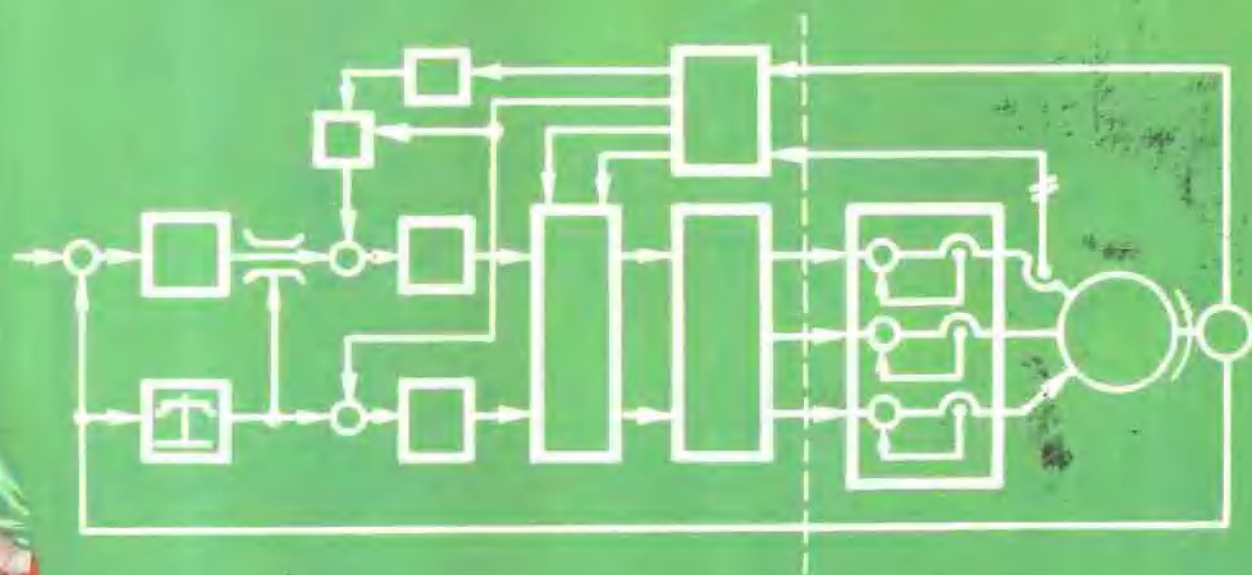


現代电力电子器件 与交流传动

刘宗富 许广锡 陈报生
王正元 陈敏逊 陈伯时



中国自动化学会电气自动化专业委员会
全国高等学校工业自动化专业教育委员会

现代电力电子器件 与交流传动

- | | |
|---------------------|---------|
| • 功率晶体管(GTR)及其应用 | 刘宗富 |
| • 门极可关断晶闸管(GTO)及其应用 | 许广锡 陈报生 |
| • 功率场控器件及其应用 | 王正元 |
| • 脉宽调制(PWM)逆变器与控制 | 陈敏逊 |
| • 交流变频传动控制系统 | 陈伯时 |

中国自动化学会电气自动化专业委员会
全国高等学校工业自动化专业教育委员会

本书介绍第二代功率开关器件(GTO、GTR、MOSFET、SIT等)及第三代复合开关器件(IGBT、MCT等)的结构、参数、性能、机理、工况,着重于它们的应用电路;介绍脉宽调制(PWM)变频器的控制方式和交流变频传动控制系统,着重阐述其基本控制规律。

本书可做大专院校工业自动化专业的教师、研究生及高年级学生的教学参考书,可供工程技术人员研究、开发交流传动控制系统与装置时参考。

现代电力电子器件与交流传动

刘宗富 许应锡 陈报生 编著
王正元 陈敏逊 陈伯时

*

责任编辑:马鹤举 封面设计:董晓声

*

编 辑 出 版

中国自动化学会电气自动化专业委员会
(300180天津市河东区津塘公路174号)
全国高等学校工业自动化专业教育委员会
(230009安徽省合肥市屯溪路59号)
天津电气传动设计研究所服务公司印刷厂印刷

*

开本787×1092 1/16·印张14·字数335千字
1990年6月第一版·1990年6月第一次印刷
印数0,001~4,000·内部发行

前 言

自五十年代末晶闸管问世以来,电力电子器件便登上了现代科技的历史舞台。以晶闸管为基础组成的静止可控整流装置使直流传动占据了运动控制系统中的显著地位。然而晶闸管毕竟是一种只能控制其导通而不能控制关断的半控型开关器件,在交流传动和变频电源的应用中遇到了麻烦,如果不附加强迫换流电路就无法使用。七十年代以后陆续发明的功率晶体管(GTR)、门极可关断晶闸管(GTO)、功率MOS场效应管(Power MOSFET)、绝缘栅极晶闸管(IGBT)、静电感应晶体管(SIT)和静电感应晶闸管(SITH)等等,现在统称为第二代电力电子器件或功率集成器件,是既能控制其导通、又能控制其关断的全控型开关器件。它们的诞生扫除了构成简单、高效的电力电子逆变器中的障碍,使静止变频电源和交流变频传动进入了崭新的历史阶段。如果说在一百余年以前人类靠电磁感应原理发明变压器解决了大功率变压的问题,从此电能成为世界上最便于应用的能源形式;那么,随着大功率变频的突破,高效、节能、省材地使用电能的新时代正一步一步地到来,人类将会更科学更合理地用电,创造更加繁荣的物质文明和精神文明。八十年代中期又出现了第三代电力电子器件——功率集成电路(Power IC),进一步把功率等级不同的驱动、保护、检测和功率输出单元集于一体,使应用更为方便、可靠,正受到举世瞩目,被誉为第二次电子革命的前沿。

