

182

7A153
L32
1

电力电子设备用器件与 集成电路应用指南

第1册 电力半导体器件及 其驱动集成电路

李 宏 编著



A0952913



机械工业出版社

本书在讨论电力电子技术与电力电子设备发展动向的基础上,全面介绍常用各种电力半导体器件的内部结构、外形、工作原理、参数定义、保护技术、驱动技术及使用技巧。内容涉及普通晶闸管、门极关断(GTO)晶闸管、电力晶体管(GTR)、MOS场效应晶体管(MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)、静电感应晶闸管(SITH)、静电感应晶体管(SIT)、MOS控制晶闸管(MCT)、快恢复二极管(FSR)、联栅晶体管(GAT)、MOS双门极发射极关断晶闸管(EST)、集成门极换向晶闸管(IGCT)、注入增强栅晶体管(IEGT)、电力半导体模块和组件、固态继电器等,给出了上述部分器件的产品型号、详细参数和生产企业,列表说明了各公司产品的型号对照,最后详细分析了普通晶闸管、GTR、GTO、MOSFET和IGBT常用驱动集成电路的引脚排列、内部结构和工作原理、主要特点和参数限制以及应用技术。书末的附录中给出了晶闸管及其派生器件、GTR、IGBT专用驱动板的选型指南及书中提到的生产企业名录。

本书是一本理论和实际紧密结合的工具书,其内容丰富,取材全面,图文并茂,是从事电力电子设备及特种电源设计、调试、安装、制造和研究开发人员不可多得的一本实用参考书,它亦适合高等院校及中等专业学校的广大师生作为参考。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子设备用器件与集成电路应用指南/李宏编著. 北京:机械工业出版社,2001.4

(第1册 电力半导体器件及其驱动集成电路)

ISBN 7-111-08875-1

I. 电... II. 李... III. ①半导体器件②半导体集成电路
IV. ①TN303②TN43

中国版本图书馆CIP数据核字(2001)第18663号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

责任编辑:孙流芳 版式设计:冉晓华 责任校对:李秋荣

封面设计:方 芬 责任印制:路 琳

北京机工印刷厂印刷·新华书店北京发行所发行

2001年6月第1版·第1次印刷

787mm×1092mm^{1/16}·37印张·3插页·1266千字

0 001 5 000册

定价:69.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

本社购书热线电话(010)68993821、68326677-2527

前 言

众所周知,电力电子设备一般由进行功率(电流、电压、频率)变换的电力半导体器件、相应控制电路及所应用的控制理论三大部分组成。其中,电力半导体器件是完成功率变换的基础,而控制电路是其核心,没有控制电路的发展及对半导体器件提出的更新、更高要求,就很难想像电力电子设备的高度智能化及高性能化。进入20世纪80年代,功率集成电路的出现引起了电力电子技术或称电力电子成套装置的革命。它将高电压、大电流、大功率的多个半导体器件做在同一芯片上,有些还包括检测、控制、保护等功能单元。如今用一片专用集成电路便可完成一个功率开关变换或制成一个专用电源。正因为如此,电力电子技术已成为世界各国展开竞争的一个高技术领域,世界上许多著名的公司都推出了在这一方面的专用控制电路、电力半导体模块、成套设备,一方面供本公司内部配套使用,另一方面供应国际市场,例如:美国的摩托罗拉(MOTOROLA)、国家半导体(National Semiconductor)、通用电气(GE)、国际整流器(International Rectifier, IR)公司,德国的西门子(Siemens)、IXYS、eupec公司,法国的Thomson公司,荷兰的飞利浦(Philips)公司,日本的三菱电机、富士电机、三社电机、东芝公司,英国的Mitel公司,瑞士的ABB公司等。有关电力半导体器件及驱动控制集成电路的国内外生产企业很多,许多企业都十分看好中国市场,纷纷加强了在中国的销售力度,产品宣传及简介资料可以说铺天盖地,但总的来说,资料虽多,却很分散,缺乏系统性,需要时间去查找、归纳、分析和系统化,从迅速实用角度来说,并不方便。

我与电力电子技术结下不解之缘近20年,工作中经常碰到与众多的工程师们一样的难题,即在设计电力电子成套装置时需要选择电力半导体器件,有时手上有样本,却买不到产品,有时看见了产品,但无载有详细参数的样本,更使人感到为难的是往往一个器件坏了,正运转的设备已经瘫痪,原用型号的公司又没有现货,如何用别的公司产品代替使用,以解急用的燃眉,这时要有一个型号对照表该多好,无法找到产品替换关系而误事的滋味可以说真是急死人!所以从1990年开始,我一直想编写一套电力电子设备常用元器件选用指南,来解决上述难题,限于学识及资料限制,此宏愿今日才得以部分实现,为了将国内常用的电力半导体器件和驱动控制集成电路较全面和系统地介绍给从事电力电子产品设计、开发、生产、装配、采购、调试的工程技术人员、科研人员、现场维护人员、高等院校及中等专业学校的广大师生,我们对有关文献资料和收集到的产品样本,加以整理和消化,并按理论探讨为辅,实际应用技术为主的编写宗旨,在较短的时间内编写了这本指南,书中也包括了编者对部分器件的应用体会和教训总结,该书的编写适应了我国电力电子技术、机电一体化技术、特种电源技术及家用电器等行业对电力半导体器件及驱动集成电路使用技术的迫切需要。

本指南共分为4册,构成一个完整的体系,分别为:第1册电力半导体器件及其驱动集成电路;第2册控制用集成电路;第3册传感、保护用和功率集成电路;第4册其他配套元器件。

本书是指南的第1册,共分8章,第1章介绍国内外电力电子设备、电力半导体器件及驱动控制专用集成电路。第2章介绍电力电子设备用普通晶闸管、GTO晶闸管、GTR、MOSFET、IGBT、MCT、SITH、SIT、IGCT、IEGT、EST、GAT、固态继电器、IPM、电力半导体组件的内部结构、工作原理、参数定义、驱动技术、保护技术和应用技巧,并给出了应用实例,应特别注意的是该章还将新型电力半导体器件IGCT和IEGT在国内首次编入电力电子技术书籍中。

第3章以较大的篇幅介绍了各种常用电力半导体器件的详细参数、生产企业,并以列表的形式给出了不同生产企业相同或相近参数模块的型号对照。第4章~第8章详细讨论了现国内可以买到或已批量使用的普通晶闸管、GTR、GTO、MOSFET、IGBT的驱动控制集成电路的引脚排列、内部结构、参数限制及应用技术,热望本书的出版最大限度地节约电力电子设备设计人员设计驱动电路及选择电力电子器件的时间。

本书在选题、编写、定稿过程中得到了中国电工技术学会电力电子学会、中国电源学会特种电源专业委员会、中国电源学会特种电源技术咨询培训服务中心、机械工业出版社、陕西高科电力电子有限责任公司、《国外电子元器件》杂志社的大力帮助。中国电工技术学会电力电子学会副理事长陈守良教授,西安石油学院吴应龙教授、汉泽西教授对本书的编写给予了热情的鼓励;《国外电子元器件》杂志社钱建立副教授、姜书汉高级工程师对本书的编写提供了大量的素材和参考资料,在此表示衷心的感谢!

本书在编写过程中得到有关厂商或代理商提供的资料,还参考或引用了书末参考文献中所列的国内外有关单位和个人撰写的资料和文献。陕西高科电力电子有限责任公司钟桂清高级工程师、杨利宁同志和祝海燕同志参与了本书文稿的整理、文字录入及排版、校对工作,宋刚同志绘制了书中的部分插图,在此一并致以深切的谢意!

在本书出版之际,还应感谢我贤惠的妻子梁萍女士对编写本书的理解和支持,并对在本书编写过程中她在各方面的帮助表示感谢!

由于学识水平所限,收集资料又欠全面,加之编写时间极为仓促,书中难免多有纰漏和不当之处,敬请同行专家及读者批评指正,热望各位不吝赐教!



2000年11月于西安石油学院

第 1 章 电力电子技术与电力电子设备的发展动向

1.1 电力电子技术与电力电子设备

自 1955 年世界上第一个大功率硅整流二极管^① (Silicon Rectifier——SR) 在美国通用电气 (GE) 公司诞生以来, 经过近 40 年的发展, 一个新兴的高科技领域——现代电力电子技术已在世界上形成了相当的规模。与其他工业相比, 它在科学领域中还微不足道, 但已在当今的工业自动化中起着巨大的作用。它是信息产业与传统产业之间的主要接口, 是控制与被控制、强电与弱电之间的桥梁, 是一种现代高效的节能技术, 它的发展为机电一体化开辟了新的道路, 为大幅度节约电能、降低原材料损耗提供了新的重要手段。据报道, 美国近年来由于采用高度发展的现代电力电子技术对白炽灯和各种电机驱动装置进行改造, 使美国全国的电能节约了 15%~20%。日本科技厅关于电力电子技术应用的最新调查报告声称, 由于广泛采用了功率变频技术, 日本将在目前单位国民生产总值能耗居世界最低情况下可再把全国发电量节约 10%。

电力电子技术的历史可追溯到 20 世纪 50 年代玻壳水银整流器 (汞弧整流器) 的发明, 但是现代电力电子技术始于 1957 年美国 GE 公司制成第一个硅晶闸管 (Silicon Thyristor), 1973 年第四届国际电力电子专家会议首次提出了电力电子学的 Newevell 定义 (见图 1-1), 即电力电子技术是电力、电子与控制之间的边缘学科, 它主要承担电能形式 (电压、电流、频率、相位、相数等) 的变换。以电子和控制这两门最活跃学科为先导, 电力电子技术每隔不久便有一个新飞跃, 其中的关键因素是电力半导体器件和微电子半导体器件日新月异的发展, 以及它们的相互渗透和结合。随着 10 多年来电力电子技术的蓬勃发展, 1980 年国际上出现了电力电子技术的新定义 (见图 1-2)。两种定义的差别, 反映了 70 年代电力电子技术与现代电力电子技术的差别, 反映了电力电子技术的发展和应用领域的不断扩大, 它几乎覆盖了所有电工及电气学科, 占领了工业生产的各个领域, 大至兆瓦级的直流输电, 小至家用电器的节能灯, 无不渗透着电力电子技术, 因而电力电子技术的发展成为当今世界各国技术竞争的一个重点领域, 受到世界各国政府的高度重视。例如: 日本几十年来从节能的战略目标出发, 大力扶植本国电力电子技

术的发展, 因此才有今天日本单产能耗居世界最低的局面; 西欧尤利卡计划把门极关断 (GTO) 晶闸管、静电感应晶闸管 (SITH) 等新型电力半导体器件列为重点开发项目。美国成立国家电力电子应用中心, 投入巨额资金开发智能电力集成电路 (Smart Power IC) 和高压、大电流、高频化的 MOS 控制晶闸管 (MCT), 其目的是为了实现工业更进一步的自动化, 从而达到直接和间接节能、节约原材料和提高产品质量的目标。我国政府近几年来也认识到了电力电子技术在国民经济中的重要地位, “八五”期间国家拨出专款 5000 多万元将电力电子技术列为国家“八五”攻关重点项目, 并已取得了相当丰硕的成果。“九五”期间国家在这方面又有巨大的投入, 至今已在浙江大学、西安电力电子技术研究所成立了国家电力电子工程重点实验室和国家电力电子工程研究开发中心。

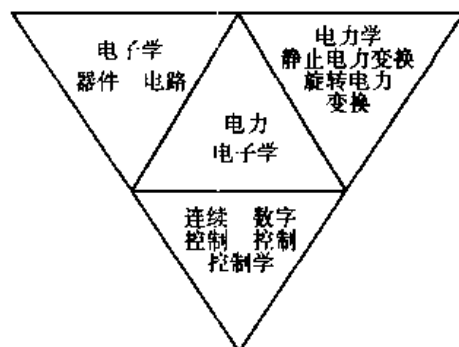


图 1-1 电力电子学的 Newevell 定义

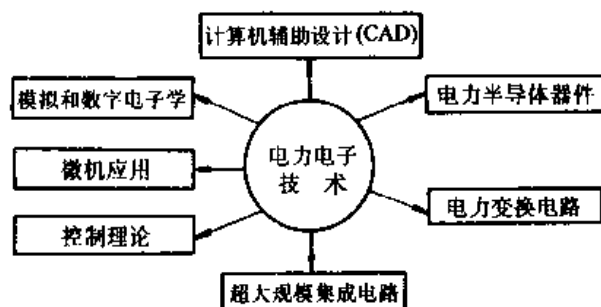


图 1-2 电力电子学的新定义

电力电子技术一般由电力半导体器件和电力电子成套装置技术 (或称电力电子设备制造技术) 两大部分组成。电力半导体器件的发明为电力电子设备的制造

① 硅整流二极管常简称为整流管, 而在控制回路常称为二极管。

奠定了基础,一种新型器件的发明使电力电子设备的体积、重量大为减小,相应的电力电子设备性能及档次不断提高,对电力半导体器件不断提出新的更高的要求,促进新型电力半导体器件的开发及研制。

近年来,电力半导体器件的发展在以下两个方面大大促进了大功率应用领域的发展。一方面,器件特性的改善使其开关速度得以提高,同时降低了相关损耗,器件的开关容量也随之提高。另一方面,包含门极(或栅极、基极)驱动在内的模块化趋势已在一定程度上使电路设计标准化。由于装置成本显著降低,可以预计将来这种趋势仍会继续。

1. 电力电子设备的发展历程

电力电子设备制造技术的发展历程大致可分为五个阶段。

(1) 以普通晶闸管为代表的整流器阶段 该阶段以1957年普通晶闸管(俗称可控硅、SCR)^①的诞生为起点,直到自关断器件的出现及成熟应用(1975年前后)。该阶段电力电子成套装置主要是应用普通晶闸管或整流管将交流电整流为直流供给负载,其整机以牵引电源、电化学、电解装置,电热冶金用电源及直流传动电力电子设备为三大台柱,直至今天这些装置仍在大量生产和应用。

由于普通晶闸管只能控制其导通而不能控制其关断,因而决定了在该阶段发展起来的强迫换相电压型逆变器体积庞大,但由于目前其他电力半导体器件的容量还无法与普通晶闸管竞争,因而以普通晶闸管为主功率器件的高压直流输电(HVDC)、无功补偿、大型直流电动机调速、大功率同步电机励磁等电力电子设备仍是当今电力电子设备制造行业的热门产品。

(2) 以门极关断(GTO)晶闸管、电力晶体管(GTR)为代表的逆变器阶段 随着GTO^②、GTR及各种形式的自关断器件的出现,电力电子设备从以SCR为代表的整流器阶段转向以GTO、GTR为代表的逆变器阶段。当代世界上,GTO是容量仅次于普通晶闸管的电力电子设备用电力半导体器件,所以它在电力电子设备中几乎垄断了整个大功率电压型逆变器和自换相电流型逆变器领域。在电力机车的牵引系统中至今没有任何器件可以取代GTO。当今世界上尤以日本的GTO制造及应用技术最为成熟,处于世界领先水平。GTO、GTR均是电流型控制器件,因而其开关增益均比较小,开关频率一般都较低(一般在1~2kHz,最高不超过4kHz)。

在该阶段,电力电子成套装置的技术核心是大功率交流传动,至今已发展成熟的有各种电压型、电流型、脉宽调制(PWM)型、矢量控制型及周波变流器

型的调速方案,加之自关断器件以及专用集成电路的发展,使得交流传动得以蓬勃发展,其功率范围、调速性能及价格都可与直流传动相媲美,在诸多原应用直流电动机的场合,交流电动机及其调速装置已替换了直流电动机。

在该阶段,变频类电力电子设备不仅用于旋转装置,而且与日常生活和工作密不可分,进入了家庭领域。日本一位很有名的教授说过,离开了电力电子技术,我的生活将无法进行,上班时坐的是交流调速的地铁,下楼时坐的是交流调速的电梯,进屋后用的是变频调速的空调,照明用的是高频振荡的荧光灯,计算机用的是开关电源和不间断电源(UPS)、厨房里用的是感应加热的电磁灶。这充分说明了在这一阶段内逆变器的兴旺、发达和普及景象。

在这一阶段的台柱产品是交流调速装置,其热门产品是UPS、变频电源、微波炉、电磁灶及开关电源。

(3) 以电力MOS场效应晶体管(MOSFET)为代表的高频化阶段 电力场效应器件的兴起,为电力电子设备走向高频化领域迈出了重要的一步。由于材料及电力半导体器件工艺技术的限制,到目前为止,电力场效应晶体管的容量难以做得很大,因而这一阶段电力MOSFET主要用来制作高频开关电源及其他小功率的变频电源,至今它还未用于较大功率的电动机驱动中。

(4) 以绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等双机理器件为主功率器件的高频实用化阶段 为了解决器件高压与通态压降之间的矛盾,更为了解决GTR与GTO电流驱动存在存储时间长、开关频率低、噪声大及大容量GTR和GTO需要较大的基(门)极驱动功率等这些不足,并克服电力MOSFET在目前电力半导体器件工艺技术及材料条件下难以制成高压大电流这一缺陷,因而研制成了双机理复合器件,如IGBT、SIT、SITH、MCT。它们的出现,展示了当今和未来应用的前景。目前IGBT的容量已超过GTR的水平,其价格也低于GTR,由于它的开关频率可高达50kHz,很容易制成无噪声的IGBT变流器,因而以IGBT为功率器件的变流装置已进入实用化阶段,并已深入到家用电器、通信行业、电动机驱动、印刷行业的各个领域。

① SCR为硅可控整流器,是1957年美国通用电气公司命名的,后来IEC将其正式定名为晶闸管(Thyristor),但为方便起见,仍沿用SCR代表普通晶闸管。

② GTO(Gate Turn off)为门极关断,因此门极关断晶闸管可称为GTO晶闸管,但为方便起见,仍沿用GTO代表门极关断晶闸管。

(5) 以集成门极换向晶闸管 (IGCT)、注入增强栅晶体管 (IGET) 及功率集成电路 (PIC) 为代表的未来电力电子设备阶段。几年前, 电力电子行业普遍认为, 在所有电力半导体器件中最有前途的是 MOS 控制晶闸管 (MCT), 其原因在于当时美国 GE 公司已有产品, 美国 Harris 公司已可批量向市场提供这类器件。实际上, MCT 是一个 MOS 门的 PNP 晶闸管, 它可以在 MOS 门上加一个窄脉冲使其导通和关断, 与其他电力半导体器件不同的是, MCT 具有小单胞结构, 而且器件具有大量并联而匹配的单元。为了使器件有较高的成品率, 必须具有高纯度、均匀性好的硅片和精细工艺技术, 它的频率与 IGBT 差不多, 但其低的通态压降是一个明显的优点, 器件不存在二次击穿问题, 其 dv/dt 与 di/dt 耐量可达 $2000V/\mu s$ 与 $20000A/\mu s$ 以上, 故应用它可制成无缓冲电路的变流器。

但是由于工艺和材料的限制, 直至目前为止, MCT 极低的成品率和高昂的成本, 决定了 MCT 的推广应用前途渺茫, 美国 GE 和 Harris 公司相继已放弃了 MCT 的生产和研究的大量投入。为解决此问题, IGCT 与 IEGT 得到飞速发展, 其容量已与 GTO 相当, 并已开始大量使用。但由于功率集成电路容量还非常小, 所以要兴旺发达还需要一定的时间, 因而到目前为止, 以 IGCT、IEGT、PIC 作为主功率器件的电力电子设备所占比重还非常小。

2. 电力电子设备的发展现状

自从 1955 年全世界第一个大功率整流 (二极管) 管的诞生至今, 经过近 40 年的历程, 电力电子设备的制造技术得到了飞速的发展, 形成了相当的规模, 以日本、美国、西欧发展最快, 日本已解决了大容量 GTO 及 IGBT 在电力电子设备中应用的关键技术, 在大容量 GTO 与 IGBT 应用方面, 日本的技术居世界领先水平。据不完全统计, 全世界电力电子设备年生产总值约为 250~300 亿美元, 在电力电子技术最发达的日本、美国及德国, 电力电子设备约以年 20%~30% 的速度递增, 如今从几十万千瓦级的大型机电设备到瓦级的小型家用电器都广泛应用电力电子技术。在电力电子设备中, 其工作频率从 0 赫 (直流) 到几十兆赫, 应用 SCR、GTO、GTR、VDMOS、IGBT 等作为主功率器件的电力电子设备已到了鼎盛时期, 而以 MCT、SITH、IGCT、IEGT、功率集成电路 (PIC) 及高压功率集成电路 (HVPIC) 为主功率器件的电力电子设备也已得到发展和应用。

电力电子设备是将电的五大参量 (电压、电流、频率、相数及相位), 根据用电对象的不同要求进行变换的技术, 此技术已被广泛用于国民经济的各个部门。

其发展现状可概括为:

1) 整流管和普通晶闸管及其派生的不可控制关断时刻的器件几乎渗透到电力电子设备的所有领域, 其应用范围之大是其他电力半导体器件所无法比拟的。整流管及普通晶闸管自 20 世纪 50 年代发明至今, 由于自身容量的不断增大和性能的完善, 它已在交流调压、调功、电解、电镀、冶金、直流调速、交流调速、DC/DC 变流器等电力电子设备领域中广泛应用。在整个电力电子设备中, 无论是从总装机容量还是装机台数都占有相当大的份额, 应用它们制造的相位控制变流器、周波变流器、电流型变流器、电压型变流器、DC/DC 变流器, 已定型化、系列化和标准化, 且可批量提供市场供使用者选用。单机容量愈来愈大, 如直流输电已达几千万千瓦, 大型铝电解装置已达几十万甚至几百万千瓦, 用于加热的大功率中频电源至今仍以晶闸管为主功率器件, 光控晶闸管因触发回路和阳、阴极间可电位隔离, 故在直流输电这一类电力电子设备中得到了广泛的使用, 是其他电力半导体器件所无法在短期内取代的。应用晶闸管开发的交-交变频装置其单台容量已达数万千瓦。

2) 门极关断晶闸管及达林顿晶体管 (DT) 的应用已趋成熟, 它们在中小功率 UPS、交流调速, 直流调速、机车牵引、开关电源等领域展现了广阔的应用前景。GTO 和 GTR 的工艺成熟至今不足 20 年的历史, 然而它们已进入了几乎所有原应用普通晶闸管的电力电子设备领域, 尤以在 UPS 及交流调速中的发展最为迅猛。据报道, 国外已有应用矢量控制的 400kVA GTO-PWM 逆变器用于工业卷绕生产线, 日本东芝公司应用 GTO 制作的单台 UPS 容量已达 750kVA, 日本东京电力公司应用 GTO 采用多重化技术制作的变频器已达 11000kVA, 日本富士电机公司应用 GTR 制作的 UPS 在 1984 年容量就已达 400kVA, 至今日本明电舍公司应用 GTR 制作的交流调速装置单台容量已达 370kW, 在日本专门从事 GTR 变频调速装置的厂家就有 13 家, 其中比较有名的是日本东芝、三菱电机、明电舍、三肯、富士电机等公司。我国从事 GTR 变频器生产的公司 (或厂家) 就有几十家, 其中仅与台湾地区普传公司合资的就达 18 家。GTR 变频器的大量采用使我国的能源得到了很大的节约, 对改进生产工艺水平、提高产品质量、降低能耗起到了很大的作用。据估计, 我国 1997 年 GTR 变频器市场销售额接近 10 亿元。现在为了解决高性能变频器的性能, 无速度传感器的矢量控制技术及死区时间补偿技术获得了广泛地使用, 除通用变频器外, 中频磨床电动机用逆变器及高频逆变器亦获得了批量应用。还应看到, GTO

斩波器用于电力机车主传动系统后,改善了电力机车的工作性能,省掉了制动过程中的庞大电阻,至今还没有取代它的其他电力半导体器件。

3) 电力 MOSFET 及 IGBT 的应用已趋成熟,使变频器的输出波形大为改观,谐波含量大为减小,且解决了 GTR、GTO 变频器工作时的噪声。应用它制成了高效无噪声逆变器和开关电源取代了传统的线性电源而应用于程控交换机等领域,改善了通信系统的质量,应用它制成的高频无噪声变流器已进入家用电器领域及军工兵器领域。

4) PIC、MCT、IGCT 及 IEGT 已在电力电子设备中得到应用。80 年代中期, PIC 的出现、90 年代 MCT 的问世以及 90 年代中后期 IGCT 和 IEGT 的诞生,至今已获得了飞速的发展。目前已有应用这些器件开发的成套装置用于工业领域,如 PIC 已用于电视机、音响、洗衣机等家用电器,复印机等办公设备,汽车、飞机等交通工具,大面积荧光显示屏和机器人,电力变换及高压大电流控制系统,实现了高效化、高频化、无噪声化及智能化。

5) 电力电子设备中所用的控制技术得到了较快的发展,70 年代的 PID 模拟式控制已被无温度偏差和可同时对许多参量进行调节、综合的微处理机和微机控制所代替,特别是引入了多变量和分散控制、鲁棒控制等技术后,使控制技术逐步由模拟控制、模拟数字控制、直接数字控制、PWM 控制发展到矢量控制、无速度传感器的矢量控制、死区时间补偿、准谐振变流技术等控制技术,使电力电子设备的动态和静态指标及保护性能都得到了很大程度的提高。

6) 自关断电力半导体器件的驱动和保护技术日趋完善,为采用自关断器件作为主功率开关器件的电力电子设备奠定了坚实的基础,带来了极大的方便。自关断器件应用的关键问题是其基极(或门极、栅极)的驱动和完善快速保护问题。为解决这些问题,世界上诸多有名的公司在生产自关断器件的同时,开发生产了配套的驱动和保护电路,如日本富士电机公司生产的 GTR 厚膜驱动电路 (EXB356、357)、IGBT 厚膜驱动电路 (EXB840、841、850、851),日本三菱电机公司生产的 GTR 厚膜驱动电路 (M572××系列)、IGBT 厚膜驱动电路 (M579 系列),东芝公司生产的 MOSFET 及 IGBT 混合驱动电路 (TLP250),国产的 GTR、IGBT、MOSFET 及 GTO 厚膜驱动和保护电路 (HL 系列)。如今看来,以法国汤姆森 (THOMSON) 公司生产的智能晶体管驱动电路 (UAA4002、UAA4003) 及美国国际整流器 (IR) 公司生产的 MOSFET 和 IGBT 集成驱动电路 (IR21 系列) 居于世

界先进水平之列。

7) 电力电子设备的高频应用技术及配套器件得到了迅猛发展,高频电力半导体器件及配套件的出现,使电力电子设备的工作频率已达几十万赫,体积成倍缩小。高频传感器、高频抗干扰技术、高频电容等配套件的日趋完善,使电力电子设备的高频化应用已成为现实,并且逐步扩大着应用领域。

3. 电力电子设备的发展趋势

1) 在未来一段可预见的时间内,以各种电力半导体器件为主功率器件的电力电子设备将展开竞争且共同发展。SCR 及其派生器件仍将垄断大功率领域,在电动机驱动装置、中频电源领域,IGBT 将取代达林顿晶体管 (DT),从而进一步改善变频电源输出波形。用 IGBT 的整流器和逆变器可提高效率、减小噪声,并将电力电子设备的重量、体积减少 30%。

2) 以 MCT、IGCT、IEGT 为主功率器件的电力电子设备将逐步取代 SCR,并与 IGBT 为主功率器件的电力电子设备形成强烈竞争。

3) 以 MOSFET 为主功率器件的电力电子设备将扩大功率与应用范围。其原因表现在 MOSFET 控制功率小,可直接与微机接口,且 MOSFET 是至今发现的最好的整流器件,其压降做得越来越小,电流密度做得越来越高。有人断言, MOS 器件将成为电力电子设备应用的电力半导体器件的主流。

4) 各种电力电子设备将高频化、小体积化、超大规模集成化、模块化。由于环境、能源、社会、高效化的要求,电力电子设备正向高性能化、智能化、数字化、系统化及绿色化发展。新一代电力电子设备的技术含量会大幅度提高,使之更加可靠、成熟、经济实用。

5) 电力电子设备的备品备件将系列化、标准化、超大功率集成电路及专用集成电路将简化成套装置设计的工作量。

6) 电力电子设备将为航天工业、军事工业及日常生活带来更大的方便,一个鼎盛更加繁荣的时代将出现。

7) 谐振变流技术将广泛应用,新的控制技术及手段将在电力电子设备中获得应用,并进一步提高电力电子设备的性能和档次。如现已出现的混合多电平高压逆变器、交-交变频器、SPWM 变频器、 $\cos\varphi=1$ 的矩阵式 PWM 变频器、超导储能电站、燃料电池、动态加热电源、悬浮冶炼(金属与容器不接触,提高纯度,解决高温容器难以制造的问题)用电力电子设备、开关电容变压器式 DC/AC 变流器将大范围推广,并带来巨大的效益。

8) 电力电子设备中的电磁干扰 (EMI) 抑制、

PWM 传动系统中的轴电流和轴电压等当今比较棘手的电力电子设备难题将取得突破性进展。

9) 未来电力电子设备将带来汽车工业的革命, 电动汽车将像如今的燃油汽车一样普及, 汽车电子、驾驶盘电器将为汽车的上档次、更舒适提供坚实的基础, 汽车的用电功率将从现在的 800W 增加到 2400W, 电动汽车的成本中 60%~80% 将是电源。据估计, 汽车电器将为电力电子设备行业带来 600~800 亿美元/年的市场, 且以低压电源为主要部分。

10) 未来电力电子设备将使计算机电源从现在的 5V 降为 0.5V 甚至更低, 使计算机的主频更加提高, 有望达到 500~600MHz, 将使 AC/DC 电源的效率提高到 95% 以上, 使电池的寿命延长 3 倍, 将使用水银的开关全部淘汰, 把几千亿个灯泡改为采用电子镇流器的, 几百亿台电动机改为交流调速, 并使固态化的电力电子设备扩展到微波领域。

11) 未来电力电子设备的应用热点是: 变频调速, 电力系统电力电子化, 汽车电子, 信息办公自动化, 家用特种电源, 牵引用特种电源, 新能源、太阳能、风能经济利用的特种电源及燃料电池。

4. 今后 2~3 年我国电力电子设备市场的动态及预测

(1) 电热、冶金和化学装置市场不容乐观 电热、冶金和化学装置, 由于烧碱市场的饱和、国家对钢材产量的压缩等因素, 使产品市场需求下降, 所以市场前景不容乐观。

(2) 交、直流传动装置的需求将有所上升, 全数字控制需求量较大 交、直流传动装置在我国已发展成为比较成熟的产品, 目前正向数字化方向发展。据有关调查, 我国数字化交、直流传动装置市场分别有 60%~70%、40% 的份额被国外几家公司 (如富士电机、ABB、西门子公司) 所占有。中国直流传动与交流传动市场需求之比为 6:4, 2000 年预计为 5:5~4:6, 因此, 2001 年~2002 年国内年平均需求在 12~18 亿元以上。

(3) 交流变频调速装置市场看好 交流变频调速装置具有节能降耗、使用方便等特点, 目前中、小容量 (200kVA 以下) 的装置绝大部分为进口, 因而这种装置发展较快, 其市场增长速度超过 20%。

(4) 机车牵引装置需求量增大 机车牵引装置作为电气机车和电牵引内燃机车的专用装置, 在今后几年将有很大的需求量。特别是地铁、无轨电车、车站与机场的电动车及未来的磁悬浮列车等运输工具的风行, 会带动高效、节能、减少大气污染等方面牵引调速传动装置的研究与开发, 将成为电力电子装置一个新

的增长点。

(5) 静止无功补偿装置市场会大幅度增加 静止无功补偿装置 (SVC) 可有效防止电网的谐波污染和电压波动, 改善电网供电质量, 在电网环境保护方面起到积极作用, 有很大的发展前途。目前, 日本和美国已分别开发了容量为 80 和 100MVA 的 SVC, 清华大学与河南电力局合作研制 20MVA 的 SVC, 300kVA 中间试验装置正在试运行。

(6) 开关电源装置市场潜力极大 通信电源、工业电源、照明以及家用电器等各种开关电源年需求量约为 50 万 kW, 到 2000 年需求量为 150 万 kW。特别是计算机全面实现了开关电源化, 将率先完成计算机电源的换代。

(7) 弧焊高频逆变电源将有很大发展 弧焊高频逆变电源近来得到很大发展, 国外产品在国内销售已超过万台。估计 2~3 年内, 将有 20~30 万台老式直流弧焊机被替代, 每年将有若干万台新焊机服役。

(8) 消费品类小容量电力电子设备市场需求极大 消费品类小容量电力电子装置, 如电子节能灯用电子镇流器、稀土荧光灯、高压放电灯 (HID) 和无灯丝灯及汽车用电子调节器、空调和冰箱用逆变器等, 将是电力电子产品的一个新的广阔市场, 今后将有较大的需求量。

目前, 电子镇流器是电力电子高频化应用中的一个典型产品, 许多电力电子新技术——功率因数校正 (PFC)、谐波抑制、零电压开关、多重保护等, 都可以在高性能的电子镇流器中得到应用, 从而提高其可靠性和改善运行参数。

(9) 环保用电力电子设备市场极为广阔 环保用电力电子装置, 如电力回收装置、绿色照明及高压静电除尘等已获得了显著的经济效益, 目前已经有人提出绿色电脑和绿色电源, 新一代的绿色电力电子产品正在迅速地发展。

5. 我国电力电子行业的挑战和机遇

从国内整个电力电子行业来看, 电力电子产品是向着高新技术产品方向发展。目前部分电力电子产品 (如电子镇流器、通信电源装置) 与国外电力电子产品形成激烈的竞争。国外产品的价格比国内低, 国内产品的关键问题仍然是“可靠性”, 谁解决了“可靠性”谁就占领市场。特别是入关以后, 一方面对国内部分电力电子产品, 如汽车整流器、模块套件、电化学及通信电源装置等产品的出口有积极的促进作用, 但同时又给电力电子行业的民族工业带来更大的冲击, 可以说是挑战和机遇并存。因此, 国内电力电子行业面临的迫切任务是面对挑战、抓住机遇、艰苦奋斗、苦练内功, 只

有这样才能立于不败之地。

1.2 电力半导体器件和功率集成电路

电力电子设备用电力半导体器件是电力电子设备的核心,虽然器件在电力电子设备内的价格一般不超过装置价格的20%~30%,但是它影响装置的总价格、体积、重量和性能,装置技术的发展很大程度上取决于电力半导体器件的发展。随着大功率电力电子成套装置的惊人进步,现今电力半导体器件已飞速发展。一方面,以混合模块形式出现的绝缘栅双极型晶体管(IGBT)不断提高其电流(>1800A)和电压(>4500V)。另一方面,在传统的门极关断(GTO)晶闸管的基础上,研制出了一种新型的器件,即所谓的集成门极换向晶闸管(IGCT)。由于它减薄了硅片厚度,器件的损耗很低。器件内部集成的反并联整流管和门极驱动电路使门极电路的寄生电感大为减小。采用门极硬驱动(硬驱动GTO)及器件串联,整个系统可以获得高的电压(>10kV),同时由于没有吸收电路,因而减小了器件的损耗。对上述两种器件比较后发现,它们各有优势而又相互补充。在中等功率领域,IGBT占主导地位,而在大功率(>1MVA)领域IGCT将占统治地位。

1. 电力电子设备用电力半导体器件发展过程中的五次突破、硅材料及器件制造技术的发展

电力电子设备用电力半导体器件的发展可分为以下五个阶段:

众所周知,1955年美国通用电气(GE)公司制造出世界上第一个硅整流管(SR),1957年GE公司又制造出第一个硅普通晶闸管(SCR),这标志着电力半导体器件发展史上的第一次突破,为电力半导体器件的发展奠定了基础。由于它们具有体积小、重量轻、效率高、寿命长、速度快、使用维护简单等优点,特别是SCR能以微小电流控制较大的功率,因此伴随着自动控制技术的发展,电力半导体器件一诞生便从弱电控制领域进入了强电控制领域。将它用于强电自动化系统取代汞弧整流器,为变频器的固体化、静止化及无触点化奠定了基础,且获得了巨大的节能效果,所以发展极为迅速,出现了快速晶闸管、光控晶闸管、非对称晶闸管及双向晶闸管等派生晶闸管。它经历了50年代的萌芽生长期、60年代的工艺技术革新和品种开发期、70年代的提高可靠性和扩大应用期,如今已进入大规模生产和成熟应用期。

电力半导体器件第一次突破后,迫切需要提供高性能的生产电力半导体器件用的基础材料——硅单

晶,这就促使硅材料从60年代至今一直发展着。目前,对硅单晶的研究已从单晶中所含杂质、氧、碳、位错等参数对硅器件性能的影响深入到微缺陷、空位团的研究。由于电力半导体器件主要采用含氧量低、电阻率稳定的区熔硅单晶,这就促使区熔硅单晶经历了1965年的采用无位错控制技术生产结构完整的无位错硅单晶和1975年的采用中子辐照嬗变掺杂技术生产径向电阻率均匀的硅单晶的两次大突破,为研制和生产高电压、大电流电力半导体器件奠定了材料基础。

电力半导体器件第一次突破后,电力电子设备制造技术的日新月异促使从60年代至今,为提高器件性能、质量,在器件制造技术上一直进行着广泛的研究和探索,使电力半导体器件在制造和封装技术方面得以改善,电力半导体器件不仅向高电压、大电流方面发展,而且也向高 dv/dt 、高 di/dt 耐量及高开关速度方向迈进。为了综合处理电力电子设备对电力半导体器件提出的耐压尽可能高、电流尽可能大、功耗尽可能低、开关速度尽可能快、工作频率尽可能高等要求,50年代至今,一直在电力半导体器件制造技术中的管芯、管壳、散热器等方面进行研究和开发。在管芯制造中,为获得平坦、均匀的大面积PN结,先后采用了扩散-合金法、全合金法、扩散-外延法等。为提高电压和电流耐量,除了采用高电阻率、低位错密度、高寿命、均匀的大直径硅单晶片和完整扩散技术制造体雪崩击穿的PN结外,另一关键技术是表面造型(表面形成单斜角、正负双斜角、双正斜角)及降低表面电场。为保证体击穿,研究表面状态及采用有效的表面保护材料形成表面保护膜。为提高 di/dt 能力,采用改进型门极结构,如放大门极等。为提高 dv/dt 能力,采用阴极短路发射极结构。为缩短关断时间,采用扩金等金属杂质或电子辐照控制复合中心,以降低长基区的少子寿命等。

在管壳制造技术上,为提高管壳的机械强度、绝缘性能及气密性,管壳结构经历了金属-玻璃封装、金属-塑料封装、金属-陶瓷封装等阶段。为了提高电流容量,管壳外形已从单面冷却的螺栓形、平底形发展到双面冷却的平板形。同时管壳与管芯的连接方式已有软焊和硬焊、内压接与外压接,以消除不同金属接触所产生的热疲劳,提高可靠性。从冷却方式入手,已从自然空气冷却、强迫风冷却发展到油冷、水冷、沸腾冷却,以进一步提高电流容量。如今,随着计算机技术和精细加工技术的发展,通过计算机辅助设计使器件从管芯到散热器的设计都达到最佳化,可利用微细加工技术制造结构极为复杂的电力半导体器件。所有这些技术,都对电力电子设备用电力半导体器件的发展起到了巨大的推动作用。

经过上述材料科学和器件制造技术的发展,以整流管、晶闸管为代表的第一代电力电子设备用电力半导体器件至今已相当成熟,其共同特点是换相关断、大电流、高电压、工作频率约在数百赫到 1kHz。1960 年美国 GE 公司的 Van. Liaten 和 Navon 描述了门极关断 PNP 开关,首次提出了 GTO 的设想,后经美国 A. K. Jonscher、Makintosh 及 Goldey 在理论和控制方法上的探讨,1962 年美国 T. A. Lougo 用平板外延工艺研制出第一个 5A 的 GTO,直到 1973 年,美国 GE 公司在 GTO 的设计制造工艺上才有所突破。该公司的 Wolley 发明了采用扩金技术以缩短关断时间并控制关断增益,采用放大门极和叉指状渐开线的门-阴极结构以提高 GTO 的灵敏度和关断能力,采用放大门极二极管分流器以降低 GTO 关断时的门极阻抗,此后 GTO 才开始批量生产。GTO、GTR 和 MOSFET 等全控型器件的出现及批量生产,标志着电力电子设备用电力半导体器件的第二次突破,这个阶段处于 20 世纪 60~70 年代。由于这些全控型器件可简单地实现电力电子设备中的变频、逆变及斩波,特别是频率提高后易于实现“最佳频率”用电,为电力电子设备的小型化、高效化创造了条件。然而应当看到,GTR 和 GTO 虽具有高耐压、大电流的优点,但均属于电流型控制器件,基极和门极的输入阻抗较小,需要消除积存的载流子,所以存在开关频率仍较低(一般 $\leq 4\text{kHz}$)等不足。同时,在大功率系统应用时,要求提供较大的驱动电流,常因驱动电路性能不好而易损坏,因而限制了它们的应用。电力 MOSFET 虽然具有电压驱动、驱动功率小、快速性较好等优点,但限于制造技术及材料水平,短时间难以制成高耐压、大电流的器件。为了发挥 GTR、GTO 及电力 MOSFET 的共同优点,扬弃其缺点,在 20 世纪 80 年代开发出了双机理复合电力半导体器件 IGBT、MCT、IGCT。这类器件的栅极为 MOS 结构,而输出极为 GTR、GTO 或 SCR 结构。这些新型器件兼有构成它的两种器件的共同优点,即高耐压、低功耗、易驱动、高频率。现 IGBT 的单管容量已超过 GTR 的水平,IGBT 的开关频率已可与 MOSFET 相媲美,并已开始电力电子设备中取代电力 MOSFET、GTO 及 GTR,这就形成了电力电子设备用电力半导体器件的第三次突破。

半导体材料学及电力电子设备用电力半导体器件制造工艺技术的发展 and 电力电子设备的发展要求,促使 20 世纪 80 年代中期第四代电力电子设备用电力半导体器件——功率集成电路的出现。1981 年试制成功率集成电路 (PIC),它将电力电子设备用电力半导体器件及其驱动电路、保护电路、检测电路与外部微机和

CPU 连接的接口电路制造在一个封装内。经过 10 多年的发展,PIC 已分为高压 PIC (HVPIC) 和智能 PIC (SPIC) 两大类。PIC 的出现是电力电子设备用电力半导体器件发展中的第四次突破,它实现了电力电子技术与微电子技术两大半导体分支的结合,完成了“电力电子-微电子”的紧密结合,实现了动力信号一体化,实现了物质流与信息流的结合,将电力电子设备技术推向了一个崭新的时代。

20 世纪 80 年代中期,人们普遍看好的 MCT 经过 10 多年的发展和努力,由于它极低的成品率和昂贵的成本,使电力电子行业不得不另辟蹊径。MCT 不仅被日本、欧洲(尤里卡计划项目)公司先后放弃了,而且发明并坚持 7 年研制、7 年中试、又 4 年努力,累计长达 18 年的美国哈里斯公司也宣布停止对这项产品的进一步投资。MCT 是在 GTO 制造基础上,在其门-阴极结上制造一组 MOSFET 来解决关断 GTO 时需要极大的负脉冲电流带来的困难。这种复杂结构要求复杂工艺的兼容集成,成品率不高而成本缺乏竞争力,加上这种器件目前难以达到当年期望的 2500A、4500V 水平,予是一系列供高电压、大电流应用的新器件登场竞争了。

新问世的“集成门极换向晶闸管 (IGCT)”[也有人称为“发射极关断晶闸管 (ETO)”,实际上是关断增益为 1 的 GTO,是把 MOSFET 从器件内部拿到外部来的 MCT。瑞士 ABB 公司和日本三菱公司合作,把三菱制造的环形门极 GTO 配以外加的 MOSFET 实现了体外 MCT 的功能,并把这种方案专利化。

IGCT (ETO) 是以 GTO 为基础,在其门极端串联一组 N 沟道 MOSFET (如 25 个通态电阻为 $6\text{m}\Omega$ 的 MOSFET)。这组 MOSFET 与 GTO 同步驱动导通,整个系统的压降增加 $2000 \div 25 \times (6 \times 10^{-3}) \text{V} = 0.48\text{V}$ 。在其门极端串联一组 P 沟道 MOSFET (如 7 个通态电阻为 $20\text{m}\Omega$ 的 MOSFET) 充当齐纳管的功能。当 GTO 需要关断时,门极 P 沟道 MOSFET 先开通,主电流从阴极向门极换流。接着阴极 N 沟道 MOSFET 关断,全部主电流都通过门极流出,然后门极 P 沟道 MOSFET 关断,IGCT 全部关断。测量表明,IGCT 的开关能力比 GTO 改善了 (见表 1-1)。

表 1-1 GTO、IGCT (ETO)、IGBT
开关参数的比较

参 数	GTO	IGBT	IGCT (ETO)
存储时间/ μs	20	0.9	3.4
尾部时间/ μs	150	0.15	0.7
工作频率/kHz	0.5	18~20	1

可以预见,IGCT在电力系统中用于高压直流输电(HVDC)、静止无功补偿装置(SVC)等将很有应用前途。不过在电动机变频调速中,其载波频率偏低,未必是理想的选择。

目前,4500V耐压的IGBT模块已开发出来,ABB公司已研制成功1200A、3300V的IGBT并已实用化。另一方面,把IGBT和GTO两者优点结合起来的“注入增强栅晶体管(IEGT)”正在一些公司中加速发展。它是在沟槽型IGBT的基础上把部分沟道同P基区相连,使发射区注入增强。由于IEGT基区内的载流子浓度很高,从而使器件的体压降进一步减小。高压IGBT及IEGT的出现解决了MCT发展停滞不前的问题,这一成果也许可以称为电力半导体器件发展史上的第五次突破。

2. 电力电子设备用电力半导体器件的发展现状

经过近40年的发展,电力半导体器件至今已初具生产规模。据不完全统计,全世界电力电子设备用电力半导体器件年产值逐年增长,已形成了分立式电力半导体器件、电力半导体模块和组件及电力半导体集成电路三大家族,已出现了硅整流管(SR)、快恢复硅整流管(FSR)、普通晶闸管(SCR)、快速晶闸管(FSCR)、高频晶闸管(HFSCR)、隔离门极晶闸管(IGT)、逆导晶闸管(RCT)、双向晶闸管(Triac)、非对称晶闸管(ASCR)、门极辅助关断晶闸管(GATT)、光控晶闸管(LATT)、门极关断(GTO)晶闸管、门极换相晶闸管(GCT)、静电感应晶闸管(SITH)、电力晶体管(GTR)、达林顿晶体管(DT)、MOS控制晶闸管(MCT)、MOS放大门极晶闸管(MAGT)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)、肖特基结MOS控制晶闸管(SINFET)、肖特基势垒二极管(SBD)、静电感应晶体管(SIT)、场控晶闸管(FCT)、MOS双门极发射极关断晶闸管(EST)、绝缘门极可关断晶闸管(IGTT)、金属-氧化物-半导体场效应晶体管(MOSFET)、集成门极换向晶闸管(IGCT)[又称发射极关断晶闸管(ETO)]、注入增强栅晶体管(IEGT)等几十个品种。这些电力电子设备用电力半导体器件的形成及发展过程可用图1-3所示的树形图来表示。该图说明了电力电子设备用电力半导体器件正像一棵枝繁叶茂的大树一样正在半导体材料和半导体工艺技术这块沃土上迅速生长、发育、成长、壮大着。如以 P 表示可控制功率,其定义为器件额定电压与额定电流的乘积,则到1996年底,上述各种电力半导体器件的单个功率与可应用频率范围间的关系如图1-4所示。1997年世界电力电子设备用电力半导体器件产值近200亿美元。我国自1958年试制成功第一个硅整

流管和1962年试制成功第一个晶闸管以来,到1997年已发展到电力半导体器件及装置生产单位近300个,其中起主导作用的单位共有130多个,这些单位现有职工5万多人,1997年统计的70多个单位总产值达10.2亿人民币,共生产电力电子设备用电力半导体器件约1347万个(1992年为3370万个,1994年为4478万个),其中晶闸管及其派生器件为522万个(1992年为334万个),硅整流管及其派生器件共606万个(1992年为3030万个),出口创汇132万美元,比1996年下降85%(1996年创汇363万美元)。1998年电力电子行业情报网统计表明,我国37个电力半导体器件生产厂共生产电力半导体器件3891万个,30个电力电子装置生产厂共生产27类37个系列电力电子装置7365台,装机功率298.4万kW,分别较1997年这些厂家器件产量提高了189%,装置产量提高了71.3%。可见我国电力半导体器件的生产已有相当的规模。但与发达国家相比,我国电力电子设备用电力半导体器件的制造和应用技术均属落后(约占全世界产量的1%),有的方面尚属空白。

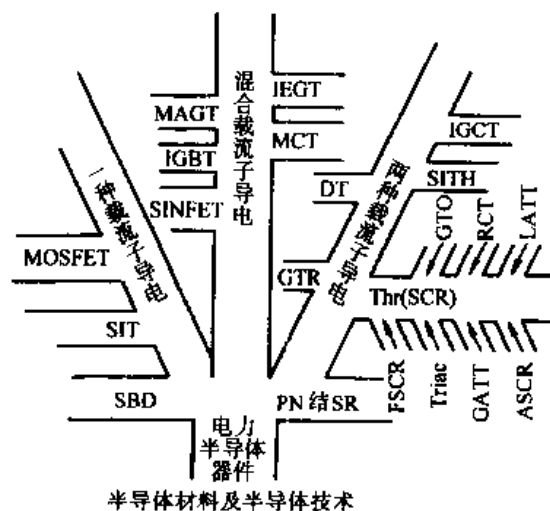


图 1-3 电力半导体器件的形成及发展

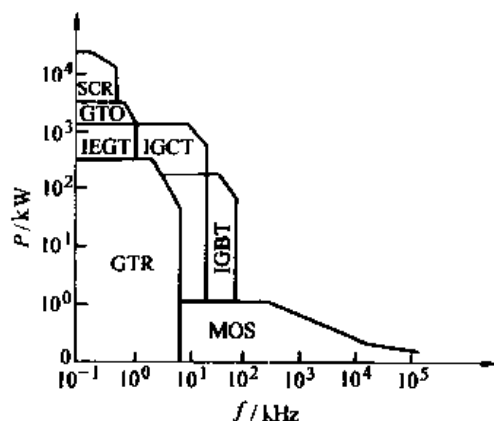


图 1-4 单个电力半导体器件的功率与可应用频率范围

下面介绍各种电力半导体器件的国际、国内生产及科研水平。

(1) 电力电子设备用分立式单极型电力半导体器件 这类器件位于图 1-3 中树形图的左支, 其中包括 SBD、SIT、MOSFET 等, 它们的共同特点是高输入阻抗、高开关频率。目前容量处于中、小功率, 表 1-2 给出了国内外科研及生产水平。

表 1-2 电力电子设备用分立式单极型电力半导体器件的国内外生产和科研水平

器件类别	最大电流/最高电压 (国外)		最大电流/最高电压 (国内)
MOSFET	200A/60V	2MHz	20A/450V
	36A/1200V		
	150A/1000V	$t_{\text{off}} = 0.3\mu\text{s}$	
	50A/500V	5kHz	
SIT	250A/2000V	$t_{\text{off}} = 0.1\mu\text{s}$	10A/600V
SBD	400A/45V	100A/120V	不详
	3000A/40V	$t_{\text{rr}} \leq 200\mu\text{s}$ $t_{\text{re}} \leq 100\mu\text{s}$	

表 1-3 电力电子设备用分立式双极型不可控制关断时刻型晶闸管和整流管的国内外生产和科研水平

器件类别	最大电流/最高电压 (国外)		最大电流/最高电压 (国内)
SCR	3500A/8500V	2500A/8000V 1000A/12000V	3500A/3000V 1650A/4000V
FSCR	1600A/2500V	$t_{\text{off}} \leq 50\mu\text{s}$	1800A/2000V 1600A/1600V $t_{\text{off}} \leq 30\mu\text{s}$
HFSCR	1160A/1200V、 $f=16\text{kHz}$, 200A/450V、 $f=50\text{kHz}$		
RCT	1000A/300A	4500V $t_{\text{off}} = 30\mu\text{s}$	400A/200A 2500V $t_{\text{off}} = 60\mu\text{s}$ 400A/400A 1600V $t_{\text{off}} = 30\mu\text{s}$
普通 Triac	3000A/4500V		1000A/1000V 800A/1600V 500A/1200V
ASCR	400A/4500V	$t_{\text{off}} = 60\mu\text{s}$	800A/2500V $t_{\text{off}} = 50\mu\text{s}$ 500A/2000V $t_{\text{off}} = 30\mu\text{s}$
	800A/4000V	$t_{\text{off}} = 100\mu\text{s}$	
	1000A/2500V	$t_{\text{off}} = 50\mu\text{s}$	
普通 LATT	1500A/8000V	$t_{\text{off}} = 400\mu\text{s}$	2000A/4500V
	6000A/6000V	$t_{\text{off}} = 400\mu\text{s}$	
双向 LATT	300A/800V		
普通 SR	5000A/6000V		3000A/5000V
FSR	1000A/4500V	$t_{\text{rr}} \leq 5\mu\text{s}$	300A/2000V
肖特基 SR	200A/4000V		

电力电子设备用双极型可关断电力半导体器件包括 GATT、GTO、SITH、GTR、DT、IGCT 等, 它们除具有上述特点外, 还具有工作频率相对较高, 既可控制导通又可控制关断等优势。表 1-4 给出了这些器件目前的国内外生产和科研水平。

(3) 分立式混合型电力半导体器件 这类器件位于图 1-3 中树形图的中支, 它们的共同特点是兼有上

(2) 电力电子设备用分立式双极型电力半导体器件 这类器件位于图 1-3 中树形图的右支, 它们的共同特点是大电流、高电压、低损耗、大功率, 分为可控关断时刻型和不可控制关断时刻型, 后者包含 SR、FSR 和 SCR、FSCR、HFSCR、RCT、Triac、ASCR、LATT、DT 等。表 1-3 给出了这些器件目前的国内外生产和科研水平。

述单极型和双极型器件的优点, 以大功率、低驱动功率、高频率化为主, 这类器件包括 MCT、MAGT、IGBT、SINFET、IGET 等。表 1-5 给出这类器件目前的国内外生产和科研水平。

(4) 电力电子设备用电力半导体模块 电力半导体模块是器件工作者将应用中隔离、固定、布线、器件性能匹配和散热等难题由器件自身工艺来解决的新型

表 1-4 电力电子设备用分立式双极型可关断电力半导体器件的生产和科研水平

器件种类	最大电流/最高电压（国外）		最大电流/最高电压（国内）
GATT	500A/2500V 400A/1200V	$t_{off}=20\mu s$ $t_{off}=4\mu s$	500A/1200V $t_{off}=10\mu s$
GTO（包括对称和非对称）	6000A/6500V 2500A/9000V 5000A/4500V 1000A/8000V	$t_{off}=10\sim 25\mu s$ 6000A/6000V $t_{off}=14\mu s$	600A/1200V $t_{off}=10\mu s$ 2500A/4500V 1000A/2500V 2000A/2500V
逆导 GTO	800A/1500A 2500V 2000A/2500V		200A/1200V
SIITH	600A/2500V 400A/4000V 800A/1200V 2500A/4000V	$t_{off}=2\mu s$ $t_{off}=2\mu s$ $t_{off}=2\mu s$ $t_{off}\leq 10\mu s$ $di/dt\geq 3000A/\mu s$ $dv/dt\geq 1000V/\mu s$ $f_{max}=100kHz$	150A/1000V
GTR	1000A/1800V	$t_{off}=5\mu s$	400A/1200V 800A/600
DT	5A/1000V 45A/500V	$t_{off}\leq 1\mu s$ $t_{off}\leq 2\mu s$	50~100A/1000V
SIT			10A/600V
IGCT	3500A/4500V	$t_s=3.4\mu s$	无

表 1-5 电力电子设备用分立式混合型电力半导体器件的生产和科研水平

器件类别	最大电流/最高电压（国外）		最大电流/最高电压（国内）
MCT	50A/1000A $di/dt=2000A/\mu s$ 60A/1200V $di/dt=2000A/\mu s$	$t_{off}=1\mu s$ $dv/dt=20000V/\mu s$ $t_{off}\leq 2\mu s$ $dv/dt=20000V/\mu s$	10A/1000V
MAGT	2500V	$di/dt\geq 100000A/\mu s$	
IGBT	1000A/4500V（单管） 3300A/1200V（单管模块）	$t_{off}\leq 0.5\sim 1\mu s$	50A/1000V
IEGT	3000A/4500V		无

器件。由于这类器件把各种电力电子设备用电力半导体器件的管芯按一定的电路连接封装在一个外壳内，所以具有体积小、重量轻、结构紧凑、器件参数均匀可靠、通用性强、便于维修、使用方便等优点，已被广泛用于各类电力电子设备系统中。特别是模块结构具有管芯与外壳底板之间相互绝缘，可以把一个或几个模块同时安装在装置接地的外壳上或接地的同一散热器上，从而大大地简化了电路的结构，缩小了装置的体积。因此倍受世界各国的普遍重视，进而大力开发和大量应用，现已出现了 SR、GTR、GTO、SCR、IGBT、MOSFET、LATT、RCT、Triac、FSCR 等模块，它们又分为并联有快恢复续流二极管（FWD）的双种类型器件模块及不并联快恢复续流二极管（FWD）的单种类型器件模块。表 1-6 给出了目前电力半导体模块的

国内外生产和科研水平。

（5）功率集成电路（PIC） PIC 是指内部至少集成有一个电力半导体器件和一个独立功能电路的芯片。自从 1981 年世界上试制出第一个 PIC，至今 PIC 得到了迅速的发展，应用领域不断扩大，现已形成高压功率集成电路（HVPIC）和智能功率集成电路（SPIC）两大类。前者是横向高压器件（承受高电压的两个电极都从芯片的同一表面引出）与起控制作用的传统逻辑电路或模拟电路的单片集成。SPIC 是指器件内部集成有防止短路、过载、超温等保护以及控制、逻辑、传感和检测等功能的芯片，现 PIC 已成为传统工业“机电一体化的关键接口”，并已进入汽车工业、电动机智能控制、音响等电力变换系统中。表 1-7 举例说明了国外 PIC 的生产水平及应用情况，可以说在我国

表 1-6 电力电子设备用电力半导体模块（或组件）的国内外生产和科研水平

器件类别	最大电流/最高电压（国外）		最大电流/最高电压（国内）	
SR	500A/1600V（两单元）		350A/1600V	
SCR	500A/1600V（两单元）		350A/1600V	
Triac	100A/1200V			
RCT	120A/1200V			
FSCR	250A/1600V	$t_{off} \leq 20\mu s$	200A/1600V	$t_{off} \leq 15\mu s$
LATT	90A/1400V	$t_{off} \leq 20\mu s$		
普通 GTO	4000A/4500V（组件）		200A/1200V（组件）	
逆导 GTO	200A/1300V	100A/500V	200A/1200V（组件）	
MOSFET	100A/800V	50A/1000V		
IGBT	1800A/1800V 800A/600V（六单元） 1200A/3300V（一单元）	300A/1600V（六单元）	600A/600V（一单元） 250A/1200V（二单元） 500A/1200V（一单元）	
SCR+FWD	1000A/3000V（组件）		160A/1200V	
GTR+FWD	300A/1200V（两单元） 50A/1200V（六单元） 1000A/1200V（一单元）		400A/1200V（一单元） 150A/1200V	
GTO+FWD	4000A/4500V（组件）		200A/1200V（组件）	
ASCR+FWD	115A/1400V	$t_{off} = 30\mu s$		
MOSFET+FWD	30A/500V（六单元） 50A/500V（两单元）	100A/500V（一单元）		
IGBT+FWD	1200A/3300V（一单元） 800A/1800V（两单元） 400A/1200V（四单元） 200A/600V（六单元）			

表 1-7 国外 PIC 的生产及应用举例

型 号	额定电流/电压	保护功能	应用场合	生 产 厂
BTS-412A	12A/7~35V	过载、过温等	汽车工业	德国西门子公司
MPC1510	12A/18V	短路、限流、过热等	汽车点火系统	美国摩托罗拉公司
LM1951	1A/4.5~26V	过热、过电压、反向电压、 方向控制、通电复位	智能模块	美国 National Semiconductor 公司
UCN5871	1A/10~45V	电源启动、控制	电动机智能控制	美国 Sprague 公司
UAA4002	+0.5, -3A/10V	过电压、过热、欠电压等	GTR 驱动	意法 SGS-THOMSON 公司
PM150RSA060	150A/600V	六单元、欠电压、过热、过 电流、短路	智能模块	日本三菱电机公司

这一领域尚属空白。

当前,各国生产的 PIC 按输出电流能力和耐压可分为三类:

1) 低耐压、大电流 PIC: 如汽车电子驱动高端功率开关、稳压器电源 PIC、步进电动机驱动用 PIC、打印机电动机驱动用 PIC。

2) 高耐压、小电流 PIC: 如电子照明电源、等离子显示屏、真空荧光显示等平板显示屏驱动用 PIC、程控交换机电路用 PIC 等。

3) 高耐压、大电流 PIC: 如开关电源 PIC、家用电器和电动机驱动用 PIC、汽车点火器用 PIC 等。

其中以第三类发展最快。其代表产品是:

开关电源用 700V、3A、30W 的开关型 PIC。它是为开关电源高频化、小型化而设计的,最高工作频率达 400kHz,输出功率开关耐压为 800V,开通时间为 7.5ns,关断时间为 13ns。它还包括栅极驱动电路、PWM 控制、限流控制、欠电压及过热保护电路。

用于汽车发动机点火的 600V、25A 开关型 PIC,它包括栅极驱动和保护、过电压、限流、短路等保护。

用于家用电器无刷直流电动机驱动的 550V、1A 三相逆变器 PIC,它采用高速横向 IGBT, PWM 频率达 20kHz,包括限流、过热及输出短路保护功能。

耐压 100V 以下的低压功率集成电路常采用双极型功率器件结构,可采用廉价的 DIP (双列直插式封装)。而 100V 以上的必须采用高压器件,并注意解决好电气和热绝缘问题,使用较大功率的封装形式,如 TO-220、TO-218 或 SIP (单列塑料封装) 或其他专门的封装形式。

与分立式电力半导体器件组成的驱动控制电路相比,SPIC 有以下优点:

1) 以较小的体积和重量包含了更多的功能。

2) 由于控制电路和功率电路同在一个芯片上或一个封装内,电流和温度检测及监控更易实现。

3) 特别是采用高频调制控制时,由于采用单片结构外连线大大减少,因此减少了信号传输时延,消除了分布电容和分布电感的影响,也降低了电磁干扰。

4) 使制造商可以经济地附加较多的功能,如过电流、过电压、欠电压、过热的保护功能,内部定时、基准信号、电平移动等功能。如果这些功能用分立元器件完成,系统成本要增加很多。

5) 芯片内部设置有自诊断、报警及标志电路,有利于可靠性的提高。大量分立元器件由集成电路代替后,元器件数量大幅度减小,提高了控制系统的可靠性。

6) 采用集成制作工艺,可大批量生产,有利于降

低成本。

7) 采用优化了的控制电路及基极(栅极)驱动集成电路,使用户免去电路设计及参数调整工作,给普及新型控制技术、加快新产品开发带来明显的效益。

3. 电力电子设备用电力半导体器件的发展趋势

电力电子设备用电力半导体器件发展至今已近 40 年,并形成上述五大分支,它不仅广泛用于现代工业领域,而且已与现代人日常生活密不可分。美国认为半导体工业为美国经济发展的第一推动力,电力电子设备技术发展的第一推动力是电力半导体器件。因为电力电子设备技术已成为信息产业和传统产业间的重要接口,是控制与被控制强电间的桥梁,是现代高效的节能技术,它的发展为机电一体化开辟了新的道路,为大幅度节能、降低原材料消耗提供了重要的新手段,所以在可预见的未来一段时间里,作为电力电子设备基础的电力半导体器件技术将与整个电力电子设备一样得到更加飞速的发展,进入一个鼎盛的发展阶段。

其发展趋势可大概预测:

1) 电力电子设备用电力半导体器件的制作材料将新型化。新型材料砷化镓(GaAs)、镓铝砷(GaAlAs)、碳化硅和金刚石等将得到发展和应用,其中以碳化硅最有前途,已有用碳化硅制作出的器件样品,且研究表明,用碳化硅制作电力半导体器件,工艺与硅材料部分可兼容,但碳化硅制作的半导体器件性能要比硅半导体器件优良得多。利用砷化镓制造的电力半导体器件其漏电流远小于硅整流管,所以将它制成的电力半导体器件应用于电力电子设备领域,将极大地提高整机效率,通常可达 94.2%,而肖特基硅二极管为 87.8%,快恢复硅整流管为 81%。但硅单晶仍将保持制作电力半导体器件的主要原材料这一地位。虽然,新型材料 GaAs、GaAlAs、碳化硅、金刚石等已显示出它们在制造电力半导体器件中的优越性及前途,应用它们可制作出高频、高压、高温及低通态压降的器件,但在短时间内除非它们的制造技术有重大的突破,否则要大批量获得这些材料将是非常困难的。而硅材料较优良的半导体性能和制作实际器件中的容易程度以及多样性之间所达到的较完善和统一,决定了它在可预见的一段时间——至少 10 年内,仍将作为主要可供选用的材料。

2) 电力半导体器件制造工艺和技术将得到突飞猛进的发展,可望有新的突破。其目的是提高各种电力半导体器件的容量,使其具有更高的电压、更大的电流、更快的开关速度及更小的通态压降。尚待进一步发展和完善的技术有:①利用精细加工技术增加单片的集成度,减小导通电阻和制造各种结构的器件。②直接

键合技术 (SDR)。③最佳门极制造技术。④表面造型和钝化、保护技术。⑤隔离和绝缘技术。⑥计算机辅助设计、工艺和控制技术。⑦高压 PN 结的终端技术。⑧封装技术,即在最小的管壳中封装最大、最多的芯片或管芯等。这些技术的综合利用,将使电力半导体器件的性能大为改善和提高,如采用减小夹断电阻的新结构,使单胞尺寸微细化和最佳化,门极氧化膜最佳化;新的寿命控制法可降低 IGBT 模块的通态压降;通过 N^+ 缓冲层、 P^+ 集电极层浓度的最佳化及新的寿命控制法,可望改善 IGBT 模块的下降时间;采用微细化加工技术增大 MOS 电子电流和减小 $R_{ds(on)}$ 的结构等措施可提高 IGBT 模块的短路耐量及关断耐量,采用精细加工工艺、矩形沟道、少数载流子电导调制 IGBT 和 MOSFET、改善 $R_{ds(on)}$ 、改进 P 区几何形状及协调 $BV_{DS(on)}$ 和 $R_{DS(on)}$ 的关系,可改善 MOSFET 的性能等。

3) 电力半导体器件的冷却技术将另辟蹊径。虽然电力半导体器件的冷却技术已从自然冷却、风冷、水冷、油冷、热管冷却发展到沸腾冷却。但从保护臭氧层出发,采用氟里昂的沸腾冷却技术将不断得到广泛应用,这就要求进一步开发新型的电力半导体器件用冷却材料和技术。

4) 各种电力半导体器件将朝着高电压、大电流及高频率方向发展,SCR、GTR 短时不会退出历史舞台。目前,高压 IGBT 已开始对传统 GTO 技术提出了挑战,而对传统 GTO 的巨大改进,则产生了集成门极换向晶闸管 (IGCT) 技术。在中、高压功率应用中,要求将成熟的低损耗晶闸管技术与无吸收高性能价格比的门极关断特性有机地结合,迄今为止,IGBT 与 IGCT 是符合这种要求的最佳器件。虽然,今后在大容量变流器中,GTO 会代替 SCR,IGBT 有取代 MOSFET 及 GTR 的趋势,但在未来一个较长的时期内,SCR 和 GTO 这些在国外已成熟的器件还不会退出历史舞台。其原因在于一些大型的电力电子装置中仍将继续采用 SR 和 SCR,而 GTR、GTO、IGBT、MCT 等在短时期内还难以达到 SCR 的容量,且价格还不能与 SCR 竞争。何况新型半导体材料的获得和开发较慢,现在生产的硅单晶直径最大为 150mm,这个尺寸已接近硅单晶最大可达直径的极限,所以材料的制约将使 SCR 容量提高的速度减慢,其功率水平最终有可能达到 10000A/10000V 左右。预计 IGBT 和 MOSFET 将具有更大的容量和更高的开关频率,静电感应晶闸管 (SITH) 将在大容量高频开关中占一席之地。综上所述,在未来的一段时间里,将是各种电力半导体器件扩大容量、取长补短、公平竞争、共同发展的时代。它们各自的性能价格比将直接影响着自身的发

展速度和应用领域。图 1-5 给出了到 2000 年部分电力半导体器件可望达到的功率、频率及占领市场的功率范围。

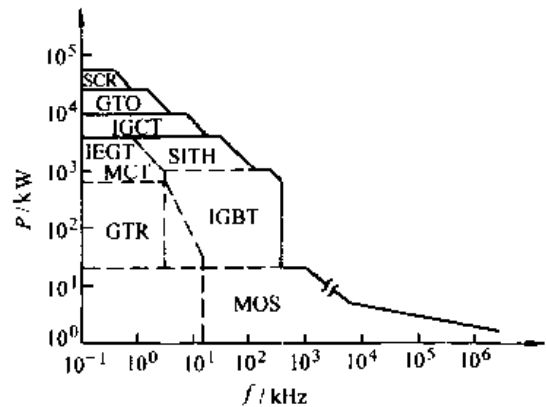


图 1-5 到 2000 年部分电力半导体器件可望达到的功率、频率及占领市场的功率范围

5) 各种电力半导体器件将高度模块化。由于电力半导体模块的优点,预计在未来的一段时间内,各种电力半导体模块将得到飞速发展,容量将不断扩大。电压、电流及频率都将进一步提高,而体积可望随新材料的出现而减小,有可能深入到电力电子设备的各个应用领域,进而取代电力电子设备中原有的一大批分立式电力半导体器件。

6) PIC 在电力电子设备中的应用领域将进一步扩大。将出现电力半导体器件与微电子线路高度集成的模块,它将进入视听、大屏幕显示、办公自动化、汽车工业、机器人、工厂自动化及家庭自动化领域。图 1-6 给出它的应用领域。与其他替换产品相比,PIC 能以较低的成本或更高的可靠性达到特定的功能,所以它的批量使用将推动电力电子设备技术的进步。可以断定,PIC 将会得到很大的发展,特别是在采用新的制造工艺方面,如将电力半导体器件和控制逻辑制作在单独的硅片上,然后通过焊接方法把两个芯片组合在一起,形成智能开关等。有人预测,PIC 最终将发展成数千伏、数百安,所以未来电力半导体器件发展的必然趋

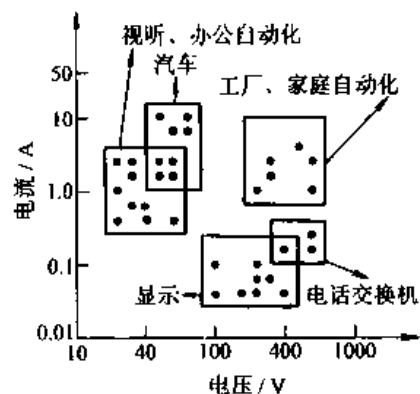


图 1-6 PIC 应用领域

势之一是在众多应用中用 SPIC 及 HVPIC 取代各种电力变换系统中应用的分立式电力半导体器件和结构复杂的控制电路。

7) 电力电子设备用新型电力半导体器件将不断涌现。随着材料科学的进一步发展和突破,如高压砷化镓整流二极管、脉冲开关晶闸管(PPCST)(特点是 $di/dt > 10000 \sim 20000 \text{ A}/\mu\text{s}$, 电流密度 $\geq 10000 \text{ A}/\text{cm}^2$, 高耐压 $V_{RRM}, V_{DRM} > 5000 \text{ V}$), 利用场漂移原理的硬驱动 GTO (图形门极, 门极驱动线很短, 少子抽走速度达几千安/ μs)、IGCT 等将批量生产化、实用化(IGCT 可使器件不用串、并联, 就制成 $300 \text{ kVA} \sim 10 \text{ MVA}$ 的变频器, 且由于 IGCT 易串、并联, 因而使人们通过简单的串、并联就可把变频器功率扩大到 100 MVA 以上)。目前三菱电机、东芝、富士电机公司的 IGCT 开关频率在 2 kHz 以上, 比普通 GTO 快一倍, 并将电力电子设备技术推向一个更高、更新的阶段。

8) 今后 2~3 年内, 我国电力半导体器件产量和市场动态预测。目前, 常用的几种电力电子器件产品如 ZP、KP 及其派生器件都能满足当前国内市场的需要。但对容量及性能要求较高的器件, 如高压直流输电和电化、冶金电解装置等所需的 $\text{KP}4000 \text{ A}$ 、 3200 V 和 $\text{KP}3000 \text{ A}$ 、 8000 V 的 127 mm (5in) 晶闸管仍不能满足需要。 101.6 mm (4in) 以上的器件, 除了要满足在大电流方面的要求外, 还须满足高电压、大功率方面的要求。

随着电力电子技术的发展, 一些新型的电力半导体器件, 如交流变频和电焊机行业所需的 IGBT 和电力 MOSFET 等, 目前大部分依赖进口。鉴于目前电力电子产品的市场状况及需求趋势, 企业应加强产品结构调整, 生产适销对路的产品, 以满足市场的需求。

预计今后 2~3 年内, 电力电子产品市场需求的品种仍以晶闸管及其装置为主, 新型器件及其装置的需求上升较快, 智能电力模块(IPM)的发展将更加迅猛。电力半导体器件中需求较多的产品是:

① 电力半导体模块, 特别是 IGBT 模块、IPM 的需求较多。预计晶闸管模块、整流管模块及混合模块约增加 $10\% \sim 15\%$, IGBT 模块约增加 $20\% \sim 30\%$ 。

② 大功率晶闸管、整流管市场需求增大, 主要是需求 101.6 mm (4in) 以上的器件, 即 3000 A 、 8000 V 的晶闸管和 3000 A 、 4000 V 的整流管, 还有 $50.8 \sim 76.2 \text{ mm}$ (2~3in) 的大功率快速晶闸管。

③ 消费类产品所需的小容量电力半导体器件的需求上升较快, 成为电力半导体器件的另一增长点。

1.3 电力电子设备和控制专用集成电路

电力电子设备以内部结构来划分, 可分为承担功率变换的主电路部分和对功率变换进行控制的控制电路部分。有关主电路部分的电力半导体器件的发展在本书 1.2 节中已详细做了介绍, 本节重点介绍电力电子设备的控制电路部分。该部分又分为控制电路用电子元器件和为提高电力电子设备控制性能所应用的控制理论及方法。

电力电子设备控制技术的发展历程、现状及趋势可大致划分为以下几个阶段:

1. 以分立式电子元器件并应用经典控制理论的初级阶段

这一阶段的电力电子设备为以硅整流管(SR)和普通晶闸管(SCR)为代表的整流器阶段, 其控制电路多为应用 P、PI、PID 模拟式调节器构成的单闭环或双闭环系统, 且控制板多为插件箱式的多板控制方案。故结构庞大、线路复杂、抗干扰性能及稳定性较差, 因而决定了这一阶段的电力电子设备性能不佳。

2. 以小规模集成电路与分立电子元器件相结合的模拟-数字控制的中级阶段

该阶段可追溯到 20 世纪 80 年代初期, 这一时期电力电子设备控制理论中已应用了自适应控制、模糊控制、最优控制。由于该阶段中自关断器件的出现, PWM 技术的成熟运用, 电力电子设备多为逆变器, 因而使设备的性能、档次上了一个新台阶, 效率、控制精度及指标都得到了很大的提高。

3. 以大规模集成电路与单片机相结合的高级阶段

大规模集成电路的出现及单片机的应用, 为电力电子设备的完善控制, 实现更复杂的性能奠定了坚实的基础。鲁棒控制、补偿控制、变结构控制、矢量控制, 使电力电子设备的控制技术日趋完美, 电力电子设备的控制系统从多块控制板向单一控制板过渡, 从一个参量的控制向多个参量的同时寻优控制等新领域大踏步前进。电力电子设备已经用于机器人、宇宙飞船、航天飞机等高精尖的科技领域, 电力电子设备还从前两个阶段的纯工农业生产应用进入到人们日常生活中普遍使用, 为人类生活得更方便、更舒适创造了物质条件。

4. 以专用单片微处理机、控制专用集成电路大量应用及智能功率集成电路控制的现代和未来电力电子设备控制新阶段

20 世纪 80 年代末, 双机理复合器件及功率集成

第2章 常用电力半导体器件

2.1 概述

1955年美国GE公司生产出世界上第一个电力硅整流管(SR),为电力半导体器件的诞生吹响了号角,经过40多年的发展和完善,电力半导体器件已出现了近40个品种(参见第1章1.2节的2)。由于这些电力半导体器件的性能日趋完善,其容量不断扩大,为电力电子设备的制造及上水平带来了极大的方便,使

电力电子设备的体积日益缩小,重量愈来愈轻,而静、动态指标不断提高。考虑到电力电子设备用电力半导体器件种类繁多,内部结构及性能指标各不相同,限于篇幅,本节仅以表2-1简要列出常见的电力半导体器件的型号、性能特点、容量范围、生产厂家及供货单位。后续各节将在第1章绪论的基础上,以几种电力半导体器件为例详细介绍其工作原理、参数选用、应用注意事项,并举例说明其在典型电力电子设备中的具体应用。

表 2-1 电力半导体器件的特点及目前可达到的容量范围

类别	名 称	主要特点及性能	目前容量及主要参数	生产企业(供货商)
晶 闸 管 类	普通晶闸管 (SCR)	分平板、螺栓、模块、集成封装、塑封五种形式。三端电流控制器件,只可控制导通,不可控制关断,具有单向导电性,反向阻断,门极信号开通	I_T/V_{DRM} 、 V_{RRM} : 1500A/ 1200V di/dt : 1000A/ μ s dv/dt : 1000V/ μ s $t_{off} \leq 400\mu$ s	西安电力电子技术研究所、西安电力整流器厂、美国摩托罗拉公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
	快速晶闸管	反向阻断,门极信号开通,关断时间短、开通速度快	I_T : 5~1800A V_{DRM} 、 V_{RRM} : 100~2500V $t_{off} \leq 40\mu$ s, 其余同上	
	逆导晶闸管 (RCT)	电性能上是普通晶闸管与整流管的并联,所以具有双向导电、单向可控导通特性	$I \leq 1000A/400A$ V_{RRM} : 1500V t_{off} : 30 μ s	西安电力电子技术研究所、日本富士电机公司
	高频晶闸管 (HFSCR)	性能同快速晶闸管,仅是开关速度更快	1160A/1200V时 f : 16kHz 200A/450V时 f : 50kHz	清华电力电子器件厂、英国 Mitel、西码公司
	双向晶闸管 (Triac)	电特性是两个普通晶闸管的并联,所以具有双向导电性。对外为三端器件,有门极、阴极及阳极	1000A/1000V 800A/1200V	西安电力电子技术研究所、西安电力整流器厂(陕西高科电力电子有限责任公司)
	非对称晶闸管 (ASCR)	三端电流控制器件,开关频率较普通晶闸管高,仅可控制导通,不可控制关断,只能承受正向电压,不能承受反向电压	400A/4500V dv/dt : $\geq 500V/\mu$ s di/dt : $\geq 100A/\mu$ s t_{off} : $\leq 50\mu$ s	德国西门子、eupec公司,英国 Mitel公司
	门极辅助关断晶 闸管(GATT)	结构与快速晶闸管类似,主要靠主回路过零或反压关断,关断过程中如在门极上加一辅助负脉冲信号可使关断更快	500A/2500V di/dt : $\geq 300A/\mu$ s t_{off} : 10~15 μ s dv/dt : $\geq 1000V/\mu$ s	日本东芝公司

(续)

类别	名 称	主要特点及性能	目前容量及主要参数	生产企业 (供货商)
晶 闸 管 类	光 控 晶 闸 管 (LAT)	门极与阳、阴极完全隔离, 门极与阳极绝缘电压较高, 通常门极作为发光源, 通过门极发光触发晶闸管	6000A/6000V 4000A/8000V 1500A/8500V $dv/dt: \geq 2000A/\mu s$ $di/dt: \geq 200A/\mu s$ $t_{off}: \leq 400\mu s$	日本东芝、日立公司、德国西门子公司
	门 极 关 断 (GTO) 晶 闸 管	三极 (阳极、阴极及门极) 结构, 电流控制器件, 正脉冲触发导通, 负脉冲控制关断, 对门极电路性能要求较严	6000A/6500V 5000A/4500V $t_{off}: 10 \sim 40\mu s$ $di/dt: 100 \sim 300A/\mu s$ $dv/dt: 1000V/\mu s$	英国 Mitel 公司、日本东芝、日立、三菱电机公司、瑞士 ABB 公司
	门极换向晶闸管 (GCT)	基本结构同 GTO, 门极结构可使外加门极信号瞬时产生很大的门极电流, 关断时间较快, 属自关断器件, 是 GTO 的派生器件, 门极驱动电路直接与门极做在一块板上, 中间无引线故无电感	5000A/6500V $di/dt: \geq 200 \sim 500A/\mu s$ $dv/dt: \geq 2000V/\mu s$	瑞士 ABB 公司
	静电感应晶闸管 (SITH)	三极 (门极、阳极、阴极) 结构, 分常开型和常关型两种, 器件导通时在漂移区产生很强的电导调制效应, 在通态时呈现与整流器类似的特性, 正、反向都具有阻断能力, 是电压控制器件, 开关速度快, 工作频率高, di/dt 、 dv/dt 耐量高, 正向压降较低	1000A/4500V 时 $t_{off}: 20\mu s$ 2500A/4000V 时 $t_{off}: 10\mu s$ 800A/1200V 时 $t_{off}: 2\mu s$ $di/dt: > 6000A/\mu s$ $dv/dt: \geq 2000V/\mu s$	日本东洋电机、松下电机公司
	MOS 控制晶闸管 (MCT)	是晶闸管的大功率、低正向压降与用 MOS 门极易进行控制 (开通和关断) 优点的组合, 属电压控制器件, 开关速度高, di/dt 、 dv/dt 耐量高, 通态压降低	50A/1000V $di/dt: \geq 2000A/\mu s$ $dv/dt: \geq 20000V/\mu s$ $t_{off}: \leq 1\mu s$	美国 Harris 公司
	MOS 放大门极 晶闸管 (MAGT 或 MOSSCR)	应用 MOS 栅来触发晶闸管, 是一种只能控制开通而不能控制关断的晶闸管, 主要用于激光电源	2500V $di/dt: \geq 100000A/\mu s$	日本东芝公司
	脉冲开关晶闸管 (PPCST)	利用场漂移原理, 极高的电流密度, 高耐压, 高 di/dt 耐量, 高开关频率	$I_T: \geq 100A$ $V_{DRM}, V_{RRM}: \geq 5000V$ $di/dt: 10000 \sim 20000A/\mu s$ 电流密度: $\geq 10000A/cm^2$	俄罗斯全俄电工研究所

(续)

类别	名称	主要特点及性能	目前容量及主要参数	生产企业(供货商)
晶 闸 管 类	集成门极换向晶 闸管 (IGCT)	是关断增益为1的GTO, 又是把MOSFET从器件(半导体)内部拿到外部来的MCT。以GTO为基础, 在其门极端串联一组N沟道MOSFET, 这组MOS管与GTO同步驱动导通; 门极端又串联了一组P沟道MOSFET充当齐纳管的功能。当GTO需要关断时, 门极P沟道MOS管先导通, 主电流从阴极向门极换流, 紧接着阴极N沟道MOS管关断, 全部电流都通过门极流出, 使门极P沟道MOS管先关断, IGCT全部关断	$V_{TIRM}, V_{TIRM}: 4500V$ $T_s: 3 \sim 4\mu s$ 工作频率: 1kHz $I_{TQ}: 4000A$	日本三菱电机、东芝公司, 瑞士ABB公司
	MOS双门极晶 闸管 (EST)	既保持了传统EST的电流饱和特性, 又使反向安全工作区及最大可关断电流获得了显著的改进, 克服了MCT不具备正向电流饱和现象及反向安全工作区窄的缺点		日本三菱电机公司, 美国GE公司
晶 体 管 类	电力晶体管 (GTR)	可控导通和关断型电力半导体器件, 属全控型电流控制器件, 反向封锁电压, 正向导通电流, 最高工作频率50kHz以下。工业上比较常用的为达林顿结构, 开关频率为2kHz以下, 存在二次击穿现象	1000A/1800V $t_{off}: \leq 5\mu s$ 放大倍数 $\beta_{eff}: \leq 100$ 工作频率 $f: \leq 3kHz$	日本三菱、富士电机、三社电机公司, 德国西门康、西门子等公司
	达林顿晶体管 (DT)	工作频率比电力晶体管高, 容量较电力晶体管小, 其余同电力晶体管 (GTR)	45A/500V $t_{off}: \leq 1\mu s$	英国 Mitel 公司
	绝缘栅双极型晶 体管 (IGBT, 也有 称 IGT)	为三极 (栅极 G、发射极 E 及集电极 C) 器件, 兼有 GTR 和 MOSFET 的优点, 具有控制功率小、开关速度快、电流处理能力大及饱和压降低等性能	1000A/4500V $t_{off}: \leq 0.5 \sim 1\mu s$	日本东芝、富士电机、三菱电机、三社电机公司, 德国西门康、西门子公司, 英国 Mitel 等公司
	静电感应晶体管 (SIT)	是一种与结型场效应晶体管有完全类似结构的垂直沟道器件。它采用高电阻率材料制作, 在零栅压下, 不仅以 PN 结的热扩散电动势可将沟道完全夹断, 并在沟道中形成阻止载流子运动的势垒, 栅电压或漏电压均可改变势垒高度, 从而控制漏源间电流, 因此器件具有非饱和的类晶体管特性	250A/2000V	日本东洋电机公司、自动纺织机械所, 锦州 777 厂

(续)

类别	名 称	主要特点及性能	目前容量及主要参数	生产企业 (供货商)
晶 体 管 类	金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)	高速开关型电压控制三端 (栅极 G、源极 S 及漏极 D) 器件, 至今难于同时控制大电流和高电压, 存在导通压降较大、栅极击穿等问题	150A/1000V 50A/500V 30A/1200V $t_{off} \leq 0.3\mu s$ f_i : 2MHz	日本东芝、三社电机公司, 美国 IR、APT 公司
	结型场效应晶体管 (JFET)	具有比高压双极型功率晶体管更高的输入阻抗, 为电压控制器件, 输入驱动电流很小, 开关速度高, 高频特性好, 沟道电阻具有正的温度系数, 器件具有负的电流温度系数, 易于多个并联增大输出容量, 能自动保证器件温度均匀分布, 不会形成局部热点和电流集中现象, 可避免热应力和热不稳定性击穿, 有较大的安全工作区	100A/1000V	日本三菱电机公司
	注入增强栅晶体管 (IEGT)	IEGT 是在 IGBT 的基础上, 把部分沟道同 P 基区相连, 使发射区注入增强而获得的新型晶体管	V_{CES} : 4500V I_{CP} : 3000A I_F : 1500A	日本东芝公司
	联栅晶体管 (GAT)	一种介于双极晶体管和结型场效应晶体管之间的电流控制型电力半导体器件。减小了集电极载流子的雪崩倍增效应, 有助于抑制一次击穿后性能的进一步恶化, 提高了抗二次击穿的能力, 导电能力比 BJT 强, 热均匀性好, 温度特性优良	$V_{CEO} \geq 400V$ $V_{EBO} \geq 6V$ P_{CM} : 80W 工作电流: $>800mA$ 工作频率: 20~50kHz 放大倍数: 0~40	日本三菱电机公司
	普通硅整流管 (SR)	单向导电, 当阳极电压高于阴极电压 0.7V 以上时自动导通, 导通时间和关断不可人为控制, 通态压降较前述其他电力半导体器件均小	5000A/6000V 工作频率 f : $\leq 1kHz$	日本东芝、富士电机、三菱电机公司, 德国西门子公司, 英国西码公司, 西安电力电子技术研究所 (陕西高科电力电子有限责任公司)
硅 整 流 二 极 管 类	肖特基势垒二极管 (SBD)	高频工作, 导通压降低, 反向耐压一般较低, 常用于高频整流领域	3000A/40V $t_{rr} \leq 100\mu s$	日本三菱电机公司
	快恢复整流管 (FSR)	恢复时间较短, 反向耐压可做得较高, 故通态压降较大	1000A/1600V $t_{rr} \leq 1\mu s$	西安电力电子技术研究所、阜新晶体管厂 (陕西高科电力电子有限责任公司)
	超快恢复整流管 (UFSR)	是至今恢复时间最短的电力半导体器件, 反向耐压高于 SBD, 而低于 SR。可用于高频开关回路作续流或吸收浪涌使用, 目前受技术所限, 容量较小	30A/1000V 60A/1200V $t_{rr} \leq 35ns$	美国摩托罗拉公司, 德国 IXYS 公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)

2.2 晶闸管 (Thyristor)⁻²⁻¹⁷

晶闸管就是硅晶体闸流管,它包括普通晶闸管(俗称可控硅)、双向晶闸管、门极关断晶闸管及逆导晶闸管等,在 2.1 节中所列出的晶闸管类是各类晶闸管的总称。由于普通晶闸管被广泛和大量使用,因此从事电力电子设备制造、研制的工程技术人员习惯上把晶闸管泛指为普通晶闸管。

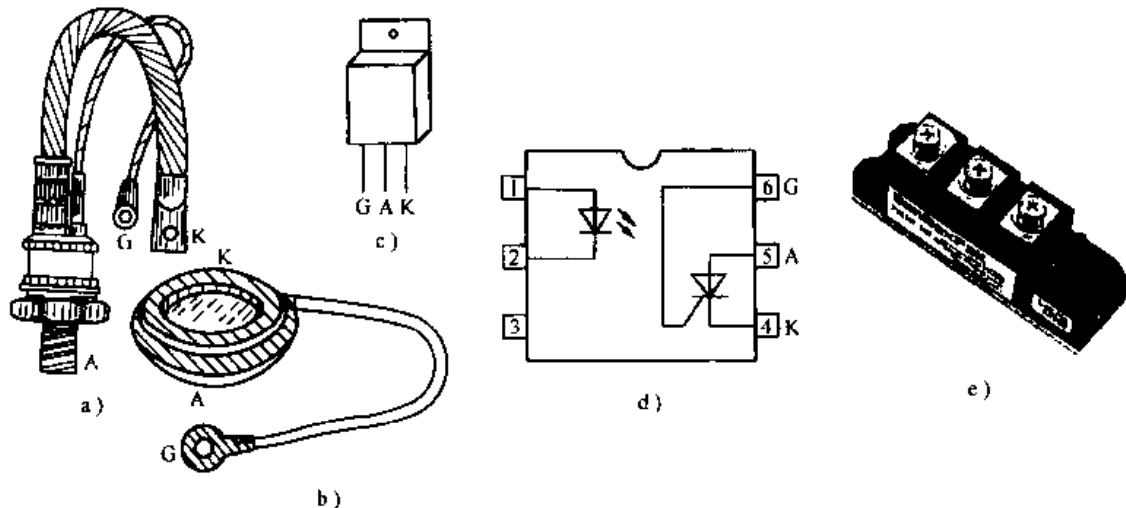


图 2-1 晶闸管的外形示意图

a) 螺栓形 b) 平板形 c) 塑封形 d) 集成封装形 e) 模块形



图 2-2 晶闸管的电路图形符号

是阳极 A,粗辫子线是阴极 K(有时为使用方便,专门把螺栓形晶闸管加工成反烧型,此时螺栓是阴极 K,粗辫子线是阳极 A),细辫子线是门极 G。平板形晶闸管(电流容量 $>200\text{A}$)又分为凸台和凹台两种外形,凸台封装的平板形晶闸管大台面为阴极,小台面为阳极,中间引出的细线为门极,而凹台外形的晶闸管是夹在两台面中间并与两台面平行的一圈金属为门极,距离门极近的一个台面为阴极 K,另一个台面为阳极 A。塑封形的晶闸管一般电流在几十安培以内,其三个电极的排列为正对着塑封晶闸管型号标记处看去,左边的那个引脚为门极 G,中间引脚为阳极 A,右边的那个引脚为阴极 K。集成封装的晶闸管引出管脚各公司有所不同,可查相应的产品使用手册。

晶闸管的内部有一个由硅半导体材料做成的管芯,管芯是一个圆形薄片,它是一个四层(PNPN)、三端(A、G、K)器件,如图 2-3 所示。由它决定晶闸

2.2.1 晶闸管的基本结构

晶闸管发明至今已有 40 多年的历史,现在所使用的晶闸管按外形来分,可分为五种,如图 2-1a~e 所示,它的电路图形符号如图 2-2 所示。

国内普通晶闸管统一型号为 KP 型,晶闸管有三个电极,即阳极 A、阴极 K 及门极 G。对于正烧工艺的螺栓形晶闸管(电流容量在 200A 以内)来说,螺栓

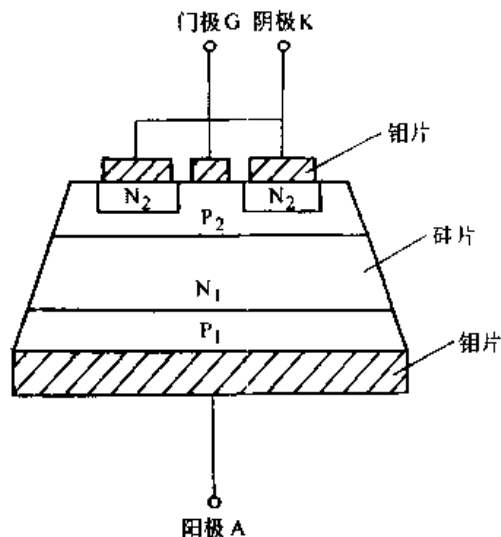


图 2-3 晶闸管的结构

管的性能。

2.2.2 晶闸管的工作原理

晶闸管在工作过程中,它的阳极 A 和阴极 K 与电源和负载相连组成晶闸管的主电路,晶闸管的门极 G 和阴极 K 与控制晶闸管的控制电路部分相连,组成晶闸管的控制回路。晶闸管是四层三端器件,它有 J_1 、

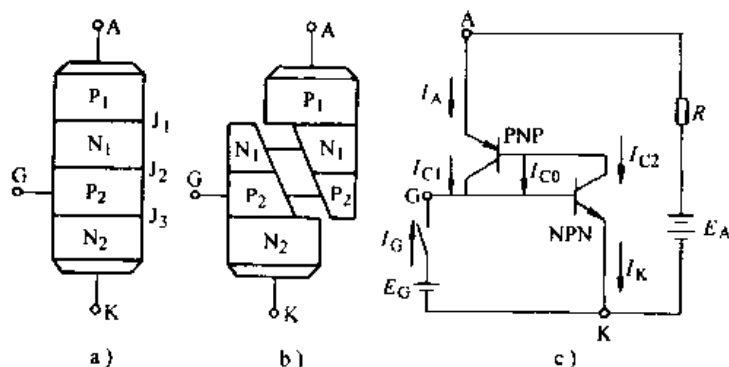


图 2-4 用两个晶体管说明晶闸管的工作原理

a) 基本结构 b) 等效结构 c) 等效电路

J_2 和 J_3 三个 PN 结, 如图 2-4a 所示。可将它中间的 N_1 和 P_2 分为两部分, 构成一个 PNP 型晶体管和一个 NPN 型晶体管的复合作用管, 如图 2-4b、c 所示。

当晶闸管承受正向阳极电压时, 为使晶闸管导通, 必须使承受反向电压的 PN 结 J_2 失去阻挡作用。图 2-4c 清楚表明: 每个晶体管的集电极电流同时就是另一个晶体管的基极电流。因此两个互相复合的晶体管电路, 当有足够的门极电流 I_G 流入时, 就会形成强烈的正反馈, 造成两晶体管饱和导通, 即晶闸管饱和导通。

设 PNP 管和 NPN 管的集电极电流相应为 I_{C1} 和 I_{C2} , 发射极电流相应为 I_A 和 I_K , 电流放大系数相应为 $\alpha_1 = I_{C1}/I_A$ 和 $\alpha_2 = I_{C2}/I_K$ 。设流过 J_2 结的反向漏电流为 I_{C0} , 则晶闸管的阳极电流等于两管的集电极电流和反向漏电流的总和:

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_{C0} \quad (2-1)$$

$$\text{或} \quad I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{C0} \quad (2-2)$$

如门极电流为 I_G , 则晶闸管的阴极电流为

$$I_K = I_A + I_G \quad (2-3)$$

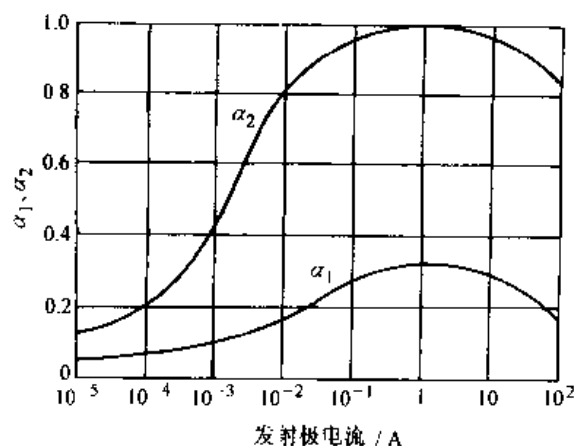
由式 (2-2) 和式 (2-3), 可以得出晶闸管的阳极电流为

$$I_A = [I_{C0} + \alpha_2 I_G] / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] \quad (2-4)$$

