴极条外, 考虑电流的二维流动, 两部分对阳极电流的短路效果不太一样. 用短路系数表示其短路效果的话, 正对阴极条的短路环短路系数取为 1, 那么阴极条外的短路环的短路系数设为 b : $b < 1$. 对阴极条外的短路环部分算出短路电阻后要乘以短路系数. 两部分的电阻并联, 即可得到一个阴极单元的等效阳极短路电阻. 每一圈的所有阴极单元对应的阳极短路电阻并联, 求出模型中一个 GTO 原胞中的阳极短路电阻

3.3 R_3 的提取

从模型的建立过程可以看出, R_3 的加入, 主要是为了反映 GTO 的正向阻断特性. 从 GTO 的内部工作机理分析, 正向阻断时, 空间电荷区主要在高阻的 N 基区扩展, R_3 主要是这部分的电阻. R_3 和 GTO 的正向耐压 $V_{\text{AK(Max)}}$ 间存在如下的关系:

$$V_{\text{AK(Max)}} = R_3 I_{\text{gate-trigger}} \quad (3)$$

为了把器件的内部结构考虑进去, 先根据 N 基区的电阻率和厚度对 N 基区的电阻进行估算, 初步确定出 R_3 . 在对 R_1 、 R_2 提取的基础上, 把 R_3 加入模型中, 令门极开路 (或加一很小的负门极电压), 模拟 GTO 的正向阻断过程, 进一步调节 R_3 的值, 使 GTO 的正向转折电压达到设计值, 此时的 R_3 即为模型中精确的参数值

3.4 PN 结势垒电容的计算

在 GTO 等效模型中, 有 PN 结的势垒电容, 对 GTO 制造来说, 每个 PN 结两边的浓度都相差两个数量级以上, 用单边突变结近似. 其势垒电容用 C_T 表示, 其与浓度的关系式为:

$$C_T = A \left[\frac{q \epsilon N}{2(V_D - V_A)} \right]^{1/2} \quad (4)$$

$$V_D = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\overline{N_A} \overline{N_D}}{n_i^2} \right) \quad (5)$$

其中 A 为 PN 结的结面积; N 为 PN 结低掺杂一边的杂质浓度; V_A 为 PN 结的外加电压; V_D 为 PN 结的接触电势; $\overline{N_A}$ 、 $\overline{N_D}$ 分别为 PN 结两边的杂质的平均浓度; T 为工作温度. 对模型中心阻断结的电容, 在关断过程中, 其电容值的大小对 GTO 的关断过程中的特性影响明显, 中心阻断结电容 C 与拖尾电流 i_{dis} 的关系如下:

$$i_{\text{dis}} = C \frac{dU_A}{dt} \quad (6)$$

电容值随 GTO 阳极端电压的变化而变化, 是一动态电容, 采用非线性电容来表示, 其与阳极端电压的关系为:

$$C = C_0 + C_1V + C_2V^2 \quad (7)$$

其中 C_0 为零偏势垒电容; C_1 、 C_2 分别为电容调节系数

3.5 PNP 晶体管和 NPN 晶体管电流放大倍数的计算

晶体管的电流放大倍数是电流密度的函数, 随电流密度的增加其值要增大, 找出电流密度和电流放大倍数间的关系^[6], 可以算出不同电流密度下的电流放大倍数. 利用电荷控制模型可得 NPN 管的发射效率 γ 与电流密度间的关系式为:

$$\gamma = \left\{ 1 + \frac{JL^2a[1 - \gamma(b + 1)] \left[\operatorname{sech} \left(\frac{W_B}{L_a} - 1 \right) + 2qD_nN_BW_B \right]}{2qD_nD_pG_E} \right\}^{-1} \quad (8)$$

其中 G_E 为 N^+ 发射区的 Gummel 数; L_a 为双极扩散长度; $b = \mu_n/\mu_p$; D_n 、 D_p 分别为电子和空穴的扩散系数; J 为导通电流密度; W_B 为 N 基区宽度

基区输运系数

$$\beta^* = \operatorname{sech} \left(\frac{W_B}{L_a} \right) \quad (9)$$

PNP 晶体管的共基极电流放大倍数 $\alpha_{PN} = \beta^* \gamma$ 利用共射极电流放大倍数与共基极电流放大倍数的关系就可以算出不同电流密度下的晶体管的共射极电流放大倍数

对 PNP 晶体管的电流放大倍数, 可以根据最大关断增益和两个晶体管的电流放大倍数的关系式求得 GTO 的最大关断增益 G_{off} 与 α_{NPN} 和 α_{PN} 存在如下的关系:

$$G_{off} = \frac{\beta_{npn} + \beta_{npn}\beta_{pnp}}{\beta_{npn}\beta_{pnp} - 1} \quad (10)$$

在关断增益 G_{off} 和 NPN 晶体管共射极电流放大倍数 β_{NPN} 已知的条件下, 可用上式算出 PNP 晶体管的共射极电流放大倍数 β_{PNP} .