电力电子器件的更新必然带来了各种电气装置的换代。用全控型器件取代半控型器件,就使传统的三相六拍逆变器逐步让位给高开关频率的脉宽调制(PWM)逆变器,使输出的正弦波形和电源侧功率因数都得到了显著的改善,而且减小了装置的体积,提高了系统的性能。因此,除了大功率装置以外,PWM变频技术已经在交流传动和电源装置中获得了日益普遍的应用。与此同时,脉宽调制技术本身也获得了迅猛的发展。开始是由模拟器件组成的PWM波形发生器,后来在应用微型计算机的基础上提出了各种各样PWM波实时生成软件,然后又发展了各种专用的PWM集成芯片,近来更大量应用着更高开关频率(达到20~100kHz,甚至更高)的电流滞环跟随型PWM电路。在电源装置中还出现了各类谐振式逆变器。如此等等,在整个变频领域内已经呈现出一片崭新的面貌。

变频技术的飞跃发展当然改变了交流传动系统的面貌,与此同时,交流传动的控制技术也有了划时代的进展。七十年代初出现的矢量控制技术首次实现了高动态性能的交流调速系统,成为交流调速开始取代直流调速的里程碑。在矢量变换的基础上相继出现了磁通反馈矢量控制、转差型矢量控制、直接转矩控制等实用的系统,它们在实践上大大推进了交流传动控制的发展。然而在它们的控制理论应用上却还比较落后,以至于这些系统的调节器设计还停留在适用于直流传动系统的工程设计方法。问题的本质就在于没有用多变量系统的理论和观点来研究非线性、多变量、强耦合的交流传动系统,因而并没有真正弄清交流传动控制的规律。从多变量系统的观点上分析交流传动控制系统不仅可以阐明它的控制规律,而且更加新颖的交流传动控制策略也必将随之诞生。

纵览上述发展不难看出,当前的电力电子器件和交流传动控制技术正在日新月异地突飞猛进。1983年夏,中国自动化学会电气自动化专业委员会和全国高等学校工业自动化专业教育委员会曾分别在常州和昆明先后举办了“交流调速系统”的讲习讨论会,参加每次听讲的

人数都在250人以上；与此同时，在东北地区和西北地区也举办了类似的讲习班。这些活动使1983年成为我国交流调速技术大普及的一年。自此以后，国内交流传动学术空气空前活跃，交流调速装置的生产也有很大的发展。然而这些年来国际上的发展更快，如前所述，现在的状况和1983年相比，可以说已经整整换了一代。因此，为了促使国内在这一领域中的工作跟上时代的进程，更为满足广大教育工作者、科技工作者更新高技术知识的需要，现在再继续举办全国性的交流传动技术讲习讨论会，应该说已经迫在眉睫了。为此我们两个学术和教育团体联合起来完成这项任务，进一步调动起全国同行们的积极性，再在全国范围内掀起一个有关交流传动技术的教学、科研和开发方面的攻关高潮，无疑是顺乎社会发展潮流的。

为了办好讲习讨论会，我们组织编写了这本《现代电力电子器件与交流传动》做为教材。其主要内容包括两大部分：（1）现代的全控型电力电子开关器件及其应用；（2）现代PWM变频技术和交流变频传动系统。在这些方面，虽然国内已有不少引进技术，也有了一些自己的产品，但是对于其基本规律的认识显然是不足的。本书着重解决这个本质问题。

本书第一章由刘宗富教授执笔；第二章由许广锡、陈报生副研究员执笔；第三章由王正元高级工程师执笔；第四章由陈敏逊教授执笔；第五章由陈伯时教授执笔。各章的编写大纲均请陈伯时教授审定。

本书涉及的新技术仍在不断地发展，面对这一现实，编写者也在不断地探索和研究。限于理论水平和实践经验，各章节的内容上有可能挂一漏万，选材上有可能落后于发展，阐述上有可能有错误；再加上多人执笔，编写风格各异，可能会给读者增加麻烦。除了诚恳地欢迎批评斧正外，编写者愿意在讲习讨论会上加以订正和补充。

中国自动化学会电气自动化专业委员会
全国高等学校工业自动化专业教育委员会
一九九〇年六月

目 录

第一章 功率晶体管 (GTR) 及其应用	(1)
1.1 GTR 器件	(1)
1.1.1 GTR 的参数和性能指标	(1)
1.1.2 GTR 的参数测定	(4)
1.1.3 GTR 的安全工作区	(5)
1.1.4 GTR 的保护和驱动级	(6)
1.1.5 GTR 的缓冲器	(8)
1.1.6 逆变器桥臂上的缓冲器	(11)
1.1.7 GTR 的串并联	(17)
1.2 GTR 直流电源	(18)
1.2.1 放电电路	(19)
1.2.2 高低压电路	(21)
1.2.3 斩波器电路	(23)
1.2.4 实用的斩波器电路	(24)
1.3 GTR 变频器	(26)
1.3.1 典型的桥式电路	(26)
1.3.2 三相桥式电路的开关模式	(28)
1.3.3 实用的桥式电路	(32)
参考文献	(33)
第二章 门极可关断晶闸管 (GTO) 及其应用	(34)
2.1 GTO 器件	(34)
2.1.1 GTO 的主要特点、功能及发展历史	(34)
2.1.2 GTO 与其它全控型(自关断)器件的比较及其应用范围	(38)
2.1.3 GTO 的工作原理及其结构	(41)
2.1.4 GTO 晶闸管的主要技术参数	(45)
2.1.5 GTO 晶闸管门极控制特性与有关电气参数的关系曲线	(48)
2.2 GTO 电路工作过程的分析	(53)
2.2.1 GTO 电路结构的基本单元	(53)
2.2.2 GTO 的开通与关断动态过程波形分析	(54)
2.2.3 缓冲吸收电路的作用及其参数选择	(57)
2.2.4 GTO 的关断开关损耗与吸收电路的功耗	(61)
2.2.5 对并联续流二极管的技术要求	(64)
2.3 GTO 门极控制驱动电路	(64)