硅 PNP 管和硅 NPN 管相应的电流放大系数 α_1 和 α_2 随其发射极电流改变而急剧变化, 其关系如图 2-5 所示。

当晶闸管承受正向阳极电压, 而门极未受电压的情况下, 式 (2-4) 中 $I_G = 0$, $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 很小, 故晶闸管的阳极电流 $I_A \approx I_{C0}$ 。晶闸管处于正向阻断状态。

当晶闸管在正向阳极电压下, 从门极 G 流入电流 I_G , 由于足够大的 I_G 流经 NPN 管的发射极, 从而提高其电流放大系数 α_2 , 产生足够大的集电极电流 I_{C2} 流过

图 2-5 两个晶体管的电流放大系数
与发射极电流的关系

PNP 管的发射极, 并提高 PNP 管的电流放大系数 α_1 , 产生更大的集电极电流 I_{C1} 流经 NPN 管的发射结, 这样强烈的正反馈过程迅速进行。由图 2-5 可见, 当 α_1 和 α_2 随发射极电流增加而 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 式 (2-4) 的分母 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 因此大大地提高了晶闸管的阳极电流 I_A 。这时, 流过晶闸管的电流完全由上回路的电源电压和回路电阻所决定。晶闸管已处于正向导通状态。

由式 (2-4) 可见, 在晶闸管导通后, $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 即使此时门极电流 $I_G = 0$, 晶闸管仍能保持原来的阳极电流 I_A 而继续导通。晶闸管在导通后, 门极便失去控制作用。

在晶闸管导通后, 如果不断地减小电源电压或增大回路电阻, 使阳极电流 I_A 减小到维持电流 I_H (约数十毫安) 以下时, 由于 α_1 和 α_2 迅速下降, 由式 (2-4) 可知, 当 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 晶闸管恢复阻断状态。

这就是晶闸管导通和关断的物理过程。

2.2.3 晶闸管三个极的鉴别方法

螺栓式可以从外形区分阳极、阴极和门极。但是，平板式阳极和阴极的外形区别不明显。用万用表可以区别晶闸管的三个电极，并可初步判断其好坏。

晶闸管是四层三端的半导体器件，如图 2-1a 所示。它的阳极和阴极间、阳极和门极间的正向和反向电阻都应在数十万欧以上。它的门极和阴极间的 PN 结具有不太理想的二极管特性，其正向电阻约数十欧至 100Ω ，反向电阻一般不超过数百欧。因此用万用表测量门极对阳极或阴极的电阻，可以很快地判别阳极和阴极。测量时不能用万用表的高阻档，以免表内高压电池击穿门极的 PN 结。测量时如发现任何两个极短路或门极对阴极断路，都说明器件已经损坏。

应该注意，衡量晶闸管性能好坏的指标很多，简单地用万用表并不能代替对晶闸管性能的全面考察。由于晶闸管性能与温度有较大的关系，因此为了正确判断器件的性能，常需将器件通电加热后进行热测。

2.2.4 晶闸管的基本特性

晶闸管相当于一个可以控制的单向导电开关。它的外特性常用的有伏安特性及门极伏安特性。

1. 晶闸管的伏安特性

晶闸管阳极与阴极间的电压和晶闸管阳极电流的关系简称为晶闸管的伏安特性。其伏安特性可通过图 2-6 所示的测试电路测得，图中 T 为升压变压器，PTK 为示波器， V 与 mA 分别为直流电压和直流电流表。经测试可得到晶闸管的伏安特性如图 2-7 所示，它位于

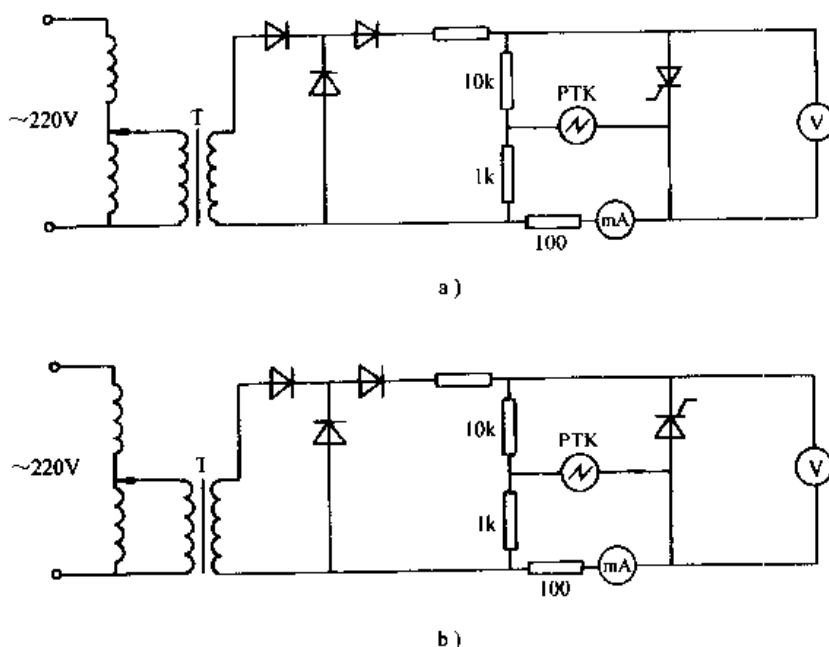


图 2-6 伏安特性测试电路

a) 测正向特性 b) 测反向特性

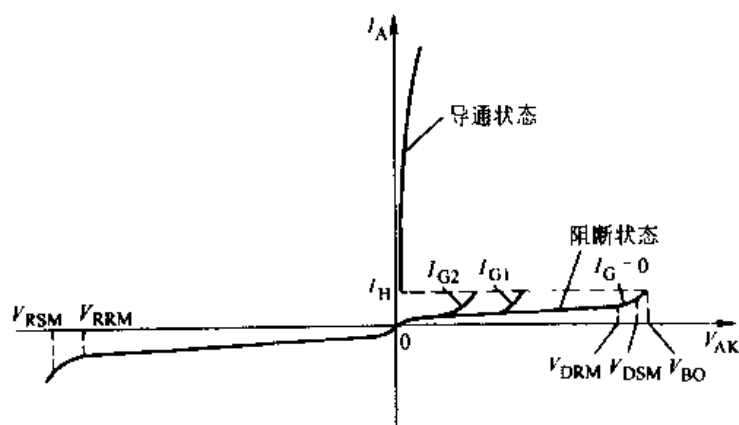


图 2-7 晶闸管的实际伏安特性

第Ⅰ象限（正向特性）和第Ⅲ象限（反向特性）。晶闸管的反向特性是指晶闸管的反向阳极电压（阳极相对阴极为负电位）与阳极漏电流的伏安特性，晶闸管的反向特性与一般二极管的反向特性相似。在正常情况下，当晶闸管承受反向阳极电压时，晶闸管总是处于阻断状态。当反向电压增加到一定数值时，反向漏电流增加较快。再继续增大反向阳极电压，会导致晶闸管反向击穿，造成晶闸管的损坏。晶闸管的正向特性又有阻断状态和导通状态（简称断态和通态）之分。在门极电流 $I_G = 0$ 情况下，逐渐增大晶闸管的正向阳极电压，这时晶闸管处于断态，只有很小的正向漏电流；随着正向阳极电压的增加，当达到正向转折电压 V_{BO} 时，漏电流突然剧增，特性从高阻区（阻断状态）经负阻区（虚线）到达低阻区（导通状态）。导通状态时的晶闸管特性又和二极管的正向特性相似，即通过较大的阳极电流，而晶闸管本身的压降却很小（通过正弦半波时的通态平均电流见表 2-3）。在正常工作时，不允许把正向阳极电压加到转折值 V_{BO} ，而是从门极输入触发电流 I_G ，使晶闸管导通。门极电流 I_G 愈大，阳极电压转折点愈低（图 2-7 中 $I_{G2} > I_{G1} > 0$ ）。在晶闸管导通后，逐步减小阳极电流，当 I_A 小到等于 I_H 时，晶闸管由导通变为阻断。 I_H 是维持晶闸管导通所需的最小电流，简称为维持电流。

由晶闸管的伏安特性可知，由于正向阻断和反向阻断时晶闸管的电阻不是无穷大，因此断态时有漏电流；正向导通时晶闸管的电阻不是零，因此通态时有管压降。晶闸管在实际使用时，应使电压不超过其转折电压 V_{BO} ，应使其电流不超过允许值（即晶闸管的损耗和温升不超过允许值）。

2. 晶闸管的门极伏安特性

晶闸管的门极和阴极间有一个 PN 结 J_2 ，如图 2-4a 所示。它的伏安特性称为门极伏安特性。由于实际产品的门极伏安特性分散性很大，因此为了应用的方便，常以一条典型的极限高阻门极伏安特性和一条极限低阻门极伏安特性之间的区域来代表所有器件的伏安特性，称为门极伏安特性区域。图 2-8 示出 500A 晶闸管的门极伏安特性区域。

在图 2-8 中，曲线 OD 为极限低阻伏安特性，曲线 OG 为极限高阻伏安特性。将接近坐标原点处的门极伏安特性区域加以放大，如图 2-8b 所示。图中，OHIJ0 范围中的区域称为不触发区，任何器件在额定结温时其门极所受电压和电流在此区域内都不会被触发。图中 ABCJIHA 的范围称为不可靠触发区，它是合格晶闸管所允许的范围，因此在室温情况下，在这区域中，有些器件能被触发，而对于触发电流或电压较高的器件，

触发将是不可靠的。图 2-8a 中 ADEFGCBA 的区域称为可靠触发区，在正常使用中，由触发器输送给门极的触发电流和电压都应该处于这个区内。当给门极施加一定的功率后，引起门极附近发热，当加入过大的功率时，会使晶闸管整个结温上升，直接影响到晶闸管的正常工作，甚至会使门极烧坏，所以施加于门极的电压、电流和功率是有一定限度的（见表 2-2）。可靠触发区就是由门极正向峰值电流 I_{GFM} 、正向峰值电压 V_{GFM} 及允许的瞬时最大功率 P_{GM} 划定了上限。此外，门极的平均功率损耗不应超过规定的平均功率 P_G ，如图 2-8a 中的曲线 KL。

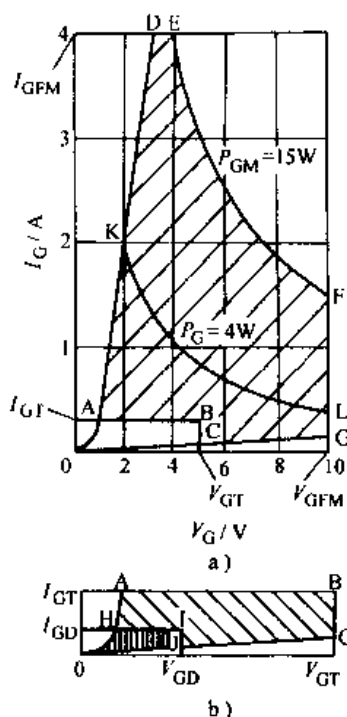


图 2-8 晶闸管的门极伏安特性

在晶闸管出厂合格证上，标明了能够保证触发该器件的最小触发电流和电压。为使触发器通用于同型号的晶闸管，电路设计者应使触发器输送给门极的电流和电压大于标准规定（见表 2-2）的 I_{GT} 和 V_{GT} 值，即应大于图 2-8a 内 OABC0 范围。如果触发电压太低，则晶闸管容易受干扰造成误触发。温度升高时，触发晶闸管所需的电流和电压值可以相应地降低，反之则需增大。这些，在设计触发器时也必须考虑。

晶闸管门极和阴极间 PN 结的反向特性不像普通二极管反向特性那样理想，有时正向和反向电阻值比较接近。为了防止晶闸管受干扰而误触发，可在门极上加负电压。负电压的数值不应超过 5V，否则会造成门极 PN 结的反向击穿，或因 PN 结反向漏电流过大造成过热而损坏。

表 2-2 晶闸管的门极参数

通态平均 电流 $I_{T(AV)}/A$	门极触发 电流 I_{GT}/A	门极触发 电压 V_{GT}/V	门极不触 发电压 V_{GD}/V	门极正向 峰值电流 I_{FGM}/A	门极反向 峰值电压 V_{RGM}/V	门极正向 峰值电压 V_{FGM}/V	门极平均 功率 $P_{G(av)}/W$	门极峰值 功率 P_{GM}/W												
1	≤ 20	≤ 2.5	≥ 0.2	—	5	6	—	—												
3	≤ 60	≤ 3.0				10														
5																				
10	≤ 100																			
20																				
30	≤ 150																			
50	≤ 200	1		0.5		4														
100	≤ 250	≤ 3.5		2		2	8													
200				3		16	3	5												
300	≤ 350	≤ 4.0						15												
400		4					4													
500							20													
600																				
800	≤ 450																			
1000																				

2.2.5 晶闸管的主要技术参数

为了正确的使用晶闸管，不仅需要定性地了解晶闸管的伏安特性，更主要的是定量掌握晶闸管的主要技术参数。

1. 晶闸管的电压参数

(1) 断态重复峰值电压 V_{DRM} 门极断路、器件额定结温时，允许 50 次/s、每次持续时间 $<10ms$ 重复加在器件上的正向峰值电压。这个电压规定为断态不重复峰值电压 V_{DSM} 的 90%。晶闸管正向工作时有两种状态：断态和通态。参数名称中提到“断态”或“通态”时一定是指正向的，因此“正向”两字可以省去。

晶闸管在整流电路中工作时，必须能够以电源频率重复地经受一定限度的过电压而不影响其工作，这就是晶闸管承受“重复峰值电压”的要求。在特殊情况下，过电压数值较大，这就是“不重复峰值电压”，它仍应不超过转折电压 V_{BO} 。至于不重复峰值电压和转折电压的差值多大，一般由晶闸管制造厂自定。

(2) 反向重复峰值电压 V_{RRM} 门极断路、器件额定结温时，允许重复加在器件上的反向峰值电压。这个电压规定为反向不重复峰值电压 V_{RSM} 的 90%。在正常情况下，晶闸管承受反向电压一定是阻断的，因此参数名称中“阻断”两字可以省去。

(3) 额定电压 通常将 V_{DRM} 和 V_{RRM} 中较小的那个数值标作器件型号上的额定电压。由于瞬时过电压也会使晶闸管遭到破坏，因而应选用晶闸管的额定电压为其正常工作峰值电压的 2~3 倍作为安全裕量。

(4) 通态峰值电压 V_{TM} 指晶闸管通以 π 倍或规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。

从减小损耗和器件发热的观点出发，应该选择 V_{TM} 较小的晶闸管。

2. 晶闸管的电流参数

(1) 通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 在环境温度为 $+40^{\circ}C$ 和规定冷却条件下，器件在电阻性负载的单相工频正弦半波、导通角 $>170^{\circ}$ 的电路中，在稳定的额定结温时所允许的最大通态平均电流。按照标准中的系列，取其整数作为该器件的额定电流。

晶闸管也和其他电气设备一样，决定其允许电流大小的是温度。晶闸管管芯（三个 PN 结）的温度称为结温，结温的高低由发热和冷却两方面的条件所决定。

造成晶闸管发热的原因是损耗，它主要有以下几个部分：①通态时的损耗，这是晶闸管发热的主要原因

① 过去国内的老标准规定用通态平均电压 V_T ，现新标准统一改为用通态峰值电压 V_{TM} ，所以通态平均电压如今已很少使用了。

因，为了减小发热，一般希望管压降 V_T 小些；②断态和反向时的损耗，一般希望漏电流小些；③开关时的损耗，在较高频率工作时，这个数值是必须考虑的；④门极的损耗，这个数值较小。

影响晶闸管散热的条件有：晶闸管与散热器的接触状况和散热器的大小，冷却方式（自冷、风冷、水冷或油冷等）和冷却介质的流速，环境温度或冷却介质的温度。

上面已经提到，通态时的损耗是晶闸管发热的主要原因。因此，根据晶闸管发热和冷却条件不同，其允许的通态平均电流也不一样。

晶闸管的额定电流用一定条件下的最大通态平均电流来标定，这是由于整流输出端所接负载常需用平均电流来衡量其性能。但是，从晶闸管管芯发热的角度来看，如果认为管芯通态时的电阻不变，其热效应仅和电流的有效值有关。因此，关键是不论流过晶闸管的电流波形如何，晶闸管的导通角是多大，根据晶闸管的额定电流 $I_{T(AV)}$ 求出与其相对应的电流有效值。只要使实际的电流有效值等于额定电流 $I_{T(AV)}$ 时的电流有效值，管芯的发热是等效和允许的。因此，也不难求出波形和导通角变化后晶闸管允许流过的实际电流的平均值。

根据通态平均电流 $I_{T(AV)}$ （图 2-9）的定义，当电流的峰值为 I_m 时，

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \tag{2-5}$$

而正弦半波的电流有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2} \tag{2-6}$$

因此，在正弦半波情况下电流有效值和平均值的比值为

$$I/I_{T(AV)} = \pi/2 = 1.57 \tag{2-7}$$

例如，对于一只额定电流 $I_{T(AV)} = 100A$ 的晶闸管，其允许的电流有效值应为 157A。

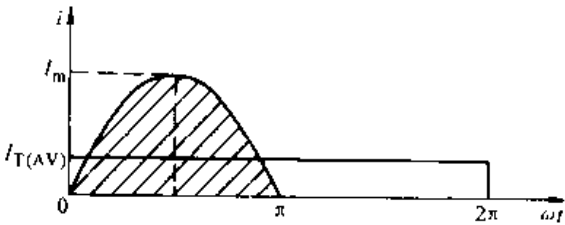


图 2-9 晶闸管的通态平均电流 $I_{T(AV)}$

【例 2-1】 表 2-3 中三个不同的电流波形（阴影线部分），分别流经额定电流为 $I_{T(AV)} = 100A$ 的晶闸管，计算各晶闸管允许的电流平均值 I_d 。

解：根据式（2-7）， $I_{T(AV)} = 100A$ 的晶闸管其允许的电流有效值为

$$I = 1.57 I_{T(AV)} = 1.57 \times 100A = 157A$$

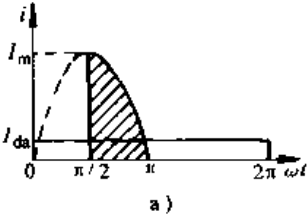
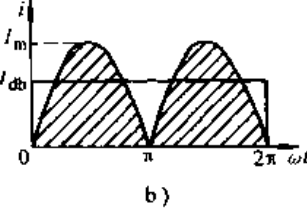
有效值与平均值之比称为波形系数 $K_I = I/I_d$ 。

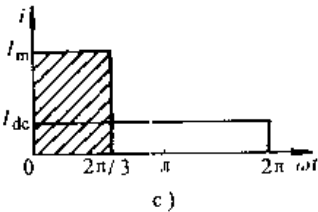
根据电流有效值相等，则 $K_I I_d = 1.57 I_{T(AV)}$ ，因此得到所求的允许电流平均值

$$I_d = 1.57 I_{T(AV)} / K_I = 157 / K_I$$

用注脚 a、b、c 表示二个不同波形时相应的量。其计算见表 2-3。

表 2-3 额定电流 100A 的晶闸管所允许的电流平均值

波 形	平均值 I_d 有效值 I	波形系数 $K_I = \frac{I}{I_d}$	允许的电流平均值 $I_d = \frac{157}{K_I}$
	$I_{da} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi}$ $I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}}$	2.22	$I_{ds} = \frac{157}{2.22} A = 70.7A$
	$I_{db} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$ $I_b = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$	1.11	$I_{db} = \frac{157}{1.11} A = 141.4A$

波 形	平均值 I_d 有效值 I	波形系数 $K_f = \frac{I}{I_d}$	允许的电流平均值 $I_d = \frac{157}{K_f}$
 c)	$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m d(\omega t) = \frac{I_m}{3}$ $I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_m)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{3}}$	1.73	$I_d = \frac{157}{1.73} A = 90.7 A$

对表 2-3 波形计算的分析表明:额定电流为 $I_{T(AV)}$ 100A 的晶闸管,只有在正弦半波全部导通(见图 2-9)的情况下,其波形系数 $K_f=1.57$,允许的电流平均值为 100A。在非正弦的所有其他波形情况下,允许的电流平均值都不是 100A。当波形系数 $K_f>1.57$ 时,允许的电流平均值 $<100A$;当 $K_f<1.57$ 时,允许的电流平均值 $>100A$ 。

由于晶闸管的过载能力比一般电磁元件小,因而应选用晶闸管的通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 为其正常电流平均值的 1.5~2.0 倍,使其有一定的安全裕量。

(2) 维持电流 I_H 在室温 and 门极断路时,晶闸管被触发导通后,从较大的通态电流降至维持通态所必需的最小电流。

(3) 擎住电流 I_L 晶闸管一经从断态转换到通态就移去触发信号,之后要保持器件维持通态所需的最小主电流。对于同一个晶闸管来说,通常擎住电流 I_L 约为维持电流 I_H 的 2~4 倍。

(4) 断态重复峰值电流 I_{DRM} 和反向重复峰值电流 I_{RRM} 额定结温和门极断路时,对应于断态重复峰值电压 V_{DRM} 和反向重复峰值电压 V_{RRM} 时的峰值漏电流。它们都应不大于标准规定的数值。

(5) 浪涌电流 I_{TSM} 结温为额定值时,在工频正弦波半周期间器件能承受的最大过载电流,而且紧接浪涌后的半周期应能承受规定的反向电压。浪涌电流用峰值表示,是不重复的额定值,在器件的寿命期内,浪涌的次数有一定的限制。

3. 晶闸管的门极参数

(1) 门极触发电流 I_{GT} 在室温且阳极电压为 6V 直流电压时,使晶闸管从阻断到完全开通所必需的最小门极直流电流。

(2) 门极触发电压 V_{GT} 对应于门极触发电流时的门极触发电压。对于晶闸管的使用者来说,为使触发

器适用于所有同型号的晶闸管,触发器输送给门极的电压和电流应适当地大于国标所规定的 V_{GT} 和 I_{GT} 上限,但不应该超过其峰值 I_{GFM} 和 V_{GFM} 。门极平均功率 P_G 和峰值功率(允许的最大瞬时功率) P_{GM} 也不应超过规定值。

4. 晶闸管的动态参数和结温

(1) 断态电压临界上升率 dv/dt 在额定结温和门极断路条件下,使器件从断态转入通态的最低电压上升率。就是说,晶闸管保持断态所允许的最大电压上升率应小于此值。

即使阳极电压低于 V_{RO} ,过大的 dv/dt 也会引起误导通。如果在晶闸管上突然加以正向阳极电压,则阻断状态下相当于一个电容的 J₁ 结(见图 2-4),便会有充电电流流过结面。这个电流流经 J₂ 结时,起到类似于触发电流的作用。如果 dv/dt 太大,充电电流足够大,就会使晶闸管误导通。

断态电压临界上升率 dv/dt 值的定义为,取试验电压 V_D 的 10%~90% 两点的电压差除以这两点的时间差 τ ,即 $dv/dt = 0.8V_D/\tau$,如图 2-10 所示。 dv/dt 是

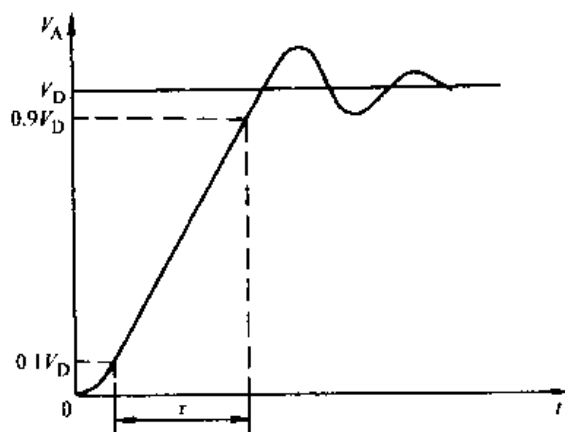


图 2-10 晶闸管的断态电压临界上升率 dv/dt

晶闸管一个极为重要的动态参数,高的 dv/dt 可使晶闸管的缓冲电路简化或功率损耗减小,高的 dv/dt 在晶闸管电压型逆变器中显得尤为重要。

(2) 通态电流临界上升率 di/dt 在规定条件下,由门极触发晶闸管使其导通时,晶闸管能够承受而不导致损坏的通态电流的最大上升率,即晶闸管所允许的最大电流上升率应小于此值。

当门极输入触发电流后,晶闸管开始只在靠近门极附近的小区域内导通,随着时间的推移,导通区域才逐渐扩大,直至全部结面导通为止。如果电流上升太快,则刚一导通时很大电流集中在门极附近的小区域内通过,会造成局部过热而使晶闸管损坏。

测试 di/dt 的电流波形和 t_i 定义如图2-11所示,数值 $di/dt=0.5I_{TM}/t_i$,图中, I_{TM} 为导通后的电流峰值;曲线a为阻尼正弦波,用于对小容量器件的测试;曲线b为纯正弦波,用于对大容量器件的测试。

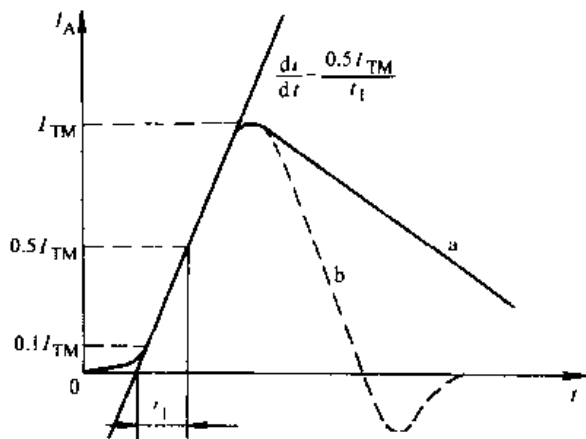


图 2-11 晶闸管的通态电流临界上升率 di/dt

di/dt 是晶闸管的又一个极为重要的动态参数,高的 di/dt 可使晶闸管的限制电流上升率电路得到简化,高的 di/dt 在多个晶闸管并联使用或采用大电流晶闸管时显得格外重要。该参数是晶闸管出厂测试中的破坏性试验参数,也是最严格的测试参数, di/dt 一般与晶闸管容量有关,电流容量大的晶闸管其 di/dt 耐量也大。

(3) 门极控制的开通时间 t_{on} 从门极触发脉冲前沿的10%到阳极电压下降至10%的时间间隔。触发脉冲电压 V_G 波形、阳极电压 V_A 波形和阳极电流 I_A 波形如图2-12所示。开通时间 t_{on} 由两部分组成: t_d 称为延迟时间; t_r 称为上升时间。门极控制的开通时间在多个晶闸管串联或并联使用时显得十分重要,在这些场合应用时,电路设计者应采取措施尽可能使触发器送到门极的控制信号保证串、并联晶闸管的开通时间达到一致。

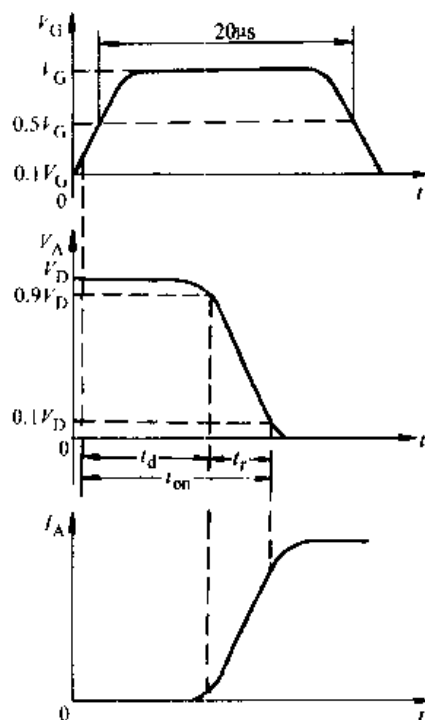


图 2-12 门极控制的开通时间 t_{on}

(4) 电路换向关断时间 t_{off} 从阳极电流 I_A 下降到零时起至器件刚能承受再加断态电压为止的时间间隔,其波形如图2-13所示。关断时间 t_{off} 由两部分组成: t_{rr} 称为反向恢复时间; t_{gr} 称为门极恢复时间。

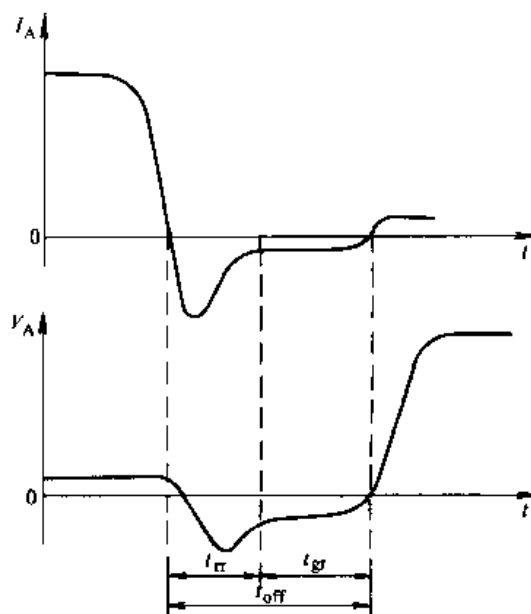


图 2-13 电路换向关断时间 t_{off}

(5) 额定结温 T_{JM} 器件在正常工作条件下所允许的最高PN结温度。

5. 实际晶闸管的参数举例

表2-4~表2-6分别给出了1~1000A晶闸管的主要参数。

表 2-4 晶闸管的主要参数

通态平均电流 $I_{T(AV)}/A$	断态重复峰值电压 V_{DRM} 、反向重复峰值电压 V_{RRM}/V	断态重复峰值电流 I_{DRM} 、反向重复峰值电流 I_{RRM}/mA	维持电流 I_H/mA	通态峰值电压 V_{TM}/V	工作结温 $T_J/^{\circ}C$	断态电压临界上升率 (dv/dt) /($V/\mu s$)	通态电流临界上升率 (di/dt) /($A/\mu s$)	浪涌电流 I_{TSM}/kA	
1	50~1600	≤ 3	≤ 10	≤ 2.0	-40~+100	A、B、C、D、E、F		L (下限) 0.013	H (上限) 0.019
3	100~2000	≤ 8	≤ 30	≤ 2.2				0.038	0.056
5			≤ 60					0.064	0.09
10		≤ 10	0.13					0.19	
20			0.24					0.38	
30	100~2400	≤ 20	≤ 150	≤ 2.4	B、C、D、E、F、G	A、B	0.3	0.56	
50			≤ 200				0.64	0.94	
100	100~3000	≤ 40	≤ 300	≤ 2.6	40~+125	C、D、E、F、G	A、B、C	1.3	1.9
200								B、C、D、E	2.5
300		≤ 50	≤ 400				E	3.8	5.6
400								3.0	7.5
500		≤ 60	≤ 500				B、C、D、E、F	6.4	9.4
600								7.6	11
800		≤ 80	10				15		
1000		≤ 120	13				19		

表 2-5 断态电压临界上升率 dv/dt 的级别

dv/dt	25	50	100	200	500	800	1000
级别	A	B	C	D	E	F	G

表 2-6 额定通态电流临界上升率 di/dt 的级别

di/dt	25	50	100	150	200	300	500
级别	A	B	C	D	E	F	G

2.2.6 晶闸管的串、并联

尽管当今世界上生产的晶闸管容量已达 3500A/8500V，但对诸如几十万安培输出的电化学电源（如电解水、电解铝等）及几千万千瓦的直流输电系统（HVDC）而言，这个容量的晶闸管是满足不了需要的，所以在如此大的系统中应用晶闸管时，必须将其进行串联或并联。

1. 晶闸管的串联连接

由于串联后各晶闸管的正向阻断（或反向）特性不同，但却流过相等的漏电流，因而各元件所承受的电压是不等的（见图 2-14）。为了使各晶闸管的电压相互接近，除了选用特性比较一致的器件进行串联以外，还应给每个晶闸管并联均压电阻 R_j （见图 2-15）。如果均压

电阻 R_j 大大小于晶闸管的漏电阻，则电压分配主要决定于 R_j 。但如 R_j 过小，则会造成 R_j 上损耗增大。通常选均压电阻 (Ω)

$$R_j \leq (0.1 \sim 0.25) V_{red} / I_{DRM} \tag{2-8}$$

式中 V_{red} ——晶闸管的额定电压 (V)；
 I_{DRM} ——断态重复峰值电流 (mA)，其值由表 2-4 按额定电流 $I_{T(AV)}$ 选取。

晶闸管上承受的电压是非正弦的。考虑换相情况后的晶闸管电压波形，因此电阻上消耗功率的计算比较复杂，通常可按下式计算均压电阻 R_j 的功率 (W)：

$$P_{Rj} = K_{Rj} (V_m / n_s)^2 (1 / R_j) \tag{2-9}$$

式中 V_m ——作用于串联器件上的正、反向峰值电压 (V)，其值按表 2-7 选取；
 n_s ——串联的器件数；

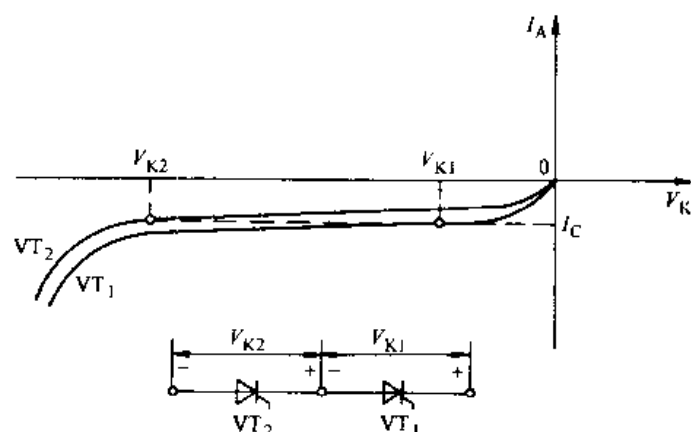


图 2-14 晶闸管串联后的反向电压

表 2-7 整流器件的最大峰值电压 V_m 和通态平均电流的计算系数 K_R

整流主电路形式		单相半波	单相双半波	单相桥式	三相半波	二相桥式	带平衡电抗器的双反星形
V_m		$\sqrt{2} V_2$	$2 \sqrt{2} V_2$	$\sqrt{2} V_2$	$\sqrt{6} V_2$	$\sqrt{6} V_2$	$\sqrt{6} V_2$
K_R ($\alpha=0^\circ$)	电阻负载	1	0.5	0.5	0.374	0.368	0.185
	电感负载	0.45 ^①	0.45	0.45	0.367	0.367	0.184

① 指带有续流二极管的电路。

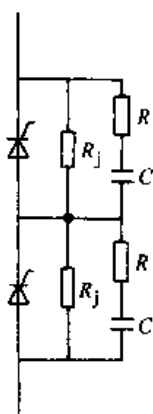


图 2-15 多晶闸管串联使用时的均压电路

K_{Rj} ——系数，对于单相 $K_{Rj}=0.25$ ，对于三相 $K_{Rj}=0.45$ ，对于直流 $K_{Rj}=1$ 。

均压电阻 R_j 只能使直流电压或缓慢变化的电压均匀地分配在各晶闸管上。晶闸管在开关过程中瞬时电压的分配决定于各晶闸管的结电容、导通时间和关断时间等差别。为了使开关过程中的电压分配均匀，应对晶闸管并联电容 C 。为防止晶闸管导通瞬间，电容 C 对晶闸管放电造成过大的 di/dt ，还应在电容 C 支路中串联电阻 R ，如图 2-15 所示。动态均压阻容 R 和 C 兼作晶闸管关断过电压保护。电阻 R 和电容 C 的经验数据见表 2-8。

电容 C (μF) 也可按以下经验公式选取：

$$C = (2 \sim 4) I_{T(AV)} \times 10^{-3} \quad (2-10)$$

一般取 $R=10 \sim 30 \Omega$ 。

表 2-8 晶闸管串联时的动态均压阻容的经验数据

晶闸管额定电流 $I_{T(AV)}/A$	1~5	10~20	50~100
$C/\mu F$	0.01~0.05	0.1~0.25	0.25~0.5
R/Ω	100	50	20

电容 C 的交流耐压可选取略大于 V_m/n_s 的数值。
电阻 R 的功率 (W) 可按下列近似式计算：

$$P_R = fC (V_m/n_s)^2 \times 10^{-6} \quad (2-11)$$

式中 f ——电源频率 (Hz)。

器件串联时，必须降低电压（低于额定值）使用。
可以写出串联后总电压的关系式为

$$(0.8 \sim 0.9) n_s V_{ked} = (2 \sim 3) V_m$$

所以，应选择晶闸管的额定电压

$$V_{ked} = (2 \sim 3) V_m / (0.8 \sim 0.9) n_s \\ = (2.2 \sim 3.8) V_m / n_s \quad (2-12)$$

式中 系数 $(0.8 \sim 0.9)$ ——采取均压措施后，考虑电压分配仍不均匀的均压系数；

n_s ——串联的器件数；

V_m ——作用于串联器件上的正向反向峰值电压，其值按表 2-7 选取。

晶闸管串联连接时，要求串联的各晶闸管开通时

间之差要小,对门极触发脉冲的要求比较高,即触发脉冲的前沿要陡,触发脉冲的电流要大,使晶闸管的开通时间很短,并应尽可能选择参数比较接近的晶闸管(如反向恢复电荷 Q_{rr} 一致的器件)进行串联。

由于晶闸管制造工艺的改进,器件的电压等级不断提高,因此要求晶闸管串联连接的情况会逐步减少。

2. 晶闸管的并联连接

由于并联的各个晶闸管在导通状态时的伏安特性各不相同,但却有相等的器件端电压 V_T ,因而通过并联器件的电流是不等的(见图2-16)。为了使并联器件的电流均匀分配,除了选用特性比较一致的器件进行并联外,可采用串联电阻和串联电感等均流措施。

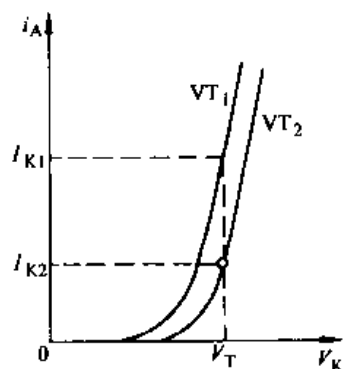


图 2-16 晶闸管并联时的电流分配

(1) 串联电阻法 由于串联电阻法对电力电子设备而言没有多少实用价值,故此处不再陈述。

(2) 串联电抗法 用一个均流电抗器(铁心上带有两个相同的线圈)接在两个并联的晶闸管电路中,如图2-17b所示。当两个线圈内电流相等时,铁心内励磁安匝相互抵消,如电流不等时,就产生一个电动势造成环流,此环流恰好是使电流小的器件电流增大,电流大的器件电流减小,达到了均流的目的。在并联器件较多的情况下,应采用和晶闸管数目相同的均流电抗器,其相邻支路中串联极性相反、匝数相等的线圈,如图2-17c所示。当发生电流不均时,产生感应电动势使支路间保持均流。

对于均流电抗器的计算,主要是确定其铁心的截面 A 和线圈的匝数 N 。根据经验,匝数 N 以不超过4匝为宜。截面 A (m^2)可由下式计算:

$$A = \Delta V_T / K_j f N B \quad (2-13)$$

式中 ΔV_T ——并联器件正向压降差的最大值(V);

K_j ——周期与晶闸管导通时间之比,单相时

$K_j = 2$,三相时 $K_j = 3$;

f ——电网频率(Hz);

B ——铁心磁通密度(T),根据经验按额定电流 $I_{T(AV)}$ 和匝数 N 从表2-9中选取。

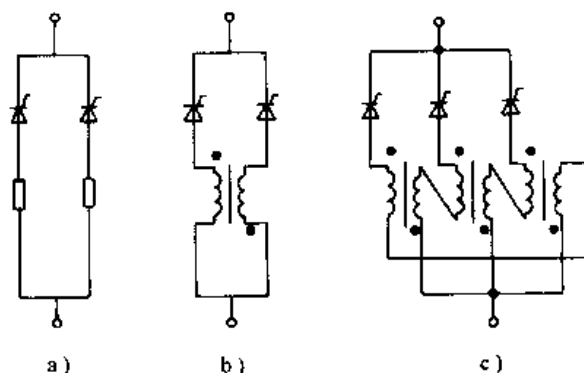


图 2-17 晶闸管并联均流电路

a) 串联电阻法 b) 串联互感法(两个晶闸管)

c) 串联互感法(三个晶闸管)

表 2-9 均流电抗器磁通密度 B 的选择

(单位: T)

N	1	2	3	4
$I_{T(AV)}/A$				
50	0.45	0.55	0.6	0.65
100	0.5	0.6	0.65	0.7
200	0.55	0.65	0.7	0.75

采用均流电抗器均流的优点是损耗小,且电感还有限制电流上升率的作用,能起到动态均流的效果。但因铁心笨重、线圈绕制不便,在并联支路数很多时,线路的配置就较复杂了。

采用两个耦合较好的空心电感,也可起到一定的均流效果。

在并联各支路中串联没有耦合的电感(见图2-18)时,也可对动态均流起作用,但对稳态均流效果就差得多了。串联的电感 L_s 可以是空心电抗器、铁心电抗器或在并联各支路的晶闸管导线上套若干磁性圆环。电感 L_s (μH)按下式计算:

$$L_s = 1.1 V_m / (di/dt) \quad (2-14)$$

式中 1.1——电网电压可能升高的系数;

V_m ——器件承受的额定峰值电压(V),按表2-7选取;

di/dt ——器件导通瞬时电流变化率的限制值

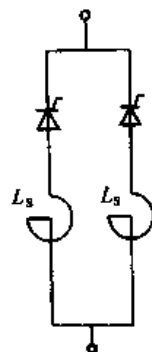


图 2-18 串联电感均流

(A/μs), 应选取小于表 2-6 所列的数值。

空心电抗器均流是目前普遍采用的均流方法。它的优点是接线简单, 还有限制 di/dt 和 dv/dt 的作用。由于空心电抗器的线圈都有电阻, 因此实际上它是电阻、电感均流。

空心电抗器在电感较小时可制成单层螺旋式 (见图 2-19a), 其电感值 (μH) 可近似按下式计算:

$$L_a = 0.01DN^2 / [(l/D) + 0.44] \quad (2-15)$$

在电感较大时, 可制成多层式 (见图 2-19b), 其电感值 (μH) 可近似按下式计算:

$$L_b = 0.01DN^2 / [(l/D)(1 + 0.65b/D) + 0.5] \quad (2-16)$$

式 (2-15) 和式 (2-16) 中, D 、 l 、 b 均以厘米为单位; 符号含义如图 2-19 所示; N 为匝数。

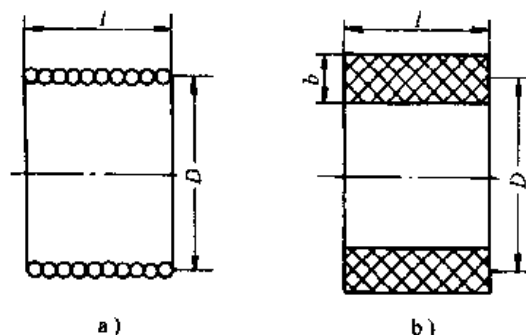


图 2-19 空心电抗器

器件并联时, 必须降低电流 (低于额定值) 使用。可以写出并联后总电流的关系式

$$(0.8 \sim 0.9)n_p I_T = (1.5 \sim 2)K_n I_d$$

所以, 应选择晶闸管的额定电流 (A)

$$I_T = (1.5 \sim 2)K_n I_d / [(0.8 \sim 0.9)n_p] \\ = (1.7 \sim 2.5)K_n I_d / n_p \quad (2-17)$$

式中 $(0.8 \sim 0.9)$ —— 采取均流措施后, 考虑电流分配仍不均匀的均流系数;

n_p —— 并联的器件数;

I_d —— 允许过载时的负载平均电流 (A);

K_n —— 按表 2-7 选取。

晶闸管并联连接时, 要求并联的各晶闸管开通时间之差要小, 所以触发脉冲的前沿要陡, 触发脉冲的电流要大, 并应尽可能选择参数比较接近的晶闸管进行并联。此外, 适当增大电感可以降低 di/dt , 从而在开通时间差异一定的条件下, 可以减少各并联支路中动态电流的偏差。在安装时应注意各支路铜线的长短相同, 使各支路的分布电感和导线电阻相近, 布线尽可能对称, 以减小磁场的影响。

在晶闸管装置需要同时采取串联和并联晶闸管时, 通常采用先串后并的方法。

2.2.7 晶闸管的保护

晶闸管在使用时, 因电路中电感的存在而导致换相过程产生 Ldi/dt , 又因容性的存在或设备自身运行中出现短路、过载等故障, 所以其过电压、过电流保护显得尤为重要。

1. 晶闸管的过电压保护

晶闸管使用过程中随所应用电路形式的不同, 其可承受的最高峰值电压也有所不同, 所以应保证晶闸管两端的电压小于其额定电压, 常见的过电压有交流侧过电压和直流侧过电压。对这些过电压的处理措施如图 2-20 所示。

(1) 交流侧过电压的保护

1) 采用阻容保护: 图 2-21 给出了阻容保护的常用接线图, 其中电阻 R (Ω)、 C (μF) 可用下列关系式近似计算:

$$R \geq 2.3 (V_2^2 / S) \sqrt{(v_z / I_0)} \quad (2-18)$$

$$C \geq 6I_0 (S / V_2^2) \quad (2-19)$$

式中 v_z —— 整流变压器的阻抗电压, 以额定电压的百分数表示, 对于 10~1000kVA 的变压器, $v_z = 4\% \sim 10\%$;

I_0 —— 变压器空载电流, 以额定电流的百分数表示, 对于 10~560kVA 的三相变压器, $I_0 = 4\% \sim 10\%$;

V_2 —— 变压器二次相电压有效值 (V);

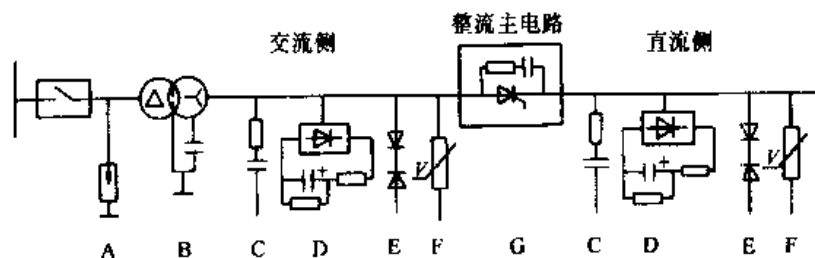


图 2-20 晶闸管装置可能采用的几种过电压保护措施

A—避雷器 B—接地电容 C—阻容保护 D—整流式阻容保护

E—硒堆保护 F—压敏电阻 G—器件侧阻容保护

S 变压器每相的平均视在容量 (VA)。

随着变压器联结的不同,按式 (2-18) 和式 (2-19) 计算出的 R 、 C 值还应按表 2-10 作相应的系数变化。

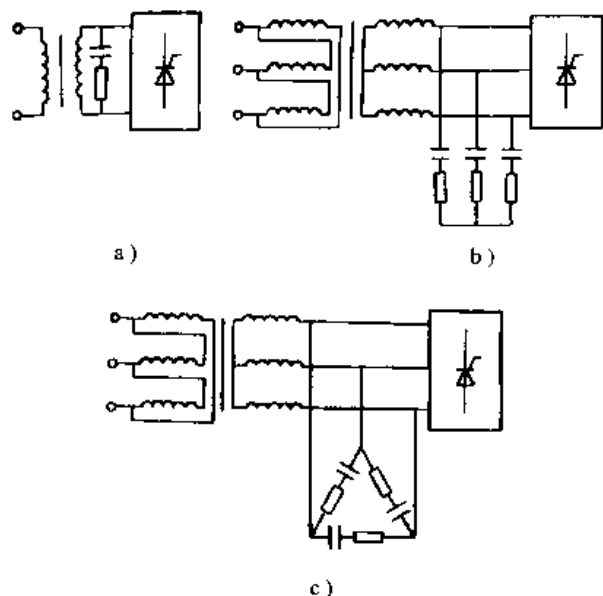


图 2-21 阻容保护的接法

a) 单相 b) 二相变压器二次 Y 联结, 阻容保护 Y 联结 c) 三相变压器二次 Y 联结, 阻容保护 Δ 联结

表 2-10 变压器和阻容保护不同联结时电阻和电容的数值

变压器联结	单相	三相二次 Y 联结		三相二次 Δ 联结	
阻容装置联结	与变压器二次并联	Y 联结	Δ 联结	Y 联结	Δ 联结
电容	C	C	$(1/3)C$	$3C$	C
电阻	R	R	$3R$	$(1/3)R$	R

阻容保护 Δ 联结时, 电容器的电容量小但耐压要求高; 阻容保护 Y 联结时, 电容器的电容量要大, 但耐压要求低、电阻值也小。通常增大 C 能降低作用到晶闸管上的过电压 $L di/dt$ 和 dv/dt , 但过大的 C 值不仅增大体积, 而且使 R 的功耗增大, 并使晶闸管导通时的 di/dt 上升; 增大电阻 R 有利于抑制振荡, 但过大的 R 不仅使抑制振荡的作用不大, 反而降低了电容抑制 $L di/dt$ 的效果, 并使 R 的功率增大, 所以一般希望 R 小一些 (约 $5 \sim 100 \Omega$)。为降低电阻的温度, 电阻功率应选电阻上可消耗功率值的 2 倍左右。电阻 R 的功率近似计算为

$$(2 \sim 3)(2\pi f)^2 K_1 (CR) CV_2^2 < P_R \\ < (1 \sim 2)[(2\pi f)^2 K_1 (CR) + K_2] CV_2^2 \quad (2-20)$$

式中

C 、 R ——选用的交流侧保护电容 (F) 和电阻值 (Ω);

f ——电源频率 (Hz);

V_2 ——变压器二次相电压有效值 (V);

系数 (2~3) 和 (1~2)——考虑降低电阻温度和电网电压升高等因素时取大的数值, 考虑缺口电压作用下电阻和线路其他部分分担损耗时取小的值;

K_1 ——对于单相电路, $K_1 = 1$; 对于三相电路, $K_1 = 3$;

K_2 ——对于单相电路, $K_2 = 200$; 对于三相电路在阻容保护 Δ 联结时 $K_2 = 450$, 在阻容保护 Y 联结时 $K_2 = 150$; 对于三相桥式电路, 在阻容保护 Δ 联结时 $K_2 = 900$, 在阻容保护 Y 联结时 $K_2 = 300$ 。

经验表明, 当 $CR < 0.2 \text{ ms}$ 时, P_R 值应接近上式的右方; 当 $CR > 5 \text{ ms}$ 时, P_R 值应接近上式的左方。

2) 桥式阻容吸收: 桥式阻容吸收电路如图 2-22 所示。该电路既避免了 1) 中由于 C 所储电能增加了晶闸管导通时的 di/dt 值, 又避免了大容量晶闸管装置在采用三相阻容保护时体积比较大这一不足, 而且又具有因电容只承受直流电压, 故可采用体积小、容量大的电解电容的优点。

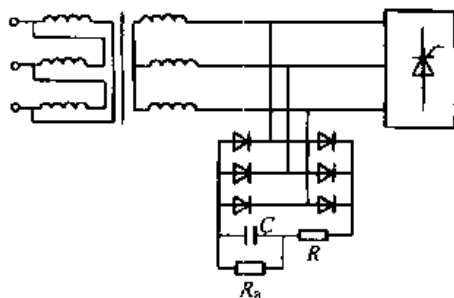


图 2-22 三相整流式阻容保护的接法

图中, 电容 $C (\mu\text{F})$ 与电阻 $R (\Omega)$ 可按式来近似计算:

$$\left. \begin{aligned} R &\geq 3.3(V_2^2/S) \sqrt{(v_s/I_0)} \\ C &\geq 6I_0(S/V_2^2) \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{(变压器二次} \\ \text{侧为 Y 联结时)} \end{array} \quad (2-21)$$

$$\left. \begin{aligned} R &\geq 1.1(V_2^2/S) \sqrt{(v_s/I_0)} \\ C &\geq 18I_0(S/V_2^2) \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{(变压器二次} \\ \text{侧为 } \Delta \text{联结时)} \end{array} \quad (2-22)$$

式中, V_2 、 S 、 I_0 、 v_r 的含义同前。

3) 非线性电阻保护: 阻容保护只能把操作过电压抑制在允许范围内, 但当发生雷击或从电网侵入更高的浪涌电压时, 过电压仍会超过允许值, 因此在采用阻容保护的同时可以设置非线性电阻(硒堆或压敏电阻)保护。它们有接近稳压管的特性, 能把浪涌电压抑制在晶闸管装置允许的范围之内。图 2-23 给出了硒堆保护时的联结。图 2-24 给出了压敏电阻保护时的联结。

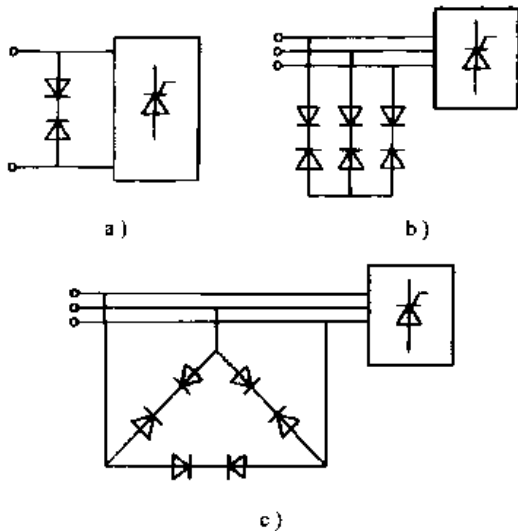


图 2-23 硒堆保护时的联结

a) 单相 b) 三相Y联结 c) 三相Δ联结

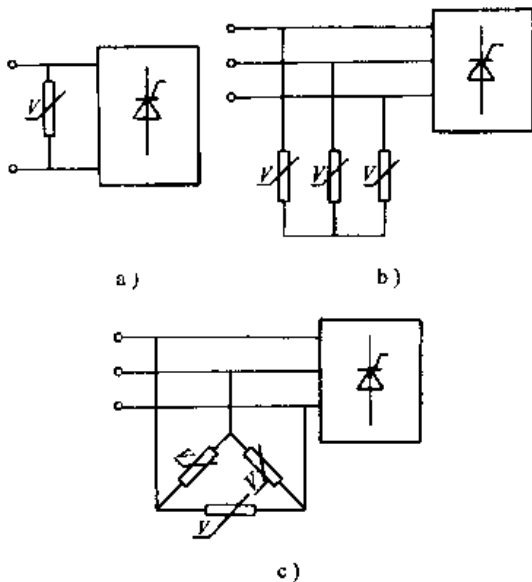


图 2-24 压敏电阻保护时的联结

a) 单相 b) 三相Y联结 c) 三相Δ联结

采用硒堆保护的优点是能吸收较大的浪涌能量, 缺点是体积大、伏安特性不陡, 有长期不用后性能不良, 发生储存老化、正向电阻增大、反向电阻减小而失效的现象, 所以现在用得较少。现在用得较多的是金属

氧化物(如氧化锌、氧化铋等)压敏电阻, 它们具有正、反向相同且很陡的伏安特性, 正常工作时漏电流小(μA 级), 故损耗小。遇到过电压时, 可通过高达数千安的放电电流, 因此抑制过电压的能力强。它们对浪涌电压反应快且体积很小, 随着工艺水平的进步, 其工作频率大为提高, 在中、高频领域展现了很好的应用前景。它的缺点是持续平均功率太小, 如正常工作电压超过它的额定电压时, 在很短的时间内就会烧坏。

(2) 直流侧过电压的保护 直流侧过电压保护一般采用在晶闸管两端并联阻容吸收, 而在直流侧的正、负母线间并联压敏电阻的方法。图 2-25 给出了这种应用的原理图, 表 2-11 给出了这种情况下电阻、电容的经验数据, 式(2-23)给出了 $R(\Omega)$ 、 $C(\mu\text{F})$ 的经验计算公式。

$$C = (2 \sim 4) I_1 \times 10^{-3} \quad R = 10 \sim 30 \Omega \quad (2-23)$$

电容 C 的耐压及电阻 R 的功率可按 2.2.6 节 1. “晶闸管串联连接”中同样的公式计算。

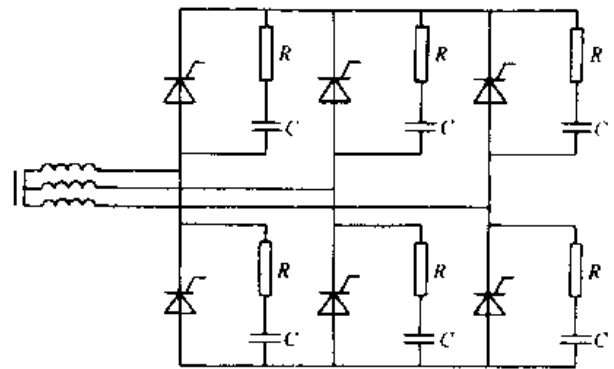


图 2-25 晶闸管的关断过电压
和器件的阻容保护

表 2-11 限制关断过电压的阻容经验数据

晶闸管 额定电流 $I_{T(AV)}/\text{A}$	10	20	50	100	200~ 500	600~ 1000	1500~ 2000	2000 以上
$C/\mu\text{F}$	0.1	0.15	0.2	0.25	0.47	0.68	0.82	1
R/Ω	100	80	40	20	10	5	5	5

2. 晶闸管的过电流保护

晶闸管的过电流保护方法有图 2-26 所示的数种, 可选择其中的一种或数种对晶闸管装置进行过电流保护。图中在交流侧进线中串接电抗器(见图 2-26 中 A)或采用漏抗较大的变压器是限制短路电流保护晶闸管的有效方法, 但是它在有负载时有较大的压降; 在交流侧设置电流检测装置(见图 2-26 中 B), 利用过电流信号去控制触发器, 使触发器脉冲快速后移或瞬时使触发器停止发出脉冲, 从而使晶闸管立即阻断去抑

制过电流。在可逆系统中, 停发脉冲会造成逆变失败, 在此种场合中多用快速后移的方法, 这也是过电流保护的常用方法; 在交流侧经电流互感器接入过电流继电器或直接在直流侧接入过电流继电器 (见图 2-26 中 B、F), 可以在发生过电流故障时动作, 使交流输入端的低压断路器跳开的过电流保护方法只适用于短路电流不大的场合; 对于大、中容量的设备和经常逆变的情

况, 可用直流快速断路器作直流侧的过载或短路保护 (见图 2-26 中 G), 这是目前较好的直流侧保护装置。要注意的是, 在发生故障电流时要求快速断路器比快速熔断器先动作, 并尽量避免快速熔断器熔断。快速熔断器是防止晶闸管过电流损坏的最后一种措施, 也是晶闸管装置中应用最普遍的过电流保护措施 (见图 2-26 中 C、E)。

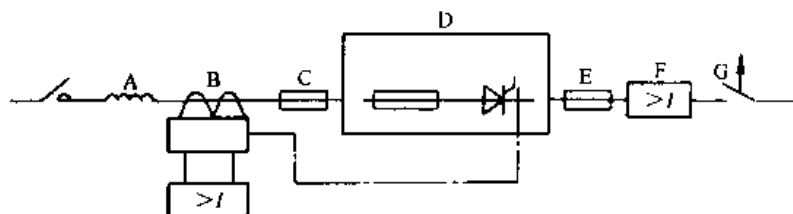


图 2-26 晶闸管装置可能采用的几种过流保护措施

A—进线电抗器限流 B—电流检测和过电流继电器或比较器 C—交流侧快速熔断器 D—器件串联快速熔断器 E—直流侧串联快速熔断器
F—过电流继电器或比较器 G—直流快速断路器

3. 电流和电压上升率的限制

交流侧产生的 dv/dt 可以加进线电感来加以限制。当系统无整流变压器时

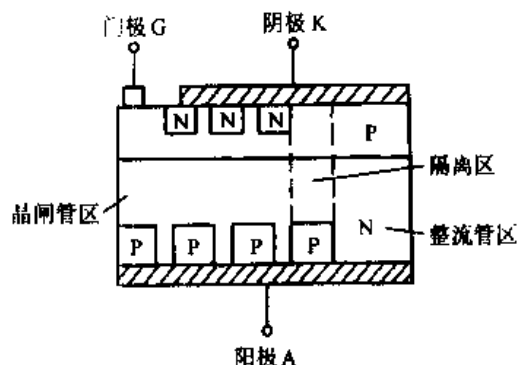
$$L_T = (V_z / 2\pi f I_z) v_z \quad (2-24)$$

当有整流变压器时, 因变压器漏感的存在可不用串 L_T , 在晶闸管换相时, 因 dv/dt 的限制, 可在晶闸管两端并联阻容吸收电路 (见图 2-25)。

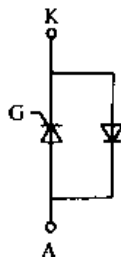
为了限制 di/dt , 交流侧和直流侧宜采用整流或阻容保护装置。

为了同时限制晶闸管换相时的 di/dt 与 dv/dt , 可在桥臂上与晶闸管串联一个电感, 其值为

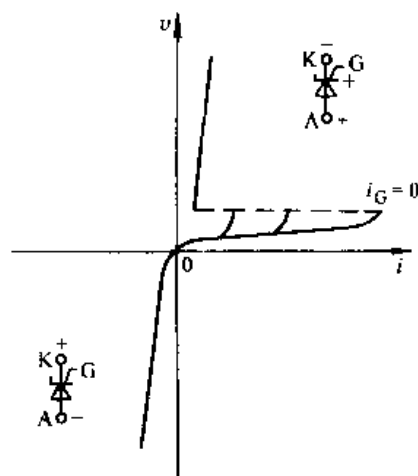
$$L_s \geq 20 \sim 30 \mu H \quad (2-25)$$



a)



b)



c)

图 2-27 逆导晶闸管的基本结构、等效电路及伏安特性

a) 基本结构 b) 等效电路 c) 伏安特性

2. 2. 8 其他常用的不可控制关断晶闸管

1. 快速晶闸管

快速晶闸管因受反向阳极电压而阻断, 常在较高频率 (400Hz 以上) 的整流、逆变和变频等电路中使用, 它的基本结构和伏安特性与普通晶闸管相同, 国内的统一型号为 KK 型。

2. 逆导晶闸管 (RCT)

它是将晶闸管和整流管制作在同一管芯上的集成元件, 其基本结构、等效电路及伏安特性如图 2-27 所示。

与普通晶闸管相比较,逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短、高温特性好、额定结温高等优点。由于逆导晶闸管等效于反并联的普通晶闸管和整流管,因此在使用时,使器件的数目减少、装置体积缩小、重量减轻、价格降低、配线简单、经济性好,特别是消除了整流管的配线电感,使晶闸管承受的反向偏置时间增加。但也因晶闸管和整流管制作在同一管芯上,故存在着相互影响的问题。在逆导晶闸管中,整流管区的正向电流所产生的载流子会使晶闸管失去阻断能力而导致误导通,即所谓换流失败。逆导晶闸管的换流能力用反向电流下降率 $-di/dt$ 表示,如图2-28所示。换流能力随结温升高而下降。

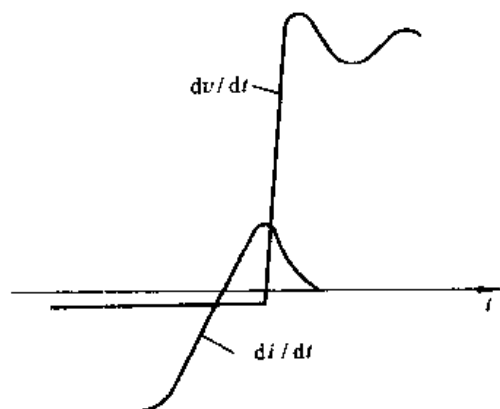


图2-28 逆导晶闸管换流时的电压、电流波形

逆导晶闸管的额定电流分别以晶闸管电流和整流管电流表示,一般前者列于分子,后者列于分母,例如:300/300A、300/150A等。两者比值根据应用要求确定,约为1~3。

3. 双向晶闸管

双向晶闸管不论从结构还是从特性方面来说,都可以把它看成是一对反向并联的普通晶闸管。它的基本结构、等效电路及伏安特性如图2-29所示。它有两个主电极 T_1 和 T_2 ,一个门极 G ,这个门极具有短路发射极结构,使在主电极的正、反两个方向均可用交流或直流电流触发导通,所以双向晶闸管在第I和第III象限有对称的伏安特性。

双向晶闸管有四种门极触发方式,即I-、I+、III-、III+,如图2-29c所示。图中注明两个主电极 T_1 和 T_2 相对的电压极性,并注明门极 G 相对主电极 T_2 的电压极性。四种触发方式的灵敏度各不相同,在实际应用中一般采用I-和III-两种触发方式。

由于双向晶闸管可在交流调压、可逆直流调速等电路中代替两个反并联的普通晶闸管,因此可以大大地简化电路。另外,由于只有一个门极,而且正脉冲或负脉冲都能使它触发导通,所以其触发电路的设计是比较灵活的。

双向晶闸管在交流电路中使用,须承受正、反两个半波电流和电压。它在一个方向导电结束时,管芯硅

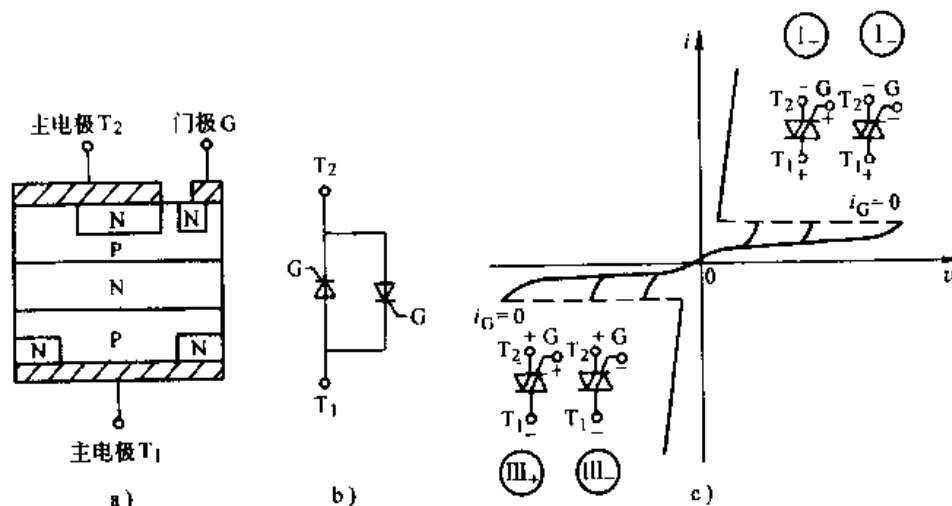


图2-29 双向晶闸管

a) 基本结构 b) 等效电路 c) 伏安特性

片各层中的载流子还没有回复到截止状态的位置,这时在相反方向承受电压,这些载流子电流有可能作为晶闸管反向工作时的触发电流而误导通,从而失去控制能力,即造成换流失败。一般用换向电压临界上升率 $(dv/dt)_c$ 和通态电流临界上升率 $(di/dt)_c$ 表示换流能

力,如图2-30所示。换流能力随结温升高而下降。

双向晶闸管通常用在交流电路中,因而不能用平均值,而应用有效值表示它的额定电流。以200A(有效值)双向晶闸管为例,其峰值电流为 $200\sqrt{2}$ A,即为283A(见表2-3中的波形b)。而由式(2-5)可知,

衡,达到电中性条件。而多余的 ΔP_A 空穴流由于晶体管的作用到达 PNP 管的集电极 P_2 区,此空穴流又引出相应的 ΔN_K 电子流……,再次重复了上述的类似过程。这样,上下两个等效的 PNP 与 NPN 晶体管相辅相成的推挽放大作用,就使 J_2 结处的空间电荷区消失了。阳极电流 I_A 与阴极电流 I_K 得以沟通,形成晶闸管导通。如果 I_A 增大,使两个互补的晶体管处于饱和导通状态,这时即使门极开路,这个四层三端器件仍能维持导通,这就是 GTO 的开通特性。

图 2-31b 示出的等效电路图中分别标出了 $N_2P_2N_1$ 晶体管与 $P_1N_1P_2$ 晶体管的共基极电流放大倍数分别为 α_2 与 α_1 ,由于工艺的原因,一般 $\alpha_2 > \alpha_1$ 。 $\alpha_1 + \alpha_2$ 表征了 GTO 的导通与关断条件。上述导通过程可表示为 $I_G \rightarrow I_{C2} \uparrow \rightarrow I_A \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow$ 的正反馈过程,当 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 之后,等效的两个晶体管均饱和导通, GTO 完成了开通过程。因此,可得出 GTO 开通的必要条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (2-26)$$

此时注入的门极电流为

$$I_G = [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)] I_A / \alpha_2 \quad (2-27)$$

由式 (2-26) 可知,当 GTO 门极注入正的 I_G 电流但尚不满足开通条件时,虽有正反馈作用,但器件仍不会饱和导通。这是因为门极电流不够大,不满足 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 的条件,这时阳极电流只流过一个小而且确定的电流值。当门极电流 I_G 撤销后,该阳极电流也就消失。与 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 状态所对应的阳极电流为临界导通电流,定义为 GTO 的擎住电流。当 GTO 在门极正触发信号的作用下开通时,只有阳极电流大于擎住电流后, GTO 才能维持大面积导通。

由此可见,只要能引起 α_1 和 α_2 变化,并使之满足 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 条件的任何因素,都可以导致 PNPN 四层器件的导通。所以,除了注入门极电流使 GTO 导通外,在一定条件下,过高的阳极电压和阳极电压上升率 dv/dt 、过高的结温以及火花发光照射等均可能使 GTO 触发导通。所有这些非门极触发都是不希望的非正常触发,应采取适当措施加以防止。

开通瞬态过程可以分为三个时间:

(1) 延迟时间 t_d 从开始施加门极电流脉冲至阳极电流上升到终值 I_A 的 10% 的这段时间;

(2) 上升时间 t_r 阳极电流从 10% I_A 上升到 90% I_A 的时间;

(3) 扩展时间 t_e 阳极电流达到 90% I_A 后缓慢横向扩展,直到整个阴极都导通的时间。

开通过程通过加在门极上的电流脉冲触发。在此

脉冲作用下,空穴被注入到 P 基区,随后电子从 N^- 发射区也注入到 P^- 基区,从而形成严重电导调制的 P^- 基区。 P^- 基区中未复合掉的电子继续向 J_2 结(图 2-31 中 P^- 基区与 N^- 基区交界处)扩散,到达 J_2 结所用的时间 t_{P-base} 为

$$t_{P-base} \approx W_{P-base}^2 / 2D_n \quad (2-28)$$

式中 W_{P-base} P^- 基区宽度;

D_n 电子扩散系数。

几乎与此同时,电子渡越空间电荷区到达 J_1 结而成为非平衡多数载流子,从而引起 P^- 发射区向 N^- 基区注入空穴。注入的空穴部分在 N^- 基区复合,其余部分继续向 N^- 区的未耗尽部分扩散,其扩散时间为

$$t_{P-base} \approx W_{N-base}^2 / (2D_p) \quad (2-29)$$

式中 W_{N-base} N^- 基区宽度 [总有 W_{N-base} (未耗尽部分) $< W_{P-base}$];

D_p ——空穴扩散系数。

式 (2-28) 和式 (2-29) 给出的两个时间是延迟时间的主要部分,它表征了器件在开通瞬间的“惯性”。延迟时间反比于阻断电压 V_{DRM} ,同时也依赖于器件的结构参数。

同步开通的困难是,在时间 t_{P-base} 内开通 GTO 需用很大的门极电流,而 t_{P-base} 远小于 t_{N-base} 。在晶闸管再生作用占主导地位前, NPN 晶体管 (阴极/ P^- 基区/衬底) 必须工作于线性放大区,继而进入准饱和区。换句话说,晶体管所起的作用必须超过晶闸管所起的作用,因而要求上述过程越快越好。

2. 关断过程

图 2-32a 为 GTO 的关断机理示图,图 2-32b 为 GTO 关断过程的等效电路原理图,图 2-32c 为关断过程中阳极、门极电流和阳极电压以及关断过程中的功率 P_A 示图。当开关 S 闭合,此时从门极 K 向外流出电流,即反向门极电流 $-I_G$,反向门极电压 $-E_G$ 排除了 P_2 区非平衡空穴载流子的积累,还阻止了 N_2 区发射极非平衡电子流的注入。反向门极电流 $-I_G$ 的流动,意味着 P_2 基区中的过剩空穴通过门极流出器件外,而电子则通过 J_2 结从阴极排出。随着空穴和电子的被排除,在 J_2 结的附近形成了耗尽层 (见图 2-32a)。此耗尽层从阴极靠近门极的区域逐渐向阴极中心部分扩展。这样,从 N_2 发射区没有电子注入 P_2 基区,在 P_2 区与 N_2 区中的过剩载流子一直复合到消灭为止, J_2 结如能维持反偏置状态,为 J_2 结迅速恢复阻断能力创造条件,只要 J_2 结恢复了反向阻断能力, GTO 就被关断。

为了更好地理解 GTO 的关断过程,图 2-32b、c 分

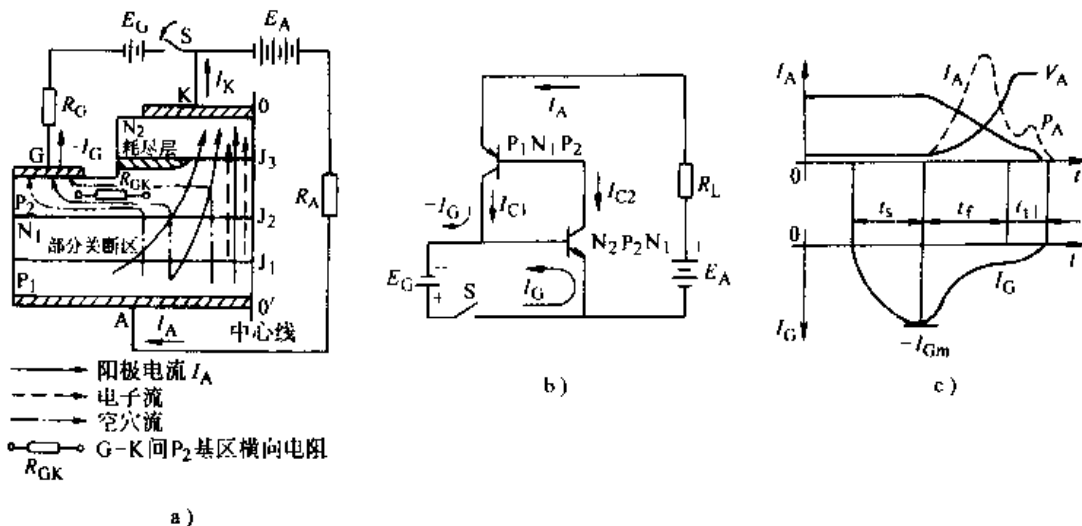


图 2-32 GTO 关断过程图

a) GTO 关断机理 b) 关断过程的等效电路原理图
c) 阳极和门极电流、阳极电压及关断功率波形

别示出了关断过程中的等效电路和有关波形。关断 GTO 时将开关 S 闭合, 门极被施以负偏置电压 E_G 。晶体管 $P_1N_1P_2$ 的集电极电流 I_{C1} 被抽出形成门极负电流 $-I_G$, 此时 $N_2P_2N_1$ 晶体管的基极电流减小, 进而使 I_{C2} 减小。于是引起 I_{C1} 的进一步下降, 如此循环不已, 最终导致 GTO 的阳极电流消失而关断。

图 2-32c 为 GTO 关断时阳极电流 I_A 与门极负电流 I_G 的波形。当 I_G 变化达到其最大值 $-I_{Gm}$ 时, 阳极电流开始下降, 于是 α_1 和 α_2 也不断减小, 当 $\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$ 时, 器件内部正反馈作用停止, 称此点为临界关断点。GTO 的关断条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \quad (2-30)$$

关断时需要抽出的最大门极负电流 $-I_{Gm}$ 为

$$|-I_{Gm}| > [(\alpha_1 + \alpha_2) - 1] I_{ATO} / \alpha_2 \quad (2-31)$$

式中 I_{ATO} ——被关断的最大阳极电流;

$-I_{Gm}$ ——抽出的最大门极电流。

用上述两个电流的比表示 GTO 的关断能力, 称为电流关断增益, 用 G_{off} 表示如下:

$$G_{off} = I_{ATO} / |-I_{Gm}| \quad (2-32)$$

G_{off} 是一个重要的特征参数, 其值一般为 3~5。

GTO 关断时, 随着阳极电流的下降, 阳极电压逐步上升, 因而关断时的瞬时功耗较大。在电感负载条件下, 阳极电流与阳极电压有可能同时出现其最大值, 此时的瞬时关断功耗尤为突出。阳极电压 V_A 与瞬时功耗 P_A 的波形亦示于图 2-32c 中。另外, GTO 在关断期间, 门极负电流也有一定功耗, 增加了 GTO 的功耗值。

关断瞬态过程也可分为三个时间:

(1) 存储时间 t_s 在存储时间内, 门极电流将 P^- 基区中的非平衡载流子抽出, 但所有 GTO 结 (J_1 、 J_2 和 J_3) 仍保持正偏。当阳极电流下降到 $90\% I_{TQM}$ 和空间电荷区开始在 J_2 结形成时, 存储阶段结束。

(2) 下降时间 t_f 阳极电流从 $90\% I_{TQM}$ 下降到 $10\% I_{TQM}$ 的时间。其间加在器件上的电压相应上升, N^- 基区和 P^- 基区中的少数载流子被抽走。 J_3 结开始阻断时, 下降阶段结束。

(3) 拖尾时间 t_r 阳极电流从 $10\% I_{TQM}$ 下降到几乎为零的时间。

当对门极施加一负电压脉冲时, 从阳极流向阴极的空穴被门极收集, 在 N^- 发射区中心周围压缩出一沟道。阴极电流密度增加, 器件的总电流几乎不变。存储时间可近似表示为

$$t_s = (\beta - 1) t_{p-base} \ln \frac{s L_n / W_{p-base}^2 + 2 L_n^2 / W_{p-base}^2 - \beta + 1}{4^n / W_{p-base}^2 - \beta + 1} \quad (2-33)$$

式中 β ——放大系数 (I_A / I_G);

s ——阴极条宽;

L_n ——电子扩散长度;

L_a ——空穴扩散长度。

有关资料也已说明:

1) 所允许的放大系数 β 的最小值必须在 2~3 的范围内, 这时存储时间最小, 为 $1 \sim 5 \mu s$;

2) 门极电流由下式给出:

$$I_G \leq V_{(BR)KG} \frac{2 W_{p-base} T}{\rho_{p-base} (s/2 - I_n)} \quad (2-34)$$

式中 T ——阴极条的长度;

$V_{(BR)KG}$ ——门阴极间的反向电压。

在存储期间内,门极电流大于式(2-34)所给出的限定值并非有效,其高出的部分为 N^- 发射极/ P^- 基区二极管的雪崩电流。

可靠而有效地同步关断过程有如下要求:

1) 在存储期间,应采用能将门极电流 I_G 加大到阳极电流值 I_{TQM} 的快速门极电路:

2) 尤其是在下降期间,应形成并维持较低的门极电路阻抗,随后应能在门极和阳极形成等离子体短路。

3) 在拖尾期间,要求门极能吸收拖尾电流,否则饱和的门极电路会导致 N^- 发射极/ P^- 基区二极管开通,大多数情况下,会引发有害的器件开通(有时甚至还会损坏器件)。

4) 另需注意的是,在下降期间,为了抵消 dv/dt 效应(空间电荷区的形成)所产生的附加电流,要求门极电流必须远小于主阳极电流 I_{TQM} 。

3. 失效机理

与其他自关断器件一样,大容量的GTO是由若干个小GTO并联而成的。这些小GTO的阳极共有,门极和阴极形成多个独立的PN结单元,每个门极和阴极单独引线而成为一个小GTO,其结构模型如图2-33所示。

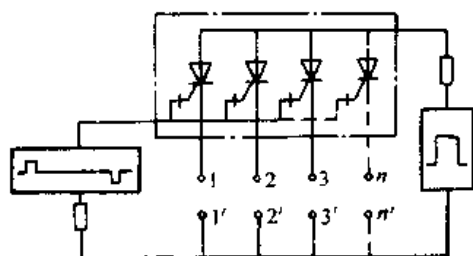


图 2-33 GTO 阴极结构模型示意图

从前述的分析可知,GTO的门极关断是从阴极下部区域中最靠近门极部分开始,逐步向较远部分即阴极的中心区域发展的。这意味着在GTO门极关断的过程中,阴极图形靠近门极的边缘部分与阴极的中心部分存在着“关断时间差”,因而阴极的中心部分一直到关断的最后阶段还处于通态,仍然集中流过主电路电流。这样就引起以下两个问题:

1) 阴极中心部分的关断电流密度显著增大,因而产生很大的功率损耗,其结果可能造成关断失败或器件的损坏;

2) 在关断过程中,因主电流集中在离门极较远的区域,结果导电部分与门极之间出现横向电场。在关断的最后阶段所流过的大部分门极电流是由这个电场产生的漂移电流,此横向电场越强就越能有效地进行关断,因此在设计时要求 J_s 结的反向击穿电压 V_{JS} 尽可能大些。

能大些。

正因为GTO关断过程中存在上述两个问题,所以要求GTO的门极驱动电路保证各GTO在关断和导通时动作应整齐一致,否则就会发生烧坏管子的现象。国外资料介绍了对50A GTO各小单元用多线示波器观测的结果表明,当GTO失效时,个别小单元的阴极电流骤然猛增,如图2-34所示。图中 i_{K1} 出现上述现象,因而这一阴极单元就会由于电流过大而烧坏,这就是GTO失效的基本原理。

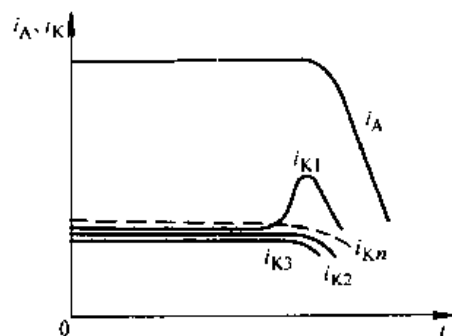


图 2-34 GTO 的失效原理示意图

2.3.3 GTO 的基本特性

对从事电力电子设备设计及制造的工程技术人员来讲,更关心的是GTO的特性。表征GTO的主要特性有:阳极伏安特性、通态压降特性、安全工作区、开通特性及关断特性等。

1. 静态特性

静态特性包括阳极伏安特性、通态压降特性、安全工作区、门极控制特性及正向门极触发特性。由于GTO的正向门极触发特性与普通晶闸管相似,因此这里不再介绍。

(1) 阳极伏安特性 GTO的阳极伏安特性 $I_A = f(V_A)$ 如图2-35所示。当外加电压超过正向转折电压 V_{BU} 时,GTO即正向开通,这种现象称为电压触发。此时不一定破坏管子的性能,但是如外加电压超过反向击穿电压 V_{RRM} 之后,则发生雪崩击穿现象,极易损坏管子。

用 $90\%V_{TSM}$ 值定义为正向额定电压,用 $90\%V_{RSM}$ 值定义为反向额定电压。

GTO的阳极耐压和结温与门极状态有着密切关系。随着结温升高,GTO的耐压降低,如图2-36所示。当GTO结温高于 125°C 时,由于 α_1 和 α_2 大大增加,自动满足了 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 的条件,所以不加触发信号,GTO即可自行开通。为了减小温度对阻断电压的影响,可在其门极与阴极之间并联一个电阻,相当于增设了一短路发射极。

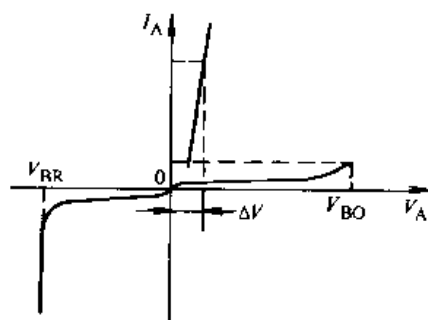


图 2-35 GTO 的阳极伏安特性

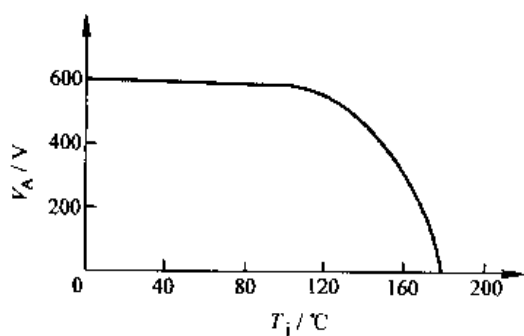


图 2-36 GTO 阳极耐压与结温的关系

GTO 的阳极耐压还与门极状态有关，门极电路中的任何毛刺电流都会使阳极耐压降低，开通后又会使 GTO 擎住电流和管压降增大。

(2) 通态压降特性 GTO 的通态压降特性 $V_{TA} = f(I_A)$ 如图 2-37 所示。结温不同时，GTO 的通态压降 V_{TA} 随着阳极通态电流 I_A 的增加而增加，只是趋势不尽相同。图中所示曲线为 GFF200E 型 GTO 的通态压降特性。一般希望通态压降越小越好，通态压降小的 GTO 的通态损耗亦小。

(3) GTO 的安全工作区 (SOA) GTO 是个双稳

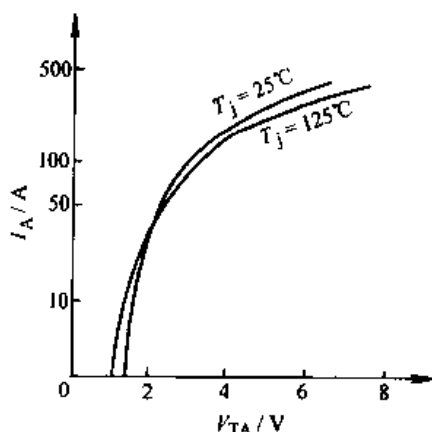


图 2-37 GFF200E 型 GTO 的通态压降特性

态的大功率开关器件，与 GTR 和功率 MOSFET 不同，在正向偏置即门极加正触发信号时，没有安全工作区的问题，只有瞬时浪涌电流的规定值。

GTO 在反向偏置时，即门极加负脉冲关断信号时，则有安全工作区的问题。GTO 安全工作区的定义是：在一定条件下，GTO 能够可靠关断的阳极电流与阳极电压的轨迹。GTO 的安全工作区如图 2-38 所示。既然是在一定条件下确定的安全运行范围，如条件改变，比如门极驱动电路或缓冲电路参数改变之后，安全工作区也必须改变，实际应用中应加以注意。

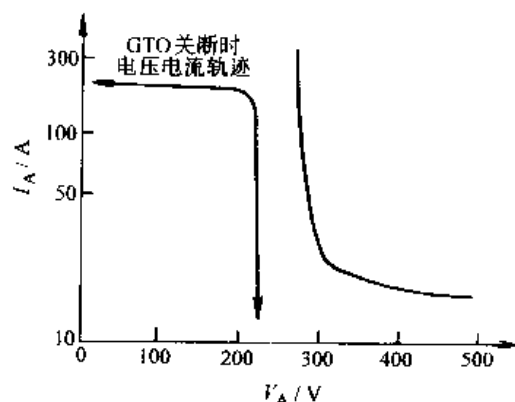


图 2-38 GTO 的安全工作区

(1) GTO 的门极控制特性 GTO 的门极可控制其导通和关断，门极驱动电路较难设计，故门极控制特性也较复杂。如何通过门极控制参数的合理选择使 GTO 可靠地工作，是人们关心的问题。

1) 开通时间与门极触发电流的关系：图 2-39 示出 GTO 开通时间 t_{on} 、延迟时间 t_d 与门极正向触发电流 I_{FG} 之间典型的关系曲线。 t_{on} 曲线可从半导体器件理论推导得到

$$t_{on} = A - B \ln I_{FGT}$$

式中 A 、 B 为常数，与半导体器件的物理常数、擎住电流等有关。

从图 2-39 中可见，开通时间随门极触发电流的增大有减小的趋势，但再进一步增大时，开通时间的减小量逐渐趋向饱和。同时，延迟时间也有类似的关系。

从应用的角度了解这个特性是很重要的。在设计触发控制电路时，应选取较大的门极电流 I_{FG} 值，以缩短开通时间 t_{on} ，而 t_{on} 的缩短可减小器件的开关损耗。

2) 开通时间与通态电流上升率的关系：GTO 的开通时间不仅决定于器件本身的特性，也随 GTO 被

应用的电路条件而变化。

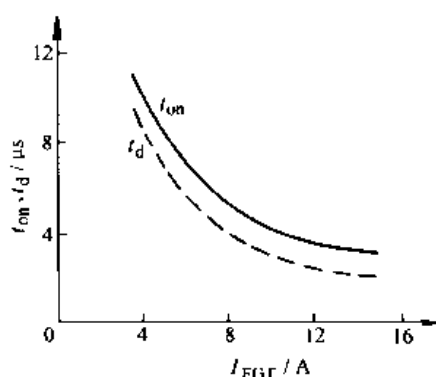


图 2-39 开通时间与门极正向触发电流的关系

图 2-40 示出在电路条件的限制下,选取不同电流上升率时,开通时间 t_{on} 、延迟时间 t_d 与通态电流上升率 di/dt 之间的关系曲线。由此可见,在给定的电路条件下,开通时间是通态电流上升率的增长函数。如上所述, GTO 的开通时间不仅与门极触发电流的大小,而且还和通态电流的上升率有关,所以应用时应当在充分了解电路条件的基础上来推算开通时间。

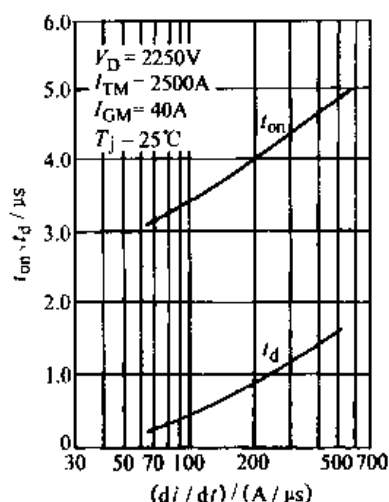


图 2-40 开通时间 t_{on} 、延迟时间 t_d 与通态电流上升率 di/dt 的关系

3) 门极最小触发电流与门极触发脉冲宽度的关系: 在触发 GTO 开通时, 门极最小触发电流 I_{GT} 是一个很重要的数值 (尤其对于感性负载)。

图 2-41 表示出门极最小触发电流 I_{GT} 与门极触发脉冲宽度 t_w 的关系。 I_{GT} 随 t_w 的增大而减小, 但当 $t_w > 1000\mu s$ 时, I_{GT} 减小的趋势变缓。从此图上亦可看出, 擎住电流 I_L 大小对门极最小触发电流 I_{GT} 的影响。

4) 门极最小触发电流与结温的关系: 图 2-42 示

出 I_{GT} 与结温 T_j 的关系, 门极最小触发电流随结温的增加而减小。一般门极最小触发电流 I_{GT} 值是以结温为 $25^\circ C$ 时的数值表示。从图中可知, GTO 在低温下使用时, 其门极最小触发电流 I_{GT} 值比 $25^\circ C$ 时的数值要增大好几倍。尤其是擎住电流 I_L 值较大的 GTO, 其差别更为明显, 故在低温下使用时, 应予以特别注意。

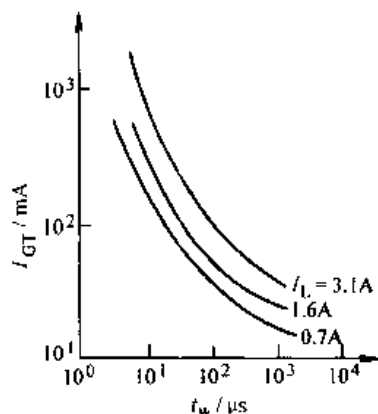


图 2-41 门极最小触发电流与触发脉宽的关系

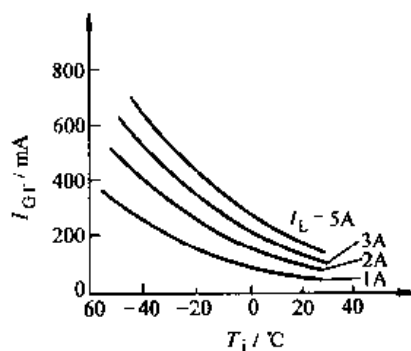


图 2-42 门极最小触发电流与结温的关系

5) 门极反向关断电流、关断增益与通态电流的关系: 图 2-43 是三菱电机公司 GTO 典型的门极反向关断电流 I_{RG} 、关断增益 G_{off} 与通态电流 I_T 的关系曲线。 I_{RG} 与 G_{off} 都是 I_T 的增长函数。在应用时, 可按通态电流 I_T 值选择其关断增益, 并设计所必需的门极反向关断电流值 I_{RG} , 以保证 GTO 能安全可靠地进行关断。

6) 存储时间、下降时间与通态电流的关系: 关断存储时间 t_s 、下降时间 t_f 与通态电流 I_T 的关系如图 2-44 所示。 t_s 与 t_f 随 I_T 的增大而增大。 t_s 对 I_T 的依赖关系比 t_f 更大些。关断时间 t_{off} 为存储时间与下降时间之和: $t_{off} = t_s + t_f$ 。在设计门极关断电流脉冲宽度时, 必须考虑与通态电流 I_T 所对应的 t_s 与 t_f 值 (即关断时间 t_{off}),

才能保证 GTO 的可靠关断。

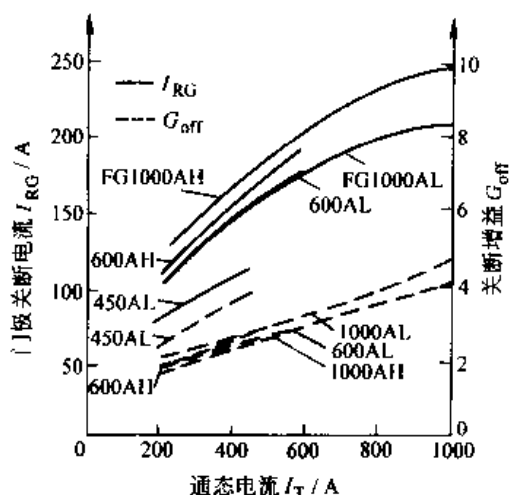


图 2-43 门极关断电流、关断增益
与通态电流的关系

FG1000AH 表示 1000A/2000、2500V 的器件
FG1000AL 表示 1000A/800~1600V 的器件

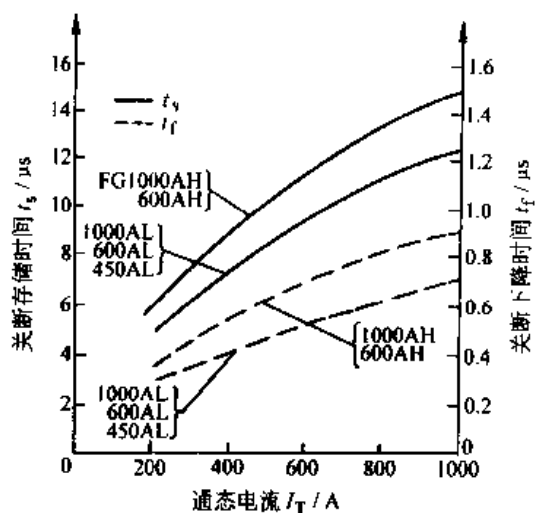


图 2-44 关断时间与通态电流的关系

7) 存储时间、下降时间与结温的关系: 图 2-45 示出不同结温 T_j 对关断时间 t_{off} 的影响。关断存储时间 t_s 、关断下降时间 t_f 均随结温 T_j 的增加而增大。注意这一变化关系, 对设计门极反向关断电流的脉冲宽度是很重要的。

8) 存储时间、下降时间与门极反向关断电流上升率的关系: 图 2-46 中给出关断存储时间 t_s 、下降时间 t_f 随门极反向关断电流上升率 di_{RG}/dt 的增长按指数规律下降的变化曲线。在设计门极反向关断电流脉冲的前沿斜率时要考虑这个特性曲线, 即门极反向关断电流上升率 $-di_{RG}/dt$ 值要选择得大一些, 以缩短关断时间 t_{off} (包括 t_s 和 t_f)。这不仅可以减少关断时的开关损耗, 并且还可以提高变频器的工作开关频

率。

如上所述, 可由图 2-43~图 2-45 中根据通态电流的大小和结温的高低, 来选定门极反向关断电流脉冲波形的幅值及宽度。而图 2-46 的关系曲线则提供了对门极反向关断电流脉冲波形前沿陡度的设计要求数据。

在关断过程中, 下降时间 t_f 比关断存储时间 t_s 更为重要。这是由于关断时大部分的开关损耗是在下降时间内产生的, 因此为了减少关断损耗, 就必须尽量缩短关断的下降时间 t_f 。