4 模拟结果及分析

利用 2T-3R-3C 等效电路对研究对象的关断特性进行了模拟, 模拟结果如图 4(a) 所示. 为了对模型的精确度进行讨论, 我们也采用四单元 2T-3R 等效电路模型对同一研究对象的关断特性进行了模拟, 模拟结果如图 4(b) 所示. 同时, 我们把这两种模拟结果中的主要关断特性参数同元件的实际测试结果进行了对比, 对比结果列于表 1.

表 1 1000A/2500V 阳极短路型 GTO 关断特性模拟结果和测试结果的对比

| 特性参数 | | $t_s/\mu s$ | $t_f/\mu s$ | V_{DS}/V | $\Delta V/V$ | I_{tail}/A | $t_{tail}/\mu s$ | $-I_{CQ}/A$ |
|-------------|------|-------------|-------------|------------|--------------|--------------|------------------|-------------|
| 实测值 | | 7.5 | 0.95 | 328 | 96 | 52 | 15.2 | 186 |
| 2T-3R 模型 | 模拟值 | 7.38 | 0.93 | 334.2 | 110.2 | - | - | 161 |
| | 相对误差 | 1.6% | 2% | 1.9% | 14.6% | - | - | 13.44% |
| 2T-3R-3C 模型 | 模拟值 | 7.61 | 0.96 | 327.87 | 90.47 | 50.5 | 16.4 | 160 |
| | 相对误差 | 1.47% | 1.05% | 0.4% | 5.8% | 2.9% | 7.9% | 13.98% |

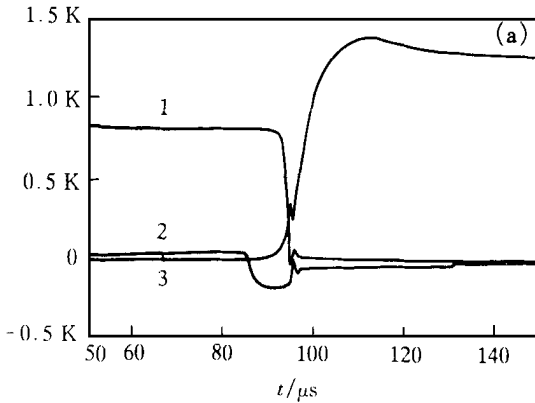


图 4(a) 用 2T-3R-3C 等效电路模型模拟的 1000A/2500V GTO 的关断曲线
1: $I(R_1)/A$; 2: $I(R_G)/A$; 3: $V(s)/V$.

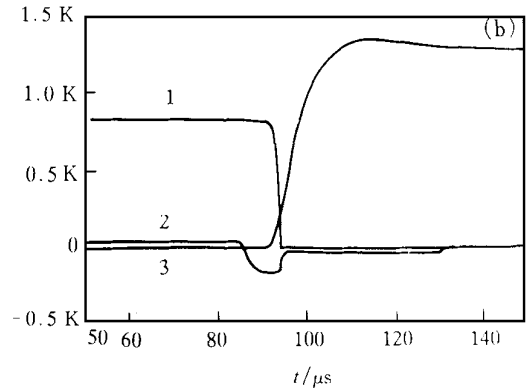


图 4(b) 用 2T-3R 等效电路模型模拟的 1000A/2500V GTO 的关断曲线
1: $I(R_1)/A$; 2: $I(R_G)/A$; 3: $V(s)/V$.

从模拟结果可以看出: 两个模型都可以模拟出 GTO 的关断过程, 其存贮阶段和下降阶段的特征都很清楚. 同时, 也可以模拟出 GTO 在关断过程中于阳极端产生的尖峰电压. 从与测试结果的比较情况看, 模拟的准确度都比较高. 但是, 采用 2T-3R-3C 模型可以模拟出关断后期的电流拖尾过程, 比较精确的给出拖尾电流的峰值和拖尾时间值, 而且对其他参数值的模拟精度也比用 2T-3R 等效电路模型得到的高. 其原因是: 在 2T-3R 模型中没有考虑电容对动态特性的影响因素, 两个晶体管的结电容都用 PSPICE 中的隐含值 (隐含值为 0), 动态过程电容值与隐含值相差很大, 所以造成模拟误差比较大. 在 2T-3R-3C 模型中, 对各个 PN 结的实际接触电势和电容值进行了计算. 根据 GTO 的关断机理, 具体分析了关断过程中各个 PN 结电容对电流的影响. 重点分析了拖尾电流 i_{tail} 的组成成分, 以及其与 J_2 结上的电容间的关系, 在计算 J_2 结电容时考虑其随 GTO 阳极电压的变化关系, 采用非线性电容近似, 所以 2T-3R-3C 模型的模拟效果比 2T-3R 模型好.