2.3.1 门极控制电路的波形要求及主要参数的确定	(65)
2.3.2 门极控制驱动电路的设计要求	(70)
2.3.3 门极控制驱动电路实例	(71)
2.4 GTO串并联工作的技术要求	(77)
2.4.1 GTO的串联工作	(77)
2.4.2 GTO的并联工作	(79)
2.5 GTO晶闸管的应用电路	(81)
2.5.1 三相GTO逆变器	(81)
2.5.2 单相交流供电的GTO交流传动电力机车	(83)
2.5.3 GTO三相交流传动内燃机车	(85)
2.5.4 GTO三相交流传动电动车辆	(86)
2.5.5 GTO高频四象限斩波器在电动车辆上的应用	(87)
2.5.6 高电压大功率的GTO三相交流传动变频器	(88)
2.5.7 GTO电流型三相交流传动变频器	(90)
2.5.8 GTO不停电(逆变)电源	(91)
2.5.9 GTO电路的过电压与过电流保护问题	(93)
2.6 GTO的冷却方式	(94)
2.6.1 空气冷却	(95)
2.6.2 油冷却	(96)
2.6.3 氟里昂冷却	(97)
参考文献	(99)
第三章 功率场控器件及其应用	(101)
3.1 电力半导体器件简要工作原理	(103)
3.1.1 固体电行为的差异	(103)
3.1.2 半导体中的势垒	(104)
3.1.3 电导调制和反向恢复	(105)
3.1.4 结的相互作用	(105)
3.1.5 晶闸管效应(锁定效应)	(106)
3.1.6 MOS电容器	(106)
3.1.7 空间电荷层的扩展和电流通道的夹断	(107)
3.2 功率场控器件的参数与结构	(107)
3.2.1 基本工况和各参数间的关系	(107)
3.2.2 结构与分类	(108)
3.2.3 特性与参数	(114)
3.2.4 功率场控器件优点的分析	(116)
3.3 功率场控器件的应用	(117)
3.3.1 基本电路	(118)
3.3.2 交流变频调速方面的应用	(123)

3.3.3 直流斩波调速方面的应用	(124)
3.3.4 直流伺服驱动方面的应用	(125)
3.3.5 荧光灯镇流器方面的应用	(126)
3.4 功率场控器件失效机制与分析	(127)
3.4.1 晶闸管损坏的某些机制	(127)
3.4.2 VDMOS管的应用问题	(132)
3.4.3 IGBT管的限流保护	(133)
3.4.4 霍尔效应电流传感器——电力半导体器件的最佳电流保护措施	(133)
3.4.5 热力学考虑	(135)
3.5 功率场控器件的最新发展	(136)
3.5.1 MCT管	(136)
3.5.2 功率集成电路简介	(138)
第四章 脉宽调制(PWM)逆变器与控制	(140)
4.1 交—直—交逆变器输出谐波的分析	(141)
4.1.1 谐波的分析	(141)
4.1.2 谐波的形响	(142)
4.2 PWM逆变器的工作原理	(145)
4.2.1 问题的提出	(145)
4.2.2 PWM逆变器的工作原理	(145)
4.2.3 逆变器输出与脉宽的关系	(146)
4.2.4 对脉宽路制的制约条件	(148)
4.3 PWM型逆变器的控制方式	(148)
4.3.1 以参考信号分类	(148)
4.3.2 以逆变器开关元件工作方式分类	(149)
4.3.3 以载波信号频率与参考信号的频率的关系分类	(151)
4.4 SPWM的控制模式与其求解	(152)
4.4.1 SPWM控制模式的自然采样法	(152)
4.4.2 SPWM控制的规则采样法	(154)
4.5 LSI专用芯片的应用	(155)
4.5.1 HEF4752电路概述	(155)
4.5.2 HEF4752的内部结构与基本工作原理	(156)
4.5.3 HEF4752各输入输出信号的功能	(158)
4.5.4 使用举例	(161)
4.6 PWM逆变器控制模式的优化	(161)
4.6.1 一般方法	(161)
4.6.2 双极性调制波的谐波消除	(162)
参考文献	(164)

第五章 交流变频传动控制系统	(165)
5.1 引言	(165)
5.2 变频调速的基本控制方式	(166)
5.2.1 基频以下调速	(166)
5.2.2 基频以上调速	(166)
5.3 静止式变频装置	(167)
5.3.1 间接变频装置(交一直一交变频装置)	(167)
5.3.2 直接变频装置(交—交变频装置)	(168)
5.3.3 电压源和电流源变频器	(169)
5.4 异步电动机在电压、频率协调控制下的稳态机械特性	(170)
5.4.1 恒压恒频时异步电动机的机械特性	(171)
5.4.2 电压—频率协调控制	(172)
5.4.3 小结	(174)
5.5 转速开环、恒压频比控制的变频调速系统	(174)
5.5.1 转速开环的交一直—交电压源变频调速系统	(174)
5.5.2 转速开环的交一直—交电流源变频调速系统	(179)
5.6 转速闭环、转差频率控制的变频调速系统	(182)
5.6.1 转差频率控制的基本概念	(183)
5.6.2 转差频率控制规律	(184)
5.6.3 转差频率控制的变频调速系统	(185)
5.6.4 优点与不足	(185)
5.6.5 近似动态结构图	(186)
5.7 异步电动机的多变量数学模型和座标变换	(188)
5.7.1 异步电动机动态数学模型的性质	(188)
5.7.2 三相异步电动机的多变量数学模型	(189)
5.7.3 坐标变换和变换阵	(193)
5.7.4 异步电动机在任意二相旋转坐标系上的数学模型	(200)
5.7.5 异步电动机在二相静止坐标系上的数学模型	(205)
5.7.6 异步电动机在二相同步旋转坐标系上的数学模型	(206)
5.7.7 异步电动机在二相同步旋转坐标系上按转子磁场定向的数学模型	(206)
5.8 矢量控制的变频调速系统	(207)
5.8.1 异步电机的坐标变换结构图和等效直流电机模型	(207)
5.8.2 矢量控制系统的构想	(208)
5.8.3 矢量控制基本方程式	(208)
5.8.4 磁链开环、转差型矢量控制的交一直—交电流源变频调速系统	(210)
5.8.5 转子磁链观测模型	(211)
5.8.6 转速、磁链闭环控制的电流跟随型 PWM 变频调速系统	(212)
参考文献	(213)