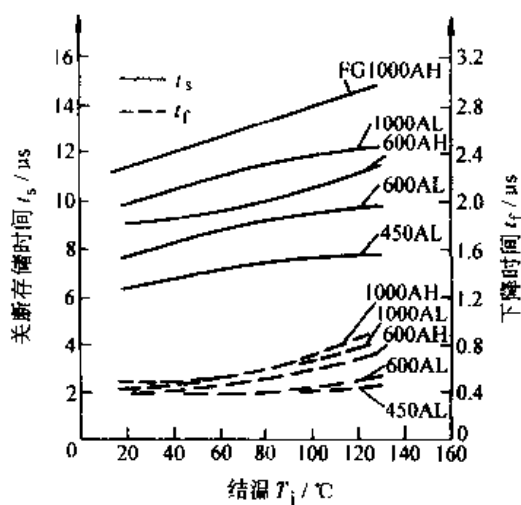


图 2-45 关断时间与结温的关系

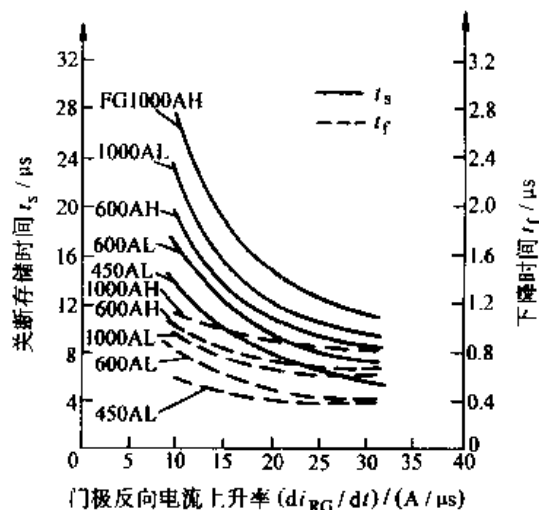


图 2-46 关断时间与门极反向电流
上升率的关系

9) 门极-阴极间不同阻抗条件时, 转折电压 V_{BO} 与断态电压临界上升率 dv/dt 的关系: 从图 2-47 可以看出, 如在门极-阴极间施加负偏压时, 在相当大的范围内转折电压 V_{BO} 不受 dv/dt 变化的影响。在不加负偏压的情况下, 随 dv/dt 的增加, 转折电压 V_{BO} 将下降。门极-阴极间电阻减小、电容增加、引线长度及电感减小

时, 转折电压 V_{BO} 将增大。了解这些特性之间的关系, 对 GTO 的应用是很必要的。

10) 通态电流与通态电压的关系: 在通态下, GTO 流过通态电流 i_T (瞬时值) 时, 在其阳极与阴极之间产生的电压降即为通态电压 v_T (瞬时值)。瞬时通态电流

与瞬时通态电压之间的关系曲线, 对于不同的 GTO 是各不相同的, 使用时应查阅样本、手册。使用此特性曲线可以计算出 GTO 的通态损耗。图 2-48 与图 2-49 分别示出 300A、1000V GTO 与 2500A、4500V GTO 在不同结温 T_j 下的特性曲线。

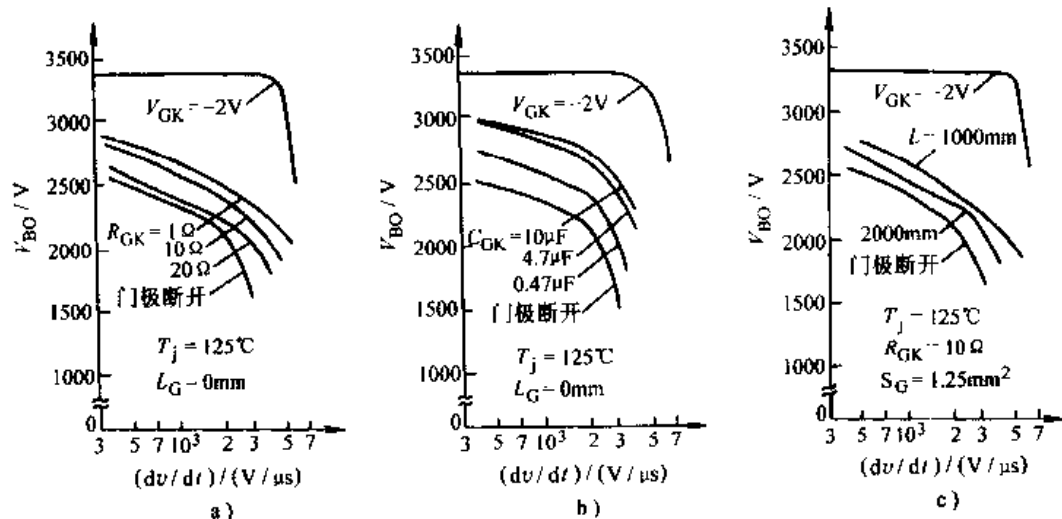


图 2-47 在门极-阴极间不同阻抗的条件下, 转折电压 V_{BO} 与 dv/dt 的关系 (1800A、2500V GTO)

a) 门极-阴极间电阻的变化 b) 门极-阴极间电容的变化 c) 门极-阴极间配线长度的变化

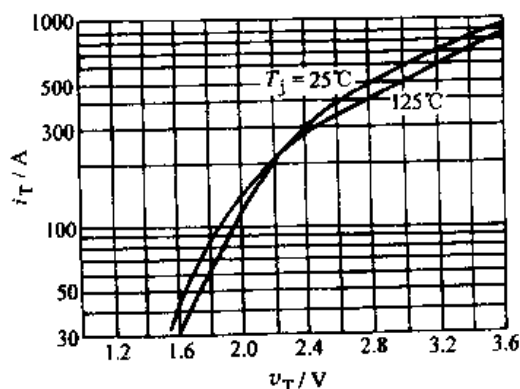


图 2-48 瞬时通态电流与瞬时通态电压的关系 (300A、1000V GTO)

11) 通态功率损耗与通态平均电流的关系: 通态电流产生的通态功率损耗, 根据通态电流波形有所差别。如以电流波形和导通角为参数, 则可用通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 与通态平均损耗 $P_{T(AV)}$ 的关系来表示。图 2-50 示出方波时的通态平均电流以不同导通角作为参量所表示的通态平均损耗, 此处不包括开关损耗。

12) 浪涌电流与电流脉冲波形宽度的关系: 通态浪涌电流适用于过载及短路等事故电流不重复的工况。如通态浪涌电流瞬时值在 GTO 不会受到永久性破坏的范围内, 结温即使暂时超过额定值也可以允许。

通态浪涌电流通常是以正弦半波最大值计算的。图 2-51 示出 2500A、4500V GTO 的通态浪涌电流与脉冲波形宽度的关系曲线。

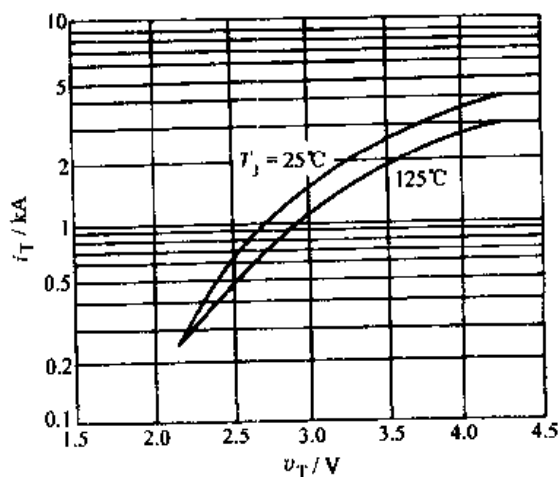


图 2-49 瞬时通态电流与瞬时通态电压的关系 (2500A、4500V, GTO)

实际上, 浪涌电流 I_{TSM} 不一定就是以工频正弦半波的波形流通。图 2-52 示出以时间为参量的方波浪涌电流值。在小于工频半波导电宽度 (10ms) 时, 则适用于 I^2t (额定电流二次方时间乘积)。其中 I 为经过时间 t 的电流有效值, 可表示为

$$I = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^t i^2 dt} \quad (2-35)$$

所以, I^2t 可表示为

$$I^2t = \int_0^t i^2 dt \quad (2-36)$$

此 I^2t 通常适用于从 1ms 开始到 10ms 为止的导电宽度的额定值, I^2t 与导电宽度有关, 导电宽度变窄, 则 I^2t 有变小的趋势。从此图形上读取的数值可以计算 I^2t 值。

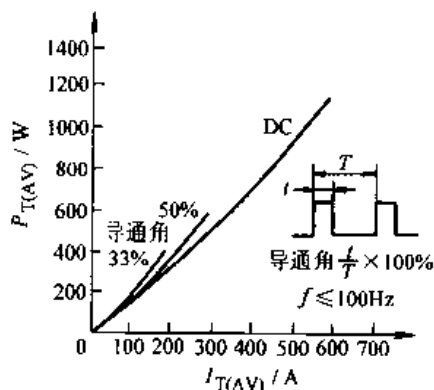


图 2-50 通态平均功率损耗与通态电流的关系

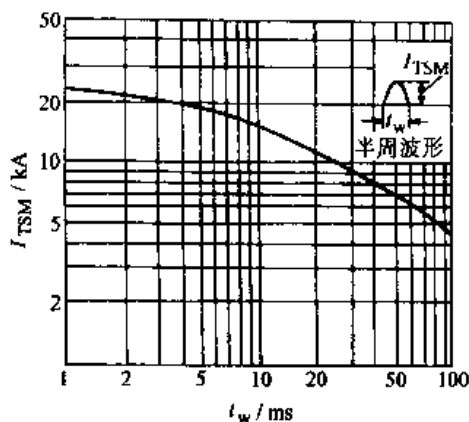


图 2-51 通态浪涌电流与脉冲波形宽度的关系

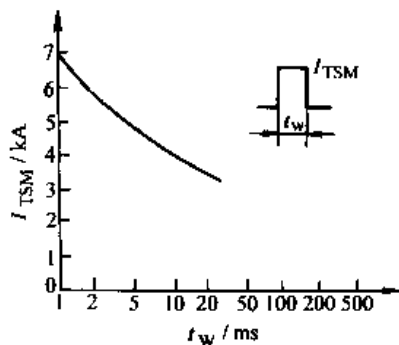


图 2-52 浪涌电流与脉冲宽度的关系

13) 可关断最大值电流与门极关断电源电压的关系: 图 2-53 表示可关断最大值电流 I_{TGQM} 与门极关断电源电压 E_G 的关系。随门极关断电源电压 E_G 的增大, 可关断最大值电流也随之增加。这是因为在门极关断时 GTO 的 P 基区横向电阻由于导通区缩小而迅速增加, 同时为了能从门极排出电荷, 就需要较高的门极关断电压来抵消横向电阻上的这部分压降。又因为 GTO 是由许多条状发射极并联而成, 门极关断电压越高, 各发射极的关断时间就越短, 则彼此间关断时间差相对地变小。所以采用较高的门极关断电源电压可缓和关断时的电流局部集中现象, 这样就可以提高可关断最大值电流。

选取门极关断电源电压 E_G 值时, 应小于门极与阴极间的击穿电压, 并留有足够的裕量, 以免损坏 J 结。

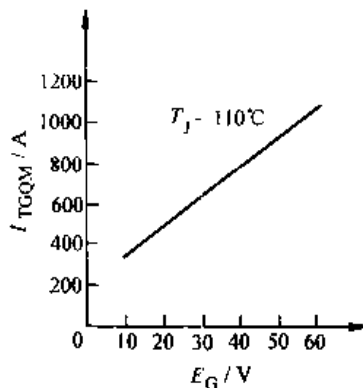


图 2-53 可关断最大值电流 I_{TGQM} 与门极关断电源电压 E_G 的关系

14) 热阻与压装力的关系: 图 2-54 示出热阻 R_{th} 与散热器压装力 F 之间的关系曲线。当压装力达到一定值以上时, 热阻不再下降而呈现“饱和”的趋势。由此可见, 过大的压装力不仅没有必要, 而且还可能使 GTO 耐压下降, 门极与阴极间发生短路等有益于 GTO 可靠性的危险。

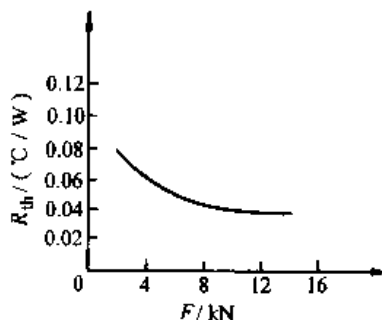


图 2-54 热阻与压装力的关系

显然,为了获得良好的散热效果,希望热阻 R_{th} 尽量小些,尤其是对由许多窄条形阴极组成的GTO,要求能对这些窄条形阴极进行全面均匀的压装,不允许有“压偏”的情况,而且必须以达到使热阻“饱和”的压装力进行压装。综合考虑上述要求,因而在充分确保规定热阻值的范围内,压装力较小为好。

2. 动态特性

GTO的动态特性是指GTO从断态到通态、从通态到断态过程中,电流、电压以及功率损耗随时间变化的规律,现按开通特性和关断特性两种情况讨论。

(1) 开通特性 GTO的开通特性如图2-55所示。当阳极施以正电压,门极注入一定电流时,阳极电流大于擎住电流之后,GTO即完全导通。开通时间 t_{on} 由延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 组成。 t_{on} 的大小取决于器件特性、门极电流上升率 di_G/dt 以及门极脉冲幅值的大小。由图可知,在延迟时间内功率损耗比较小,大部分开通损耗出现在上升时间内。当阳极电压一定时,每个脉冲的GTO开通损耗 P_{on} 将随着峰值阳极电流 I_A 的增加而增加。

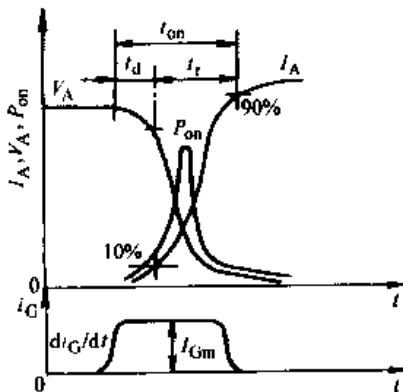


图 2-55 GTO 的开通特性

(2) 关断特性 在GTO的门极-阴极结上加适当负脉冲时,即可关断导通着的GTO阳极电流。典型的GTO关断特性如图2-56所示,图2-56a为关断过程中阳极电流、电压及功率损耗随时间变化的曲线;图2-56b则为关断过程中门极电流、电压以及阴极电流随时间变化的曲线。

由图可以看出,整个关断过程可用三个不同的时间来表示,即存储时间 t_s 、下降时间 t_f 及尾部时间 t_{tl} 。存储时间 t_s 对应着从关断过程开始,到出现 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 状态为止的一段时间间隔,在这段时间内从门极抽出大量过剩载流子,GTO的导通区不断被压缩,但总的电流几乎不变。下降时间 t_f 对应着阳极电流迅速下降,阳极电压不断上升和门极反电压开始建立的过程,在这

段时间里GTO中心结开始退出饱和,继续从门极抽出载流子。尾部时间则是指从阳极电流降到极小值时开始,直到最终达到维持电流为止的时间。在这段时间内仍有残存的载流子被抽出,但是阳极电压已建立,因此很容易由于过高的重加 dv/dt 使GTO关断失败,这一点必须充分重视。

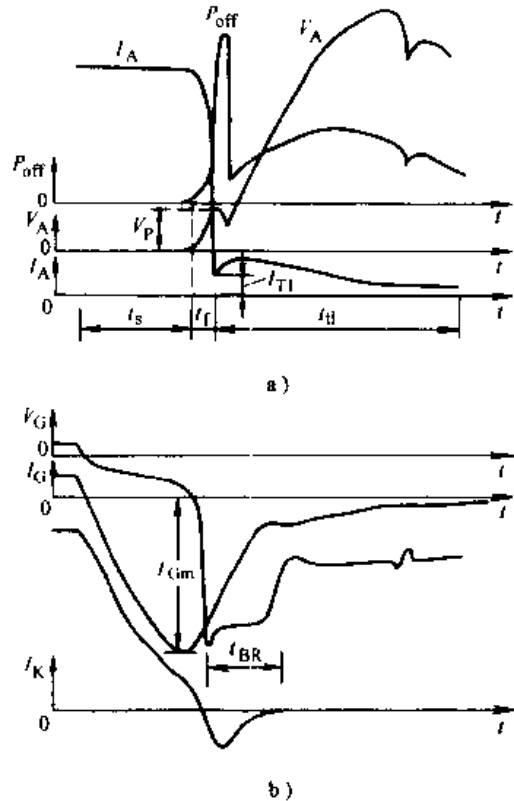


图 2-56 GTO 的关断特性

a) 阳极电压 V_A 、电流 I_A 及功耗 P_{off} 的波形

b) 门极电压 V_G 、电流 I_G 及阴极电流 I_K 的波形

GTO的关断损耗在下降时间 t_f 段内相当集中,其瞬时功耗与尖峰电压 V_p 有关。过大的瞬时功耗会出现类似晶体管二次击穿的现象,造成GTO损坏。在实际应用中,应尽量减少缓冲电路的杂散电感,选择内感小的二极管及电容等元器件,以便减小尖峰电压 V_p 。

阳极电流急剧减少以后,呈现出一个缓慢衰减的尾部电流。由于此时阳极电压已经升高,因此GTO关断时间的大部分功率损耗出现在尾部时间。在相同的关断条件下,GTO型号不同相应的尾部电流起始值 I_{tl} 和尾部电流的持续时间均不同。在存储时间内,过大的门极反向关断电流上升率 $-dI_{GR}/dt$ 会使尾部时间加长,此外,过高的重加 dv/dt 会使GTO因瞬时功耗过大而在尾部时间内损坏管子。因此必须很好地控制重加 dv/dt ,设计适当的缓冲电路。一般来说,GTO关断时总的功率损耗随阳极电流的增大而增大,随缓

冲电容的增加而减小。

门极负电流、负电压波形是 GTO 特有的门极动态特性,如图 2-56b 所示。门极负电流的最大值随阳极可关断电流的增大而增大。门极负电流增长的速度 $-dI_{GR}/dt$ 则与门极所加负电压及门极电路参数有关。如果门极电路中有较大的电感,会使门极-阴极结进入雪崩状态。在雪崩期间,阴极产生反向电流,如图 2-56b 所示。与阴极反向电流对应的时间为雪崩时间 t_{BR} ,在这段时间内,阳极仍有尾部电流,门极继续从阳极抽出电流。门极负电流中既有从阳极抽出的电流又有阴极反向电流。如果门极实际承受的反电压不超过门极雪崩电压 V_{GR} ,则不会出现阴极反向电流。实际应用中,多数情况下,不使门极-阴极结发生雪崩现象,以防止因雪崩电流过大而损坏门极-阴极结。

2.3.4 GTO 的主要技术参数

1. 电流参数

(1) 最大可关断阳极电流 I_{ATO} GTO 的阳极电流既受热学上的限制,额定工作结温决定了 GTO 的平均电流额定值;又受电学上的限制,电流过大时 $\alpha_1 + \alpha_2$ 稍大于 1 的条件可能被破坏,使器件饱和程度加深,导致门极关断失败。因此, GTO 存在着一个阳极可关断电流的最大值 I_{ATO} 。它是一个重要的特征参数,用来表示 GTO 的容量, I_{ATO} 可用下式表示:

$$I_{ATO} = \alpha_2 I_{GM} / [(\alpha_1 + \alpha_2) - 1] \quad (2-37)$$

为了获得大容量的 GTO,就必须严格控制 α_1 和 α_2 的数值,特别是它们的温度稳定性,以免高温时关断失败。 I_{ATO} 还随工作频率、再加电压、阳极电压上升率 dv/dt 、门极负电流的波形以及电路参数等的变化而变化,使用中应特别注意。

(2) 通态电流 I_T 通态下阳极电流的稳定值(有的产品样本给出允许通过的通态电流最大值 I_{TM})。

(3) 通态电流有效值 $I_{T(RMS)}$ 通态电流一个周期内的方均根值。

(4) 通态电流平均值 $I_{T(AV)}$ 通态电流在一个周期内的平均值。

(5) 浪涌电流 I_{TSM} 导通后,允许超过最高额定结温,但在器件寿命期限以内很少发生或只发生有限次数,因不正常的电路条件(如故障条件)所引起的器件能承受的通态电流最大值。

(6) 维持电流 I_H 在规定的门极条件和负载条件下,从较大的通态电流下降到保持 GTO 导通状态所需的最小通态电流值。

(7) 擎住电流 I_L 刚从断态转入通态就切除门极

电流之后,要保持通态所需要最小阳极电流,此数值是随工作条件变化的。

(8) 断态电流 I_D 断态时的阳极电流,亦即在断态下所流过的阳极漏电流。

(9) 断态重复最大电流 I_{DRM} GTO 在断态重复最大电压 V_{DRM} 作用下所流过的阳极电流值,单位为 mA。

(10) 反向电流 I_R 即反向阳极电流。

(11) 反向重复最大电流 I_{RRM} 在反向重复最大电压作用下流过的阳极电流。这实际上就是 GTO 在承受反向电压时所流过的阳极漏电流,它应小于允许值,单位为 mA。

2. 电压参数

(1) 断态重复最大电压 V_{DRM} 在断态电压中的可重复最大瞬时断态电压。

(2) 断态不重复最大电压 V_{DSM} 断态电压中,不重复瞬态电压的瞬时最大值。

(3) 反向阳极电压 V_R 反向阳极电压。

(4) 反向最大阳极电压 V_{RRM} 反向电压中的重复最大瞬时值反向电压。使用中应使 $\min(V_{RRM}, V_{DRM}) = (2 \sim 3)V$, V 为 GTO 工作时承受的正、反向峰值电压的最大值,而 V_{RRM} 、 V_{DRM} 为 GTO 出厂测试时的允许正、反向重复电压。对 GTO 来讲, V_{DRM} 、 V_{RRM} 、 V_{DSM} 、 V_{RSM} 的定义与普通晶闸管相同。

(5) 阳极尖峰电压 V_p 该电压是在下降时间末尾出现的极值电压,它几乎随阳极可关断电流线性增加, V_p 过高,可能导致 GTO 失效。 V_p 的产生是由缓冲电路中引线电感、二极管正向恢复电压及电容中的电感造成的。为了减小 V_p ,必须尽量缩短缓冲电路的引线,以便减小引线电感,并采用正向恢复快的二极管和无感电容等。

3. 门极参数

(1) 门极正向电流 I_{tG} 流入门极的电流,亦称门极正向触发电流。

(2) 门极正向最大电流 I_{FGM} 门极正向电流的最大瞬时值。

(3) 门极最小触发电流 I_{GL} 由断态转向通态所需的最小门极电流。

(4) 门极反向关断电流 I_{RG} 从通态转入断态时流过门极的反向电流,亦称门极关断电流。

(5) 门极关断有效值电流 $I_{RG(RMS)}$ 门极关断电流在一个周期内的方均根值。

(6) 门极触发电压 V_{GT} 门极触发导通时所需施加的电压,亦即产生门极触发电流 I_{tG} 所需的门极电压。

(7) 门极不触发电压 V_{GD} 不发生由断态转入通态的最大门极电压。

(8) 门极反向最大值电压 V_{RGM} 门极反向电压的最大瞬时值。

(9) 门极反向转折电压 $V_{(BR)RL}$ 在门极与阴极之间出现转折时的门极反向电压。

(10) 门极正向最大功率损耗 P_{FGM} 由门极正向最大电流产生的最大功率损耗。

(11) 门极反向最大功率损耗 P_{RGM} 由门极反向电流产生的最大功率损耗。

4. 关断增益 G_{off}

关断增益 G_{off} 为最大可关断阳极电流 I_{A10} 与门极负电流最大值 I_{GTM} 之比, 因而一切影响 I_{A10} 和 I_{GTM} 的因素均会影响 G_{off} 。当门极负电流上升率一定时, 关断增益随可关断阳极电流的增加而增加。当可关断阳极电流一定时, 关断增益随门极负电流上升率的增加而减小。

5. 动态参数

(1) 阳极电压上升率 dv/dt GTO 保持断态不转向通态的最大电压上升率, 即 GTO 在规定条件 (额定结温、门极断路等) 下保持断态所允许施加的最大电压上升率应小于此值。

阳极电压上升率 dv/dt 分为静态和动态两种情况。静态 dv/dt 是指 GTO 阻断时所能承受的最大电压上升率, 当静态 dv/dt 过高时, GTO 中结电容将流过较大的位移电流并使 α 增大, 可能引发误通故障。静态 dv/dt 与结温、阳极电压以及门极反偏电压有关。结温和阳极电压越高, GTO 承受的静态 dv/dt 能力越低, 门极反偏电压越高, 静态 dv/dt 耐量越高。动态 dv/dt 也称重加 dv/dt , 它表示 GTO 在门极关断过程中阳极电压的上升率。因为门极正加有关断负脉冲, 所以此时没有因 dv/dt 过高而引起 GTO 误触发的可能, 但再加 dv/dt 却会使 I_{A10} 下降, 瞬时关断功耗过大, 也会导致 GTO 损坏。

(2) 阳极电流上升率 di/dt 阳极电流上升率 di/dt 是 GTO 开通过程中的动态参数。 di/dt 过大, 可导致阴极区电流局部集中而烧坏 GTO。此外, di/dt 过大, 造成开通损耗大, 引起局部过热, 导致 GTO 损坏。为了限制 di/dt , 可采用串联缓冲电路。

(3) 开通时间 t_{on} 门极施加正向 (触发电流), GTO 由断态转入通态所需的时间, 单位为 μs 。开通时间为延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和, 如图 2-57 所示, 即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

(4) 延迟时间 t_d 门极施加正向电流由断态转入通态时, 从门极电流上升到 10% 的时刻开始, 到阳极

电压下降 10% 的时刻为止, 这一段时间为延迟时间。

(5) 上升时间 t_r 从阳极电压 (变化部分) $0.9V_D$ 下降至 $0.1V_D$ 的这一段的时间。

(6) 关断时间 t_{off} 门极施加反向关断电流使 GTO 由通态转入断态所需的时间, 单位为 μs 。关断时间为存储时间 t_s 与下降时间 t_f 之和, 如图 2-58 所示, 即 $t_{off} = t_s + t_f$ 。

(7) 存储时间 t_s 门极反向关断电流从其最大值的 10% 时刻开始, 到阳极电流下降至其最大值的 90% 为止的这段时间。

(8) 下降时间 t_f 在门极关断电流作用下, 从阳极电流下降至其最大值 90% 的时刻开始, 到阳极电流从减少转入增加的那点时刻为止的这段时间。

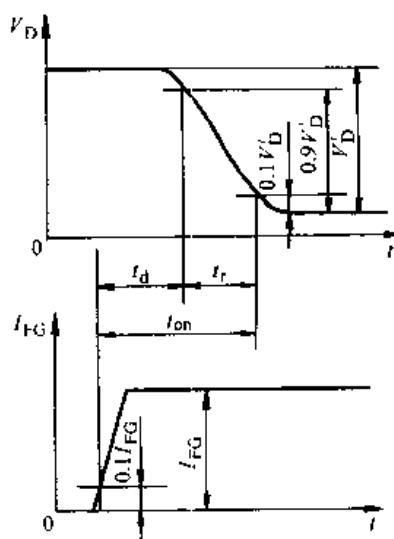


图 2-57 GTO 的开通时间

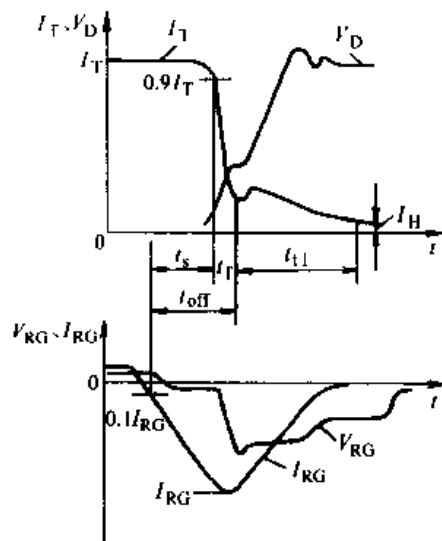


图 2-58 GTO 的关断时间

6. 实际 GTO 参数举例

表 2-12a、b 给出国产 1000A GTO 的详细参数, 其中表 2-12a 为该系列的额定值参数, 表 2-12b 为电特性参数。

表 2-12a 1000A GTO 的最大额定值

参 数	符 号	单 位	额 定 值	参 数	符 号	单 位	额 定 值
重复峰值断态电压	V_{DRM}	V	1600~2500	正向峰值门极功耗	P_{FGM}	W	20
重复峰值反向电压	V_{RRM}	V	1600~2500	反向峰值门极功耗	P_{RGM}	kW	6
最大可关断电流	I_{ATO}	A	1000	反向门极峰值电压	V_{RGM}	V	20
通态平均电流	$I_{\text{T(AV)}}$	A	304	贮存温度	T_{Mg}	℃	-40~+115
通态浪涌电流	I_{TSM}	A	4000	紧固压力	F	kN	10
通态电流临界上升率	di/dt	A/ μ s	100				

表 2-12b 1000A GTO 的电特性参数

参 数	符 号	单 位	测 试 条 件	极 限 值		
				最小值	典型值	最大值
正向重复峰值电流	I_{DRM}	mA	V_{DRM} 额定, $V_{\text{GK}} = -5\text{V}$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$	--	--	50
反向重复峰值电流	I_{RRM}	mA	V_{RRM} 额定, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$			50
通态峰值电压	V_{TM}	V	$I_{\text{TM}} = 1000\text{A}$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$		4.0	5.0
断态电压临界上升率	dv/dt	V/ μ s	$V_{\text{P}} = (2/3)V_{\text{DRM}}$, $V_{\text{GK}} = -5\text{V}$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$	--	1000	
门极触发电压	V_{G1}	V	$V_{\text{P}} = 24\text{V}$, $R_{\text{L}} = 0.5\Omega$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$	-	--	3.0
门极触发电流	I_{G1}	A	$V_{\text{P}} = 24\text{V}$, $R_{\text{L}} = 0.5\Omega$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$	-	--	1.5
开通时间	t_{on}	μ s	$I_{\text{TM}} = 1000\text{A}$, $V_{\text{P}} = (2/3)V_{\text{RRM}}$, $I_{\text{GK}} = 20\text{A}$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$		--	6
关断时间	t_{off}	μ s	$I_{\text{TM}} = 1000\text{A}$, $V_{\text{P}} = (1/2)V_{\text{DRM}}$, $V_{\text{GK}} = -18\text{V}$, $C_{\text{s}} = 4\mu\text{F}$, $di/dt = 30\text{A}/\mu\text{s}$, $T_{\text{J}} = 115\text{℃}$			10
热 阻	$R_{\text{th(j-a)}}$	℃/W	结-壳		--	0.070

2.3.5 GTO 使用的共性问题

1. GTO 电路结构的基本单元

应用 GTO 可以组成多种形式的电路。图 2-59 是典型的单相桥式电路,此电路可在四象限工况下工作。 L 为感性负载的电抗, R 为负载的等效电阻。

每个桥臂的单元电路示于图 2-60。图中 GTO 是主电路的开关器件, G 表示门极控制电路,它既能控制 GTO 的开通,又能控制其关断。这部分电路比较复杂,它的功能与技术将在下节中详细论述。吸收电路由吸收二极管 VD_{f} 、吸收电容 C_{s} 及电阻 R_{s} 组成,可用于吸收过电压,抑制电压上升率,并可增加可关断电流 I_{TGO} 的数值。 L_{s} 是吸收电路接线分布等效电感。 L_{T} 为 GTO 主电路接线的分布等效电感。 VD_{f} 是感性负载的续流二极管。

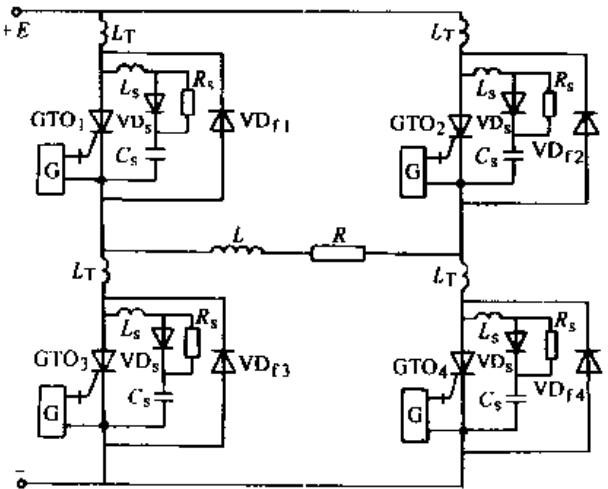


图 2-59 GTO 四象限单相桥式电路

由上述桥臂支路的单元电路可组成多种形式的 GTO 电路,如图 2-61 所示。例如,由 4 组桥臂单元电路就可组成单相桥式逆变器或变频器;由 6 组桥臂单

元电路就可组成三相桥式逆变器或变频器;采用12组桥臂单元电路组成的电压型三相变频器可以在四象限工况下工作;此外,还能组成比较复杂的多重化多相逆变器。由此可知,在电路结构上,不论是电源供给桥路还是电能回馈桥路,其桥臂的单元电路都是相同的。

这种桥臂式的GTO变流器工作在感性负载电路中时,其续流二极管不是并联在感性负载两端,通常均与GTO反并联。因此在每组桥臂单元电路中,除了GTO外,还有门极控制电路、过电压吸收缓冲电路,以及为感性负载提供续流回路的反并联二极管。下面就以GTO为中心,在其开通和关断的动态工作过程中

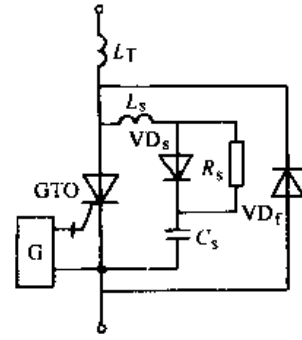


图 2-60 桥臂支路的电路单元

分析和讨论这些有关电路的功能,参数选择及相互影响的关系等。

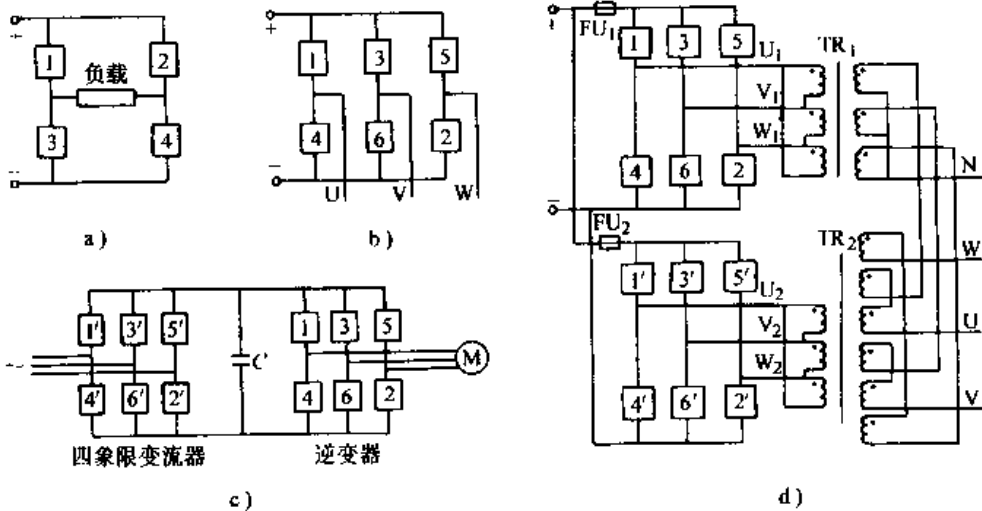


图 2-61 由桥臂单元电路组成的各种 GTO 电路结构举例

- a) 单相逆变器、变频器 b) 三相逆变器、变频器
c) 电压型 GTO 三相变频器 d) 双重化 GTO 多相逆变器

2. GTO 的开通与关断动态过程波形分析

图 2-62 给出了 GTO 在门极控制开通与关断时的动态过程波形。

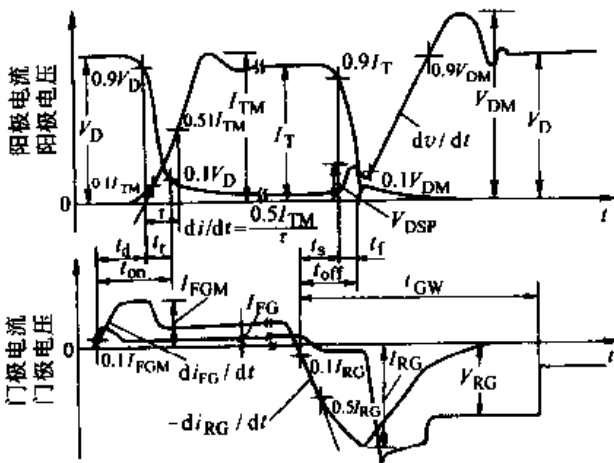


图 2-62 GTO 开通与关断的动态过程波形

(1) GTO 开通过程的波形图分析 在门极上施加触发信号,当门极电流上升至 $0.1I_{FGM}$ 时,GTO 便开始从断态逐渐转向通态。在图 2-62 中,延迟时间 t_d 正

是 GTO 中的两个等效 PNP 与 NPN 晶体管 (见图 2-31b) 开始退出截止状态,向活性的放大区过渡的时间。在上升时间 t_r 区间内,这两个等效晶体管迅速通过放大区并进入饱和导通状态。这表现为 GTO 的阳极通态电流 I_T 开始迅速增大,与此同时阳极断态电压 V_D 也相应地随之迅速下降,当阳极电压下降到 $0.1V_D$ 以下时,两个等效的晶体管已达到饱和导通状态,亦即 GTO 晶闸管已由断态转入通态。这段时间间隔即为 GTO 的开通时间 t_{on} ,它为延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和,即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

门极正向触发电流 I_{FGM} 值越大,波形的前沿陡度 di_{FG}/dt 越大,将明显缩短延迟时间 t_d 和减小开通时间 t_{on} 。这不仅可以减少导通时的开关损耗,并且还能防止在开通过程中由于局部电流过于集中,也就是通态电流上升率 di/dt 过大所造成的损坏。

通态电流上升率 di/dt (A/ μ s) 通常可按通态电流达到最大值的 10% ($0.1I_{TM}$) 和 50% ($0.5I_{TM}$) 的两个点之间连接直线的斜率来定义。在图 2-62 中可表示为

$$di/dt \approx 0.5I_{TM}/\tau \quad (2-38)$$

如果考虑到在结构上由于 GTO 门极触发电流对初期开通时的通态电流的抑制作用,如应用上述定义有时与实际应用的数值会有不相符的情况,在此情况下,采用通态电流达到 $0.5I_{TM}$ 的点斜率作为 di/dt ,将可与实际相符。

为了保证 GTO 的可靠工作,希望在门极上施加的触发电流脉冲要有足够大的宽度。尤其对于感性负载电路,通常均要求在 GTO 导通工作的过程中,其门极上一直存在着正向触发电流脉冲(这种电流脉冲一般采用高频的脉冲列)。

GTO 的正向触发开通过程与普通晶闸管开通过程的波形图是相似的。然而 GTO 门极控制关断的过程和普通晶闸管则是完全不同的,因而也就带来了一些特殊的问题。

(2) GTO 门极控制关断过程的波形图分析 当门极上施加反向电压 V_{RG} 、门极反向关断电流上升到 $0.1I_{RG}$ 时, GTO 就开始从通态逐渐转向断态。在图 2-63 中,存储时间 t_s 实际上就是 GTO 在关断前,其 J_2 结两侧 N_1 基区和 P_2 基区内(见图 2-31a)多余的非平衡少数载流子被排除和复合的时间。对于与 GTO 等效的两个 PNP 与 NPN 晶体管来说(见图 2-31b),就是它们退出饱和导通状态向活性放大区过渡的时间。如果导通时的饱和程度越深,则 t_s 时间就越长。

下降时间 t_f 实质上反映了在 GTO 关断过程中,其 J_3 结附近开始形成的耗尽层(见图 2-32)从阴极靠近门极的区域向阴极中心部分迅速扩展的时间。在下降时间 t_f 内, GTO 的两个等效晶体管迅速通过放大区并进入截止状态。这表现为 GTO 的阳极通态电流 I_T 开始急剧下降,而阳极断态电压 V_D 与此同时随之迅速上升,当阳极通态电流 I_T 下降到从减少转入增加的那个拐点时,两个等效的晶体管已达到截止状态。GTO 的 J_3 结处的耗尽层已全部形成,在 J_3 结处于反向偏置的时间内, J_2 结则逐渐恢复起空间势垒电荷层,亦即当 J_2 结恢复了反向阻断能力而承受了主电路的直流电压时, GTO 就由通态转入了断态。

上述存储时间 t_s 与下降时间 t_f 之和,称为 GTO 的关断时间 t_{off} , 亦即 $t_{off} = t_s + t_f$ 。关断时间的大小与可关断最大电流值 I_{TGM} 、门极反向关断电流 I_{RG} 及其上升率 $-di_{RG}/dt$ 有关。尤其在主电路条件一定的情况下,提高 $-di_{RG}/dt$ 值可以减小 t_{off} , 使 GTO 晶闸管迅速关断,这具有重要的技术意义。如上节中所述,不仅可以减小 GTO 关断时的开关损耗,还可以提高变频器的工作开关频率。

门极反向关断电流上升率 $-di_{RG}/dt$ ($A/\mu s$) 亦可由门极反向电流达到 $0.1I_{RG}$ 和 $0.5I_{RG}$ 两点之间连接直线的斜率来定义,在图 2-62 中可表示为

$$-di_{RG}/dt = 0.5I_{RG}/\tau_G \quad (2-39)$$

当门极反向关断电流在排除 GTO 中 P_2 与 N_2 基区非平衡少数载流子的过程中,尤其在阳极通态电流 I_T 急剧下降的 t_f 时间里,多余载流子形成了负电流上升率 $-di/dt$,只要电路中存在一些分布电感(实际上这总是有的),在 t_f 时间内则产生峰值为 V_{DSF} 的过电压,这个过电压如没有缓冲吸收电路的抑制, V_{DSF} 的上升率及其峰值,就可能使 GTO 中的 J_2 结还没有完全恢复阻断前又受到过电压 V_{DSF} 的作用而再次导通,形成大电流冲击而损坏 GTO。这是 GTO 门极控制关断过程中的第一个过电压,可令 $V_1 = V_{DSF}$ (关于缓冲吸收电路下面另行讨论)。

在图 2-63 中,阳极通态电流 I_T 在到达下降时间 t_f 终了时,又有一个上升的小拐点,然后再逐渐衰减至 0 (小于维持电流 I_H),这段时间称为尾部时间 t_{th} 或 t_{tail} ,在此时间内的阳极电流为尾部电流 I_{th} 。设尾部电流的初始值为 $I_{th}(0)$,其衰减常数为 τ_{th} ,则 I_{th} 可近似地表示为

$$I_{th} = I_{th}(0) \exp(-t/\tau_{th}) \quad (2-40)$$

式中, $I_{th}(0)$ 是随着可关断阳极电流 I_{TGM} 的增加而增大的, τ_{th} 有随着 I_{TGM} 的增加而减小的趋向。此 I_{th} 为 GTO 内部剩余电荷在消失过程中的电流,在 I_{th} 流通期间,如不持续地在门极上加有反向关断电压 V_{RG} ,就不能保持 GTO 的关断状态。亦即门极反向关断电压脉冲的最小时间宽度 t_{WG} 要大于 GTO 关断时间 t_{off} 与尾部时间 t_{th} 之和: $t_{WG} > t_{off} + t_{th}$ 。这样就能使门极反向电流 I_{RG} 可以彻底吸收产生尾部电流 I_{th} 的电荷,并使门极反向电压 V_{DG} 保持到 GTO 的阳极电压恢复到稳态值 V_D 为止。在满足上述条件下, GTO 就能安全可靠地关断而进行正常工作。

应当引起注意的是,在尾部时间内,阳极电压已升高,如果尾部电流 I_{th} 增大,则在此时间内的功率损耗也将增加。

此外,在门极控制 GTO 关断的这段尾部时间内,阳极电压在恢复阻断过程中还产生了两个过电压:一个是峰值 V_{DM} 的过电压,这是门极控制关断过程中的第二个过电压,令 $V_2 = V_{DM}$;第三个过电压 V_3 是在阳极电压到达 V_{DM} 后恢复到稳态值 V_D 之前的反冲过电压。这两个过电压 V_2 与 V_3 如同第一个过电压 V_1 一样,如果不采取缓冲吸收电路,同样也可能使 GTO 产生误导通或因被过电压击穿而损坏。

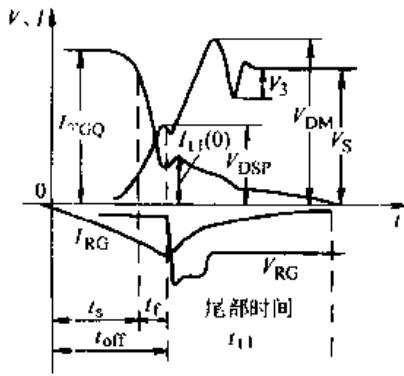


图 2-63 GTO 门极关断时电压、电流的近似波形

(3) GTO 缓冲吸收电路的作用及其参数选择

在 GTO 关断过程中产生的过电压 $V_1 = V_{DSP}$ 与 $V_2 = V_{DM}$ ，均和阳极电流变化率、电路中元器件连接线的分布电感 L_s 和 L_a 等参数有关。为了缓冲和吸收这些过电压，必须采用吸收电路，如图 2-64 所示。过电压 V_3 则与吸收二极管 VD_s 的反向恢复电荷及吸收（阻尼）电阻 R_s 值的大小等因素有关。

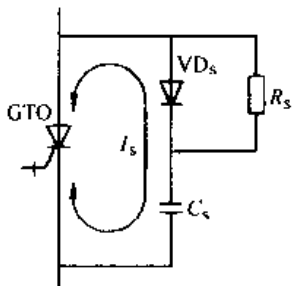


图 2-64 GTO 的吸收电路

以上三个过电压 V_1 、 V_2 和 V_3 的产生不仅与 GTO 晶闸管的门极控制关断过程有关，而且还与吸收电路中元器件的参数以及连接线的分布参数（电感）等有关。下面讨论吸收电路的作用，采用吸收电路后带来的问题及其对策、吸收电路参数选择的原则等。

1) 吸收电路的功能作用：所有半导体功率器件的 PN 结在电路中工作时，都多余载流子存储。这些载流子的存储电荷为 Q_s ，在 PN 结进行换向工作时，此存储电荷 Q_s 便形成了负电流 $i_s = -dQ_s/dt$ ，这个电流的变化率 $di_s/dt = [d(-dQ_s/dt)]/dt = -d^2Q_s/dt^2$ ，在具有电感的电路中可能产生很大的过电压 $\Delta V_s = L_s di_s/dt$ ，当此过电压施加在半导体器件的 PN 结上时，如果不加以吸收，这个过电压就可能击穿 PN 结而损坏器件。

吸收过电压的有效方法是在半导体器件两端并联电容 C_s 。在电路中产生过电压时， C_s 将吸收此过电压面进行充电，存储电荷 $Q_s = \Delta V_s C_s$ 。在图 2-59 所示的采用直流电源的单相逆变器电路中， C_s 中还充有直流电源的充电电荷。一旦 GTO 导通，电容 C_s 将有很大

的放电电流经过晶闸管，这个放电电流的上升率过大时也会损坏器件。为了减小电容器 C_s 中电荷的放电速率，可在电容器上串联一个吸收（阻尼）电阻 R_s ，此电阻 R_s 的作用是以 $\tau = R_s C_s$ 的时间常数衰减 C_s 放电电流的速率，另一方面还可阻塞 C_s 与电路中电感 L_s 所产生的振荡作用。因此，一般电力半导体器件两端都并联一个吸收过电压的阻容电路。

在 GTO 的应用电路中，在吸收电阻 R_s 的两端又并联了吸收二极管 VD_s ，以加快对过电压的吸收，而当电容 C_s 经 GTO 放电时，二极管 VD_s 处于反偏状态， C_s 只能通过电阻 R_s 放电，这样就可以衰减放电电流，以保护 GTO。

但是，如果在 GTO 门极控制关断过程中，由于吸收电路元器件的参数选择不当，彼此不相匹配或连接线过长，造成分布电感 L_s 过大等，这样的吸收电路不仅起不到吸收过电压的作用，反而可能产生严重的过电压。

2) GTO 晶闸管过电压与吸收电路参数的关系

① 过电压 V_{DSP} 的产生和抑制：过电压 V_{DSP} 是 GTO 在关断过程中，由于阳极通态电流 I_T 在下降时间 t_f 内急剧减小而引起很大的电流变化率 $-di_T/dt$ ，由吸收电路的分布电感 L_s 产生的。 V_{DSP} 的大小与分布电感 L_s 、吸收电容 C_s 、可关断电流 I_{TGQ} 以及 GTO 关断的下降时间 t_f 等有关。

图 2-65 示出吸收电路连接线（配线）的分布电感 L_s 与过电压 V_{DSP} 的关系。从图中可明显看出， V_{DSP} 随 L_s 的增大而线性上升。减小 L_s 可以显著地抑制 V_{DSP} 。这种依赖关系在通态电流 I_T 较大时更为明显。所以，在应用时应尽量设法减小连接线的分布电感 L_s ，这就意味着要尽可能缩短二极管 VD_s 、电容器 C_s 和 GTO 的连线长度，这是抑制过电压的有效措施之一。

图 2-66 所示曲线，是以可关断电流 I_{TGQ} 和括号内所标明的下降时间 t_f 为参量，给出过电压 V_{DSP} 与吸收电容 C_s 之间的关系。从图中可知，当 L_s 为一定值时， C_s 从较小值增大，则过电压 V_{DSP} 将迅速下降。但当 C_s 增加到某值（例如 $1 \sim 2 \mu F$ ）后， V_{DSP} 的减小量趋于饱和，在此情况下，如再增大 C_s 就无多大意义了。而且电容 C_s 过分增大，反而会使吸收电路的功率损耗增加，因而在应用时希望采用尽量减小 L_s 的方法，而不采用过分增大 C_s 的方法来抑制过电压 V_{DSP} 。

由图 2-66 还可看出，在 C_s 一定的条件下进行比较， V_{DSP} 几乎都与 I_{TGQ} 成比例地增加。此外，下降时间 t_f 也随 I_{TGQ} 的增大而增加。所以，当 GTO 的 I_{TGQ} 和 t_f 值确定后，可根据电路对抑制过电压 V_{DSP} 数值的要求，按

图 2-66 中所示曲线来选取较为合理的吸收电容 C_s 值。当然, 在最后确定 C_s 值时, 还需要兼顾考虑到抑制过电压 V_{DM} 对 C_s 值的要求。

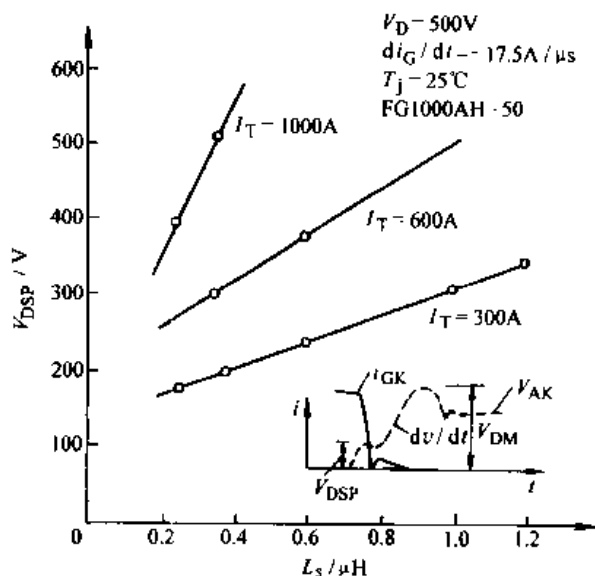


图 2-65 关断时过电压与吸收电路配线分布电感的关系举例

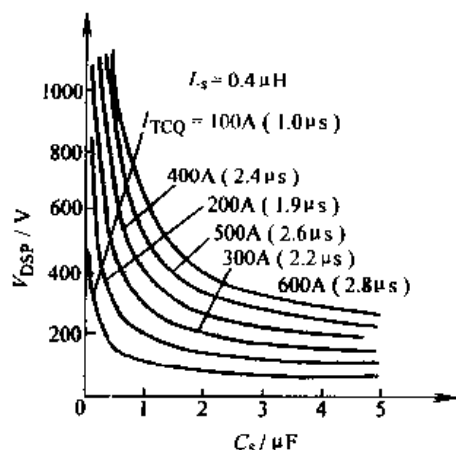


图 2-66 V_{DSP} 与 C_s 的关系曲线

② 过电压 V_{DM} 的产生和抑制: V_{DM} 是直流电源电压 V_B 与主电路接线分布电感 L_T 因存储电磁能量而在 C_s 过充电时产生的电压增量 ΔV_2 之和。 ΔV_2 为直流电源 V_B 经 L_T 向 C_s 充电的过程中, 因 L_T 电磁能量迅速减少而引起续流电流变化与电感 L_T 所产生的感应过电压增量。经电路分析, ΔV_2 可表示为

$$\Delta V_2 = I_{TGQ} \left[\left(\frac{1}{\omega C_s} \right) - \omega L_s \right] \quad (2-41)$$

$$\omega = 1 / \sqrt{(L_T + L_s) C_s} \quad (2-42)$$

式中 ω ——吸收电路谐振角频率;

L_s ——吸收电路连接线分布电感;

L_T ——主电路连接线分布电感。

下面以 I_{TGQ} 、 L_T 、 L_s 作为参量分别计算 ΔV_2 与吸收电容 C_s 的关系, 其结果如图 2-67~图 2-69 所示。从这些图中可以看出, 不论哪种情况, 随着吸收电容 C_s

从较小值开始增加时, 过电压增量 ΔV_2 急剧下降, 但当 C_s 的增加越过某一数值后, ΔV_2 的减小量很快趋向饱和, 不再下降。

图 2-67 还表明, 在 C_s 为一定值的情况下, ΔV_2 与 I_{TGQ} 成比例地增加。从图 2-68 和图 2-69 可知, 减小 L_T 或增大 L_s 都能达到抑制 ΔV_2 的效果。

要注意的是, 增大 L_s 虽然可以抑制 ΔV_2 , 但这恰

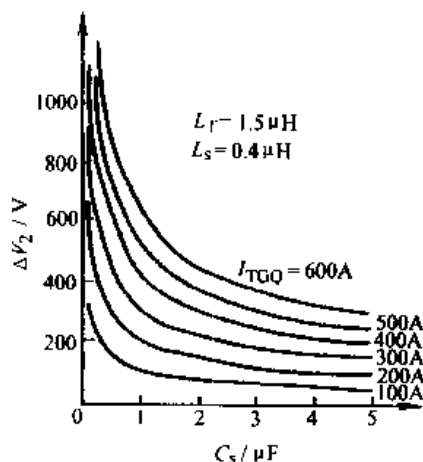


图 2-67 I_{TGQ} 为参量时, ΔV_2 与 C_s 的关系曲线

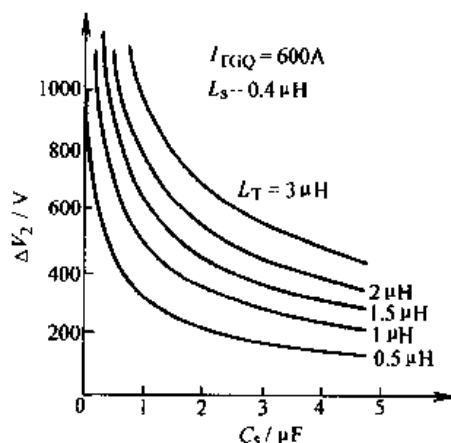


图 2-68 L_T 为参量时, ΔV_2 与 C_s 的关系曲线

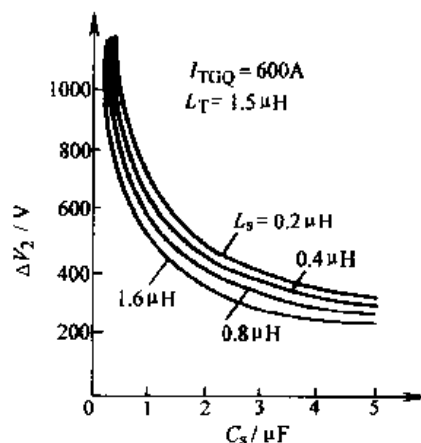


图 2-69 L_s 为参量时, ΔV_2 与 C_s 的关系曲线

好与抑制过电压 V_{DS} (即 V_1) 相矛盾。由图 2-69 可看出, 改变 L_s 时, 对 ΔV_2 的变化影响不大。而在图 2-65 中, L_s 的增加却引起 V_{DSP} 的线性增大。因此, 在考虑 L_s 参数时, 应以抑制过电压 V_{DSP} 为主进行选择。

门极关断时加在 GTO 上的过电压 V_{DM} 可表示为

$$V_D = V_2 = V_B + \Delta V_2 = V_B + I_{TQ} [\frac{1}{\omega C_s} - \omega L_s] \quad (2-43)$$

GTO 允许此过电压的最大值 $V_{2(max)}$ 与断态重复最大值电压 V_{DRM} 的关系必须满足 $V_{2(max)} < V_{DRM}$ 。

③ 过电压 V_1 的产生和抑制: 在 GTO 的关断过程中可能出现的第三个过电压 V_3 是在阳极电压过 V_{DM} 峰值之后, 由于 C_s 充电电流减小以至截止, 致使二极管 VD_s 开始恢复反向阻断能力, VD_s 存储的反向恢复电荷 Q_r 经吸收 (阻尼) 电阻 R_s 放电, 形成一个负脉冲过电压 ΔV_r , 令 $V_3 = \Delta V_r$ 。 ΔV_r 与 VD_s 的反向恢复电荷 Q_r 及吸收电阻 R_s 的大小有关, Q_r 与 R_s 值越大, 则过电压 ΔV_r 也越大。

图 2-70 示出以 R_s 与 Q_r 为参量计算求得的门极关断时的阳极电压波形。

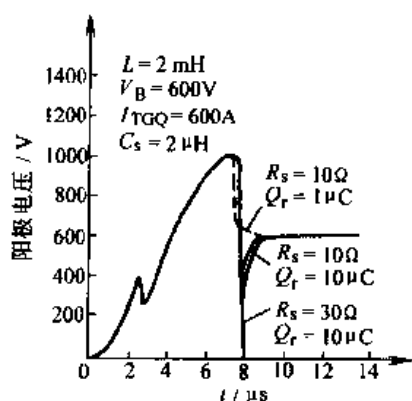


图 2-70 门极关断时的阳极电压波形

如果 $Q_r = 10 \mu C$, R_s 由 10Ω 增大至 30Ω 时, 随着二极管 VD_s 的反向恢复, 从图 2-70 可以看出, 阳极电压突然下降, 此时下降部分电压的负上升率甚至可达 $1000V/\mu s$ 以上, 这可能导致 GTO 损坏或误导通。在图示条件下, 如果 $R_s > 30 \Omega$, 阳极电压有可能变为负值。

如果 $R_s = 10 \Omega$ 不变, Q_r 由 $10 \mu C$ 减小至 $1 \mu C$, 此时阳极电压完全没有突然下降, 由 V_{DM} 较圆滑地过渡至 V_D 稳态值。

因此, 为了避免不必要的阳极电压突然下降, 在应用时应选取较小的 R_s , 并采用 Q_r 小的快速二极管 VD_s 。

④ 对吸收二极管 VD_s 的要求: 为了抑制过电压 V_{DSP} , 要求二极管 VD_s 的正向开通时间 t_{on} 要短。因为 V_{DSP} 是在下降时间 t_f 内产生的, 因此要求在过电压尚未到达峰值之前 VD_s 就应当立即迅速开通, 由吸收电

容 C_s 对此过电压进行吸收。因此要求二极管 VD_s 的正向开通时间 $t_{on} \ll t_f$, 最好能小一个数量级。如 t_f 一般为 $1 \sim 3 \mu s$, 则应选择 VD_s 的开通时间 t_{on} 在 $0.1 \sim 0.5 \mu s$ 范围之内。

为了抑制过电压 ΔV_r , 则要求 VD_s 的反向恢复电荷 Q_r 要小, 以便可将 ΔV_r 抑制为 0, 一般要求 Q_r 在 $1 \sim 5 \mu C$ 之间。

⑤ 对吸收 (阻尼) 电阻 R_s 的要求: 电阻 R_s 的选择, 一方面要考虑到在阻容吸收电路 $R_s - C_s$ 中对 C_s 放电电流的衰减作用, 避免过大的电流上升率造成 GTO 的损坏。在保证达到此要求的前提下, 应选取较小的 R_s 值, 这不仅有利于抑制过电压 ΔV_r , 还可以减少吸收电路的损耗。 R_s 的阻值一般应选取 $10 \sim 20 \Omega$ 比较合适。此外, 为了尽可能减少吸收电路的电感, 对 R_s 最好选用无感电阻。

3) 可关断电流 I_{TQ} 与吸收电路的关系: 在门极控制 GTO 的关断过程中, 最先关断的区域是阴极下部靠近门极的部分, 然后再向较远部分即阴极的中心区域发展。因此, 离门极较远的阴极中心部分到关断的最后阶段还需要流过主电路电流, 这就会发生电流集中现象。如未采取适当的措施, 则可能在电流集中部分因温度上升而造成器件热损坏。可将门极关断时不发生热损坏的阳极电流 I_{TQM} 称为可关断最大电流值。这个参数除了与门极驱动条件 (见图 2-53) 和门极反偏压有关外, 还与吸收电路有很大关系。

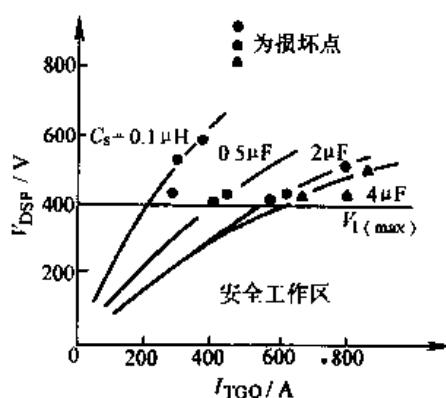


图 2-71 V_{DSP} 与 I_{TQ} 之间的关系

图 2-71 是在不同吸收电容 C_s 参数下, 测定过电压 (即 V_1) 与 I_{TQ} 之间的变化关系曲线。试验表明以不同的 C_s 为参量, 增大 I_{TQ} 时, 损坏点与 C_s 、 I_{TQ} 无关, 而 V_{DSP} 在 $400 \sim 600V$ 的范围内分布。这说明门极控制关断时, 阳极电压的波形特别是 V_{DSP} 对 GTO 的损坏起着主要作用。为了使 GTO 不受损坏, 确保门极可靠关断, 必须将 V_{DSP} 抑制在某一数值之下, 此最大允许值标为 $V_{1(max)}$ 。

从图中可看出, V_{DSP} 几乎与 I_{TQ} 成比例地增大, 而

C_s 越大, 此增加的趋势反而减弱。如前面所述, 可通过减小 L_s 或增大 C_s 使 V_{DSP} 不超过最大允许值 $V_{1(max)}$, 在此情况下, 即使是大的 I_{TQ} , GTO 也不会损坏, 并能被门极关断。如图示的情况, 选定 $V_{1(max)} \leq 400V$ 较妥, 在 $V_{1(max)}$ 以下为安全工作区。在感性负载电路中, 亦可求出 I_{TQ} 与吸收电路条件之间的关系。用下列关系式以确定 GTO 的安全工作区, 即应满足不等式

$$V_{1(max)} \geq (2L_s t_f + t_f^3 / 3C_s) (I_{TQ} / T_c^2) \quad (2-44)$$

式中 $T_c = t_f / \sqrt{1 - I_{TQ} / I_{TQ0}}$;

t_f ——下降时间;

I_{TQ0} ——阳极电流下降时的最小值。

在 $V_{1(max)} = 400V$ 时, 以 L_s 为参量, 由上式算出的 C_s 与 I_{TQ} 之间的关系曲线如图 2-72 所示。

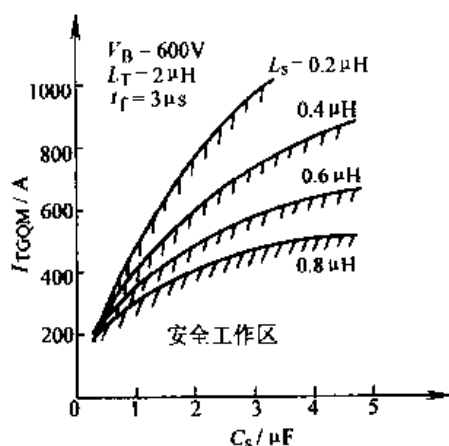


图 2-72 C_s 和 L_s 对 I_{TQ} 的影响

根据图 2-72, 可综合 I_{TQM} 与吸收电路条件的关系如下:

- ① 增大吸收电容 C_s 和减少连接线的分布电感 L_s , 均可使 I_{TQM} 增加。
- ② L_s 加大时, 即使 C_s 值增大, I_{TQM} 也不能增大。
- ③ C_s 减小时, I_{TQM} 迅速下降, 但同时几乎不受 L_s 的影响。

GTO 的吸收电路除了为增加 I_{TQM} 目的外, 还有防止由主电路连接线分布电感 L_T 产生过电压而保护 GTO 的目的, 上面已讨论过门极关断时加在 GTO 上的过电压 V_{DM} (即 V_2) 的表达式。同时给出

$$V_{DRM} > V_{2(max)} \geq V_B + I_{TQ} [(1/\omega C_s) - \omega L_s]$$

因此在设计吸收电路时, 必须选择同时满足 $V_{1(max)}$ 和 $V_{2(max)}$ 关系式要求的有关电路参数。

3. GTO 对并联续流二极管的技术要求

在桥式逆变电路中, 感性负载时的续流二极管 VD_i 是与 GTO 以反并联的方式连接的, 如图 2-59 所示。当图中 GTO₁ 与 GTO₄ 由通态转向断态时, 感性负载的续流电流 i_d 将经过二极管 VD_{i2} 与 VD_{i3} 流回电源

E 。续流二极管 VD_{i3} 与 GTO₁ 属于同侧的上下两个桥臂, 当 GTO₁ 关断时, VD_{i3} 进行续流, 而 VD_{i1} 却处于反向阻断状态。相反地, 当 GTO₃ 关断时, VD_{i1} 进行续流, 而 VD_{i3} 为反向阻断状态。在三相桥式电路的同相上下两个桥臂中也存在着类似情况。

这样, 当桥路处于开关状态下, 例如在上桥臂的 GTO₁ 由断态转向通态时, 下桥臂中的 VD_{i3} 在恢复阻断能力的过程中, 其反向恢复电荷 Q_r 可能会形成较大的尖峰脉冲电流, 使上下桥臂处于“瞬时短路”状态。而另一侧的上下桥臂之间也存在与此类似的情况。虽然“短路”的时间很短暂, 但也是应当力求避免的。此外, 此脉冲电流还会在门极控制回路中引起干扰, 并增加吸收电路的损耗, 因而续流二极管 VD_i 必须选择反向恢复电荷 Q_r 小、反向恢复时间 t_{rr} 短的器件, 这是十分重要的。 VD_i 的反向阻断电压及正向电流额定值都必须与其相并联工作的 GTO 额定值相匹配。

前面已讨论过对吸收电路中二极管 VD_s 的要求, 除了快速开通外, 也要求反向恢复时间 t_{rr} 短和反向恢复电荷 Q_r 尽量小。吸收电路中的 C_s 和 R_s 除应满足上述各项要求外, 其本身也应当是无感元件, 以尽可能减小吸收电路的杂散分布电感 L_s , 例如 R_s 不应选用线绕式的, 而应是涂膜工艺制作的无感电阻。

以上是 GTO 在逆变与变频电路中工作时, 与其周围元器件 VD_i 、 VD_s 、 C_s 、 R_s 、 L_s 、 L_T 等之间的相互关系, 以及在选择这些参数时应当考虑的有关问题。

4. GTO 的串、并联使用

尽管现在国际上 GTO 的容量已做得较大, 但对大功率 (如几千兆瓦) 的电力电子设备来讲, 单个 GTO 的容量难以适应耐压和通流能力的需要, 因此 GTO 的串并联就不可避免。

(1) GTO 的串联 GTO 串联时, 为使串联的各个 GTO 可靠地工作, 必须解决其均压问题。均压包括动态均压和静态均压两种。

1) 静态均压: 由于串联各器件的正向 (或反向) 阻断特性不同, 但在电路中却流过相等的漏电流, 因而各器件所承受的电压是不同的, 图 2-73 示出两只 GTO 串联后, 由于正向阳极阻断特性的不同, 在同一漏电流 I_c 情况下所承受的电压是不同的。反向阻断电压也存在与此类似的情况。为了使串联工作的各个 GTO 所承受的电压相互接近, 除了选用特性比较一致的器件进行串联外, 应对每个 GTO 并联均压电阻 R_j , 如图 2-74a 所示, 或按图 2-74b 方式连接。如果 R_j ($R_{j1} = R_{j11} + R_{j12} = R_{j21} + R_{j22}$) 的阻值远小于 GTO 的漏电阻, 则串联器件上的电压分配主要决定于 R_j 。但如 R_j 阻值过

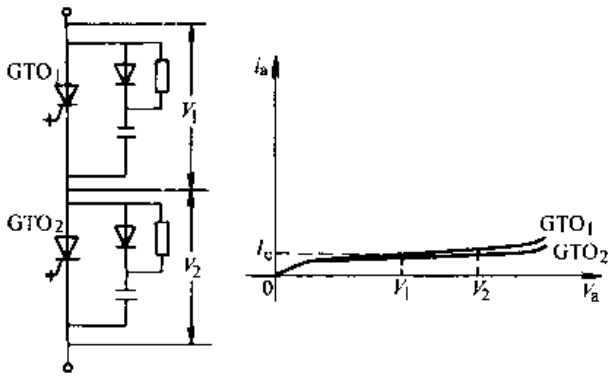


图 2-73 GTO 串联时阳极-阴极间的电压分配

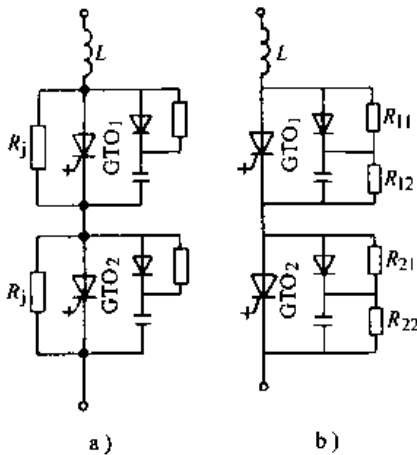


图 2-74 GTO 串联均压电路

小, 则 will 造成 R_j 上损耗增大。

2) 动态均压: GTO 串联工作时的动态电压分配不均匀, 是指在开通和关断的过程中, 由于各器件的开通时间和关断时间等参数不一致, 而造成的过电压问题。

① 产生动态电压分配不均的原因: 当直流电压

V_D 施加在串联的 GTO₁ 与 GTO₂ 上时, 由于静态均压电阻 R_j 的强迫均压作用, 两个 GTO 各承担 $V_D/2$ 电压。在门极上施加开通和关断的控制信号时, 由于串联使用的两个 GTO 基于下述因素将会造成动态电压分配不均匀: 开通时间 t_{on} 与关断时间 t_{off} 的差异; 门极控制条件技术参数的差异; 通态电流、电压参数的差异; 关断时反向恢复电荷的差异; 续流二极管反向恢复电荷的差异; 吸收电路电容 C_s 的差异。

这种动态不均压的过电压产生于器件开通瞬间电压的后沿和关断瞬间电压的前沿。如图 2-75 中所示 V_{on2} 电压后沿的尖峰过电压 ΔV_{on} , 及 V_{off2} 电压前沿的尖峰过电压 ΔV_{off} , 这些过电压的产生是由于 GTO₁ 比 GTO₂ 先开通和后关断所造成的。由于串联器件之间开通时间和关断时间的差异所产生的尖峰过电压, 都超过了静态均压 $V_D/2$ 值, 如果这些过电压超过了 GTO 的电压储备系数而迫使器件转折导通, 则将严重影响器件的寿命甚至损坏 GTO。

② 消除动态不均压的技术措施: 图 2-76 中所示为 GTO₁ 比 GTO₂ 先导通、后关断情况下, 直流电源通过 GTO₁ 向 GTO₂ 吸收电路中的电容 C_s 充电及放电的回路。由于串联工作的 GTO₁ 与 GTO₂ 开关特性不一致而产生的通态电流差 Δi_T 被电容 C_s 所吸收, 即 $i_C = \Delta i_T$ 。

在主电路中串接电感 L , 主要由于抑制后开通的 GTO₂ 开通阳极电压 V_{on2} 后沿的尖峰过电压。开通阳极电压后沿尖峰过电压增量可表达为

$$\Delta V_{on} = [V_D / (2LC_s)] \Delta t_d \quad (2-45)$$

关断阳极电压前沿尖峰过电压增量表达为

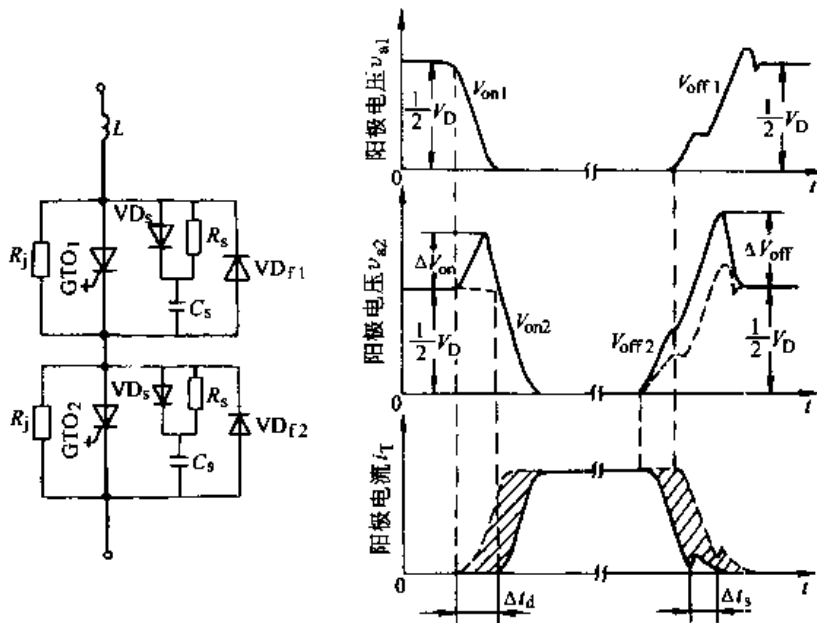
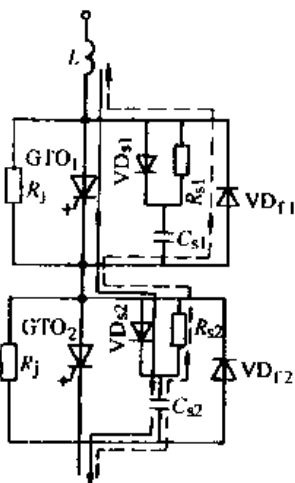


图 2-75 GTO 串联工作时在开关过程中动态不均压的波形

图 2-76 C_{s2} 充、放电的回路

$$\Delta V_{off} = i_c (\Delta t_s / C_s) \quad (2-46)$$

式中 V_D ——施加于串联 GTO 组上的直流电压；

$i_c (\Delta t_s)$ ——电容 C_{s2} 中的充电总电荷量；

Δt_s ——串联两个器件的存储时间差异；

Δt_d ——延迟时间的差异。

从这两个关系中不难看出，加大吸收电容 C_s 就可以有效地减小 GTO 开通过程中的尖峰过电压。但如能减小 Δt_d 与 Δt_s ，其效果更为显著。当 $\Delta t_d \rightarrow 0$ 、 $\Delta t_s \rightarrow 0$ 时，表明 GTO₁ 与 GTO₂ 同时开通、同时关断，则串联工作时的动态不均压问题就不存在了。欲达到此目的，可采取以下技术措施，即在选择串联工作的两个 GTO 时，应力求下述技术参数的一致性：开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} ；正向通态电压 V_T 及维持电流 I_H ；反向关断恢复电荷；续流二极管 VD_f 和吸收二极管 VD_s 的反向恢复电荷；门极控制条件参数；吸收电路参数。

选择上述参数的一致性往往难以达到，而且将造成设备成本的提高，并给维修备件带来困难。如果能精心设计门极控制电路，采用强触发脉冲驱动，即使上述参数的一致性稍差些，也能达到串联的 GTO 同时导通、同时关断的目的。

在前面所述的门极控制电路中，已充分讨论了 GTO 开通时间中的延迟时间 t_d 与门极触发电流脉冲幅值、前沿陡度等关系，而关断时间中的存储时间 t_s 则与门极反向关断电流的上升率 $-di_{RG}/dt$ 有关。所以只要充分考虑上述各种参数之间的关系，精心设计门极控制电路，并认真注意其加工工艺质量，就有可能尽量减小串联工作的 GTO 之间开关特性的差异，以达到动态均压的目的。

(2) GTO 的并联 当单个 GTO 的电流容量不能满足实际要求时，可以采用两个以上同型号的器件并联使用。由于并联各器件在导通状态时的正向阳极伏安特性各不相同，但在器件两端却有相同的通态电压

V_1 ，因而通过并联 GTO 的电流是不相等的。图 2-77 示出了两个 GTO 并联工作时的电流分配情况。为了使并联工作的 GTO 电流均匀分配，与普通晶闸管一样，也可以采用串联电阻或电抗器等均流措施，如图 2-78 所示，此处不再赘述。

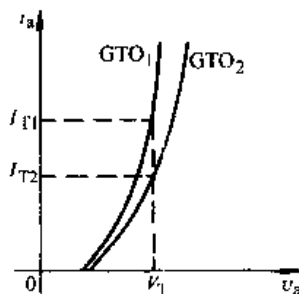


图 2-77 GTO 并联时的电流分配

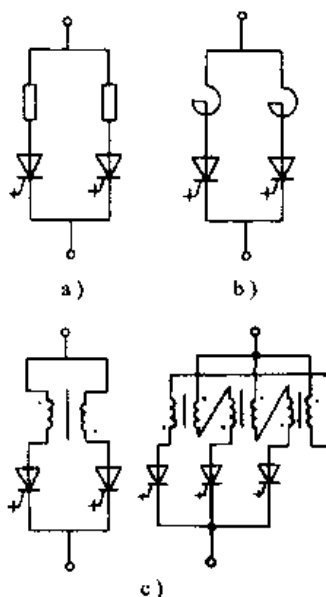


图 2-78 GTO 并联工作的均流回路

a) 串联电阻均流 b) 串联空心电抗器均流 c) 串联铁心电抗器均流

GTO 并联工作除了上述通态时的均流问题外，更重要的是在开通和关断过程中产生的动态不均流问题。现以图 2-79 中所示两个 GTO 并联工作的电路为例进行讨论。如果 GTO₁ 比 GTO₂ 容易开通而不易关断（当两个 GTO 的维持电流不一样时，往往就会产生这个问题），则在开通过程中 GTO₁ 通态电流的前沿和后沿处就可能产生很大的过电流，如图 2-79 所示。其过电流增量为 Δi_{Ton} 、 Δi_{Toff} 。

尤其在高频状态下工作时，此过电流将产生更大的开通和关断损耗，使 GTO₁ 的结温升高。前面已讨论过，随结温的上升，开通时间将缩短，而关断时间却有延长的趋势（见图 2-45），这就更加大了并联工作的 GTO₁ 与 GTO₂ 之间的开关时间差异，从而导致 GTO₁ 的开关损耗进一步增大，在此基础上，温度再增高，这样继续下去，恶性循环的结果使热的不平衡很快扩大。

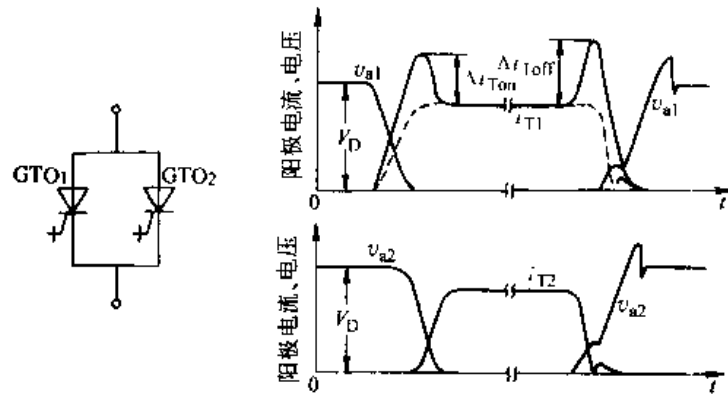


图 2-79 GTO 并联工作时, 在开关过程中动态不均流的波形

如 GTO₁ 的结温超过极限, 就会烧坏器件。

此外, 在变频与逆变电路中, 当 GTO 关断瞬间所产生的过电流值如超过了可关断最大值电流 I_{TQM} , 此器件将关不断, 而下一瞬间同相(或同侧)的另一桥臂支路的 GTO 导通时, 将造成逆变失败而产生直流电源严重短路, 这会烧损很多元器件。

通常, 并联工作的 GTO 产生电流不平衡的主要原因有: 开关时间和开关损耗的差异; 门极控制条件技术参数的差异; 通态电压参数的差异; 包括布线长度在内的并联电路内部各支路阻抗的差异。在图 2-78 所示的通态均流措施中, 除串联电阻法外, 其余的对改善动态电流均有效果, 尤其采用带铁心的互感式均流电抗器效果更好。图 2-78c 所示的铁心均流电抗器, 所需要的伏秒容量 S ($V \cdot s$) 可用下式表示

$$S = V_D (\Delta t_{on} + \Delta t_{off}) + \Delta V_{Tcon} t_{con} \quad (2-47)$$

式中 V_D ——电路电压;

Δt_{on} 、 Δt_{off} ——两个并联 GTO 的开通时间差与关断时间差;

ΔV_T ——通态电压差;

t_{con} ——GTO 的导通时间。

由此关系式可知, 只要设法尽量减小开关时间差 Δt_{on} 与 Δt_{off} , 就可以避免产生 GTO 并联工作时所产生的通态电流前、后沿的尖峰电流。除了严格挑选并联工作的 GTO 通态电压 V_T 相等外, 也应当和串联工作时的要求一样, 精心设计门极控制电路, 采用强触发脉冲驱动, 力争做到并联的 GTO 同时开通和同时关断。即使在多个 GTO 同时串并联工作的情况下, 也是如此。

应当指出的是, 现代 GTO 制造工艺采用先进的集成技术, 而半导体材料加工技术也有了很大提高, 同一批生产的器件特性差异已很小。实际上, 正如前面所叙述的, 一个 GTO 内部就是由几百个小 GTO 单元并联工作的, 从某种意义上说, 这就给多个 GTO 之间的并联工作创造了先天性的有利条件。

2.3.6 GTO 的应用举例

由于 GTO 的上述优良性能, 使其可方便地用于电压型或电流型逆变器系统中制作交流调速、变频电源、DC-DC 电源及 PWM 整流装置。图 2-80 示出了 GTO 用于三相可逆变频调速系统中的原理电路示图。该系统中被调速的交流电动机可以四象限运行, 且输出电流接近正弦, 提高了系统的效率。

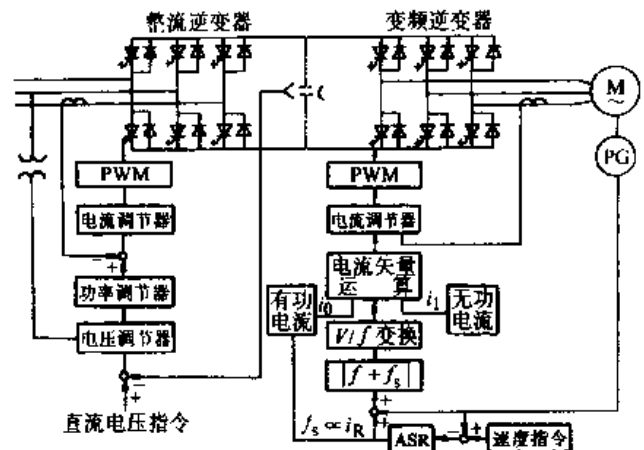


图 2-80 可逆电压型 GTO 逆变器示图

ASR——自动速度调节器 PG——测速发电机

M——异步电动机 f_s ——转差频率

2.4 电力晶体管

(GTR)^[2-3, 2-5, 2-9, 2-18]

电力晶体管 (Giant Transistor—GTR) 又称巨型晶体管、功率晶体管, 是一种双极型大功率晶体管。其主要特点是: 有自关断能力、开关时间短及安全工作区宽。它不仅能在中、高频领域工作, 而且能使变流装置结构大为简化和提高可靠性, 现已在交流调速、各类电源装置中获得了广泛的应用。一般将集电极最大功率 $P_{CM} > 1W$ 的晶体管称为电力晶体管。

2.4.1 GTR 的基本结构和工作原理

GTR 为三端三层器件, 其基本结构如图 2-81 所

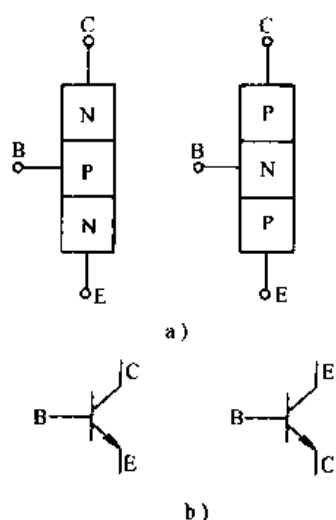


图 2-81 GTR 的基本结构与符号

a) NPN 与 PNP 型 b) 电路图形符号

示。图 2-81a 为基本结构，图 2-81b 为电路图形符号。

GTR 分为 NPN 和 PNP 型两种，大功率 GTR 多为 NPN 型。它们均是用基极电流 I_B 控制集电极电流 I_C 的电流控制型器件。在电力电子设备中，GTR 主要作为功率开关使用，常用开通、导通及截止来表示其不同的工作状态。导通和截止是表示 GTR 导通和断开的两种稳态工作情况，开通和关断则表示 GTR 由断到通、由通到断的动态过程。使用中希望 GTR 的工作接近理想开关状态，即导通时压降要趋于零，截止时电流要趋于零，而且要求两种状态之间的转换要尽可能地快。然而，随着 GTR 电流、电压容量的增加，基区电导调制效应和扩展效应将使器件的电流增益下降；发射极电流集边效应则使电流分布不均，出现电流局部集中，导致器件热损坏。为此，GTR 均采用三重扩散台面型结构制成单管形式，该结构的优点是结面积较大，电流分布均匀，易于提高耐压及散热；缺点是电流增益低。

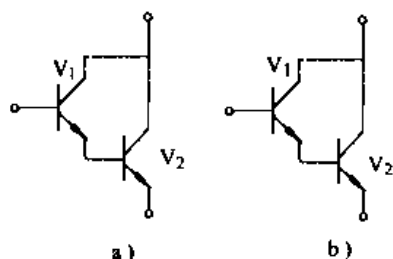


图 2-82 两级达林顿晶体管原理图

为了扩大输出容量和提高电流增益，可采用达林顿结构，它由两个或多个晶体管复合而成（见图 2-82），以达到用最少的器件获得最高增益的效果。图 2-82a 表示两个 NPN 晶体管的达林顿结构，图 2-82b 表示 PNP-NPN 达林顿结构，其中 V_1 为驱动管、 V_2 为输出管，GTR 的类型取决于驱动管。它们的共同特点是：电流增益高、输出管不会饱和及关断时间长。目前，常用

的 GTR 外形有四种，即铁壳封装、模块封装、塑壳封装和集成电路封装。图 2-83 给出了这些封装的外形。

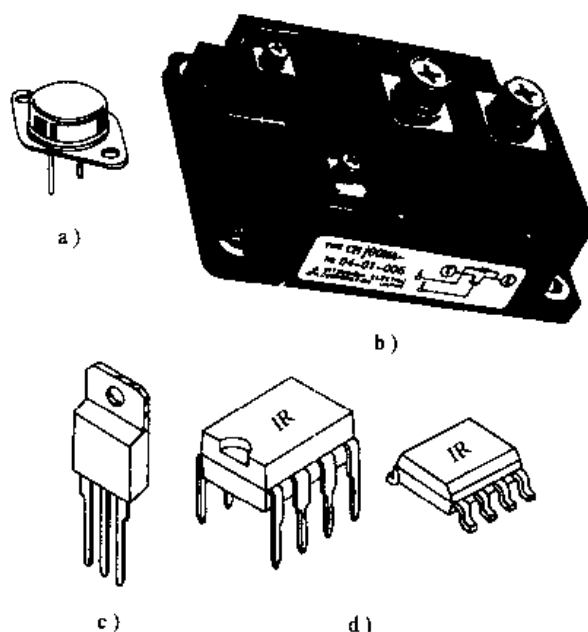


图 2-83 GTR 的封装外形

a) 铁壳封装 b) 模块封装
c) 塑壳封装 d) 集成电路封装

2.4.2 GTR 的基本特性

表征 GTR 的特性曲线较多，常用的有输出特性、电流增益（或称放大倍数）、二次击穿和安全工作区、开关特性及温度特性等。

1. 输出特性 $I_C = f(V_{CE})$

GTR 的输出特性即集电极伏安特性，如图 2-84 所示。GTR 的工作状态分为四个区域：Ⅰ区为截止区，对应着关断状态，此时集电结与发射结均处于反向偏置状态。Ⅱ区为线性工作区，此时集电结仍处于反向偏置，而发射结为正向偏置，集电极电流与基极电流之间呈线性关系。Ⅲ区为临界饱和区，随着基极电流的增加，开始出现基区宽度调制效应，电流增益开始下降，出现非线性关系，即进入临界饱和区。Ⅳ区为深饱和区，在此区域，电流增益与导通电压均达到最小值，这时的基-射极间电压和集-射极间电压分别用 V_{BEs} 和 V_{CEs} 来表示，并称其为饱和压降，它们在功率晶体管作开关应用时是很重要的参数，直接影响管子功耗的大小。达林顿结构的 GTR，由于其驱动管 V_1 的输出并联在输出管 V_2 的集电结上，使它不可能出现正向偏置的情况，因而达林顿结构的 GTR 不可能进入深饱和区。

2. 电流增益特性 $\beta = I_C / I_B$

电流增益 β ($\beta = I_C / I_B$) 因集电极电流 I_C 、管压降 V_{CE} 及管壳温度 T_c 的不同而异，图 2-85 给出了四条典型的电流增益曲线 β_1 、 β_2 、 β_3 和 β_4 ，它们分别表示在

$V_{CE}=2V$ 、 $T_c=25^\circ C$ ， $V_{CE}=400V$ 、 $T_c=25^\circ C$ ， $V_{CE}=2V$ 、 $T_c=125^\circ C$ ， $V_{CE}=-2V$ 、 $T_c=25^\circ C$ 条件下的 $\beta-I_C$ 函数关系。比较这些曲线可以看出， β 值随 V_{CE} 的增加而增加，这是由于 V_{CE} 增加使集电结变厚而渗入基区，削弱了基区宽度扩散效应，提高了传输能力。在中间电流范围内， β 随 T_c 增高而增大，但大电流条件下， β 却随 T_c 增高而减小。在曲线的两端 β 值都减小，左端是因为电流太小，少数载流子复合影响明显所致，右端则因发射极的堵塞和基区宽度扩散效应所致。曲线 β_4 表示反接应用情况，此时的发射区浓度极低，故反向电流增益极小。

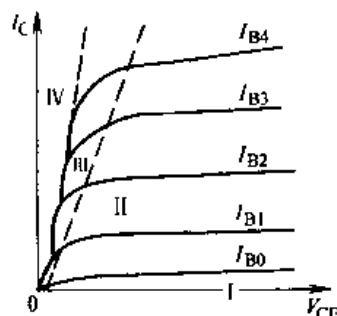


图 2-84 GTR 的输出特性曲线

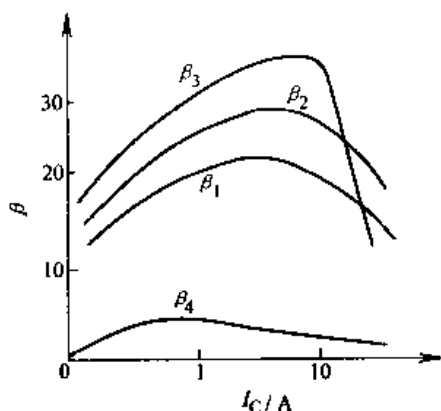


图 2-85 GTR 的电流增益曲线

达林顿结构的 GTR 电流增益大，如用 β_1 、 β_2 表示驱动管 V_1 和输出管 V_2 的电流增益，则图 2-82a 所示 GTR 的电流增益 β 可表示为

$$\beta = \beta_1 (\beta_2 + 1) + \beta_2$$

图 2-82b 所示 GTR 的电流增益 β 可表示为

$$\beta = \beta_1 (\beta_2 + 1)$$

当有稳定电阻时， β 稍有降低。

3. 二次击穿与安全工作区

工程应用中，损坏的 GTR 多数是由于二次击穿造成的。所谓二次击穿，是指 GTR 发生一次击穿后电流不断增加，在这一点产生向低阻抗区高速移动的现象。一次击穿电压即 BV_{CEO} ，发生一次击穿时反向电流急剧增加，如有外接电阻限制电流的增长，一般不会引起 GTR 特性变差，如不加限制，就会导致破坏性的二次击

穿。二次击穿的持续时间极短，一般为纳秒至微秒的数量级，即使如此短暂的时间内，也会使 GTR 内部出现明显的电流集中和过热点，造成 GTR 永久性损坏，轻则耐压降低，重则集电结和发射结熔断引起短路故障。既然二次击穿引起的是热损坏，热点的形成需要能量的积累，因此凡是对 GTR 电压、电流、导通时间有关系的因素，如负载性质、脉冲宽度、电路参数、材料、工艺以及基极驱动电路的形式等都会影响二次击穿。图 2-86 表示 GTR 在不同条件下的二次击穿特性，图中 F、O、R 三条曲线分别对应发射结正偏 ($I_B > 0$)、开路 ($I_B = 0$) 和反偏 ($I_B < 0$) 三种条件。GTR 在各种工作状态下都可能发生二次击穿现象。在正偏条件下工作时，由于发射极电流集边效应不易形成热点，二次击穿电压耐量较大，相应的二次击穿触发功率 P_{SB} 也较大。在反向偏置条件下工作时，由于电场集中，使流向发射极的电流通道缩小，电流集中，易产生局部过热点而造成二次击穿，因而相应的二次击穿触发功率 P_{SB} 也小。

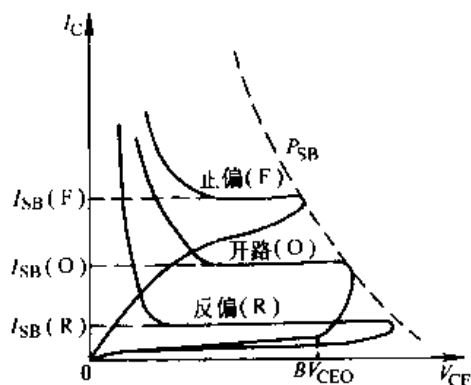


图 2-86 GTR 的二次击穿特性

可见，GTR 在运行中受到许多条件的制约。为了保证 GTR 安全可靠的工作，建立了安全工作区的概念。安全工作区简称 SOA，是指 GTR 能够安全运行的范围，又分为正向偏置安全工作区 (FBSOA) 和反向偏置安全工作区 (RBSOA)。正向偏置安全工作区如图 2-87 所示，是由直角坐标中 ABCDE 折线所包围的面积，AB 段表示最大集电极电流 I_{CM} 的限制，BC 段表示最大允许功耗 P_{CM} 的限制，CD 段表示正偏下二次击穿触发功率 P_{SB} 的限制，DE 段则为最大耐压 BV_{CEO} 的限制。图中实线折线是在直流条件下的安全工作区，称为直流安全工作区，它对应于最恶劣的条件，是 GTR 可以安全运行的最小范围，虚线图形对应于不同导通宽度的脉冲工作方式，随着导通时间的缩短，二次击穿耐量和允许的最大功耗均随之增大，安全工作区向外扩大，当脉冲宽度 $< 10\mu s$ 时就已经不必考虑二次击穿的问题，如脉冲宽度减小至 $1\mu s$ 或更小时，则根本不存在允许功耗与二次击穿的限制，相应的安全工作区变为由 I_{CM} 和 BV_{CEO} 所决定的矩形。

反向偏置安全工作区如图 2-88 所示, 它表示 GTR 在反偏下关断的瞬态过程。基极关断反向电流越大, 其安全工作区越窄。

正向安全工作区用于管子的开通, 从基极电流为零到基极电流等于 I_{B1} , 它显示了 GTR 在正向偏置下的 I_C 与 V_{CE} 承受能力, 因此承受时间是一个关键因素。反向安全工作区用于管子的关断。

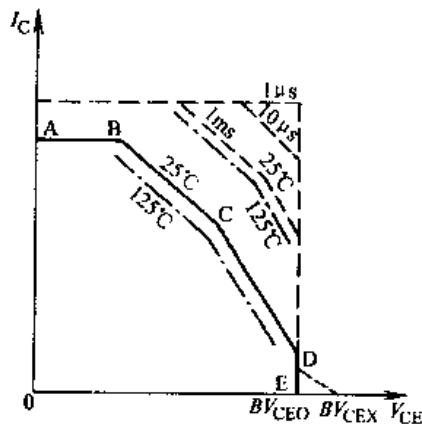


图 2-87 GTR 的正向偏置安全工作区

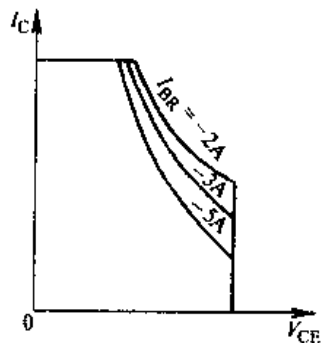


图 2-88 GTR 的反向偏置安全工作区

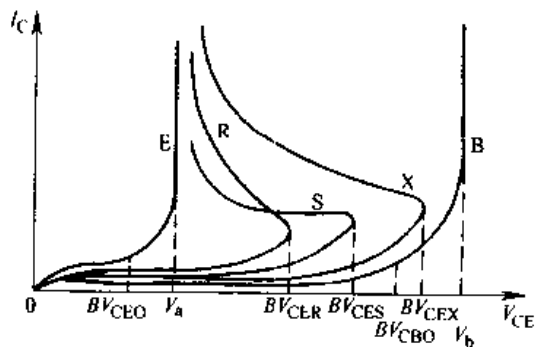
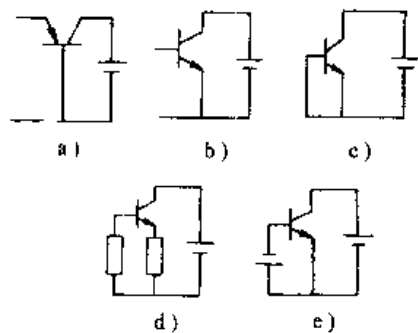
4. 电压极限值与基极条件的关系