另外, 本次对两个晶体管的放大倍数 β_1 , β_2 进行了估算, 计算出不同电流密度下的电流放大倍数. 以前的模型中对动态放大倍数的提取比较粗略, 只是取一组值, 满足设计的关断增益即可, 造成关断时间模拟误差大. 关断时间与 β_1 , β_2 有密切的关系, 精确算出各个电流密度下的电流放大倍数后, 最终确定出了符合实际的 β_1 , β_2 的值, 这也是模拟精度提高的一个原因.

从上面的对比中可以看出, 2T-3R-3C 模型相比 2T-3R 模型在拖尾阶段的模拟上有了很大地改进. 电容的加入, 存贮时间和下降时间有所增加, 模拟误差比 2T-3R 模型小. 从模拟结果可以看出, 采用 2T-3R-3C 模型对拖尾电流和拖尾时间模拟的误差相对较大, 其原因是在考虑电容值时, 载流子的寿命计算比较粗略. 从拖尾电流的成分分析, 有很大一部分是 N 基区载流子复合消失形成的衰减电流, 电流衰减的快慢与少数载流子的寿命密切相关. 所以, 等效的电容的精确计算有一定的误差, 造成对拖尾部分进行精确的计算比较困难, 模拟误差较大.

表 1 所列的模拟结果中, 门极电流的模拟结果与测试结果相比误差较大, 超过 10%. 其主要原因是, 实际测试过程中采用的门极电路比较复杂, 而模拟时为了简化模型, 采用了一

个简单的等效门极电路 还有一个原因就是,模型中门极延迟电路的参数提取复杂,精度受到限制,这也是造成门极特性误差较大的一个原因 为了使模型进一步精确化,对上面提到的参数必须精确提取 这些工作还有待深入研究 从模拟结果可以看出,在门极信号和吸收回路参数给定的情况下,两个晶体管的电流放大倍数和结电容对 GTO 关断时间和拖尾电流的影响最大

5 结 论

本文在分析 GTO 基本结构及开关机理的基础上,建立了一种可直接利用电路模拟软件来精确模拟 GTO 开关特性的等效电路模型,采用此模型不仅可以模拟出 GTO 关断过程的主要特征,更重要的是可以模拟出关断后期的拖尾过程 模拟结果得到实验结果的验证,表明有较高的精确性

参 考 文 献

- [1] Ranadeep Dutta, Cheanlung Tsay *et al* , IEEE Transaction on Power Electronics, 1994, **9**(6): 560~ 566
- [2] C. L. Tsay *et al* , A High Power Circuit Model for the Gate Turn-off Thyristor, IEEE 21st Annual Power Electronics Specialists Conference, 1990, 390~ 397.
- [3] 仓田卫著,张光华译,半导体器件的数值分析,北京:电子工业出版社,1985, 213~ 219.
- [4] 张立,张昌利,等,天津大学学报,1994, **27**(3): 380~ 384
- [5] Tsutomu Yatsou *et al* , IEEE Transaction on Electron Devices, 1989, **36**(6): 1196~ 1202
- [6] 孙向阳,高玉民,罗晋生,微电子学与计算机,1995, **12**(6): 52~ 56

SPICE Simulation of Turn-off Process in GTO

W u Ge, Chen Zhim ing

(Xi'an University of Technology, Xi'an 710048)

Zhang Changli, Xu Nanping

(Xi'an Power Electronics Institute, Xi'an 710061)

Received 25 February 1997, revised manuscript received 10 May 1997

Abstract A new model for SPICE simulation of the turn-off process in GTO is presented to resolve the problem that the earlier models can not be used to simulate its current tail precisely because of their default of the function to describe the charge transmission in the turn-off process of GTO. The new model is successfully used to simulate the turn-off performance of a 1000A/2500V anode-short GTO device. As a comparison, simulation with the earlier model is also carried out for the same device. It is evident that the current tailing is appeared in the plot from the new model and disappeared in the plot from the earlier model. Comparing to the test data of the same device, the simulation results is precise enough to ensure a precise circuit design.

EEACC: 2560B, 0260, 1210