第一章 功率晶体管 (GTR) 及其应用

1.1 G T R 器 件

1.1.1 GTR的参数和性能指标

对线路设计者而言,GTR最重要的参数是反向封锁电压和正向导通电流,但是这两个参数都和具体的线路有关。GTR的最高工作频率在50kHz以下,工业上比较常用的开关频率为2kHz左右。GTR是一种电流驱动器件,在基极中注入电流 I_B 后可以从集电极中得到放大后的电流 I_C ,电流放大倍数 β 为

$$\beta = I_C / I_B \quad (1-1)$$

GTR有两种工作方式:线性工作方式和开关工作方式。在需要放大时采用线性工作方式,而在开通和关断时采用开关工作方式。图1.1示GTR的 $V-I$ 特性曲线,它代表管子的集射极电压 V_{CE} 和集电极电流 I_C 间的关系,基极电流 I_B 是参变数。仔细分析这些曲线可知,在开关工作方式下使用的是 $V-I$ 曲线中的饱和工作区。在饱和工作区中一定的基极电流可以使管子在某集电极电流下饱和开通,其特点是集射极电压仍低于某一特定值。

在实用的电路中是用一定的正向基流 I_{B1} 去驱使GTR开通,而用另一反向基流 I_{B2} 去迫使GTR关断。由于GTR不是理想开关而是真实的器件,故在开关过程中总存在着一定的延时和存储时间。

图1.2示GTR在电阻负载下的典型开关过程。假定基流以阶跃形式跳变到正向基流 I_{B1} ,经过一段延迟时间 t_d 后集射电压 V_{BE} 才上升到饱和值 $V_{BE,s}$ 。与此同时集射电压 V_{CE} 从其初值1下降为0.9。 t_d 被定义为延迟时间。接着 V_{CE} 快速下降,将 V_{CE} 从0.9下降到0.1的这段时间定义为上升时间 t_r ,GTR的开通时间包括延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ,即

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (1-2)$$

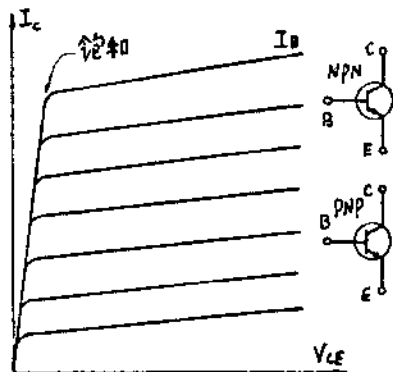


图1.1 功率晶体管的输出特性

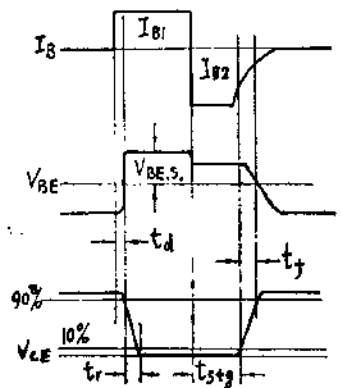


图1.2 晶体管在电阻负载下的典型开关过程

假定基流从正向基流 I_{B1} 跃迁为负向基流 I_{B2} , 基射电压 V_{BE} 从其饱和值 $V_{BE,s}$ 突然下降, 由于饱和作用, 少数载流子正在中和, 集射电压 V_{CE} 仍保持其饱和导通值0。将 $V_{CE}=0.1$ 定义为GTR退出饱和, 则从 I_{B2} 阶跃输入到 V_{CE} 上升为0.1这段时间称为管子的存储时间 $t_{t,s}$ 。由图1.2看出, 存储时间结束后电压 V_{CE} 从0.1向0.9上升, V_{BE} 从其正值下降到0, 这段时间称为GTR在电阻负载下的下降时间 $t_{f,R}$ 。在电阻负载下 I_C 的波形和 V_{CE} 是一致的, 故不再给出。

对于电感性负载情况又有所不同。因为流过电感的电流不可能突变, 故当管子关断时将会发生 $V_{CE}=0$ 后 I_C 才开始下降的情况。因此定义两个下降时间: 其一是 V_{CE} 从0.1上升到0.9的下降时间 $t_{f,R}$, 其二是紧接其后发生的 I_C 从0.9下降到0.1的下降时间 $t_{f,L}$ 。对于电感性负载还有一点需要指出, 那就是感性电流具有电流源的特征, 和电阻性负载相比较, 它对GTR基射结的转折电容具有更强的充电能力, 故在相同的 I_{B2} 和 I_C 下, V_{CE} 的下降时间 $t_{f,R}$ 将较小。

令 t_{off} 代表管子的关断时间, 则

$$t_{off} = t_{t,s} + t_{f,R} + t_{f,L} \quad (1-3)$$

当负载为纯电阻时 $t_{f,L} = 0$, GTR的关断时间将较短。

另一个重要参数是反向击穿电压 $V_{(BR)}$, 它的大小和基极回路的接线方式有关。图1.3示各种基极接线方式下GTR的一次击穿电压 $V_{(BR)}$ 。基极开路时的一次击穿电压用 V_{CE0} 表示, 它的最大值等于 V_{bo} , 是管子集射结在基极开路时能够承受的最高击穿电压。在4种基极接线方式中这个集射结一次击穿电压是最低的。将基射结反向偏置时得到的一次击穿电压用 V_{CEV} 表示, 它的最高值用 V_b 表示, 在4种基极接线方式中这个集射结一次击穿电压是最高的。由于将基射结反向偏置能够提供较高的集射结一次击穿电压 V_b , 故目前流行的线路中都采用这种基极接线方式, 亦即用足够的反向基流 I_{B2} 去提高管子截止后的耐压能力。但必须注意, GTR的基射结反向击穿电压 V_{EB0} 很少高于6~12V, 故必须在采用反向基流的同时考虑基射结的击穿问题。