GTR 的击穿电压不仅随管子的型号而异, 而且与基极条件有极大的关系。图 2-89 表示出五种不同的基极条件, 图 2-89a 为发射结开路时, 集电结承受电压的情况; 图 2-89b 为发射结开路时, 集-射极间加电压的情况; 图 2-89c 为发射结短路条件下, 集-射极间加电压的情况; 图 2-89d 为发射结间有外接电阻的情况; 图 2-89e 则为发射结接有反向偏压的情况; 图 2-89f 所示的 B、E、S、R、X 五条曲线表示上述五种接线方式下各自的伏安特性, 相应的击穿电压用 BV_{CBO} 、 BV_{CEO} 、 BV_{CES} 、 BV_{CER} 和 BV_{CEX} 表示, 图中的 V_A 和 V_b 则表示 $I_B = 0$ 和 $I_E = 0$ 情况下对应电流失控时的电压值, 一般情况下

$$V_b > BV_{CEX} > BV_{CES} > BV_{CER} > V_A \quad (2-48)$$

当集电极开路时, 发射结上的最大反向击穿电压用 BV_{EBO} 表示, 其值由于发射区浓度很高而很小, 只有几伏, 典型值为 8V。

为了防止 GTR 在使用中因电压超过极限值而损



f)

图 2-89 电压极限值与基极条件的关系

坏, 除适当选用其型号外, 还需要采取若干过电压保护措施, 以确保工作安全。

5. 开关特性

GTR 作为高频开关使用几乎经常处于瞬态过程之中, 为了降低动态损耗, 希望器件具有理想的开关特性。实际上, 由于结电容和过剩载流子的存在, 集电极电流的变化总是滞后于基极电流, 而且波形边缘倾斜。图 2-90 示出 GTR 基极、集电极电流波形及开关时间, 图中开通时间 t_{on} 对应着 GTR 由截止到饱和的开通过程, 关断时间 t_{off} 对应着 GTR 由饱和到截止的关断过程。在开通与关断状态的转换过程中, GTR 的工作点应尽量避免或尽快通过其伏安特性的线性工作区, 以减小功耗。开通时间 t_{on} 包括开通延迟时间 t_d 和上升时间 t_r , 前者相应于发射结电容的充电过程, 后者相应于载流子的传输时间。为了减小开通时间, 可以选择结电容小的 GTR 或提高基极正向驱动电流的幅值和陡度, 以提高发射结的充电速度。一般开通时间均为纳秒的数量级, 比关断时间小得多, 故在产品手册中一般不给出该参数。关断时间 t_{off} 包括存储时间 t_s 和下降时间 t_f , 存储时间 t_s 是指 GTR 由饱和到截止的过程中将过剩电荷运走, 使其开始进入线性工作区的一段时间间隔; 下降时间 t_f 则指自此以后直至电流最后消失所需的时间, 它们的数值都在微秒数量级 (t_s 大约为 3~8μs, t_f 大约为 1μs)。为了缩短关断时间, 可采取以下措施: 选择电流增益小的 GTR, 防止深饱和, 增加反向偏置电流。

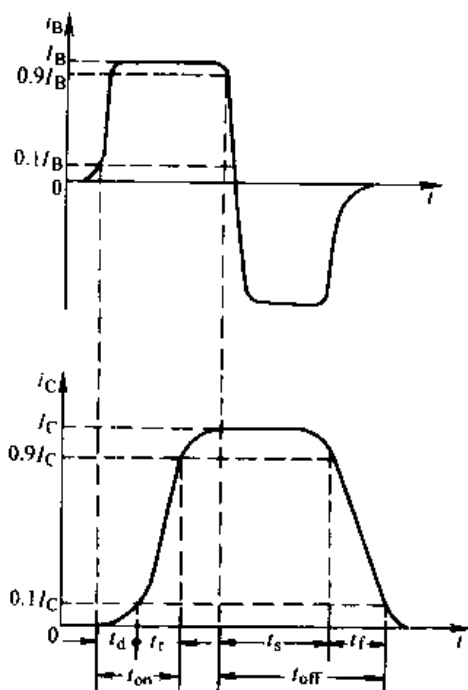


图 2-90 GTR 的基极、集电极电流波形及开关时间

dv/dt 和 di/dt 将会影响 GTR 开关过程中的工作, 因为实际电路中必然存在电感和电容, 过大的 dv/dt 和 di/dt 将增大 GTR 的瞬时电流和电压, 可能导致运行点超过安全工作区, 使 GTR 遭到损坏。

6. 温度特性与散热

半导体器件的共同特点是其特性参数受温度影响大。例如, 由于温度升高将使 V_{CES} 降低, I_C 也将增大, 输出功率下降, 最大允许功耗和二次击穿触发功率均要下降, 结果使安全工作区面积缩小, 如图 2-87 中点划线所示。正确使用 GTR 必须采取有效散热措施, 选择适当的散热器, 根据容量等级, 采用自然冷却、风冷或沸腾冷却方式, 确保 GTR 不超过规定的结温最大值。

热损坏由结温过高所致, 结温升高由发热引起, 发热量则由功耗转变而来。因此, 如能从根本上减小 GTR 的功耗就可确保其安全可靠的工作。在高频开关条件下工作的 GTR, 其功耗由静态导通功耗和动态开关损耗两部分组成, 工作频率越高, 开关损耗影响越大。设法改变 GTR 工作点在开关过程中的轨迹, 则可大大减小甚至消除动态开关损耗。例如, 采用缓冲电路即可实现这一目的, 在具有感性负载的电路中, GTR 的开关轨迹如图 2-91 曲线 A、B 所示; 如采用复合缓冲电路后, GTR 的开关轨迹如图中曲线 C、D 所示, 显然大大降低了 GTR 的功耗。如采用新型的软性开关电路——零电压零电流谐振开关电路, GTR 的开关轨迹则如图中曲线 E 所示, 几乎不产生开关损耗。

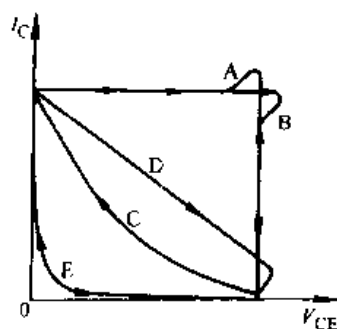


图 2-91 GTR 在感性负载电路中的开关轨迹

2.4.3 GTR 的主要技术参数

1. 电压参数

GTR 有两个结, 即发射结和集电结, 它们所能承受的最大反向电压是 GTR 的一个重要参数。随着测试条件的不同, 该电压参数分为下面几种:

(1) 集电极开路时射-基极间的反向击穿电压 V_{EBO} 超过这个极限值, 发射结将被击穿。一般合金结晶体管的 V_{EBO} 较高, 典型值为几十伏。平面管的 V_{EBO} 较低, 典型值为几伏。

(2) 发射极开路时集-基极间的反向击穿电压 V_{CBO} 由于这个反向击穿电压是由集电结雪崩击穿电压决定的, 所以有较高的值。

(3) 集-射极间的击穿电压 有以下几种情况:

V_{CEO} ——基极开路时, 集-射极间的反向击穿电压;

V_{CES} ——基-射极间短路时, 集-射极间的反向击穿电压;

V_{CER} ——基-射极间接一电阻 (R_B) 时, 集-射极间的反向击穿电压;

V_{CEX} ——基-射极间接一电阻 (R_B) 并串联反偏电压 V_{BB} 时, 集-射极间的反向击穿电压。

它们之间的大小关系为: $BV_{CBO} > BV_{CES} > BV_{CEX} > BV_{CER} > BV_{CEO}$ (见图 2-89)。

(4) 最大工作电压 V_{CEM} : 对于电阻负载, V_{CEM} 可取为 V_{CEO} 。对于电感负载就取为维持电压 (Sustaining Voltage) $V_{CE(sus)}$ 。所谓维持电压, 是指晶体管在电感负载下开关时, 在规定的电流值内不发生异常现象所能承受的最大电压。维持电压又分为两种:

1) $V_{CE0(sus)}$ 为表示关断晶体管时基极没有反向偏压时的维持电压;

2) $V_{CEX(sus)}$ 为关断晶体管时基极有反向偏压时的维持电压。应该指出, 由于在电感负载下的开关晶体管, 其管压降与集电极电流在 $V-I$ 平面上的轨迹与电阻负载时不同, 所以 $V_{CE0(sus)}$ 、 $V_{CEX(sus)}$ 要比 V_{CEO} 和 V_{CEX} 低。

目前,国际上习惯将达到产品水平的功率晶体管按 $V_{CE(sat)}$ 区分为三个范围:低电压系列产品: $V_{CE(sat)} < 120V$; 高电压系列产品: $120V < V_{CE(sat)} < 500V$; 超高压系列产品: $500V < V_{CE(sat)} < 1500V$ 。

2. 电流参数

集电极最大工作电流 I_{CM} : 晶体管的理论和实践均指出,在大电流情况下,随着集电极电流 I_C 的增加,电流放大倍数、截止频率及特征频率都要下降,开关时间也会增加,因此规定集电极最大工作电流 I_{CM} 为一个极限参数。一般作为开关应用的 GTR, 实际运行的工作电流 I_C 应为 I_{CM} 的 $1/3 \sim 1/5$, 具体值取决于脉冲持续时间和占空比。

集电极反向截止电流 I_{CBO} : 它是 GTR 在承受 V_{CBO} 且基极开路时的集电极反向漏电流。

射极反向截止电流 I_{EBO} : 它是基-射极反偏时的射极反向截止电流。

3. 功耗参数

(1) 集电极最大耗散功率 P_{CM} P_{CM} 是 GTR 在热学方面的限制参数。晶体管工作过程中,由于管子的集电结和发射结都有电压和电流,所以它们都要消耗一定的功率。一般来讲,集电结消耗的功率比发射结的大得多,因此晶体管总的消耗功率就可以认为是集电结消耗的功率。这个功率要产生热量,使集电结的结温升高,结温升高又会使集电极电流增大,使结温进一步升高,如散热不好就会形成恶性循环,发生热击穿。因此,根据不发生热击穿的要求规定了最高集电极结温。而对结构一定的晶体管都规定了一个与可能产生最高结温相对应的最大耗散功率。

作为开关使用的晶体管的功率损耗主要来自三个方面:导通损耗、截止损耗和开关损耗。一般来讲,截止损耗与其他两项损耗相比要小得多,可以忽略。

(2) 导通损耗 P_{ON} P_{ON} 是管子处于导通状态时的损耗。它主要取决于导通时的集电极电流和晶体管的饱和压降。

(3) 开关损耗 P_{SW} P_{SW} 是开关过程中管子的损耗。由于晶体管不能瞬时开通与关断,使开关过程中管子上同时存在电压和电流,因而产生开关损耗。

(4) 二次击穿功耗 P_{SB} P_{SB} 曲线由实验决定。对于正偏二次击穿功耗,其电压、电流关系为 $I_{SB} \propto V^{-n}$ 。式中, I_{SB} 和 V 分别为(正偏)二次击穿临界点的电流和电压; n 一般在 $1.5 \sim 4$ 之间,所以该曲线在对数坐标上变成斜率为“ $-n$ ”的直线。

4. 时间参数

(1) 开通时间 t_{on} 从加开通信号时刻起到管子开

始进入饱和所需要的时间称为开通时间。这个时间定义为从加开通信号时刻起到集电极电流上升到其最大值的 90% 止所需要的时间,用 t_{on} 表示。

开通时间 t_{on} 由开通延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 两部分组成,如图 2-92 所示。

1) 开通延迟时间 t_d : 定义为从加开通信号起到集电极电流 i_C 上升到其饱和值的 $1/10$ (即 $0.1I_{CS}$) 为止所需的时间。其实质是反映 GTR 从截止状态到开始进入放大状态的时间。

2) 上升时间 t_r : 定义为集电极电流从 $0.1I_{CS}$ 上升到 $0.9I_{CS}$ 时所需要的时间。其实质是 GTR 从开始进入放大区到开始进入饱和区所需要的时间。

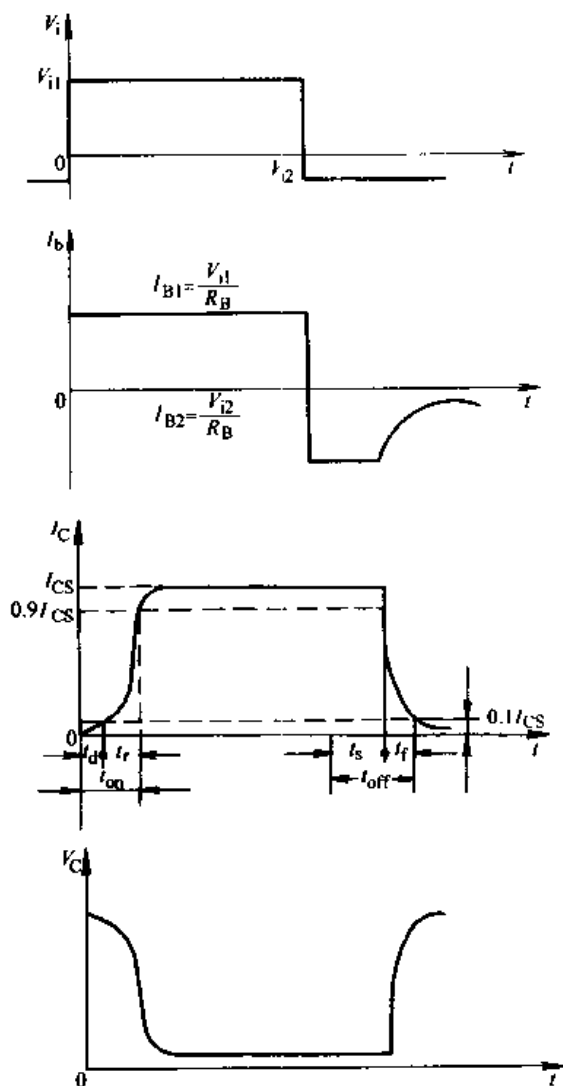


图 2-92 GTR 开关特性

(2) 关断时间 t_{off} t_{off} 定义为 GTR 基极电流从正变负开始到集电极电流下降到原值的 10% 这一段时间间隔 (参见图 2-90), 它由存储时间 t_s 和下降时间 t_f 两部分组成。

1) 存储时间 t_s : 定义为关断信号加入起到集电极电流下降到 $0.9I_{CS}$ 为止所需要的时间。其实质是晶体

管从过驱动饱和状态到临界饱和状态所需要的时间。

2) 下降时间 t_f : 定义为集电极电流从 $0.9I_{CS}$ 下降到 $0.1I_{CS}$ 所需要的时间。其实质是晶体管由临界饱和状态经过放大状态进入截止状态所需要的时间。

GTR 的开关时间与管子本身的工艺结构和驱动电路有关。目前, 功率晶体管的开关时间一般是: 导通

时间为 $50\sim 500\text{ns}$; 关断时间为 $500\sim 2000\text{ns}$ 。在 GTR 一定的情况下, 驱动电流的大小和是否有反向驱动电流, 对 GTR 的开关时间有很大的影响。

5. 实际 GTR 参数举例

表 2-13 给出了美国 MOTOROLA 公司生产的 BUV22 的详细性能参数。

表 2-13 BUV22 GTR 的详细性能参数

参数名称	符 号	单位	测 试 条 件	参 数 值		
				最大值	最小值	额定值
集-射极直流电压	$V_{CE(ON)}$	V	$I_C=200\text{mA}, I_B=0, L=25\text{mH}$		250	250
集-基极直流电压	V_{CBO}	V				300
射-基极直流电压	V_{EBO}	V	$I_E=50\text{mA}$		7	7
集-射极直流电压	V_{CEX}	V	$V_{BE}=-1.5\text{V}$			300
集-射极直流电压	V_{CER}	V	$R_{BE}=100\Omega$			290
集-射极直流饱和电压	$V_{CE(sat)}$	V	$I_C=10\text{A}, I_B=1\text{A}$	1.0		
			$I_C=20\text{A}, I_B=2.5\text{A}$	1.5		
基-射极直流饱和电压	$V_{BE(sat)}$	V	$I_C=40\text{A}, I_B=4\text{A}$	1.5		
反偏时的集电极直流漏电流	I_{CEX}	mA	$V_{CE}=300\text{V}, V_{BE}=-1.5\text{V}$	3.0		
			$V_{CE}=300\text{V}, V_{BF}=-1.5\text{V}, T_C=125^\circ\text{C}$	12.0		
基-射极直流漏电流	I_{CEO}	mA	$V_{CE}=200\text{V}$	3.0		
射极漏直流电流	I_{EBO}	mA	$V_{EB}=5\text{V}$	1.0		
基极正偏时, 集电极二次击穿直流电流	I_{SB}	A	$V_{CE}=20\text{V}, t=1\text{s}$		12	
			$V_{CE}=140\text{V}, t=1\text{s}$		0.15	
集电极直流持续电流	I_C	A	$t_w\leq 10\text{ms}$			40
集电极直流峰值电流	I_{CM}	A				50
基极直流持续电流	I_B	A				8
直流电流增益	h_{FE}		$I_C=25\text{A}, I_B=2.5\text{A}$	60	20	
			$I_C=50\text{A}, I_B=5\text{A}$		10	
电流增益带宽乘积	f_T	MHz			8.0	
开通时间	t_{on}	μs	$I_C=20\text{A}, I_{B1}=I_{B2}=2.5\text{A}$ $V_{CC}=100\text{V}, R_C=5\Omega$	0.8		
存储时间	t_s			0.20		
下降时间	t_f			0.35		
总损耗	P_D	W	$T_C=25^\circ\text{C}$			250
工作和贮存温度范围	T_j, T_{stg}	$^\circ\text{C}$				$-65\sim +200$
热阻(结-壳)	θ_{jc}	K/W		0.7		

2.4.4 GTR 使用的共性问题

1. GTR 的保护问题

(1) 过电流、短路保护 由于 GTR 存在二次击穿等问题, 所以诸如快速熔断器之类的过电流保护方法

对 GTR 类电力电子设备来说是无用的, 其原因在于 GTR 的二次击穿比快速熔断形成得更快, 往往是 GTR 已被二次击穿后, 快速熔断器才被熔断, 所以 GTR 的过电流保护要立足于本身, 要依赖于驱动和保护电路的精心设计。

GTR 的过电流保护分为就地式和集中式保护两种。所谓就地式保护,就是在变流装置中随时监视 GTR 的工作状态,一旦发生过电流故障,及时封锁该 GTR 的驱动信号。集中式保护是检测出过电流信号后,分断主电路或封锁所有晶体管的脉冲。

过电流保护的的特殊性表现在:GTR 的热容量极小,过电流能力很低。一般来说,在不足 1mm 厚的硅片上,在使用过程中产生的热量高达数百瓦,瞬时功耗可达数千瓦,特别是在出现短路故障时,GTR 承受全部电源电压,短路电流的稳态值由 GTR 限定。由于 V_{CE} 增大,电流增益 β 也增大,集电极电流很快上升,功率损耗可高于正常值的千倍。例如: $I_C=50\text{A}$ 、 $V_{CE}=300\text{V}$,峰值功耗达 15kW,因而 GTR 会在 0.1ms 左右的极短时间内烧毁,这给保护措施增加了难度,要求故障检测、信号传送及保护动作能在瞬间完成,要在微秒级的时间内将电流限制在过载能力的限度以内。

(2) 常用的就地式过电流短路保护

1) 状态识别保护法:当 GTR 处于过载或短路故障状态时,随着集电极电流的急剧增加,其基极电压 V_{BE} 和集电极电压 V_C 均发生相应变化,达林顿 GTR 的 V_{BE} 在基极电流和结温一定时,随 I_C 成正比变化,可以利用这一特性对 GTR 进行过载和短路过电流保护,监测基极电压 V_{BE} 与预定的基准值进行比较后,即可发出命令切除 GTR 驱动信号。与此相仿,检测 V_{CE} 也可达到过电流保护的目的,但是 V_{CE} 的变化比 V_{BE} 缓慢,而且 V_{CE} 受温度影响严重。

监测 V_{BE} 比监测 V_{CE} 更有利,因为 GTR 在短路情况下开通时,监测 V_{BE} 确认故障的时间快,能在退饱和和保护电路封锁的几微秒内起保护作用。监测 V_{BE} 也有一定的缺点,即在较轻的过载情况下其灵敏度低。恰好监测 V_{CE} 的方法适宜于过载电流的保护,而不适于短路电流的保护。将两种监测结合起来可产生良好的过电流保护效果。基极电压 V_{BE} 的监测电路如图 2-93 所示。图 2-93a 为 GTR 的 $V_{BE}-I_C$ 特性曲线,管型为 MJ10025,测试条件为 $I_B=0.25\text{A}$ 、 $T_J=25\text{C}$;图 2-93b 为 V_{BE} 识别电路实例,GTR 的基极电压 V_{BE} 与基准电压 V_R 通过比较器进行比较,正常工作条件下, $V_{BE}<V_R$,比较器输出低电平保证驱动管 V 导通,一旦 V_{BE} 高于 V_R ,比较器输出高电平,使驱动管 V 截止,切除 GTR 的驱动信号,关断已经过电流的 GTR。

集电极电压 V_{CE} 的监测电路如图 2-94 所示。图 2-94a 为 GTR 的 $V_{CE}-I_C$ 特性曲线,管型为 MJ10044,测试条件为 $I_C=20I_B$ 。由图可知,GTR 工作在饱和区和准饱和区时, V_{CE} 一般在 0.8~2V 之间,当负载过电流

或由于基极驱动电流不足,均会引起 GTR 退出饱和区而进入线性区,导致 V_{CE} 迅速增大,功耗猛增以至于使管子损坏。这种防退饱和保护电路如图 2-94b 所示,和图 2-93b 电路的工作相似,只是被监测的电压不是 V_{BE} 而是 V_{CE} 。这种电路在 GTR 导通前处于截止状态, $V_{CE}>V_R$,保护环节封锁开通电路,为了保证 GTR 的正常工作需加开通启动电路,通过电容 C 提供驱动管的初始基极电流,使 GTR 强制开通,此后 $V_{CE}<V_R$,驱动电路提供持续的基极电流,使 GTR 保持导通状态。这种方法的缺点是存在“保护盲区”,由于 GTR 开通时要先封锁保护电路,只有在 GTR 开通之后保护电路才能投入,因此如在开通过程最初的若干微秒内发生短路,该电路无法实现保护。

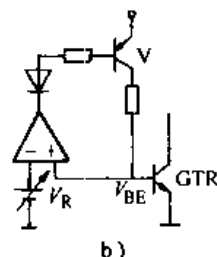
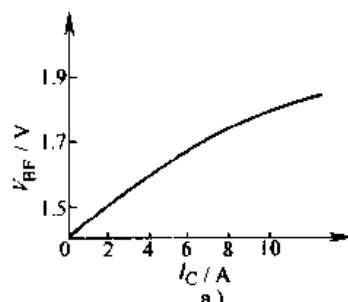


图 2-93 采用监测 V_{BE} 的保护方法

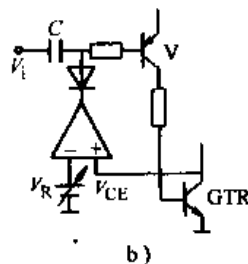
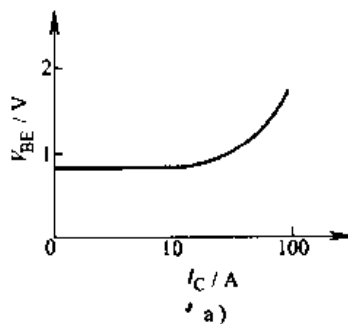


图 2-94 采用监测 V_{CE} 的保护方法

2) 桥臂互锁保护法:逆变器在运行中,由于 GTR 关断时间过长、驱动信号失误重叠或某一 GTR 损坏,

均可能导致桥臂短路故障,造成器件损坏。这就要求同一桥臂中的两个GTR互锁,即只有确认某个GTR关断后,另一个才能开通。这种互锁保护电路是经过与门逻辑判断来实现的,其原理如图2-95所示。图中,上桥臂GTR_A的基极驱动电路受下臂零电流互锁信号控制,而下桥臂GTR_B的基极驱动电路又受上桥臂的零电流互锁信号控制,这样就能保证在任何时刻只有一个GTR导通,防止两管同时导通而造成直接短路。

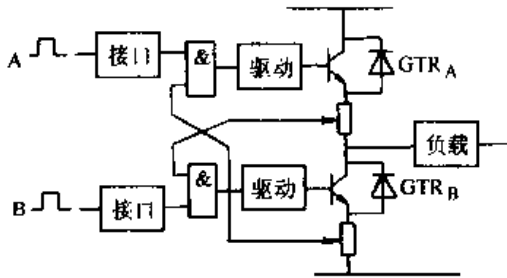


图 2-95 桥臂互锁保护法示图

但是在GTR中的集电极电流和电压,在某些负载条件下会产生相位移,GTR虽然处于导通状态,却有可能无集电极电流通,因此有时检测集电极或发射极电流并不能正确判断GTR是否关断。GTR阻断状态的判断可用检测其基-射极电压 V_{BE} 的方法来实现。图2-96a示出达林顿GTR在阻断过程中 V_{CE} 、 I_C 及 V_{BE} 的变化过程,可见检测 V_{BE} 的大小,可以判断GTR是否关断。识别 V_{BE} 的具体电路如图2-96b所示。例如:对于型号为ESM6045D的管子,当基极负电压达到-4V时,GTR即可靠阻断,这时恒流源电路中的发光二极管流过稳定的电流,可用发光二极管的光信

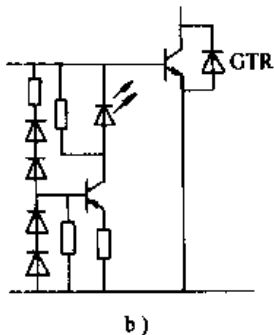
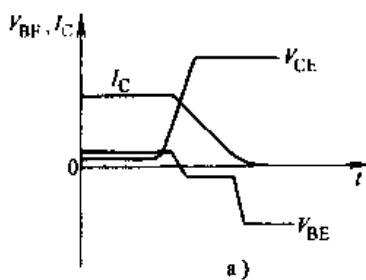


图 2-96 应用 V_{BE} 来检测GTR是否可靠关断的示意图

号来代表GTR已经阻断的信号。采用桥臂互锁保护法不但能提高可靠性,而且可改变系统的动态调整性能,提高系统的工作速度。

(3) 常用集中式过电流或短路保护电流信号的获得 集中式过电流或短路保护要求快速检出过电流信号,常用的有在直流回路串联电阻和串接霍尔电流传感器的方法,使检测出的过电流信号与设定的阈值进行比较,当超过设定的阈值时,封锁变流器中所有GTR的基极驱动信号。

图2-97示出了电阻采样的方法,此种方法的优点是成本低廉,缺点是控制回路与主电路(强电与弱电)共地电位,且因要求阻值很小的功率电阻,使取样电阻比较难于制作。再加之电阻很难做成纯阻性的,分布电感的存在,使过电流或短路的电流信号检出速度受到影响,所以这种方法因检测信号获得的速度较慢,故保护性能相对较差。

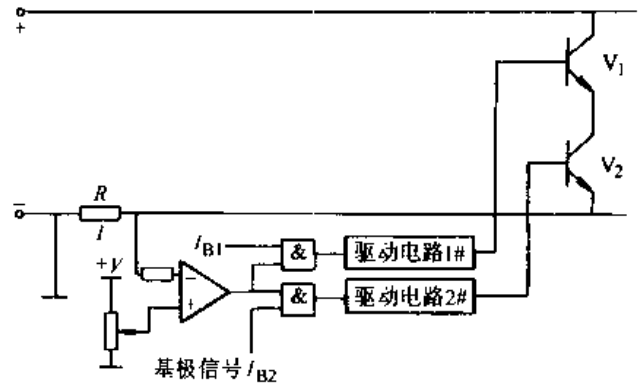


图 2-97 应用电阻检测进行过电流或短路保护的方法

为了弥补电阻法取样的缺点,图2-98和图2-99分别示出了应用霍尔电流传感器检测过电流或短路信号的集中式保护方法原理示意图。这种方法的优点是主电路与控制电路完全隔离,霍尔电流传感器检测的电流上升率可达 $100\text{A}/\mu\text{s}$,且不存在漂移。这是目前应用较多也是比较理想的一种集中式过电流和短路保护方法。该集中式保护电路的工作原理可简述为:来自霍尔电流传感器BHL输出的电流取样信号,在正常运行时低于电位器 RP_1 设定的过电流阈值,比较器 A_0 输出高电平,积分器 A_1 输出为-0.7V,比较器不翻转,晶体管V不导通,过电流指示灯VL不亮,分断主电路的继电器 K_1 不动作,控制脉冲不被封锁;同样的分析可知,当主电路承受脉冲过电流,且该脉冲过电流时间小于 RP_2 、 R 、 C 决定的积分时间时,则该电路亦不能输出过电流信号。另一方面,当主电路中承受连续过电流时,则 A_0 输出低电平,积分器 A_1 正向积分,从-0.7V积分到高于稳压管VS的稳压值的时间便为保护电路延时动作的时间,比较器 A_2 输出高电平

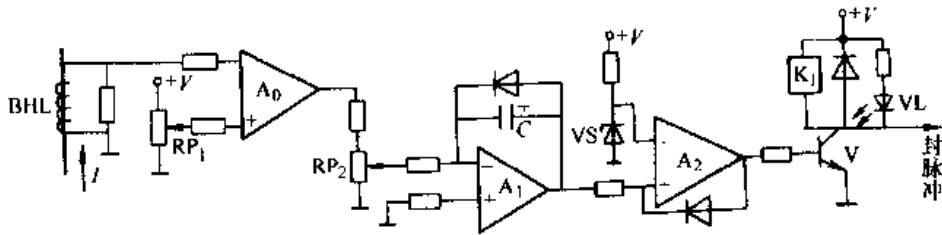


图 2-98 应用霍尔元件检测过电流信号的集中式过电流保护电路

并自锁，晶体管 V 导通，继电器 K_1 动作，分断主电路，过电流指示灯 VL 亮，控制脉冲被封锁。调节 RP_2 便可改变过电流保护的動作延时。

直通保护是为了防止晶体管桥式变流器中逆变桥同桥臂上、下主开关晶体管通断之间没有充足的延时，或因一管的失效不能关断而另一管再导通，引起主电路直流电源短路而设置的，短路保护是为了防止变流器输出相间短路而添加的，对该保护的要求是动作应尽可能的快。由于 LEM 公司的霍尔电流传感器的电流检测延时 $< 1\mu s$ ，而其实际电流上升率高于 $50A/\mu s$ ，所以图 2-99 所示的电路便可胜任这一工作。其工作原理为：无论是桥臂直通还是相间短路，瞬时增大的电流都要在直流侧表现出来，当发生上述故障之一时，BHL 输出的信号便高于比较器 A 反向端整定的门槛值，其翻转输出高电平并自锁，直通或短路指示灯 VL 亮，晶体管 V 导通，分断主电路的继电器 K_B 动作，控制脉冲被封锁。反之，如不发生直通或短路，则由分析可知，上述电路中 A 输出低电平，V 不导通， K_B 不动作，封锁脉冲信号无效。

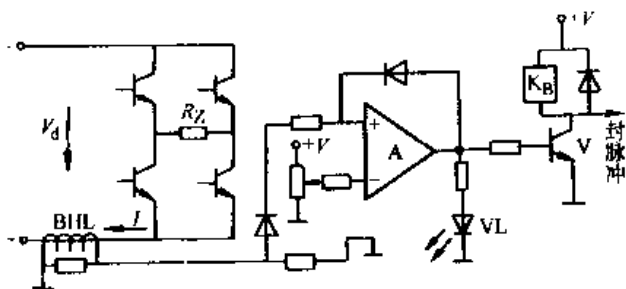


图 2-99 应用霍尔电流传感器的直通短路保护电路

(4) 接地保护 晶体管类电力电子设备输出对地发生短路的故障是经常发生的，这种故障常出现在中频磨床电动机及工频电动机变频调速或变频电源系统中，图 2-100 以磨床电动机变频系统为例，给出了接地过程中电流流向的分析图。以输出 U 相接地为例，如该接地故障发生在主电路合闸起动过程中，由于此时 $V_1 \sim V_7$ 基极脉冲还被封锁着，它们均不导通，电容 $C_1 \sim C_4$ 两端电压为零。如此时位于电网 A 相电压瞬时值最高的时刻，则电流的流向为电网 A 相 $\rightarrow VD_1 \rightarrow C_1 \rightarrow$

$C_2 \rightarrow$ 导线 X、Y $\rightarrow VD_2' \rightarrow$ 大地，如此接地故障发生在 A 相电压最负的时刻，则电流通路为大地 $\rightarrow VD_2' \rightarrow$ 导线 R、S $\rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow VD_1$ (或 R、S $\rightarrow L \rightarrow VD_2' \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow VD_1$) $\rightarrow$ 电网 A 相。如不采取保护，将造成 VD_2 和 VD_2' 损坏，如接地故障发生在运行过程中，则变流器原工作电流叠加有上述故障电流，导致变流器输出 U 相中有一较大电流流入大地，使 U 相晶体管 V_1 或 V_2 负载增大，危及 V_1 、 V_2 管及电路中其他器件的安全，所以应增加可靠的接地保护电路。从上述分析可知，启动过程中，发生绕组接地时，导线 S、R 流过反向电流，而导线 X、Y 中也流过反向电流。如运行过程中发生绕组接地，则导线 R、S 及 X、Y 中流过很大的正向电流，故可以在导线 X、Y 及 S、R 段各串一霍尔电流传感器，便可检测到接地电流信号，因而图 2-101 电路便可起到接地保护作用。它的工作过程可分析为：一旦发生接地故障，无论是在系统主电路合闸起动时，还是系统正在运行时，霍尔元件 BHL_1 和 BHL_2 中总有一个有幅值较大的输出，比较器 A_0 、 A_1 中总有一个翻转输出高电平且自锁，晶体管 V 导通，接地指示灯 VL 亮，分断主电路的继电器 K_B 动作，并封锁控制脉冲。反之，如不发生接地故障，则 BHL_1 和 BHL_2 的输出信号总小于 A_0 反向端整定的正门槛值，而高于 A_1 同相端整定的负门槛值，由上分析可知，保护电路不动作。

(5) 过热保护 由于多数大功率晶体管类电力电子设备中的 GTR 是强迫冷却的，若发生冷却系统故障(如风扇堵转或冷却水管堵塞)，使散热条件变坏，则 GTR 结温急剧上升，如不及时保护，势必烧坏 GTR。使用效果表明，图 2-102 所示的过热保护电路具有较可靠的保护能力，其工作原理是：装在 GTR 散热器上的具有正温度系数的热敏电阻 R_T 在冷却系统正常工作时，其阻值较小，所以比较器 A_T 输出低电平，晶体管 V 不导通，过热指示灯不亮，封锁脉冲信号无效，分断主电路的继电器 K_T 不动作。一旦发生冷却系统故障，则 GTR 冷却用散热器温度急剧上升， R_T 阻值迅速增大，比较器 A_T 翻转，脉冲被封锁，分断主电路的继电器 K_T 动作，主电路被分断。

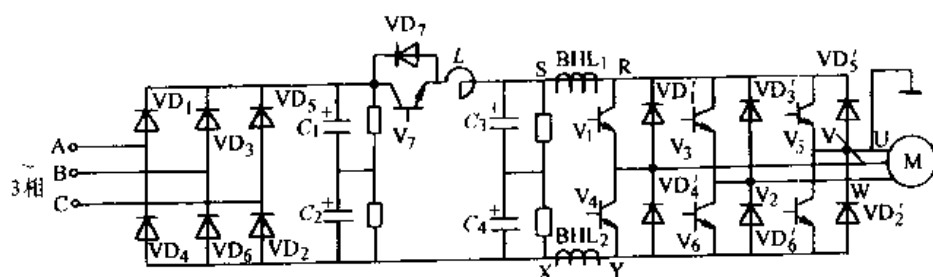


图 2 100 接地故障的分析示图

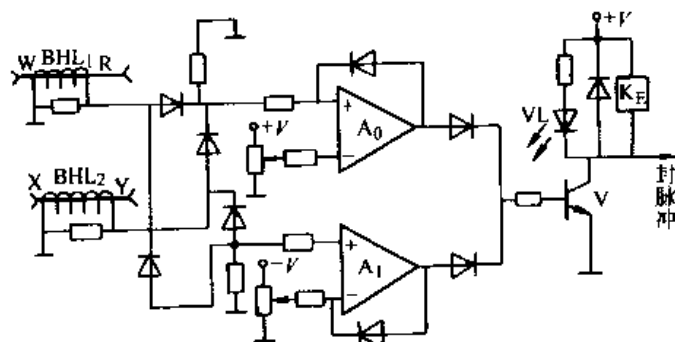


图 2-101 接地保护原理示图

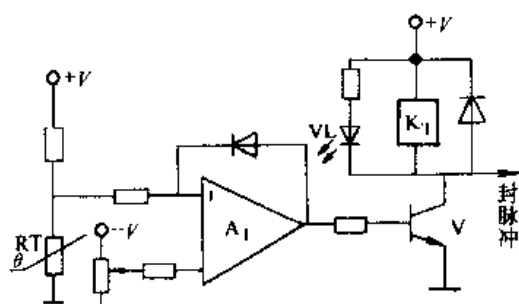


图 2-102 过热保护原理示图

(6) 过电压和欠电压保护 受半导体材料科学、制造工艺等因素的影响, 现国内可提供的商品化 GTR 模块的集-射极耐压一般来说低于 1200V, 考虑到价格因素, 国内一般在进线电网电压为 380V 的晶体管变频调速设备中, 多选用集-射极耐压为 1000V 的 GTR 模块。由于我国电网容量与用电需求量的缺口较大, 电网电压稳定性较差, 边远地区(或工业城市在最高负载时)供电线电压通常低于 380V-10%, 而在用电低谷期, 线电压经常高于 420V, 有时高达 440V, 如此大的变化范围, 导致晶体管变流设备中直流母线电压常出现位于 460~570V 范围外的情况。考虑到电路中电感的存在, GTR 通断过程中感应电压 $L di/dt$ 在直流母线上叠加, 如不采取措施, 要么使 GTR 因过电压而击穿, 要么使 GTR 因电网欠电压, 使基极驱动电路电压不足而退出饱和区, 进而损坏。

几年来,在实际系统中的应用证明,图 2-103 所示的过电压和欠电压保护电路可以起到较理想的保护效果。

其工作原理可简述为:正常运行时,由于来自主电路取样电阻上的分压值高于比较器 A_2 同相端设定的

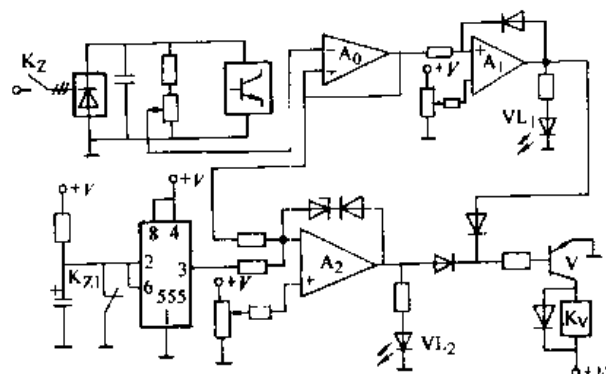


图 2-103 过电压和欠电压保护原理示图

欠电压门槛值,而低于比较器 A_1 反向端设定的过电压门槛值,故 A_1 、 A_2 均输出低电压,过电压、欠电压指示灯不亮,晶体管 V 不导通,分断主电路的继电器 K_V 不动作。一旦发生过电压,则 A_1 输出高电平并自锁, V 导通、 K_V 动作,分断主电路,同时过压指示灯 VL 亮。反之,如发生电网欠电压,则比较器 A_2 输出高电平并自锁,晶体管 V 导通,继电器 K_V 动作分断主电路,同时欠电压指示灯 VL_2 亮,给出欠电压指示。图中 555 时基电路用来防止系统启动过程中欠电压保护的误动作。它的工作原理在于,启动前,主接触器 K_2 未动作,其辅助常闭触点 K_{Z1} 吸合,555 时基电路输出电平大于 A_2 同相端设定的欠电压门槛值,保证顺利合闸启动。一旦启动完成后, K_{Z1} 分断,555 的引脚 3 输出低电平,确保比较器 A_2 的输出状态仅受来自电网的取样电压值的影响。

(7) 断电保护 在变流器系统中,常因电网断相、熔断器熔断或误操作而造成晶体管变流器系统中控制

回路比主电路先断电的故障。如不采取措施,则常常产生变流器中同桥臂两晶体管基极脉冲因掉电变乱而使两晶体管同时导通,直流电源短路使两晶体管承受数十倍的过电流,从而产生管壳炸裂的严重故障。解决这一问题的办法是,从保证主电源比控制电源先掉电入手。图 2-104 示出电路是两种较为可靠的解决办法。图 2-104a 是采用在控制系统中自身构成一个小功率不间断电源(UPS)来保证控制电路晚于主电路断电。正常运行时,蓄电池处于浮充状态,来自电网的电压经整流再逆变后供给控制电路作为供电电源。一旦发生电网断电,则蓄电池的能量逆变后供给控制电路,保证控制电路迟于主电路断电。图 2-104b 是先利用电网电能启动系统工作,运行正常后再从输出端取回的供电电源作为整个控制电路电源,保证电网掉电后控制电路晚于主电路断电。

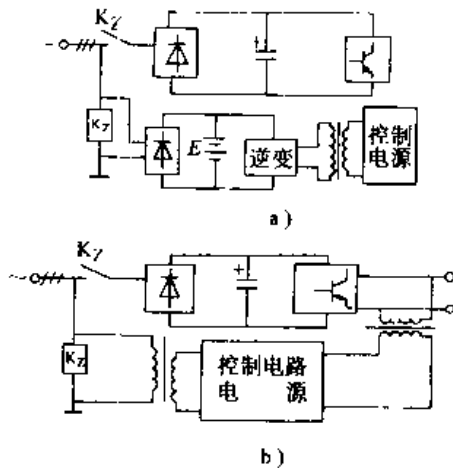


图 2-104 掉电保护原理示意图

a) 系统内构成小功率 UPS

b) 应用变流器的输出作为系统控制电源

(8) 欠饱和及过饱和保护 GTR 的二次击穿多由于 GTR 工作于欠饱和状态引起的,而过基极驱动引起的过饱和又使 GTR 的存储时间不必要地加长,直接影响着 GTR 的开关频率,所以 GTR 的过饱和及欠饱和保护对它的安全可靠工作有着极其重要的作用。通常欠饱和及过饱和保护可根据被驱动 GTR 的基-射极(或集-射极)电压降的高低来自动调节基极驱动电流的大小,构成准饱和基极驱动器来完成。经比较几年来应用过的几种具有这种保护功能的驱动电路,法国汤姆森公司生产的专用基极驱动集成电路(UAA4002)是较为理想的具有过饱和及欠饱和保护功能的驱动电路。与其他准饱和基极驱动电路相比,该驱动电路可把被驱动 GTR 集-射极导通压降的大小,经内部电路逻辑转换为调节加到被驱动 GTR 基极驱动电流大小的信号,且可根据被驱动 GTR 运行的饱和程度来调节驱动器输出驱动电流的大小,而不像通

常的自保护基极驱动电路输出驱动电流为定值,仅是通过贝克钳位二极管分走电流多少来调节基极电流。UAA4002 较其他应用简单贝克钳位电路构成的准饱和基极驱动电路从电源吸取的功率更小,使驱动电路功耗及尺寸显著减小。在使用中发现,应用普通的贝克钳位电路构成的准饱和驱动器驱动三级达林顿模块,基-射极正向驱动电压为 2V,而应用 UAA4002 驱动同样的三级达林顿模块,其基-射极正向压降不足 1V。图 2-105 给出了应用 UAA4002 构成的这种基极驱动电路的原理示图,图中接于引脚 11 的电位器 RP_2 可用来调节欠饱和保护动作的门槛值。

(9) 基极驱动电路电源电压监控保护 由于 GTR 是电流控制器件,其是否工作于饱和状态及能否可靠关断完全取决于基极驱动电路自身电源电压的高低,所以电网电压的非正常波动直接影响着被驱动 GTR 的可靠工作。这就要求一个较理想的基极驱动电路,应有自身工作电源电压高低的检测和监控功能,当驱动电路自身工作电源电压低于一定值时,则通过自身封锁逻辑自动停止被驱动 GTR 的导通,防止因驱动电路电源电压过低不能使被驱动 GTR 饱和导通或可靠关断而损坏。专用基极驱动电路(UAA4002)在这方面更显示出了它的优良性能,它的正电源电压监控动作值由集成电路内部自身设定为 +7V,而负电源电压监控门槛值可通过调节接于其引脚 6 与负电源之间的电阻 R_1 ,可在 0~ -V 之间调节(见图 2-105)。

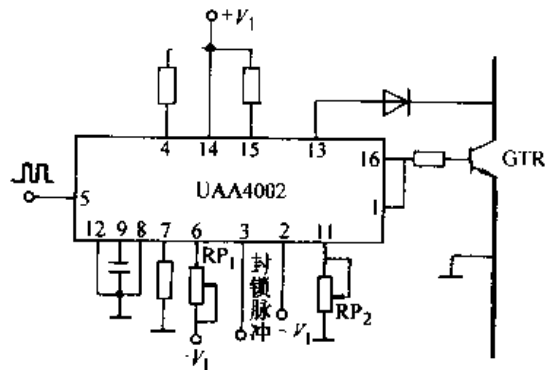


图 2-105 采用 UAA4002 构成的准饱和基极驱动器

2. GTR 的驱动问题

(1) GTR 基极驱动电路的重要性 GTR 驱动电路的品质优劣,对它的工作有着很大的影响,驱动电路性能不好,轻则使 GTR 不能正常地工作,重则导致 GTR 损坏。现已证明:

1) 基极驱动电路的特性是决定集电极电流上升率 di_c/dt 和动态饱和压降大小的重要因素之一。GTR 工作时, di_c/dt 的增减速度和饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 的大小与其基极驱动电流密切相关,基极驱动电流的增加,可

使集电极电流上升率 di_c/dt 增大, 使 GTR 饱和压降低, 从而减小开通损耗。

2) GTR 关断时, 基极驱动电路对关断损耗亦有重要影响。

3) 过量的基极驱动, 虽可减小晶体管的饱和压降 V_{CEsat} , 但由于 GTR 饱和越深, 其退出饱和历时越长, 对 GTR 的开关过程和减小关断损耗越不利。

4) 驱动电路是否具有快速保护功能, 是决定 GTR 在过电压或过电流后是否损坏的关键因素之一。

(2) GTR 对基极驱动电路的基本要求 概括地说, GTR 对驱动电路有下述基本要求:

1) GTR 导通时, 正向注入的电流值应能保证逆变器在最大负载下维持 GTR 饱和导通, 电流的上升率应充分大, 以减少开通时间。

2) 驱动电路应具有较强的抗干扰能力, 能防止误动作。

3) 在 GTR 关断时, 反向注入的电流峰值及下降率应充分大, 以缩短存储和下降时间。

4) 为防止关断时施加大幅度负电流后产生基极电流的尾部效应而导致 GTR 的损坏, 基极驱动电路应确保在 GTR 退出饱和或准饱和以后, 提供给 GTR 基-射结以合适的反偏电压, 促使 GTR 可靠快速关断, 防止二次击穿。

5) 在 GTR 瞬时过载时, 驱动电路应能相应地提供足够大的驱动电流, 保证 GTR 不因退出饱和区而损坏。

6) 在 GTR 导通过程中, 如果 GTR 集-射结承受的电压或流过它的电流超过了预先设定的极限值, GTR 的基极驱动信号应能自动切除。

实际应用中的 GTR 基极驱动电路多种多样, 难以一一列举。归纳其共同点有: 为了提高工作速度、降低开关能耗, 多采用抗饱和措施; 为了确保器件使用安全, 尽可能采用多种保护措施; 为了使电路简化、功能齐全, 应尽可能采用集成器件。

(3) 典型的 GTR 基极驱动电路举例

1) 一种简单、实用的 GTR 驱动电路: 该驱动电路的组成如图 2-106 所示。其工作原理为: 当输入信号由低电平变为高电平时, 光耦合器 VLC 输出低电平, V_2 截止, 其输出为高电平, V_3 、 V_4 饱和导通, V_5 截止, 给 GTR 提供基极驱动电流; 而当输入信号由高电平变为低电平时, VLC 输出高电平, V_2 饱和导通, 输出低电平, V_3 、 V_4 截止, V_5 导通, 电容 C 上的电压通过 V_4 的发射极和 V_5 形成回路而放电, 迅速抽出 GTR 基-射结间的载流子, 同时给 GTR 提供一反偏电压, 使其迅速可靠地截止。

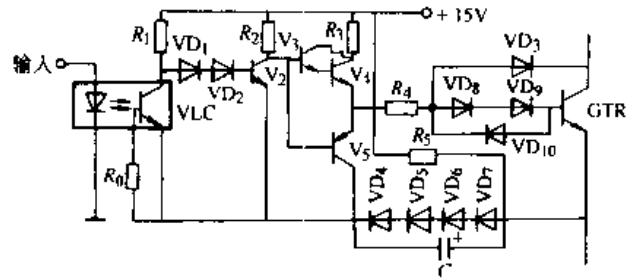


图 2-106 一种简单、实用的 GTR 基极驱动电路原理图

该驱动电路的优点是: 由于 VLC 的隔离电压高达 2kV 以上, 从而可靠地解决了主电路与脉冲形成部分的隔离问题; 电阻 R_6 、二极管 VD_1 和 VD_2 及光耦合器 VLC 的引入, 增强了抗干扰能力; GTR 截止后的反偏压由 $VD_4 \sim VD_7$ 稳压后供给, C 为滤波电容, 这种设计使电源结构简化, 省去了通常需要的负电源; VD_3 的引入使基极驱动电流自动适应集电极电流的变化, 从而防止了 GTR 的过饱和, 减小了存储时间 t_s , 提高了开关频率。

该驱动电路的缺点是: 驱动电路不能检测 GTR 是否过电流、过电压或退出饱和, 缺乏自保护能力, 如输入脉冲前、后沿不好, 则势必影响到 GTR 基极触发脉冲的前、后沿; 电路全由分立元件构成, 易受温度等外界条件变化的影响, 稳定性欠佳。

2) 具有过电压自诊断和自保护功能的驱动电路: 这种驱动电路的原理如图 2-107 所示。它的工作原理是: 正常情况下, 光耦合器 VLC_2 起着等效负载电阻的作用, GTR 承受的电压不超过设定值, VD_1 导通, V_3 正常工作。当输入信号由低电平变为高电平时, V_1 导通, 光耦合器 VLC_1 输出高电平, 比较器 CP 输出高电平, V_2 饱和导通后输出低电平, V_4 、 V_5 导通, V_6 截止, 提供 GTR 所需要的正向基极电流, GTR 导通; 而当输入信号由高电平变为低电平时, V_1 截止, VLC_1 输出低电平, 比较器 CP 输出低电平, V_2 截止输出高电平, V_4 、 V_5 截止, V_6 导通, GTR 截止。

如 GTR 集-射结承受的电压高于其设定值, 则 VD_3 截止, Q 点为高电平, V_3 、 V_4 、 V_5 截止, VD_6 导通, 封锁加到 GTR 上的触发脉冲, 超过电压保护作用; 一旦发生干扰或其他不希望的现象, 则 VLC_1 和 VLC_2 同时导通, 加到 R_5 上的电压为零, CP 输出低电平, 由同上的分析可得 V_2 、 V_4 、 V_5 截止, V_6 导通, GTR 截止。

该驱动电路的优点是: VLC_1 的引入, 使逻辑电路和功率电路相隔离, VLC_2 的引入, 消除了功率电路和逻辑电路之间因电容耦合而产生的误动作, 增强了抗

干扰能力；二极管 VD_6 的引入，使 GTR 基极驱动电流根据集电极电流来自动调节，增强了抗饱和及欠饱和能力，使 GTR 在导通过程中一直处于准饱和状态；二极管 VD_5 、 VD_4 、 R_{18} 的引入，使驱动电路本身具有根据 V_{CE} 大小进行过电压保护的能力；比较器 CP 的引入，提高了触发脉冲前、后沿的陡度； R_3 、 R_4 的引入，更增强了 VLC₁、VLC₂ 的抗干扰能力。

该电路的缺点是：由于驱动电路的组成应用分立元件较多，所以稳定性不是很高；相对于图 2-106 电路较复杂，应用不甚方便；此外，还缺乏自身过电流保护

功能。

3) 具有过电压和过电流保护功能的 GTR 基极驱动电路：该驱动电路的原理图如图 2-108 所示，其工作过程的分析可参见图 2-107 的分析。所不同的是，该电路用 555 时基电路对脉冲进行整形，以提高脉冲前、后沿的陡度。它的过电压保护原理亦同图 2-107。过电流保护原理为：当流过 GTR 的电流超过其整定值时，霍尔电流传感器 BHL 输出信号使晶闸管 VT 导通， R_{11} 上的压降变为低电平，通过 555 的封锁端引脚 4 封锁掉加到 GTR 的触发脉冲，使 GTR 截止。

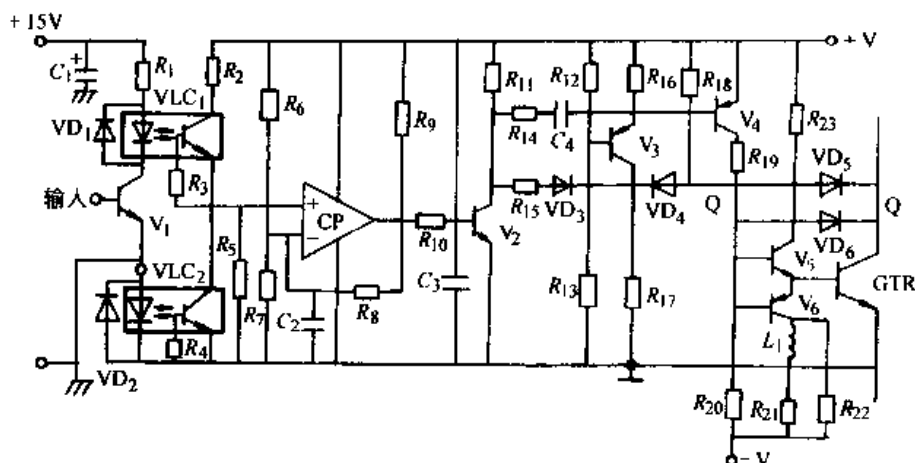


图 2-107 具有过电压自诊断和自保护功能的驱动电路

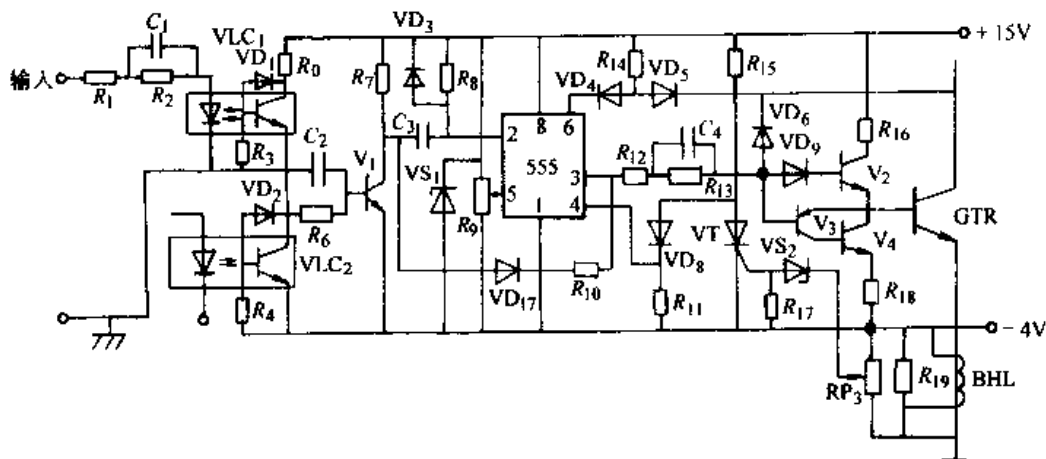


图 2-108 具有过电流和过电压保护功能的基极驱动电路原理图

该驱动电路除了具有图 2-107 所示电路的优点外，还具有下述两个特点： VD_1 、 VD_2 的引入，防止了 VLC₁、VLC₂ 的过饱和，提高了开关频率；利用 555 的封锁端及 VD_8 、VT、 R_{11} 、VS₂、BHL 的引入，使驱动电路本身具有过电流自保护能力。

该驱动电路的不足之处同图 2-107 电路的分析。

4) 具有非饱和和监测器的驱动电路：该驱动电路的原理图如图 2-109 所示。当晶体管 V 正常导通时，两个高反压二极管 VD_5 和 VD_6 均导通。 VD_4 是贝克钳位二极管，使 V 处于临界饱和状态。当过电流时， V_{CE} 退出饱和而进入放大区， VD_6 截止，当 V_{CE} 上升到 120%

饱和压降时，线路设计使 VD_5 截止， $I_{VD5}=0$ ，这引起 E 点和 F 点电位上升，使 V_1 、 V_5 和 V_6 截止而 V_7 导通，从而使 V 基极反偏而关断。当发生短路时， V_{BE} 升高，经与基准信号比较使 VD_4 导通，F 点电位升高， V_4 截止，同样使 V 关断。参数适当时，在发生过电流或短路 $4\mu s$ 后，即可给 GTR 加上反偏压，起到保护作用。

该电路的正常工作原理是：设 V 初始为关断状态， VD_5 不通，F 为高电位， V_4 、 V_5 和 V_6 截止， V_7 导通使 V 反偏。导通信号到来后， V_1 、 V_3 由截止变为导通。经 R_5 、 C_2 耦合，使 V_5 、 V_6 导通，从而使 V 由关断变为导通。 V_{CE} 下降到饱和压降后， VD_5 导通使 E 点

2-111 示出单管的自适应驱动级。利用二极管 VD_1 和 VD_{AS} 构成一个桥式电路,当负载电流 I_L 等于零时,由于集电极电流 $I_C = I_{B1}$ 的存在,故基-射结上还有一个电压 V_{CE1} 存在,从而防止管子由于 I_L 的减小而进入高饱和状态。在图 2-111 的曲线中虚线代表不用二极管 VD_{AS} 时的情况,管子产生了高饱和。实线代表采用 VD_{AS} 后的情况,只要负载电流不超过给定的上限,管子总是处于准饱和状态。

通过二极管 VD_{AS} 的自适应作用, GTR 总是从输入的电流 I_1 中取用由放大系数 $\beta = I_C / I_{B1}$ 所规定的那部分基极电流 I_{B1} , 从而使基极电流 I_{B1} 自动和集电极电流 I_C 相适应。

图 2-112 示出多管并联时的自适应驱动级, 这种自适应作用也可这样来理解, 对于主管的基极和集电极, 由于二极管的钳位作用, 不管负载电流多大, 只要二极管还处于正向偏置, 主管的 V_{CE} 总和它的 V_{BE} 相差无几, 既不会进入高饱和而使 $V_{CE} \ll V_{BE}$, 也不会进入放大状态而使 $V_{CE} \gg V_{BE}$ 。这种驱动级的一大特点是, 对于驱动级的电源可以放松对电压稳定性的要求, 但 $I_1 > I_{B1}$, 增大了驱动电源的容量。

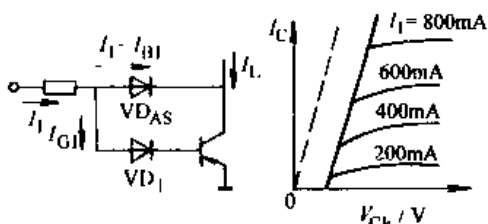


图 2-111 单管的自适应驱动级

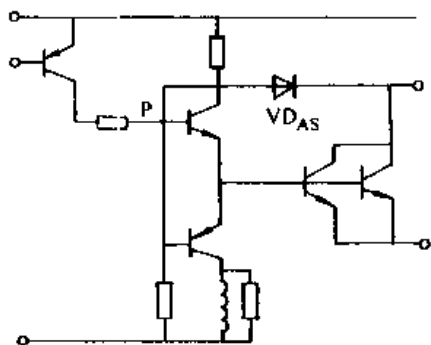


图 2-112 两管并联的自适应驱动级

对多于三级的复合晶体管, 由于所有晶体管的集电极都具有相同的电位, 当管子导通时, 除了最末一级管子外, 其余诸级都满足 $V_{CE} \approx V_{BE}$ 的条件, 亦即都具有自适应驱动的作用。因此对多级复合管, 采用自适应驱动级只对最末一级管子的关断时间发生作用, 效果是不明显的。

4. GTR 的缓冲器

GTR 的缓冲器曾经作为不可缺的环节而存在着, 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略和初步的。迄今, 随着 GTR 应用技术和 GTR 制作工艺技术的日益完善, 无缓冲器的 GTR 电力电子设备已不是神话。现在一般应用的 GTR 缓冲器如图 2-113 所示。

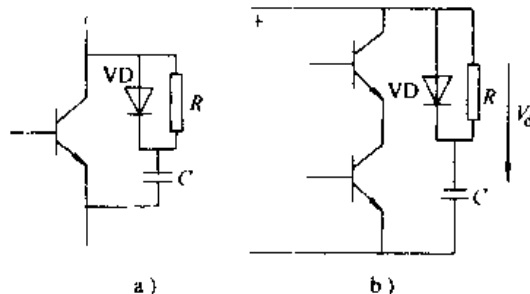


图 2-113 GTR 的常用缓冲器电路

a) 斩波器系统中 GTR 的缓冲器

b) 桥式应用中 GTR 的缓冲器

由于 GTR 集-射极承受 dv/dt 的能力是有限的, 过高的 dv/dt 将引起 GTR 的误导通, 所以应用中应在系统中增加 dv/dt 限制网络及尖峰电压吸收电路。常规的 dv/dt 限制及尖峰电压吸收网络是在 GTR 集-射极之间并联电阻 R 、电容 C 及二极管 VD 的 RC - VD 吸收网络 (见图 2-113a), 这种吸收电路虽具有较明显的尖峰电压吸收和抑制 dv/dt 的能力, 但电阻 R 的功耗很大, 既造成散热困难, 又影响了整个变流器系统的效率。经过实验验证, 证明图 2-113b 所示的几个桥臂中数个晶体管共用一个母线吸收网络的方案既可弥补上述不足, 又可大大降低电阻 R 的功耗 (如在图 2-113a 中选电容 C 为 $0.22\mu F$, 则电阻 R 选功率为 $200W$ 的还热得烫手, 而在图 2-113b 中选电容 C 为 $2.5\mu F$, 电阻 R 选功率为 $7W$ 的, 其发热也很小), 这种结构简化了吸收网络。值得注意的是, 此处电阻 R 应选用电感量较小的电阻。而电容 C 应选低串联电阻、电感量小且频率特性好的电容, 其容量应较图 2-113a 中的大一个数量级, 无感卷绕的聚丙烯、聚乙烯电容在这种应用场合具有优良的性能。

5. 应用注意事项

GTR 在应用时应注意的一些问题, 许多是与小功率晶体管相同的。概括地来讲, 应注意下列问题:

1) GTR 的工作点是随所选电压和电流的不同而变化的。特性表中的参数是在特定条件下的参数值, 而且是指环境温度为 $+25^\circ C$ 下的数值。

2) 当环境温度高于 $+25^\circ C$ 时, GTR 功率应适当降低, 一般可按下述公式计算:

$$P_{CM} = (T_1 - T_0) / R_T \quad (2-49)$$

式中 P_{CM} —— GTR 集电极最大功耗;

T_1 ——最高温度；

T_0 ——使用环境温度；

R_1 ——热阻（从手册中可查阅）。

3) 不论是静态、动态还是不稳定态（指电路启动、停止工作时），均要防止电流、电压超出极限值，也不应有两项以上参数指标同时达到极限值。提高 GTR 可靠性的具体措施是：增大电压和电流裕量，同时改善散热条件。

4) GTR 电流、功率增益随工作频率而改变。此时当 GTR 工作于开关状态时，只工作于饱和状态和截止状态。放大区参数是没有意义的。

5) GTR 应尽量避免靠近发热元件，以减少温度变化，保证管壳散热条件良好。特别是当 GTR 的耗散功率 $\geq 5W$ 时，应加散热板或散热器。

6) 为减少低频放大器的音频信号失真，使偏置晶体管与输出晶体管之间有密切的热跟踪。通过安装较大的散热器（当然要在电路结构允许的前提下），不仅能够提高输出级的可靠性，而且可以获得更佳的音质及其输出性能。

7) 不能改变加到 GTR 上的电压极性，即硅管、锗管是不能互相替换的（除非电路作大的变动）。PNP 型晶体管的发射极对其他两极是正电位；而 NPN 型晶体管的发射极则是负电位。

8) 超高频晶体管或高频开关管在试验或测试时，要防止其自激而烧毁。同时，在测试过程中开路电压也不能太高，否则易击穿。

9) 焊接 GTR 时，应采用熔点不超过 150°C 的低熔点焊锡；电烙铁以 $60W$ 以下为宜，时间不超过 $5s$ ，并用尖嘴钳或镊子夹住，以帮助散热。

10) 不允许在引出线离外壳 $5mm$ 以内的地方进行焊接或折弯。在甚高频或脉冲电路中使用的晶体管，引出线应尽可能的短。

11) 为了减少 β 值对温度的依赖性，应尽可能采用与 β 值变化关系不大的电路设计方案。图 2-114 是一种温度与 β 值关系不太大的典型电路。对该电路在 25°C 和 85°C 时最不利工作条件下的工作状况进行了分析。图 2-115 表示图 2-114 电路 β 的变化与 I_C 之间的关系。由图 2-115 可见，即使 β 增加 1.2 倍（由 29 增为 64）， I_C 的变化也不会超过 7%。如果合理地选择元器件的数值， β 值还可以减小，并降低到允许值范围内。

12) GTR 参数中，最容易受温度影响的是 I_{CEO} 、 V_{BE} 和 β 。其中 I_{CEO} 、 V_{BE} 随温度变化的情况如下：

① 硅管：每增高 6°C ， I_{CEO} 上升一倍。

② 锗管：每增高 10°C ， I_{CEO} 上升一倍。

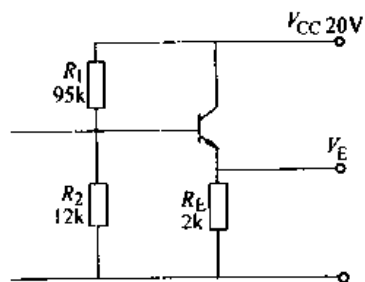


图 2-114 与 β 值关系不明显的测试线路

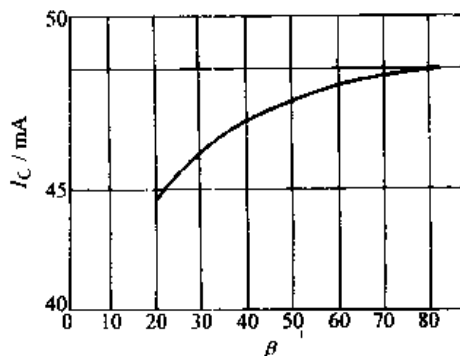


图 2-115 图 2-114 所示电路的 I_C

与 β 的变化关系

③ 硅管： ΔV_{BE} 近似等于 $1.7\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

13) 用稳压二极管的温度系数抵销晶体管 V_{BE} 温度系数的影响，特别适用于晶体管作为参数放大器用的稳压电源。

14) 对于功率管，为避免其过热，最有效的方法是采用热敏电阻器。因为在一般情况下，晶体管在 $T=56^\circ\text{C}$ 以前一直能正常工作。当 $T>56^\circ\text{C}$ 时，可能会引起器件的电阻急剧减小，从 56°C 时的 $200k\Omega$ 减小到 70°C 时的 50Ω 。而电阻的下降又会使输入激励电压下降，从而使其温度稳定在 70°C 范围内。它适用于功率放大和电源电路中。必要时可将热敏电阻器紧固在晶体管管壳上。在电路连接时，则接到电路其他相应的位置上。图 2-116 则是采用热敏电阻器的示意图。

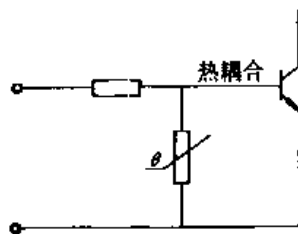


图 2-116 晶体管采用热敏电阻器的示意图

15) 为防止 GTR 二次击穿，尽量避免采用电抗成分过大的负载，并合理选择工作点及工作状态，使之不超过功率管的安全工作区。采用保护电路等措施也能够一定程度上避免或减少二次击穿的发生。

16) GTR 的直流放大倍数 h_{EF} ，在能够满足整机要求的前提下，应尽量选其下限数值。放大倍数过高容

易自激, 参数变化也大。

17) GTR 接入电路时, 应先接通基极。在发射极与集电极间有偏压时, 不得断开基极电路。

18) GTR 的替换必须遵循以下原则:

① 类型相同。所用主要材料(硅或锗), 极性(PNP 或 NPN) 必须相同。

② 主要特性相近。这些特性是指集电极最大允许直流电流 I_{CM} , 集电极最大直流耗散功率 P_{CM} , 三个击穿电压 (BV_{CEO} , BV_{CBO} , BV_{EBO}), 直流饱和压降 V_{CES} 以及频率特性相近。对于特殊晶体管, 还是对如低噪声、自动增益、开关特性等的要求。

综上所述, 一般性能高的可代替性能低的。低频小功率管可以被任何高、低频小功率管代用, 但截止频率 f_1 不能太高; 高频小功率管一般只要 f_T 符合要求均可代换, 但应选用内反馈小的晶体管, 一般 $h_{FE} > 20$ 即可。对于低频大功率管, 只要 P_{CM} 、 I_{CM} 、 BV_{CEO} 符合要求, 都能代换, 但应考虑 h_{FE} 、 V_{CES} 的影响。

2.4.5 GTR 的应用举例

GTR 的上述性能, 使其在电力电子设备中有着广阔的用途。图 2-117 给出了应用 GTR 制作斩波器的原理示意图。

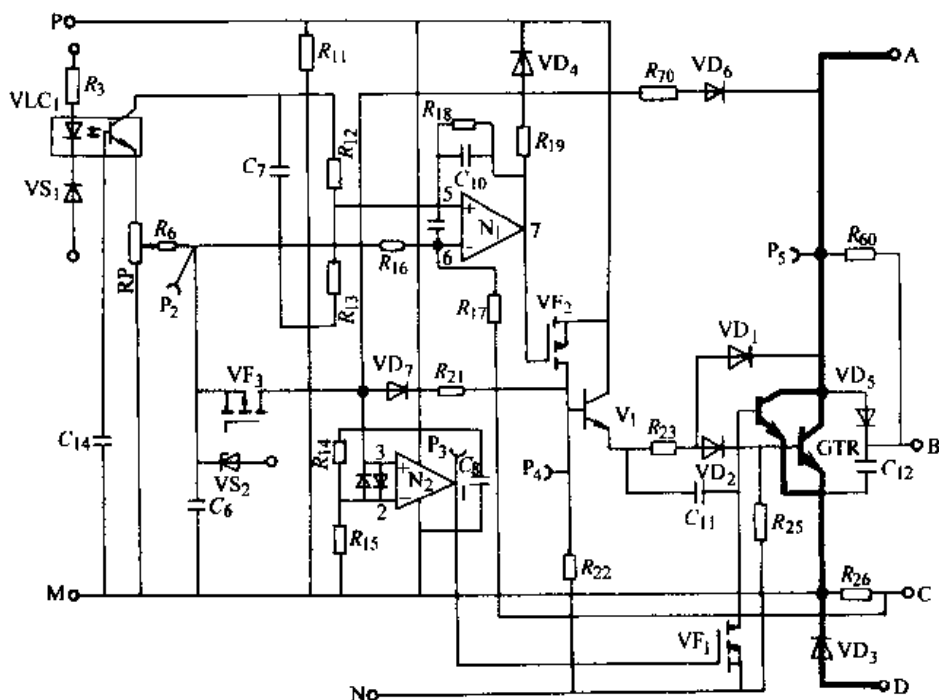


图 2-117 应用 GTR 制作的实用斩波器示意图

有关该电路的工作过程可分析为: 主管 GTR 经 $17m\Omega$ 的检测电阻 R_{26} 监测输出电流。二极管 VD_1 、 VD_2 构成自适应驱动级, 用来保证 GTR 总能处于准饱和状态, 从而可以缩短主管的关断时间和减小它的开关损耗。 VD_1 和主电路直接相连, 必须采用耐高压的管子。另外, 为了减小 VD_1 的反向恢复电荷对主管基极电流的影响, VD_1 必须采用快速二极管。两主管并联后共用由 R_{60} 、 VD_5 及 C_{12} 构成的并联缓冲器。 C_{11} 是主管的加速电容。 VD_3 是主电路的续流二极管, 它使检测电阻 R_{26} 上既流过 $I_g + \Delta I$ 的电流上限, 也流过 $I_g - \Delta I$ 的电流下限, 从而保证主管对电流给定值的跟随作用。

VLC_1 是光隔离器, 处于线性放大工作状态。电阻 R_3 上的电流和电流给定值成正比, 使得电位器 RP 滑动触点上的电压或者说测试孔 P_2 上的电位也和给定电流成正比。电位器 RP 用来整定主电路的最大输出

电流。 N_1 是一种具有磁滞回线的比较器, R_{18} 和 C_{10} 用来调节磁滞回线或者说电流误差 ΔI 的大小。 N_1 的引脚 5 接在一个比 0V 略高的电位上, N_1 的引脚 5 和引脚 6 电位进行比较。 N_1 的引脚 6 上的电位受电流给定值(测试孔 P_2 上的电位)和电流反馈值(电阻 R_{26} 上的电压)的控制。当给定一个电流值后, 在电容 C_6 的积分作用下 P_2 上的电位逐渐升高, 只要 P_2 上的电压不超过 6.8V, P 沟道场效应晶体管 VF_3 就处于夹断状态, 最后一级过电流保护就不动作。或者说, 如果给定电流比较小, P_2 上的电压积分结果不到 6.8V, 最后一级过电流保护不起作用。这时在 P_2 点电位的作用下, N_1 的引脚 6 电位高于引脚 5 的电位, N_1 的引脚 7 为负限幅, VF_2 开通, 于是 V_1 和两个主管均开通, 主电路电流上升。当电流上升到 $I_g + \Delta I$ 时, 从 R_{17} 送来的负反馈信号大于从 R_{16} 送来的正给定信号, 比较器 N_1 翻转, N_1 的引脚 7 由负限幅翻转为正限幅, VF_2 夹断, V_1

和两个主管也随之关断,主电路电流经二极管 VD_3 续流。当主电路电流下降到 $I_k - \Delta I$ 时, R_{17} 上的负反馈信号小于 R_{16} 上的正给定信号。 N_1 的引脚 7 又翻转为负限幅,迫使主管再一次开通。于是主电路电流不停地在 $I_k + \Delta I$ 和 $I_k - \Delta I$ 之间变化, R_{16} 上的正信号大小决定电流给定值 I_k , R_{17} 上的负反馈大小取决于电流的实际值,主管的开关频率除和主电路的电磁参数有关外,更主要的是由比较器的磁滞环参数 R_{18} 和 C_{10} 决定。 ΔI 愈小,主管的开关频率愈高,实用的最高开关频率为 8kHz。主管的基极经 R_{25} 接到 -8.5V 的负电源 N 上,用来给主管提供负向基极电流 I_{B2} 。

比较器 N_2 作为 GTR 的最后一级过电流保护,它驱动 N 沟道场效应晶体管 VF_1 , 当 N_2 的引脚 1 为正限幅时, VF_1 开通, GTR 的基极被接到负电源 N 上,主管被强制关断,即使 V_1 开通,也不足以使 GTR 开通。显然,这是最后一级过电流保护,只在其他过电流保护都失效时才被采用。比较器 N_2 的负输入端引脚 2 接在约 6V 的固定正电位上,而 N_2 的引脚 3 上的电位和 VF_3 、 VD_7 、 VD_6 的工作状态有关。当 RP 滑动触点上的电压高于 5.8V 时,只要 N_1 的引脚 6 上的电压高于 N_1 引脚 5 上的电位, N_1 的引脚 7 就输出负限幅, VF_2 导通, VD_7 截止。当主管导通并达到准饱和状态时,测试孔 P_5 上的电位下降到 1V 左右, VD_6 导通,当 P_2 上的电压经电容 C_6 积分上升到 6.8V 左右时 VF_3 开通。这样去整定 N_2 的引脚 3 上的电压,亦即在 VF_3 导通、 VD_7 截止、 VD_6 导通的条件下, N_2 引脚 3 上的电压仍低于其引脚 2 上的电压, N_2 的引脚 1 就仍保持其负限幅输出,最后一级过电流保护仍不动作。一旦在这种条件下,由于 R_{17} 上的电流负反馈迫使 N_1 引脚 7 翻转为正限幅,则 VF_2 夹断, VD_7 导通,接着主管关断, VD_6 截止, N_2 引脚 2 上的电压仍高于 N_2 引脚 3 上的电压, VF_1 仍处于夹断状态,所以斩波器仍按给定的电流值进行跟随斩波,只有在电流负反馈不足以迫使 N_1 引脚 7 翻转为正限幅, VF_2 仍在导通的危险条件下,由于主管压降 V_{ce} 超过允许值,从而形成最后一级过电流保护的条件: VF_3 导通, VD_7 和 VD_6 同时截止, N_2 引脚 3 上的电压才高于 N_2 引脚 2 上的电压, N_2 引脚 1 输出正限幅, VF_1 导通,主管被置于负偏置状态。

2.5 电力 MOS 场效应晶体管 (MOSFET) [2-5, 2-6, 2-9, 2-18]

电力 MOS 场效应晶体管简称为电力 MOSFET 或功率 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)。它是一种单极型的电压控制器件,

不但有自关断能力,而且有输入阻抗高、驱动功率小、开关速度快、无二次击穿问题、安全工作区宽、热稳定性优良、高频性能好及跨导线性度高等显著优点。在诸如开关电源、小功率变频调速等电力电子设备中,电力 MOSFET 具有其他电力电子器件所不能取代的地位,但由于半导体工艺和材料的限制,迄今还难以制成同时具有高电压和大电流特性的电力 MOSFET。

2.5.1 电力 MOSFET 的基本结构和工作原理

为了说明电力 MOSFET 的结构特点与工作原理,首先要说明场效应器件的基本原理。图 2-118 是 N 沟道 MOSFET 的基本结构示意图。由于输出电流是由栅极 (G) 通过金属 (M)-氧化膜 (O)-半导体 (S) 系统进行控制的,所以这种结构称作 MOS 结构。在 MOSFET 中只有一种载流子 (N 沟道时是电子, P 沟道时是空穴) 从源极 (S) 出发经漏极 (D) 流出。

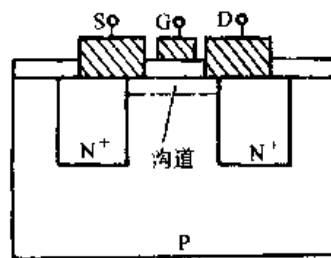


图 2-118 N 沟道 MOSFET 的基本结构示意图

图 2-119 示出了 MOSFET 的模拟结构,在栅极电压为零 ($V_{GS}=0$) 时,漏极与源极间的 PN 结状态和普通二极管一样,为反向偏置状态,此时即使在漏源之间施加电压也不会造成 P 区内载流子的移动,即器件保持关断状态。我们把这种正常关断型的 MOSFET 称为增强型,如图 2-119a 所示。

如果在栅极 G 上加正向电压 ($V_{GS}>0$),就会在栅极下面的硅表面上开始出现耗尽区,接着就出现负电荷 (电子),硅的表面从 P 型反型成 N 型,如图 2-119b 所示,此时电子从源极移动到漏极形成漏极电流 I_D ,我们把导电的反型层称作沟道。如果在栅极上加反向电压 ($V_{GS}<0$),则与上述情况相反,在栅极下面的硅表面上因感应产生空穴,故没有 I_D 电流流过,如图 2-119c 所示。

从图 2-118 中可以看出,传统的 MOSFET 结构是把源极、栅极及漏极安装在硅片的同一侧面上,因而 MOSFET 中的电流是横向流动的,电流容量不可能太大。要想获得大的功率处理能力,必须有很高的沟道宽长比 (W/L),而沟道长度 L 受制版和光刻工艺的限制不可能做得很小,因而只好增加管芯面积,这显然是不经济的,甚至是难以实现的。

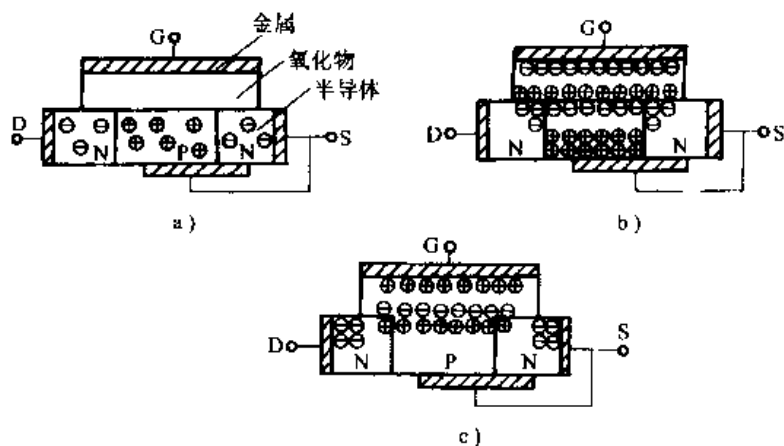


图 2-119 MOSFET 的模拟结构

a) $V_{GS}=0$ 时 b) $V_{GS}>0$ 时 c) $V_{GS}<0$ 时

根据载流子的性质, MOSFET 可分为 N 沟道和 P 沟道两种类型, 它们的图形符号如图 2-120 所示, 图中箭头表示载流子移动的方向。图 2-120a 表示 N 沟道, 电子流出源极; 图 2-120b 表示 P 沟道, 空穴流出源极。

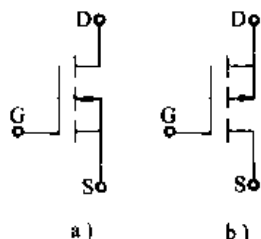


图 2-120 N 沟道和 P 沟道

MOSFET 的图形符号

a) N 沟道 b) P 沟道

电力 MOSFET 主要是解决 MOS 器件的大电流、高电压问题, 以提高其功率处理能力。对比研究 MOSFET 与 GTR 的结构发现, GTR 首先在功率领域获得突破的原因主要有四点: ①发射极和集电极是安装在基区的两侧, 电流是流过面积很大而厚度较薄的基区, 因而 GTR 实际上是一种垂直导电结构, 电流容量可以很大; ②为了提高耐压, 在集电区中加入了—个轻掺杂的 N^- 型区, 使器件耐压能力大为改善; ③基区宽度的控制是靠双重扩散技术实现的, 严格准确, 可以满足各种功率设计的要求; ④由于集电极安装在硅片的底部, 设计方便, 封装密度高、耐压特性好, 可以在较小体积下输出较大功率。电力 MOSFET 既要保持 MOS 器件场控的优点, 又应吸收 GTR 的长处, 因此其关键是如何既保留沟道又要能实现垂直导电。

由垂直导电结构组成的场控晶体管称为 VMOSFET (Vertical MOSFET), VMOSFET 在传统的 MOS 器件基础上做了下述三项重大改革: ①垂直地安装漏极, 实现了垂直传导电流, 将在 MOS 结构中

了垂直传导漏源电流, 降低了串联电阻值, 为获得大电流容量提供了前提条件; ②模仿 GTR 设置了高电阻率的 N^- 型漂移区, 不仅提高了器件的耐压容量, 而且降低了结电容, 并且使沟道长度稳定; ③采用双重扩散技术代替光刻工艺控制沟道长度, 可以实现精确的短沟道, 降低沟道电阻值, 提高工作速度, 并使输出特性具有良好的线性。

根据结构形式的不同, VMOSFET 又分为 VVMOSFET 和 VDMOSFET 两种基本类型。

1. VVMOSFET

VVMOSFET 结构是美国雷达半导体公司在 1975 年首先提出的, 其结构示意图如图 2-121 所示。它是在 N^+ 型高掺杂浓度的硅片垫底上外延生长 N^- 型漂移区, 在 N^- 区高阻漂移区内选择地扩散出 P 型沟道体区, 再在 P 型沟道体区内选择地扩散 N^- 源区。利用各向异性腐蚀技术刻蚀出 V 形槽, 槽底贯穿过 P 型体区。在 V 型槽的槽壁处形成金属-氧化物-半导体系统。 N^+ 型和 N^- 型区共同组成器件的漏区, 漏区与体区的交界面是漏区 PN 结, 体区与源区的交界面是源区 PN 结。由于源区和体区总是被短路在一起由源极引线引出, 因此源区 PN 结是处于零偏置状态; 而漏区 PN 结处于反向偏置状态。当栅极上加以适当的电压时, 由于表面电场效应, 就会在 P 型体区靠近 V 形槽壁的表面附近形成 N^- 型反型层, 成为沟通源区和漏区的导电沟道。这样电流从 N^- 区源极出发, 经过沟道流到 N^- 漂移区, 然后垂直地流到漏极, 首次改变了 MOSFET 电流沿表面水平方向流动的传统概念, 实现了垂直导电。这一从横到纵、从水平到垂直的改变是 MOS 功率器件的重大突破, 这一突破, 为解决大电流技术难题奠定了基础。从结构上说, 由于漏极是装在硅片衬底上, 因此不仅充分利用了硅片面积而且实现了垂直传导电流, 可以获得大的电流容量。在器件中间设

置的 N^- 型高阻漂移区,不仅提高了耐压,还减小了栅电容。双重扩散技术精确地控制了短沟道,从而使沟道电阻值降低,使VVMOSFET的工作频率和开关速度大大提高。在芯片背面安装漏极可以做到高度集成化。但是V形槽沟道的底部容易引起电场集中,故继续提高耐压能力有困难,为此又将槽底改为平的,这种结构则称为U形槽MOSFET。

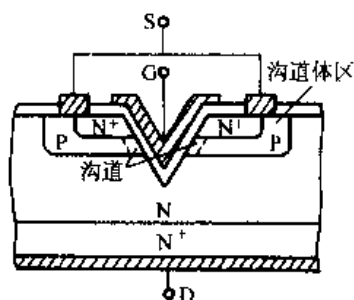


图 2-121 VVMOSFET 的结构示意图

2. VDMOSFET

垂直导电的双扩散MOS结构称为VDMOSFET,其典型结构如图2-122所示。沟道部分是由同一扩散窗利用两次扩散形成的P型体区和 N^- 型源区的扩散深度差形成的,沟道长度可以精确控制。电流在沟道内沿表面流动,然后垂直地被漏极吸收。由于漏极也是从硅片底部引出,所以可以高度集成化。漏-源间施加电压后,由于耗尽层的扩散使栅极下的MOSFET部分几乎保持在一定的电压下,于是可使耐压提高。在这种结构的基础上,VDMOSFET在高集成度、高耐压、低反馈电容和高速性能方面不断改进提高,出现了诸如TMOS、HEXFET、SIP-MOS、 π -MOS等一大批结构各异的新器件。它们采用新的结构图形把成千上万个单元MOSFET并联连接,实现了大电流化。

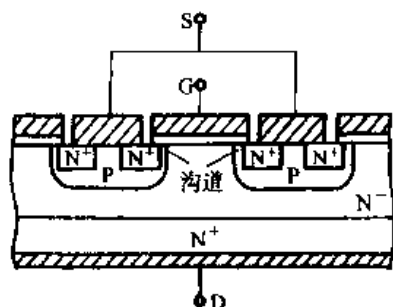


图 2-122 VDMOSFET 的典型结构

2.5.2 电力 MOSFET 的基本特性

电力MOSFET的基本特性包括:输出特性、饱和特性、转移特性、开关特性和极间电容。

1. 输出特性 $I_D = f(V_{DS})$

在N沟道增强型VMOSFET中,当栅源电压 V_{GS} 为负值时,栅极下面的P型体区表面呈现空穴的堆积

状态,不可能出现反型层,无法沟通源区与漏区,即使栅源电压为正,但数值不够大时栅极下面的P型体区表面呈现耗尽状态,也不会出现反型层,同样无法沟通源区与漏区。在这两种状态下,VMOSFET都是处于截止状态,即使加以漏极电压 V_{DS} 也没有漏极电流 I_D 出现。只有当栅源电压 V_{GS} 达到或超过强反型条件时,栅极下的P型体区表面才会发生反型,形成N型表面层并把源区和漏区联系起来,使VMOSFET进入导通状态。栅源电压 V_{GS} 越大,反型层越厚,即沟道越宽,则漏极电流越大。可见漏极电流 I_D 受栅源电压 V_{GS} 的控制,以栅源电压 V_{GS} 为参变量反映漏极电流 I_D 与漏极电压 V_{DS} 间关系的曲线族称为VMOSFET的输出特性,如图2-123所示。输出特性分为三个区域:可调电阻区I、饱和区II和雪崩区III。

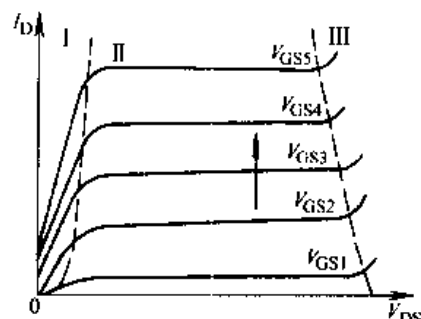


图 2-123 VMOSFET 的输出特性

$$I_D = f(V_{DS})$$

在可调电阻区I,器件的电阻值是变化的,因为一定的栅压对应一定的沟道,由于沟道已经形成,只要有很小的漏源电压 V_{DS} 就可以流过一定的漏极电流 I_D 。由于漏源电压较小,它对沟道的影响可以忽略不计,这样沟道宽度和沟道电子的迁移率几乎不变,所以 I_D 与 V_{DS} 几乎呈线性关系。当 V_{DS} 较大后,情况有所不同,一方面随着 V_{DS} 的增加,靠近漏区一端的沟道要逐渐变窄;另一方面沟道电子将达到散射极限速度不继续增加。于是,尽管 V_{DS} 继续增加但 I_D 增加缓慢,使沟道的有效阻值逐渐增加,直至靠近漏区一端的沟道被夹断或沟道电子达到散射极限速度,才使沟道电子的运动摆脱了沟道电场的影响,开始进入饱和区II。此后漏极电流 I_D 趋于稳定不变,即特性曲线趋于与横轴平行。如继续增大漏源电压,当漏极PN结发生雪崩击穿时,漏极电流 I_D 突然剧增,曲线再次转折进入雪崩区III,直至器件损坏。在应用中应避免出现这种情况。

2. 饱和特性

电力MOSFET的饱和特性如图2-124所示,由于电力MOSFET的通态电阻较大,所以饱和压降也大。这是因为它不像GTR有超量存储电荷,它是单极型器件,没有载流子的存储效应。为了降低通态电阻,在

设计上要采取一些措施。以美国 MOTOLORA 公司的 TMOS 器件为例,其通态电阻 R_{on} 由四部分组成:反型层沟道电阻 r_{CH} 、栅漏积聚区电阻 r_{ACC} 、FET 夹断区电阻 r_{JFET} 、轻掺杂漏极区电阻 r_D ,如图 2-125 所示。沟道电阻 r_{CH} 随着沟道长度而增加,结的夹断电阻 r_{JFET} 与外延区电阻率和电极宽度成正比,与沟道宽度成反比变化。为了提高器件的耐压能力,要求外延区电阻率要高、漏区要厚,其结果是使 r_D 增大,也使 R_{on} 增大。可见,对耐压和 R_{on} 的要求是相互矛盾的。 R_{on} 随温度变化近似呈线性关系,如图 2-126 所示,图中还表明器件电压越高, R_{on} 随温度的变化越显著。在同样温度条件下,器件电压越高,其 R_{on} 值越大。

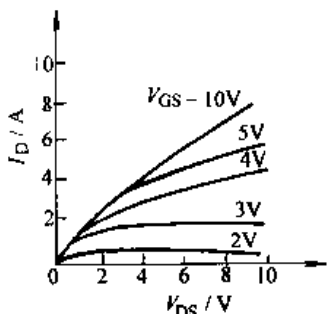


图 2-124 电力 MOSFET 的饱和特性

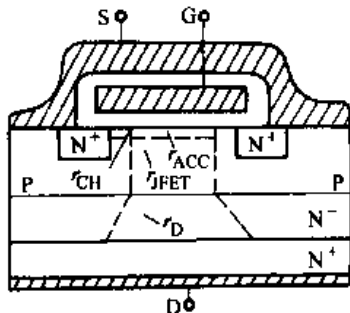


图 2-125 TMOS 器件的通态电阻 R_{on} 的组成

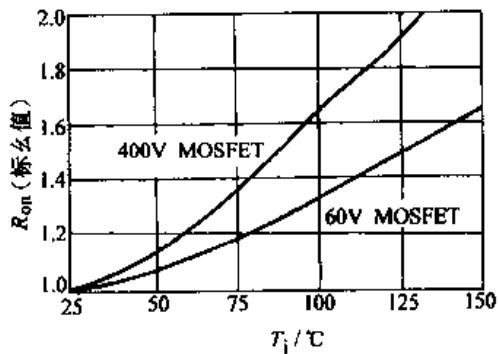


图 2-126 R_{on} 随温度变化的关系

3. 转移特性

转移特性表示电力 MOSFET 的输入栅源电压 V_{GS} 与输出漏极电流 I_D 之间的关系。图 2-127 中实线为增强型电力 MOSFET 的转移特性,虚线为耗尽型电力 MOSFET 的转移特性,现在已商品化的电力 MOSFET 中增强型占主流。转移特性表示电力

MOSFET 的放大能力,与 GTR 中的电流增益 β 相仿,由于电力 MOSFET 是电压控制器件,因此用跨导这一参数来表示。跨导 g_m 定义为

$$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS} \quad (2-50)$$

式中 g_m ——跨导 (S),表示转移特性曲线的斜率。

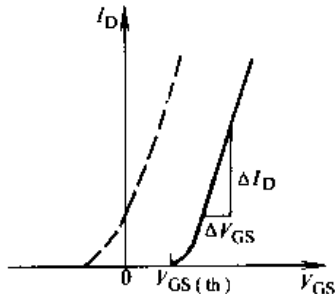


图 2-127 MOSFET 的转移特性

由于转移特性的非线性, g_m 与 V_{GS} 的关系曲线也是非线性的,图 2-128 为 MOTOLORA 公司生产的 MTP8N10 器件在小信号下跨导与栅压 V_{GS} 的关系曲线。测试条件为 $V_{DS} = 15V$, $T_c = 25^\circ C$ 。为提高 g_m ,除应提高单位管芯面积的沟道宽长比 (W/L) 外,还应具有良好的工艺,以保证电子的有效表面迁移率和使有效散射极限速度达到应有的水平。

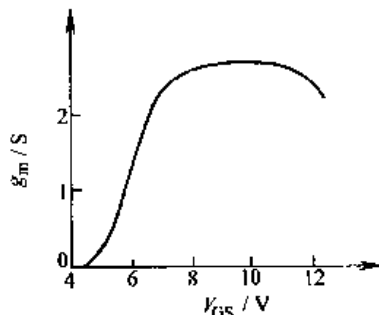


图 2-128 跨导 g_m 与栅压 V_{GS} 的关系曲线

4. 开关特性

电力 MOSFET 开关特性的测试电路如图 2-129a 所示,开关特性如图 2-129b 所示,图中 v_p 为矩形脉冲电压信号源(波形见图 2-129b), R_s 为信号源内阻, R_G 为栅极电阻, R_L 为漏极负载电阻, R_F 用于检测漏极电流。

因为 MOSFET 存在输入电容 C_m ,所以当脉冲电压 v_p 的前沿到来时, C_m 有充电过程,栅极电压 V_{GS} 呈指数曲线上升,如图 2-129b 所示。当 V_{GS} 上升到开启电压 V_T 时,开始出现漏极电流 i_D 。从 v_p 前沿时刻到 $V_{GS} = V_T$ 并开始出现 i_D 的时刻,这段时间称为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。此后, i_D 随 V_{GS} 的上升而上升。 V_{GS} 从开启电压上升到 MOSFET 进入非饱和区的栅压 V_{GSP} 这段时间称为上升时间 t_r ,这时相当于功率晶体管的临界饱和,漏极电流 i_D 也达到稳态值。 i_D 的稳态值由漏极电源电压 V_E 和漏极负载电阻所决定, V_{GSP} 的大小和 i_D 的稳

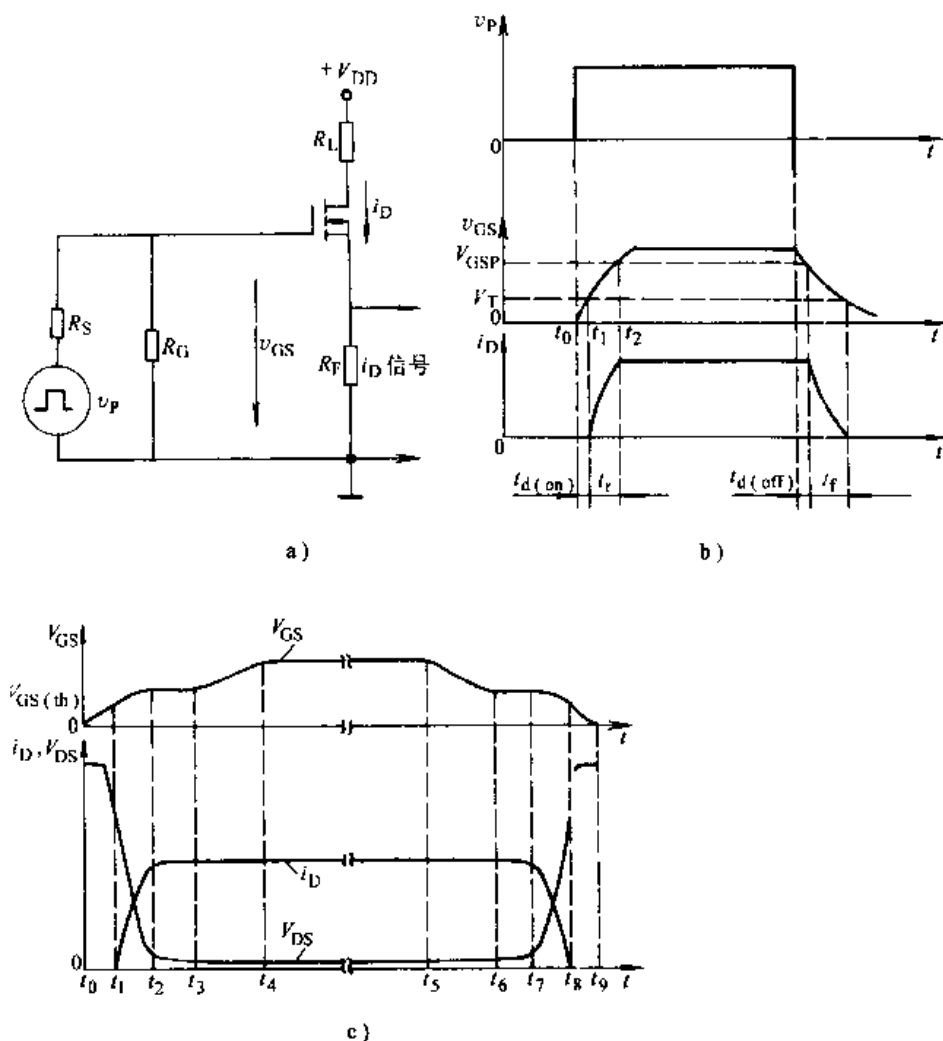


图 2-129 电力 MOSFET 的开关过程

a) 开关特性测试电路 b) 开关特性 c) 开通特性

定值有关。 V_{GS} 的值达到 V_{GSP} 后,在脉冲信号源 v_p 的作用下继续升高直至达到稳态,但 i_D 已不再变化,相当于功率晶体管处于深饱和。

当脉冲电压 v_p 下降到零时,栅极输入电容 C_{in} 通过信号源内阻 R_s 和栅极电阻 R_G ($\gg R_s$)开始放电,栅极电压 V_{GS} 按指数曲线下降,当下降到 V_{GSP} 时,漏极电流 i_D 才开始减小,这段时间称为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。此后, C_{in} 继续放电, V_{GS} 从 V_{GSP} 继续下降, i_D 减小,到 $V_{GS} < V_T$ 时沟道消失, i_D 下降到零。

以上为电阻负载条件下,MOSFET 开关特性的粗略分析,实际上,随负载为电阻和电感的不同,开关过程很不相同。下面按阻性和感性负载的区别详细分析如下。

(1) 电阻性负载的开关特性

1) 开通过程: MOSFET 在 t_0 时驱动(见图 2-129c),输入电容 C_{iss} 通过驱动电路的内阻 R_s 充电,栅源电压开始上升。与 R_s 相比,栅极电阻 R_G 的影响可以忽略。在 t_1 时达到开启电压,MOSFET 导通,栅源电压随着负载电阻上压降的上升而下降。

漏极电流在 $t_1 \sim t_2$ 区间内是增加的。此时密勒电容较小,它因漏源电压的变化而放电,由传输特性曲线可见漏源电压的增加。

在 t_2 时,漏源电压 V_{DS} 变得与栅源电压 V_{GS} 相等,密勒电容的影响变得显著。在 $t_2 \sim t_3$ 区间,MOSFET 的作用像一个密勒积分器。也就是说,在栅源电压保持恒定时,栅极充电电流流过密勒电容,这样导致了漏源电压进一步的下降。在 t_3 时,漏源电压达到了由输出特性曲线决定的线性区的末端。

在 $t_3 \sim t_4$ 区间,输入电容 C_{iss} 被充电直到等于所加的驱动电压,而且沟道电阻进一步下降。在 t_4 时,MOSFET 的通态电阻 $R_{DS(on)}$ (漏源电压与漏极电流的比值)达到最大值。

2) 关断过程: 在 t_5 时驱动电压关断到零,关断过程开始。输入电容 C_{iss} 上电压已达到用户加到栅源极间驱动电压的最大值,并且通过驱动电路的内阻 R_s 放电。栅源电压稍稍降低,在此电压下漏极电流仍能流过电阻区。在 t_6 时,通态电阻只有微微地上升。

在 $t_6 \sim t_7$ 区间,MOSFET 再次像一个密勒积分器

的作用。当栅源电压恒定时,栅极驱动电流流过仍然大的密勒电容,且漏源电压上升。

在 t_1 时,栅源电压与漏源电压变得相等,密勒电容减小。在 $t_1 \sim t_2$ 区间,密勒电容充电,漏源电压急剧升高,漏源电流减小,以响应负载电阻上压降的变化,栅源电压也减小到某个低值。

在 t_3 时达到阈值电压, MOSFET 完全关断。在最后的 $t_3 \sim t_4$ 区间,输入电容放电直至与驱动电压相等。

因为在 MOSFET 工作中不涉及存储时间,所以开关时间只由输入电容的充、放电过程决定。如果驱动电路的内阻 R_i 可以自由选择,则 MOSFET 的开关时间可在宽范围内调节。

(2) 感性负载的开关特性 下面讨论 MOSFET

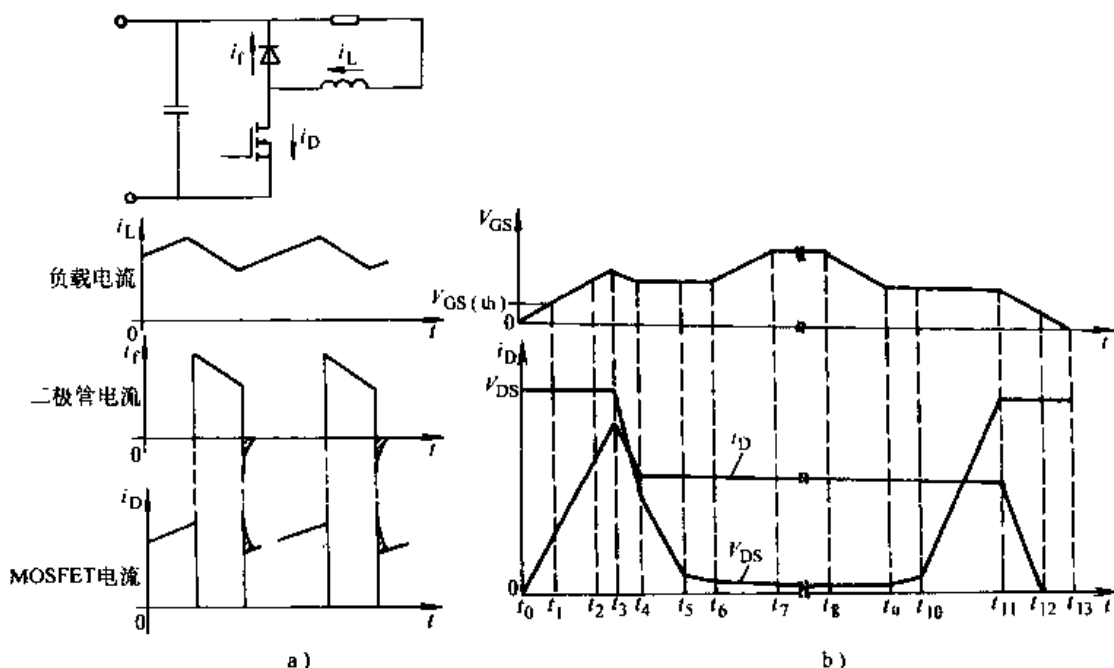


图 2-130 感性负载时电力 MOSFET 的开关特性

a) 感性负载的电流开关特性 b) 感性负载和续流二极管的开关特性

在 $t_3 \sim t_4$ 区间,漏源电压下降,二极管的反向电压以同样的数量上升。据常规操作所提到的,漏源电压以与密勒电容通过栅极驱动电压放电的同样速度下降。在这个区间,栅源电压应保持恒定,就像在随后的 $t_4 \sim t_5$ 区间一样(密勒积分器)。

然而在 $t_3 \sim t_4$ 区间,开关过程进一步受到因二极管反向恢复电流引起的漏极电流变化的影响。当漏极电流变小时,栅源电容通过密勒电容放电。栅源电压降低到足够使漏极电流流过,因此在这个区间观察到了漏源电压波形的突变。

在 $t_3 \sim t_5$ 区间,当漏源电压变化时必须特别注意。当 MOSFET 用一个低阻抗电源驱动时,漏极电流上升的速率和续流二极管中换向电流的变化率很高,最后二极管的反向恢复电流达到较高值。一旦它达到最

大值后,将开始急剧下降。二极管反向恢复电流的这种急剧变化能导致超过器件的击穿电压。

1) 开通过程:用方波信号驱动 MOSFET (见图 2-130)。在 t_0 时,随着输入电容 C_{iss} 通过驱动电路内阻 R_i 充电,栅源电压上升,在 t_1 时达到阈值电压。在 $t_1 \sim t_2$ 区间,漏极电流与栅源电压成正比地上升,同时漏源电压保持在工作电压量级。在 t_2 时,晶体管吸收了全部的负载电流。

在随后的 $t_2 \sim t_3$ 区间,由于二极管的反向恢复电流加到负载电流中,漏极电流进一步上升。在二极管反向恢复电流极性转变点,漏极电流最大。直到此时,漏源电压仍然与工作电压相等。栅源电压升高到允许晶体管产生的峰值电流流过时的数值。

2) 关断过程:在 t_8 时关断过程开始。在 t_9 时,栅源电压减小到使漏极电流仍然可流过电阻区的程度。在 $t_9 \sim t_{10}$ 区间,晶体管的作用像一个有大容量密勒电容的密勒积分器。如果漏源电压超过了栅源电压,则晶体管在 $t_{10} \sim t_{11}$ 区间的作用像一个有小容量密勒电容的密勒积分器。在 t_{11} 时,续流二极管导通,以便使漏源电压保持恒定。漏极电流与栅源电压成正比地下降,在 t_{12} 时,栅源电压降到阈值电压,漏极电流减小到零。在 $t_{12} \sim t_{13}$ 区间,输入电容完全放去电荷。

5. 极间电容与漏源极电压的关系 $C = f(V_{DS})$

电力 MOSFET 的极间电容对开关过程有直接的影响,其等效电路如图 2-131 所示。这些电容分为两

类: C_{GS} 、 C_{GD} 是由 MOS 结构形成的,它们的大小决定于几何形状和绝缘层的厚度,其数值很稳定,几乎不随电压和温度变化。 C_{iss} 则是由 PN 结形成的,其大小决定于沟道面积和有关结构的反偏宽度,它将会受到电压和温度变化的影响。在应用中,常用输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 及反馈电容 C_{rss} 的概念,它们与电力 MOSFET 极间电容的关系可参见式 (2-55) ~ 式 (2-57)。它们与 MOSFET 漏源极间所加电压 V_{DS} 大小密切相关。

$$\left. \begin{array}{l} \text{当 } V_{DS} < 5V \text{ 时} \\ \text{当 } V_{DS} > 5V \text{ 时} \end{array} \right\} \begin{array}{l} C_{iss} < C_{iss} < C_{oss} \\ C_{iss} < C_{oss} < C_{rss} \end{array} \quad (2-51)$$

这些电容与 V_{DS} 的关系曲线如图 2-132 所示。开关时间与器件的极间电容和寄生电感有关,它们之间的关系都是非线性的,因此开关时间明显地与驱动源参数和漏极负载情况有关。测试条件不同,参数值也不同,因此要明确标出测试时的 V_{DS} 、 I_D 、驱动源内阻 Z_0 、过驱动栅极电压 V_{GS} 的脉冲参数。电力 MOSFET 的开关速度几乎不随温度而变化,其动态损耗也不随温度变化,其开关速度的快慢仅与寄生电容的充放电时间相对应。

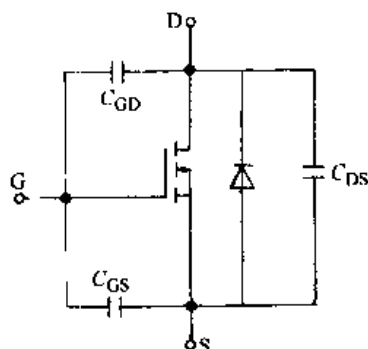


图 2-131 电力 MOSFET 的极间电容等效电路

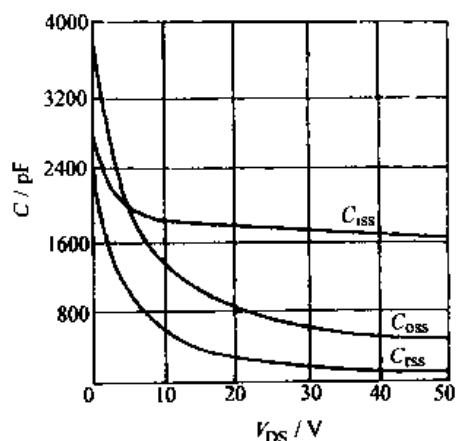


图 2-132 极间电容与 V_{DS} 的关系曲线

6. 安全工作区 (SOA)

电力 MOSFET 没有二次击穿问题,具有非常宽

的安全工作区,特别是在高电压范围内,但是电力 MOSFET 的通态电阻 R_{on} 比较大,所以在低压部分不仅受最大电流的限制,还要受到自身功耗的限制。

(1) 正向偏置安全工作区 (FBSOA) 正向偏置安全工作区 (FBSOA) 如图 2-133 所示。它是由四条边界极限所包围的区域。这四条边界极限是:最大漏源电压线 I,最大漏极电流线 II,漏源通态电阻线 III 和最大功耗限制线 IV。最大功耗的限制和 GTR 相同,是由器件的热响应特性、最大允许结温和最大热阻抗联合决定的,对应不同的工作时间有不同的耐量,时间越短,耐量越大。图 2-133 示出了五种情况:直流 DC、脉宽 10ms、脉宽 1ms、脉宽 100μs、脉宽 10μs。和 GTR 的安全工作区相比,有两点明显的不同:一是电力 MOSFET 无二次击穿问题,故不存在二次击穿功率 P_{SB} 限制线;二是 GTR 饱和压降很小,自身导通功耗低,所以最大电流限制线一直延伸到纵坐标处;而电力 MOSFET 的通态电阻较大,自身导通功耗也较大,所以在低压侧不仅受最大漏极电流的限制,还要受到通态电阻 R_{on} 的限制。

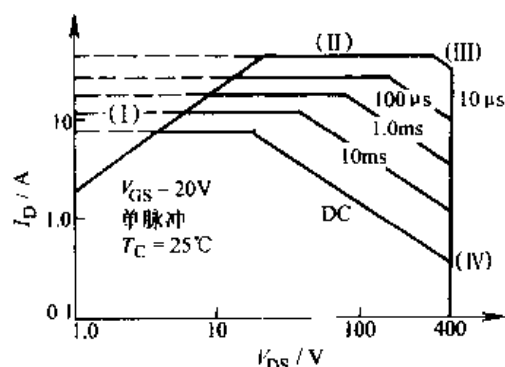


图 2-133 正向偏置安全工作区 (FBSOA)

(2) 开关安全工作区 (SSOA) 开关安全工作区 (SSOA) 表示器件工作的极限范围,如图 2-134 所示。它是由最大峰值电流 I_{DM} 、最小漏源击穿电压 BV_{DS} 和最大结温 T_M 决定的,超出该区域,器件将要损坏。图 2-134 给出了一个 I_{DM} 及 BV_{DS} 分别为 50A、400V 电力 MOSFET 的开关安全工作区 (SSOA)。器件的开通与关断时间均 $< 1\mu s$ 。

由于电力 MOSFET 的工作频率高,经常处于转换过程中,而前述的寄生晶体管又影响到转换问题,为此还定义了换流安全工作区 (CSOA),主要限制反向恢复电荷的数值。影响换流过程的因素很多,最后都归结到反向恢复电荷这个问题上,它们的关系如图 2-135 所示。图中上面一排是与器件相关的参数,下面一排是与电路相关的参数,其中影响最明显的是与电路有关的三个参数:转换前二极管中的最大正向电流 I_{FM} 、重复电压 V_R (或漏源峰值电压 V_{DSP}) 及转换速度。

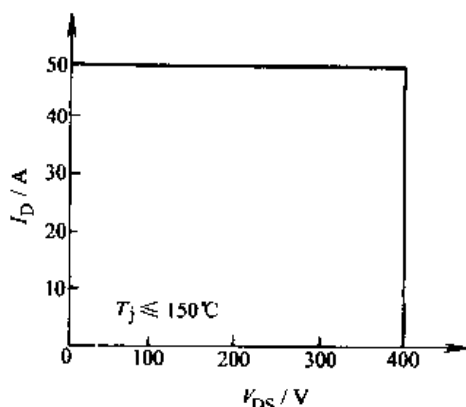


图 2-134 开关安全工作区 (SSOA)

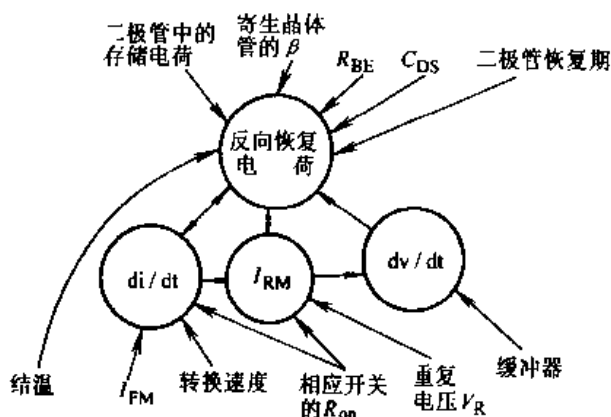


图 2-135 与换流过程和反向恢复电荷有关的因素

以 MOTOROLA 公司的 MTP3055A 器件为例的 CSOA 如图 2-136 所示。它也是以电压和电流为轴线，上方被二极管最大正向电流所限制，右方被最大允许重复电压所限制，中间曲线分别对应着 $di/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$ 和 $100\text{A}/\mu\text{s}$ 的情况。目前有的 CSOA 已接近于图 2-134 所示的开关安全工作区的形状。例如：MTP3055E 在电路杂散电感为 100nH 、电压为 50V 时最大的 di/dt 可达 $500\text{A}/\mu\text{s}$ 。

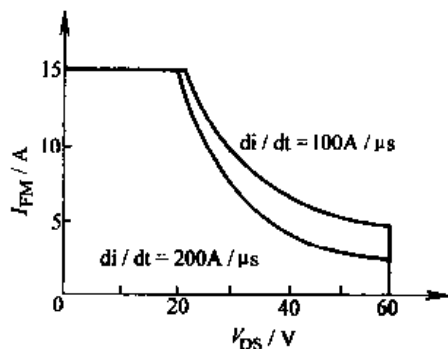


图 2-136 MTP3055A 器件的换流安全工作区 (CSOA)

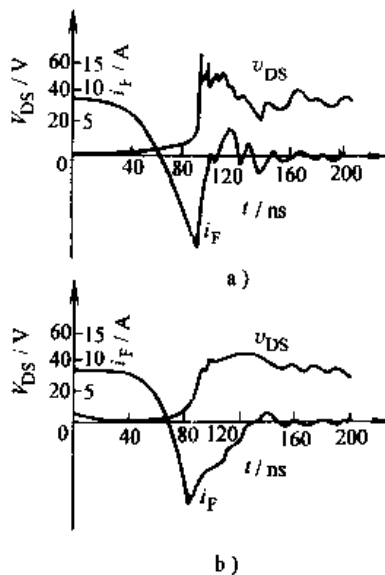
在电力 MOSFET 换流过程中，当器件体内反并联二极管从导通状态进入反向恢复期时，如果漏极电压上升过于迅速，即 dV_{DS}/dt 过大，则很容易造成器件

损坏。二极管反向恢复期内漏源极的电压上升率 dV_{DS}/dt 称为二极管恢复 dV_{DS}/dt 。二极管恢复 dV_{DS}/dt 耐量是电力 MOSFET 可靠性的一个重要参数。

电力 MOSFET 体内反并联二极管在关断过程中存在反向恢复时间。图 2-137 所示为二极管反向恢复期的电压和电流波形。由图可见，在反向恢复期内，二极管要承受漏源间迅速上升的电压变化 dV_{DS}/dt ，同时又有反向恢复电流流过。这将使电力 MOSFET 中的寄生双极型晶体管开通，导致其产生类似二次击穿的雪崩现象，从而缩小电力 MOSFET 的安全工作区。

在电力 MOSFET 的实际应用中，栅源极间阻抗、器件结温和电路引线电感等也会对 CSOA 造成影响。

1) 栅源极间电阻 R_{GS} 或电感 L_{GS} 的影响。如果 R_{GS} 或 L_{GS} 过大，由于二极管反向恢复产生的 dV_{DS}/dt ，可能使 $V_{GS} > V_{GS(th)}$ ，从而使电力 MOSFET 导通。有时虽不能使电力 MOSFET 导通，但可使其进入放大状态，延缓二极管反向恢复时间，图 2-137a、b 分别示出了栅源极间电阻 R_{GS} 为 10Ω 和 100Ω 时反向恢复期间的电压、电流波形。由图可见， R_{GS} 值大时，二极管反向恢复时间较长。在这种情况下运行，虽反向恢复期间功耗增加，因漏源电压峰值较低，所以可避免电力 MOSFET 的过电压击穿。

图 2-137 二极管反向恢复期的电压和电流波形
a) $R_{GS} = 10\Omega$ b) $R_{GS} = 100\Omega$

2) 结温的影响。实验证明，电力 MOSFET 的结温对 CSOA 没有直接影响，但是器件的漏源电压和电流直接受结温高低的影响。最终结果是结温升高，CSOA 曲线向缩小的方向变化。

3) 线路引线电感的影响。电路中的引线电感在二极管反向恢复过程中会产生反电动势，使器件承受很

高的峰值电压。二极管换向电流上升率越快或引线电感越大,器件承受的峰值电压越高。过高的电压使对器件 CSOA 的要求更加苛刻。为此,应尽量缩短电路引线,以便使引线电感减到最小值。在实际使用中,引线电感可限制在 $100 \sim 200 \text{ nH}$ 之间。

7. 栅极电荷特性

栅极电荷 Q_G 与栅源电压 V_{GS} 之间的函数关系称为栅极电荷特性,其特性曲线如图 2-138 所示。 Q_G 表示电力 MOSFET 的电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 从 0 V 充电到 10 V 所需的电荷总量。栅极电荷的多少与漏极电流无关,它仅随栅源电压 V_{GS} 的变化而变化。 Q_G 的最大额定值是在结温 T_J 为 25°C 、漏极电流 I_D 为额定值和漏源电压为 90% 额定值的条件下确定的。

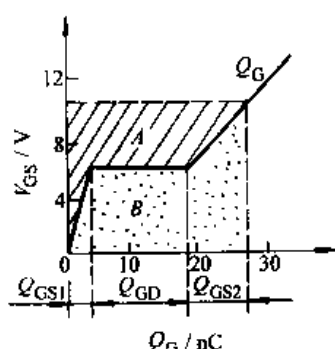


图 2-138 栅极电荷特性曲线

栅极电荷 Q_G 由三部分组成： Q_{GS1} 、 Q_{GD} 和 Q_{GS2} 。充电开始，电荷流入栅源间电容 C_{GS} ，直到漏极电流出现，漏源电压开始下降为止。在这段时间内， C_{GS} 上积聚的电荷量为 Q_{GS1} ，在 V_{DS} 下降期间， V_{GS} 维持不变，但栅漏电容 C_{GD} 不停地积累电荷，直到电力 MOSFET 饱和导通为止。这段时间 C_{GD} 上积累的电荷为 Q_{GD} 。以后随着 V_{GS} 的增高，虽然 C_{GS} 仍在积聚电荷，但大部分电荷被 C_{GD} 储存。这段时间内，栅极上积聚的电荷用 Q_{GS2} 表示。因此，总的栅极电荷 Q_G 等于三者之和。

图中斜线部分的面积 A 表示开通期间的能量损耗，曲线下方带点部分的面积 B 则表示器件电容 $C_{GS} + C_{GD}$ 所储存的能量和关断期间的能量消耗。

利用这一特性曲线，可以在给定的开关速度要求下，求得所需的栅极电流估算值，这对于设计驱动电路是一个重要的依据。

8. 漏源二极管特性

由于电力 MOSFET 中专门集成一个并联二极管，用以提供无功电流通路，所以当源极电位高于漏极时，这个二极管即正向导通。由于这个二极管成为电路的重要组成部分，所以手册中都给出它的正向导通压降 V_F （即 V_{SD} ）和反向恢复时间 t_{rr} 的参数值。图 2-139a、b 分别是 MTP15N15 型 N 沟道电力 MOSFET

的漏源二极管的正向特性和反向恢复特性曲线。

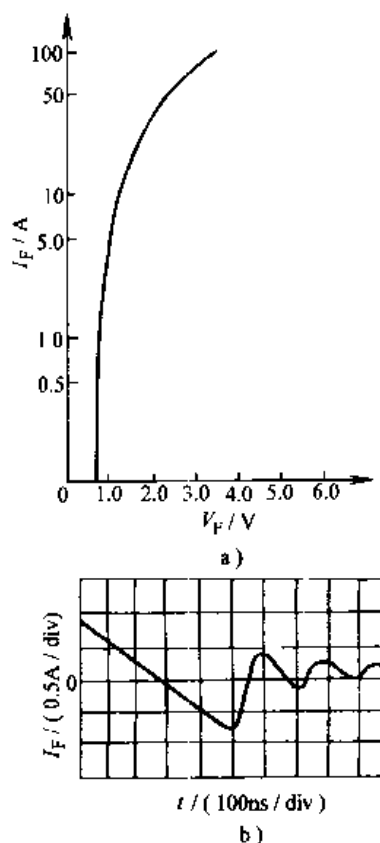


图 2-139 MTP15N15 型 MOSFET 的漏源二极管特性

- a) 正向特性 ($T_J = 25^\circ \text{C}$, 脉宽为 $300 \mu\text{s}$ 的脉冲, 60 个脉冲/s, I_D (连续): 15 A)
b) 反向恢复特性 ($I_F = 0.5 \text{ A/div}$, $t = 100 \text{ ns/div}$)

2.5.3 电力 MOSFET 的主要技术参数

1. 电压参数

(1) 漏源击穿电压 BV_{DS} 它决定了电力 MOSFET 的最高工作电压,限制了器件的电压和功率处理能力,这是为了避免器件进入雪崩区而设的极限参数。 BV_{DS} 的大小取决于漏极 PN 结的雪崩击穿结构和栅极对沟道、漏区间反偏结耗尽层电场分布的影响,以及器件各部分表面的电场分布效应等因素。在应用中,选定工作电压要根据器件的 BV_{DS} ,并留有充分的裕量。由于 BV_{DS} 是 N^- 型外延层电阻率和厚度的函数,而电阻率随温度不同而变化,所以 BV_{DS} 也随温度而变化。图 2-140 表明,大约结温 T_J 每升高 100°C ,则 BV_{DS} 增加 10% ;结温下降时, BV_{DS} 也随之而下降。 BV_{DS} 表征了电力 MOSFET 的耐压极限,定量分析规定 BV_{DS} 为 $V_{GS} = 0$ 时漏源之间的反向泄漏电流达到某一规定值时的漏源电压。

(2) 栅源击穿电压 BV_{GS} 它表征了电力

MOSFET 栅源之间能承受的最高电压,是为了防止栅源电压过高发生介电击穿而必须添加的参数。

(3) 开启电压 $V_{GS(th)}$ 又称阈值电压,它是指电力 MOSFET 流过一定量的漏极电流时的最小栅源电压。当栅源电压等于开启电压时,电力 MOSFET 开始导通。在转换特性上 $V_{GS(th)}$ 为转移特性曲线与横坐标的交点,其值的大小与耗尽层的正向电荷量有关。在工业应用中,常将漏栅短接条件下,漏极电流 $I_D=1\text{mA}$ 时的栅极电压定义为开启电压。开启电压 $V_{GS(th)}$ 还随结温 T_j 而变化,并具有负的温度系数,大约结温每增高 15°C ,开启电压 $V_{GS(th)}$ 下降 10% ,即温度系数为 $-6.7\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。图 2-141 给出了 $V_{GS(th)}$ 随 T_j 变化的曲线。

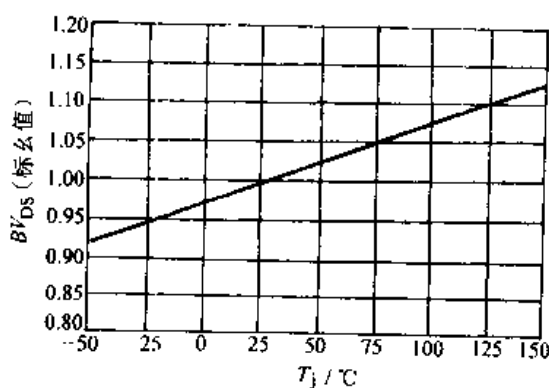


图 2-140 结温 T_j 升高对漏源击穿电压 BV_{DS} 的影响

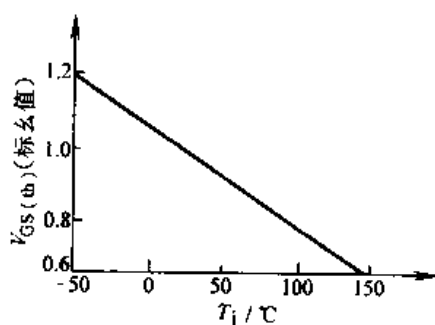


图 2-141 $V_{GS(th)}$ 随 T_j 变化的曲线

2. 电流参数

(1) 漏极电流 I_D 表征电力 MOSFET 的电流容量,其测试条件为 $V_{GS}=10\text{V}$ 时, V_{DS} 为某个适当值时的漏极电流。确定 MOSFET 电流定额的方法和功率晶体管不同。功率晶体管的集电极电流过大时,电流放大系数 β 迅速下降,因此 β 的下降程度限制了集电极电流的最大允许值。MOSFET 的跨导 g_m 则与 β 不同, g_m 随漏极电流的增大而增大,直至达到稳定值。因此,漏极载流能力主要受温升的限制。

(2) 漏极最大电流 I_{DM} 它表征电力 MOSFET 的

电流容量,其大小主要受器件沟道宽度 W 的影响,最大漏极电流 I_{Dmax} 表示为

$$I_{Dmax} = (1/2) (W/L) C_0 \mu_{ne} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2-52)$$

式中 W ——沟道总宽度;

L ——沟道长度;

C_0 ——单位面积栅氧化层电容;

μ_{ne} ——N 型沟道内电子的饱和迁移率;

V_{GS} ——所施加的栅压;

$V_{GS(th)}$ ——阈值电压。

由此可见,要提高电流密度必须增加单位面积的沟道宽度,所以 VDMOS 管是多元胞结构。要减小沟道的长度,故必然将它做成短沟道的 ($1\sim 2\mu\text{m}$ 长),靠光刻来保证这种沟道长度是不合适的,这里是靠两次扩散的深度来控制短沟道的长度,以确保其精度。在使用时,栅压决不能仅仅等于阈值电压,必须有足够的栅压来驱动,这样才能保证 VDMOS 管的安全可靠运行。

在高频使用时,由于 VDMOS 管的开关损耗要比双极型器件低得多,所以 VDMOS 管的额定值可以选得更小一些。例如:一个 13W 的节能灯电子镇流器,当用双极型开关管时,必须选 $2\sim 4\text{A}$ 器件,而用 VDMOS 管时则选 0.5A 就足够了。

双极型晶体管集电极电流增大到 I_{CM} 时,晶体管的开通和关断时间都会明显延长,饱和压降也会增大,使晶体管的损耗、结温都上升,这又反过来使晶体管的关断时间延长。而电力 MOSFET 的开通和关断时间主要取决于栅极驱动电路的输出电阻和动态驱动功率,与结温无关,亦即与漏极电流增大引起的器件温升无关。这些都说明确定电力 MOSFET 漏极载流能力的依据与双极型晶体管的不同。

电力 MOSFET 漏极连续电流 I_D 和脉冲电流幅值 I_{DM} 主要受器件温度的限制,不论器件是连续电流还是脉冲电流工作,器件内部温度都不得超过其最高工作温度 150°C 。按实际经验,器件外壳温度应低于 100°C 。

最大漏极电流限制线受连续电流最大额定值(DC)或峰值电流的限制。它是在栅源电压 $V_{GS}=20\text{V}$ 、壳温 $T_c=25^\circ\text{C}$ 条件下确定的。电力 MOSFET 电流控制能力受结温限制。当结温 T_j 升高时,实际可用的连续电流值会下降。电力 MOSFET 允许的连续电流 I_D 是

$$I_D = \sqrt{(T_{jmax} - T_c) / (R_{DS(on)} R_{th(jc)})} \quad (2-53)$$

式中 $R_{DS(on)}$ ——温度在额定值 T_{jmax} 时的导通电阻极限值;

$R_{th(jc)}$ ——管子结壳热阻;

T_c ——壳温。

(3) 连续反向漏极电流 I_{DR} 是指内部隐含二极管的额定电流。

(4) 栅源间漏电流 I_{GSS} 是指在最大栅源电压下, 漏源短路时的栅极电流。

(5) 漏极漏电流 I_{DSS} 是指栅源电压短路时的漏极漏电流。

3. 时间参数

时间参数主要指电力 MOSFET 的开关时间 (见图 2-129)。开关时间包括导通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 。导通时间 t_{on} 又包含导通延迟时间 $t_{d(on)}$ 和上升时间 t_{ra} 。关断时间 t_{off} 又包含关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 。

(1) 导通延迟时间 $t_{d(on)}$ 从输入栅极脉冲电压上升至其峰值的 10% 开始计算, 至漏极电流上升至其峰值的 10% 止所需要的这一段时间。

(2) 上升时间 t_r 漏极电流从其峰值的 10% 上升到 90% 所需要的时间。

(3) 关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 从栅极脉冲电压下降至其峰值的 90% 开始计算, 至漏极电流下降至其峰值的 90% 止所需要的这一段时间。

(4) 下降时间 t_f 漏极电流从其峰值的 90% 下降到 10% 所需的时间。

应当说明的是, 开通时间 t_{on} 与电力 MOSFET 的开启电压 $V_{GS(th)}$ 、栅源电容 C_{GS} 和栅漏电容 C_{GD} 有关, 也受信号源的上升时间和内阻影响, 而关断时间 t_{off} 则受电力 MOSFET 漏源电容 C_{DS} 和负载电阻 R_L 影响。

4. 通态电阻 R_{on}

通态电阻 R_{on} 是指在确定的栅源电压 V_{GS} 下, 电力 MOSFET 处于恒流区时的直流电阻, 它与输出特性密切相关, 是影响最大输出功率的重要参数。 R_{on} 的大小与栅源电压有很大的关系, 如图 2-142 所示。该图表明, 随着 V_{GS} 的增加, R_{on} 减小, 但 V_{GS} 也不能太高, 它受到 BV_{GS} 的限制。另外, 过高的 V_{GS} 会增加电力 MOSFET 的关断时间, 这是因为有过多的电荷存储在输入电容中, 通常 V_{GS} 取 10V 左右。

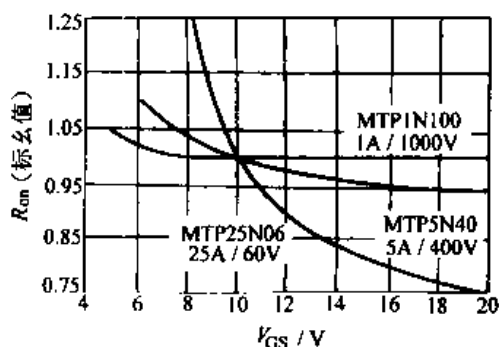


图 2-142 栅源电压对导通电阻的影响

5. 跨导 g_m

跨导 g_m 定义为

$$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS} \quad (2-54)$$

式中 g_m ——跨导 (S), 反映转移特性的斜率。

由于转移特性是非线性的, 所以 g_m 与 V_{GS} 的关系曲线也是非线性的。图 2-143 所示为美国 MOTOROLA 公司生产的 MTP8N10 型 N 沟道功率 MOSFET, 在小信号下跨导 g_m 与栅压 V_{GS} 的关系曲线。测试条件为: 漏源电压 $V_{DS} = 15V$ 、壳温 $T_C = 25^\circ C$ 。由图可知, g_m 值在开启电压 $V_{GS(th)}$ 附近变化剧烈, 一旦开通后, 在转移特性的线性区范围内, g_m 保持一个较大的数值不变。电力 MOSFET 的漏极电流 I_D 一般都比较小。当 I_D 较大时, I_D 与 V_{GS} 近似成线性关系, 这时表征器件放大能力的跨导 g_m 是常数。 V_{GS} 继续增高, I_D 将趋于饱和, 因而 g_m 值又迅速减小。为了提高 g_m , 除应提高单位管芯面积的沟道宽长比外, 还应保证载流子的有效表面迁移率和有效散射速度足够高。

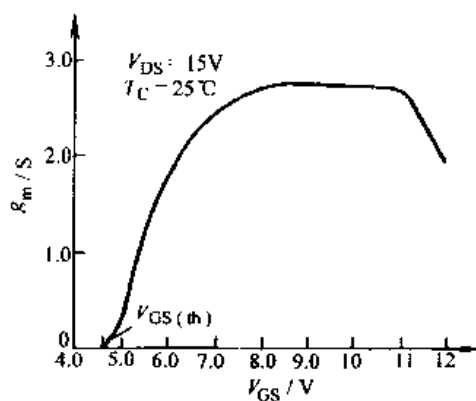


图 2-143 小信号下 g_m 与 V_{GS} 的关系曲线

6. 极间电容

电力 MOSFET 的极间电容是影响其开关速度的主要因素。其极间电容分为两类: 一类为 C_{GS} 和 C_{GD} , 它们由 MOS 结构的绝缘层形成的, 其电容量的大小决定于栅极的几何形状和绝缘层的厚度; 另一类是 C_{DS} , 它由 PN 结构成, 其数值大小决定于沟道面积和有关结的反偏程度。一般生产厂家提供的是漏源短路时的输入电容 C_{iss} 、共源极输出电容 C_{oss} 及反向转移电容 C_{rss} 。它们之间的关系是

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2-55)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2-56)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2-57)$$

实验证明, 电力 MOSFET 的漏源极电压 V_{DS} 越高, 则极间电容越小, 当 $V_{DS} > 25V$ 时, 各电容值趋于稳定。为减小这些电容, V_{DS} 应大于 10V。

7. 最高工作频率 $f_{\max}$

最高工作频率正比于跨导 g_m ，反比于输入电容 C_{in} 。

$$f_{\max} = g_m / (2\pi C_{in}) \quad (2-58)$$

为了提高 $f_{\max}$ ，应该设法减小输入电容 C_{in} ，除了不可避免的栅源电容 C_{GS} 外，它还包括寄生电容 C_{GS} 和 C_{GD} 。

需要指出的是， g_m 和 C_{in} 都是栅偏压 V_{GS} 的函数。在较低的栅压下， C_{in} 随 V_{GS} 增加而迅速减小，所以使 $f_{\max}$ 相应提高；在过高的栅压下，源极电阻迅速增大，致使 g_m 减小，影响到 $f_{\max}$ 下降。所以，在中间的某适合栅压下，频率响应达到一个极大值。对于高频使用场合，选择合适的栅驱动电压有很大的意义。

8. 临界电压上升率 dV_{DS}/dt

电力 MOSFET 的动态性能还受到漏源极间电压上升率 dV_{DS}/dt 的限制。过高的 dV_{DS}/dt 不但干扰电路的正常工作，而且有可能使器件遭到永久性损坏。图 2-144 为分析电力 MOSFET 的 dV_{DS}/dt 效应的等效电路。 v_{DS} 为漏源极间随时间变化的电压。 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 为极间电容， V' 为寄生晶体管。

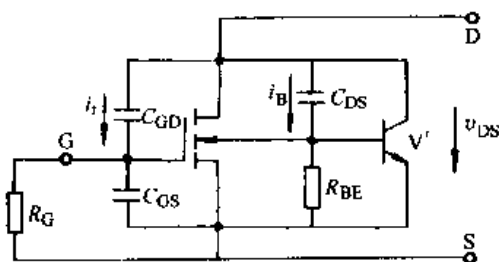


图 2-144 电力 MOSFET 的等效电路

漏源极间的 dV_{DS}/dt 效应有三种形式：静态 dV_{DS}/dt 、动态 dV_{DS}/dt 和二极管恢复 dV_{DS}/dt 。关于二极管恢复 dV_{DS}/dt 将在下面讨论，这里主要讨论前两种。由于它们引起的效应有所不同，所以应该规定的极限耐量也有所不同。

(1) 静态 dV_{DS}/dt 静态 dV_{DS}/dt 是指器件处于阻断状态时出现的漏源极之间的电压上升率。由图 2-144 可以看出，当漏源间出现较大的电压变化率 dV_{DS}/dt 时，在电容 C_{DS} 和 C_{GD} 上将分别产生位移电流 i_B 和 i_r 。其值分别为

$$i_B = C_{DS} dV_{DS}/dt \quad (2-59)$$

$$i_r = C_{GD} dV_{DS}/dt \quad (2-60)$$

当位移电流 i_B 足够大时，它在电阻 R_{BE} 上产生的压降会使寄生晶体管的发射结正向导通，寄生晶体管即被开通，器件的漏源间就会有电流通过。另外，由于 V_{DS} 使集电结反向偏置，在 V_{DS} 上升到使集电结雪崩击穿的同时，且发射结又被 dV_{DS}/dt 误导通时，如果外电

路没有有效的限流措施，器件将发生二次击穿而损坏。

位移电流 i_r 在栅极电阻 R_G 上产生电压 V_{GS} 。当 dV_{DS}/dt 过高，以致 i_r 在 R_G 上产生的压降超过电力 MOSFET 的阈值电压 $V_{GS(th)}$ 时，器件将被误导通。栅极电阻 R_G 值越大，误导通的可能性就越大。如栅极处于开路状态，则 dV_{DS}/dt 极易使器件误导通。过高的 dV_{DS}/dt 还会引起栅极氧化层的永久性损坏。为此，电力 MOSFET 必须防止出现漏源间开路的运行状态，以免损坏器件。目前，电力 MOSFET 的静态 dV_{DS}/dt 耐量可达 30V/ns 的水平。

(2) 动态 dV_{DS}/dt 动态 dV_{DS}/dt 与静态 dV_{DS}/dt 产生的原因有所不同。动态 dV_{DS}/dt 是指器件处于关断过程时出现的漏源之间的电压上升率。电力 MOSFET 的开关频率很高，如果器件接有感性负载，则当器件关断时，漏极电流的突变会产生比外电源还高的漏源瞬态电压。这时，电力 MOSFET 要同时经受大的漏极电流和很高的漏源电压，使器件因承受很大的瞬时功率损耗而遭受损坏。此外，与静态 dV_{DS}/dt 效应相同，位移电流 i_r 会使正在关断的电力 MOSFET 再次误导通。

器件的动态 dV_{DS}/dt 耐量与本身的耐压水平密切相关。器件耐压越高， dV_{DS}/dt 的耐量越大。比如，1000V 级电力 MOSFET 的 dV_{DS}/dt 耐量要比 60V 级器件的大，一般动态 dV_{DS}/dt 的耐量范围为 10~50V/ns。

为了提高电力 MOSFET 的 dV_{DS}/dt 耐量，防止器件损坏，除选择耐压高的器件外，一般应使负载电感有续流电路。同时，电力 MOSFET 应配以缓冲电路，可采用齐纳二极管钳位或 VD-RC 抑制电路。此外，还应精心布置电路，缩短引线，尽量减小电路中的杂散电感。

9. 其他参数

(1) 最大功耗 P_D 是指不使 MOSFET 损坏时的最大功率耗散。

(2) 结温 T_j 与贮存温度 T_{stg} 是指不使 MOSFET 损坏及性能变差的工作结温和储存温度。

(3) 二极管正向压降 V_{SD} 是指内部寄生二极管通以两倍反向电流，在栅源极短路时的压降。

(4) 二极管反向恢复时间 t_{rr} 是指内部寄生的反并联二极管在额定的 di/dt 条件下，常温时测得的反向恢复时间。

10. 实际 MOSFET 的参数举例

表 2-14 给出了日本富士公司生产的 2SK902 型 MOSFET 的电参数表。

表 2-14 2SK902 的电参数 (亮温 $T_r=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值和额定值	最大值	单位
漏-源电压	V_{DS}			250		V
连续漏极电流	I_{D}			30		A
脉冲漏极电流	I_{DM}			120		A
反向连接漏极电流	I_{DR}			30		A
栅-源峰值电压	V_{GS}			± 20		V
最大功耗	P_{D}			150		W
工作和储存温度范围	T_{ch}			150		$^{\circ}\text{C}$
	T_{stg}			$-55\sim+150$		$^{\circ}\text{C}$
漏-源击穿电压	$V_{(\text{BR})\text{DSS}}$	$I_{\text{D}}=1\text{mA}$ $V_{\text{GS}}=0\text{V}$	250			V
栅极门槛电压	$V_{\text{GS(th)}}$	$I_{\text{D}}=10\text{mA}$ $V_{\text{DS}}=V_{\text{GS}}$	2.1	3.0	4.0	V
漏极电流 (零栅电压)	I_{DSS}	$V_{\text{DS}}=250\text{V}$ $V_{\text{GS}}=0\text{V}$ $T_{\text{ch}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$		10	500	μA
栅-源漏电流	I_{GSS}	$V_{\text{GS}}=\pm 20\text{V}$ $V_{\text{DS}}=0\text{V}$		10	100	nA
漏-源通态电阻	$R_{\text{DS(on)}}$	$I_{\text{D}}=15\text{A}$ $V_{\text{GS}}=10\text{V}$		0.07	0.10	Ω
正向跨导	g_{fs}	$I_{\text{D}}=15\text{A}$ $V_{\text{DS}}=25\text{V}$	10.0	20.0		S
输入电容	C_{iss}	$V_{\text{DS}}=25\text{V}$, $V_{\text{GS}}=0\text{V}$, $f=1\text{MHz}$		2600	3900	pF
输出电容	C_{oss}			600	900	
反向传输电容	C_{rss}			250	400	
开关时间 ($t_{\text{off}}=t_{\text{d(off)}}+t_{\text{f}}$)	t_{on}	$V_{\text{CC}}=30\text{V}$, $R_{\text{G}}=50\Omega$, $I_{\text{D}}=3.0\text{A}$, $V_{\text{GS}}=10\text{V}$		200	310	ns
	$T_{\text{d(off)}}$			700	1100	
	t_{f}			300	450	
二极管正向导通电压	V_{SD}	$I_{\text{F}}=2\times I_{\text{DR}}$, $V_{\text{GS}}=0\text{V}$, $T_{\text{ch}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1.0	2.0	V
反向恢复时间	t_{rr}	$I_{\text{F}}=I_{\text{DR}}$, $\text{di}/\text{dt}=100\text{A}/\mu\text{s}$, $T_{\text{ch}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$		250		ns

2.5.4 电力 MOSFET 使用的共性问题

1. 电力 MOSFET 的串联问题

一般来说, 因电力 MOSFET 经常工作在高频开关电源电路中, 常用的电阻与电容串并联链在解决动态均压时, 由于分布参数的影响, 难以做到十分满意, 所以除非必要, 通常不主张它们串联工作。一旦需要串联工作, 就必须保证这些串联的器件能同步开通和同步关断。在各种工况下实现均压, 这往往是难以做到的。

2. 电力 MOSFET 的并联使用

由于电力 MOSFET 的导通电阻是单极载流子承载的, 具有正的电阻温度系数, 当电流意外增大时, 附加发热使 R_{on} 自行增大, 对电流的正增量有抑制作用, 所以电力 MOSFET 对电流有一定的自限流能力, 比较适合于并联使用。

(1) 静态均流 电力 MOSFET 不会出现电流集

中而引起器件损坏, 这是它的突出优点, 因为电力 MOSFET 的转移特性具有负的温度系数, 当某一部分的漏极电流增加时, 由于欧姆损耗增大, 会引起该区域的温度升高, 结温增加, 漏极电流又降下来, 这种特性消除了因电流集中出现局部热点的可能性。在并联应用以扩大电流容量时, 可以利用这一特性使电流均衡。由于并联连接的各器件的通态电阻 R_{on} 不匹配, 流过的电流按各自的通态电阻值成反比例分配, 在通态电阻最小的器件中流过最大的电流, 造成了静态漏极电流的不均衡。但电流较大的器件结温升高, 通态电阻增大又使电流降下来, 这样自动调节补偿, 使电流分配趋于均衡。因此, 静态电流均衡的问题不大。

由于电力 MOSFET 通态电阻的温度系数不很大, 所以当并联器件的 R_{on} 相差太大时, 自然均流作用往往因为难以维持太大的温差而效果不理想或造成器件之间管芯温差过大。由于管芯温度过高, 会使电路或

系统的可靠性下降,因此电力 MOSFET 并联使用时,要尽可能使器件之间有紧密的热耦合作用,也就是使并联管子的温度通过一些散热材料相互作用使热量平衡,如将散热片相连或将它们安装在同一个散热器上。这样,高温器件的管芯温度会降低,低温器件的管芯温度会升高。当然,这会使器件电流的分配均匀性有所削弱。

要减小静态电流的不均,应选用 R_{on} 比较接近的电力 MOSFET。

(2) 动态均流 电力 MOSFET 在并联应用中的关键问题是要做好电流的动态均衡分配。所谓动态电流不仅指开通和关断期间的电流,还指窄脉冲和占空比较小的峰值电流。影响动态电流均衡的因素主要是:跨导 g_m 、开启电压 $V_{GS(th)}$ 、通态电阻 R_{on} 、输入电容 C_{in} 及开关速度。因此在使用中,首先应使并联器件的参数分散性尽可能小,特别是转移特性最好一致,因为这样,跨导 g_m 和开启电压 $V_{GS(th)}$ 就是相同的了,它们随栅源电压同时变化,保证器件开关通过线性区时不会有局部电流不平衡而超载。但是实际应用中,要画出每个器件完整的 g_m 曲线很费时间,为此有人提出在给定漏极电流下匹配 $V_{GS(th)}$ 作为并联 MOSFET 的简单标准。但这种方法不能准确描述大电流条件下 I_D 和 V_{GS} 曲线的形状。此外还有人提出,通过比较,当栅压大于 $V_{GS(th)}$ 时,各器件所能通过的最大漏极电流来匹配器件。例如,几个器件 $V_{GS}=6V$ 时都能通过 $4A$ 漏极电流,即可表示具有一致的 g_m 曲线,各器件并联运行时不会发生危及安全的不平衡电流。既然要寻求参数完全相同的器件是困难的,实际上只要在选取与匹配参数时,考虑在电流分配不均的情况下负担最重的器件保证在安全水平之内就行。电路结构不同,对动态均流的影响也不同,如为电感性负载,将会造成十分明显的影响,选配器件时,必须考虑这一因素。由于电力 MOSFET 的寄生电容较大,工作频率又高,引线和各种寄生电感极易造成寄生振荡,必须采取措施加以消除。

可见,电力 MOSFET 虽然适于并联应用,但亦非简单任意并联就可奏效。在并联使用中应注意以下几点:

1) 在器件导通后,漏极电流的分配取决于 $R_{D(on)}$,因此应该选取 $R_{D(on)}$ 相差不超过 20% 的器件并联,并且把并联器件安装在同一散热器上。当导通电阻差别较大的电力 MOSFET 并联时,可把并联电力 MOSFET 的各栅极分别用电阻分开,栅极电路的电阻应小于串入的电阻值。例如:当 $I_D=5\sim40A$ 时,可串入 $10\sim100\Omega$ 的电阻。

2) 在器件开通和关断瞬间,漏极电流的失配主要取决于开关时间,如图 2-145 所示。应该选取开关参数一致的器件并联,也可以在栅极上串联一个电阻,使并联器件的开关时间差异减小。为了消除寄生参数的影响,在结构设计时应该使并联器件尽可能地对称安装。

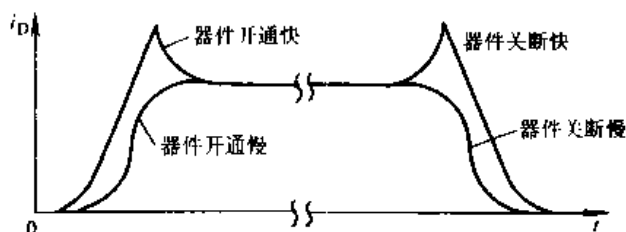


图 2-145 在开通和关断瞬间漏极电流的分布

3) 影响开通过程和关断过程漏极电流分配的一个因素是开启电压和跨导。应该用图示仪选取开启电压和跨导一致的器件并联。

4) 为了防止其他信号造成干扰,栅-源信号应采取绞合线连接。

5) 必要时在某个器件的漏栅之间接入数百皮法的小电容,以改变耦合电压的相位关系,使各并联电力 MOSFET 流过的电流尽可能同相位。

6) 在源极接入适当的电感,以限制并联电力 MOSFET 的 di/dt ,并改变分布电感的参数,使分布电感相近。

7) 精心布置器件,做到尽量对称,连线尽量同长,并且尽量减短和加粗,并尽可能多用绞线或同轴电缆屏蔽线。

电力 MOSFET 是一种快速器件,其动态过程定量分析相当复杂。通常采用实验研究的方法来解决动态均流问题。下面通过实例说明栅极耦合方式对动态均流的影响。

并联电力 MOSFET 的栅极可分为栅极直接耦合方式和非直接耦合方式,具体方式如图 2-146 和图 2-147 所示。这两种方式对开通时动态均流的影响各不相同。图中示出 A 和 B 两个电力 MOSFET 的并联电路及其漏极电流 i_{DA} 、 i_{DB} ,漏极电压 V_{DS} ,栅源电压 $V_{GS(th)A}$ 、 $V_{GS(th)B}$ 的波形图。由图可知,栅极各串一小电阻构成非直接耦合电路,这种电路对 i_{DA} 和 i_{DB} 有满意的开通过程动态均流效果,而直接耦合方式的效果却较差。

并联电力 MOSFET 关断时动态电流的分配情况如图 2-148 和图 2-149 所示。由图可知,直接耦合电路关断时漏极电流 i_{DA} 和 i_{DB} 的波形分散性较大,而非直接耦合时漏极动态均流特性好。

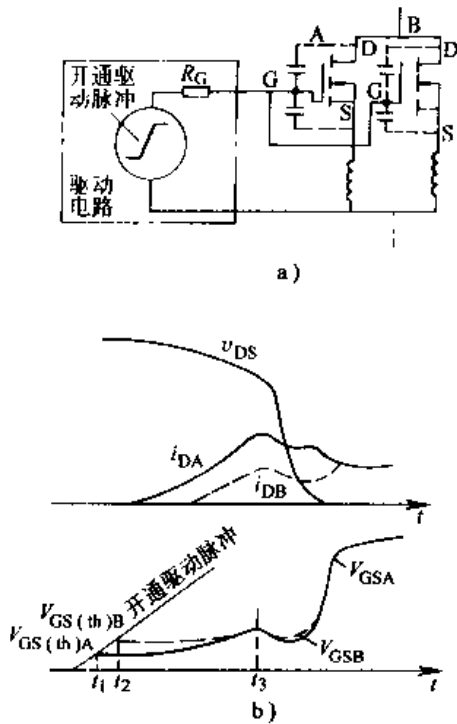


图 2-146 直接耦合电路开通电流的失配波形
a) 直接耦合并联电路 b) 电流和电压波形

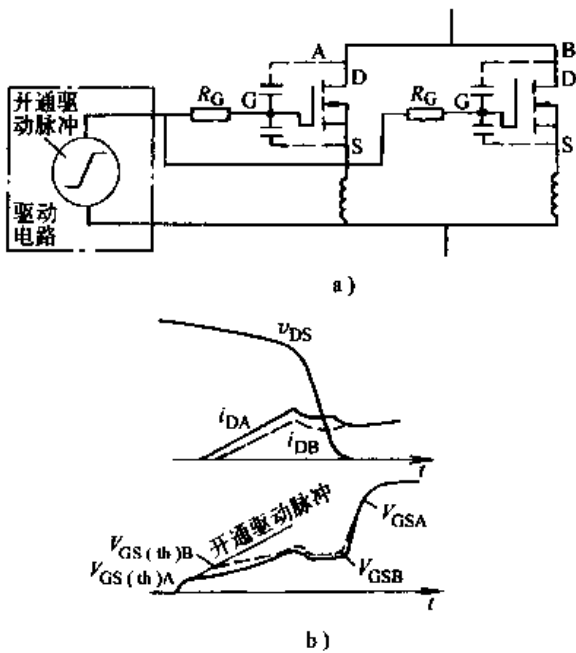


图 2-147 非直接耦合电路开通电流的匹配波形
a) 非直接耦合并联电路 b) 电流和电压波形

综上所述,对电力 MOSFET 来说,非直接耦合的并联电路无论是开通过程或者是关断过程,其动态均流效果均优于直接耦合电路。

(3) 并联应用中的寄生振荡 在电力 MOSFET 的并联应用中,由于电路和电力 MOSFET 本身的寄生参数,在栅极将构成串联振荡电路,产生栅极高频振荡。振荡峰值一般很高,有可能超过允许栅压。另外,

漏极电感和漏源极间等效总寄生电容在器件关断时也将组成串联振荡电路,形成漏极寄生振荡,使漏源间产生关断过电压。为了防止寄生振荡,需采用下列措施:①可在每个栅极导线上设置铁氧体磁珠,即在导线上套一小磁环,形成阻尼环节;②在每个栅极上串联一个小电阻,以便降低电路的品质因数。一般当 I_D 为 5~40A 时,可串入 10~100Ω 的电阻;③必要时在每个器件的漏极和栅极之间接入数百皮法的小电容;④要尽量降低驱动信号源的内阻抗,并联的器件越多,内阻抗应越小。

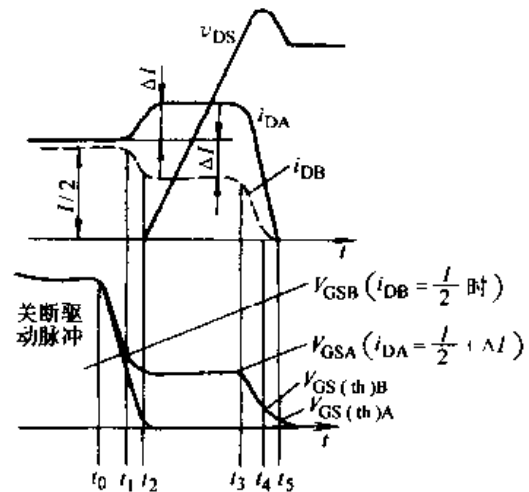


图 2-148 直接耦合电路关断电流的失配波形

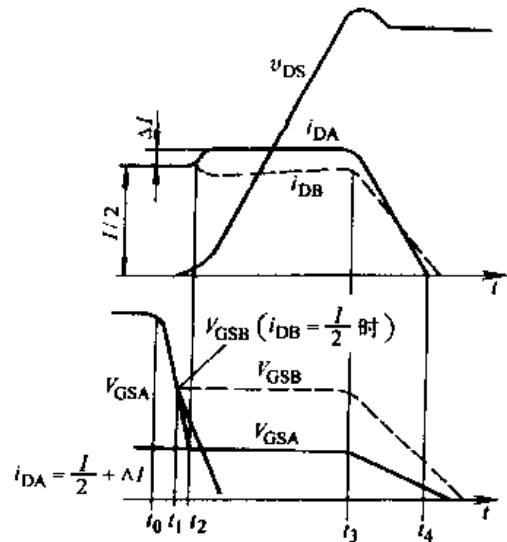


图 2-149 非直接耦合电路关断电流的失配波形

3. 电力 MOSFET 使用时必须注意的事项

(1) 防止静电击穿 静电是相对于另一表面或相对于地的一物体表面上电子过剩或不足。过剩电子的表面带有负电,电子不足的表面带有正电。静电一般由摩擦或感应产生。

电力 MOSFET 的最大优点是具有极高的输入阻

抗,因此在静电较强的场合难于泄放电荷,容易引起静电击穿。静电击穿有两种形式:一是电压型,即栅极的薄氧化层发生击穿而形成针孔,使栅极和源极间短路,或者使栅极和漏极间短路;二是功率型,即金属化薄膜铝条被熔断,造成栅极开路或者是源极开路。造成静电击穿的电荷源可能是器件本身,也可能是与之接触的外部带电物体,或带电人体。在干燥环境中,活动的人体电位可达数千伏甚至上万伏,所以人体是引起电力 MOSFET 静电击穿的主要电荷源之一。引起电力 MOSFET 静电击穿所需的静电电压为 1000V 或更高些(取决于芯片大小)。对于带电的电力 MOSFET,当它与周围物体的几何位置发生相对移动时,器件与外界组成的电容数值会发生相应变化,这会使器件电压升高,从而造成器件损坏。有时,如带电荷的器件与地短接,则放电瞬间会造成器件损坏。在电场中,由于静电感应电力 MOSFET 将产生感应电场,故当器件处于强电场中时,会发生栅极绝缘体击穿。

防止静电击穿时应注意:

1) 在 MOSFET 测试和接入电路之前,应存放在静电包装袋、导电材料或金属容器中,不能放在塑料盒或塑料袋中。取用时应拿管壳部分而不是引线部分。工作人员需通过腕带良好接地。

2) 将 MOSFET 接入电路时,工作台和烙铁都必须良好接地,焊接时电烙铁功率应不超过 25W,最好是用内热式烙铁,先焊栅极,后焊漏极与源极,最好使用 12~24V 的低电压烙铁,且前端作为接地点。

3) 在测试 MOSFET 时,测量仪器和工作台都必须良好接地,并尽量减少相同仪器的使用次数和使用时间,从而尽快作业。MOSFET 的三个电极未全部接入测试仪器或电路前,不要施加电压。改换测试范围时,电压和电流都必须先恢复到零。

4) 注意栅极电压不要超限。有些型号的电力 MOSFET 内部输入端接有齐纳保护二极管,这种器件栅源间的反向电压不得超过 0.3V,对于内部未设齐纳保护二极管的器件,应在栅源间外接齐纳保护二极管或外接其他保护电路。

5) 使用 MOSFET 时,尽量不穿易产生静电的服装(如尼龙服装)。

6) 在操作现场,要尽量回避易带电的绝缘体(特别是化学纤维和塑料易带电)和使用导电性物质,例如:导电工作服、导电性底板、空气离子化增压器等,并避免操作现场放置易产生静电的物质,保证操作现场湿度适当。当湿度过高时,可采取加温措施。正确的操作现场防静电措施如图 2-150 所示。

7) 实际安装时的防静电对策

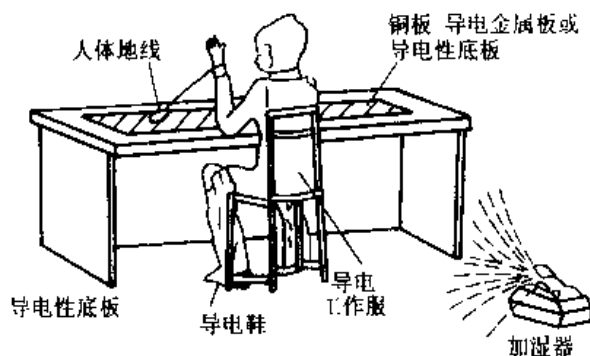


图 2-150 操作时的防静电对策

在印刷基板上安装仪器之后,还应注意静电。

① 保管。保管(或搬运) MOSFET 或带有 MOSFET 的印制基板(安装过仪器的)时,要装入导电袋或导电性塑料容器或导电架中。不要放入易带电的塑料箱、乙烯袋、聚乙烯容器中。捆包多个 MOSFET 或带有 MOSFET 的印制基板时,不要使它们之间相互接触,并且在箱内装入填料,不要留有空隙。印制基板的接触柱要通过铝箔和基板短路杆短路。使用挡尘板时,需用导电性薄板或棉制性薄板。

② 人体地线。对实际安装后的 MOSFET 或印制基板进行试验、检查或组合时,在使用半导体仪器的情况下,需接人体地线。此时要防止操作人员触电,万一操作人员触电时,作为静电对策的有效人体地线通常也会暴露其危险性。因此,通常需要在人体与地线之间串联电阻,如果电阻值过大,地线就会失效;如果电阻值过小,人体触电时就会产生大电流,对人体也会造成危险。此值可取 250kΩ 到 1MΩ 即可。

8) 使用印制基板时,需戴上手套,切勿裸手使用。在接拆接线柱时,务必在切断电源后进行。因为加异常电压时,会破坏 MOSFET,所以必须按上述原则进行。

(2) 防止偶然性振荡损坏器件 电力 MOSFET 在与测试仪器、接插盒等仪器的输入电容、输入电阻匹配不当,可能出现偶然性振荡,造成器件损坏。因此,在用图示仪等仪器测试时,在器件的栅极端于处外接 10kΩ 串联电阻,也可在栅源间外接约 0.5μF 的电容器。

1) 场效应晶体管互导大小与工作区有关,电压越低则越高。

2) 结型场效应晶体管的源、漏极可以互换使用。

3) 绝缘栅型场效应晶体管,在栅极开路时极易受周围磁场作用,会产生瞬间高电压使栅极击穿。故在存放时,应将三个引脚短路,防止静电感应电荷击穿绝缘栅。

4) 工作点的选择,应不得超过额定漏源电压、栅源电压、耗散功率及最大电流所允许的数值。

5) 测试绝缘栅场效应晶体管时, 测试仪器应良好接地, 以免击穿栅极。

6) 需采取防潮措施, 防止由于输入阻抗下降造成场效应晶体管性能恶化。

7) 不同类型的场效应晶体管, 其偏置极性(以源极 S 为基准)见表 2-15。

表 2-15 MOSFET 的偏置极性

类 别	V_{DS} 极性	V_{GS} 极性
N 沟道耗尽型	+	-
N 沟道增强型	+	+
P 沟道耗尽型	-	+
P 沟道增强型	-	-

4. 电力 MOSFET 的保护问题

(1) 短路、过电流保护 电力 MOSFET 的过电流和短路保护与 GTR 基本类似, 仅是快速性要求更高。在故障信号取样和布线上要考虑抗干扰, 并尽可能减小分布参数的影响。

(2) 过电压保护

1) 主电路母线过电压、欠电压及栅极驱动电路电压的监控保护。这一部分的保护与 GTR 变流器的保护基本相同, 2.4.4 节中“GTR 的保护问题”之 (6) 与 (9) 所介绍的线路, 同样适合于电力 MOSFET 电路。

2) 电力 MOSFET 栅源间的过电压保护。因为栅源间的阻抗很高, 故漏源间电压的突变会通过极间电容耦合到栅极而产生相当高的 V_{GS} 电压过冲。这一电压会引起栅源间氧化层击穿, 造成 MOSFET 的永久性损坏, 如果是正方向的 V_{GS} 瞬态电压, 还会导致器件的误导通。为此, 要适当降低栅极驱动电路的阻抗, 在栅源之间并接阻尼电阻或并接两个串联的背靠背稳压值 $\leq 20V$ 的齐纳二极管。特别要防止栅极开路工作。

3) 漏源间的过电压保护。如果器件接有感性负载, 则器件关断时漏极电流的突变 (di/dt) 会产生比外电源还高的漏极电压过冲, 导致器件的击穿。电力 MOSFET 关断得越快, 产生的过电压就越高。电感在实际电路中总是不同程度地存在着, 因此器件关断时总是存在感生过电压的危险。

为防止器件损坏, 最简单的防护方法是在感性负载上接入一个钳位二极管。二极管将钳位掉大部分瞬变电压, 但不会是全部。 V_{DS} 将依然超过 V_{DD} , 超过数值是二极管正向恢复特性、二极管引线电感和寄生串联电感影响的总合, 如图 2-151 所示。

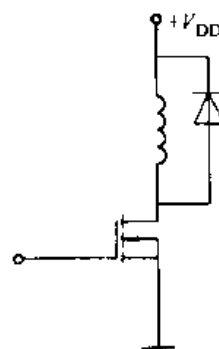


图 2-151 用钳位二极管消除瞬变电压的电路

如果负载的串联电阻小于它的感抗, 在 MOSFET 关断之后的一段时间内, 简单的二极管钳位仍可允许电流通过负载和二极管环路而循环流动, 产生振荡。当这种振荡电流大到不可接受时, 可把一个电阻串联到二极管上, 但这会增加漏源端逆程电压的峰值。

用宽频带齐纳二极管限制漏源端瞬变电压是另一种简单而有效的办法, 如图 2-152 所示。除了引线电感的效应之外, 齐纳二极管击穿所需的时间是可以忽略的。齐纳二极管将把瞬态电压钳位在它的击穿电压范围之内。由较慢的 dV_{DS}/dt 引起的瞬态电压将被完全钳位掉, 而由快的 dV_{DS}/dt 引起的瞬态电压可能瞬时超过齐纳二极管击穿电压的值。显然, 齐纳二极管的功率额定值应保证它能将钳位能量完全耗散掉。

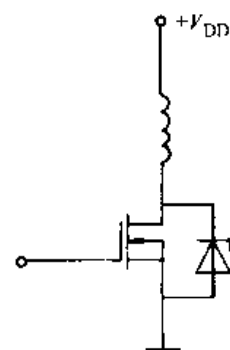


图 2-152 用齐纳二极管消除瞬变电压的电路

图 2-153 是一个 RC 钳位网络。电容在整个开关周期内维持几乎恒定的电压值, 仅当瞬态过程时电容吸收能量, 而在其余时间内把能量馈送给电阻器。虽然这是一个通用的有效电路, 但 MOSFET 的开关速度产生的瞬态可能太快, 以致于这种方法来不及对它进行衰减。如果逆程电压在前 50ns 就达到峰值, 则钳位二极管的正向恢复特性及线路杂散电感将削弱这个电路的保护效能。在这种情况下, 采取适当的措施, 包括选择击穿电压稍高于钳位电压的齐纳二极管。当齐纳二极管接入漏源端时, 连线的长度应足够短, 齐纳二极管的响应速度应快到足以吸收掉大部分瞬变电压。由于齐纳二极管仅用来限制最初的逆程电压的峰值, 而

不是吸收电感上的全部能量,因此齐纳二极管的功率额定值可小于只单独用钳位元件所需的值。

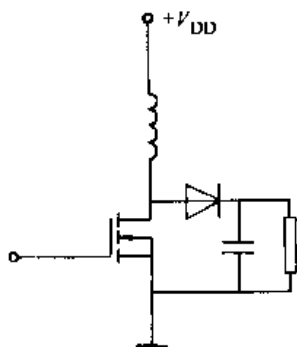


图 2-153 采用 RC 钳位网络吸收瞬变电压的电路

另一种保护电力 MOSFET 免受大的瞬变电压伤害的方法,是使用如图 2-154 所示的 RC 缓冲网络。虽然它也能有效地降低峰值漏极电压,但不如 RC 钳位电路那么有效。钳位电路应当只在发生瞬态过程时才消耗能量,但 RC 缓冲器在管子不再受到应力的稳态时间内也吸收能量。这种结构由于增加了漏源之间电容的放电,也使导通的时间变慢。

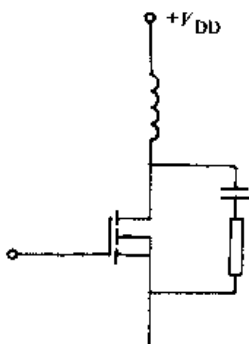


图 2-154 采用 RC 缓冲器吸收瞬变电压的电路

(3) 过电流保护 若干负载的接入或切除均可能产生很高的冲击电流,以致超过 I_{DM} 的极限值,此时必须用电流传感器和控制电路使器件回路迅速断开。在脉冲应用中,不仅要保证峰值电流 I_{PK} 不超过最大额定值 I_{DM} ,而且还要保证其有效值电流 $I_{PK} \sqrt{D}$ 也不超过(其中 D 为占空比)。

电力 MOSFET 性能指标中给出的额定最大连续电流,并不表示实际系统中器件能安全工作的连续电流,因为对于功率 MOSFET,还要考虑导通电阻功耗的限制。使用中,应根据导通电阻并结合器件的结壳热阻来正确选用电流容量 [见式 (2-53)]。

(4) 消除寄生晶体管和二极管的影响 由于 MOSFET 内部构成寄生晶体管和二极管,通常如短接该寄生晶体管的基极和发射极就会使 dV_{DS}/dt 变大,如基极有电流通过,就会造成二次击穿。另外,寄生二

极管的恢复时间与耐压有关,例如耐压为 100V 时,恢复时间为 150ns;而耐压为 450V 时,恢复时间为 500~1000ns。因此,在桥式开关电路中,电力 MOSFET 应外接快速恢复的并联二极管,以避免发生桥臂直通短路故障。

(5) 保持在热极限之内使用 电力 MOSFET 是一种受热限制的功率器件。它必须安装在散热器上,使其在最大耗散功率和最高环境温度的最坏情况下,结温仍低于额定值 T_{jmax} (150℃)。

5. 电力 MOSFET 的驱动问题

(1) 电力 MOSFET 驱动电路的共性问题

1) 驱动电路应简单、可靠。和 GTR 相似,电力 MOSFET 的栅极驱动也需要考虑保护、隔离等问题。由于电力 MOSFET 输入阻抗极高的缘故,使得其栅极驱动电路比 GTR 的基极驱动电路简单得多。图 2-155 表示在高压变流器的输出级中,采用电力 MOSFET 和 GTR 两种方式的比较。可以看出,在同样功率的情况下,由电力 MOSFET 组成的电路很简单。图 2-155a 为由 MTM2V90 型 TMOS 器件组成的输出级,该器件的最大漏极电流为 3.2A,脉冲电流为 7A,开关安全工作区为 7A、900V。该电路输入阻抗高、开关速度快,且无二次击穿问题,其驱动电路几乎没有什么部件。图 2-140b 为由 MJ8505 型 GTR 组成的输出级,该电路则需要推拉式复合驱动,尽管其反向偏置

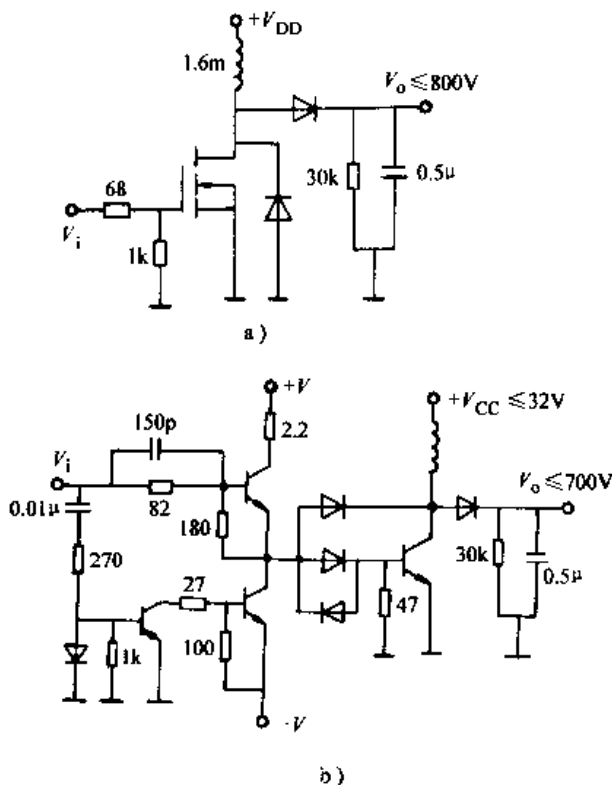


图 2-155 电力 MOSFET 和 GTR 输出级的比较
a) MOSFET 组成的输出级 b) GTR 组成的输出级

安全工作区仅为 3A、900V 或 4.7A、800V,但增加了左侧的十几个元器件组成的驱动电路,为了提高开关速度还需用贝克钳位电路。与图 2-155a 相比,电路要复杂得多。

2) 驱动电路的负载为容性负载。电力 MOSFET 的极间电容较大,驱动电力 MOSFET 的栅极相当于驱动一个容抗网络,器件电容、驱动源阻抗都直接影响开关速度。如果与驱动电路配合不当,则难以发挥其优点。一般驱动电路的设计就是围绕着如何充分发挥电力 MOSFET 的优点,并使电路简单、快速且具保护功能。理想的栅极驱动等效电路如图 2-156 所示。图中开关 S_1 接通充电电路,开关 S_2 控制放电过程。不管等效电阻的大小和充电的速率如何, C_{iss} 和 $V_{GS(on)}$ 的数值决定了开通期间传输的能量和关断时的损耗,也就是说,损耗在 R_{on} 上的能量和 R_{on} 的大小、栅极电流均无关系。因而电力 MOSFET 导通后即不再需要驱动电流。理想的栅极驱动电流波形如图 2-157 所示。由于工作速度与驱动源内阻抗有关,同一个管子如希望开关时间越短,则所需的驱动电流峰值也就越大,要求驱动源的内阻抗越小;如开关时间相同,寄生电容越大,所需的驱动电流也越大。

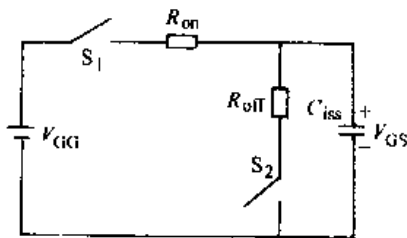


图 2-156 理想的栅极驱动等效电路

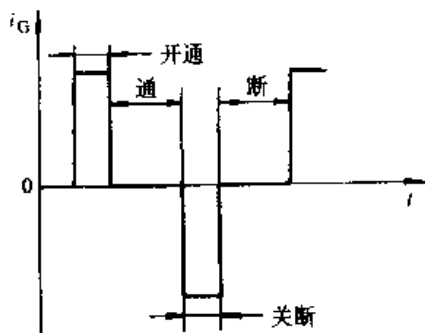


图 2-157 理想的栅极驱动电流波形

3) 驱动电路形式多样化。栅极驱动电路的形式多种多样,按驱动电路与栅极的连接方式可分为两类:直接驱动与隔离驱动。

(2) 电力 MOSFET 对栅极驱动电路的要求

1) 能向电力 MOSFET 栅极提供需要的栅压,以保证电力 MOSFET 可靠开通和关断,所以触发脉冲要具有足够快的上升和下降速度,即脉冲前、后沿要求陡峭。

2) 减小驱动电路的输出电阻,以提高栅极充、放电速度,从而提高电力 MOSFET 的开关速度。开通时以低电阻对栅极电容充电,关断时为栅极电荷提供低电阻放电回路,以提高电力 MOSFET 的开关速度。

3) 为了使电力 MOSFET 可靠触发导通,触发脉冲电压应高于管子的开启电压。为了防止误导通,在电力 MOSFET 截止时,最好能提供负的栅源电压。

4) 电力 MOSFET 开关时所需的驱动电流为栅极电容的充、放电电流。电力 MOSFET 的极间电容越大,在开关驱动中所需的驱动电流也越大。为了使开关波形具有足够的上升和下降陡度,驱动电流要具有较大的数值。

5) 驱动电路要满足 MOSFET 快速转换和高峰值电流的要求,以克服密勒效应,减小开关转换时间和开关损耗,但 di/dt 和 dv/dt 不应造成器件误导通和损耗。

6) 驱动电路应具备良好的电气隔离性能,以实现主电路与控制电路之间的隔离,使之具有较强的抗干扰能力,避免功率级电路对控制信号造成干扰。由于电力 MOSFET 的工作频率及输入阻抗高,容易被干扰,这就对栅极驱动电路的布线和排列提出了极高的要求。

7) 驱动电路应有负电源来加快 MOSFET 的关断速度,保证 MOSFET 可靠关断,提高驱动电路的抗干扰能力。避免因 MOSFET 的开启电压随时间下降,以及 MOSFET 关断时过高的电压应力引起 MOSFET 误导通。

8) 驱动电路的传输延迟时间应尽可能小,以减少开关死区时间,提高变换器的控制精度和效率。为了有较快的响应速度,1MHz 的开关频率对应的传输延迟时间应达到 10ns,故可选取快速光耦合器。如用变压器传递信号,应尽量提高载波频率和减小变压器尺寸。

9) 桥臂功率管的驱动电路传输延迟时间差应尽可能地小。如传输延迟差较大,有可能使得桥臂的两个功率管直通。比如说, t_{PHL} 是上管关断的延迟时间, t_{PLH} 是下管导通的延迟时间。如 t_{PHL} 非常大,而 t_{PLH} 很小,那么在上管尚未关断前,下管即导通,就会造成直通现象。驱动电路的传输延迟时间依赖于电源电压、功率器件的开关特性及驱动方案等。

10) 驱动电路应能提供适当的保护功能,使得功率管可靠工作。如低压锁存保护、MOSFET 过电流保护、过热保护及驱动电压钳位保护等。

11) 虽然驱动电路的输出阻抗小,可以加快开关速度,但是驱动电阻可起阻尼作用,抑制驱动电压尖峰,且避免 MOSFET 过快的 di/dt 和 dv/dt ,因此应折

衰选取。

12) 驱动电源必须并联旁路电容, 它不仅滤除噪声, 也用于给负载提供瞬时电流, 加快 MOSFET 的开关速度。

13) 驱动电路应简单可靠, 体积小, 且成本低。

(3) 典型驱动电路举例 由于电力 MOSFET 为电压型控制器件, 栅极驱动相对就比较简单, 用 CMOS 器件、TTL 器件等均可组成栅极驱动电路, 在需要隔离时, 也可加上脉冲变压器或光耦合器作为隔离器件。下面给出常用和典型的几种驱动电路。

1) 采用 TTL 器件直接驱动 MOSFET。可以用集电极开路的 TTL 器件直接驱动电力 MOSFET, 这种简单电路的缺点是开关速度低。图 2-158 给出了这种驱动电路和它的两种改进形式。集电极开路器件通过

外接集电极负载电阻 R 而接 15V 电源, 这样就可以满足电力 MOSFET 的需要。但是在具有电感性负载时, 由于漏极电流与漏源电压间的相位关系, 影响上升时间, 因而使动态损耗增大。图 2-158b 表示能快速开通的改进电路, 它减小了 TTL 器件上的功耗。当 TTL 输出管导通时, 电力 MOSFET 的输出电容被短路至地, 这时吸收电流的能力受该导通管的 β 和它可能得到的基极电流的限制。而 TTL 输出为高电平时, 栅极通过附加的晶体管 V 获得电压和电流, 充电能力提高, 因而开通速度加快。图 2-158c 为推挽式的改进电路, 采用这种改进电路不但可提高开通时的速度, 而且也可提高关断时的速度。在这一电路中, 输出晶体管 V_1 是作为射极跟随器工作的, 不会出现饱和, 因而不影响电力 MOSFET 的开关频率。

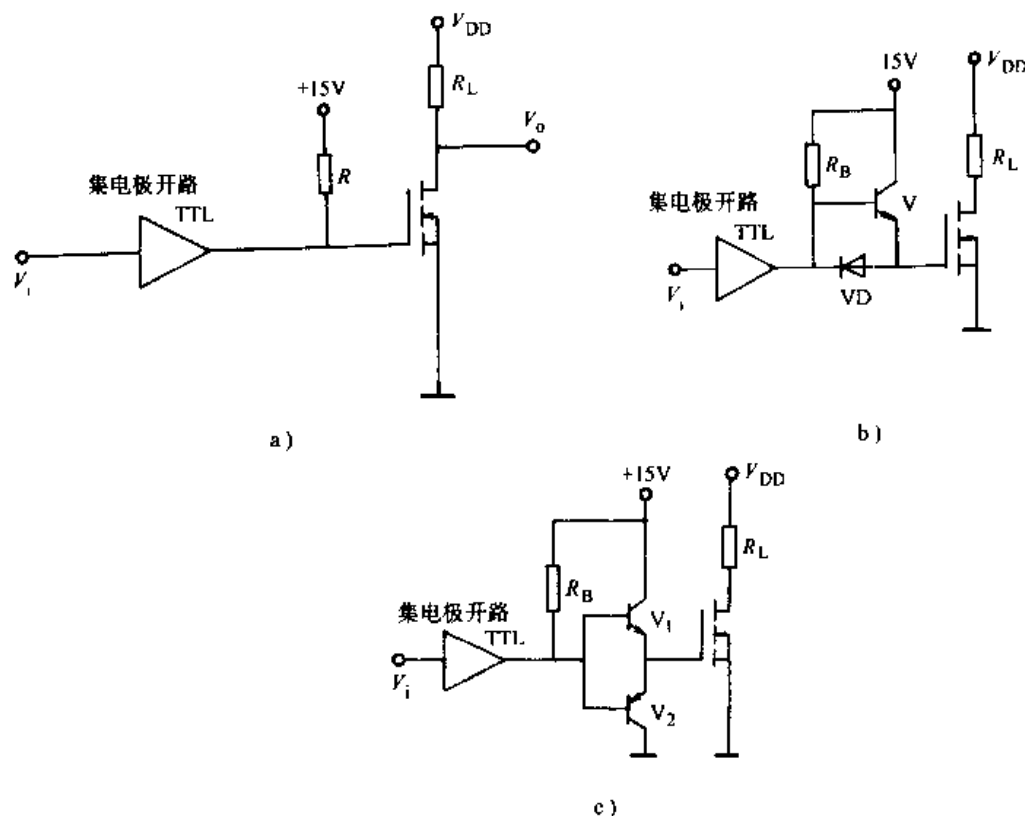


图 2-158 采用集电极开路的 TTL 器件的驱动电路和它的改进形式

a) 直接驱动 b) 经晶体管驱动 c) 经互补晶体管驱动

2) 用 CMOS 器件驱动 MOSFET。直接用 CMOS 器件也可以驱动电力 MOSFET, 而且它们可以共用一组电源。栅极电压在小于 10V 时, MOSFET 将处于电阻区不需要外接电阻 R , 电路更简单。不过开关速度低, 并且驱动功率要受电流源和 CMOS 器件吸收容量的限制。

3) 隔离式驱动 MOSFET

① 用脉冲变压器。隔离式栅极驱动电路又根据隔离元件的不同而分为电磁隔离和光隔离两种。脉冲变压器是典型的电磁隔离元件, 图 2-159 示出了脉冲

变压器驱动的形式。图 2-159a 利用续流二极管 VD 限制了驱动晶体管 V 中出现的过电压, 关断时间较长。图 2-159b 示出的电路在续流二极管 VD 支路中串联一只稳压管 VS , 当 V 关断时起钳位作用, 从而缩短了关断时间。图 2-159c 所示电路是在栅极电阻上并联了加速二极管 VD_s , 使充电电流经过它向输入电容充电, 增大了充电电流, 加快了开通速度。图 2-159d 是用推挽形式驱动电力 MOSFET 的栅极, 由于关断时利用二次绕组 W_2 形成的反向电压, 因此明显地降低了关断过程的时间延迟。

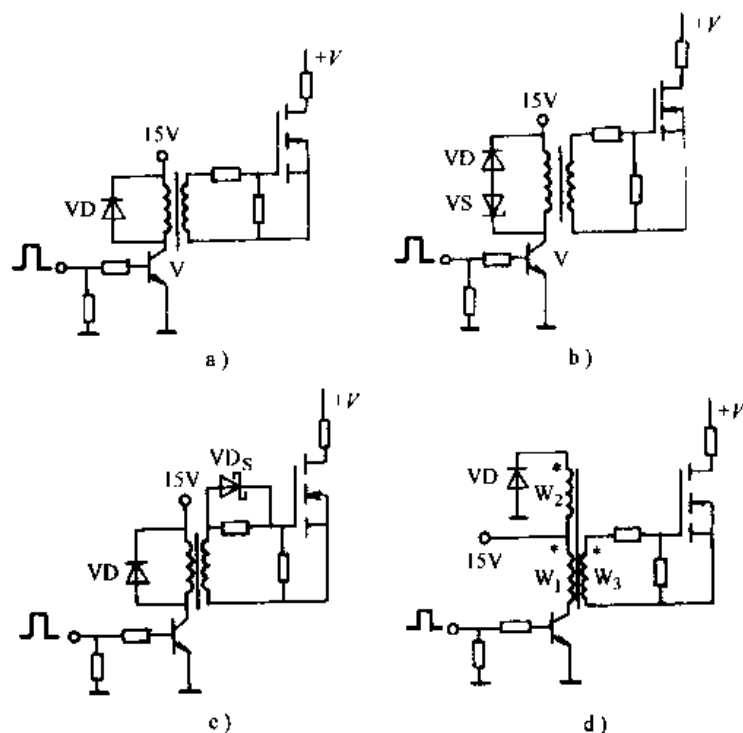


图 2-159 几种脉冲变压器驱动的形式

② 利用光耦合器驱动 MOSFET。利用光耦合器的隔离驱动电路如图 2-160 所示。图 2-160a 为标准的光耦合器电路，通过光耦合器将控制信号回路与驱动回路隔离，使得输出级设计电阻值减小，从而解决了与栅极驱动源低阻抗匹配的问题，但由于光耦合器响应速度低，因此使开关延迟时间加长，限制了使用频率。图 2-160b 为改进的光耦合器电路，此电路使阻抗进一步降低，因而使栅极驱动的关断延迟时间进一步缩短，延迟时间的数量级仍为 ns 级。

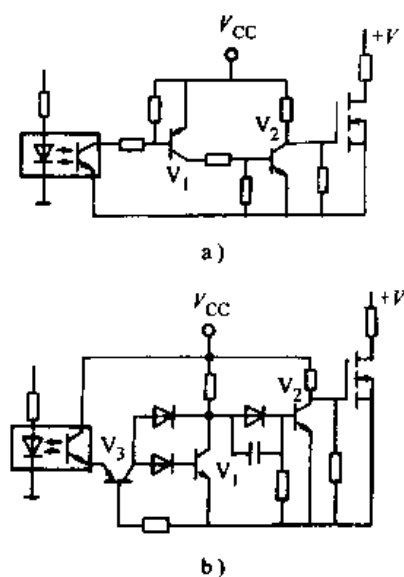


图 2-160 利用光耦合器的隔离驱动电路
a) 标准的光耦合器电路 b) 改进的光耦合器电路

4) 几种常用的驱动电路实例 (见图 2-161~图 2-168)

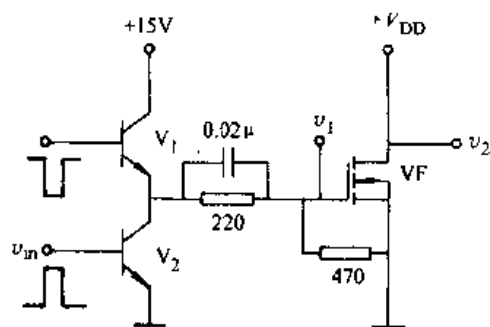


图 2-161 高性能推挽驱动电路之一

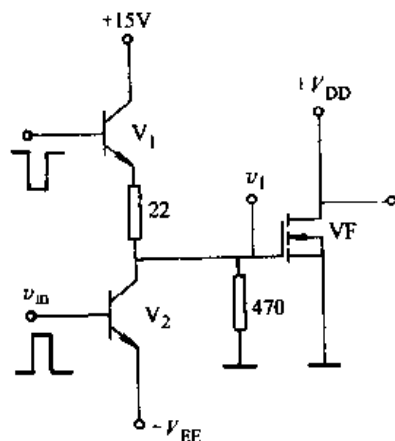


图 2-162 高性能推挽驱动电路之二

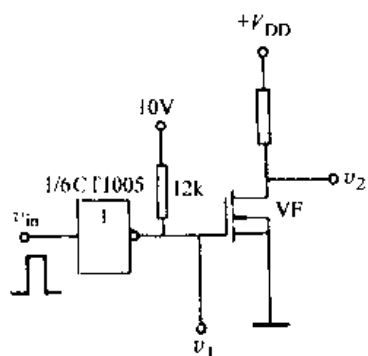


图 2-163 低功耗肖特基 TTL 驱动电路

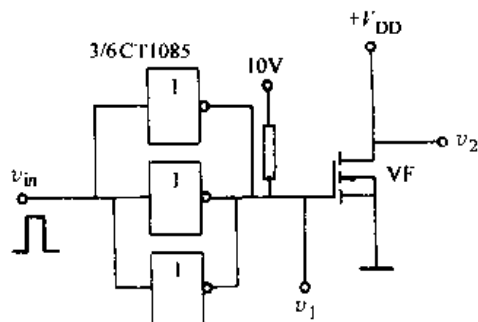


图 2-164 并联低功耗肖特基 TTL 驱动电路

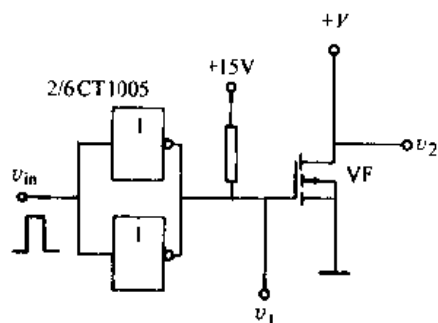


图 2-165 带有上拉电阻的并联缓冲器驱动电路

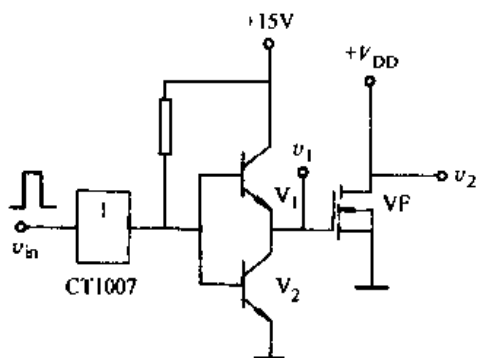


图 2-166 缓冲器驱动一个互补型射极跟随器的驱动电路

理想的栅极控制电压波形如图 2-169 所示。提高正栅压上升率 dV_{GS}/dt 可缩短开通时间，但过高的 dV_{GS}/dt 会使电力 MOSFET 管在开通时承受过高的电流冲击。正、负栅压幅值 V_{GS1} 、 V_{GS2} 要小于器件规定

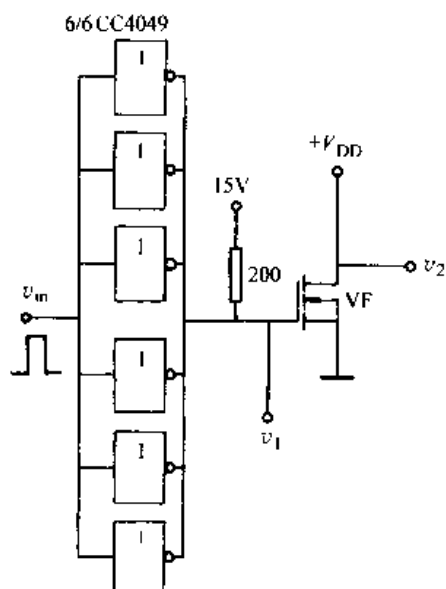


图 2-167 并联 6 个 CMOS 反相器的驱动电路

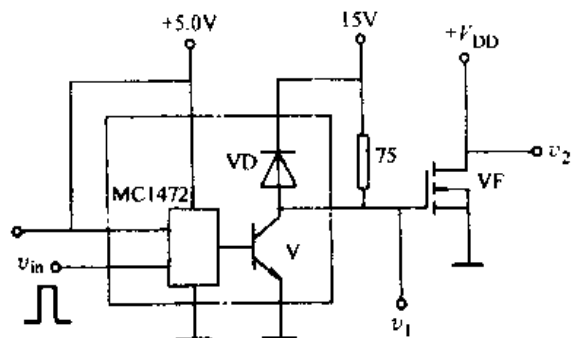


图 2-168 两级驱动器的驱动电路

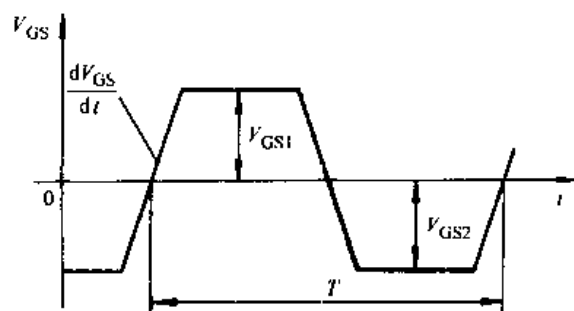


图 2-169 电力 MOSFET 的理想栅极驱动电压波形的允许值。

(4) 实用栅极驱动电路举例

1) 正反馈型驱动电路：图 2-170 为正反馈型驱动电路。正反馈信号的获得是通过二次绕组 W_2 实现的。当输入信号为高电平时，反相器 I 输出为高电平。在该驱动信号作用下出现漏极电流，此时一次绕组 W_1 中感应出呈号端为正的感应电动势，在二次绕组 W_2 中也感应出相应极性的电动势，并通过 R_1 向 VF_1 的输入电容充电，随着 VF_1 的导通，不停地给栅极施以正反馈，加速了 VF_1 的开通过程，缩短了开通时间。当输