基流较小时的集射结击穿电压称为一次击穿电压 FB , 和 FB 性质完全不同的是基流较大时的二次击穿电压 SB , 目前它仍是GTR最令人头痛的具有极大破坏力的多发性故障。

图1.4示日本富士公司生产的EV1298型GTR的内部线路。表1.1示其绝对最大定额, 表1.2示其电气性能。

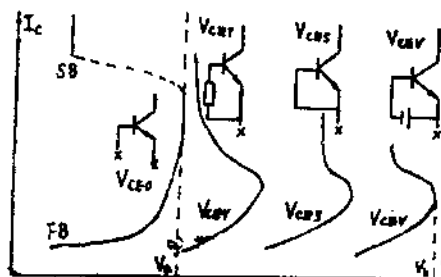


图1.3 GTR的反向击穿电压 $V_{(BR)}$

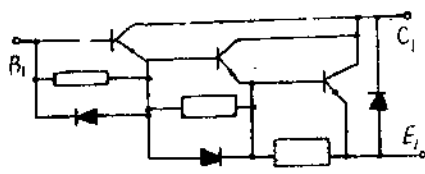


图1.4 EV1298型GTR的内部线路

表1.1 EV1298型GTR的绝对最大定额($T_c = 25^\circ\text{C}$)

项 目	符 号	定 额	单 位
集电极与基极间电压	V_{CB0}	1000	V
集电极与发射极间电压	V_{CE0}	1000	V
集电极与发射极间电压	$V_{CE0(sus)}$	800	V
发射极与基极间电压	V_{EB0}	6	V
集电极电流	DC I_C	150	A
	1ms I_C	300	A
	10C $-I_C$	150	A
	DC I_B	10	A
基极电流	1ms I_B	20	A
集电极损耗	单管 P_C	1000	W
	双管 P_C	2000	W
结温	T_j	+150	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-40~+125	$^\circ\text{C}$

表1.2 EV1298型GTR的电气特性($T_c = 25^\circ\text{C}$)

项 目	符号	测试条件	下限	上限	单 位
集极基极间电压	V_{CB0}	$I_{CB0} = 1\text{mA}$	1000		V
集极射极间电压	V_{CE0}	$I_{CE0} = 1\text{mA}$	1000		V
	$V_{CE0(sus)}$	$I_C = 3\text{A}$	800		V
	$V_{CEX(sus)}$	$I_C = 150\text{A}, -I_B = 4\text{A}$	1000		V
射极基极间电压	V_{EB0}	$I_{EB0} = 800\text{mA}$	6		V
集电极反向截止电流	I_{CB0}	$V_{CB0} = 1000\text{V}$		1	mA
射极反向截止电流	I_{EB0}	$V_{EB0} = 6\text{V}$		800	mA
集极射极间电压	$-V_{CE}$	$-I_C = 150\text{A}$		2.5	V
直流电流放大倍数	h_{FE}	$I_C = 150\text{A}, V_{CE} = 5\text{V}$	70		
集射结饱和压降	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 150\text{A}, I_B = 4\text{A}$		2.8	V
基射结饱和压降	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 150\text{A}, I_B = 4\text{A}$		3.5	V
开关时间	t_{on}	电阻负载		3	μs
	t_{stg}			15	μs
	t_f	感性负载		2	μs

1.1.2 GTR的参数测定

GTR的一般参数测定是大家熟知的，不在此里重复，可以参看有关资料。这里只给出GTR作为开关元件使用时开关时间的测定方法和正向偏置安全工作区的测定方法。对于用户了解制造厂家给出的测试方法和测试线路是十分有利的，它会帮助你设计出比较合理的控制电路。图1.5示GTR向电阻负载供电时的开关时间测试电路。被测管子是EV1298型，定额为：1000V，150A，1000W。利用图1.5的电路可以测定GTR的开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ ，电阻负载下的存储时间 t_{stg} 和下降时间 $t_{f,R}$ 。

注意负载电阻 $R_L = 4.3\Omega$ 而且是无感的。测试时取 $I_{B1} = 4A$ ， $I_{B2} = 4A$ ，认为 I_{B1} 和 I_{B2} 是阶跃函数，基流的脉冲宽度 $PW = 50\mu s$ 。规定负载电流的稳态值必须等于管子的集电极电流的绝对最大定额150A。从 $I_{B1} = 0$ 到 $I_c = 0.9 \times 150A$ 定为管子的开通时间 t_{on} ， $t_{on} \leq 3\mu s$ 。从 I_{B2} 出现到 $I_c = 0.9 \times 150A$ 定为管子在电阻负载下的存储时间 t_{stg} ，实测 $t_{stg} \leq 15\mu s$ 。从 $I_c = 0.9 \times 150A$ 到 $I_c = 0.1 \times 150A$ 定为管子在电阻负载下的下降时间 $t_{f,R}$ ，实测 $t_{f,R} \leq 2\mu s$ 。由于集电极电流的稳态值必须等于其绝对最大定额150A，管子发热很快，另一方面又要求测得的时间参数是 $T_C = 25^\circ C$ 时的，故对基流的波形作如下规定： I_{B1} 的脉冲宽度 $PW = 50\mu s$ ，基流的脉冲占空比要小于2%。

事实上纯电阻负载是比较少的，所以图1.5只用于开关时间测定，缺乏实用价值。图1.6的测试电路却不同，它既可测定GTR在电感负载下的下降时间 t_f ，又可以测定GTR的正向偏置安全工作区FBSOA，而且还可以作为管子驱动级设计时的重要参考。

对于电感性负载，由于集电极电流 I_c 不允许上升到由连接线电阻所限定的稳态值，故只能用试探方法让 I_c 升到额定值时立即将它关断。为了防止GTR关断时电感中的电流变化产生过高的电压冲击，在电路上加装了箝位电压 V_{cl} 和箝位二极管 D_1 。线路中的负载电感习惯上取 $L = 100\mu H$ 。由于采用的基流波形是通用的，亦即正向基流 I_{B1} 的脉冲宽度 $PW = 50\mu s$ ，基流的脉冲占空比小于2%，故只能用调节电源电压 V 来调节集电极电流的最大值，对于EV1298型管子要求 I_c 的最大值接近150A。图1.6的电路中采用了贝克箝位，亦即利用二极管 D_2 和 D_3 保证GTR开通时总是处于准饱和状态。关于贝克箝位留在驱动电路中讨论。另一个二极管 D_4 的采用是为了给反向基流 I_{B2} 提供通路。测试时取 $I_{B1} = 4A$ ， $I_{B2} = 4A$ 。图1.6的电路除了

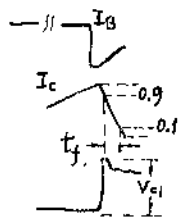
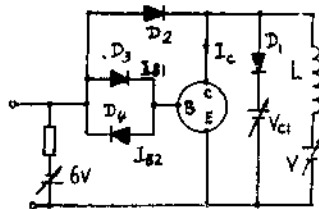
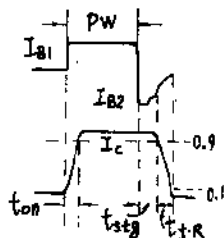
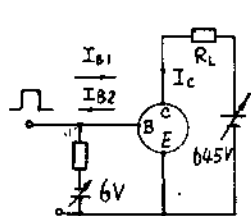


图1.5 GTR在电阻负载下的开关时间

图1.6 GTR在电感负载下的测试电路

用来测定GTR的下降时间 t_{cl} 外,还可以用来测定管子的安全工作区。

1.1.8 GTR的安全工作区

上面的绝对最大定额说明, GTR在开通和关断时承受很强的电场强度, 为了给线路设计人员提供出更有参考价值的资料, 管子制造厂家还给用户提供管子的正向偏置安全工作区和反向偏置安全工作区。

使用GTR时第一个需要理解的问题是如何避免它在正向偏置时产生二次击穿。为了给使用者提供设计时的参考, 管子制造厂都为其产品提供如图1.7所示的正向偏置安全工作区。图1.7就是富士公司为其EV1298型管子提供的正向偏置安全工作区(FBSOA)。安全工作区示特定的基流脉冲宽度PW下, 集电极电流 I_C 和集射电压 V_{CE} 的允许值。图中给出4种基流脉冲宽度下的安全工作区。曲线4为直流下的, 亦即直流的脉冲宽度等于无穷大; 曲线3是 $PW = 10ms$ 的; 曲线2是 $PW = 1ms$ 的; 曲线1是 $PW = 50\mu s$ 的。每一条曲线可以从物理概念上划分为4个阶段。第一段 V_{CE} 比较低, 安全工作区基本上取决于 I_C , DC时允许的 I_C 是150A, 其余三种PW下允许的 I_C 都是300A。第二段 V_{CE} 比较高, 受限的条件不再是 I_C 而是管子的耗散功率 P_{tot} 。4条曲线分开, PW愈小允许耗散的功率愈大。随着 V_{CE} 的进一步提高进入由二次击穿所限定的安全工作区, 允许的 I_C 值随 V_{CE} 的增加以更大的速度下降。最后一段主要由一次击穿电压限定。在图1.6的测试电路中就是用嵌位电压 V_{cl} 所限定的最高电压。由图1.3可知, 管子的一次击穿电压和基极的接线方法有关, 为了可靠都将管子正向偏置安全工作区的一次击穿电压取作 V_{CE0} , 亦即表1.2中的 $V_{CE0(sus)}$, 它等于800V。

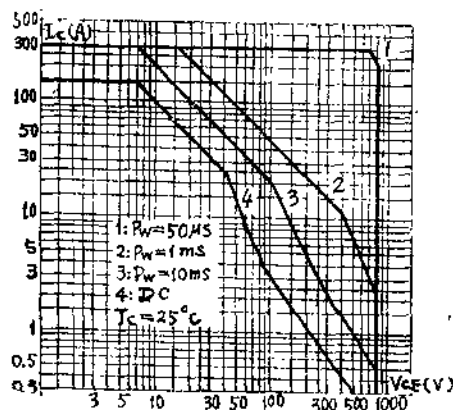


图1.7 EV1298型管子的正向偏置安全工作区

正向偏置下产生的二次击穿现象是由于在强大的电场作用下, 在GTR的晶体工作面上有某一个点由于电流密度过大而构成了热点。基射结的温度系数是负的, 热点上的电流密度将因温度的升高而进一步增大。电流增大损耗也增大, 热点上的温度进一步升高。要知道基射结的击穿电压也具有负的温度系数, 温度愈高愈容易击穿。于是, 如果外加电压不见减少, 则热点电流增长的结果将是使集射结击穿, GTR将由于热逸走而损坏。

还有一点需要注意的是给这些特性曲线规定的管子结温 $T_C = 25^\circ C$, 随着结温的升高安全工作区将明显缩小。

除了正向偏置安全工作区外, 管子制造厂家还为用户提供管子的反向偏置安全工作区。图1.8示EV1298型管子的反向偏置安全工作区(RBSOA)。图1.3说明在关断时将基射结反向偏置可以提高管子集射结的一次击穿电压, 所以今天的GTR驱动电路都采用足够的反向基流 I_{B2} 去提高管子的电压承受能力。图1.8的曲线也是用图1.6的测试电路测定的, 给定的反向基流