电流流过二极管 VD_2 ，在辅助开关 VF_B 的栅源间由 VD_2 电压降引起的反偏压使 VF_B 进入关断状态。一旦 VF_S 关断，流入 T_B 中的励磁电流通过 VF_B 的栅极、源极和 VF_E 的源极、栅极而放电，使 VF_B 开通。此时由于 VF_E 还是在导通状态，所以在绕组 W_1 、 W_3 中仍然产生以星号端为正极性的电压。由于 VF_B 的开通，从绕组 W_3 通过 VF_B 和 VF_E 的源极、栅极、电阻 R 及二极管 VD_1 流过的电流使 VF_E 关断。于是在绕组 W_1 、 W_3 中就产生了与前述极性相反的电压，并由 VD_1 阻断该电压。借助以上过程，就能从主电路给 VF_E 流过一个峰值很大的反向栅极电流，使关断速度提高。

(4) 栅极驱动电路的功耗 使用中可通过栅极电荷 Q_g 计算驱动功耗。

当设计一个电力 MOSFET 的驱动电路时，常用下面公式计算驱动元件的功耗：

$$\text{功耗} \quad P_d = f C_{iss} (V_{GS})^2 \quad (2-61)$$

$$\text{冲击电流} \quad i = C_{iss} V_{GS} / t \quad (2-62)$$

式中 f ——工作频率；

V_{GS} ——栅源电压；

t ——开关时间。

在这个公式中，列于数据表中的输入电容 C_{iss} （见表 2-14）是在一定的偏压下获得的。如此使用这个数据将产生问题。这是因为 C_{iss} 包含密勒栅漏电容 C ，因此 C 是 V_{GS} 的函数。另外，还要考虑更复杂的因素，因为栅源电容 C_{GS} 是 V_{GS} 的函数，这些因素使驱动电路的设计有困难。克服这个困难的最好方式是将栅极电荷 Q_g 确定为 V_{GS} 和 V_{DS} 的函数。

6. 电力 MOSFET 的缓冲吸收电路

如前所述，对于 VDMOS，其驱动电路非常简单，吸收电路甚至可以不加。但在高速开关驱动时或在并联运行时，可在其驱动电路的输出级上接入射极跟随器，并尽可能地减小输出电阻，以缩短它的开通和关断时间。如果在驱动信号上能够做到，阻断时栅压不止于零，而是给出负栅电位的话，就能进一步缩短关断时间。另外，在前面讲过，VDMOS 内部集成着一个反并联的二极管，在一般情况下，它起到一定的保护作用。但是这个二极管的电流容量是有限的，如果电路中需要流过一个较大的反向续流，容易使这个二极管损坏，而且二极管的反向恢复过程也会产生一定的峰值电压。这些问题在高频快速开关工作时尤为严重。在这种情况下，可以在 VDMOS 管外侧反并联一个高速恢复二极管，使电流由此旁路而不流入内部，而且高速二极管的恢复电荷小得多，换向过电压较低。为吸收内部二极管的换向过电压，在 VDMOS 源极与漏极之间也并

联 RC 吸收链，其连线应尽量短， $R=10\sim 47\Omega$ ， $C=0.01\sim 0.1\mu F$ 。

2.5.5 电力 MOSFET 的应用举例^[18]

1. 用于开关电源系统

电力 MOSFET 的前述优良性能，使其可方便地用于开关电源、小功率 DC/DC 变流器电源、小功率直流 PWM 调速及小功率高频变频调速等领域。图 2-174 给出了电力 MOSFET 用于开关电源的一个实例。图中，4 个电力 MOSFET 组成单相逆变桥，在 PWM 脉冲作用下，调节输出交流电压的脉宽，再经高频整流滤波后输出直流。

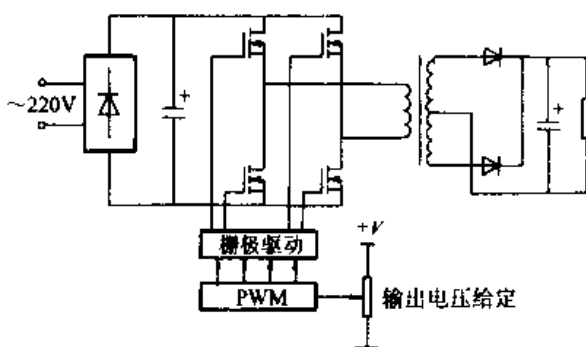


图 2-174 电力 MOSFET 用于开关电源系统

2. 双向直流电动机调速

图 2-175 是电力 MOSFET 控制双向直流电动机调速电路的一个实例。电动机的旋转方向取决于两个电力 MOSFET (VF_1 和 VF_2) 中哪一个能够在栅极上受到脉宽调制信号。当一个电力 MOSFET 工作时，另一个不工作，但其体内的反并联二极管工作，起续流作用。假定此时电动机由 VF_1 驱动， VF_2 不工作。 VF_1 导通，电流 I_{VF1} 流过负载， VF_1 随之关断。 VF_1 关断时，电动机漏抗引起的反电动势经 VF_2 体内的反并联二极管 VD_2 从负电源获取电流。此时， VF_2 的漏源电压即是 VD_2 的通态压降，为一很小的负值。当 VF_1 再次

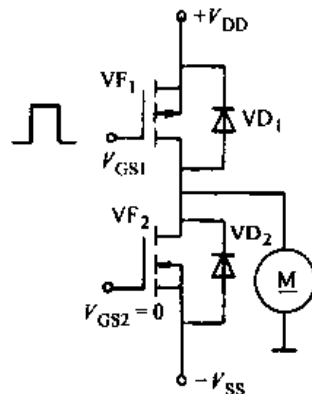


图 2-175 直流电动机调速系统实例

导通时, VD_2 关断, VF_2 的漏源电压迅速上升, 直至接近于正负电源的电压之和, VD_2 存储电荷被消除。这时, VF_2 要承受很高的 dV_{DS}/dt , 会出现二极管恢复 dV_{DS}/dt 效应。图 2-176 是 VF_1 和 VD_2 的电流波形及 VF_2 的漏源电压波形。

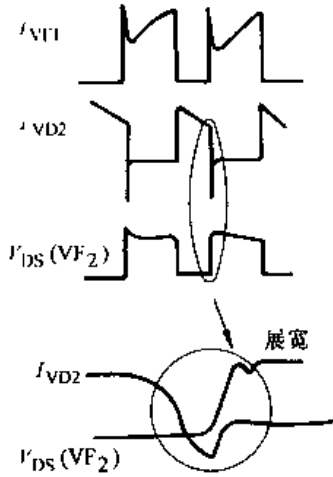


图 2-176 直流电动机调速系统的电流、电压波形

为了防止二极管恢复 dV_{DS}/dt 效应, 可采用图 2-177 所示电路。此电路可抑制二极管反向恢复的产生, 从而避免了二极管恢复 dV_{DS}/dt 效应。在图 2-177 中, 电力 MOSFET 与一个肖特基二极管串联, 防止二极管有正向导通的可能。此外, 再配以反并联快速二极管, 为电感负载提供无功电流的通路。增加上述两个二极管都是为了使电力 MOSFET 体内的二极管不流过正向电流, 因而在反向时也就不存在因存储电荷被抽

走而形成过大的反向电流问题。实践证明, 上述电路虽然增加了一些元器件 (现已有包括肖特基二极管和快速二极管在内的集成模块产品), 但使电路运行的可靠性大大增加。

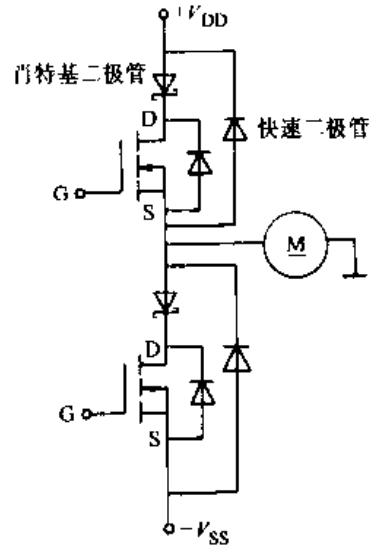


图 2-177 抑制二极管反向恢复 dV_{DS}/dt 的电路

3. 电子镇流器

图 2-178 所示电路是电力 MOSFET 荧光灯电子镇流器。该电子镇流器具有无频闪、无噪音、灯管寿命长、体积小、重量轻及节能等优点。电路中 $VD_3 \sim VD_8$ 、 C_1 等构成整流电路和滤波器, R_1 、 C_2 和 VD_2 等构成锯齿波发生器, 电力 MOSFET (VF_1 、 VF_2) 和变压器 T、电感 L_1 和电容 C_4 等组成振荡器。

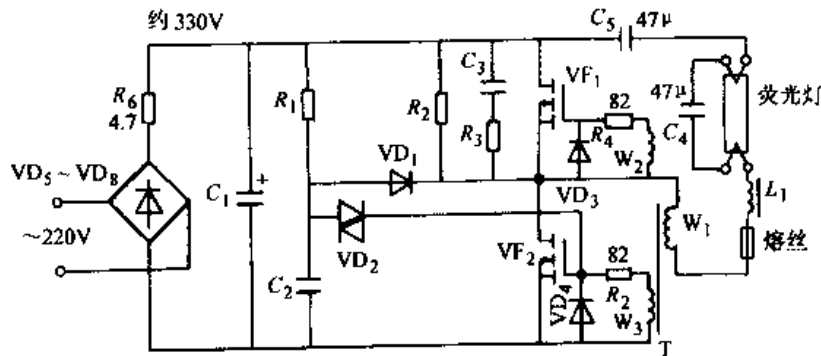


图 2-178 电力 MOSFET 荧光灯节能电子镇流器

工频 220V 电压经整流滤波后得到约 310V 直流电压, 此电压通过电阻 R_1 对电容 C_2 进行充电。当充电到双向二极管 VD_2 的开通电压 (约 $32V \pm 4V$) 时, VD_2 导通, VF_2 被驱动, 同时 T、 C_4 、 L_1 和 VF_1 等组成的振荡器起振工作, 振荡频率由 L_1 和 C_4 的串联谐振频率决定。其谐振产生的峰-峰值启动电压达 2000V, 使荧光灯启动。启动后, C_4 上的电压即荧光灯管压降约有 320V (峰-峰值), 方均根值为 113V, 频率为 40kHz。

电路起振后, C_2 经 VD_1 、 VF_2 放电, 锯齿波发生器停止工作。电路中 C_5 为隔直电容, 以避免荧光灯的电压和电流中有直流分量。电感 L_1 取值为 $1.1 \sim 1.6mH$ 。电力 MOSFET (VF_1 和 VF_2) 耐压要 $>450V$ 。

4. 脉宽调制式直流电焊机

脉宽调制 (PWM) 式直流电焊机的电路原理图如图 2-179 所示。该电焊机的技术指标和性能均优于旧机型电焊机, 同时这种电焊机的体积小、重量轻、使用

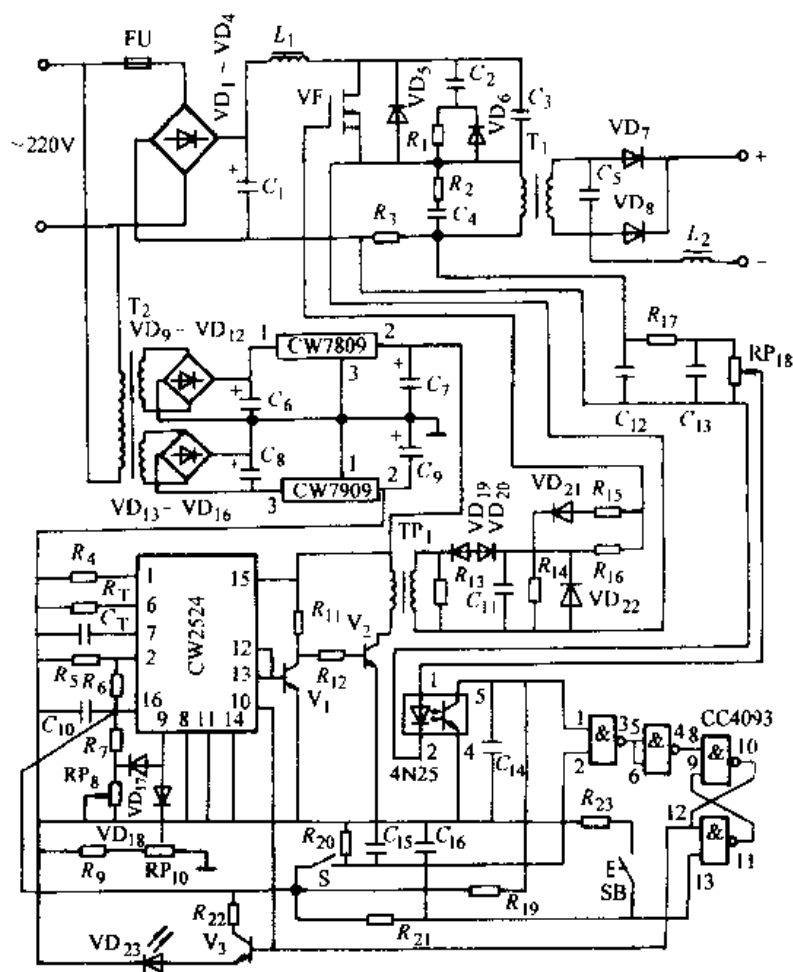


图 2-179 脉宽调制式电流电焊机

方便、操作简单，而且又省料、节电。

电路由主电路、控制电路和稳压电源等几部分组成，其中控制电路包括控制中心、驱动电路及保护电路。电力 MOSFET (VF)、高频变压器 T_1 等构成主电路，其中 VF 组成调制电路。控制中心由 CW2524 脉宽调制器等组成。开关晶体管 V_2 、脉冲变压器 TP_1 等组成电力 MOSFET 的栅源驱动电路。4N25 光耦合器、CC4093 与非门、温控开关 S 等组成保护电路。变压器 T_2 、CW7809 和 CW7909 三端集成稳压器等构成整流滤波稳压电路，为控制中心、驱动电路和保护电路提供工作电压。

工频 220V 电压经整流滤波后供给电力 MOSFET 等组成的调制电路。调节 RP_{10} 可得到不同幅值的调制电压，其范围为 20~210V，此电压经 T_1 耦合输出，通过快速恢复二极管 VD_7 供给负载。 VD_5 是反向恢复二极管，为反向恢复电流提供通路。电容 C_2 、电阻 R_1 和快速恢复二极管 VD_6 组成的电路用来抑制电力 MOSFET 关断时产生的漏源瞬间过电压及电流变化率 di/dt ，防止电力 MOSFET 器件损坏。CW2524 的工作频率 f 由定时电阻 R_T 和定时电容 C_T 决定， f

$=1.18/R_T C_T$ 、 $f_{max}=300kHz$ 。 R_T 、 C_T 一经确定，调制器的工作频率，即主回路的调制频率，也就确定了，该频率一般为 50kHz。调制器的输出信号经开关晶体管 V_1 放大后送至驱动电路。当 V_2 基极信号为高电平“1”时， V_2 导通，经驱动电路，电力 MOSFET 被驱动开通。当 V_2 基极输入脉冲为“0”时， V_2 截止， TP_1 无输出，电力 MOSFET 截止。电阻 R_{15} 、 R_{16} 和 VD_{21} 组成快速关断电路，使电力 MOSFET 迅速关断。

当电焊机出现过电流及电力 MOSFET 温升过高时，保护电路可提供保护，使电焊机停止工作。调节 RP_{18} 可改变过电流保护设定值。

该电路电力 MOSFET 耐压为 500V，此时电路的容量不大于 5kVA。

2.6 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)^[2-5, 2-6, 2-9]

绝缘栅双极型晶体管 (Insolated Gate Bipolar Transistor—IGBT)，是 80 年代初为解决 MOSFET 的高导通压降、难以制成兼有高压和大电流特性和 GTR 的工作频率低、驱动电路功率大等不足而出现的双机

理复合器件 (Double Mechanism Device)。由于它将 MOSFET 和 GTR 的优点集于一身, 既具有输入阻抗高、速度快、热稳定性好, 且驱动电路简单、驱动电流小等特点, 又具有通态压降小、耐压高及承受电流大等优点, 因此发展很快。目前 IGBT 的容量已超过了 GTR。在电机控制、中频和开关电源, 以及要求快速、低损耗的领域, IGBT 有取代 MOSFET 和 GTR 的趋势。

2.6.1 IGBT 基本结构和工作原理

IGBT 的结构剖面图如图 2-180 所示。由图可知, 在 VDMOS 中引入电导调制结构, 对 N^- 区的导电电阻进行适度调制, 以降低通态电阻, 提高了工作电流密度, 打破了通态电阻的制约, 使其向高电压方向迈进。IGBT 是在 VDMOS 的栅极侧引入一个 P-N 结, 即在适当厚度的 N^- 层下增添一个 P^+ 层发射极, 形成 PN 结 J_1 , 并由此引出漏极, 其栅极和源极则完全相同。为表示 IGBT 输出级具有 GTR 的特性, 一般把 IGBT 的漏、源极称为集电极和发射极, 所以 IGBT 也为三端四层的电力半导体器件。

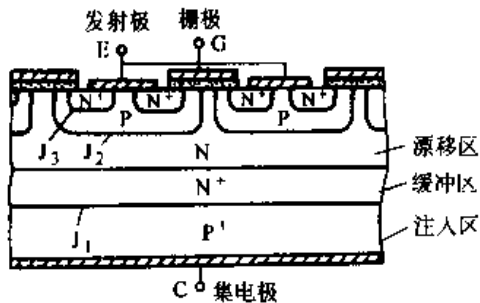


图 2-180 IGBT 的结构剖面图

有 N^+ 缓冲器的 IGBT 称为非对称 IGBT, 其反向阻断能力弱, 但正向压降低、关断时间短、关断时尾部电流小。无 N^+ 缓冲区的 IGBT 称为对称 IGBT, 它具有正反向阻断能力, 但其他特性却不及非对称 IGBT。

从结构图可以看出, IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 GTR, 其简化等效电路如图 2-181 所示。图中, 电阻 R_N 是 PNP 晶体管基区内的调制电阻。IGBT 是以 GTR 为主导器件、MOSFET 为驱动器件的达林顿结构器件。图示器件为 N 沟道 IGBT, MOSFET 为 N 沟道型, GTR 为 PNP 型。

N 沟道 IGBT 的图形符号有两种, 如图 2-182 所示。对于 P 沟道 IGBT, 图形符号中的箭头方向恰好相反。

IGBT 的开通和关断是由栅极电压来控制的。栅极施以正电压时, MOSFET 内形成沟道, 并为 PNP 晶体管提供基极电流, 从而使 IGBT 导通。此时, 从 P^+ 区注入到 N^- 区的空穴 (少子) 对 N^- 区进行电导调制,

减小 N^- 区的电阻 R_N , 使高耐压的 IGBT 也具有低的通态压降。在栅极上施以负电压时, MOSFET 内的沟道消失, PNP 晶体管的基极电流被切断, IGBT 即为关断。

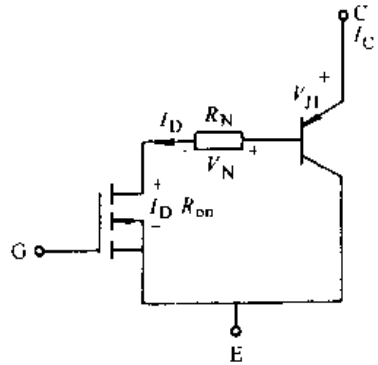


图 2-181 N-IGBT 的简化等效电路

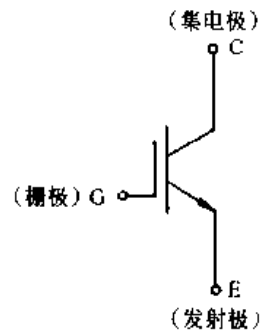


图 2-182 N-IGBT 的电路图形符号

2.6.2 IGBT 的基本特性

1. 静态特性

IGBT 的静态特性包括伏安特性、转移特性、通态特性及断态特性。相应的特性曲线如图 2-183 所示, 图 a 为伏安特性, 图 b 为转移特性, 图 c 为开关特性。

IGBT 的伏安特性是指以栅射电压 V_{GE} 为参变量时, 集电极电流和集射电压间的关系曲线。输出集电极电流 I_C 受栅射电压 V_{GE} 的控制, V_{GE} 越高, I_C 越大。与 GTR 的伏安特性相似, 也可分为饱和区 I、放大区 II 和击穿区 III 三部分。阻断状态下的 IGBT, 正向电压由 J_2 结承担, 反向电压由 J_1 结承担。如果无 N^+ 缓冲层, 则正、反向阻断电压可以做到同样的水平; 加入 N^+ 缓冲层后, 反向阻断电压只能达到几十伏的水平, 因此限制了 IGBT 的某些应用范围。

IGBT 的转移特性是指输出集电极电流 I_C 与栅射控制电压 V_{GE} 之间的关系曲线。它与 MOSFET 的转移特性相同, 当栅射电压 V_{GE} 小于开启电压 $V_{GE(th)}$ 时, IGBT 处于关断状态。在 IGBT 导通后的大部分漏极电流范围内, I_C 与 V_{GE} 呈线性关系。最高栅射电压受最大集电极电流限制, 其最佳值一般取为 15V 左右。

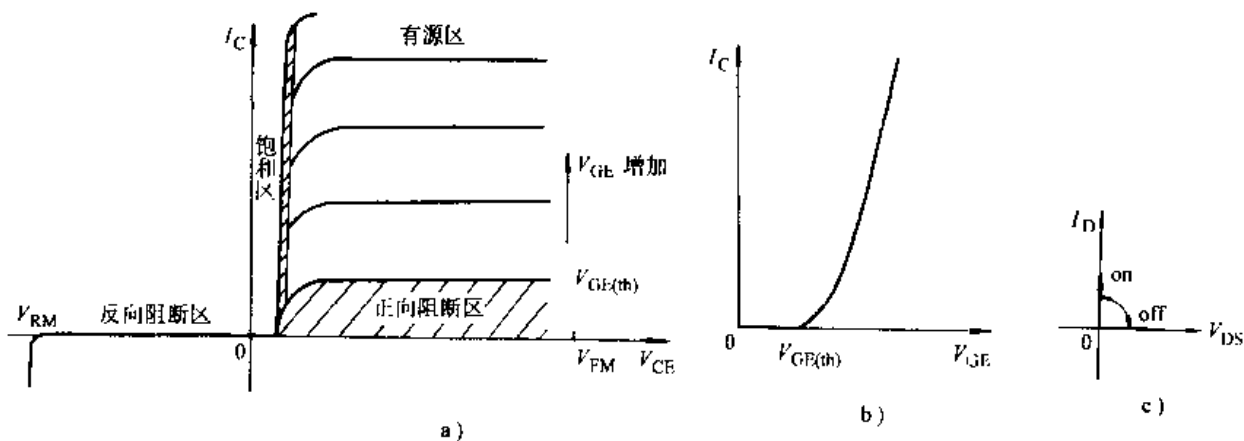


图 2-183 IGBT 的静态特性曲线

a) 输出特性 b) 转移特性 c) 开关特性

IGBT 处于通态时, 由于它的 PNP 晶体管为宽基区晶体管, 所以其 β 值极低。尽管等效电路为达林顿结构, 但流过 MOSFET 的电流成为 IGBT 总电流的主要部分。此时, 通态电压 $V_{CE(on)}$ 可用下式表示:

$$V_{CE(on)} = V_{J1} + V_{dr} + I_C R_{ch} \quad (2-63)$$

式中 V_{J1} — J_1 的正向电压, 其值约为 $0.7 \sim 1V$;

V_{dr} — 扩展电阻 R_{dr} 上的压降;

R_{ch} — 沟道欧姆电阻。

由于 N 区存在电导调制效应, 所以 IGBT 的通态压降很小, $1000V$ 的 IGBT 通态压降约为 $2 \sim 3V$ 。IGBT 处于断态时, 只有很小的泄漏电流存在。

2. 动态特性

IGBT 在开通过程中, 大部分时间是作为 MOSFET 来运行的。只是在集射电压 V_{CE} 下降过程后期, PNP 晶体管由放大区至饱和区, 又增加了一段延缓时间, 使集射电压波形变为两段。IGBT 在关断过程中, 集电极电流的波形变为两段。因为 MOSFET 关断后, PNP 晶体管中的存储电荷难以迅速消除, 造成集电极电流较长的尾部时间。

实际应用中, 常给出开通时间 t_{on} 、上升时间 t_r 、关断时间 t_{off} 及下降时间 t_f 。这些开关时间的长短与集电极电流、结温等参数有关。图 2-184 给出 2MBI50-060 型 IGBT 模块的实测曲线。测试条件为: 集电极电源电压 V_{CC} 为 $300V$, 栅射电压为 $\pm 15V$, 栅极电阻 R_G 为 50Ω , 结温为 $25^\circ C$ 。

IGBT 的击穿电压与通态压降和关断时间也是十分矛盾的参数。高压器件的 N 基区必须有足够的宽度和较高的电阻率, 这会引起通态压降增大和关断时间的延长。 $1200V$ 以上的器件一般不容易做到关断时间 $t_{off} < 1\mu s$ 。在实际应用中, 要根据具体情况合理选择器件参数。

应该注意, 关断过程中集射电压 V_{CE} 的变化情况

与负载的性质有关。在电感性负载的情况下, V_{CE} 会陡然上升而产生过冲现象, IGBT 将承受较高的 dv/dt 冲击, 必要时应采取措加以克服。

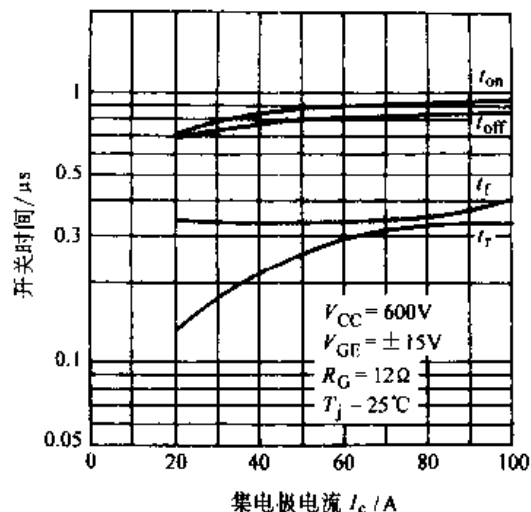


图 2-184 开关时间与集电极电流的关系曲线

IGBT 开通过程和关断过程中的瞬时功耗分别称为开通损耗和关断损耗, 用 P_{on} 和 P_{off} 表示。图 2-185 给出了开关时间与栅极电阻的关系曲线, 图中所示为富士 2MBI100-120 型 IGBT 模块的实测曲线。

图 2-186、图 2-187 分别给出了开关损耗与集电极电流和栅极电阻的关系曲线, 图中所示为 IRBGC20V 的特性关系曲线。由这些曲线可以看出, 随着 I_C 和 R_G 的增加, IGBT 的开关时间和开关损耗均趋于增加。

温度升高会对 IGBT 的动态特性带来不良影响。图 2-188a、b 分别给出 IGBT 结温 T_J 为 $25^\circ C$ 和 $125^\circ C$ 时, 关断过程中 V_{CE} 、 I_C 和 P_{off} 的变化曲线。从图中可以看出, 当 IGBT 的结温升高时, 集电极电流的下降时间和集射电压的上升时间均随之延长, 引起关断损耗增加。因此, 为 IGBT 提供良好的散热条件是有效利用器件、减少损耗的关键。

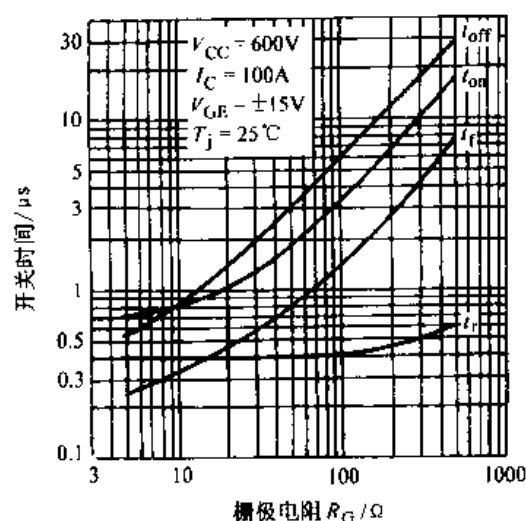


图 2-185 开关时间与栅极电阻的关系曲线

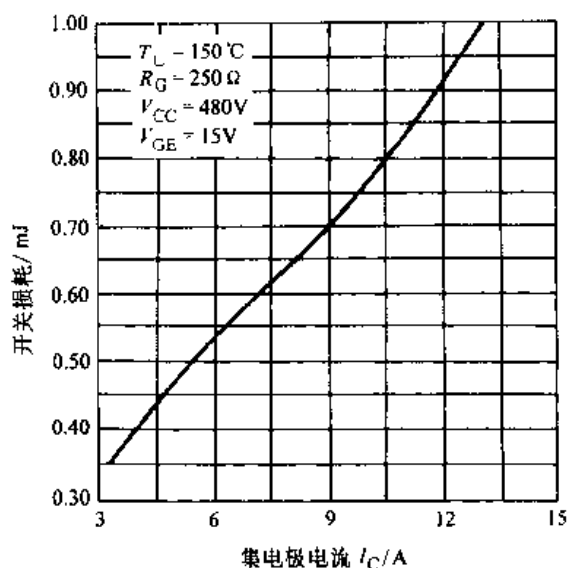


图 2-186 开关损耗与集电极电流的关系曲线

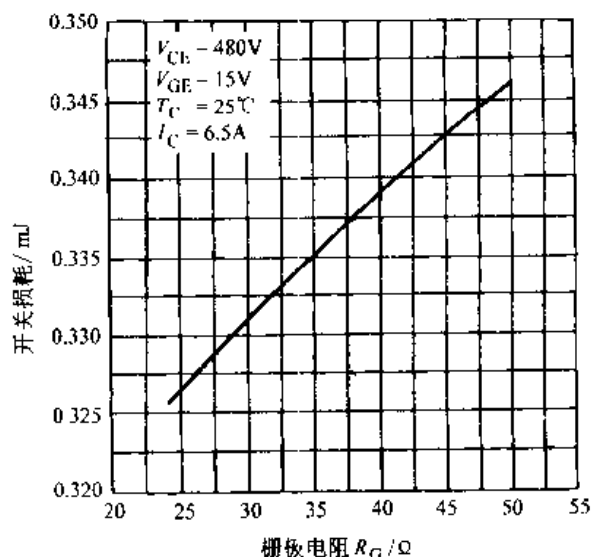
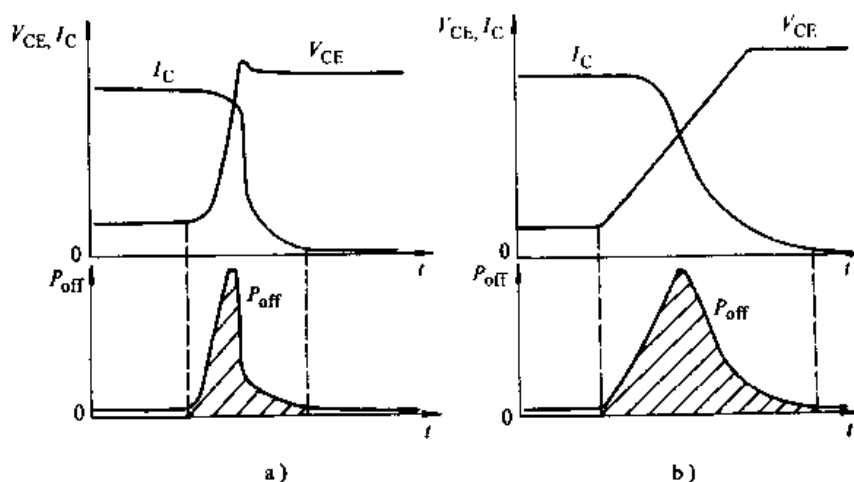


图 2-187 开关损耗与栅极电阻的关系曲线

3. 擎住效应

IGBT 为四层结构, 使体内存在一个寄生晶闸管, 其等效电路如图 2-189 所示。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间存在一个体区短路电阻 R_s , 在此电阻上, P 型体区的横向空穴流会产生一定压降, 对 J_1 结来说, 相当于一个正偏置电压。在规定的集电极电流范围内, 这个正偏置电压不大, NPN 晶体管不会导通。当 I_C 大到一定程度时, 该正偏置电压足以使 NPN 晶体管开通, 进而使 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和状态。于是寄生晶闸管开通, 栅极失去控制作用, 这就是所谓的擎住效应。IGBT 发生擎住效应后, 集电极电流增大, 造成过高的功耗, 导致器件损坏。

在 IGBT 关断的动态过程中, 如 dV_{DS}/dt 越高, 则在 J_2 结中引起的位移电流 $C_{J2}dV_{DS}/dt$ 会越大。当该电

图 2-188 T_J 对 I_C 、 V_{CE} 和 P_{off} 的影响a) T_J 为 25°C 时 b) T_J 为 125°C 时

流流过体区短路电阻 R_s 时, 也可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压, 满足寄生晶闸管开通擎住的条件, 形成动态擎住效应。使用中必须防止 IGBT 发生擎住现象, 为此可限制 I_{CM} 值, 或者用加大栅极电阻 R_G 的办法延长 IGBT 的关断时间, 以减小再加 dV_{CE}/dt 值。

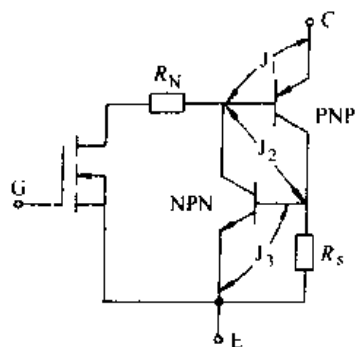


图 2-189 具有寄生晶闸管的 IGBT 等效电路

温度升高也会加重 IGBT 发生擎住现象的危险。使 IGBT 发生自锁的集电极电流 I_{CM} 在常温 (25℃) 下, 一般是额定电流的 6 倍以上, 但温度升高后, I_{CM} 会严重下降。图 2-190 是一个 IGBT 在不同温度下擎住电流变化趋势的曲线。其数据是在器件带电阻性负载的动态条件下得到的。当温度由常温 (25℃) 上升到 150℃ 时, 擎住电流下降了一半。究其变小的原因, 主要是 IGBT 体内的 NPN 和 PNP 晶体管的放大系数都会随温度的上升而增大, 而体区电阻 R_s 随温度升高而增大, 也是自锁条件形成的一个因素。器件研究人员非常重视这方面的工作, 采取各种方法提高擎住电流 I_{CM} , 目前已取得很大成效。

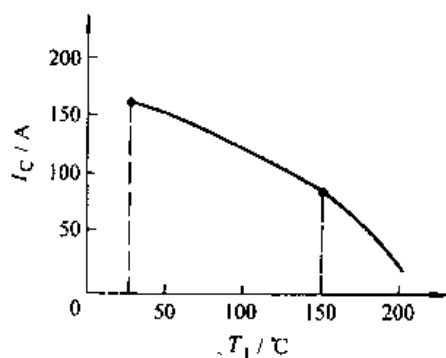


图 2-190 IGBT 擎住电流与温度的关系

4. 安全工作区

IGBT 开通时的正向偏置安全工作区 (FBSOA), 由电流、电压和功耗三条边界极限包围而成。最大集电极电流 I_{CP} 是根据避免动态擎住而确定的; 最大集射极电压 V_{CES} 是由 IGBT 中 PNP 晶体管的击穿电压所确定; 最大功耗则由最高允许结温所决定。导通时间长、

发热严重, 因而安全工作区变窄, 如图 2-191a 所示。正向偏置安全工作区 (FBSOA) 是 IGBT 在开通工作状态下的参数极限范围。FBSOA 由导通脉宽 $PW=1ms$ 时的最大集电极电流 I_{CP} (一般为额定直流的 2 倍) 最大集射极间电压 V_{CES} 和最大功耗三条边界线包围而成。

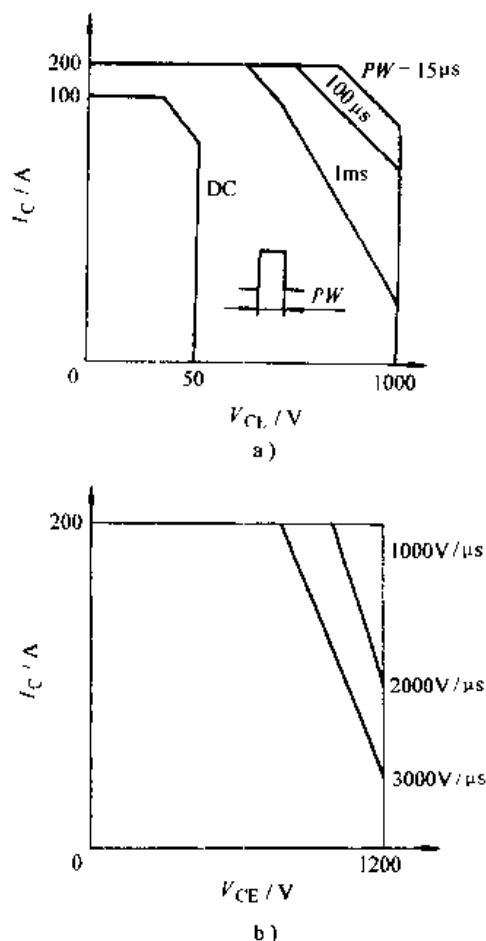


图 2-191 IGBT 的安全工作区

a) FBSOA b) RBSOA

IGBT 的反向偏置安全工作区 (RBSOA) 如图 2-191b 所示。它随 IGBT 关断时的再加 dV_{CE}/dt 而改变, dV_{CE}/dt 越高, RBSOA 越窄。反向偏置安全工作区 (RBSOA) 是 IGBT 在关断工作状态下的参数极限范围。RBSOA 是由最大集电极电流 I_{CP} 、最大集射极间电压 V_{CES} 和电压上升率 dV_{CE}/dt 三条极限边界线围成的。如前所述, 过高的 dV_{CE}/dt 会使 IGBT 产生动态擎住效应。 dV_{CE}/dt 越大, RBSOA 越小。

5. 栅极特性

IGBT 的栅极通过一层氧化膜与射极实现电隔离。由于此氧化层很薄, 其击穿电压一般只能达 20~30V, 因此栅极击穿是 IGBT 失效的常见原因之一。在应用中, 有时虽然保证了栅极驱动电压没有超过栅极最大额定电压, 但栅极连线的寄生电感和栅-集极间的

电容耦合,也会产生使氧化层损坏的振荡电压。为此,通常采用绞线来传送驱动信号,以减小连线电感。在栅极连线中,串联小阻值电阻或小磁环也可以抑制不希望有的振荡电压。在栅-射极间并联反串联的稳压管或旁路电阻也是吸收栅极过电压的有效措施。

IGBT 的栅-射和栅-集极间存在着电容 C_{GF} 和 C_{GC} , 在它的射极回路中存在着漏电感 L_E 。由于这些分布参数的影响,使得 IGBT 的驱动波形与理想驱动波形产生了较大的变化,并产生了不利于 IGBT 开通和关断的因素。这可以用带续流二极管的电感负载开关电路(见图 2-192)来得到验证。图 2-192 所示为 IGBT 的开关等效电路和开通波形。

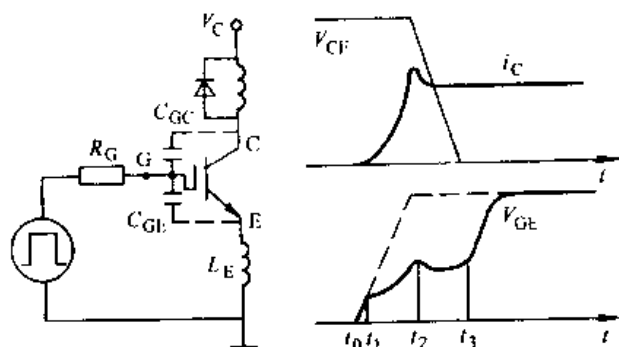


图 2-192 IGBT 的开关等效电路和开通波形

在 t_0 时刻,栅极驱动电压开始上升,此时影响栅射极电压 V_{GE} 上升斜率的主要因素只有 R_G 和 C_{GE} ,栅极电压上升很快。在 t_1 时达到 IGBT 的栅极门檻电压,集电极电流开始上升。从此时开始,有两个原因使 V_{GE} 波形偏离原有轨迹。首先是射极杂散电感 L_E 上的感应电压,此电压随着集电极电流 i_C 的增加而增大,它抵消了外加的栅极驱动电压,并且降低了直接加在栅-射端的电压 V_{GE} 的上升率。这是一个负反馈的作用,集电极电流的增加,使 L_E 产生一个抵消栅极电压的电压,并减缓了集电极电流的增长。

另一个影响栅极驱动电压的因素是栅-集电容 C_{GC} 的密勒效应。 t_2 时刻的集电极电流达到最大值,集-射电压 V_{CE} 开始下降。集射电压 V_{CE} 的下降,使栅-射极电容 C_{GE} 放电,在驱动电路中增加了 C_{GC} 的容性电流,使得在驱动电路内阻抗上的压降增加,造成栅射电压 V_{GE} 降低。显然,栅极驱动电路的阻抗越低,这种效应越弱,此效应一直维持到 t_3 集射电压 V_{CE} 降到零为止。它造成的 V_{GE} 降低同样延缓了 IGBT 的开通过程。在 t_3 时刻后, V_{CE} 的下降结束, i_C 达到稳态值。影响栅射极电压 V_{GE} 的因素消失,此后 V_{GE} 以较快的上升率达到最大值。

由图 2-192 波形图可以看出,由于 L_E 和 C_{GC} 的存

在,在 IGBT 的实际运行中, V_{GE} 的上升率减缓了许多,这种阻碍驱动电压上升的效应,表现为对集电极电流上升及开通过程的阻碍。为了减缓此效应,应使 IGBT 模块的 L_E 、 C_{GC} 及栅极驱动源的内阻尽量小,以获得较快的开通速度。

IGBT 关断时的波形如图 2-193 所示。 t_0 时刻栅极驱动电压开始下降,在 t_1 时刻达到刚能维持集电极电流的水平,IGBT 进入线性工作区, V_{CE} 开始上升。此时栅-集极电容 C_{GC} 的密勒效应支配着 V_{GE} 的上升率,因 C_{GC} 的耦合充电作用,使得 V_{GE} 在 $t_1 \sim t_2$ 期间基本保持不变。在 t_2 时, V_{GE} 上升完毕, V_{GE} 和 i_C 开始以栅-射极电路固有限抗所决定的速度下降,在 t_3 时, V_{GE} 及 i_C 均降为零,关断过程结束。

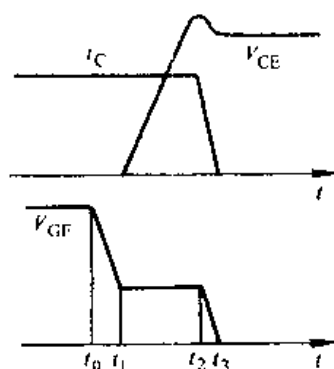


图 2-193 IGBT 关断时的波形

由图 2-193 可以看出,由于 IGBT 的密勒电容 C_{GC} 的存在,使得 IGBT 的关断过程也减缓了许多。为了减小此影响,一方面应选择 C_{GC} 小的 IGBT; 另一方面应减小驱动电路的内阻抗,使流入栅-集极电容 C_{GC} 的充电电流增加,加快了 V_{CE} 的上升速度。

以上对 IGBT 开关过程中的栅极驱动波形进行了分析,而在实际应用中,IGBT 栅极驱动电压的幅值也有着较大的影响。正栅极电压决定着 IGBT 的饱和导通压降,随着正栅极驱动电压的增加,饱和导通压降减小。由于饱和导通压降是 IGBT 发热的主要损耗之一,因此必须尽量减小,以获得较高的运行效率。通常 $+V_{GE}$ 为 15~18V,如 $+V_{GE}$ 过高,容易因栅极电压的振荡而造成栅极击穿,因此栅极驱动电压 $+V_{GE}$ 一般取 15V。

IGBT 关断时给其栅-射极施加一定的负偏压,有利于提高 IGBT 装置的抗干扰能力,对提高 IGBT 关断时能承受的电压上升率也有较大的作用。IGBT 栅-射极间所加的负偏压通常取 5~10V。有些厂家认为,它们的 IGBT 有较强的抗干扰能力,也可不加负偏压。但在 IGBT 关断时,施加适当的负偏压一般不会有不利的影响。

2.6.3 IGBT 的主要技术参数

1. 电压参数

(1) 栅-射极短路时的最大集-射极直流电压 V_{CES}

(2) 栅极开路时允许的最大集-射极电压 V_{CEO}

(3) 栅-射极反偏压时允许的最大集-射极电压 V_{CEX} 与 GTR 不同的是, IGBT 尽管也存在 $V_{CEX} > V_{CEO} > V_{CES}$, 但后者的差别远较 GTR 要小, 通常有 $V_{CEX} \approx V_{CEO} \approx V_{CES}$, 也就是说, IGBT 的栅-射极电压不会引起其集-射极电压的过多变化。

当 IGBT 用于电力电子设备中时, 如母线电压为 V_N , 则应选择 IGBT 管的 $V_{CES} = (2 \sim 3) V_N$ 。

(4) 集-射极饱和电压 $V_{CE(sat)}$ IGBT 饱和导通时通过额定电流的集-射极电压, 它是结温、集电极电流和栅-射极电压的函数, 该值表征了 IGBT 的通态损耗。选用时应选 $V_{CE(sat)}$ 小的 IGBT 管。

(5) 栅-射极最高电压 V_{GES} 集-射极短路时的最大栅-射极电压, 与栅极氧化膜误差有关。考虑到实际使用的电压和可靠性的最大额定值, 通常选 $|V_{GES}| < 20V$ 。

(6) 栅极开启电压 $V_{GE(th)}$ 在规定的集电极电流和集-射电压条件下的栅-射极电压。通常是指使 IGBT 导通所需的最小栅-射极电压。

(7) 绝缘电压 V_{iso} 指外壳与管芯绝缘的 IGBT 模块, 在栅-射-集极三个电极完全短路时, 三个电极与冷却体接触面间所能容许的正弦波最高绝缘电压, 一般是指交流有效值。

(8) 集射极反向电压 V_{ECS} 集成有续流二极管的 IGBT, 在二极管处于导通状态时, 在极间测得的一极管正向压降。

2. 电流参数

(1) 集电极额定电流 I_{CN} 在额定的测试温度(壳温为 $25^\circ C$)条件下, 所允许的集电极最大直流电流。实际上, 当在电力电子设备中使用 IGBT 时, 应选其在电

路中实际使用的平均电流值 $I_C = (1/2 \sim 1/3) I_{CN}$ 。

(2) 集电极的反向电流 $-I_C$ 当 IGBT 内集成有续流二极管时, 在额定的测试温度(壳温为 $25^\circ C$)条件下, 所允许的集电极最大直流电流。

(3) 集电极脉冲峰值电流 I_{CP} 在一定脉冲宽度工作时, IGBT 的集电极允许的最大脉冲峰值电流。

(4) 集-射极短路时的栅极漏电流 I_{GES} 通常是指栅-射极短路条件下, 在栅-射极加额定电压时的栅极漏电流。

(5) 栅-射极短路时的集射极漏电流 $I_{CE(s)}$ 将栅-射极短路, 在集-射极间加额定电压时的集电极漏电流。

3. 最大功耗 P_T

在壳温为 $25^\circ C$ 的条件下, 每个 IGBT 开关所允许的最大不导致其自身损坏的功率损耗。

4. 时间参数

IGBT 的时间参数有开通时间 t_{on} 、关断时间 t_{off} 、上升时间 t_r 及下降时间 t_f , 其定义与功率 MOSFET 的相同, 此处从略。

二极管反向恢复时间 t_{rr} : 内部集成有续流二极管的 IGBT 中, 续流二极管恢复电流消除所需的时间。

5. 最高工作频率 f_{max}

IGBT 的最高工作频率是指对应开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 、额定工作电流 I_C 且 IGBT 结温不超过允许值所能使用的最高开关频率, 它与 t_{on} 和 t_{off} 之和成反比。

6. 结温

指 IGBT 工作时不导致损坏所允许的最高结温。

7. 贮存温度 T_{stg}

是指在无电气负载条件下, 不使其性能下降对 IGBT 的保存或运输所允许的温度范围。

8. 实际 IGBT 参数举例

表 2-16 给出了日本三社电机生产的 GSA400AA60 单元 IGBT 模块的电性能参数。

表 2-16 GSA400AA60 型 IGBT 模块(一单元)的电性能参数

符 号	测 试 条 件	参 数 值			单 位
		最小值	额定值或典型值	最大值	
V_{CES}	栅-射极间短路		600		V
V_{GFS}	集-射极间短路		± 20		V
I_C (DC)			400		A
I_{CP} (1ms)			800		
$-I_C$			400		A

(续)

符 号	测 试 条 件	参 数 值			单 位
		最小值	额定值或典型值	最大值	
P_T	$T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1500		W
T_{jmax}			150		$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}			$-10\sim+125$		$^{\circ}\text{C}$
V_{ceo}	AC, 1min		2500		V
I_{GES}	$V_{GE}=\pm 20\text{V}$, $V_{CE}=0\text{V}$			± 500	nA
I_{CES}	$V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0\text{V}$			2.0	mA
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE}=0\text{V}$, $I_C=1\text{mA}$	600			V
$V_{GE(th)}$	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=40\text{mA}$	3.0		7.0	V
$V_{CE(sat)}$	$V_{GE}=15\text{V}$, $I_C=400\text{A}$		2.0	2.8	V
C_{iss}	$V_{CE}=10\text{V}$, $V_{GE}=0\text{V}$, $f=1\text{MHz}$		32	10	nF
t_r	$I_C=400\text{A}$, $V_{GE}=+15/-5\text{V}$ $V_{CC}=300\text{V}$, $R_G=1.6\Omega$		0.10	0.20	μs
$t_{d(on)}$			0.20	0.40	
t_f			0.20	0.30	
$t_{d(off)}$			0.40	0.80	
V_{ECS}	$-I_C=400\text{A}$, $V_{GE}=0\text{V}$		2.3	2.8	V
t_{rr}	$-I_C=400\text{A}$, $V_{GE}=-10\text{V}$, $di/dt=800\text{A}/\mu\text{s}$		0.1	0.15	μs
$R_{th(j-c)}$	IGBT 对外壳			0.08	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
	续流二极管对外壳			0.20	

2.6.4 IGBT 使用的共性问题

1. IGBT 的栅极驱动

(1) IGBT 对栅极驱动电路的特殊要求 IGBT 的驱动电路在它的应用中有着特别重要的作用, IGBT 应用的关键问题之一是驱动电路的合理设计。由于 IGBT 的开关特性和安全工作区随栅极驱动电路的变化而变化, 因而驱动电路性能不好, 常常造成 IGBT 的损坏。IGBT 通常采用栅极电压驱动, 与其他全控型器件一样, IGBT 对驱动电路有许多特殊的要求。概括起来有:

1) 栅极驱动电压脉冲的上升率和下降率要充分大。在 IGBT 开通时, 前沿很陡的栅极电压加到其栅极 G 与发射极 E 之间, 使 IGBT 快速开通, 达到开通时间最短, 以减小开通损耗的效果。在 IGBT 关断时, 其栅极驱动电路要提供给 IGBT 一下降沿很陡的关断电压, 并给 IGBT 的栅极 G 与发射极 E 之间施加一适当的反向负偏电压, 以使 IGBT 快速关断, 缩短关断时

间, 减小关断损耗。

2) 在 IGBT 导通后, 栅极驱动电路提供给 IGBT 的驱动电压和电流要具有足够的幅度。该幅度应能维持 IGBT 的功率输出级总是处于饱和状态, 当 IGBT 瞬时过载时, 栅极驱动电路提供的驱动功率要足以保证 IGBT 不退出饱和区而损坏。

3) 栅极驱动电路提供给 IGBT 的正向驱动电压 $+V_{GE}$ 增加时, IGBT 输出级晶体管的导通压降 V_{CE} 和开通损耗值将下降, 但这并不是说 $+V_{GE}$ 值越高越好。其原因在于, 在负载短路过程中, IGBT 的集电极电流也随着 $+V_{GE}$ 的增加而增加, 并使 IGBT 承受短路损坏的脉宽变窄, 如 $|V_{GE}| > 20\text{V}$ (即使是浪涌电压), 也会引起 IGBT 的损坏。因此在实际应用中, IGBT 的栅极驱动电路提供给 IGBT 的正向驱动电压 $+V_{GE}$ 要取合适的值, 特别是在具有短路工作过程的设备中使用 IGBT 时, 其正向驱动电压 $+V_{GE}$ 更应选择其所需的最小值。现已证明, 开关应用的 IGBT 的栅极电压以 $\pm 15\sim 10\text{V}$ 为最佳。

4) IGBT 在关断过程中,栅-射极施加的反偏压有利于 IGBT 的快速关断,但反向负偏压 $-V_{GE}$ 受 IGBT 栅-射极之间反向最大耐压的限制,过大的反向电压亦会造成 IGBT 栅-射极的反向击穿,所以 $-V_{GE}$ 也应取合适的值(此值一般为 $-2\sim-10V$)。

5) 虽说 IGBT 的快速开通和关断有利于缩短开关时间和减小开关损耗,但过快的开通和关断,在大电感负载情况下,反而是有害的。其原因在于大电感负载随着 IGBT 的超速开通和关断,将在电路中产生高频幅值很高而宽度很窄的尖峰电压 Ldi/dt ,该尖峰电压应用常规的过电压吸收电路是吸收不掉的,因而有可能造成 IGBT 自身或电路中其他元器件因过电压击穿而损坏,所以在电感负载条件下,IGBT 的开关时间也不能过分短,其值应根据电路中所有元器件耐受 dv/dt 的能力及 IGBT 自身的 dv/dt 吸收电路性能综合考虑。

6) 由于 IGBT 内寄生晶体管、寄生电容的存在,使栅极驱动与 IGBT 损坏时的脉宽有密切的关系。同时栅极信号受流过 IGBT 输出级晶体管集电极电流的影响,这就要求在设计驱动电路时合理地处理这些关系。

7) 由于 IGBT 在电力电子设备中多用于高压场合,所以驱动电路应与整个控制电路在电位上严格隔离。

8) IGBT 的栅极驱动电路应尽可能地简单、实用,最好自身带有对被驱动 IGBT 的完整保护能力,并且有很强的抗干扰性能,且输出阻抗应尽可能地低。

9) 栅极驱动电路与 IGBT 之间的配线,由于栅极信号的高频变化很容易相互干扰,为防止造成同一个系统多个 IGBT 中某个的误导通,因此要求栅极配线走向应与主电流线尽可能远,且不要将多个 IGBT 的

栅极驱动线捆扎在一起。同时栅极驱动电路到 IGBT 模块栅-射极的引线应尽可能地短,引线应采用绞线或同轴电缆屏蔽线,并从栅极直接接到被驱动 IGBT 栅-射极,最好采取焊接的方法。

10) 在 IGBT 通断时,其输入电容要放电与充电,因而当使用 IGBT 作为高速开关时,应特别注意这些问题。

11) 在同一电力电子设备中,使用多个不等电位的 IGBT 时,为了解决电位隔离的问题,应使用光隔离器。光隔离器一定要使用高速且抗噪声性能强的产品。

(2) IGBT 栅极驱动电路应满足的条件 栅极驱动条件与 IGBT 的特性密切相关。设计栅极驱动电路时,应特别注意开通特性、负载短路能力和 dV_{GE}/dt 引起的误触发等问题。

正偏置电压 $+V_{GE}$ 增加,通态电压下降,开通损耗 E_{on} 也下降,分别如图 2-194a 和 b 所示。由图中还可看出,如 $+V_{GE}$ 固定不变时,导通电压将随集电极电流增大而增高,开通损耗将随结温升高而升高。

负偏置电压 $-V_{GE}$ 直接影响 IGBT 的可靠运行。负偏置电压增高时,集电极浪涌电流明显下降,对关断能耗无显著影响,分别如图 2-195a 和 b 所示。

栅极电阻 R_G 增加,将使 IGBT 的开通与关断时间增加,因而使开通和关断能耗均增加。而栅极电阻减小,则又使 di/dt 增高,可能引发 IGBT 误导通,同时 R_G 上的损耗也有所增加。具体关系如图 2-196 所示。

但 R_G 增大会使 IGBT 的开关时间增加,进而使开关损耗增加,如图 2-187 和图 2-197 所示。因此,应根据 IGBT 的电流容量和电压额定值及开关频率的不同,选择合适的 R_G 阻值,一般应选 R_G 在十几欧至几百欧之间。

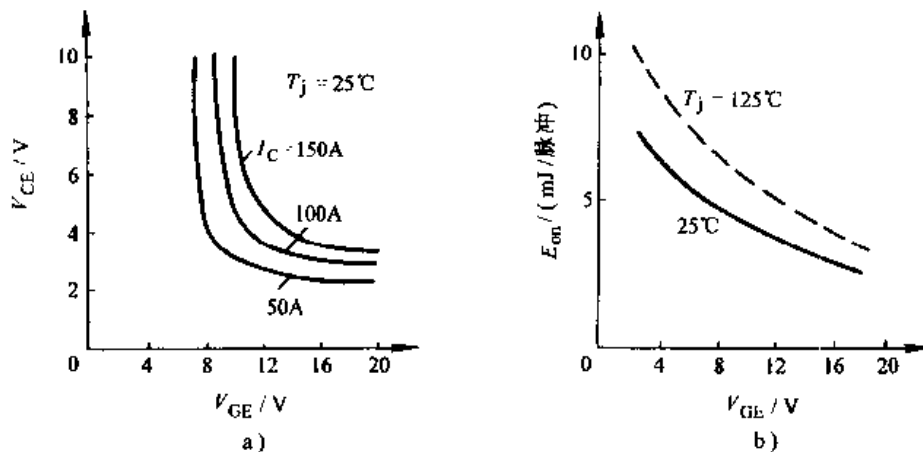


图 2-194 通态电压和开通损耗与栅极电压的关系曲线

a) 通态电压与栅极电压的关系曲线 b) 开通损耗与栅极电压的关系曲线

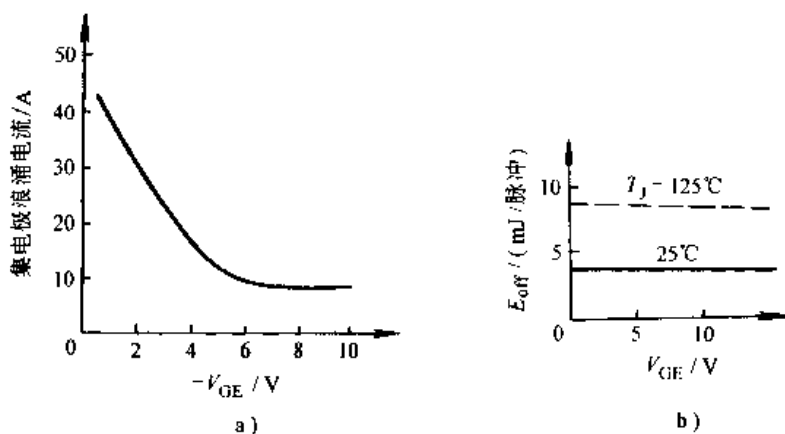


图 2-195 集电极浪涌电流和关断能耗 E_{off} 与栅极负偏压的关系

a) 集电极浪涌电流与栅极负偏压关系曲线 b) 关断能耗与栅极负偏压关系

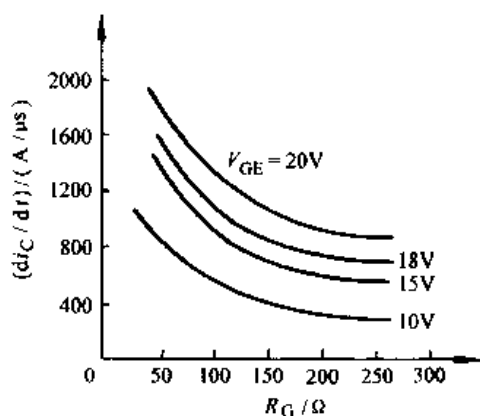


图 2-196 集电极电流上升率与栅极电阻的关系曲线

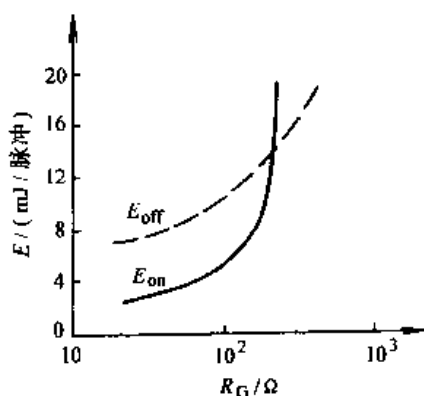


图 2-197 E_{on} 、 E_{off} 与栅极电阻 R_G 的关系

(3) 栅极串联电阻及栅极驱动电压的上升、下降速率 栅极驱动电压的上升、下降速率对 IGBT 的开通和关断过程有较大的影响。

IGBT 的 MOS 沟道受栅极驱动电压直接控制, 而 MOSFET 部分的漏极电流又控制着双极部分的基极电流, 使得 IGBT 的开通特性主要决定于它的 MOSFET 部分, 所以 IGBT 的开通受栅极驱动电压波

形的影响较大。

IGBT 的关断特性主要取决于内部少数载流子的复合速率。少数载流子的复合受 MOSFET 部分的关断影响, 使得栅极驱动对 IGBT 的关断也有一定的影响。栅极驱动回路的阻抗会延长密勒效应时间, 使集电极电流的下降延迟。

栅极驱动电路的阻抗, 包括栅极驱动电路的内阻抗和栅极串联电阻两个部分。它们影响着驱动波形的上升、下降速率。在高频应用时, 驱动电压的上升、下降速率应快一些, 以提高 IGBT 的开关速度, 并降低开关损耗。在运行频率较低时, 开关损耗所占比例较小, 驱动电压的上升、下降速率可减慢些。

在正常状态下, IGBT 开通过快, 开通损耗也越小。但在开通过程中, 如存在续流二极管的反向恢复电流和吸收电容器的放电电流, 则开通过快, IGBT 承受的峰值电流也就越大, 甚至急剧地上升, 导致 IGBT 或续流二极管损坏。此时应有目的地降低栅极驱动脉冲的上升速率, 即增加栅极串联电阻的阻值, 控制该电流的峰值。其代价是要付出较大的开通损耗。利用此技术, 开通过程中的峰值电流可以通过改变栅极串联电阻控制在任意要求的值。

由以上分析可见, 栅极串联电阻对 IGBT 的开通过程影响较大。栅极串联电阻的阻值应根据电路的情况折衷考虑, 选择合适的值。

栅极串联电阻和驱动电路内阻抗对 IGBT 关断过程的影响相当于开通来说要小一些。栅极串联电阻小, 有利于加快关断速度和减小关断损耗, 也有利于避免关断时集电极电压的 dv/dt 造成 IGBT 误开通。但栅极串联电阻过小, 会由于集电极电流下降的 di/dt 过大, 产生较大的集电极电压尖峰, 因此对于 IGBT 关断过程中的栅极串联电阻的阻值也需折衷考虑。

栅极串联电阻阻值对于驱动脉冲的波形也有较大

的影响,电阻值过小时会造成驱动脉冲振荡,过大时,驱动波形的前、后沿会发生延迟和变缓。IGBT 的输入电容 C_{GE} 随着其额定电流容量的增大而增大。为了保持相同的驱动脉冲前、后沿速率,对于电流容量较大的 IGBT,应提供较大的前、后沿充电电流。为此,栅极串联电阻的电阻值应随着 IGBT 电流容量的增加而减小。IGBT 的栅极串联电阻通常采用表 2-17 所推荐的值,如工作频率较低,也可采用前一档电阻值较大的值。

表 2-17 推荐的栅极电阻值

额定电流/A	60V	50	100	150	200	300	400	600	800
	1200V	25	50	75	100	150	200	300	400
R_G/Ω		51	25	15	12	8.2	5.1	3.3	2.2

(4) 驱动电路举例

1) 应用脉冲变压器直接驱动功率 IGBT: 这种驱动电路的原理如图 2-198a 所示,其输出栅极驱动电压和电流波形如图 2-198b 所示。它的工作原理是:来自控制脉冲形成单元的脉冲信号经高频晶体管 V 进行功率放大后加到脉冲变压器上,由脉冲变压器隔离耦合、稳压管 VS_1 和 VS_2 限幅后来驱动 IGBT。它的优点表现在:电路简单,应用廉价的脉冲变压器实现了被驱动 IGBT 与控制脉冲形成部分的隔离。驱动级不需要专门的直流电源,简化了电源结构,同时脉冲变压器传

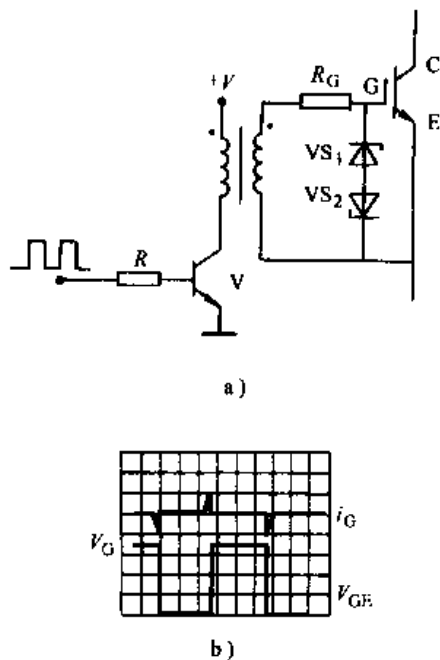


图 2-198 应用脉冲变压器驱动 IGBT

a) 电路原理图 b) 应用脉冲变压器驱动 IGBT, 工作频率为 34.4kHz 时的驱动电压 V_{GE} (下) 和被驱动 IGBT 的栅极电流 i_G (上) 波形(横轴扫描速度为 $5\mu s/\text{div}$)

输脉冲的频率可以较高(一般高达 100kHz 左右)。加之整个电路工作频率较高,IGBT 自身所需驱动电流又很小,所以脉冲变压器的体积可以做得很小,稳压管 VS_1 、 VS_2 的引入限制了加到被驱动功率 IGBT 栅极 G 与发射极 E 之间的正、反向电压,防止了过高的 V_{GE} 电压损坏被驱动功率 IGBT 的控制绝缘栅。其不足表现在:高频脉冲变压器因漏感及集肤效应的存在较难绕制,且因漏感的存在容易出现 V_{GE} 振荡。为了限制振荡,常常需增加栅极电阻 R_G ,这就影响了栅极驱动脉冲前、后沿的陡度,降低了可应用的最高频率,同时驱动电路自身不能对被驱动 IGBT 进行欠饱和、过饱和及过电流等保护。

3) 采用分立式驱动电路来驱动 IGBT: 图 2-199a 给出了分立式驱动电路原理图,图 2-199b 给出了其栅极驱动电压的波形。它的工作原理是:正常情况下,由于来自电流取样环节 BHL 元件输出的信号小于比较器 A 反相端整定的门槛值,比较器 A 输出低电平,光耦合器 VLC_2 不导通,反相器 D 输出高电平,封锁脉冲功能不起作用。当控制脉冲由低电平变为高电平时,光耦合器 VLC_1 输出低电平,由 4011 型 CMOS 集成四与非门电路组成的整形电路输出高电平, V_1 截止、 V_2 导通,电容 C_2 给 IGBT 的 GE 结施以反向电压,使其快速关断;反之,当控制脉冲由高电平变为低电平时, VLC_1 输出高电平,4011 输出低电平, V_1 导通、 V_2 截止,提供 IGBT 导通时 GE 结所需的正向电压,使 IGBT 快速导通。一旦发生过电流,则 A 输出高电平,并经二极管 VD 自保,光耦合器 VLC_2 导通,并输出低电平,直接从末级驱动电路和脉冲形成部分封锁掉控制脉冲。该驱动电路的优点表现在:自身带有过电流保护功能,光耦合器 VLC_1 的引入,提高了栅极驱动电路的抗干扰能力,同时实现了驱动电路与脉冲形成部分的隔离;互补晶体管 V_1 、 V_2 的引入,降低了驱动电路的输出阻抗;电阻 R_1 、 R_2 及电容 C_1 、 C_2 的引入,使用户可方便地对被驱动 IGBT 的正、反向驱动电压进行调节,满足了不同 IGBT 对栅极驱动电路输出的 $+V_{GE}$ 和 $-V_{GE}$ 的要求。其缺点是:受光耦合器 VLC_1 传输速度的影响,其工作频率不能很高,一般用高速光耦合器也仅能达到 10~20kHz,且应用分立元器件较多,抗干扰能力较差。同时受 4011 最高工作电源电压的限制,使提供给 IGBT 栅极与发射极间正、反向电压幅度相互牵制,并受到了限制,何况栅极驱动电路又不能对被驱动 IGBT 进行欠饱和、过饱和及驱动级电源电压监控等保护。

3) 由于 IGBT 以 MOSFET 为输入级,所以 MOSFET 的驱动电路同样适用于 IGBT;为了使

IGBT 稳定工作, 一般要求双电源供电方式。图 2-200 给出了两种典型的栅极驱动电路实例。图 2-200a 电路中, 输入信号经整形器整形后进入放大级, 放大级采用有源负载方式, 以提供足够的栅极电流。为消除可能出现的振荡现象, IGBT 的栅-射极间接由 RC 网络组成

的阻尼滤波器, 并且连接线采用双绞线方式。图 2-200b 所示的驱动电路中, 输入控制信号通过光耦合器进行隔离后引入驱动电路, 然后经 MOS 管 VF 放大后由推挽式电路 V_1 和 V_2 向 IGBT 提供栅极驱动电压。

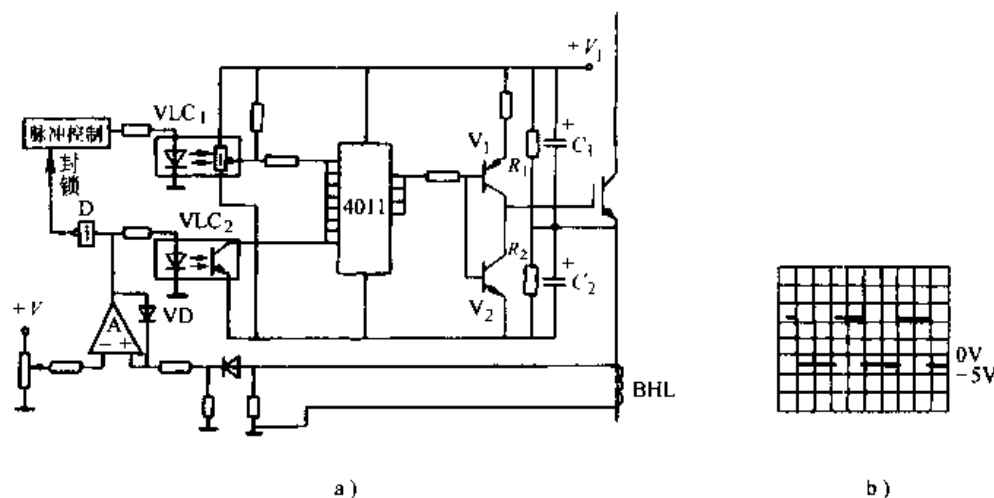


图 2-199 应用光耦合器及 CMOS 器件驱动 IGBT

a) 原理电路 b) 应用分立式驱动电路驱动 IGBT, 工作频率为 25kHz 时的栅射极电压 V_{ge}
(横轴扫描速度为 $5\mu\text{s}/\text{div}$, 纵轴为 $10\text{V}/\text{div}$)

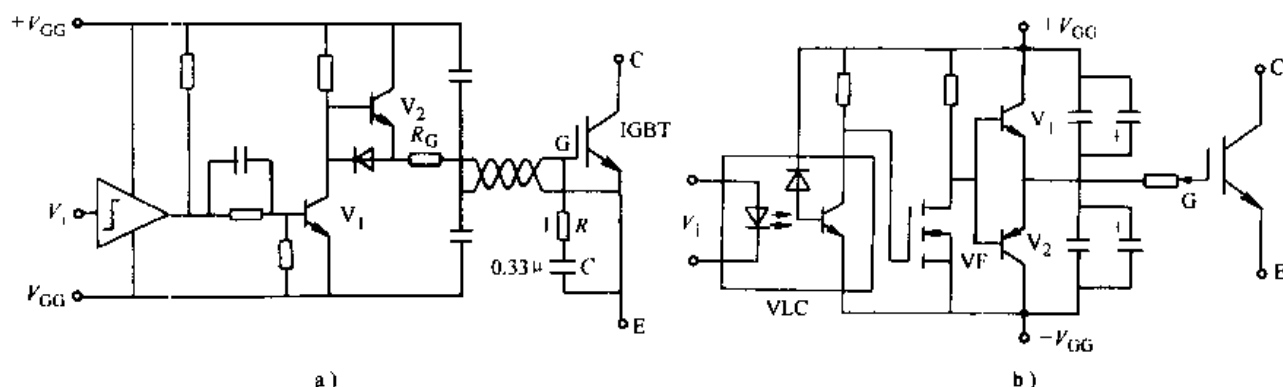


图 2-200 IGBT 栅极驱动电路实例

4) 由分立元器件构成的具有 V_{GS} 保护的驱动电路: IGBT 的驱动电路必须具备两个功能: 一是实现控制电路与被驱动 IGBT 栅极的电隔离; 二是提供合适的栅极驱动脉冲。实现电隔离可采用脉冲变压器、微分变压器及光耦合器。脉冲变压器由于体积较大、输出脉冲波形不够理想, 较少采用。图 2-201 为采用光耦合器构成的分立元器件 IGBT 驱动电路。当输入控制信号时, 光耦合器 VLC 导通, 晶体管 V_1 截止, V_2 导通, 输出 $+15\text{V}$ 驱动电压。输入信号为零时, VLC 截止, V_1 、 V_2 导通, 输出 -10V 电压。 $+15\text{V}$ 和 -10V 电源需靠近驱动电路。驱动电路输出端及电源地端至 IGBT 栅极和射极的引线应采用双绞线, 长度最好不超过 0.5m 。对于 75A 、 1200V 以内的 IGBT, 驱动器应能提

供峰值电流为 1A 的充放电电流, 对 150A 、 1200V 及 300A 、 1200V 的 IGBT, 则需分别提供 2A 及 4A 的峰值电流。驱动电路中 VLC、 V_1 、 V_2 及 V_3 均需采用快速开关管, 使输出脉冲的延迟加上升时间及延迟加下降时间均 $<1.5\mu\text{s}$ 。

2. IGBT 的保护

在电力电子设备中, 应用 IGBT 时, 对 IGBT 的自身保护措施通常有以下三种: 利用过电流信号的检测来切断栅极控制信号; 利用缓冲电路抑制过电压, 并限制过量的 dv/dt 及利用温度传感器检测壳温控制主电路跳闸, 以实现过热保护。

(1) 过电流保护 IGBT 的过电流保护电路可分为两种类型: 一种是低倍数 ($1.2\sim 1.5$ 倍) 的过载电

流保护；另一种是高倍数（不加保护时可达8~10倍）的短路电流保护。对于过载保护，由于不必快速响应，可采用集中式的保护，即检测输入端或直流环节的总电流，当此电流超过设定值后，比较器翻转，封锁装置中所有IGBT驱动器的输入脉冲，使装置的输出电流降为零。这种集中式的保护具有保护的彻底性，一旦保护动作后，需通过复位才能恢复正常工作。

IGBT的过电流保护还可采用集-射极电压识别法，因为IGBT的通态饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 与集电极电流 I_C 呈近似线性关系，如图2-202a所示，所以IGBT的过电流保护也可以采用集电极电压检测的方法来实现，即利用测量 $V_{CE(sat)}$ 的大小来判断IGBT集电极电流的大小。由图2-202a还可知，IGBT的结温较高时，

在大电流情况下的通态饱和压降会增加，这种特性有利于过电流的识别，其原理如图2-202b所示。需注意两点：一是识别时间；二是保护切断速度。从识别出过电流信号至切断栅极控制信号的总时间必须小于允许短路过电流的时间。过电流时切断IGBT漏极电流不能和正常工作中切断速度一样快，因为过电流幅度大，过快的切断会造成 di/dt 过大，在主电路电感中引起很高的反电动势而形成尖峰电压，这种尖峰电压足以损坏器件。因此，应采取措施使得在允许的短路时间内进行慢速切断，图2-202c给出了对被驱动IGBT进行合理驱动及保护的电路原理框图，而图2-202d给出了在短路或过电流情况下慢速切断过程的波形。

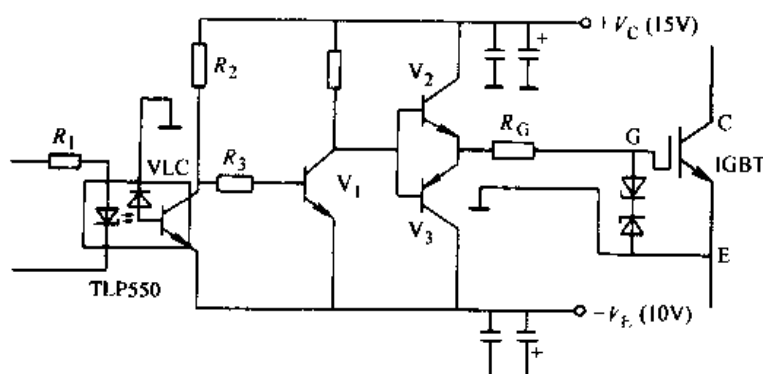


图 2-201 分立元件构成的 IGBT 驱动器

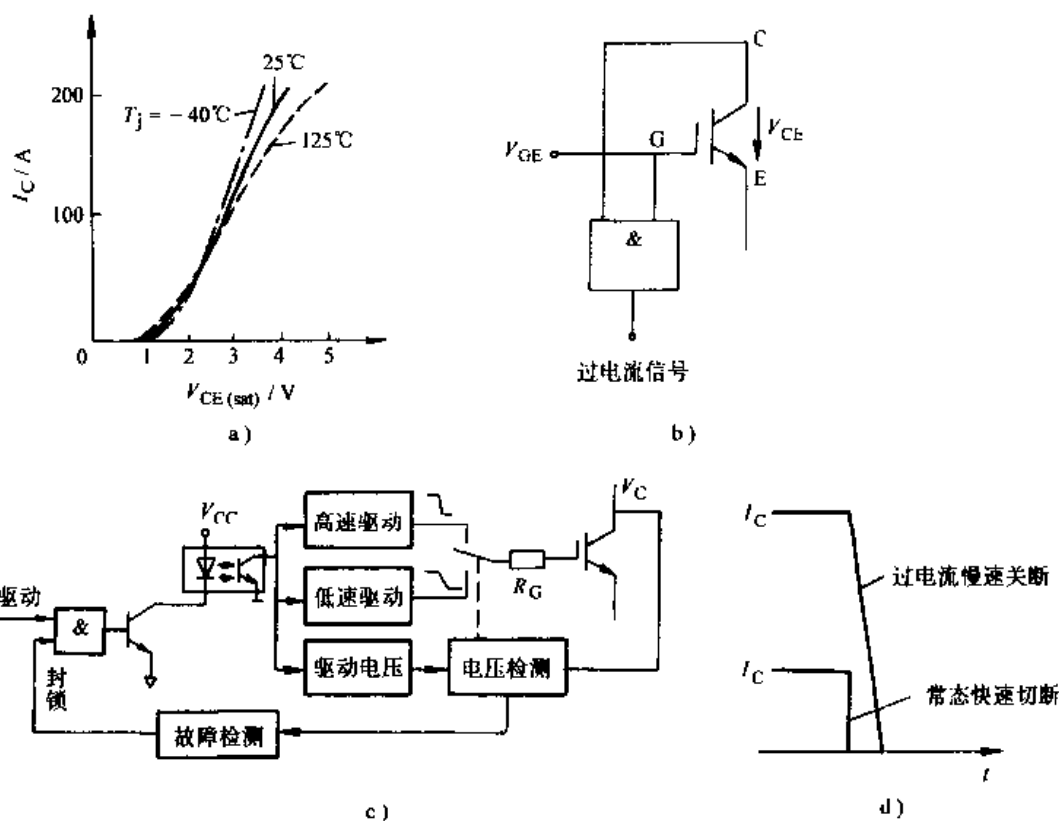


图 2-202 IGBT 的过电流检测方法、正确驱动和保护电路与波形

- a) 通态饱和压降与集电极电流的关系 (IGBT: MG100J2YS1) b) 过电流保护的识别原理电路
c) 对 IGBT 进行合理驱动和保护的原理图 d) 短路或过电流慢速关断波形

(2) 短路保护 在用 IGBT 构成的变流器中发生负载短路或同一桥臂出现直通现象时, 电源电压直接加到 IGBT 的 C、E 两极之间, 流过 IGBT 的集电极电流将会急剧增加, 此时如不迅速撤除栅极驱动信号, 就会烧毁 IGBT。图 2-203a 所示为一模拟直通短路的测试电路, 图 2-203b 为直通短路时的输出特性。IGBT 能在不损坏的前提下承受短路电流的时间称为允许短路时间, 用 t_{sc} 表示。 t_{sc} 的长短与电源电压 V_{CC} 、栅射驱动电压 V_{GE} 以及结温 T_j 有密切的关系, 图 2-204 给出

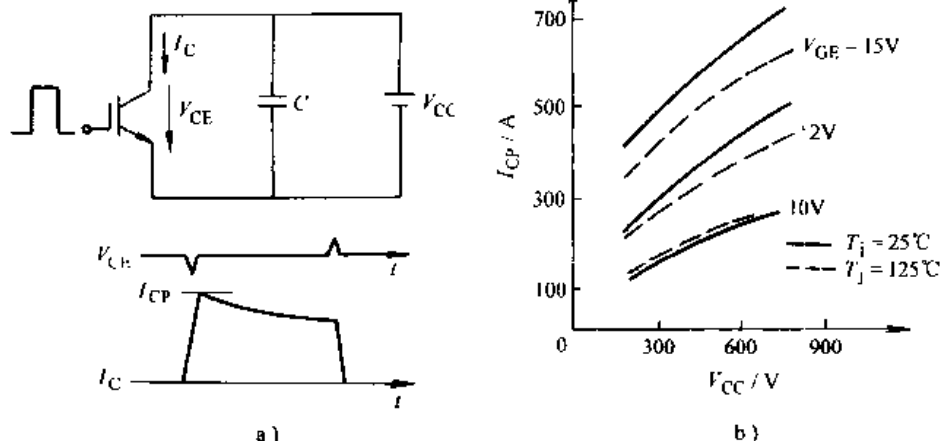


图 2-203 模拟直通短路 (IGBT: 2MB150-120)

a) 测试电路 b) 输出特性

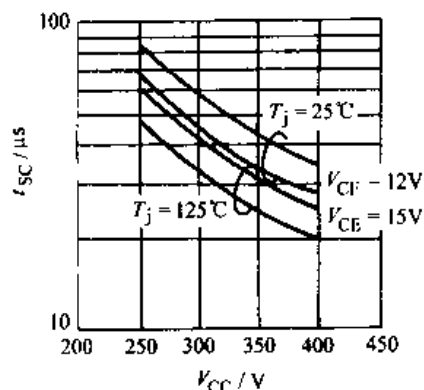


图 2-204 允许短路时间与电源电压的关系 (IGBT: MG50J2YS1)

3) 负载电路接地短路。

4) 输出短路。

IGBT 能承受很短时间的短路电流。能承受短路电流的时间与该 IGBT 的导通饱和压降有关, 并随着饱和导通压降的增加而延长。如饱和导通压降 $< 2V$ 的 IGBT, 允许承受的短路时间 $< 5\mu s$; 而饱和压降 $3V$ 的 IGBT, 允许承受的短路时间可达 $15\mu s$; 当饱和压降增加到 $4 \sim 5V$ 时, 可达 $30\mu s$ 以上。存在以上关系是由于随着饱和导通压降的降低, IGBT 的阻抗也降低, 短路电流同时增大, 短路时的功耗随着电流的二次方加大, 造成承受短路的时间迅速减小。

允许短路时间 t_{sc} 与电源电压 V_{CC} 的关系。

为了防止由于短路故障而造成 IGBT 损坏, 必须有完善的故障检测与保护环节, 及时检出过电流故障, 并迅速切除。实际应用中, 引起短路故障的主要原因有:

1) 直通短路产生的原因是, 由于桥臂中某一个器件损坏或反并联二极管损坏。

2) 桥臂短路产生的原因是, 由于控制回路、驱动回路的故障或干扰噪声引起的误动作, 造成一个桥臂中的两个 IGBT 同时开通。

为了封锁短路电流, 过去常采用软关断降低栅压的方法。采用软关断是为了避免发生过大的电流下降变化率, 以免产生的感应过电压使 IGBT 击穿损坏。为了避开续流二极管的过冲电流和吸收电容器的放电电流, 栅极的封锁需延迟 $2\mu s$ 后动作, 栅极电压软关断的下降时间约需 $5 \sim 10\mu s$, 使 $< 10\mu s$ 的过电流不能响应。这样, 采用这种保护方式就无法对饱和压降 $< 2.5V$ 的 IGBT 实现可靠保护。采用这种过电流保护方式, 因开始时的最大短路电流无法实现限制, 极易因瞬时电流过大而造成 IGBT 发生锁定, 使得无法封锁电流而造成损坏。

为了提高保护功能, 如减少保护动作的延迟时间, 但又不利于辨别真假故障过电流, 还会因瞬时的续流二极管恢复电流或干扰造成误封锁, 影响装置的正常运行。

比较理想的短路保护方案是出现过电流时立即降低栅压, 使过电流值不能达到最大短路峰值, 这样可避免 IGBT 出现锁定损坏。随着栅极电压降低, IGBT 进入放大区, 其压降增加, 短路电流明显减小, 短路的承受时间延长。这有利于在短路承受时间延长的这段时间内, 判断是否是真故障过电流。如是瞬时过电流, 可在过电流结束后立刻将栅压恢复到正常栅压; 如果真

过电流, 可在延长时间的末端将栅极电压软关断降到零, 使过电流被封锁。

随着栅极电压的降低, 短路电流减小, 短路承受的时间延长的关系如图 2-205 所示。由此图可以看出, 采用降低栅压的办法保护 IGBT, 以避免短路故障对器件的损坏是可行的。

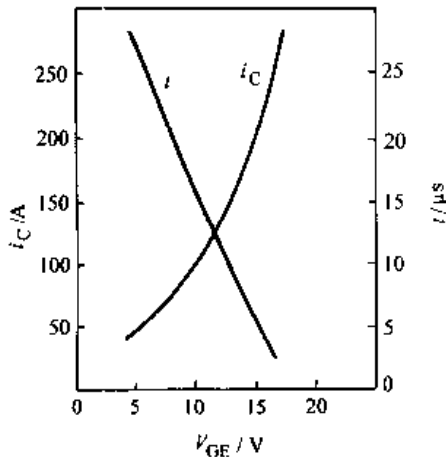


图 2-205 短路电流、短路承受时间与栅极电压的关系

图 2-206 表明, 随着栅射极电压 V_{GE} 的降低, 短路电流 I_{SC} 明显减小, 而短路允许时间 t_{SC} 相应增大, 这样也就延长了“故障检测”时间, 这种延长“故障检测”时间的方法可称为“延时搜索”, 在“延时搜索”结束时, 如果故障仍然存在, 则必须立即关断 IGBT, 切除故障; 如果在“延时搜索”结束之前故障自行消失, 则为“假过电流”现象, 可以让电路恢复正常工作。

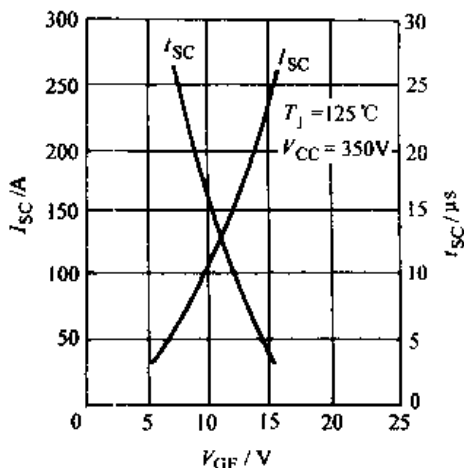


图 2-206 栅射极电压 V_{GE} 与短路电流 I_{SC} 和短路允许时间 t_{SC} 之间的关系
(IGBT: IRGPC40F)

图 2-207 所示为利用降低 V_{GE} 使短路电流 I_{SC} 减小的工作波形示意图。正常工作时, 栅射极驱动电压 V_{GE} 为 15V, 发生短路故障时, I_{SC} 急剧增长, V_{CE} 也随之增

大, 此刻及时将 V_{GE} 降至 10V 左右, 则短路电流显著减小, 在“延时搜索”结束时故障仍存在, 则将 V_{GE} 降至 0V, 使故障切除。

图 2-208 所示为一利用降低 V_{GE} 的原理实现 IGBT 短路保护驱动电路的功能示意图。在正常导通期间, IGBT 的饱和压降小于给定电压 V_{ref} , 比较器输出低电平, MOS 管 VF_1 与 VF_2 均截止, IGBT 的栅极驱动电压不变。发生过电流故障时, IGBT 的集射极间压降 V_{CE} 增大, 当超过 V_{ref} 时, 比较器输出高电平, 定时器启动; 与此同时, VF_2 开通, 使 IGBT 的栅极电压降至稳压管的稳压值 V_Z 。如果在定时周期结束之前, 故障消失, 比较器输出又返回低电平, VF_2 转回截止, 恢复正常栅极电压, IGBT 继续正常工作。如果在定时周期终了时, 故障仍存在, 则定时器输出高电位, VF_1 开通, IGBT 的驱动电压被切除, 迫使 IGBT 关断。

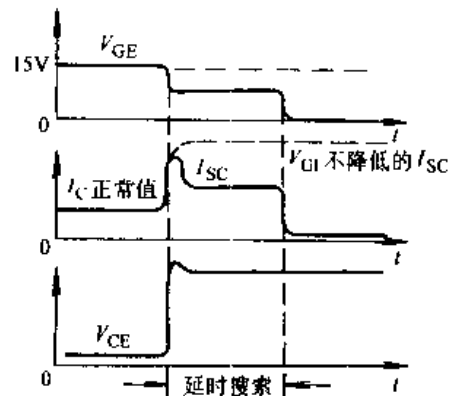


图 2-207 利用降低 V_{GE} 的方法使短路电流 I_{SC} 减小的工作波形示意图

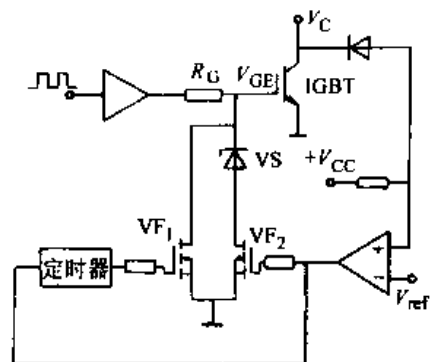


图 2-208 IGBT 短路保护驱动电路功能示意图

图 2-209 给出一个具有“延时搜索过电流保护”功能的 IGBT 驱动电路实例。其工作原理如下: 正常工作时, 晶体管 V_1 处于正偏压导通状态, 控制电压 $V_{CC} \approx V_{CC}' = +20V$ 。当控制信号有效时, 6N136 快速光耦合器的输出信号为高电平, V_1 管导通, 栅控电压 $V_{GE} = +15V$, IGBT 快速导通。由 R_d 、 C_1 组成的延时电路,

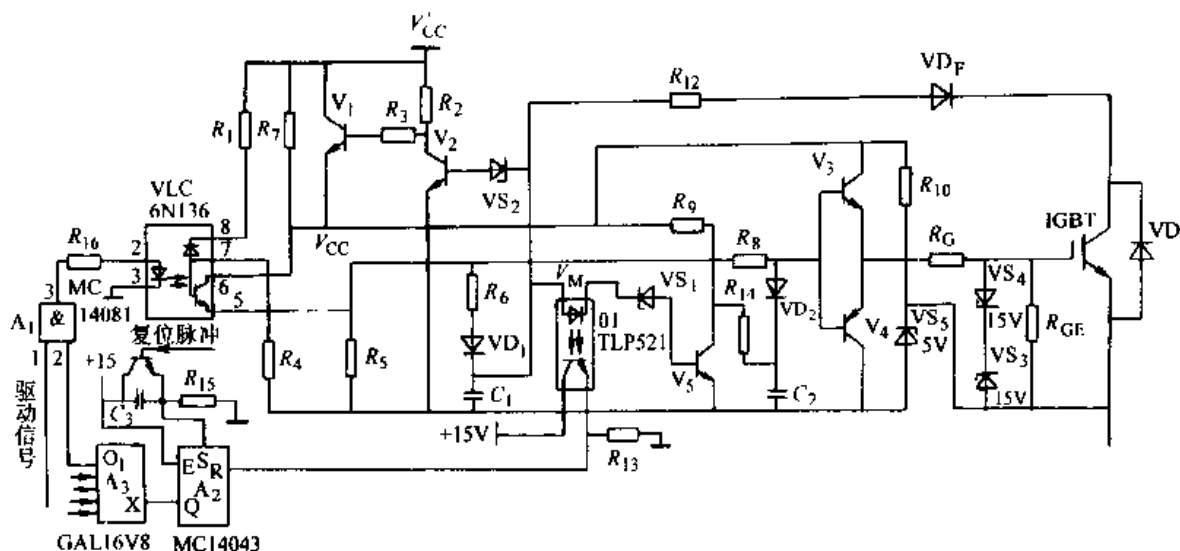


图 2-209 IGBT 驱动与过电流保护实用电路

V_1, V_2 —9018 VD_1, VD_2 MUR110 R_1, R_4, R_6, R_{15} 10k Ω

V_3, V_4 —9013 VD_F MUR150 R_5, R_{12}, R_{16} 510 Ω

V_4 —9015 VS_1 —11.5V $R_2, R_3, R_5, R_7, R_9, R_{10}, R_{14}$ —1.5k Ω

C_1 —1nF VS_3 15V R_8 100k Ω

C_2, C_3 —10nF VS_2, VS_4, VS_6 5V R_{GE} —500k Ω

使 V_5 管保持截止状态, 约经 1.5 μ s 的信号传输时间后, 虽然 C_1 的端电压按充电规律上升, 但因 IGBT 已饱和导通, 且导通压降 V_{CE} 很低, 通过 VD_F 的钳位作用, V_M 只能为低电平, 所以在 IGBT 正常工作时, V_5 管总是处于截止状态。一旦发生过电流现象, IGBT 的管压降 V_{CE} 升高, 这时 VD_F 反向关断, 阻止主电路高压窜入控制电路, 于是电压 V_M 随 C_1 充电电压上升而增加。当过电流现象持续发生 1.5 μ s 左右时, 电压 V_M 值使得稳压管 VS_2 得以导通, V_2 管也随之导通, 并使 V_1 管截止, 控制电压 V_{CC} 降至 +15V, V_{CE} 降至 +10V。在 10 μ s 之内, 如 V_M 又恢复到低电平, 则为假过电流现象, 电路恢复正常工作。如过电流现象发生在 10 μ s 以上, 即出现真过电流故障, 则电压 V_M 继续上升, 致使稳压管 VS_1 导通, V_5 管立即导通, 栅极电压信号被封锁, 且由于 C_2 的放电作用, 达到使 IGBT 低速关断的目的。同时通过 TLP521 光耦合器发出本路过电流信号去触发 RS 锁存器 A_2 并使其翻转, Q 端输出“0”, 经过 GAL16V8 可编程逻辑器件 A_3 逻辑控制去封锁本路及其他各路 IGBT, 起到分散式就地过电流检测与保护的作用。

试验证明, 当出现短路过电流故障时, 如果保持驱动电压 V_{GE} 为 15V 不变, 50A IGBT 能承受 250A 过电流的冲击时间仅为 5 μ s。采用图 2-208 电路, 则在过电流开始瞬间, 便将 V_{CE} 由 15V 降至 10V, 使得过电流幅值由 250A 降至 100A 左右, 并可将 IGBT 过电流承受

时间延长为 15 μ s。因此, 这种带有“降低 V_{CE} 、延时搜索”的过电流保护功能的驱动电路, 对可靠保护 IGBT 是很有益处的。

(3) 过电压保护 变流器的主电路中包含用于功率传递的感性元件变压器和引线电感, 变流器中功率 IGBT 快速开关时会因配线电感中积蓄的能量释放或辅助回路中续流二极管反向恢复而产生开关浪涌电压。根据浪涌电压的强度和持续时间, 可能会危害 IGBT 的安全工作。当然, 通过减小变压器的漏感和合理布线来减小电感, 对减小 IGBT 的过电压是有利的, 但还应采取各种过电压抑制措施。

图 2-210 示出了 IGBT 的 RBSOA (反偏安全工作区)。当上述的开关浪涌电压在关断时的工作波形超过了 RBSOA 时, IGBT 就会损坏。过电压抑制网络就是为了抑制开关浪涌电压, 把 IGBT 开关工作波形控制在 RBSOA 内而设置的。

图 2-211 示出了用于桥式变流器的 IGBT 模块的三种抑制电路, 其中图 2-211a 适用于 50A 以下的 IGBT 模块, 但它容易产生由 L - C - R 串联电路引起的电压振荡, 因此要特别注意减小 L 、减小电容及连线的电感, 可采取如增加阻尼电阻等措施。图 2-211b 适用于 200A 以下的 IGBT 模块, 该电路为防止振荡, 要通过二极管对电容 C 充电, 因而可适用于较大容量, 使用中应注意的问题是尽量选用软恢复特性的二极管, 并尽可能减小二极管到电容的布线电感。图 2-211c 适

用于 300A 以下的 IGBT 模块，该电路属放电阻止型，它解决了在大容量变流器中，如直接在每个 IGBT 旁并联 RC-D 吸收电路带来的缓冲电路容量增大、配线电感增大、二极管选择困难、续流二极管反向恢复引起的电压过冲的问题。该吸收电路中，实际是电容由供电电源充电，且减小了配线电感，使缓冲电路损耗减小，同时抑制了开关过电压。

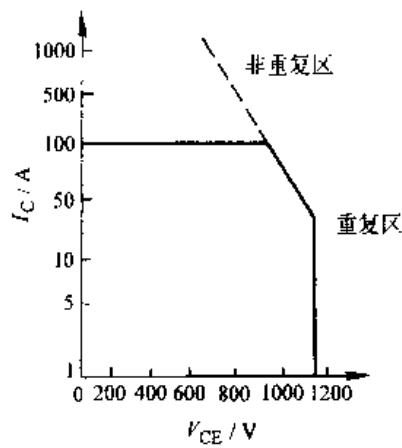


图 2-210 IGBT 的 RBSOA (2MBI50-120) 曲线

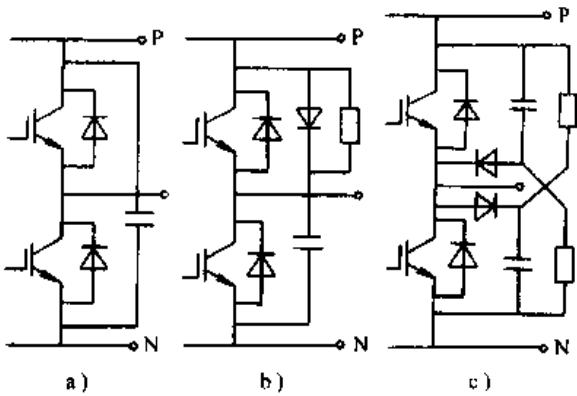


图 2-211 IGBT 模块的过电压抑制网络
(一个桥臂接线图)

a) 适用 50A 以下模块 b) 适用于 200A 以下模块
c) 适用于 300A 以下模块

上述吸收电路中，吸收电容 C_s 可按下式来选取：

$$C_s = L (i^2 / \Delta V^2) \tag{2-64}$$

式中 L —— 引线电感；

i —— IGBT 关断时的电流；

ΔV —— C_s 上的电压过冲。

当 L 为 $1\mu H/m$ 时，IGBT 的容量与 C_s 的关系见表 2-18。

应注意的是，过电流或短路保护过程中，集电极电流迅速下降时， di/dt 在布线电感上产生的反电压势必加到关断的 IGBT 上，造成 IGBT 的集射极间电压强烈过冲。理论上，这个过冲电压可由图 2-211 所示的抑

制网络加以吸收。但实际上，由于 IGBT 的开关频率较高，在快速关断大电流时，回路中布线电感的存在引起 $I di/dt$ ，受二极管开通速度的限制，该电路难以吸收尖峰过电压。为了解决这个问题，在过电流时应放慢关断速度，宜采用软关断方式。

表 2-18 IGBT 为额定电流时缓冲器
中电容的推荐值

IGBT 的额定值 /A	$C_s/\mu F$	IGBT 的额定值 /A	$C_s/\mu F$
75	0.15~0.33	200	0.47~1.5
100	0.22~0.68	300	0.68~2.2
150	0.33~1.0	400	1.0~3.3

网络中的电阻 R 以每周期放电量为电容 C_s 积蓄电荷的 90% 以上为条件，可由下式求得：

$$R \leq 1 / (2.3 C_s f) \tag{2-65}$$

式中 f —— IGBT 工作的开关频率。

应注意的是 R 是配线阻抗和缓冲器电路的电阻 R_s 之和。

另外，为防止振荡， R 应满足下式要求：

$$R \geq 2 \sqrt{L/C_s} \tag{2-66}$$

电阻 R 的功率 P_R 由下式求得：

$$P_R = \Delta V^2 C_s f / 2 \tag{2-67}$$

(4) 防静电保护

IGBT 的输入级为 MOSFET，所以 IGBT 也存在静电击穿的问题。防静电保护极为必要，本章 2.5.4 节 3 条中关于防静电保护的内容完全适合于 IGBT 的静电防护，此处不再重复。

3. IGBT 的并联使用

与 MOSFET 一样，通常 IGBT 不串联使用。在大功率的电力电子设备中，单个 IGBT 的容量不满足功率要求时，可选用几个或多个 IGBT 并联使用。

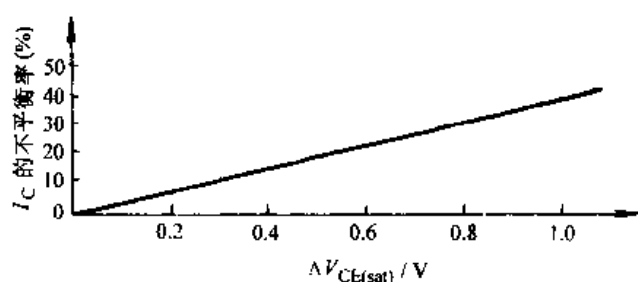
(1) 并联时的注意事项

1) 当需要并联使用时，使用同一等级的 $V_{CE(sat)}$ 模块。表 2-19 给出了日本三社电机公司 IGBT 的 $V_{CE(sat)}$ 等级分类表。

表 2-19 IGBT 的 $V_{CE(sat)}$ 等级分类表

等级符号	$V_{CE(sat)}/V$	等级符号	$V_{CE(sat)}/V$
C	1.70~1.95	G	2.50~2.80
D	1.90~2.15	H	2.75~3.05
E	2.10~2.35	J	3.00~3.30
F	2.30~2.55	K	3.25~3.55

2) 并联时各 IGBT 之间的 I_C 不平衡率 (见图 2-

图 2-212 并联时 I_C 的不平衡率

212); $\leq |\pm 18\%|$ 。

3) 并联时各 IGBT 的开启电压应一致, 如开启电压不同, 则会产生严重的电流分配不均匀。

4) 使用同一等级模块时的最大电流

$$\Sigma I = I_{C(\max)} [1 + (N-1)(1 - \alpha/100)/(1 + \alpha/100)] \quad (2-68)$$

式中 $\alpha = [I_C/I_{C(\max)} - 1] \times 100\%$

5) 并联时的接线方法

① 栅极驱动电路接线

i 串联栅极电阻 (R_G): 在各模块的栅极上分别接上各模块推荐值的 R_G , 并尽可能使 R_G 值误差要小。栅极到各模块驱动级的配线长短及引线电感要相等, 如 R_G 及引线有差异, 则会引起各模块电流的分配不均匀, 并会造成工作过程中开关损耗的不均匀。

ii 主电源到各模块之间的接线长短要均等, 主电源到各模块之间引线的电感要相等。如主配线长短或引线电感有差异, 则会引起动态或稳态电流不平衡。

iii 控制回路中的接线应为抗噪声接线, 接线时应使用双芯线或屏蔽线。

② 主电路需采用低电感接线。使接线尽量靠近各模块的引出端, 使用铜排或扁条线, 以尽可能降低接线的电感量。

(2) 关于驱动电路的注意事项

1) 在并联使用场合, 如果驱动电路只用 EXB851 或 EXB841 输出电流可能受到限制; 它供不出模块驱动所必需的栅极电流。

2) 在 EXB851/EXB841 的外部加一缓冲级, 可使输出电流增大。这一方法虽然可以采用, 但是由于内藏的过电流保护功能的控制时间设定较困难, 因此一般不使用这种方法。

3) 并联用驱动电路可用图 2-213 所示的电路, 其元器件数值见表 2-20。

4) 可驱动 IGBT 的电流容量范围: 如采用图 2-213 所示的驱动电路, 则可将驱动 IGBT 模块的电流容量增大到如表 2-21 所示的范围。

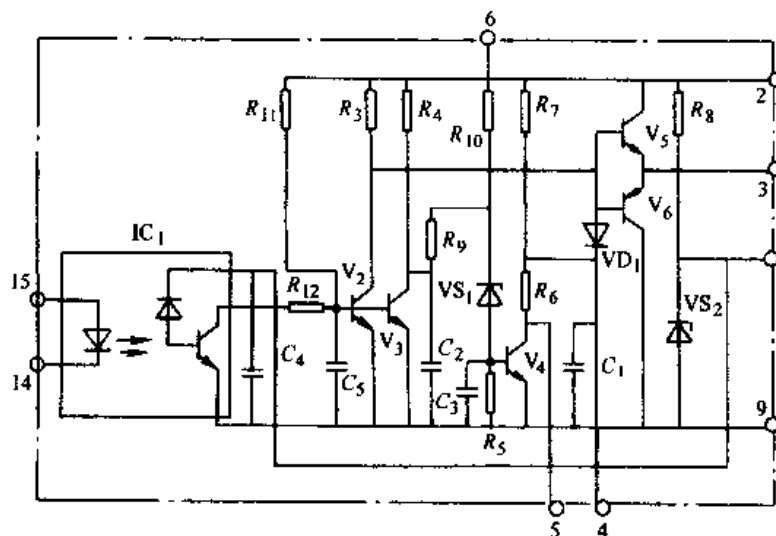


图 2-213 推荐的并联用栅极驱动电路

表 2-20 驱动电路元件表

名称	符号	规格
光耦合器	IC ₁	TLP550
晶体管	V ₂ ~V ₄	2SC2412K-Q; V _{CE0} =50V, V _{CE0} =40V, I _C =100mA, h _{FE} =120~560 V _{CE(sat)} ≤0.4V (50mA/5mA)
晶体管	V ₅ 、V ₆	V ₅ : 2SD1192; V ₆ : 2SB882 V _{CE0} =70V, V _{CE0} =60V, I _C =10A, I _{CP} =15A V _{CE(sat)} ≤1.5V (5A/10mA), h _{FE} ≥2000 (2V/5A)

(续)

名称	符号	规格
二极管	VD ₁	DAN202K; $V_r=V_{rm}=80V$, $I_{fm}=0.3A$, $I_D=0.1A$
稳压二极管	VS ₁ 、VS ₂	VS ₁ : RD13MB2 $V_z=12.91\sim13.49V$, $I_z=5mA$, $P=200mW$ VS ₂ : RD51MB2 $V_z=4.98\sim5.20V$, $I_z=5mA$, $P=200mW$
电容器	C ₁ ~C ₅	C ₁ : 0.022μF±10%, 50V; C ₂ : 1200pF±10%, 50V; C ₃ : 1000pF±10%, 50V C ₄ : 0.1μF±10%, 50V; C ₅ : 220pF±10%, 50V
电阻	R ₃ ~R ₁₂	R ₃ 、R ₄ 、R ₇ : 2.2kΩ±5%, 1/4W; R ₅ : 1kΩ±5%, 1/4W; R ₆ 、R ₈ : 220kΩ±5%, 1.1W R ₉ : 6.8kΩ±5%, 1/4W; R ₁₀ : 6.8kΩ±5%, 1/4W; R ₁₁ : 5.6kΩ±5%, 1/4W R ₁₂ : 120kΩ±5%, 1/4W

表 2-21 可驱动 IGBT 模块的电流容量范围

~1200A 600V	~900A 1200V
400A/600V 模块, 3 个并联	300A/1200V 模块, 3 个并联

4. 使用中的参数选用

(1) 电流额定值的选用 IGBT 的电流值 I_c 为所允许直流电流的最大值, 图 2-214 给出 VVVF 变流系统的原理简图。

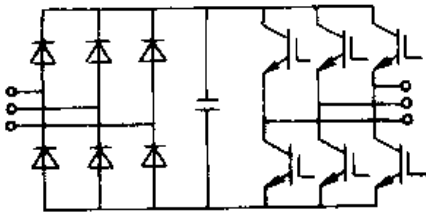


图 2-214 VVVF 变流系统的原理简图

对整流桥用二极管、逆变桥用 IGBT, 可根据下式计算该变流器每相的峰值电流:

$$I_p = [\text{变流器容量 (VA)} \times \text{过载倍数} \times \sqrt{2} \times \text{波形折算系数}] / (\sqrt{3} \text{ 交流相电压}) \tag{2-69}$$

例如, 20kVA、输入相电压为 220V 的变频器, 其 $I_p = (20000 \times 1.5 \times 1.414 \times 1.2) / (220 \times 1.73) A = 133.75A$

计算中取波形折算系数为 1.2, 故选 150A 的 IGBT。表 2-22 与表 2-23 分别给出了变频器容量不同时, 图 2-214 中整流桥与 IGBT 逆变器中器件选用三社电机产品的推荐配置。

(2) 电压额定值的选用 IGBT 额定工作电压选用时, 既要考虑交流输入电压整流后的直流电压, 又要考虑开关时产生的浪涌电压(叠加在直流电压之上)的影响, 使所选用的 IGBT 额定电压高于直流电压加上

表 2-22 输入电压为 AC180~220V

变频器 功率 /kW	变频器 容量 /kVA	整流用二极管 模块	逆变用 IGBT 模块
5.5	7.5	DF60BA80	GCA75AA60×3
7.5	10	DF60BA80	GCA75AA60×3
11	15	DF100BA80	GCA100AA60×3
15	20	DF150BA80	GCA150BA60×3
18.5	25	DF200BA80	GCA200AA60×3
22	30	DF200BA80	GCA200AA60×3
30	40	DD130F80×3	GCA300AA60×3
37	50	DD160F80×3	GSA400AA60×6

表 2-23 输入电压为 AC380~440V

变频器 功率 /kW	变频器 容量 /kVA	整流用二极管 模块	逆变用 IGBT 模块
11	15	DF60AA160	GCA75AA120×3
15	20	DF75AA160	GCA75AA120×3
18.5	25	DF100AA160	GCA100AA120×3
22	30	DF100AA160	GCA100AA120×3
30	40	DF150AA160	GCA150AA120×3
37	50	DF200AA160	GCA200AA120×3
45	60	DD100HB160×3	GCA300AA120×3
55	75	DD130F-160×3	GSA400AA120×3

叠加于直流电压上的浪涌电压。选用好额定电压后, 还必须检查集电极电流变化率 dI_c/dt 、栅极驱动电路的驱动效果、整个系统的配线、过载条件下保护电路的动

作是否都满足了正常的要求。通常,对输入电压低于交流 220V 的系统,一般选用 V_{CES} 为 600V 的 IGBT;而对输入电压高于交流 220V 而小于 380V 的电力电子设备,一般选用 V_{CES} 为 1200V 的 IGBT;对输入电压为交流 440V 的电力电子系统,一般选用 V_{CES} 为 1600V 的 IGBT。

(3) 散热器与 IGBT 外壳之间的温度计算 选用 IGBT 时,建议散热器应保证 IGBT 外壳的温度在最大负载时不超过 IGBT 所允许的最高壳温,同时应保证 IGBT 内部结温不超过最高结温的 80%,使用中可按下式计算:

$$T_c = T_j^* - R_{th(j-c)} W \quad (2-70)$$

式中 T_c —— IGBT 的壳温;

T_j^* —— 最高允许结温的 80%;

$R_{th(j-c)}$ —— IGBT 外壳与散热器之间的热阻;

W —— IGBT 工作时的损耗。

5. 使用中的散热设计——不可忽视的重要问题

IGBT 模块通电时会产生损耗,但损耗可用适当的散热器释放到外部去。内部结温与 IGBT 工作时的损耗和由散热条件决定的热阻有很大的关系,使用中应选择保证结温在最高结温范围之内的散热器。

(1) 散热器的选择 在散热上安装 N 个相同的 IGBT 时,散热的等效电路如图 2-215 所示。

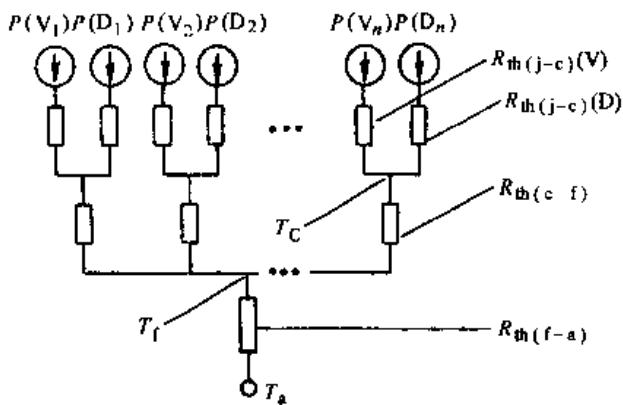


图 2-215 N 个相同的 IGBT 安装在同一散热器上的直流热等效电路

T_a —— 环境温度

T_c —— IGBT 壳温

$P(D)$ —— 续流二极管的平均损耗

$R_{th(j-c)}(D)$ —— 续流二极管结-壳之间的热阻

$R_{th(f-a)}$ —— 散热器与环境之间的热阻

T_f —— 散热器温度

$P(V)$ —— IGBT 的平均损耗

$R_{th(j-c)}(V)$ —— IGBT 结-壳之间的热阻

$R_{th(c-f)}$ —— IGBT 外壳与散热片间的热阻 (接触热阻)

N —— 所要安装的 IGBT 个数

散热条件应按 IGBT 所允许的结温进行设计。对于环境温度,结温可根据下式推定:

$$T_j = T_a + N [P(V) + P(D)] R_{th(f-a)} + [P(V) + P(D)] R_{th(c-f)} + P(V) R_{th(j-c)}(V) \quad (2-71)$$

为了保证可靠性,使用中最高结温选用结温为 IGBT 所允许极限结温的 80%。一般 IGBT 所允许的最高极限结温为 150℃,所以上式中的散热器热阻应满足下式:

$$R_{th(f-a)} = \{120 - T_a - [P(V) + P(D)] R_{th(c-f)} - P(V) R_{th(j-c)}(V)\} / \{N[P(V) + P(D)]\} \quad (2-72)$$

根据实际测定的壳温,可反推出 IGBT 所允许的最高结温 T_j 。如果以壳温 T_c 为标准,则 T_j 可表示如下:

$$T_j = T_c + P(V) R_{th(j-c)}(V) \quad (2-73)$$

使用为最高结温 T_j 的 80% 时, T_c 应满足下列条件:

$$T_c \leq 120 - P(V) R_{th(j-c)}(V) \quad (2-74)$$

(2) 损耗的计算 IGBT 模块产生的损耗是 IGBT 损耗与集成在内部的续流二极管 (FWD) 损耗之和。

IGBT 损耗与 FWD 损耗由以下损耗构成:

$$\text{IGBT 损耗 } P(V) = \text{通态损耗 } P_{sat}(V) + \text{开关损耗 } P_{sw}(V) \quad (2-75)$$

$$\text{FWD 损耗 } P(D) = \text{通态损耗 } P_{sat}(D) + \text{反向恢复损耗} \quad (2-76)$$

现举例说明实际应用中损耗的计算。

以变压变频 (VVVF) 变流器的应用为例进行分析 计算电路中的损耗,图 2-216 为电路的原理图,由 2-217 为其理想的正弦波输出电流波形。

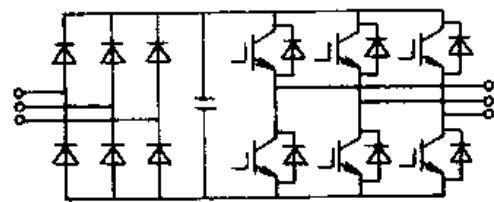


图 2-216 VVVF 变流器电路

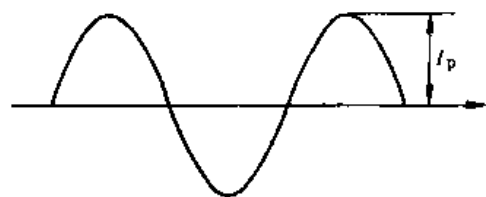


图 2-217 正弦波输出电流波形

IGBT 损耗 $P(V)$ 中,通态损耗 $P_{sat}(V)$ 取正弦波输出功率电流的最大值为 I_p ,这时的集-射极间电压

为 $V_{CE(sat)}$ 。恒定损耗 P_{sat} (V) 由下式求得:

$$P_{sat}(V) = I_p V_{CE(sat)} [(1/8) + (D \cos \varphi / (3\pi))] \quad (2-77)$$

式中 $\cos \varphi$ ——功率因数;

D ——负载因数。

对应于 I_p 的 $V_{CE(sat)}$ 可根据所用 IGBT 的饱和特性和输出功率特性曲线查得。

在 IGBT 损耗 P (V) 中, 开关损耗 P_{sw} (V) 的计算以每个脉冲的开关损耗数据为基础。如在每个脉冲开关损耗内, IGBT 开通时的损耗为 E_{on} , 关闭时的损耗为 E_{off} , 则开关损耗 P_{sw} (V) 由下式求得:

$$P_{sw}(V) = (E_{on} + E_{off}) f / \pi \quad (2-78)$$

式中 f ——IGBT 工作的开关频率。

结温 T_j 越高, E_{on} 、 E_{off} 越大。图 2-218 给出了 $T_j = 120^\circ\text{C}$ 时, GCA100AA 型 IGBT 模块的开关损耗与集电极电流 I_C 的关系曲线。

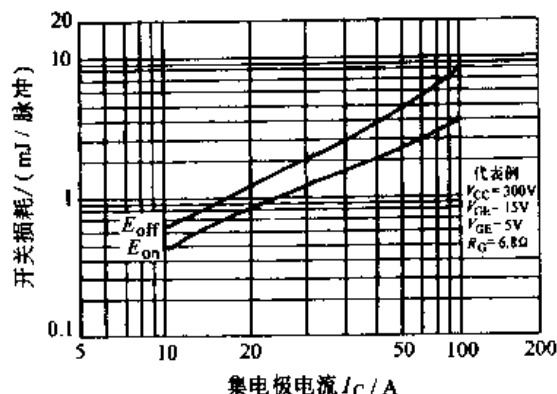


图 2-218 GCA100AA 型 IGBT 模块的开关损耗与集电极电流 I_C 的关系曲线

续流二极管损耗的计算, 可按二极管电流的最大值为 I_E 和对应此时的通态电压 V_{EC} 求得。

$$P(D) = I_E V_{EC} [(1/8) - (D \cos \varphi / (3\pi))] \quad (2-79)$$

对应 I_E 的 V_{EC} 可从二极管特性曲线中查得。

6. 使用中应特别注意的机械安装问题

(1) 模块的安装 散热器加工以及表面平整度对接触热阻影响很大, 从而对功耗及使用中的输出功率

具有决定作用。这一问题通常不被使用者重视, 因此推荐以下标准:

表面加工 (粗细): $6s$ ($6\mu\text{m}$ 以下);

散热器的平整度, 在凸方向时, 将造成被安装模块的歪斜, 因此有破损 IGBT 模块的可能; 在凹方向时, 会增加接触热阻。图 2-219 为散热器的凹方向与接触热阻的关系, 图中纵轴表示将平面度为 $0\mu\text{m}$ 时的接触热阻作为单位 1 的热阻增加率。要求在模块和散热器的接触面上涂上导热硅脂。注意, 必须使用在使用温度内不变质且性能无变化的导热硅脂。

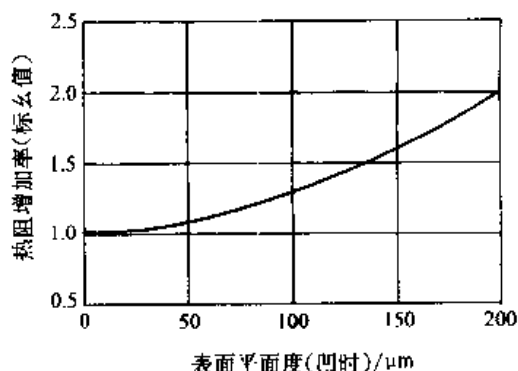


图 2-219 散热器表面平面度与热阻的关系

由图 2-219 可见, 散热器表面平面度增加, 将使热阻迅速减小, 因而使用中必须同时保证紧固螺栓的垂直方向压力。

2.6.5 IGBT 的应用举例

1. IGBT 式 PWM 逆变器

日本东芝公司开发的 IGBT 逆变器基本结构如图 2-220 所示。逆变器由三个两输入端、一输出端的 IGBT 模块组成。控制部分采用高频 PWM 脉冲列, PWM 载频取 15kHz , 为非同步方式。栅极驱动电路采用电压型控制。该 IGBT 逆变器具有如下优点: ①可直接用于交流 400V 系统; ②电流脉动小; ③噪声低; ④功率损耗小。它特别适用于对噪声有严格要求的空调设备及纺织、机床等行业的高速旋转设备。

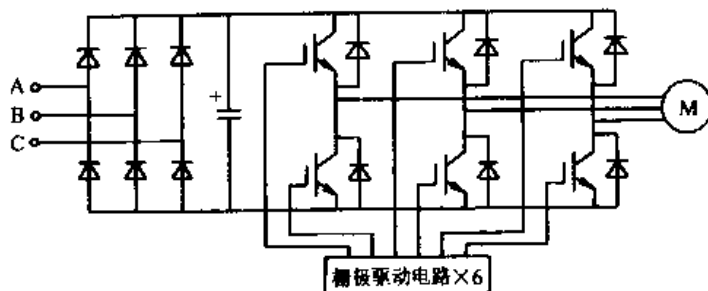


图 2-220 IGBT 逆变器

2. 大功率不间断电源

日本富士电机公司使用 IGBT 作为开关器件开发出新型大功率 UPS, 这种 UPS 具有以下特点:

(1) 小型、重量轻 由于采用高频 PWM 控制方式的高功率因数变换器代替了传统的 12 脉波整流器, 去掉了工频交流侧变压器; 对逆变器也实行了高频 PWM 控制, 使交流滤波器小型化。因此, 这种新型 UPS 与以往的装置相比较, 其体积比约为 65%, 重量比约为 60%。

(2) 高性能 由于装置采用了高频 PWM 控制型高功率因数变换器, 以及带有瞬时电压控制功能的 PWM 逆变器, 因此它可达到如下高性能:

1) 高输入功率因数和低输入谐波电流, 输入功率因数在 0.95 以上, 输入高次谐波电流在 5% 以下。

2) 输出电压波形畸变小, 线性负载时在 5% 以下, 半导体整流负载时在 8% 以下。

3) 瞬间电压波动小, 0~100% 负载突变时电压波动在 8% 以下。

(3) 低噪声 由于高频化, 使变压器和电抗器的噪声减小, 100kVA 装置的噪声为 60dB。

图 2-221 示出 200kVA 装置的主电路简图。该系统由高功率因数变换器、PWM 逆变器、逆变输出变压器、交流滤波器和交流开关等组成。这种 200kVA 装置是由两台 100kVA 的单元并联构成。

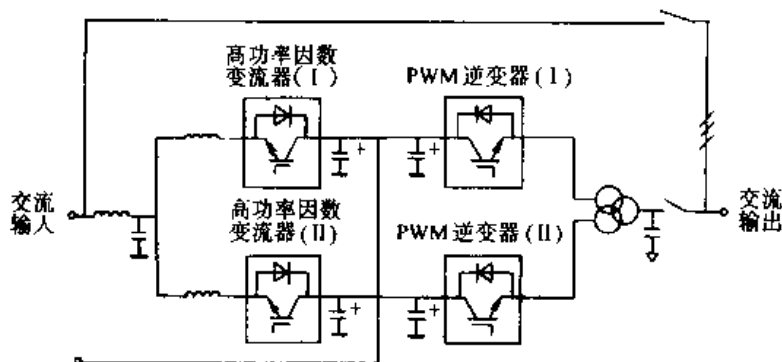


图 2-221 主电路简图

交流输入经具有预充电功能的高功率因数变换器平波, 并变换为直流电压, 以提供蓄电池充电及 PWM 逆变器的电源。

PWM 逆变器由直流产生出经脉宽调制的方波脉冲序列构成的交流电压。该交流电压在经逆变器输出侧变压器进行电压变换的同时, 由变压器的漏感和电流构成的交流滤波器整形成畸变小的正弦波电压, 再经交流开关输出。

下面分别说明各部分的工作原理:

(1) IGBT 模块 IGBT 模块是装置中最重要的组成部分, 高功率因数变换器和 PWM 逆变器均采用 IGBT 模块。要求其具有很高的可靠性和良好的维修性, 为此将 IGBT、栅极驱动电路、吸收回路、电解电容及熔断器构成的一相部分单元回路制成模块结构, 其电路如图 2-222 所示。IGBT 的散热器也包含在这个模块结构中, 为了增大电流容量, IGBT 用六个 2MB150-60 ($I_c=150A$ 、 $V_{CES}=600V$) 并联构成。

(2) 栅极驱动电路 图 2-223 所示为 IGBT 栅极驱动电路, 这个电路采用了脉冲变压器隔离的驱动方式。为了实现 IGBT 的过电流保护, 在器件导通而发生过大电流时, 集-射极间电压会超过设定值, 使栅极驱动信号自动关断, 并通过光耦合器发出过电流信号。

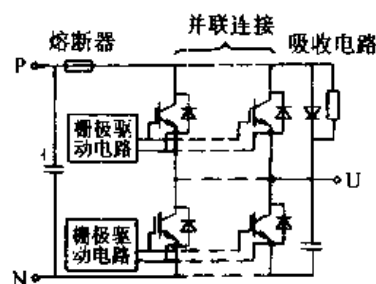


图 2-222 IGBT 模块电路结构

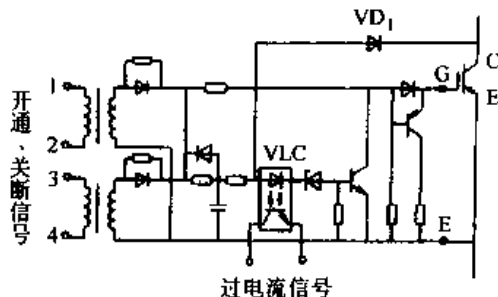


图 2-223 栅极驱动电路

(3) 高功率因数变换器控制电路 图 2-224 为高功率因数变换器控制电路框图, 由主电路检出的信号有交流输入电压、交流输入电流及直流输出电压三项。其控制方式是: 交流输入电压通过检出变压器检出正

弦基准波送入控制电路的乘算器,按照直流输出电压的设定值来调整这一幅值,再将该波形作为电流指令值,使交流电抗器电流与这一指令值相同。载波信号采用三角波,其频率约为 8kHz,以此频率开关 IGBT。

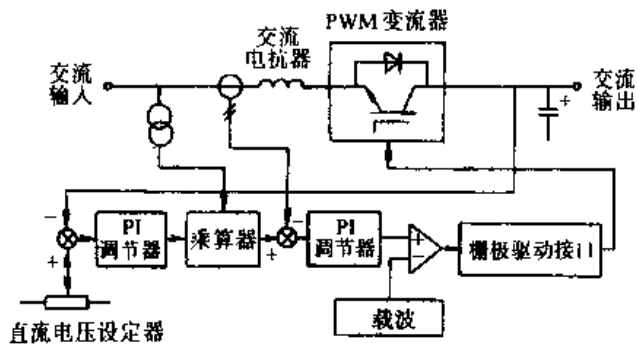


图 2-234 高功率因数变流器框图

利用这种控制方式,变流器的功率因数可达 0.95 以上。与以前的晶闸管相位控制方式相比,具有输入容量小的特点。

(4) PWM 逆变器控制电路 PWM 逆变器利用基于图 2-225 所示原理的调制方式实行脉宽调制,由直流电压产生出高频交流电压(方波脉冲序列)。这种调制方式是以梯形波作为相电压信号、以三角波作为载波产生开关信号的方式,某两个梯形波(如 A、B)彼此之间相位差为 120°。因为载波频率约为 8kHz 高频,所以只需附加一很小的交流滤波器,就可以得到畸变很小的正弦波。

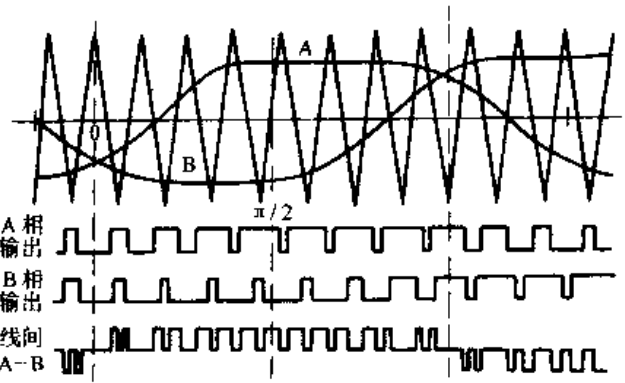


图 2-225 PWM 控制原理波形

图 2-226a 所示为逆变器控制原理框图,逆变器输出电压的恒压控制采用了平均值电压控制与瞬时值电压控制相结合的方式。平均值电压控制是以交流输出电压的整流平均值为恒值来进行波形控制的方式;瞬时电压控制是用两个交流输出线间电压瞬时值与基准正弦波信号进行瞬时比较,使其差值为零的波形控制方式。图 2-226b 给出瞬时电压控制原理矢量图,其控制原理为:以 S 相作为基准,通过信号运算回路运算出使两个线间电压 $V_{(r-s)}$ 、 $V_{(t-s)}$ 与基准正弦波电压 $V_{(r-s)}^*$ 、 $V_{(t-s)}^*$ 之差为零的调节器输出 $V_{(r-s)}'$ 、 $V_{(t-s)}'$,从而得出相电压控制信号 V_r 、 V_s 、 V_t 。由于采用了这种恒压控制方式,可将各种负载情况下的电压波形畸变率抑制得很小,同时使负载突变引起的输出电压瞬时波动也抑制得很小。

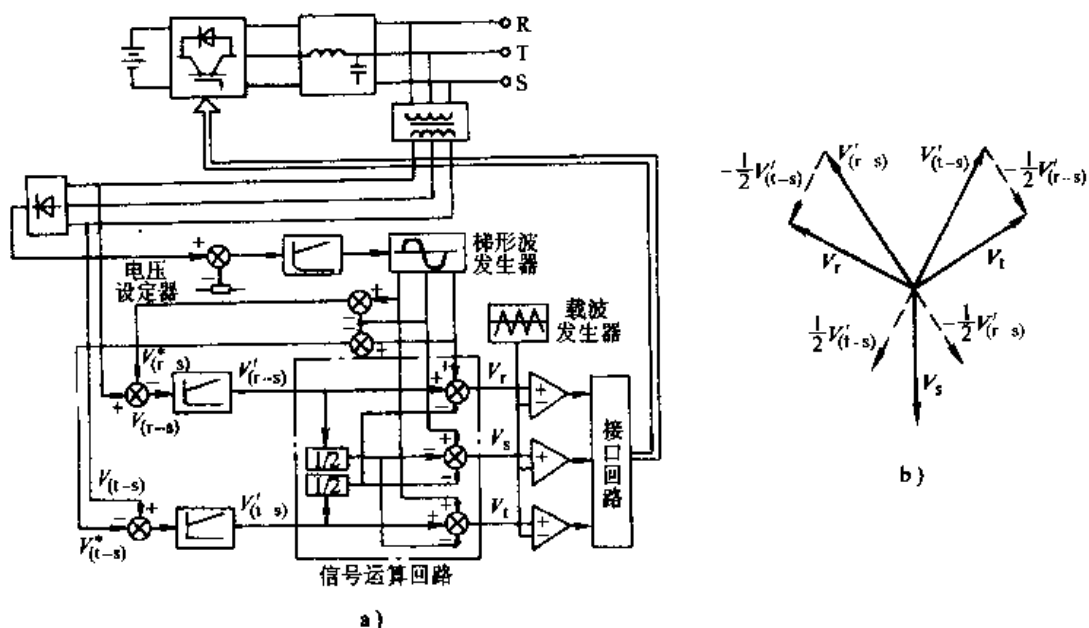


图 2-226 逆变器控制原理框图和瞬时值电压控制原理矢量图

a) 原理框图 b) 矢量图

3. 弧焊逆变器

弧焊逆变器是近 10 年新开发出来的一种弧焊电源, 以其效率高、省材料、体积小、容易实现自动控制等优点得到迅速发展。它的发展过程主要表现在逆变器开关器件的更新。最初的弧焊逆变器以晶闸管作为开关器件, 开关速度不高, 工作频率只能达到 5kHz 左右, 且存在着严重的工作噪声。此后发展的弧焊逆变器, 以大功率晶体管作为开关器件, 使工作频率提高到 20kHz 左右, 效率大大提高, 整机体积、重量均进一步减小, 并且消除了工作噪声。但晶体管存在着驱动功率较大和二次击穿问题。80 年代初, 采用大功率场效应晶体管的弧焊逆变器研制成功。场效应晶体管所需的驱动功率很小, 且无二次击穿问题, 它的开关速度很快, 用场效应晶体管制成的弧焊逆变器其工作频率可达 50kHz 左右, 在提高效率和节能降耗方面又有重大进展。但场效应晶体管在高电压下控制电流的能力较低, 因而在高电压输入、大功率输出的弧焊逆变器中, 每一个开关臂往往需要多个场效应晶体管并联工作。尽管场效应晶体管具有容易实现并联使用的优点, 但随着并联管子数目的增加, 输入电容也会增大, 导致开关速度降低, 驱动电路复杂化。另外, 并联使用时的动态均流、管组体积增大和散热结构复杂等问题均给整机设计增加了难度。自从 IGBT 问世以来, 人们开始研究用 IGBT 作为开关器件的弧焊逆变器, 目前已开发出商品化产品。以下介绍一种 380V、4.5kW 的弧焊逆变器。

这种用 IGBT 作为开关器件的弧焊逆变器的工作原理框图如图 2-227 所示, 三相 380V 交流电压输入经整流滤波后送到 IGBT 逆变电路。逆变电路产生的高频交流电压经功率变压器降压后经整流滤波后再输出去点燃电弧。焊接电流的调节采用脉宽调制(PWM)方式, 电流反馈信号 FK 通过电流传感器获得。

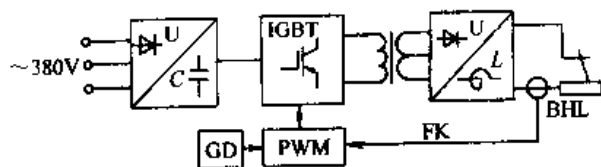


图 2-227 IGBT 弧焊逆变器电气原理框图

图 2-228 是逆变电路原理图, 逆变电路采用全桥式, 其目的在于开关管在承受同样的耐压和电流情况下, 使逆变器有大的功率输出。逆变器由四个 IGBT ($V_1 \sim V_4$)、功率变压器 T 等组成。二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 与相应的 IGBT 并联, 目的是用来承受负载产生的反向电流, 以保护 IGBT。 R 、 C 、 VD 为吸收回路, 其作用是避免 IGBT 在关断时产生过高的 dv/dt 和减少管子的关断损耗。在此回路中, 桥路对边上的两个 IGBT

V_1 和 V_4 或 V_2 和 V_3 是同时导通和同时截止的。当由 PWM 单元输出的触发信号轮番驱动 V_1 、 V_4 和 V_2 、 V_3 时, 逆变电路将直流高压 V_1 (540V 左右) 转换成 20kHz 的高频交变电压送到功率变压器 T, 经降压再整流滤波后输出。该直流弧焊电源的电流反馈信号由霍尔电流传感器对焊接电流采样获得, 其优点是反馈控制系统与输出主电路完全隔离, 动态响应快, 采样信号与输出电流的比例线性度好。图 2-229 所示为该弧焊电源的效率和功率因数随输出电流 I_2 变化的情况, 由图可见, 电源效率随输出电流增加而增加, 在 100A 左右, 效率达到最大值 (约 86%), 在较宽的工作范围 (35~150A) 内, 电源效率都在 80% 以上。电源的功率因数亦随输出电流的增加而增加, 在大部分工作区域内, 功率因数都在 0.9 以上, 最大值可达 0.98, 可见, 该逆变焊接电源的电气性能很好。

图 2-230 所示为 IGBT 弧焊逆变器的外特性。

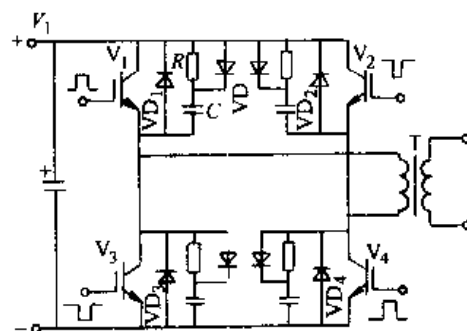


图 2-228 全桥式逆变电路原理图

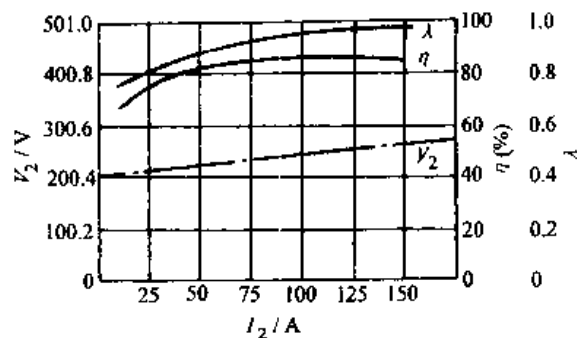


图 2-229 电源效率 η 、功率因数 λ 与输出电流 I_2 的关系

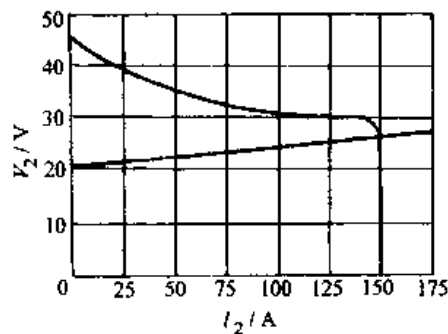


图 2-230 IGBT 弧焊逆变器的外特性

由于该电源具有良好的恒流特性和快速的动态响应,所以弧长变化对焊接规范影响极小,电弧燃烧非常稳定。在 TIG 焊接时,逆变器的恒流特性改善了钨极短路引燃的过燃烧问题。它是一种节能、轻便的新型弧焊电源。

4. 大功率脉冲激光器电源

目前,大功率固体脉冲激光器在工业加工中,如焊接、打孔、切割等领域,都得到了广泛的应用。高压脉冲氙灯是这种激光器的泵浦光源。由于高压脉冲氙灯的工作条件恶劣,即开启时需要有上万伏的高电压触发;工作时又有几百安培的大电流冲击;电路有时工作在完全短路,有时又工作在完全开路的状态之下,因此对电源的要求非常苛刻。过去激光器普遍采用以晶闸管作为逆变器件的开关电源,但这种电源存在以下缺点:

1) 由于晶闸管的开关速度慢,因此逆变器工作频

率不可能很高,这就限制了对储能元件的充电速度和充电精度。

2) 以往的晶闸管开关型激光电源,经常出现两管直通现象,这是因为脉冲激光电源的强干扰信号多,晶闸管易误触发导通。

3) 存在着严重的工作噪声。

最近研制以 IGBT 为功率变换器件的开关型脉冲激光器电源克服了上述缺点。

图 2-231 所示为激光电源的主电路,功率变换器件采用日本富士公司生产的快速型 L 系列 IGBT,型号为 2MB175L-120。由于主电路采用谐振型电流过零关断工作方式,因此减小了 IGBT 的关断损耗,同时也消除了关断时在 IGBT 上产生的反峰电压,从根本上解决了造成器件损坏的问题。主电路型式采用半桥谐振型。

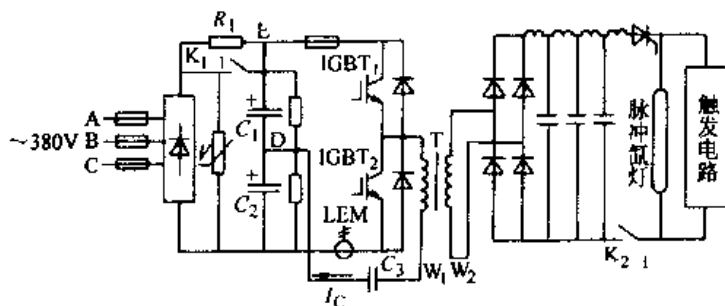


图 2-231 谐振型激光电源主电路

下面分别说明各部分电路的工作原理:

(1) 输入整流滤波电路 输入整流滤波电路由桥式整流电路和串联电容 C_1 、 C_2 构成。整流桥选用耐压为 1200V、正向平均电流为 30A 的 6RI30G-120 型整流管模块。电容器选用 CD283-2 高频电容,电阻 R_1 和继电器 K_1 的常开触头 K_{1-1} 组成主电路的软启动回路。当电源启动时, R_1 串入主电路,限制启动时的充电电流,延时 500ms 后继电器 K_1 吸合,将限流电阻短路,主电路启动过程结束。

(2) IGBT 谐振型功率转换电路 谐振型功率转换电路由功率开关管 IGBT₁、IGBT₂, 半桥电容 C_1 、 C_2 , 高频变压器一次绕组 W_1 以及谐振电容 C_3 组成。其工作原理如下:

1) 当 IGBT₁ 和 IGBT₂ 均截止时,由于电容 C_1 和 C_2 容量相等、电路对称,因此中点 D 的电压为输入整流滤波电路输出直流电压 E 的一半,即 $V_{C1} = V_{C2} = E/2$, 同时 $V_{CE1} = V_{CE2} = E/2$ 。

2) 当 IGBT₁ 的栅极加一触发脉冲信号时, IGBT₁ 导通,电容 C_1 通过 IGBT₁、变压器一次绕组 W_1 、谐振

电容 C_3 放电,同时电容 C_2 通过输入电源、IGBT₁、变压器一次绕组 W_1 、谐振电容 C_3 充电。中点 D 的电位在充电过程中按指数规律上升,在 IGBT₁ 导电终了时, D 点的电位将上升到 $V_D = E/2 + \Delta E$ 。当 IGBT₂ 被触发导通时,电容 C_2 放电而 C_1 被充电, D 点电位在 IGBT₂ 导通终了时下降至 $V_D = E/2 - \Delta E$,即中点 D 的电位在电路动态过程中将在 $E/2$ 的电位基准上以 $\pm \Delta E$ 的幅度按指数规律变化。 ΔE 的数值取决于滤波电容 C_1 、 C_2 以及输出负载的大小。由于半桥电路具有抗不平衡能力,因此 ΔE 在小范围变化时,不会引起高频变压器的偏磁现象。在上述动态过程中, IGBT₁、IGBT₂ 均在谐振电流过零时自然关断,没有 PWM 状态下大电流强迫关断时产生的反峰冲击,不需要缓冲电路。谐振状态下的 IGBT 工作波形如图 2-232 所示。其工作频率为 30kHz。

图 2-233 所示为没有谐振电容 C_3 时, PWM 状态下 IGBT 的电流、电压波形。

(3) 整流滤波输出电路 由高频变压器二次绕组 W_2 获得 1400V 的交变电压,经整流滤波后可获得

1200V 的高压直流, 供给负载——脉冲氙灯。图 2-234 所示为采用光敏二极管探测到的激光脉冲氙灯的放电波形, 脉冲宽度为 $48\mu\text{s}$, 幅度为 3V。因此, 储能电容的最大放电电流为

$$I_m = W/(TV) = CV/(2T) = 50 \times 1200 / (2 \times 48) \text{ A} = 625 \text{ A}$$

式中 C ——储能电容, $C=50\mu\text{F}$ 。

由于输出电压高、开关速度快, 整流二极管应选用高压快速恢复二极管。本电路选用 MUR30100 大功率开关二极管, 其正向平均电流 $I_F = 30\text{A}$, $V_{RRM} > 1000\text{V}$, $t_{rr} \leq 100\text{ns}$, 两个管串联使用。

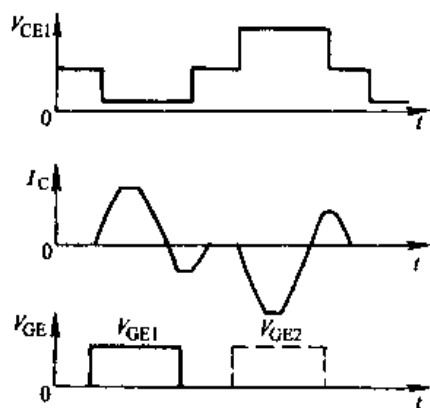


图 2-232 谐振状态下的 IGBT 工作波形

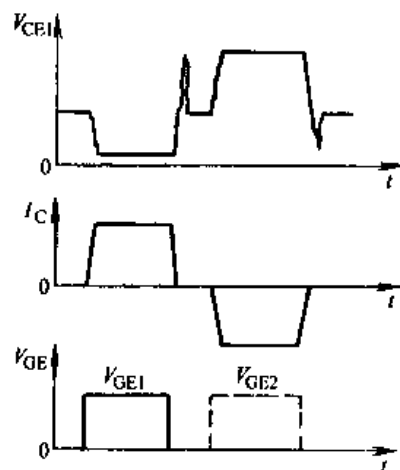


图 2-233 PWM 状态下的 IGBT 波形

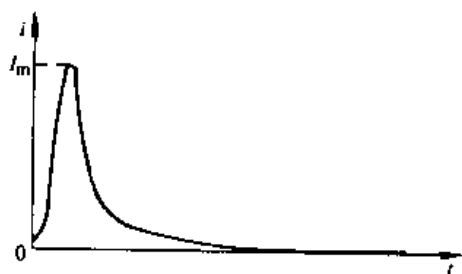


图 2-234 储能电容放电电流波形

(4) 控制及保护电路 大功率脉冲激光器在工作时有几百安培的大电流冲击, 可产生很强的电磁干扰。为了提高电源的抗干扰能力, 除在电路的布线、器件的布局上采取措施外, 控制电路采取了抗干扰能力强的全数字化控制方式。图 2-235 所示为控制电路的原理框图。

拨码开关设定功率开关管 IGBT 开通的次数, 从而决定输出电压值。输出充电电容的放电频率由 NE555 集成定时器构成的振荡器给定。为了提高整个电源的抗干扰能力, 在控制电路中采用了 74LS374 锁存器和 CD4098 单稳态触发器。

功率开关管 IGBT 的驱动电路采用专用 EXB840 集成厚膜电路。为了防止 IGBT 过电流损坏, 在主电路中加入霍尔电流传感器。一旦发生过电流现象, 电流传感器 (LEM) 就发出过电流信号, 封锁 TL494 脉宽调制器, 使之无脉冲输出, 同时切断主回路, 并发出报警信号。

总之, 以 IGBT 为功率开关器件构成的谐振型大功率激光器开关电源, 具有抗干扰能力强、可靠性高、工作稳定的优点, 是一种性能优良的新型激光器电源。

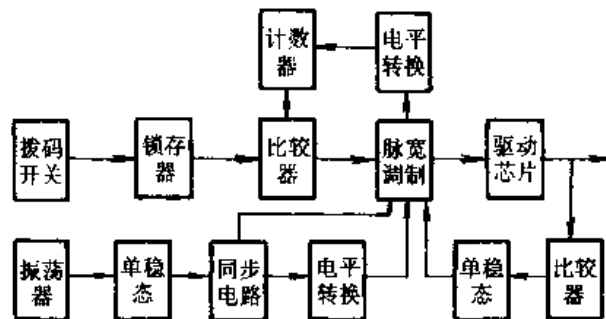


图 2-235 控制电路原理框图

2.7 静电感应晶闸管 (SITH)^[2-4, 26]

静电感应晶闸管 (Static Induction Thyristor——SITH) 是由日本西泽润一于 1972 年提出并研制成功的一种新型电力半导体器件。它吸收了场效应器件和双极型器件的优点, 使半导体器件在高速控制和高压、大电流方面向前迈进了一大步。它具有导通电阻小、正向压降低、开关速度快、开关损耗小以及 dv/dt 和 di/dt 耐量大、抗辐射能力强、工作温度高、工作频率可达 100kHz 以上等优点。按工作方式, SITH 分为常开型 (占多数) 和常关型两类; 按触发方式, 可分为电压控制型和光控制型两种。本节以常开型 SITH 为例分

析其工作原理和特性。

2.7.1 SITH 的基本结构和工作原理

1. 基本结构

静电感应晶闸管的结构与 SIT 相似, 差别仅在于 SITH 的阳极处多了一个 P^+N 结 (即把 SIT 漏极处的 N^+ 区换成了 P^+ 区)。这种结构实际上可以看成是在 P^+-i-N^+ 结构的本征区中增设有栅极 (P^+ 栅区) 而构成的。因此, 器件的基本结构由 P^+-i-N^+ 整流器组成, 阳极和阴极区之间的电流是由栅 (门) 极控制的。栅极的控制机构与 SIT 的类似, 不同之处在于, 器件通态时在漂移区产生很强的电导调制效应。在开态呈现与整流器类似的特性, 正、反向时都具有阻断能力, 所以这种器件又称为场控晶闸管 (FCT), 也称之为功率场控二极管 (Field-Controlled Diode——FCD) 和双极隐栅管 (Gridistor)。目前, 最常用的名称是静电感应晶闸管或场控晶闸管。对于静电感应晶闸管 (SITH) 来说, 根据其栅极结构的不同, SITH 有隐埋栅极和表面栅极两种结构, 但其工作原理基本相同。

2. 工作原理

根据晶闸管的定义, SITH 工作在正向时, 应具有稳定的阻断特性和导通特性, 并能由通态特性转变为断态或者相反; 工作在反向时, 应具有反向阻断特性。为了说明 SITH 的正向阻断特性, 现给出了 SITH 的结构和电路符号, 如图 2-236 所示。

由图可知, 它是三端四层结构的器件, 对外引出三个极, 门极 G、阳极 A 和阴极 K。它是带有控制栅极结构的 P^+-i-N^+ 功率二极管, 它与静电感应晶体管 (SIT) 的差别仅在于阳极处多了一个 P^+N 结 (即把 SIT 漏极处的 N^+ 区换成了 P^+ 区)。因此, SITH 结构中的 P^+-i-N^+ 二极管在正向工作时, 要受到 P^+ 门极的控制。当门极施加一个足以完全耗尽沟道的负偏压时, 沟道完全被夹断, 如图 2-237a 所示。此时, 如同 SIT

那样, 沟道中建立起势垒, 阻止阳极与阴极间的电流流动。沟道中势垒建立的情况如图 2-238 所示。图中示出耗尽层中的等电位线和沿着对称的 x 轴的电动势分布。电动势从阳极处的正值通过零到某一个负电动势, 然后在接地阴极回到零, 因此在沟道中形成了阻止阳极-阴极间电流流动的势垒, 器件即处于正向阻断状态。只有当阳极电压 V_{AK} 使势垒降低到适当程度时, 才会有阳极电流 I_A 流通。由此可见, 在门极-阴极间施加一个足以使沟道区耗尽的负偏压, SITH 具有与普通晶闸管相类似的正向阻断能力, 所以 SITH 可用小的门极偏压去阻断高的阳极电压。

由图 2-238 还可以看出, 当门极-阴极间的偏压为零或加一小的正向电压时, SITH (从阳极-沟道-阴极) 的作用相当于一个普通的 P^+-i-N^+ 二极管。因此在阳极接正、阴极接负的情况下, 器件便工作在正向导通状态。电子和空穴分别从 N^+ 阴极区和 P^+ 阳极区注入 N 区, 使该区因注入大量非平衡载流子而产生强烈的电导调制效应, 从而在电流密度很高时也能有较低的正向电压降。由于 SITH 开通时进入的状态相当于 P^+-i-N^+ 二极管的导通状态, 因此静电感应晶闸管具有较强的抗瞬态过载电流的能力。

在结型场效应器件中, 电流的传导完全是由多数载流子来完成的, 而在 SITH 的正向导通时, 阳极 P^+ 区少数载流子的注入在确定正向特性时起了主导作用。在这种情况下, 伏安特性取决于注入水平。这个问题将在下一节分析。

在 SITH 中, 由于门极对导通面积无贡献, 特别是对平面型门极器件, 门极要占去很大部分阴极面积, 使有效导通区的面积只占阴极面积的很小部分, 造成阴极区具有很高的电流密度, 并使电压降增大。对于隐埋型门极器件, 在注入很高时, P^+ 区和 N^+ 区注入的大量载流子也会使栅体部分得到调制, 因而导通区扩大电流密度减小, 压降会有所降低。

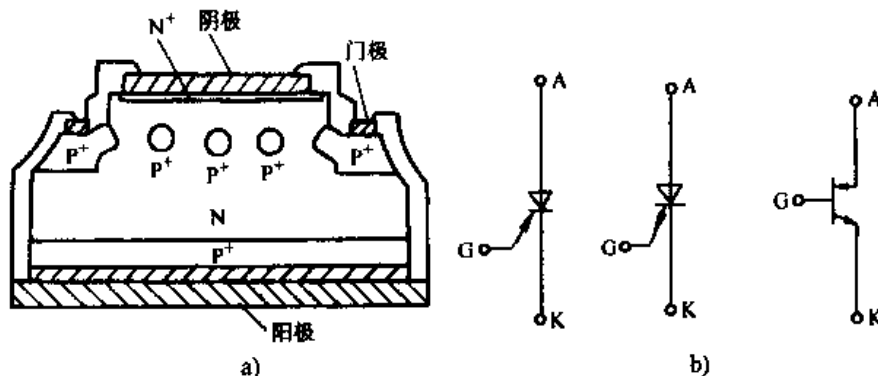


图 2-236 SITH 的结构和图形符号

a) 单胞结构 b) 图形符号

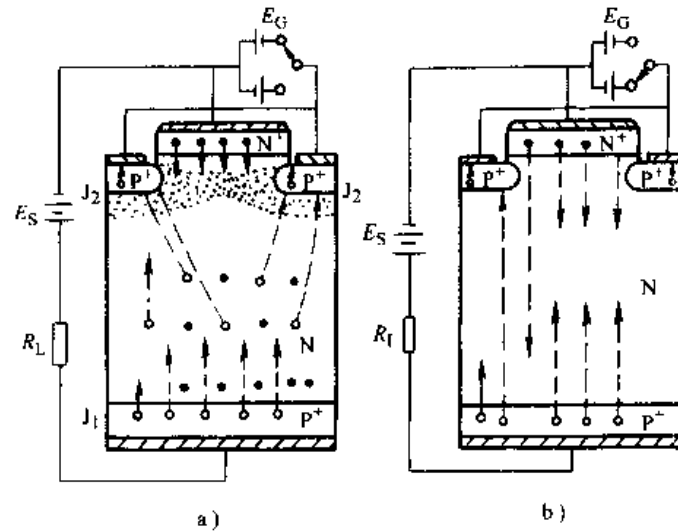


图 2-237 SITH 的开关机理示意图

a) 关断机理 b) 开通机理

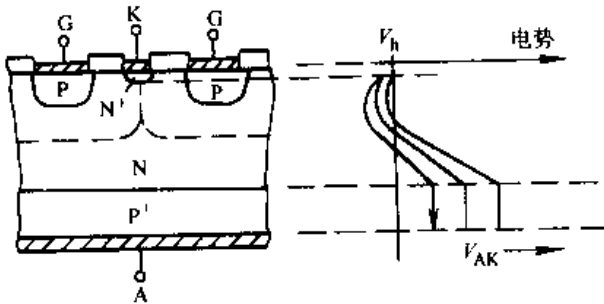


图 2-238 正向阻断状态下，阳极-阴极间的电势分布

静电感应晶闸管虽说是电压控制器件，但本质上仍是双极型器件。为降低正向压降，也需要提高 N 区的大注入少子寿命。显然，这与关断特性的改善和提高耐压相矛盾，因此在设计这种器件时必须进行折衷考虑。

由图 2-237 还可以看出，当 SITH 阳极接负、阴极接正时，阳极结 (\$J_1\$) 处于反向偏置而阻断电流，器件呈反向状态。在正向时，因门极结 (\$J_2\$) 反向偏置，使器件呈现正向阻断状态，所以 SITH 正、反向都具有阻断特性。在这两种情况下，器件的阻断特性受到阳极-门极间寄生 \$P^+-N^+-P^+\$ 晶体管的限制；在正向阻断状态，阳极起着该寄生晶体管发射极的作用；而在反向阻断状态，门极则起着寄生晶体管发射极的作用。该寄生 \$P^+-N^+-P^+\$ 晶体管是一个基极开路的晶体管，该管的击穿电压约束着器件的最高工作电压。

当 N 基区层的宽度比反偏集电结击穿耗尽层宽度还大时，集电结的击穿电压受基区掺杂浓度所决定的雪崩击穿电压限制，该雪崩击穿电压随 N 基区掺杂浓度的减小而提高，如果基区宽度较小，则耐压由穿通击穿决定。为防止穿通击穿，N 基区必须保持足够宽。

因此为提高器件的耐压，必须增加 N 基区的宽度和减小该区的掺杂浓度。基区宽度的增加将导致器件正向压降增大，也就是说，正向压降会随击穿电压的增加而增大，因而必须注意 N 基区宽度和掺杂浓度的最佳设计。

2.7.2 SITH 的基本特性

SITH 的基本特性分为静态特性和动态特性。静态特性包括正、反向阻断特性和通态特性，反向特性与一般基极开路晶体管的击穿电压情况一样，这里不作讨论。

1. 静态特性

(1) 正向阻断特性 $I_A = f(V_A)$ 对于常开型静电感应晶闸管，在阳极接正、阴极接负的情况下，当门极偏压为零或加上小的正向电压时，SITH 将和普通 \$P^+-N^+\$ 二极管一样传导电流，器件为正向导通。如果门极上施加一个足以完全耗尽沟道的负偏压，则在沟道中形成阻止阳极-阴极间电流流通的势垒，器件处于正向阻断状态。这种情况与 SIT 相类似。根据实验测得

$$I_A = I_0 \exp(q/kT) [\beta V_A^\alpha - \alpha (V_G + V_{bi})] \quad (2-80)$$

式中 k 、 T 、 q 、 n 、 α 、 V_{bi} ——常数；

V_A —— SITH 承受的阳-阴极电压；

V_G —— SITH 的门-阴极偏压；

β ——常数；

I_0 —— $t=0$ 时的 I_A 值。

由此可见，阳极电流随门极偏置电压的减小而呈

指数状增加。式(2-80)表明,在正向阻断区,阳极电流随阳极电压单调增加。在早期的器件发展中,这被认为是静电感应晶闸管优于普通晶闸管之处,因为与普通晶闸管相比,它不存在再生反馈作用的四层结构,所以假定这种器件不存在转折的可能。最近,实验已观察到 SITH 有转折特性。场控晶闸管特性的转折是撤去门极偏压所引起的,这个现象与普通晶闸管特性转折由再生正反馈所引起是很不相同的。由式(2-80)还可以看出,当阳极电压 V_A 增加时,阳极电流也增加,阳极电流增加导致 SITH 门极电流成比例地增大。

$$I_G = \gamma I_A \quad (2-81)$$

式中 γ ——常数。

图 2-239 给出了 SITH 随不同 V_G 电压变化时的正向阻断特性。

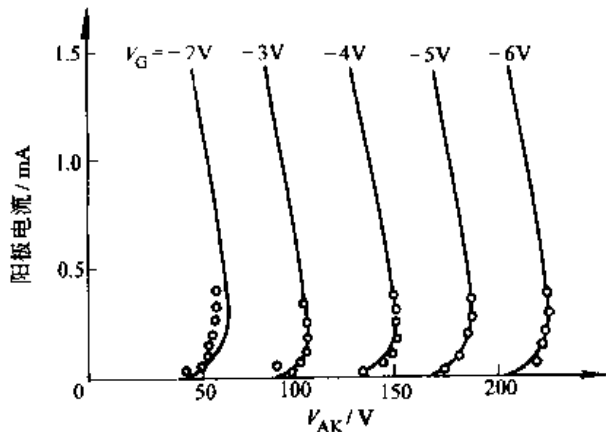


图 2-239 SITH 的正向阻断特性

厚度为 8mil (1mil = 25.4×10^{-6} m), $R_G = 1k\Omega$

— 为理论值 o 为实验值

(2) 通态特性

静电感应晶闸管的一个重要特性,就是能够工作在很高的电流密度下,而正向压降却很低,因而减小了器件在通态时的功率损耗,这样便可以用较小的尺寸控制大的阳极电流。为了分析器件的通态特性,可以将 SITH 的阳极和阴极之间那部分作为 $P^+ - i - N^+$ 二极管来看待。虽然说门极结会影响沟道附近少数载流子的输运,但它对正向开通特性的影响很小。对电流传导特性的简单分析可以得到,这种影响可以忽略。因此, $P^+ - i - N^+$ 二极管正向特性的分析可以直接应用于静电感应晶闸管通态特性的分析。

处于正向传导状态的 SITH,很像是一个阴极面积有限的 $P^+ - i - N^+$ 二极管。在大注入条件下,考虑到阳极和阴极两端区 (P^+ 区和 N^+ 区) 的复合作用,可求出 i 区中载流子浓度的分布和 i 区上电压降 V_m , 如图 2-240 所示。如图所示,电子和空穴浓度在两端高低结处 ($x = \pm d$) 最高,随着往 i 区中心的靠近而逐渐下降,下

降的快慢决定于双极扩散长度 L_A 的大小。在大注入情况下, i 区中电导调制效应是很显著的,因而 i 区上的电压降也可以很小。但是如大注入时的载流子寿命 τ_A 很小, i 区中载流子浓度分布会很不均匀,以致在 $x = 0$ 附近处的载流子浓度过低,则在此部分的电导调制效应将很弱,这时就会使整个 i 区上的压降 V_m 大大增加。如用 V_p^- 和 V_n^- 表示 $P^+ - i - N^+$ 二极管两端高低结上的压降,则 $P^+ - i - N^+$ 二极管总的正向压降 V_F 为

$$V_F = V_p^- + V_m + V_n^- \quad (2-82)$$

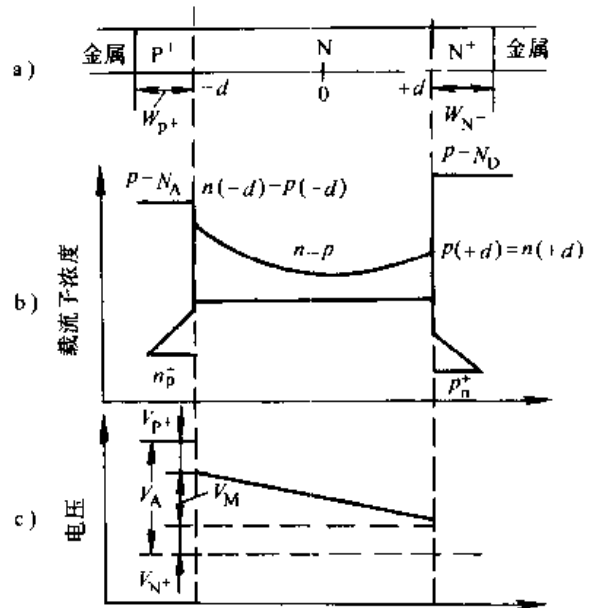


图 2-240 在大注入条件下, $P^+ - i - N^+$ 二极管中载流子的浓度和电压分布

(3) 转折特性 处于正向阻断状态的 SITH,当阳极电压增加到一定值时将会发生转折,即由阻断状态转变为导通状态。这是由于门极电流流过门极串联电阻 R_G (包括门极横向电阻和门极驱动电源电阻) 引起对门极电位的去偏作用造成的。当阻断状态的阳极电流随阳极电压按指数关系增加时,伴随有门极电流的增加,反向门极电流流过门极串联电阻 R_G 产生的压降对门极偏置电源有抵销作用。在低门极电流时,这种抵销作用可以忽略,而在高门极电流和大的门极串联电阻时,这种作用使门极电位显著降低;门极电位的降低,引起沟道势垒高度的严重降低,进而又使注入的阳极电流和门极电流增加,并引起更严重的门极去偏作用。如此循环,如同 SITH 开启时形成的正反馈环节。当满足一定的门极电流时, SITH 便不再能保持阻断状态,而转变为导通状态。

由此可见, SITH 的转折发生在正向阻断状态特性上; SITH 发生转折不是由于普通晶闸管那样的再生开通机制,而是由于正反馈机制造成的。

处于阻断状态的 SITH 转折是不希望发生的开关动作,所以要尽量减少 SITH 进入转折区的机会。其主要方法有两个:一是要设置门极电源且有尽可能低的门极串联电阻;二是施加的门极反偏压要略超过阻断阳极电压所需的值。

2. 动态特性

(1) 开通特性 为使静电感应晶闸管从阻断状态转变为导通状态,门极电压必须迅速减小到阴极电位,而阳极电流能够从零增加到电压状态决定的稳态值的速率,取决于势垒移去的速率和门极结之间导电沟道的形成。这个过程是由沟道中门极结耗尽层的变化来控制,并决定于门极结电容和门极驱动电路的串联电阻的大小。低阻抗的门极驱动电路可使静电感应晶闸管更快开通。同时,如用正门极驱动电压,还可进一步改善开通速度,因为这样可保证非耗尽层的沟道宽度为最小,使开通期间沟道电流密度最小。

众所周知,用门极电流触发开通的普通晶闸管,最初只有紧靠门极的阴极区很小一部分开通,随后初始导通区迅速向整个阴极面扩展,直到整个器件全部阴极面都导通为止。如果在加上门极驱动信号后,立即要求器件通过一个很大的电流,那么通过初始导通区的电流密度将会很高。这时除非导通区能迅速地扩展,否则局部发热作用可能会变得很大。因此,晶闸管这个局部先导通的初始导通区将决定器件能否承受一个高的电流上升率 (di/dt),所以普通晶闸管中就有 di/dt 受到限制的问题。静电感应晶闸管则不同,器件从阻断到导通,只需撤除负门极偏压,使沟道势垒消失,在外加正向电压下,器件就可以流过正向电流。当门极偏压撤掉后, N^- 区耗尽层的正离子只需由阴极注入的多数载流子(电子)去补偿,不存在等离子区的扩展,因而可

以认为开通是均匀地发生,且全面积同时作用的。

事实上,假定静电感应晶闸管在整个面积均匀开通是有根据的。首先,这种器件为达到高的电流定额,门极和阴极都做成交叉指联结构,门极和阴极指分别与它的末端接触点连接,再将门极和阴极的这些接触点与外部连接。在开通期间,门极偏置不可能同时施加在整个面积上,这样门极指就像一条传输线,存在一个 RC 充电时间常数,使邻近门极焊点的地方比其他地方先开通。

其次,沟道势垒移去的速率及其后在阴极下面导电沟道形成的宽度,并不等于器件作用面积的所有部分。沟道的形成由耗尽层宽度随所加门极偏压的变化率来决定。

(2) 关断特性 SITH 可以通过小门极反偏压关断较大阳极电流。图 2-241a 中示出了 SITH 关断过程中门极关断电流 I_G 、阳极电流 I_A 和阳极电压 V_{AK} 的变化波形。根据波形图,可把 SITH 的关断过程分为三个阶段:第一阶段为从施加门极反偏压开始直到沟道中的存储载流子被抽走,这段时间称为关断储存时间 t_s ,在这一阶段,阳极电流仍然很高,且下降很少;第二阶段为阳极电流迅速下降到阳极关断电流的 10%,且所需的时间为关断下降时间 t_f ,在这一阶段门极耗尽层迅速向沟道中心扩展,阻止电子从阴极注入的沟道势垒很快建立起来,阳极电压也随之迅速增加;第三阶段即尾部阶段,导电沟道被夹断,残存载流子被抽出,阳极电流进一步减小到维持基区中性的电流,阳极电压达稳态值。这段时间称为尾部时间 t_r 。

SITH 的存储时间一般很短,第三阶段的尾部电流也非常小,因此关断时间 t_{off} 主要由关断下降时间 t_f 决定。

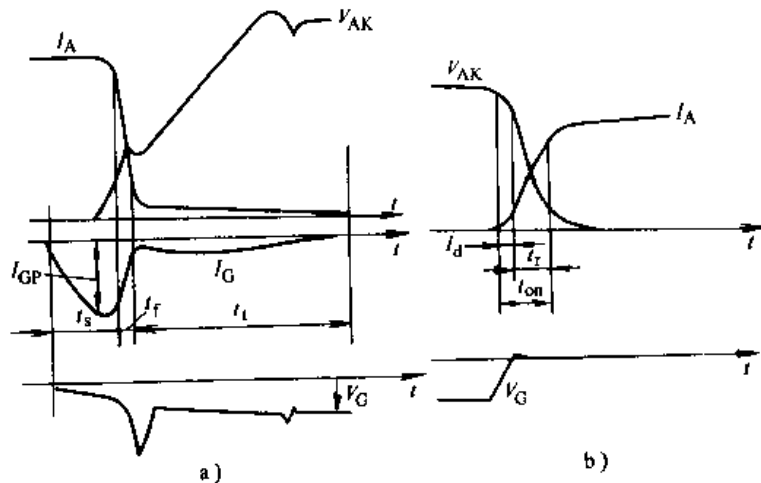


图 2-241 SITH 的开关特性

a) 关断特性 b) 开通特性

SITH 的关断时间 t_{off} 随阳极关断电流和阳极阻断电压的增加而增加, t_{off} 随阳极关断电流的增加而增加是由于阳极电流越大, 关断时门极从沟道中抽取的存储电荷越多; 而 t_{off} 随阳极阻断电压增加而增加是由于在关断期间必须在沟道中形成较大的耗尽层, 以阻挡电子从阴极的注入。在阳极电压和阳极电流确定的情况下, 关断时间 t_{off} 取决于门极反偏压的大小。门极反偏压越大, 从沟道中抽取载流子的能力越强, 所需关断时间越短。此外, 关断时间还与沟道中少数载流子的寿命有关, 其关系式为

$$t_{\text{off}} = \tau_{\text{eff}} \ln (1 + I_A / I_{\text{GP}}) \quad (2-83)$$

式中 I_A —— 阳极电流;

τ_{eff} —— 少数载流子的有效寿命;

I_{GP} —— 门极电流的峰值。由图 2-241 所示的波形可知, 这峰值电流发生在存储 t_s 时间结束、下降时间 t_f 开始时。

另外, 由图 2-241a 还可以看出, 在下降时间 t_f 内, 阳极电压也将出现一个类似 GTO 关断过程中的尖峰电压。

(3) 反向恢复特性 所谓反向恢复是指当静电感应晶闸管由正向导通状态, 转换到反向阻断状态所对应的瞬变过程。在正向导通期间, N 基区内由于阳极区和阴极区注入大量的空穴和电子而具有很高的载流子浓度。为了承受反向阻断电压, 在反偏结形成空间电荷之前, 必须把这些注入的非平衡载流子从 N 基区中移去。为使这些载流子消失, 可通过两种途径: ①在结的耗尽层建立之前以反向电流的形式流出阳极; ②自由载流子的复合。SITH 的反向恢复过程类似于 $P^+ - i^- - N^+$ 二极管的情形。

$P^+ - i^- - N^+$ 二极管在反向恢复过程中的电流、电压变化如图 2-242 所示。在 $t \leq 0$ 时, 二极管处于正向导通状态, 流过稳定的正向电流 I_F 。在 $t \geq 0$ 时刻, 二极

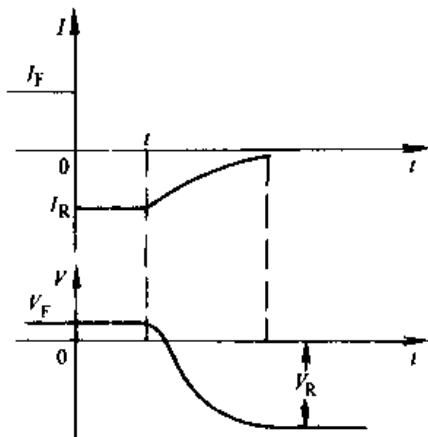


图 2-242 $P^+ - i^- - N^+$ 二极管反向恢复过程中电流、电压的变化

管两端加上一个反向电压 V_R , 这时 i 区中原来注入的大量电子和空穴来不及变化, 仅改变运动方向, 流过由负载 R 决定的反方向电流: $I_R = V_R / R$ 。由于 i 区仍保持大量的非平衡载流子, 故电压降维持一低值不变。外电路的电流是由 i 区扩散到阳极 P^+ 的空穴和从 i 区扩散到阴极 N^+ 的电子所维持的。

3. 高温正向阻断特性

静电感应晶闸管的正向阻断特性, 是靠门极结反偏和在两个门极之间的沟道形成势垒来实现的。在正向阻断模型中, 阳极和阴极之间的电流是由克服沟道势垒注入载流子量以及空间电荷产生电流和扩散电流构成的漏电流所决定。因此, 器件的阳极电流应包括两部分, 即

$$I_A = I_L + I_0 \exp[(q/kT)(\beta V_A - \alpha V_G)] \quad (2-84)$$

式中 α 、 β 、 k 、 T 、 q 、 I_0 、 I_L 常数;

V_A —— 阳极电压;

V_G —— 门极电压。

可见, 在势垒控制电流下, 阳极电流随门极偏压的减小而呈指数上升。在较大的门极偏压下, 阳极电流与门极电压无关。其原因在于, 阳极电流中的这个分量是反偏门极结耗尽层产生载流子所引起, 因此与沟道势垒高度无关。但是这个电流分量的大小则强烈依赖于温度, 所以在正向阻断模型工作条件下, 阳极电流是由漏电流和势垒控制电流两部分构成的。

图 2-243 所示为门极电压在 $-16V$ 和不同环境温

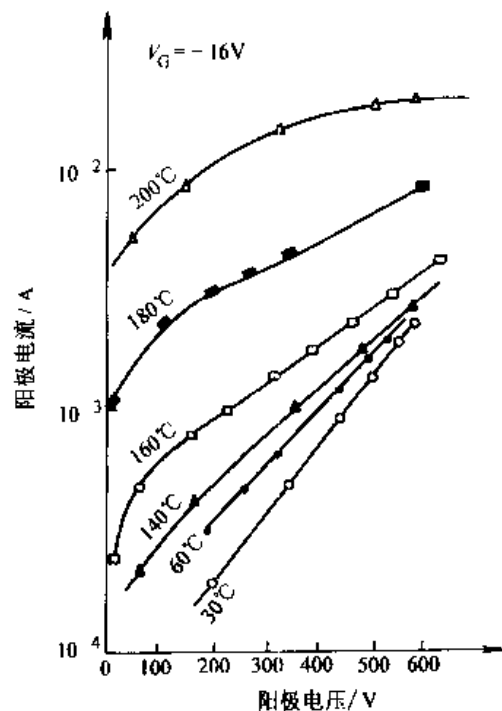


图 2-243 正向阻断下环境温度对阳极电流-电压特性的影响

度下, 阳极电流随阳极电压变化的曲线。

从图中可看出, 在阳极电压大的情况下, 阳极电流随阳极电压按指数式增加, 且随着环境温度的增加, 阳极电流的变化减慢。阳极电流的这种变化是与式 (2-84) 相一致的。在该式中, 阳极电压的指数系数是随温度增加反而减小的。这个结果说明, 甚至在很高的环境温度下, SITH 的正向阻断特性也是由势垒高度来控制的。由势垒高度控制的阳极最大正向阻断电压, 可以在忽略漏电流项 I_L 下, 由式 (2-84) 推出。

$$V_A = (1/\beta)[\alpha V_G + (kT/q)\ln(I_A - I_L)/I_0] \quad (2-85)$$

式中 I_A —— 阻断电压下测量到的阳极漏电流。

上式指出, 在任意固定门极偏压下, 阳极电压阻断能力随温度的增加而增加。实测数据表明, SITH 可工作在超过 200℃ 的条件下。

4. 温度特性

SCR 和 GTO 工作温度一般不能超过 125℃, 当结温高于 125℃ 时, 由于它们的固有再生机制的影响, 即使不加触发信号也会自行开通。而 SITH 则不受这样的再生机制的限制, 在温度高达 200℃ 以上时, 仍具有正向和反向阻断能力, 而且其正向阻断能力随温度的升高有所改进, 只是漏电流密度较大。正向压降随温度的增加略有下降, 但在电流密度较大时, 这种变化几

乎观察不到。关断时间随温度的升高而增加, 这是因为少数载流子的寿命随温度而增加, 这些特性类似于 SCR, 但却不像 SCR 增加得那样大。

5. 能量损耗

SITH 的功率损耗包括通态功率损耗 P_c 、开通功率损耗 P_{on} 和关断功率损耗 P_{off} 三部分。开通功率损耗又包括开通延迟时间和开通上升时间的损耗; 关断损耗主要是下降时间和尾部时间所产生的损耗。开通损耗和关断损耗都可以由开关波形直接计算出, 它们分别随开通电流和关断电流的增加而增加。

特别值得注意的是, SITH 的功率损耗随工作频率的增加而增加得很快, 并且在不同频率运行时, 各部分损耗所占的比例不同。图 2-244a、b 分别示出了 300A、2500V 级反向阻断型 SITH 的总功率损耗 P 与频率间的关系和三种功率损耗随工作频率增加时的分配情况, 其中 $D(\%)$ 表示各项功率损耗与总功率损耗之比的百分数。实验条件为结温 $T_j = 25^\circ\text{C}$, 阳极电压 $V_{AK} = 800\text{V}$ 且为 50% 工作周期的连续矩形波。由图 2-244a 可以看出, 此器件在频率 $f = 1\text{kHz}$ 时, 总功率损耗约为 780W, 通态损耗几乎等于开关损耗; 在 $f = 3\text{kHz}$ 时, 通态损耗 P_c 、开通损耗 P_{on} 和关断损耗 P_{off} 几乎相等。而当 $f = 10\text{kHz}$ 时, 总损耗的 90% 以上为开关损耗, 通态损耗所占的比例很小。

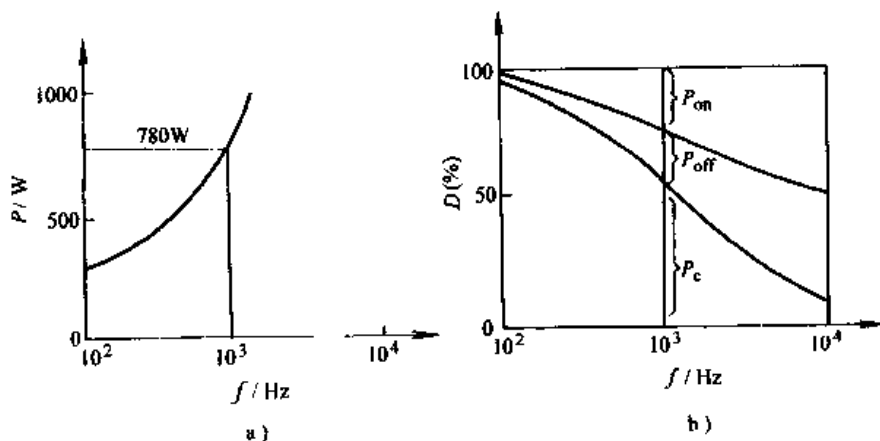


图 2-244 功率损耗与频率的关系

a) 总功率损耗 P 与频率 f 的关系 b) 三种功率损耗的分配比例

2.7.3 SITH 的主要技术参数

在电力电子设备中, 使用 SITH 时, 既要充分发挥其效能, 利用其可用资源而降低成本, 又不因参数选择不当造成 SITH 损坏, 这就要求合理选择 SITH 的参数。SITH 的主要参数如下。

1. 电压参数

(1) 正向阻断电压 V_{DRM} 是指门-阴极施加一定反压时, 阳-阴极间的耐压。

(2) 反向阻断电压 V_{RRM} 是指门-阴极施加一定反压时, 阴-阳极间的耐压。

(3) 额定电压 V_N 是指正向阻断电压与反向阻断电压中的较小值。在电力电子设备中, 应用 SITH 作为开关器件时, 应选 V_N 为 SITH 实际承受正向或反向电压最大值的 2~3 倍。

(4) 通态峰值电压 V_{TM} 是指 SITH 通过峰值电流时, 测得的通态峰值阳-阴极电压。

(5) 门极反向电压 V_{RGM} 是指 SITH 门-阴极不

造成损坏所能承受的最高电压。

(6) 门阴极击穿电压 V_{GK} 是指 SITH 关断阳极电流时, 所允许施加的最大门-阴极反偏电压。

(7) 通态压降 V_F 是指 SITH 通过通态有效电流 I_T 时的导通压降。

2. 电流参数

(1) 最大可关断电流 I_{TGO} 是指不导致 SITH 损坏的条件下, 其阳极可通过的最大电流。

(2) 通态有效电流 I_T 是指 SITH 在额定的通态压降下, 可通过的长期工作电流。

(3) 尾部电流 I_{tail} 和尾部时间 t_{tail} SITH 在尾部时间产生的尾部损耗是关断损耗的重要组成部分。尾部电流峰值愈大, 尾部时间愈长, 尾部损耗愈大。300A、2500V 反向阻断型 SITH, 其尾部损耗约占关断损耗的 90%。所以, 减小尾部电流的峰值, 降低尾部时间, 是改善 SITH 关断特性的一个重要方面。例如: 采用阳极-发射极短路的 300A、2500V SITH, 与反向阻断型的相比, 当关断电流为 300A 时, 其尾部电流峰值和尾部时间都约降低了 50%, 关断损耗降低了 75%。

3. 时间参数

(1) 开通时间 t_{on} 它为上升时间 t_r 与延迟时间 t_d 之和, 其定义与 MOSFET 类似。

(2) 关断时间 t_{off} 它为下降时间 t_f 、存储时间 t_s 与反向恢复时间 t_R 之和, 其定义为在施加门极电压后, 阳极电流减小到起始值的 10% 所需的时间。

4. 动态参数

(1) 临界通态电流上升率 di/dt 是指 SITH 导通时所允许的最大电流上升率。由于 SITH 开通时间短, 所以在其开通过程中, 将产生很大的电流变化率 di/dt , SITH 不像 SCR 那样, 受等离子体扩散速度的影响, 因此具有较大的 di/dt 耐量, 目前有些 SITH 的耐量已超过 $1400A/\mu s$ 。

但是, 过高的 di/dt 同样可导致 SITH 的损坏。其主要原因在于基区电阻率不均匀, 导致器件的诸单胞开通时间不一致。为了改善 SITH 的 di/dt 耐量, 在设计和制造时, 要采用电阻率均匀度非常好的中子嬗变硅材料做衬底, 另外要把门极和阴极条设计得短些, 并用垂直压接法引出阴极, 使阴极电流垂直流出阴极, 这样可将 di/dt 提高一个数量级。

(2) 临界断态电压上升率 dv/dt 是指 SITH 关断时所允许的最大电压上升率。在高电压、大电流的 SITH 关断过程中, 器件将承受很大的 dv/dt , 这相当于给 SITH 的阳极-阴极间施加了一个正上升电压, 由于门极串联电阻 R_G 的去偏效应, 过大的 dv/dt 将影

响 SITH 的关断, 或导致已关断的 SITH 出现类似于转折的误开通。

SITH 加正上升电压之后, 可用图 2-245 的等效电路分析。正上升电压通过门极-阳极电容 C_{GA} 产生位移电流, 与门极反向电流一起流过 R_G , 其电压降与门极反偏压 V_{GS} 方向相反, 形成去偏效果。因此, SITH 的 dv/dt 与门极串联电阻 R_G 、门极-阳极间电容 C_{GA} 有关, 可由下式表示:

$$dv/dt = 5(KT/q)[1/(a\gamma)][1/(R_G C_{GA})] \times \{1 - \exp[-t/(R_G C_{GA})]\}^{-1} \quad (2-86)$$

式中 α 、 γ ——器件势垒控制电流决定的常数。

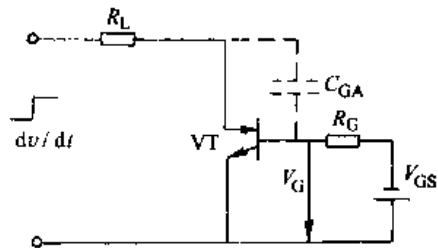


图 2-245 SITH 的 dv/dt 等效电路

当 R_G 较小时, 式 (2-86) 中的指数函数可忽略, 式 (2-86) 变为

$$dv/dt = 5(KT/q)[1/(a\gamma)][1/(R_G C_{GA})] \quad (2-87)$$

而当 R_G 非常大时, 时间常数 $R_G C_{GA}$ 远大于 dv/dt 的时间 t , $\exp[-t/(R_G C_{GA})] \approx 1 - t/(R_G C_{GA})$, 式 (2-86) 可变为

$$dv/dt = 5(KT/q)[1/(a\gamma)](1/t) \quad (2-88)$$

由此可知, SITH 的 dv/dt 与门极串联电阻 R_G 和阳极-门极间电容 C_{GA} 有关。当门极串联电阻 R_G 较小时, dv/dt 与 R_G 成反比; 而当 R_G 很大时, dv/dt 与 R_G 基本无关。

图 2-246 示出的是非对称 SITH 与 R_G 的理论曲线

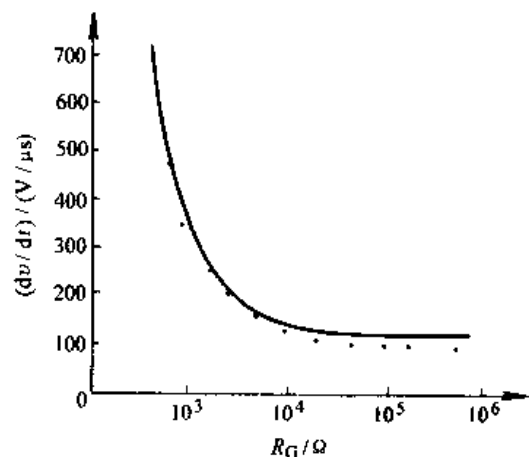


图 2-246 dv/dt 与 R_G 的关系曲线

门极偏压: $-8V$ 晶片厚度: $0.2mm$

线(实线)和实验曲线(各点)。不难看出,两者基本是吻合的,从而证明了以上分析和结论是正确的。

因此,要提高 SITH 的 dv/dt 耐量,一是要设计器件本身具有低电阻,二是要设计一个低门极串联电阻的门极驱动电路。尽管 SITH 的 dv/dt 耐量仍受到限制,但由于各单胞很小,使得 C_{GA} 很小,所以其 dv/dt 特性远比 SCR 和 GTO 优越得多。

表 2-24 给出了几种不同结构的静电感应晶闸管的参数值及测试条件的实例。由该表可见,随着静电感应晶闸管结构的不同,其参数会有很大的不同。

5. 其他参数

(1) 正向阻断增益 g 阳极电流开始流动时,阳极开启电压 V_{AON} 与栅极电压之比,即

$$g = V_{AON} / |V_G| \quad (2-89)$$

表 2-24 静电感应晶闸管的电性能参数值实例

器件			(A) 掩埋门极 结 构		(B) 阳极短路 结 构		(C) 表面门极 结 构		(D) DTT 结构		(E) 双门极 结 构		(F) 常开型 结 构	
参数	符号	单位	特性值	条件	特性值	条件	特性值	条件	特性值	条件	特性值	条件	特性值	条件
正向阻 断电压	V_{DRM}	V	2300	$V_G = -5V$	2500	-6.4	1200	-5	4000	-45	1000	-14	700	G-K
反向阻 断电压	V_{RRM}	V	2350		—		—		220		—		—	
门极反 向电压	V_{RGM}	V	48		100		164		220		—		5	
最大可 关断电 流	I_{TQ}	A	1000	$t = 7\mu s$ $G_{GQ} = 10$ $C_S = 2\mu F$	>1000		>800		>2200	5 5 3.76	—		-	
通态有 效电流	$I_{T(RSM)}$	A	150		300		300		300		100		50	
通 态 电 压	V_{TM}	V	1.4	$I_T = 150A$	3.2	900	2.7	300	2.1	300	1.44	100	3	50
开 通 时 间	t_{on}	μs	1.5	$I_T = 150A$ $I_G = 5A$	2	1000 5	1.6	600 5	3	300 3	0.95	100 30	0.16	50 0.5
关 断 时 间	t_{off}	μs	25	$I_T = 150A$ $G_{GQ} = 1.5$ $C_S = 2\mu F$	3.1	1000 3.3 3	1.5	600 3 0.5	3	300 2 0.5	0.67	100 2 —	0.3	50 4 0
临界通 态电流 上升率	di/dt	A/ μs	1100	$V_D = 1000V$ $I_G = 5A$	>1400	1250 5	>900	800 5	>6000	2000 3	-		—	
临界断 态电压 上升率	dv/dt	V/ μs			1000		>2000		-		—		—	
芯片尺寸	mm		$\phi 32$		$\phi 36$		$\phi 32$		$\phi 30$		$\phi 40$		7mm×10.5mm	
特 征			常 开 型											常关型表面 门极,加 N 缓 冲层质子照射
			掩埋门极											
			逆阻型		阳极发射极短路					双门极				
加 N 缓冲层		扩金			DTT									

注: G_{GQ} ——关断增益; C_S ——缓冲电容器; I_G ——触发门极电流。

(2) 关断电流增益 G_T 该参数是衡量门极关断过程有效性的重要参数,其定义为

$$G_T = I_A / I_{GP} \quad (2-90)$$

当关断时间为给定时,大的关断电流增益表明器件设计优良。对于高速关断 SITH,典型的关断增益范围在 1~5 之间。当然,门极电路的设计必须考虑能够提供大的脉冲电流,以保证门极关断。

(3) 阻断增益 μ 阻断增益 μ 等于最大阳极阻断电压 V_{AK} 与门极偏压 V_{GK} 之比的绝对值,而 V_{AK} 又近似等于 N⁺P⁺ 门结的反向击穿电压。因此, μ 值与沟道周围的尺寸(如门区条的深度 L 、门区条间的间距 d 以及衬底材料的厚度 L_{CA}) 有关。它们之间的关系可由下列经验公式表示:

$$\mu = |V_{AK}/V_{GK}| = LL_{CA}/d^2 \quad (2-91)$$

2.7.4 SITH 使用的共性问题

1. SITH 的特点

(1) 开关速度快 SITH 为电压控制型,门极既可以起到使器件具有正向阻断能力,也可以通过门极来切断器件的通态阳极电流,所以 SITH 属于自关断器件。门极区感应电压的关断特性使器件具有高速关断能力,可在更高频率下工作。SITH 的电压范围一般在 600~4000V,导通时间在 100ns~3 μ s,关断时间在 75ns~5 μ s;GTO 的电压一般在 800~4500V,开通时间在 1.8~15 μ s,关断时间在 4~30 μ s。SITH 的可控电流在 20~1000A;对应的开通时间在 50ns~3 μ s,关断时间在 70ns~3 μ s;GTO 的可控电流在 450~3000A,而开通时间在 3~15 μ s,关断时间在 5~30 μ s。

(2) 工作频率高 单门极结构的 SITH 频率可达 100kHz,比 GTO 高一个数量级。而双门极结构的器件比单门极的又高一个数量级。一般大功率单门极 SITH 的工作频率为 10~100kHz,可控功率为 100kW~1MW;中功率双门极 SITH、平面门极 SITH 的可控功率为 1~100kW,工作频率为 100kHz~12MHz。

(3) di/dt 、 dv/dt 耐量高 因为器件不是四层 PNP 结构,从本质上讲对 di/dt 与 dv/dt 耐量没有严格限制。当 SITH 去掉门极负偏压后,沟道的耗尽层消失,电流可立即通过整个沟道,像整流管导通一样。因此导通时间短,可以通过上升率很大的阳极电流,例如:4000V 级 DTT 结构的 SITH,其 $di/dt > 6000A/\mu s$ 。

(4) 正向压降较低 一般 1000V 以上的 SITH 的正向压降为 1~1.5V,同样电压水平的 GTO 正向压降一般 $> 2V$ 。

(5) 工作结温高,可达 175℃ 由于 SITH 具有很多突出的优点,吸引了不少科技人员从事这项研究工

作,器件发展很快。1970~1980 年发表过耐压 1000V、额定平均电流为几百安培的试制结果,充分显示了器件开关动作快、损耗低等优点。1976 年,法国阿尔斯托姆公司的 R. Baradon、P. Laurenceau 发表的电力双极隐栅管能开关电流 200A、耐压为 700V。日本在 1983 年《东洋电机技报》发表试制成 150A、2000V 的隐埋门极型 SITH。由 1987 年日本自关断电力半导体器件调查专门委员会公布的材料得知,已有 400A、4000V 的 SITH,而且早已报道有 2500A、4000V 级器件的样品。目前, SITH 已达到 400A、4000V,最大可控电流达到 2200A 的水平。

SITH 是性能优良的大功率电流开关器件,它不仅能做成高压大电流器件,而且能使用于比 GTO、GTR 更高的工作频率。由于开关速度快、控制效率高,可大大提高电力电子设备系统的性能,减小体积,节省省材,因此广泛用于电动机驱动、变频调速、开关电源、不间断电源、感应加热和焊接、无线电广播发射机、大电流开关设备以及远距高压直流输电系统中。

2. SITH 的门极驱动问题

(1) SITH 对门极驱动电路的一般要求

1) 为了使 SITH 从阻断状态转变到开通状态,门极电压必须迅速减小到阴极电位,其下降时间应充分短。

2) 门极驱动电路的串联电阻值要适当选取,低阻抗的门极驱动电路可使 SITH 迅速开通;

3) 如在门极驱动中采用正门极驱动电压,还可以进一步改善开通速度,因为同样可保证非耗尽层的沟道宽度为最小,使开通期间沟道电流密度最小。

4) 处于通态的 SITH,在施加一个大的反向门极驱动电压时,由阳极注入沟道的空穴将由门极抽走。该反向门极电压应足够大,以使 SITH 快速关断。

5) 门极电路设计时,必须考虑提供足够大的脉冲电流,以保证 SITH 迅速可靠关断。

6) 在一般情况下,门极驱动电路可以考虑为电压源 V_G ,且具有固定的串联电阻 R_G 。

7) 门极串联电阻 R_G 的大小与 dv/dt 耐量有很大的关系,小的门极电阻 R_G ,会使 dv/dt 耐量提高;过大的串联电阻 R_G 值,会使 dv/dt 耐量降低,所以 R_G 应选取适当。