$I_{B2} = -4A$, 管子结温 $T_C = 125^\circ C$ 。

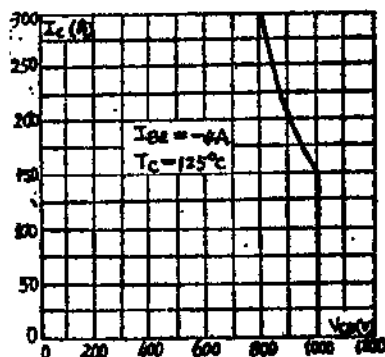


图1.8 VE1298型管子的反向偏置安全工作区

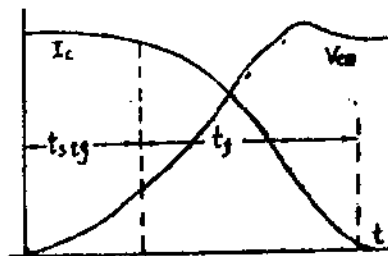


图1.9 GTR在电感负载下的关断过程

正向偏置安全工作区用于管子的开通,从基流等于零到基流等于 I_{B1} ,不存在 I_{B2} ,它显示管子在正向偏置下的 I_C 和 V_{CE} 承受能力,因此有一个关键的因素,即承受时间PW。反向偏置安全工作区用于管子的关断,图1.8说明EV1298型管子在 $T_C = 125^\circ C$ 的条件下将 V_{CE} 的峰值嵌在800V时,用 $I_{B2} = -4A$ 可以将300A的 I_C 可靠地关断。如果将嵌位电压提高到1000V,则用同样的 I_{B2} 只能将150A的 I_C 可靠地关断。

当GTR用作功率开关时,存储时间和开关损耗是两个重要参数。如果存储时间不能压缩到较小的数值,则管子的关断损耗将明显地增大。图1.9示GTR在电感负载下的典型关断过程。由于 t_{st} 和 t_f 的存在,管子在关断过程中同时承受较大的 I_C 和 V_{CE} ,如果在关断过程中出现的损耗峰值 $I_C V_{CE}$ 超过正向偏置安全工作区所限定的界限,管子将损坏。

1.1.4 GTR的保护和驱动级

为了严格保证GTR在制造厂家规定的安全工作区内可靠地工作,必须对GTR设置必要的过流保护和过压保护,另外还必须对其驱动级进行精心的设计,以便获得尽可能好的基流波形,用以提高开关频率,减少开关损耗和增加系统的可靠性。

过压保护主要依靠电压嵌位和过压吸收回路,留在实用线路中说明,这里重点讨论过流保护问题。GTR本身就是一种优良的快速开关,但也是一种最容易因过流而损坏的开关元件。因此过流保护的优劣往往成为线路设计者能否取得成功的关键。由图1.7看出,象EV1298这样的管子,只要将管子的 V_{CE} 嵌位在800V,即使出现300A的集电极电流,只要能在50 μs 的时限内将管子可靠地关断,它本身就是一种很有效的大容量快速开关。它的关断时间不超过17 μs 。可见从理论上说,在使用GTR时只要能根据它的正向偏置安全工作区合理地设计过流保护限额,就可以利用它的快速自动关断能力对系统进行过流保护,当然包括线路的短路保护。

晶闸管可以用快速熔断器去保护,但快速熔断器对GTR说来是无用的,因为GTR的二

次击穿形成得更快，往往是GTR已二次击穿而快熔才被烧断。所以GTR的过流保护要靠自己，要靠驱动线路的精心设计。对于线路设计者说来，GTR的 I_C 允许工作时间是至关重要的。例如对于EV1298这样的管子，作为电机的绕组开关时要考虑到电机的过载能力，系统的短路保护和过流保护环节的动作时间等多种因素。考虑到结温的升高，将管子的极限 I_C 选定为200A，如果在 $I_C = 200A$ 时无延时地给管子送入反向基流 I_{B2} ，使管子立即关断，即使这个电流是由于线路短路造成的，对管子也是无害的。如果电流检测回路中存在着延时，则既要考虑这段时间内 I_C 的上升从而降低短路电流定额，还要考虑这种延时是否会超出FBSOA规定的安全工作区。

很多生产机械都要求电动机要具有足够的过载能力，例如冲击性负载、电网电压波动等，在这种短时过载的情况下必须维持电动机的正常工作，不允许断电和停机。例如风机水泵等通用机械使用的变频器，要求能承受150%的过载一分钟。从EV1298管子的FBSOA看，这个过载电流只能是150A，因此由一个EV1298管子提供给电动机的额定电流只能小于10A。考虑到管子的实际结温和安全因素，将电动机的额定电流规定成75A或者50A也就是可以理解的。

过流保护有不同的要求和目的，需要分出层次。例如要求在150%过载的条件下持续工作一分钟，一般情况下可以采用反应速度较慢但造价低廉坚固可靠的电流互感器进行电流检测。这种电流对GTR没有危险，允许长期通过，GTR可以不必关断。如果是保护短路，则从故障电流出现(例如200A)到产生反向基流 I_{B2} 的时间必须尽可能的短，因为 I_C 还在迅猛增长，如果在 I_{B2} 出现前已经超出管子的FBSOA，管子将被击穿。 $50\mu s$ 基本上是一个不许超越的时间，所以对电流信号转换每一级所使用的时间都必须进行精确的计算。不难理解，检测短路电流是不能使用反应速度较慢的器件例如电流互感器的。

在电流检测元件中，分流电阻是一种反应快速的元件，多用于检测短路电流。工程上比较常用的分流电阻是产生75mV的信号电压，如果检测电流为200A，则分流器产生的损耗达到15W。一种比较有效的短路电流检测方法是直接检测GTR本身的集电极电压 V_{CE} 和基极电压 V_{BE} 。图1.10示EV1298管子的饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 和 $V_{BE(sat)}$ 随 I_C 变化的情况。由图看出在 I_C 超过100A时集电极电压 V_{CE} 产生一个明显的拐点。图中给出， $I_{B1} = 1A$ ， $T_C = 25^\circ C$ 的条件下 $I_C = 100A$ 时 $V_{CE} = 2.6V$ ，当 I_C 上升到150A时 V_{CE}

$= 8.5V$ 。因此如果将 $V_{CE} = 8V$ 选作过流保护的动作值，则管子将在150A时发出过流保护信号。当然 V_{CE} 是基流 I_{B1} 和结温 T_C 的函数，在同样的 I_C 下 I_{B1} 愈大 V_{CE} 愈小， T_C 愈高 V_{CE} 愈大。故对于同一个 V_{CE} 过流保护信号，管子的集电极电流 I_C 将随结温的升高而减小，并随基流的增大而增大。

采用 V_{CE} 作为过流检测信号有一个重大缺点，那就是区分这个信号的真伪，因为在管子处于截止状态时 V_{CE} 也存在高值，这与过流无关，只有在管子开通后 V_{CE} 由低变高才说

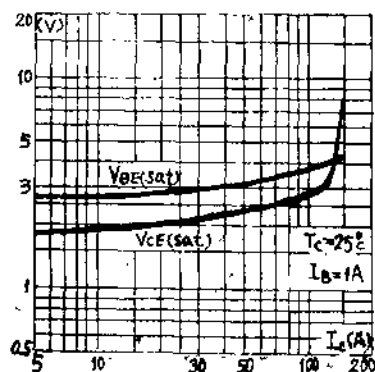


图1.10 GTR的饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 和 $V_{BE(sat)}$

明是真正的过流。由于管子的开通需要 $3\sim 5\mu\text{s}$ 的时间,于是用于区分真假过电流的死时差不多要延续 $10\mu\text{s}$ 。这就是说在管子开通的前 $10\mu\text{s}$ 时间内用 V_{CE} 去反映管子的过流是无效的,如果在这段死时内真的出现短路故障,管子将失去过流保护。

V_{BE} 同样可以用作过流的反馈信号,它的优点是没有死时,但也存在着明显的缺点,那就是它随 I_{C} 的变化不明显,加上温度变化和基流变化引起的漂移,容易产生误动作。如果同时检测 V_{CE} 和 V_{BE} ,将 V_{BE} 用作 V_{CE} 的补充,完全有可能使GTR具有自我保护不受短路故障损害的能力。

GTR的保护还有一个更根本的方面就是基流的最优控制,基流控制对GTR的可靠运行起决定性的作用,概括起来对基流控制提出下列要求:

- ① 在GTR开通时应有足够大的基流峰值去减小它的开通时间 t_{on} 从而降低合闸损耗。
- ② 在GTR开通后,用作开关元件的GTR必须总有足够多的基流使它不致因偶然的原因退出饱和而进入放大区。

③ 当关断GTR时应当对基流的变化率进行控制,因为负基流 I_{B2} 的上升率如果过大,则有能产生少数载流子的蜂腰现象,这对GTR是危险的。

④ GTR有高饱和区、准饱和区、放大区和截止区等四个工作区间,用作开关元件的GTR应尽可能避免进入放大区。管子开通后最好总是处于准饱和区,准饱和区的特点是 $V_{\text{CE}}\approx V_{\text{BE}}$ 。从准饱和区进行关断是十分有利的,它可以扩大GTR的安全工作区,而且可以在不出现少数载流子蜂腰现象的条件下提供极短的下陷时间。在准饱和条件下对GTR进行关断,可以对负基流 I_{B2} 的变化率不加限制,一般情况下利用基极回路的连接线电感就足够了。

驱动级的设计是至关重要的,但情况复杂必须具体问题具体分析,留在实用线路中再加以说明。

1.1.5 GTR的缓冲器

GTR的缓冲器曾经作为不可或缺的环节而存在过,但是随着GTR本身的发展,缓冲器的重要性正在下降。另一方面,由于GTR本身特性的非线性和分散性,缓冲器的设计也只能是粗放而且初步的,主要依靠经验。图1.11示简单的直流斩波器所采用的缓冲器,它由储能元件 L_s 、 C_s ,隔离二极管 D_r 、 D_f 和耗能元件 R_f 和 R_s 构成。 L 和 R 代表负载的电感和电阻, D_f 代表续流二极管。当GTR开通后,负载电流 I_L 流过 L 、 R 、 L_s 和GTR,电容 C_s 完全放电, $V_c=0$ 。假定GTR的关断时间是 t_{off} ,在这段时间内认为流经GTR的电流 i 为

$$i = I_L(1 - t/t_{\text{off}}) \quad (1-4)$$

从而得 $0\sim t_{\text{off}}$ 这一关断时间内电容 C_s 上的充电电压 V_c 为

$$V_c = \frac{1}{C_s} \int_0^t (I_L - i) dt = \frac{I_L t^2}{2C_s t_{\text{off}}} \quad (1-5)$$

当GTR完全关断后($t \geq t_{\text{off}}$),续流二极管 D_f 承担全部负载电流,电感 L_s 中的电流经 D_f 和 R_f 放电直到等于零。如果 C_s 在 t_{off} 时充上的电压不等于 V_{cc} ,它将通过电阻 $R_s + R_f$ 进行充放电,直到其上电压 $V_c = V_{\text{cc}}$ 。

假定采用的续流二极管 D_f 具有较大的反向恢复时间 t_{rr} 。如果GTR在 D_f 正在续流时突然