(2) 常开型 SITH 驱动电路的典型关断波形 在理想情况下,如果在某一时刻施加反偏门极电压(在图 2-247 中的 t_2),那么阳极电流应突然中断。这种理想的情况,在实际的 SITH 上并未观察到。在门极关断过程中, N 基区中储存的少数载流子不能全部在沟道建立势垒之前都由门极移出去。余下的少数载流子在门极承受反偏电压之后,只能靠复合来消除。图 2-247 示出

电阻负载情况下,阳极、门极电流和电压波形的典型例子。与理想波形不同的是,在门极施加关断电压之后,有阳极电流拖尾波形和限定的门极电流。阳极电流的缓慢衰减会导致关断期间的功率损耗,因为在这段时间内,阳极电压还很高。在关断之后,阳极电流快速下降,这在高频开关中是特别需要的。

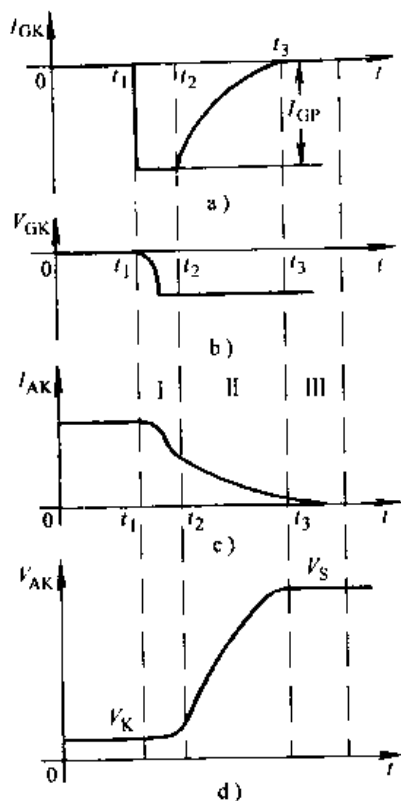


图 2-247 SITH 的典型门极驱动波形和导通、关断过程
a) 门极电流 b) 门极驱动电压
c) 阳极电流 d) 阳-阴极电压

图 2-247 所示为电压源串接电阻的门极电路典型波形。在 t_1 时刻施加反偏门极电压之后,立即产生一个很大的门极电流。当这个门极电流流动时,在门极结耗尽层建立之前,移出沟道中的空穴,此时门极电压仍然很低。在 t_2 时刻,门极电压上升到它的外加值。与此同时,还伴随着阳极电流急剧下降和阳极电压的迅速上升。可见,门极电流关断可分为三个阶段(见图 2-247 中的 I、II、III)。在第一阶段,有很大的门极电流流过,但阳极电流基本上仍维持不变;在第二阶段,阳极电流急剧减小;在第三阶段,阳极电流因基区中电子的复合而随时间逐渐衰减。第一阶段时间的长短与门极峰值电流的大小有关,如果门极峰值电流大,在存储时间内的电荷便能更快地移去。虽然大的峰值门极电流有助于更快关断,但同时也要求更大的门极输入功率。

(3) SITH 门极关断时间与阳极电压、电流的关系

一般来说,门极关断时间随阳极电流和电压的增加而增加。因为当开始关断的阳极电流增加时,基区存储电荷 Q_S 也增加。如果器件工作在大注入水平,则在 N 基区的载流子密度与电流密度成比例关系,因而关断时间也与阳极电流密度成正比:

$$t_{\text{off}} \propto Q_S \propto n \propto J_F \quad (2-92)$$

因此,关断时间将随阳极电流线性增加。这种情况已在垂直墙门极 SITH 中观察到。

图 2-248 示出门极关断时间随阳极阻断电压增加而增加的情况。由图可看出,在高的阳极阻断电压下,关断时间变长有两个原因:①建立沟道势垒所需的最小门极电压,如图中箭头所指那样是增加的;②在门极结必须建立大的耗尽层来承受高的阳极电压。因此,更多的存储电荷必须移去,随后便是关断时间的增长。

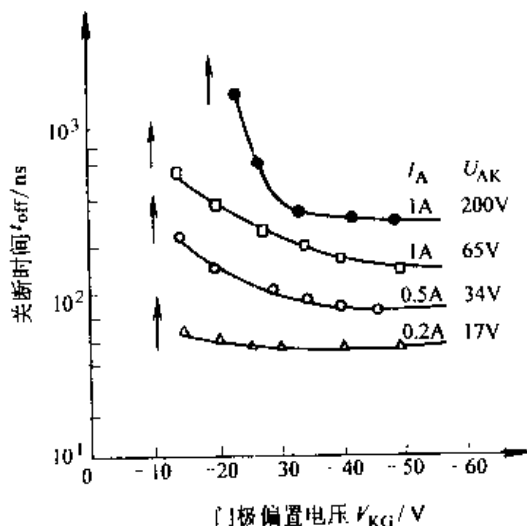


图 2-248 门极关断时间 t_{off} 对阳极电压、阳极电流的依赖关系

(4) 门极驱动电路举例 图 2-252a 示出高速开关用的掩埋门极型 SITH 的门极控制电路。该电路要求在 80kHz 或更高的频率下工作,一般可工作到 100kHz。

3. SITH 的缓冲电路

为抑制 SITH 工作过程中的开关过电压,在 SITH 的阳-阴极间并联 RC 吸收链是必要的。吸收电路的参数应以其过电压最低、损耗最小为依据来选用。为充分发挥效果,吸收电路 RC 之间及与 SITH 阳-阴极间的引线应尽可能的短,一般 R 选用 $10 \sim 47\Omega$, C 取 $0.01 \sim 0.1\mu F$ 。

2.7.5 SITH 的应用举例

1. 应用领域

SITH 由日本人发明,并在日本应用得最好,是人们公认的“日本特色”器件,它主要用于逆变器和变流

器。现已实用化的装置有以下六大类:

(1) 高性能铁道应用系统 有变频变压逆变器 VVVF、通用型逆变器 SIV、DC-DC 变换系统、磁悬浮装置。

(2) 高频 PWM 控制传动系统 有无噪声和反应速度快的电动机传动、高性能 AC 伺服电动机、高速电动机系统。

(3) 高频 PWM 控制 有无噪声和高性能 CVCF (恒压、恒频) UPS、太阳能电池用的逆变器、燃料电池用的逆变器、有源滤波器。

(4) 高频逆变器 有高频感应加热、强力超声波焊接、高质量照明灯。

(5) 高频变流器 有大型直流电源、高压直流电源、逆变器焊接、脉冲电弧焊接。

(6) 大容量脉冲开关 有激光电源、雷达电源、等离子体功率电源。

实践证明,采用 SITH 逆变器节能效果可达 30%。

2. 应用举例

(1) 控制三相异步电动机用的 PWM 逆变器 图 2-249 为控制三相异步电动机用的 PWM 逆变器主电路。逆变器中的 SITH 工作于电压源方式,选用了六个高性能 SITH,无缓冲电路,快速恢复二极管的阻断电压为 180V,恢复时间为 $60\mu\text{s}$,电路中的施加电压 V_D 设置为 150V。

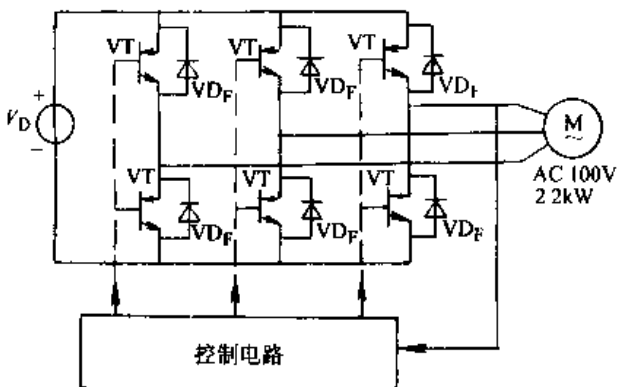


图 2-249 控制三相异步电动机用的 PWM 逆变器主电路

如前所述,高性能 SITH 具有高开关速度和高电流控制能力。图 2-250 示出的是 SITH 逆变器与双极型晶体管 (BJT) 逆变器电流控制能力的比较。由图可以看出,在 $>10\text{kHz}$ 高频时,高性能 SITH 逆变器远比双极型晶体管逆变器优越。

该逆变器工作于 15kHz 高频时,可使系统的总损耗减到最小,并有效地消除电动机的磁噪声。由于 SITH 的高开关速度,因此控制电路具有快速响应能力,电动机的电流响应为台阶响应。这种电流控制电路

的时间响应非常快,也可用于机器人用逆变器及诸如需要快速时间响应的逆变器。

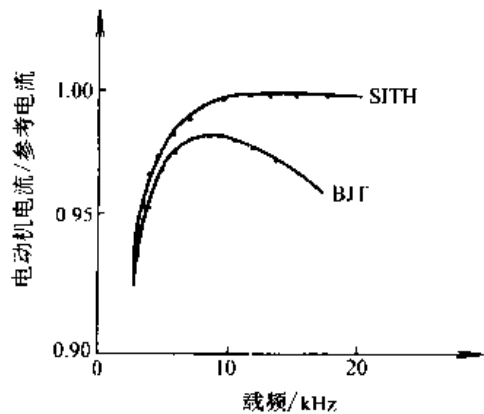


图 2-250 SITH 逆变器与 BJT 逆变器控制能力的比较

(2) 感应加热用的可控电压串联谐振逆变器 用于感应加热的 SITH 逆变器系统由三部分组成:晶闸管转换部分、SITH 逆变器部分及系统控制部分。为了简化控制电路并保证系统的准确运行,除使用了高电压、大电流、性能优越的 SITH 组成逆变器外,其他控制将由晶闸管转换器实现。

1) SITH 逆变器部分:图 2-251 为 SITH 逆变器的主电路图。由图可知,SITH 逆变器由三个相同的逆变器单元组成,如图中点划线框部分所示。每个逆变器单元使用了四个 300A 、 1200V 阳极-发射极短路型 SITH,组成三相电压反馈全桥电路。

在感应加热设备中,负载和电源通常相距很远,为了减小传输损耗,有效地给负载提供功率,必须采用几千伏的高压传输或一台升压变压器。在此逆变器中,采用了匹配电容与负载串联,进而产生串联谐振,这可使输出电压提高几十倍,从而省去了为获得高电压所需的升压变压器。因此,此逆变器称为串联谐振逆变器。

在大功率开关中,器件的开关损耗,包括缓冲电路的损耗,将随频率的升高而升高。此电路中采用了高频电压钳位电路取代了缓冲电路,这不仅降低了高频情况下的损耗,而且还可成功地消除异常情况时产生的浪涌电压。

对于电压源高频逆变器,SITH 反并联二极管的特性是非常重要的。目前选用大电流、高速度的二极管还存在不少困难,这里采用了高速度且性能优越的小容量二极管,同时利用具有稍微滞后功率因数的运转逆变器,以减轻二极管的工作负担。

2) 门极控制:选用的 300A 、 1200V SITH,在没有门极信号时,可以开通,加一个小的正向门极电压,

4) 保护系统: 负载短路或其他事故经常发生在回火中, 对这些事故的保护是最基本的。与电流源逆变器比较, 电压源逆变器不容易处理这些问题。为此, 在每个逆变器单元提供了一个限流电抗器 L , 串接于全桥单元和匹配负载之间, 参见图 2-251。当电流传感器检测到异常电流时, 所有 SITH 都同时导通, 然后在几微秒内关断。当所有 SITH 开通时, 在直流侧为滤波电容器放电的晶闸管被触发, 转换器停止工作。另外, 由于 SITH 具有所谓正常开启特性, 所以对电源的失效也要多加注意。如果电源连续失效 10ms 或更长时间, 转换器便停止工作, 放电晶闸管被触发, 使设备停止工作。等恢复之后, 设备才能重新启动。

综上所述, 此逆变器系统具有高频、高效、高输出的优良特性。当其工作频率为 30kHz 时, 输出直流功率为 150kW (50kW/单元), 效率达 96%; 工作频率为 60kHz 时, 输出功率为 100kW (33.3kW/单元), 效率达 91%; 100kHz 时, 输出功率为 50kW, 效率为 86%。与传统的由真空管构成的逆变器系统相比, 效率高出 30%

另外, 这种 SITH 高频逆变器, 还可用于金属表面淬火、半导体工业以及其他方面。

(3) 高频电流并联谐振逆变器 高频电流并联谐振逆变器即电路中的负载与匹配电容并联, 产生并联谐振, 以取得高效节能效果。

图 2-254 为高频电流并联谐振逆变器主电路。它由四个 SITH 逆变器组成单相全桥电路。逆变器中的 SITH 选用 300A、1600V 电流型器件, 由 2.7.4 节可知, 此 SITH 具有低的通态电压和高的开通速度。为防止反向电压的作用, 在 SITH 上串联了二极管和反向并联了小功率二极管。

在控制系统中, 变流器部分控制输出功率, 逆变器

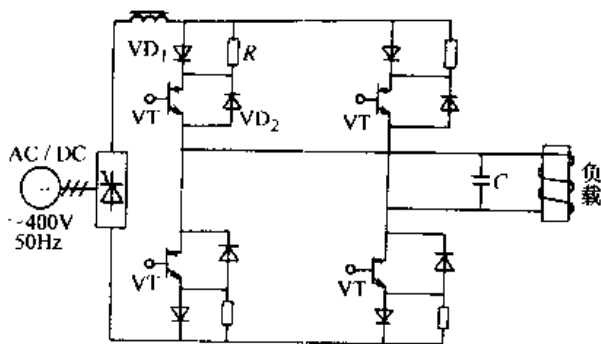


图 2-254 SITH 高频电流并联谐振逆变器主电路部分控制工作相位。另外, 还可通过减小开关损耗和抑制 SITH 的浪涌电压, 以获得高效、无吸收电路的转换。

(4) 高效 AC-DC 变流器 采用 SITH 组成 AC-DC 变流器, 可用于高压直流输电系统, 其结构如图 2-255 所示。

通常的高压直流输电变流器是电网换相型的, 要消耗大量的无功功率。因而, 必须在变流站提供一个可靠的无功功率补偿器。此外, 还必须注意由电网换相变流器引起的诸如电压不稳定、过电压, 由谐振电流引起波形畸变等问题。而采用 SITH 自换相变流器可克服上述问题。SITH 变流器中采用高开关速度 SITH, 其控制频率可达 2kHz 以上。

SITH AC-DC 变流器主电路由单端三相桥组成, 用高频 PWM 控制。为了在 AC-DC 网络故障时维持直流电压, 在直流侧采用晶闸管可控直流开关, 该直流开关对 DC 电容器的初始充电有斩波作用。

控制电路对 PWM 脉冲指令进行计算, 以便从无量信号得到合适的 P 、 Q 输出。

由于 SITH 的上述性能及特点, 使其可用于诸多电力电子设备中作为功率开关器件。

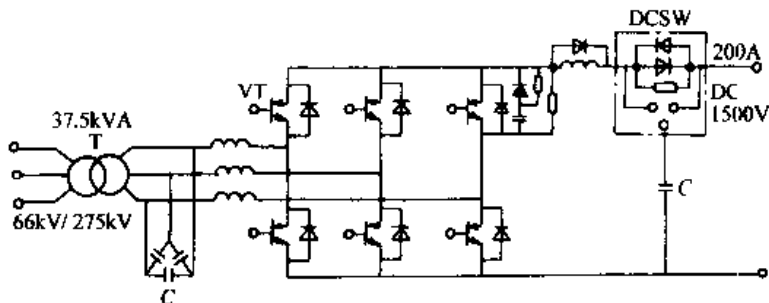


图 2-255 SITH 变流器结构图

2.8 静电感应晶体管(SIT)^[2-4, 2-6, 2-7]

静电感应晶体管 (Static Induction Transistor—SIT) 是一种与结型场效应晶体管有完全类似结构的垂直沟道增强 (常闭) 型器件。它采用高电阻率材料,

栅间距离很小, 在零栅压下仅以栅 PN 结的热扩散电动势即可将沟道完全夹断, 并在沟道中形成阻击载流子运动的势垒。栅电压或漏电压均可改变势垒高度, 从而控制漏-源极间电流。因此, 器件具有非饱和类晶体管特性。由于 SIT 是一种非饱和输出特性的多子器

件,因而具有输出功率大、失真小、热稳定性好、输入阻抗高、开关特性好、抗辐射能力强、线性好及无二次击穿等一系列优点。它不仅可以在开关状态,作为大功率的电流开关使用在电力电子设备中,而且可以作为功率放大器用于高音质音频放大器、大功率中频广播发射机、长波电台及差转机等方面。目前 SIT 的制造水平已达截止频率 20~50MHz、耗散功率 3kW、电流 300A、电压 2000V。

2.8.1 SIT 的基本结构和工作原理

1. 基本结构

目前, SIT 的基本结构主要为表面栅和隐埋栅两类结构。常规的隐埋栅结构工艺较简单,故低频大功率 SIT 多采用隐埋栅结构。由于表面栅与隐埋栅两类结构的 SIT 原理是相同的,所以这里仅以图 2-256 所示的结构来分析其工作原理。

SIT 在结构设计上能方便地实现多胞合成,因而非常适合作高压大功率器件,它的单元胞结构剖面及其电路图形符号如图 2-256 所示。一个功率 SIT 由几百或几千个单元胞并联而成,对外它是一个三层三端的器件,引出的三个电极分别为栅极 G、漏极 D 和源极 S。它最重要的结构特征是门-源极短路,也即在门-源极电压为零时

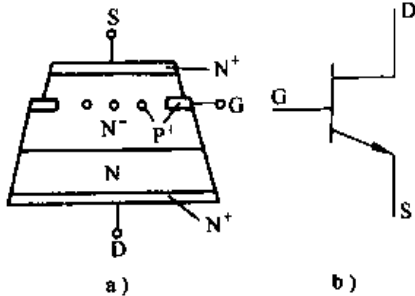


图 2-256 SIT 的原理结构及电路图形符号
a) 基本结构 b) 图形符号

器件处于导通状态,因此 SIT 为常开型器件。

2. 工作原理

场效应晶体管工作的基本原理是输入栅极的电压通过电场的作用,调制漏-源间沟道的器件。JFET 和 MOSFET 都是通过栅电压调制沟道电导,从而调制沟道电流。SIT 则不同,因其沟道中存在势垒,它的工作原理是通过栅电压改变势垒高度来调制沟道电流的。沟道中存在的势垒不仅决定了器件的电流输运能力,同时也使器件具有正向阻断特性。

静电感应晶体管的栅区间距较小,沟道区掺杂浓度较低,只依靠栅结的热扩散电位使能把沟道充分夹断,这是形成沟道势垒的基本条件。图 2-257 所示两个相邻的 P^+ 栅区相距很近时,在 $V_D=0$ 的条件下,栅 P^+-N 结势垒区已能够充分交叠,从而形成电子从源向漏运动的势垒。如果在漏-源极之间加上电压(源极接负、漏极接正),则将在 $V_D=0$ 的势能分布曲线上(图 2-257d 中的曲线“a”)叠加一个从源极至漏极单调下降的电子势能分布(图 2-257d 中的曲线“c”),最终沟道势能分布便成为图 2-257d 中曲线“b”所示情况,沟道中仍存在电子势垒。

图 2-257 给出的只是沿沟道中心线的电子势能分布。实际的 SIT 沟道中电子势垒分布是二维的,图 2-258 给出的是电子势能的二维分布示意图。

由图 2-258 可看出,势垒高度 V_b 介于零与栅源电位差之间(绝对值),两栅之间的距离越小,势垒高度 V_b 越接近于 (V_G+V_D) 。由以上分析可知, SIT 沟道中电子势垒的存在,使得从源极到漏极输运的电子要受到越过势垒注入载流子的控制,而势垒高度既受栅源电压 V_G 的控制,同时也受漏源电压 V_D 的控制。所以,改变有效栅电压以控制势垒高度,即可控制漏极电流的大小,并获得放大作用。这就是 SIT 的基本工作原理。

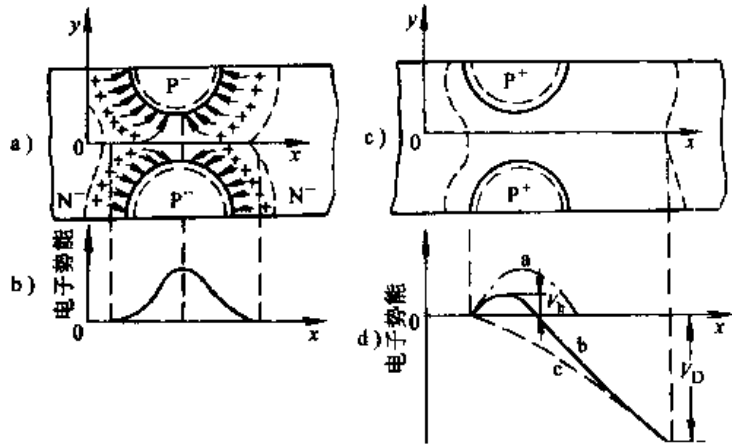


图 2-257 SIT 中沿沟道中心电子势垒的形成
a) $V_D=0$ 时电力线分布 b) $V_D=0$ 时电子势能分布
c) $V_D>0$ 时空间电荷区 d) $V_D>0$ 时电子势能分布

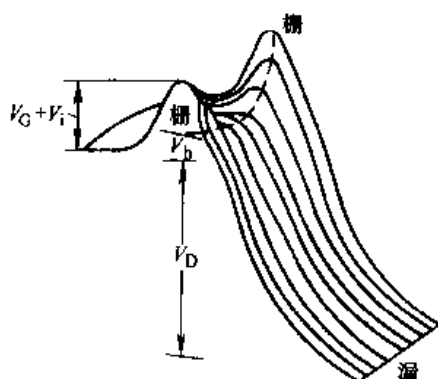


图 2-258 SIT 沟道中电子势能的二维分布图

2.8.2 SIT 的基本特性

SIT 是一种新型器件，理论上还在对它进行深入探讨，器件的各种性能也无系统的理论。因此，SIT 特性的阐述往往是实验结果或尽可能地做理论解释。

1. SIT 的电流-电压特性

(1) 直流 I_D - V_D 特性 在许多情况下，SIT 的 I_D - V_D 特性曲线呈现出两个不同规律的区域：小电流范围呈现指数关系；大电流范围 I_D 正比于 V_D^n ，幂次 n 的数值依结构而不同，其典型值为 $n=1\sim 2$ 。SIT 电流的大小，是由克服沟道势垒后从源到漏注入的电子数量决定的。

在大电流范围内，由于势垒高度已降得很低，它对电子的阻挡作用已不是决定电流大小的主要因素，因此 I_D 与 V_D 的关系取决于势垒最高点与漏电极之间的导电机理。经过理论分析和实验检验得

$$I_D = I_0 \exp\{-[q\eta/(kT)][(V_G + (1 + G_B) \times R_S I_D / G_B - (V_D / V_B))]\} \quad (2-93)$$

式中 I_0 ——常数；

η ——与器件结构有关的系数；

G_B ——器件的电压系数；

k 、 T ——常数。

由此得到

$$[kT/(q\eta)] \ln(I_D/I_0) + (1 + G_B)R_S I_D / G_B = (V_D / G_B) - V_G \quad (2-94)$$

在大电流范围内，上式左边第二项远比第一项大，故可简化为

$$I_D = (V_D - G_B V_G) / [(1 + G_B)R_S] \quad (2-95)$$

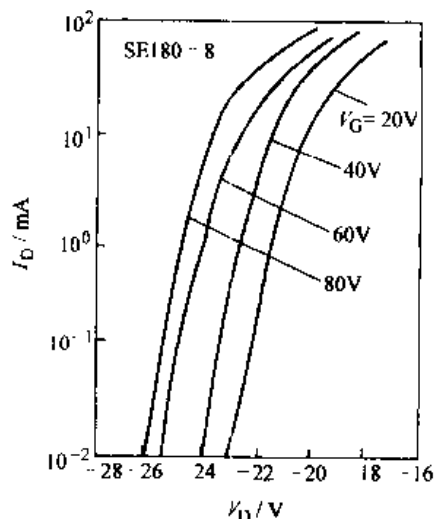
显然，在大电流范围内，SIT 的漏电流与 V_G 、 V_D 成比例关系。在大电流条件下，注入载流子浓度远大于沟道杂质浓度时，还应考虑漏极电阻 R_D 的影响，因此大电流条件下漏极电流可表示为

$$I_D = (V_G - G_B V_D) / [(1 + G_B)(R_D + R_S)] \quad (2-96)$$

上面的分析仍然说明小电流时， I_D - V_D 特性呈指

数变化。在大电流范围，沟道势垒已经降得很低，漏极电流已不是按指数规律增加，而是随漏极电压按确定的幂函数规律变化。如果沟道杂质浓度较低，运动着的电子密度远超过固定电荷密度，这时便应服从空间电荷限制电流的规律，即 $I_D \propto V_D^2$ ；如果沟道很短，以致迁移率随电场变化较大时，空间电荷限制电流效应有 $I_D \propto V_D^{1.5}$ 的关系。在衬底杂质密度较高时，是不会出现纯空间电荷限制效应的，此时 I_D 的变化将更慢些。实测结果为 $n=1\sim 2$ ，这与理论值大体一致。

(2) I_D 随 V_G 变化的关系 实验证明，SIT 的漏极电流随栅源电压 V_G 的降低和漏电压的增加几乎是指数式增加的，图 2-259 给出了这种关系曲线。由图可知，当漏极电压保持不变时，漏极电流将随栅极电压降低而呈指数增大。

图 2-259 I_D 随 V_G 的变化曲线

(3) SIT 的伏安特性——非饱和特性 由于 SIT 的栅间距很窄，在 $V_G=0$ 时，沟道区即被全耗尽，这时只有在较高的 V_D 下才能导电。图 2-260 示出 SIT 的伏安特性曲线。当 $V_G=0$ 、 V_D 较小时，沟道中较高的势垒阻止电子不能通过，因而 $I_D \approx 0$ 。这可以理解为，在源与势垒最大值的位置（这个位置常称为本征栅）之间，电子的扩散电流与漂移电流基本处于动态平衡，故总电流近似为零。当 V_D 增加时，势垒高度 V_b 降低，能通过势垒注入的电子数增加（或理解为扩散电流占优势）。当 V_D 进一步增大到一定值时， V_b 降到相当程度，使得越过势垒流到漏极的电子数多到不可忽略的程度，于是漏极电流开始出现，并随 V_D 的增加而上升。进而会看到，越过势垒的电子数与势垒高度 V_b 呈指数式依赖关系。对于 $V_G \neq 0$ 的情况，如栅源间加负偏压 V_G 时，则沟道势垒高度 V_b 必将随栅源间电位差的增大而升高。此时，为了把 V_b 降到足以有显著电子通过的程度，就必须加更高的漏源电压 V_D 。因此栅源间加

有负偏压 V_G 时的 I_D-V_D 曲线将向 V_D 增加的方向移动 (同相的 I_D 时), 或者说向 I_D 减小的方向移动 (同样的 V_D 时), 如图 2-260 所示的规律。总之, 在 SIT 中沟道势垒高度 V_b 是决定沟道电流大小的关键。而 V_D 和 V_G 都能调 V_b , 因而 I_D 同时受 V_D 和 V_G 所控制, 这就是 SIT 能呈现类似晶体管伏安特性的原因。由图 2-260 可看出, 当门-源极电压不为零时, SIT 具有正向阻断特性, 此种条件下它属于常闭器件。

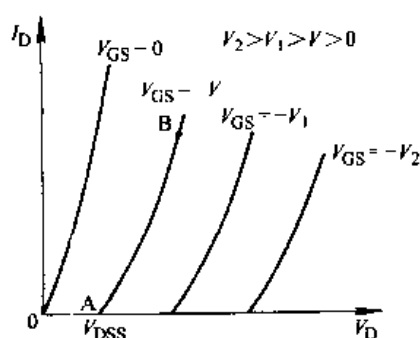


图 2-260 SIT 的伏安特性

(4) 温度对 I_D-V_D 特性曲线的影响 SIT 的温度性能对大功率化很有意义。由于小电流下控制 I_D 的决定因素是势垒, 所以 I_D 应随温度上升而增加; 而在大电流下, 控制 I_D 的决定因素是电子越过势垒后向漏极漂移过程中遇到的电阻, 它应该按照迁移率的温度特性而变化, 即 I_D 随温度上升而下降。这种电流的负温度系数, 对制造大功率器件极为有利, 可以避免热电反馈二次击穿的发生, 易于并联而实现大功率化。 I_D 温度特性的实测结果如图 2-261 所示。

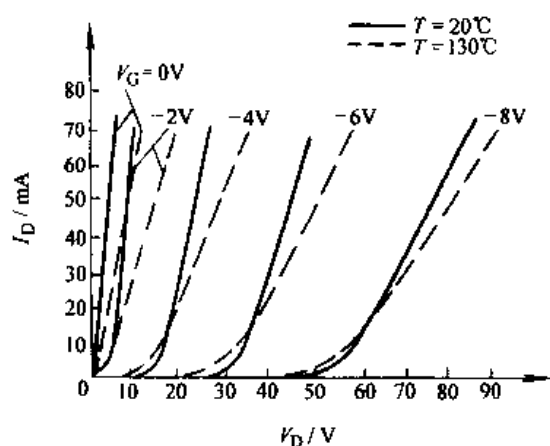


图 2-261 SIT 的温度特性 (实测)

2. SIT 的导通电阻 R_{on}

实验及理论分析证明, SIT 的导通电阻 R_{on} 可用下式计算:

$$R_{on} = \frac{(L + W_D)}{q\mu_n N_D Z (2a - 2W_D)} +$$

$$\frac{(b - W_D)}{q\mu_n N_D Z [W_D - 2(a - W_D)]} \times \ln \left| \frac{W_D}{2(a - W_D)} \right| \quad (2-97)$$

式中

b 漂移区长度;

L 沟道长度;

W_D 栅结的耗尽层宽度;

$2(a - W_D)$ 非耗尽层沟道宽度;

μ_n, q, N_D, Z 常数。

由上式可知, 耗尽层宽度最小时, 导通电阻 R_{on} 也最小。显然, 栅极偏压为零时, 耗尽层的宽度仅由栅结的内建电势产生, 此时 W_D 为最小。从设计观点来看, 应增加沟道厚度 ($2a$) 和减小沟道长度 L 来达到 R_{on} 为最小。然而, 这与要达到高阻断电压又是矛盾的。作为功率开关用的场效应器件, 其通态电阻决定了电流传导期间的耗散功率, 因而限制了最大的漏极电流, 所以导通电阻是器件设计中的一重要参数。对于垂直沟道器件, 由于漏极布置在相反的表面, 源极可以占用较大的面积, 通态电阻较小。在设计上, 一定要使漂移区的宽度与击穿时的耗尽层相等, 以使通态电阻为最小。

对于表面栅 SIT, 栅扩散结深对 R_{on} 也有较大影响。实测结果 (见图 2-262) 说明, 在栅扩散掩膜宽度固定以后, 栅扩散的结深越深, R_{on} 越大。因此, 对功率器件要选择沟道厚度 ($2a$) 较大, 以兼顾到阻断增益和导通电阻, 同时又保持有一个较高的击穿电压容量。一般都取零栅压下沟道不能充分被耗尽层夹断的混合特性区为最佳。

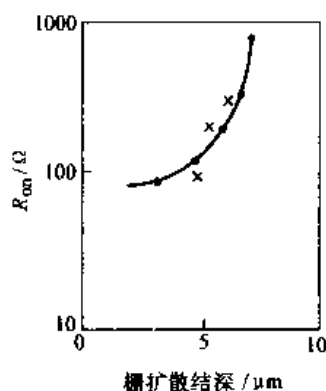


图 2-262 表面栅 SIT 的 R_{on}

随栅扩散结深的变化

(栅扩散掩膜宽度固定)

3. SIT 的转移特性

SIT 的转移特性是指漏源极电压与栅源极电压的变化曲线, 如图 2-263 所示。

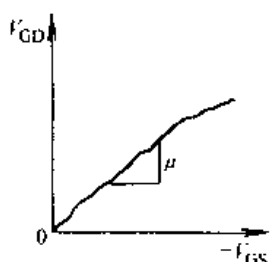


图 2-263 SIT 的转移特性曲线

2.8.3 SIT 的主要技术参数

1. 静态参数

(1) 栅源击穿电压 V_{GS0} 在漏极开路时, 栅-漏之间可承受的最高反向电压。它主要由栅-源 PN 结的反向电压决定, 使用时栅-源反向偏置电压必须小于这一数值。

(2) 栅漏击穿电压 V_{GL0} 在源极开路时, 栅-源之间可承受的最高反向电压。这一电压就是通常所说的 SIT 的额定电压, 使用时漏-源之间所加的电压必须小于这一电压。

(3) 最大漏极电流 I_{Dmax} 是指 SIT 工作时漏极允许通过的最大峰值电流。

(4) 允许功耗 P_T 这是 SIT 允许的最大耗散功率。当 SIT 的实际损耗超过这一数值时, 结温将会显著升高, 器件有可能因过热而损坏。

(5) 静态阻断增益 G 是 SIT 伏安特性与横轴交点所对应的漏源电压 V_{DSS} 与相应的漏源电压 V_{GS} 之比, 即

$$G = V_{DSS}/V_{GS} \quad (2-98)$$

静态阻断增益 G 反映了用栅-源负偏压关断漏-源电压的能力。 G 值越大, 关断能力越强, 也即用较小的栅偏压就可以关断较大的漏-源电压。

(6) 栅极漏电流 I_{GSS} 是栅源之间加某一大小的反偏压时, 栅源 PN 结流过的反向漏电流。 I_{GSS} 一般很小, 为微安数量级。 I_{GSS} 的大小决定了 SIT 栅极驱动功率的大小。由于 SIT 反偏工作, I_{GSS} 很小, 因此需要的驱动功率很小。这种易于驱动的特性正是 SIT 的突出优点之一。

(7) 漏极截止电流 $I_{D(off)}$ 是在某一反向栅偏压下, SIT 截止时的漏极泄漏电流。 $I_{D(off)}$ 通常为几十微安的数量级。显然, $I_{D(off)}$ 越小, SIT 的关断损耗就越小。

(8) 零栅偏压漏极电流 I_{DSS} 是在零栅偏压条件下, 对应于某一漏源电压 V_{DS} 时的漏极电流 I_D 的大小。

(9) 导通电阻 R_{on} 它决定了 SIT 开关工作时的通态损耗。导通电阻越小, 通态损耗越低。SIT 的导通电阻主要决定于沟道电阻和漂移区体电阻。由于 SIT 都做成短沟道结构, 沟道电阻可以做得很小。而漂移区

体电阻与高阻外延层的厚度和载流子浓度有关, 也即与击穿电压 V_{GIX} 有关。一般说来, SIT 的击穿电压越高, 导通电阻 R_{on} 就越大。应该指出, 单极型器件的 R_{on} 都比双极型器件的饱和电阻大, 这是所有单极型器件的共同缺点。

导通电阻可以从 SIT 的伏安特性上求出, 即 $V_{GS} \rightarrow 0$ 的特性曲线上某一点的电压与相应的电流之比就是该点的导通电阻。严格说来, 导通电阻与漏极电流的大小有关, 但多数 SIT 的零偏压伏安特性近似线性, 因此可以取 R_{on} 的典型值作为导通电阻的参考值。

(10) 断态电阻 R_{off} 在栅源之间加一定大小的负偏压后, SIT 即处于关断状态。但 SIT 毕竟不是理想开关, 关断状态下漏源之间仍会有漏电流流过。漏源电压与漏电流之比就是 SIT 的断态电阻 R_{on} 。显然, R_{on} 越大, SIT 的阻断性能越好。可以想象, 断态电阻 R_{on} 与栅源间负偏压的大小有关。负偏压的绝对值越大, 在同样的漏源电压条件下, 断态电阻也越大。

(11) 额定结温 T_j 是指 SIT 在额定工作电流下, 不造成其因过温损坏的长期工作温度。

(12) 贮存温度 T_{stg} 是指不造成 SIT 性能下降或参数变化的可长期存放的温度。

(13) 夹断电压 V_p 当漏源电压 V_{DS} 一定时, 对应于漏源电流 I_D 为零时的栅源电压 V_{GS} 称为 SIT 的夹断电压, 不同的是 V_{DS} 对应着不同的夹断电压 V_p 。

2. 动态参数

(1) 栅-漏极结电容 C_{gd} 是指栅漏极间的分布电容。

(2) 栅-源极结电容 C_{gs} 是指栅-源极间的分布电容。

(3) 截止频率 f_T 从结构上来看, SIT 实际是一种短沟道的结型场效应晶体管, 因而它的截止频率不仅比双极型器件高, 而且可比普通的场效应晶体管优越。电力 SIT 的截止频率已高达 10MHz 水平。微波 SIT 的截止频率已发展到若干吉赫 (GHz) 的数量级。

开关损耗是限制器件实际工作频率提高的主要原因。双极型器件开关损耗大, 特别是在其关断过程中, 因少数载流子的反向恢复, 既有大的恢复电流流过, 又开始承受高的恢复电压, 因而损耗很大。SIT 没有少数载流子的反向恢复问题, 开关损耗很小, 因而工作频率可以很高。

(4) 时间参数

1) 开通时间 t_{on} : 定义为延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和。它是从施加栅-源极开通信号到漏极电流上升为额定电流的 90% 所经历的时间。

2) 关断时间 t_{off} : 定义为下降时间 t_f 与恢复时间 t_R 之和。它是从施加栅-源极关断信号到漏极电流下降为额定电流的 10% 所经历的时间。

3. 微变参数

SIT 是一种特殊的电力半导体器件, 它不但可工作于开关状态, 而且还可以工作在大功率的线性放大状态。所谓微变参数就是指描述其线性放大特性的有关参数。

(1) 电压放大系数 μ 电压放大系数 μ 是在直流工作点附近漏极电流 I_D 不变时, 漏源电压的变化量 $|\Delta V_{DS}|$ 与栅源电压变化量 $|\Delta V_{GS}|$ 之比, 即

$$\mu = |\Delta V_{DS}| / |\Delta V_{GS}| \quad (2-99)$$

有时也把电压放大系数 μ 表示为 V_{DS} 对 V_{GS} 的偏导数, 即

$$\mu = |\partial V_{DS} / \partial V_{GS}|_{I_D = \text{常数}} \quad (2-100)$$

研究表明, 电压放大系数 μ 只与漏源电压 V_{DS} 和栅偏压 V_{GS} 有关, 而与漏极电流 I_D 无关。

图 2-264 表明了从 SIT 的伏安特性测取电压放大系数 μ 的方法。在低电压范围内, μ 将随 V_{DS} 的增加而增加, 但当 V_{DS} 较大时, μ 基本不变。图 2-265 示出了 μ 与 V_{DS} 的这种关系。

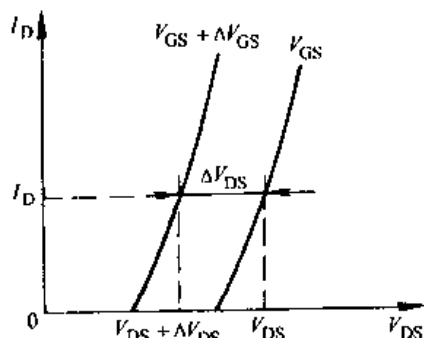


图 2-264 求 μ 的方法

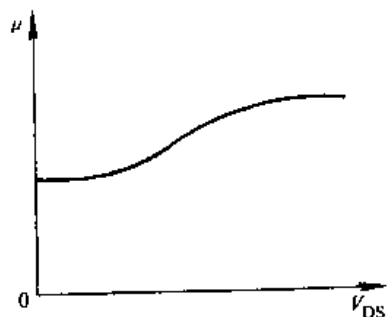


图 2-265 μ 与 V_{DS} 的关系

由图 2-264 可见, 栅源负偏压 $|V_{GS}|$ 减少时, 为保持同样大小的漏极电流, 漏源电压也必须减小。而且 μ 越大, V_{GS} 的变化导致 V_{DS} 的变化也越大, 即 V_{GS} 对势垒高度的控制能力越强。显然, 希望有较大的电压放大系数 μ , 即希望 V_{GS} 对势垒高度有较强的控制能力。这样,

小的栅源电压变化量就可控制大的漏源电压变化量。电力 SIT 的电压放大系数 μ 约为 10~30。

图 2-266 给出了静态阻断增益 G 与 $|V_{GS}|$ 之间的关系, 同时也给出了电压放大系数 μ 随 $|V_{GS}|$ 的大小变化而变化的曲线。由图可见, 在 $|V_{GS}|$ 较小时, 静态阻断增益 G 与电压放大系数 μ 均随 $|V_{GS}|$ 的增大而急剧增大, 但在较高的反向栅偏压下, G 与 μ 均基本不变。由图还可以看出, μ 值始终比 G 值大, 但大得不是很多。在 SIT 的电气参数中, 生产厂家通常只给出 μ 值, 而不给出 G 值。基于上述 G 与 μ 的相近关系, 实际工作中可以用 μ 代替 G 作近似计算。

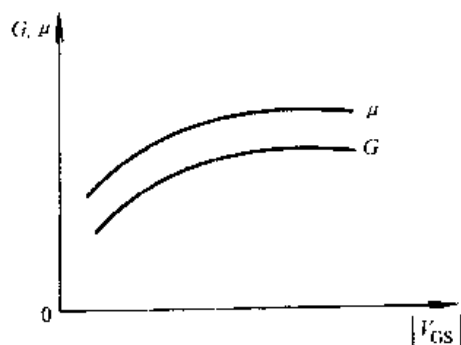


图 2-266 G 、 μ 与 $|V_{GS}|$ 的关系

(2) 跨导 g_m 跨导 g_m 是在直流工作点附近漏源电压 V_{DS} 不变时, 漏极电流的变化量 ΔI_D 与栅源电压变化量 ΔV_{GS} 之比, 即

$$g_m = (\Delta I_D / \Delta V_{GS})|_{V_{DS} = \text{常数}} \quad (2-101)$$

有时 g_m 也可以表示为 I_D 对 V_{GS} 的偏导数, 即

$$g_m = (\partial I_D / \partial V_{GS})|_{V_{DS} = \text{常数}} \quad (2-102)$$

图 2-267 给出了如何从伏安特性求跨导 g_m 的方法, 即在 V_{DS} 不变的条件下, V_{GS} 取一增量 ΔV_{GS} , I_D 将有一增量 ΔI_D , g_m 即为 ΔI_D 与 ΔV_{GS} 的比值。

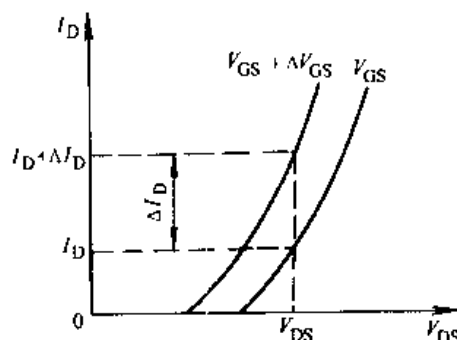
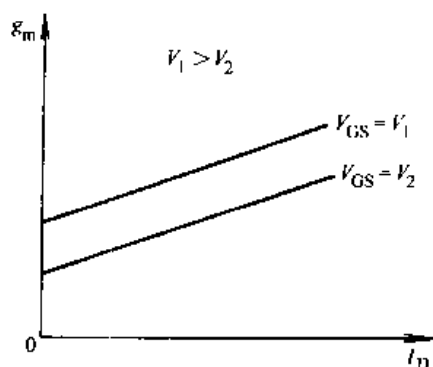


图 2-267 g_m 的求取

跨导 g_m 反映了栅源电压 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制能力, g_m 越大, V_{GS} 对 I_D 的控制能力越强, 即栅极控制特性越好。

研究表明, g_m 与静态工作点电流 I_D 有很大关系。 I_D 越大 g_m 也越大, 如图 2-268 所示。

图 2-268 g_m 与 I_D 的关系

(3) 输出电阻 r_D 输出电阻 r_D 是在静态工作点附近栅源负偏压不变时,漏源电压的变化量 ΔV_{DS} 与漏极电流的变化量 ΔI_D 之比,即

$$r_D = (\Delta V_{DS} / \Delta I_D)_{V_{GS} = \text{常数}} \quad (2-103)$$

同样,也可将 r_D 表示成 V_{DS} 对 I_D 的偏导数形式:

$$r_D = (\partial V_{DS} / \partial I_D)_{V_{GS} = \text{常数}} \quad (2-104)$$

输出电阻 r_D 实际上就是对应 V_{GS} 等于某一常数的伏安特性曲线在静态工作点处的切线斜率的倒数,如图 2-269 所示。正因为如此,输出电阻也常称为动态电阻。

对器件研究的结果表明,输出电阻随静态工作点电流 I_D 的增加而减小,并与栅源负偏压 V_{GS} 有关。

(4) 动态阻断增益 G_B (或 μ) 动态阻断增益 G_B (或 μ) 又称为电压放大系数,它为 SIT 转移特性曲线的斜率,定义为

$$G_B = dV_{DS} / dV_{GS} \quad (2-105) \quad \text{数。}$$

表 2 25 2SK 系列 SIT 主要静态参数

参数名称	单位	符 号	测试条件	2SK-180	2SK 181	2SK-182	2SK-183
栅源击穿电压	V	V_{GSO}	$I_G=0.1\text{mA}$	$\geq 80\text{ (min)}$			
栅漏击穿电压	V	V_{GDO}	$I_D=0.1\text{mA}$	600 (min)	800 (min)	600 (min)	800 (min)
最大漏极电流	A	I_{Dmax}		20		60	
最大耗散功率	W	P_1	$T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	300		1000	
电压放大系数		μ	$V_{DS}=50\text{V}, I_D=2\text{A}$	10			
栅极漏电流	μA	I_{GSS}	$V_{GS}=-40\text{V}$	100 (max)			
漏极截止电流	μA	$I_{D(off)}$	$V_{GS}=-50\text{V}$	100 (max)			
零栅偏压漏极电流	A	I_{DSS}	$V_{GS}=0, V_{DS}=10\text{V}$	8	5	18	10
漏源导通电阻	Ω	R_{on}	$V_{GS}=0, I_D=2\text{A}$	1.5 (max)	3 (max)	1.0 (max)	1.5 (max)
漏源阻断电阻	M Ω	R_{off}	$V_{DS}=300\text{V},$ $V_{GS}=-50\text{V}$	1 (min)			
额定结温	$^{\circ}\text{C}$	T_j		+150			
储存温度	$^{\circ}\text{C}$	T_{stg}		-50~+150			

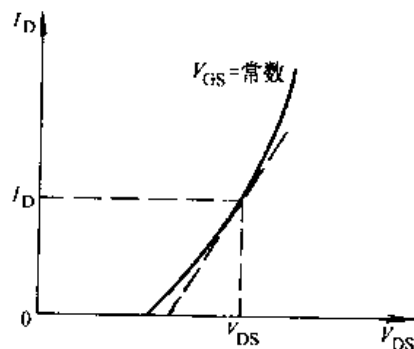


图 2-269 输出电阻的意义

动态阻断增益的含义:在 SIT 能够处于阻断状态的前提下,漏源电压的增量与栅源负电压增量绝对值之比。因为栅源电压保持一定时,漏源电压增加,SIT 的漏源电流也要增加,为使漏源之间仍为阻断状态,势必增加栅源负电压绝对值。由 $\mu = \Delta V_{DS} / |\Delta V_{GS}|$ 可知,栅源负电压的绝对值增加,SIT 能阻断的电压也成比例地增加,最大的漏源电压 V_{DSM} 与最大的栅源负电压 $|V_{DSM}| / \mu$ 相对应,也即漏源电压的极限受 SIT 的栅源电压所限制。常开型 SIT 的开关特性与功率 MOSFET 很相似,其开关波形及开关时间与相应的 MOSFET 也基本相同。

4. 实际 SIT 参数举例

表 2-25 给出日本 Tokin 公司生产的 2SK 系列 SIT 的主要静态参数。

表 2-26 给出了 2SK 系列 SIT 的主要动态参数。

表 2-26 2SK 系列 SIT 的主要动态参数

参数名称	单位	符 号	测试条件	2SK-180	2SK-180	2SK-180	2SK-180
输入电容	pF	C_{iss}	漏极开路, $V_{GS} = -10V$	2500		8000	
截止频率	MHz	f_T	$V_{DS} = 20V, I_D = 2A$	10		5	
导通时间	ns	t_{on}	$I_D = 1.5A$	200		250	
关断时间	ns	t_{off}	$V_{DS} = 50V$	250		300	

2.8.4 SIT 使用的共性问题

1. SIT 的特点及应用领域

静电感应晶体管是一种利用栅电压来控制多数载流子注入的半导体器件,具有高的输入阻抗和跨导、低的输出阻抗、低噪声等优点。SIT 的漏极电流具有负的温度系数,可避免因温度升高而引起的恶性循环效应,便于采用多沟道直接并联的方式来提高器件的电流容量。另一方面, SIT 的电流通路上不存在 PN 结,一般不会发生热不稳定性二次击穿。SIT 的垂直沟道结构使电子通道短而宽大,因而没有一般场效应晶体管在电流与电压方面的限制,能承受高电压、大电流,很适合于制作大功率管。SIT 是短沟道多子器件,无电荷积累效应,因而即使在大功率情况下,瞬态响应速度快,失真度小。总之,这种器件具有开关速度快、频率特性好的优点,是一种比双极型晶体管和一般场效应晶体管好的高频、高速功率器件。

因为 SIT 具有很多优点,故应用极其广泛,可作为直流-交流变换、电气设备控制的大功率、高速开关器件,音频放大器、通信设备、广播和测量仪器等的大功率、低失真器件,微波炉的功率电源以及制作集成电路中应用的器件。

SIT 的漏极电流不但受栅极电压控制,同时也受漏极电压的控制,这种情况与真空三极管非常类似,因此 SIT 呈现类似真空三极管的特性。由于 SIT 中栅极电压和漏极电压都能通过电场控制漏极电流,类似于静电感应现象,因此把 SIT 命名为静电感应晶体管。

对 SIT 来说,当栅源电压 V_{GS} 一定时,随着漏源电压 V_{DS} 的增加,漏极电流 I_D 也线性地增大,其大小由 SIT 的通态电阻所决定,所以 SIT 不但是一个开关器件,而且是一个线性度良好的放大器件。

2. SIT 对栅极驱动电路的要求

1) 由于 SIT 为常开型(或称常通型)结构,所以栅极驱动电路必须做到先加负栅偏压,后主电路再施加漏极电压。

2) 阻断时为使漏极电流充分夹断,栅极驱动电路应在栅极耐压允许的范围内施加尽可能高的负栅偏压。

3) 为了加快 SIT 的开通过程,并降低导通电阻和损耗,栅极驱动电路提供的栅极脉冲不应仅降到零,而要施加正栅偏压。

4) 当 SIT 从夹断转入开放时,栅极驱动电路应向被驱动 SIT 提供 5~15V 的正栅开放脉冲,而在整个导通过程中,栅极驱动电路应保持为被驱动 SIT 提供 0.7V 左右的正栅偏压。

2.8.5 SIT 的应用举例

1984 年,日本岛田理化工业株式会社用截止频率为 10MHz 的 2SK-183 型 SIT (60A、800V) 为核心器件,研制成功了频率为 20~300kHz、功率为 3~200kW 的系列化全固态高频感应加热设备。传统的电子管设备因此而发生了根本的变革,由原来采用电子管以自激振荡方式把高压直流能量转换为高频能量的老设备,变成了用大功率 SIT 构成换流桥方式将直流能量转换成高频能量的全晶体管设备:转换效率从 50% 提高到 95%;电压从 12kV 降为 500V,并且省去了庞大的升压变压器和灯丝变压器,大大减少了冷却用水,取得了高效、节能、节材、节约空间和运行费用的显著效果。

图 2-270 给出了 SIT 用于高频感应加热设备中的原理电路框图。

(1) 系统结构 它可以分为整流和逆变两大部分。

整流部分包括 SCR 三相全控桥式整流电路、SCR 触发电路、DC 电压检测电路、DC 电流检测电路和功率控制电路等几个环节。功率控制电路能对三相交流输入电压的变化以及逆变器输出电压和电流的变化迅速作出响应。它有三个功能:调节中间直流电压、直流电流或直流输出功率,它们都是通过改变 SCR 触发脉冲的相位来实现的。功率控制电路通过对上述直流电压、电流或功率的闭环调节实现对负载电压、电流和功率的调节。实际中,应该控制负载电压、电流还是功率的大小,取决于感应加热设备的应用场合。一般采用电压调节方案来作金属表面的硬化处理。

逆变器部分包括 SIT 高频逆变器、串联谐振电

路、高频变压器 THF、同步锁相 (PLL) 电路和 SIT 驱动电路。高频变压器 THF 检测谐振电容两端的高频电压信号, 以提供负载电流的相位, PLL 电路使逆变器输出电压和输出电流的相位相等, 即强制逆变器工作在谐振点上, 以保持功率因数为最大值 1, 同时实现零电流开关的工作模式。

负载谐振属自激振荡方式, 必须有起动电路作辅助逆变器方能启动。启动电路由常规的振荡器和电子开关构成, 图 2-270 中没有画出。

在启动过程中, 逆变器输出电压和电流不可能同

相位, 即外控频率通常会偏离负载谐振频率。只有当系统切换到自激方式后, 逆变器输出频率才能通过 PLL 电路自动追踪谐振频率。

(2) 主电路 图 2-271 示出系统主电路。它包括可控整流电路、SIT 高频逆变器和负载电路三部分。

可控整流电路由晶闸管三相全控桥、限流线圈 L_d 和滤波电容 C_d 组成。 C_d 是一个电解电容, 其两端的电压是一个稳定但大小可调的直流电压。它向逆变器提供了一个稳定、可调的直流电源。

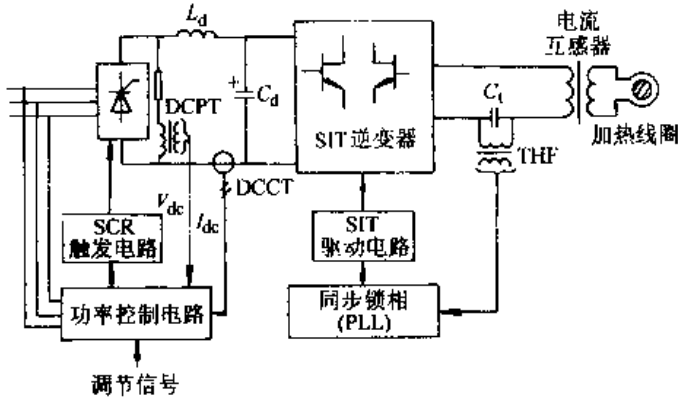


图 2-270 SIT 高频感应加热设备框图

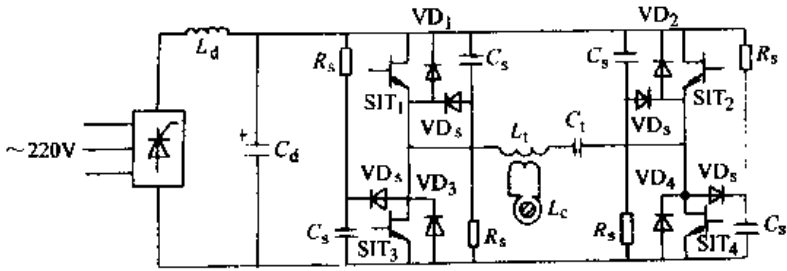


图 2-271 系统主电路

逆变器部分采用电压型单相全控桥结构。每个开关由若干个 3kW 的 SIT (TS-300D) 并联。由于 SIT 是多数载流子导电的单极型器件, 具有正的电阻温度系数和很好的自均流能力, 因而无需采取任何措施, 甚至不必要求特性那么一致, 就可以直接并联。这为提高系统的输出容量提供了极大的方便。

表 2-27 给出了 TS-300D 与其他几种型号 SIT 的性能参数。TS-300D 的最高电压为 1000V、最大电流为 180A, 导通电阻小是其最大的优点。

反并联二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 为负载电流提供续流回路。当逆变频率偏离谐振频率时, 这些二极管中将有反冲电流流过。 R_s 、 C_s 和 VD_s 是缓冲电路。当 SIT 换流时, 它们起抑制浪涌电压的作用。

负载电路由串联谐振电路、电流互感器和加热线圈组成。串联谐振电路能在电容器 C_t 和电感 L_t 两端产生几千伏的高频电压。

表 2-27 TS-300D 与其他型号 SIT 的性能参数比较

型号	2SK-183H	TS-300H	TS-300D
参数名称			
漏击穿电压/V	1200	1200	1000
栅源击穿电压/V	80	70	70
最大漏极电流/A	60	180	180
耗散功率/kW	1	3	3
截止频率/MHz	10	7	7
导通电阻/ Ω	1.5 (max)	0.5 (max)	0.36 (max)
导通时间/ns	250	350	350
关断时间/ns	300	350	350

电流互感器的二次绕组只做成一圈。几千安的高频电流将流过与互感器相连的加热线圈 L_c , 从而在其

周围产生加热金属用高频磁通。串联谐振电路 Q 值的选择与热加工工艺的性质有关,对于金属表面硬化处理,一般取 Q 值为10~30。

主电路电源关断时,SIT的“常开”特性使电解电容 C_1 自由放电,因而无需放电用的电阻。

(3) 驱动电路 SIT是常开型器件,不加栅偏压时漏源间处于短路状态,如果这时加了漏电压,立刻就会有大的漏源电流流动。SIT的这种常开特性在设计电压型逆变器时必须特别注意,否则就有发生桥臂直通的危险。为此,SIT对驱动电路的要求比较高,驱动电路的供电电源也必须十分可靠,并且应比主电路电源先接通。

负栅偏压的大小决定了漏源阻断电压的高低。实际应用中,应尽可能加大反向栅偏压的数值,以使漏源间出现浪涌电压时也足以夹断漏极电流。负栅偏压的具体大小可以参考下述公式来确定:

$$V_{GS} \geq 1.25(V_{DS}/\text{电压放大系数 } \mu) \quad (2-106)$$

为使SIT导通,本来施加零偏压就够了;但若施加一定大小的正偏压,SIT的导电沟道将会加宽,导通电阻会显著减小,导通损耗会大大降低。因此,驱动电路常设计成能提供一定正偏压的形式,不过正偏压不宜过大,否则会明显延长SIT的关断时间。

图2-272给出了本例中驱动电路的原理线路。它由脉冲变压器、前置放大器、推挽输出级和加速电路等环节组成。

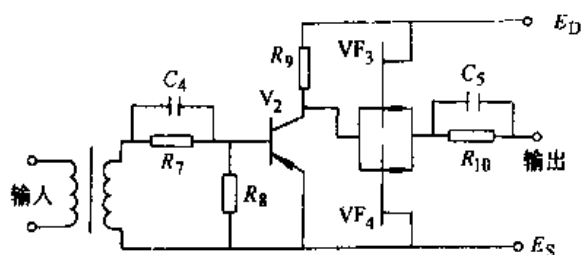


图 2-272 SIT 驱动电路

脉冲变压器起隔离控制电路和主电路的作用;前置放大器由晶体管 V_2 、电阻 R_7 、 R_8 、 R_9 和电容 C_4 构成;推挽输出级由场效应晶体管 VF_3 和 VF_4 组成。使用场效应晶体管的目的是为了与SIT本身的高速开关特性相匹配。电容 C_5 加速SIT的开通,与 C_5 并联的电阻限制正向偏置电流的大小。

驱动电路有两组电源: E_S 用于正偏压,以减小SIT的导通电阻; E_D 用于负偏压,以关断漏极电流。本例中的 E_S 、 E_D 分别为+5V与-40V。

图2-273给出了相应的驱动电压波形,图2-273a为驱动电路开路时的情况,图2-273b为驱动电路接上

SIT之后的情况。由图2-273b可见,由于SIT栅源间具有正向二极管特性。尽管驱动电路施加了一定的正向偏压, V_{GS} 也不会大于零。

图2-274给出了SIT的驱动电流与电压波形,并且重新画出了对应的驱动电压波形。由图可见,在导通与截止两个稳定过程中,栅源间几乎没有电流流动,即 $i_G=0$,但在导通变截止或截止变导通的开关过程中, i_G 都会有一定的数值,这是由于输入电容 C_{GS} (主要是栅源结电容)充、放电造成的结果。

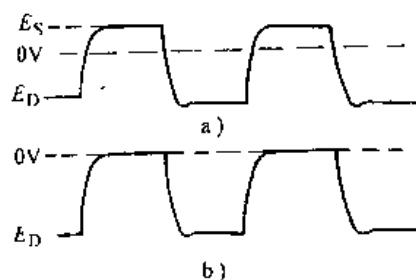


图 2-273 驱动电压波形

a) 驱动电路开路时
b) 驱动电路接上 SIT 后

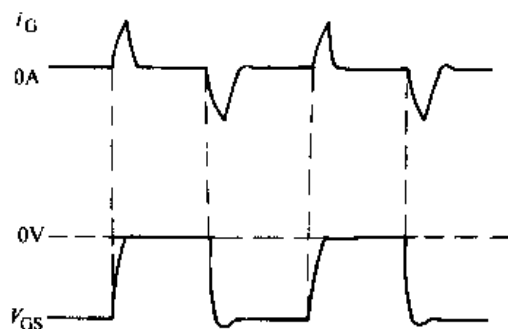


图 2-274 驱动电流与电压波形

为防止换流过程中,同一桥臂的上、下两个器件同时导通而引起直流电源短路,相应的驱动信号必须考虑一定的互锁延迟时间,也就是说,图2-271中的4个开关 SIT_1 与 SIT_3 、 SIT_2 与 SIT_4 的驱动信号必须分别具有同时截止的死区时间。

(4) 结果 图2-275给出了输出功率75kW、谐振频率分别为180kHz与27kHz两种情况下逆变器的输出电压和电流波形。两种情况的直流电压分别为420V与460V,直流电流均是165A。

由图可见,逆变器输出电压为方波,输出电流为正弦波,符合串联谐振电路的特点。而且还可以看出,无论哪种情况,电压与电流同相位,因此功率因数最高。主电路也决不会因相位差而产生换流浪涌,使设备工作在最令人满意的状态。

本例介绍的高频感应加热设备已有系列化商品,输出功率为15~300kW,工作频率为20~200kHz。它们

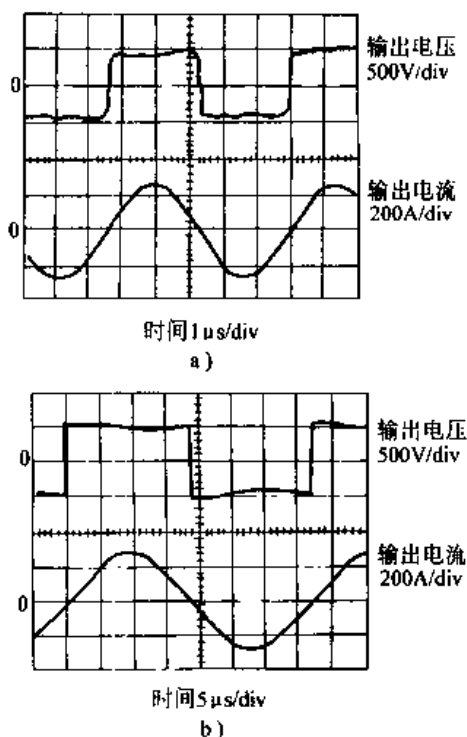


图 2-275 逆变器的输出电压和电流波形

a) 180kHz 时 b) 27kHz 时

与相同容量的电子管设备相比, 具有如下明显的优点:

- 1) 安装面积减小 $1/2$ 。
- 2) 重量减小 $1/3$ 。
- 3) 输入容量减小 $1/3$ 。
- 4) 效率提高 40% 以上。
- 5) 无需预热。

2.8.6 SIT 家族中的重要一员——双极型静电感应晶体管 (BSIT)

如改变 SIT 的结构使沟道变窄, 则可使 SIT 在栅源电压为零时处于阻断状态。当栅源电压为正偏压时, SIT 才可导通, 漏源电流与栅源电压成正比例变化。这种新结构的 SIT 与双极型晶体管相似, 也为常闭型器件。因为在栅源电压正偏置作用下, 产生电导调制效应, 故称这种器件为双极型静电感应晶体管 (Bipolar Static Induction Transistor^[18]——BSIT), 有时也称为常关型 SIT 或增强型 SIT。

与常开型 SIT 一样, BSIT 也是通过栅压和漏压按静电方式控制沟道势垒的器件, 所不同的是, 它是在正偏压下工作的, 因而有少数载流子注入效应和由此产生的少数载流子辅助沟道势垒调制效应。

BSIT 特有的结构与工作原理, 使之不仅保持了 SIT 开关速度快、热稳定性好、易于多单元并联的特点, 而且因双极导电模式的引入, 又具有电流密度大、通态压降小的特点, 故而成为一种集 SIT 和双极型器

件优势于一身的新型高压、高速、大电流开关器件。

BSIT 在其发展初期的主要应用领域是 SIT 集成电路, 但随着它的大面积化和大功率化, 应用范围已扩展到超声波装置、感应加热电源、大功率电源和高效节能灯等许多方面。

1. 结构和工作原理

BSIT 一般采用与平面栅 SIT 类似的结构, 但沟道区域比 SIT 的窄, 如图 2-276 所示。

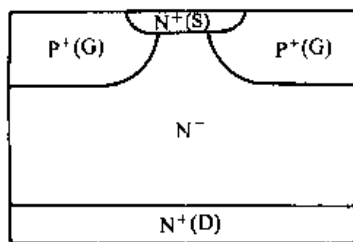


图 2-276 BSIT 的基本结构

通过选择合适的结构参数(栅间距、栅体扩散深度和材料的掺杂浓度等), 在栅结自建电场的作用下, 耗尽层便会在沟道内充分交叠并形成足够高的电子势垒。当不加栅偏压时, 漏源电压虽对势垒的降低有一定的作用, 但因沟道已处于深夹断状态, 单靠漏源电压不会有电子越过势垒形成明显的漏源电流, 因此零栅偏压下, BSIT 处于关断状态。

当栅源之间施加一定的正偏压后, 势垒高度被明显降低, 电子开始从源区注入沟道, 并越过势垒向漏极漂移形成漏极电流。当栅压进一步增大时, 沟道势垒进一步降低, 同时注入沟道的少数载流子也大量增加。根据注入少数载流子辅助沟道势垒调制效应, 被注入的少数载流子也会参与对势垒高度的控制, 其作用是使沟道势垒进一步降低, 结果又促进了更多的多数载流子从源区向沟道的注入, 即导致漏极电流急剧增大。

由于少数载流子向沟道的注入, 沟道内出现了两种参与导电的载流子。在正偏压很小时, 向沟道注入的少数载流子可以忽略, 势垒高度仍由栅、漏电压控制, BSIT 仍处于场控方式下的类单极型导电模式。当正偏压较大时, 注入的少数载流子不可忽略, 它们不仅参与传导电流, 而且对沟道势垒起到了辅助调制作用, 沟道内的总载流子浓度会因此增加几个数量级, 器件即转变为大电流情况下的双极工作模式。由此可见, BSIT 的导通实际上存在着小电流下的类单极型工作模式和大电流情况下的双极型工作模式两种状态。双极模式静电感应晶体管的名称即由此而来。

2. 伏安特性和主要参数

BSIT 的伏安特性如图 2-277 所示。当栅偏压为零时, 器件处于深夹断状态, 沟道中建立起来的足够高的

势垒阻挡住了在漏场作用下从源区注入的多数载流子(电子),因而没有漏源电流。当施加正向偏压 V_{DS} 至一定值后,势垒高度被降低,电子开始从源区注入沟道,并越过势垒形成漏源电流。随着栅偏压的进一步增加,注入沟道的少数载流子也大量增加。它们对沟道产生电导调制,并明显地参与对势垒的辅助调制,使势垒高度进一步降低,结果又促进了多数载流子从源区的注入,导致漏极电流急剧增大。这就是 $I-V$ 特性上电流以很大斜率上升的部分。由于在高的正栅偏压下,少数载流子(空穴)的注入,使势垒显著降低,直至消失,因此 BSIT 的电流输运基本上是场致漂移过程。在强场作用下,载流子以饱和极限速度运动,沟道电阻和漂移区电阻都起了限流作用,电流出现了饱和现象,因此 BSIT 的输出伏安特性很像双极型器件的 $I-V$ 曲线那样,呈现类真空五极管的饱和特性。

BSIT 的主要参数包括栅漏击穿电压、栅源击穿电压、漏源阻断电压、最大漏源电流、最大漏极耗散功率、共源正向电流传输比、栅源正向压降、漏源饱和压降、导通电阻、导通时间和关断时间等。此处只讨论与常开型 SIT 不同的几个参数。

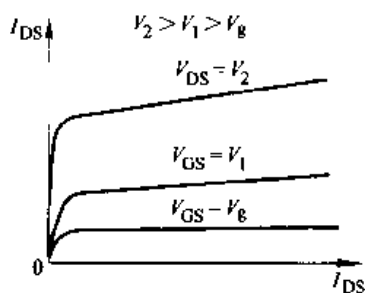


图 2-277 BSIT 的伏安特性

(1) 漏源阻断电压 V_{DSS} V_{DSS} 是栅源短路时漏源之间能够承受的最高电压。它是 BSIT 的重要参数,直接决定了器件能“关”多高的电压。由于 BSIT 是零栅压下的常开型器件, V_{DSS} 和沟道中的自建势垒紧密相关。随着自建势垒的不断提高, V_{DSS} 也会提高,直至器件的栅-漏结达到雪崩击穿电压 V_{DKO} 为止。为了提高 V_{DSS} ,不但器件的 V_{DKO} 要高,沟道势垒也必须高。对于前者,常采用场限环技术;对于后者,要选择合适的结构参数,即要求外延杂质浓度低、漏源间距大、栅深且间距小。

器件工作时,漏源之间所加的最高电压必须小于这一阻断电压,否则器件就会失去零栅压阻断特性。

(2) 共源正向电流传输比 h_{FS} 共源正向电流传输比即电流放大系数。它是设计 BSIT 驱动电路时的重要依据。由于 BSIT 是正向偏置型器件,导通时栅源之间有电流流通,因此同双极型晶体管一样,电流放大系数反映了栅极电流对漏极电流的控制能力。在小电

流区域, BSIT 工作于类单极模式,漏源电流是由沟道中的势垒决定的,栅极电流对漏极电流无控制作用,即使无栅极电流也会有漏极电流,表现为电流放大系数 h_{FS} 很大。大电流时,栅极向沟道注入大量少数载流子,产生了电导调制效应,出现了准中性区,电子浓度不再由势垒高度决定,而是随少数载流子(空穴)浓度,即栅电流的大小变化而变化,因而 h_{FS} 随之减小。图 2-278 给出了 h_{FS} 与 I_D 的这种关系曲线。由于 h_{FS} 不为常数,实际应用中常用平均电流放大系数来表征。与双极晶体管相比, BSIT 的电流放大系数通常要大得多。

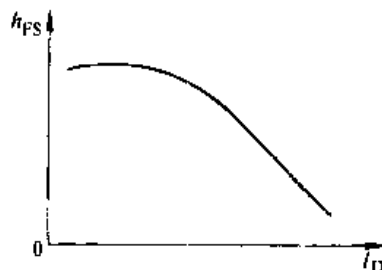


图 2-278 h_{FS} 与 I_D 的关系曲线

(3) 漏源饱和压降 $V_{DS(sat)}$ $V_{DS(sat)}$ 是 BSIT 开始饱和时漏源之间的电压降。BSIT 饱和时,漏源之间全部处于电导调制状态,此时沟道内的电子浓度和空穴浓度比衬底的浓度高出两个数量级,因而压降很小。饱和压降决定器件的导通损耗。常开型 SIT 只有一种载流子参与导电,导通压降与外延层的掺杂浓度有关。BSIT 有两种载流子参与导电,并且饱和时整个外延层都处于电导调制状态,总的载流子浓度已远远高于原来的掺杂浓度,为此饱和压降不再与外延层的掺杂浓度有关。这一特点使 BSIT 几乎不存在饱和压降与击穿电压之间的矛盾,因而 BSIT 具有良好的通态特性。BSIT 的饱和压降通常比双极型晶体管的饱和压降还低。

3. 动态特性

BSIT 的开关过程中,导通时间 t_{on} 远小于关断时间 t_{off} ,其开关速度主要受 t_{off} 制约。

(1) 导通过程 对于阻性负载,导通过程分为延迟过程和电流上升过程。对于感性负载,还包含有电压下降过程。BSIT 的导通过程与双极型晶体管类似,下面给出阻性负载时的情况。

1) 延迟过程:栅极上加输入脉冲后,它首先对栅源电容 C_{GS} 充电,在 V_{GS} 还没有提高到足以造成小注入之前, I_{DS} 近似为零,器件仍处于单极工作模式的断态。

2) 上升过程:随着充电过程的继续, V_{GS} 进一步升高, BSIT 进入双极工作状态, I_{DS} 增大,漏源压降 V_{DS} 减小。输入脉冲除继续对栅源电容充电外,还补充外延层中因复合而损失的少数载流子(空穴)。

导通时间 t_{on} 等于延迟时间 t_d 与上升时间 t_r 之和, 即 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

(2) 关断过程 同 IGBT 类似, 电导调制效应的引入, 无疑增加了关断时间 t_{off} , 但 BSIT 具有与 SIT 类似的结构, 可以通过栅源结反偏压来有效地抽取少数载流子。因此, BSIT 的驱动电路不仅应能提供正向偏置电流, 还应能提供反向偏置电压, 以减小 t_{off} 和提高开关速度。

BSIT 的关断过程分为存储过程、双极下降过程和单极下降过程。

1) 存储过程: 输入脉冲跳变到零后, 栅源电流立刻跳变; 但存在于外延层中的超量电荷并不能立即消失, 栅源结和栅漏结仍维持正向偏置状态, I_{DS} 基本不变, 外延层中的过量少数载流子通过反向抽取电流 I_{CS} 及复合过程而逐渐消失。与此同时, 等量的电子不断由漏极流出。存储过程经历的时间最长。

2) 下降过程: 下降过程包括双极下降过程和单极下降过程。存储过程结束后, 过量的少数载流子 (空穴) 和电子虽已减小, 但外延层中仍有不少电荷, I_{DS} 仍没有减小。在下降过程中, 电荷继续减小直至沟道完全耗尽并出现势垒, 漏源电流从原值下降到零, 器件恢复阻断状态。

双极型器件都具有少数载流子存储效应, 关断时间比单极型器件长。就 BSIT 而言, 控制不必要的少数载流子注入及减少少数载流子积累是其高速化必须解决的两个问题。采用断台面结构是消除不必要的少数载流子注入, 从而提高开关速度的有效方法。

综上所述, BSIT 是一种场控器件与双极型器件工作原理相结合的新型器件。它具有高的阻断电压、大的电流密度、低的通态电阻、小的饱和压降等特点, 且工作频率可达几十千赫以上。由于这一系列的优点, 它不仅在集成电路, 更重要的是在电力电子领域有着广阔的应用前景。

2.9 MOS 控制晶闸管 (MCT)^[2-6, 2-10, 2-22]

MOS 控制晶闸管 (MCT), 是一种新型的复合型双机理的电力半导体器件。它将 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率与快的开关速度特性和晶闸管的高电压、大电流、大功率容量、低正向压降特性结合在一起, 成为当代电力电子行业最热门的器件之一。美国 GE 公司称它为 MCT (MOS Controlled Thyristor), 德国西门子则称它为 MOS-GTO。有人曾预测, MCT 的出现将是电力半导体器件的又一次革命, 它将取代 SCR、GTR, 排挤 IGBT, 将 MOSFET 限制在 200V 以

下和极高开关速度的领域。但经过近十几年的努力, MCT 至今仍没有达到人们期望的目标。MCT 是在 GTO 基础上制造的, 在其门极-阴极结上制造一组 MOSFET 来解决关断 GTO 时需要极大的负电流脉冲带来的困难。这种复杂结构要求复杂的工艺兼容集成, 决定了目前较低的成品率及至今高昂的成本, 使日本、欧洲、美国 GE 公司及 Harris 公司先后暂停了对 MCT 的研究和开发。

2.9.1 MCT 的基本结构和工作原理

1. MCT 的基本结构

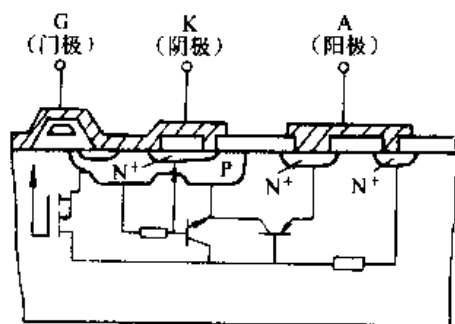
MCT 有垂直型和横向型两种结构, 如图 2-279 所示, 图 2-279a 为早期的横向 MOS 晶闸管结构。MOSFET 给晶闸管的 N^- 基区提供触发电流 (MOS 管的漏极电流), 使得正偏的 P^+-N^- 结将空穴注入 N^- 基区, 并扩散通过该基区的中性部分, 被接收到阴极侧的 P^+ 区, 最终使器件导通。为提高器件的 dv/dt 耐量, 可用一个适当选定的集成电阻将 N^- 及 P^+ 基区分别短路连接到阴极或阳极。但如果短路电阻很小, MOSFET 必须提供一个足够大的触发电流 (即漏极电流)。在图 2-279a 所示的横向型结构中, MOS 门极只能起开通作用, 不具有关断功能。目前已开发出 MOS 门极能开通和关断晶闸管的横向型结构, 通常称为 LMCT。

一般所指的 MCT 都是纵向型结构。在 MCT 中, 晶闸管是通过 MOS 控制的发射机短路, 将晶闸管的维持电流提高到大于工作电流而关断的。另外一种结构是由 MOS 门极结构形成耗尽层来实现门极强制关断的, 这种器件称为耗尽型晶闸管 (DMT)。由于 DMT 采用耗尽层代替 MCT 中的反型层来控制其关断过程, 所以其最大可控制电流比 MCT 大。

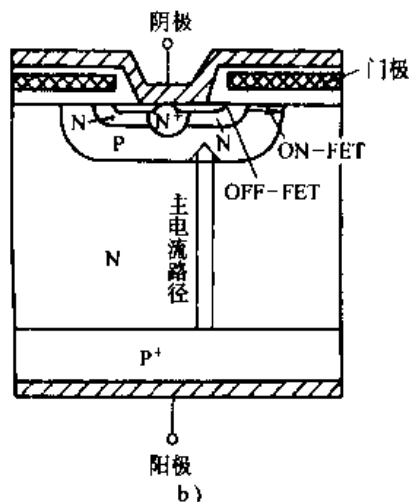
根据开通沟道不同, MCT 有两种类型: N-MCT (见图 2-279b) 和 P-MCT (见图 2-280)。P-MCT 是在晶闸管结构中集成一对 MOSFET, 使器件导通的称为导通 MOSFET (ON-FET); 使器件关断的称为关断 MOSFET (OFF-FET)。

MCT 是采用 BIMOS 工艺制成的高集成度器件, 其芯片包含大约 100000 个并联单胞, 每个单胞含有四层晶闸管和一个 OFF-FET。同时有 4% 的单胞另含有一个控制的 P-MOSFET (ON-FET), 两个 MOSFET 的栅极即为 MCT 的门极, MCT 的通断状态由门极信号的极性决定, 这种结构使用的是 P 型硅片, 长基区为 P 型, 故称为 P-MCT。

如将图 2-280P-MCT 中各层的 N、P 对换, 则称为 N-MCT (见图 2-281b)。图 2-281 示出的是这两种 MCT 的等效电路及电路图形符号。



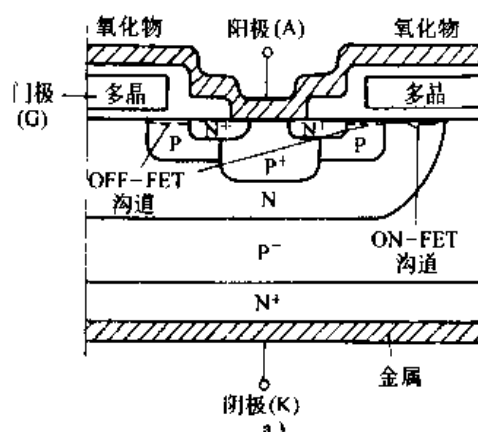
a)



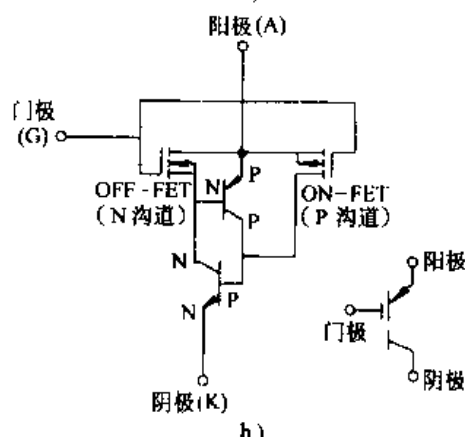
b)

图 2-279 MOS 控制晶闸管的结构

a) 橫向型 b) 纵向型 (MCT)



街



b1

图 2-280 P-MCT 单胞结构、等效
电路和图形符号

a) 单胞基本结构 b) 等效电路和图形符号

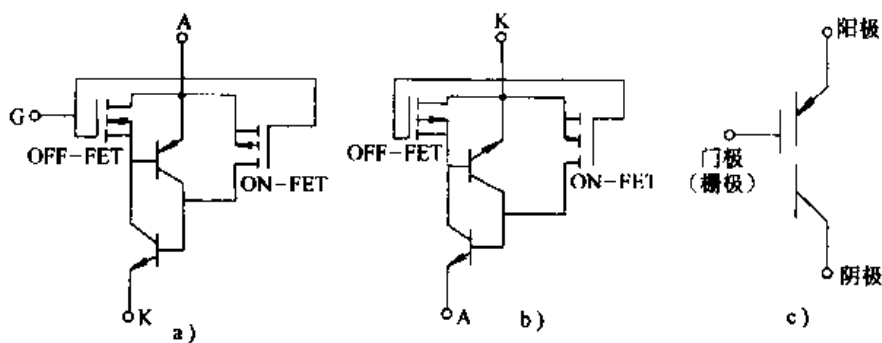


图 2-281 MCT 的等效电路和图形符号

a) P-MCT b) N-MCT c) 图形符号

随着对 MCT 研究的深入发展, MCT 的结构逐渐多样化。西门子公司设计了两种新的 MCT 结构, 其剖面如图 2-282 所示。图示的 N 沟道和 P 沟道是针对采用哪种沟道 MOSFET 作为 OFF-FET 而言的。N 沟道 MCT 的导通和关断需要分别用两个控制电极, 而 P 沟道 MCT 则采用 MOS 电容的位移电流作为导通的触发电流, 仅需要一个门极就可以了。此种结构的特点是导通时间短, 导通速度快。

MOS 控制晶闸管 (MCT) 是美国 GE 公司于 1984 年首先提出来的, 经过两年的研究, 于 1986 年取得了

成功。MCT 集 MOSFET 和晶闸管的优点，具有高压大电流、低通态电压、高电流密度、高输入阻抗、低驱动功率、高开关速度等优点。该器件的关断是采用集成到基区的 MOSFET，使发射极-基极短路而实现的。和 GTO 一样，MCT 具有自关断能力，且比 GTO 优越。它采用高输入阻抗的 MOS 栅，它的输出特性与电力 MOSFET 和 IGBT 不同（这两者完全受栅压控制），是靠正反馈导通并呈现负阻特性。它能在比 IGBT 大得多的电流密度下工作，抗浪涌电流能力极强。

2. MCT 的工作原理

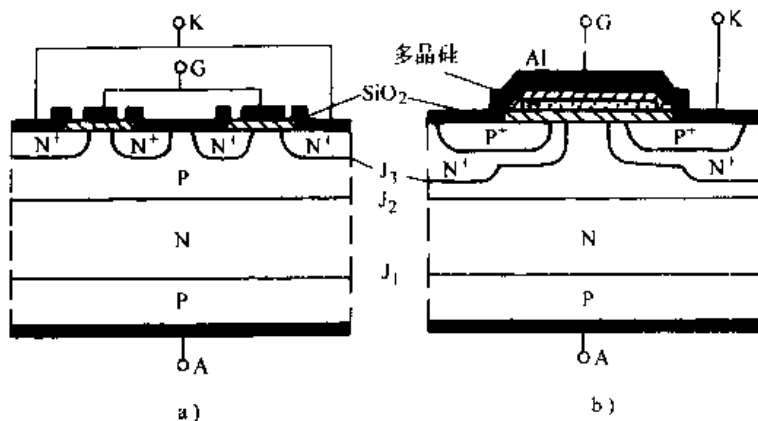


图 2-282 MCT 的结构

a) N 沟道 b) P 沟道

由图 2-281 和图 2-282 的等效电路可以看出，它是在常规的 PNP 四层结构的晶闸管中集成了一个 MOS 结构而成的，不过这是一种与众不同的 MOSFET，它有两个导通沟道。处于断态工作的 MCT，当门极相对于阳极加负脉冲电压时，ON-FET 导通，它的漏极电流使 N⁺-P-N 晶体管导通，导电的 N⁺PN 晶体管的集电极（电子）电流又使 P⁺NP 晶体管导通，而后的集电极（空穴）电流又反过来维持前者的导通，这是一个正反馈过程。当正反馈的再生过程使 $\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN} \geq 1$ 时，MCT 导通，器件的导通特性近似于普通晶闸管。很明显，以晶闸管为基础的器件比任何其他器件的调制效应都要好得多，所以正向压降很低，电流密度很高。

实现 MCT 关断的关键是破坏它的擎住条件。当门极相对于阳极加正脉冲电压时，OFF-FET 导通，PNP 晶体管的发射极-基极短路，基极电流经 OFF-FET 流向阳极，使晶体管 PNP 截止，从而破坏了晶闸管的擎住条件，使 MCT 关断。

MCT 同 GTO 一样，同样存在一个可关断电流的问题。OFF-FET 通路是由它的沟道电阻 R_{FET} 所支配。对于图 2-281b 所示的 N-MCT，当可关断的阳极电流为 I_{off} 时，P⁺NP 晶体管集电极为 $\alpha_{PNP}I_{off}$ ，这个电流因 OFF-FET 导通从 MOS 管沟道流走，从而使 N⁺PN 晶体管脱离饱和而截止。可关断的电流由下式给出

$$I_{off} = 2V_j / (\alpha_{PNP} R_{FET}) \quad (2-107)$$

式中 V_j ——N⁺PN 晶体管的发射结电压；

2——修正因子。

因为 MCT 为叉指条结构， R_{FET} 很小，可关断很大的阳极电流。在室温下，MOS 门极加 20V 电压时，一般可关断 1000~2000A/cm² 的电流密度。已报道的最大可关断电流密度达到了 6000A/cm²，单个器件在室温电阻负载下可关断的最大电流为 200A。

2.9.2 MCT 的基本特性

MCT 是 MOSFET 与晶闸管的最佳组合方式之一（另一种组合即是 IGBT），因此 MCT 的静态特性主要由晶闸管部分的设计决定。另一方面，作为功率开关器件，在 MCT 的结构中起控制开关作用的 MOSFET 性能，必将影响到 MCT 的优良性能。

1. 静态正向特性

MCT 实质上是一个 MOS 门极控制的晶闸管。在静态时，其内含的 MOSFET 不起作用，MCT 相当于晶闸管，因此具有高的阻断电压和低的通态压降。图 2-283 示出几种器件的正向特性的比较。由图可知，同为反向耐压 600V 的开关器件，当通态压降为 1V 时，MCT 的电流密度是达林顿晶体管的 30 倍，MOSFET 的 100 倍。因此，对给定的通态压降，MCT 可具有最高的电流密度，而在同样的电流密度下，MCT 具有最低的通态压降。

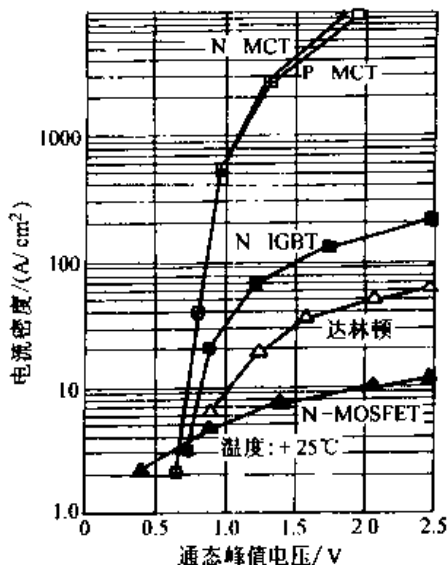


图 2-283 几种 600V 功率器件的正向特性对比

图 2-284 示出 MCT 的正向伏安特性随温度改变的情况。由图可见, 当温度由 25°C 增至 150°C 时, 对于不同的正向电流值, 通态电压都是降低的。但是, 随着电流的增加, 这个负的温度系数将逐渐减小。

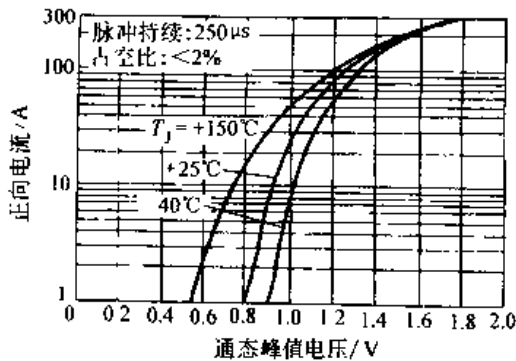


图 2-284 MCT 正向特性随温度的变化

理论上, MCT 的最低工作温度可达 100°C , 但是如图 2-284 所示, 在低温下的通态压降明显升高, 因此当温度太低时, 实际上器件已无法正常工作。温度升高时, 同其他半导体器件一样, MCT 的反向漏电流将随之增大, 大致是温度每升高 $10\sim 12^{\circ}\text{C}$, 漏电流增加一倍。因此, MCT 的实际工作温度 T_A 范围为 $-55\sim 150^{\circ}\text{C}$ 。

MCT 的正向特性类似于二极管, 在很大的电流下, 通态电压仅有一定程度的增加, 这使得它十分适合于大电流场合。MCT 又是双注入器件, 不像 IGBT 那样随着阻断电压的上升, 通态电压会相应升高, 所以在高压领域内, 它更具有优势。

2. 开关速度

MCT 的开通延迟时间和开通电流上升时间都非常快。对许多带 ON-FET 的单元, 如果不受门极驱动上升时间的限制, 开通时间约为一个基区渡越时间(数十纳秒)。在这种情况下, MCT 没有经过长而有损耗的等离子区扩展状态, 便能达到最终的通态电压, 因而基本上不存在 di/dt 的限制。

根据 MCT 的工作原理, 晶闸管 NPN 部分的关断完全取决于少子复合和发射极短路, 即无法迫使电荷抽出。因此, 未辐照过的器件, 其关断时间较长(大约在 $10\mu\text{s}$), 辐照过的器件, 其关断时间为 $1\mu\text{s}$ 数量级。

同其他双极型功率器件一样, MCT 的关断时间可用电子辐照产生复合中心来控制。作为双注入的 MCT 与单注入晶体管相比, 有一个很大的优点, 对于相同程度的电导调制, MCT 结构中的少子寿命可以短 $1/4$ (扩散长度随载流子寿命的平方根变化)。除用电子辐照外还采用质子辐照, 它的优点在于复合中心可以被放置到最有效的部位, 所以用质子辐照的器件, 其关断时间最快。

理论上, MCT 的工作温度在 $-100\sim -300^{\circ}\text{C}$ 之间, 实际工作温度在 $-55\sim +150^{\circ}\text{C}$ 之间。

3. 开关特性

MCT 由内含的 MOSFET 控制开通和关断, 开关机理与晶闸管不同。特别是在 MCT 中, 无论是开通或关断, 都是在芯片各个部分同时进行的, 不像晶闸管那样受等离子区扩展的限制。因此与晶闸管相比, MCT 具有较快的开关速度。图 2-285 示出典型的 MCT 感性开关电路及相应的开关波形。

MCT 的关断有两个过程: 先破坏晶闸管的擎住条件, 然后使器件两个基区中的过剩载流子复合。

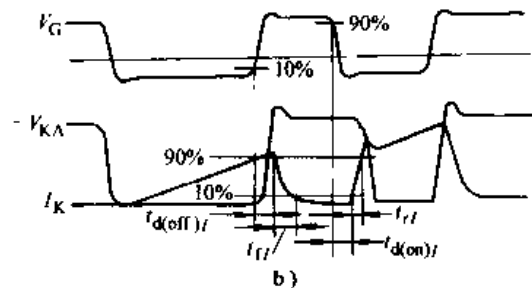
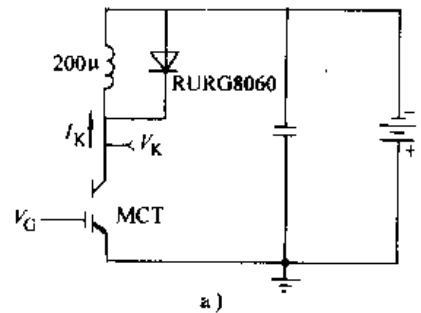


图 2-285 MCT 的开通和关断

a) 典型的感性开关电路 b) 开关波形

关断特性与阴极电流有关。图 2-286~图 2-288 分别示出关断电流延迟时间 $t_{d(off)}$ 、关断电流下降时间 t_{ff} 和关断损耗 E_{off} 与阴极电流 I_K 的关系。

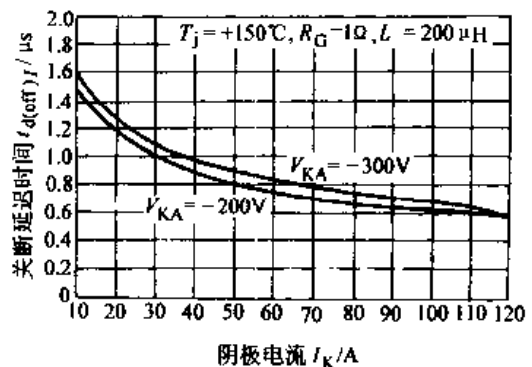


图 2-286 关断延迟时间与阴极电流的关系

关断特性还与温度有关, 如图 2-289 所示。由图可见, 当温度由 25°C 增至 130°C 时, 关断损耗 E_{off} 增加将近 40%。同时, 在较高温度下, 温度对 t_{ff} 的影响比对

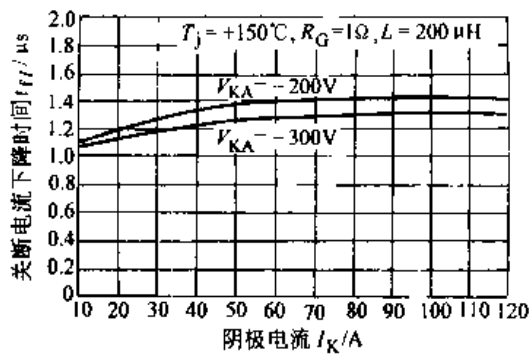


图 2-287 关断电流下降时间与阴极电流的关系

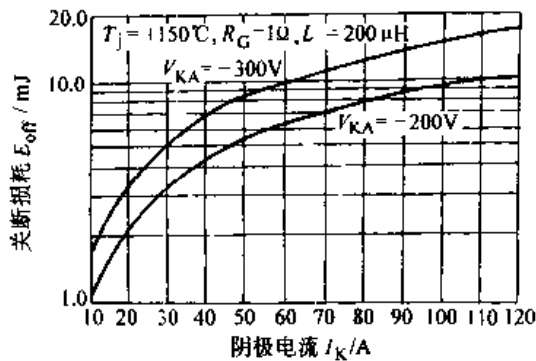


图 2-288 关断损耗与阴极电流的关系

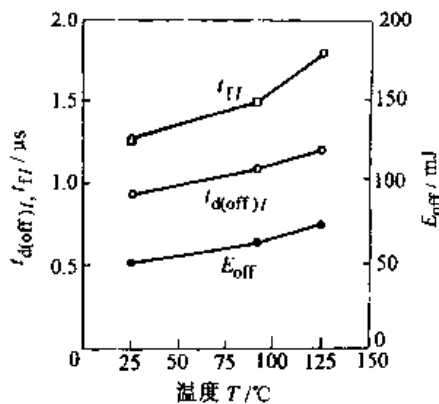


图 2-289 温度对 MCT 关断特性的影响

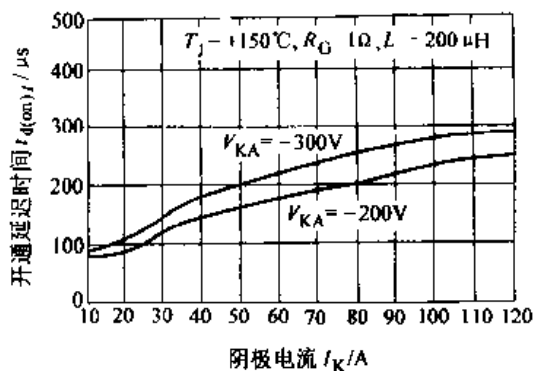


图 2-290 开通延迟时间与阴极电流的关系

$t_{d(off)}$ 的影响要大得多。

MCT 开通时的参数变化远不如关断时那样剧烈。在阴极电流上升的同时，阳-阴极间电压是在减小的，

因而可避免开通过程中同时产生峰值电流和峰值电压，并使开通损耗很小。这一点得益于 MCT 中的晶闸管结构。

开通特性也与阴极电流有关，图 2-290~图 2-292 分别示出开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 、开通电流上升时间 t_{ri} 和开通损耗 E_{on} 与阴极电流 I_K 的关系。

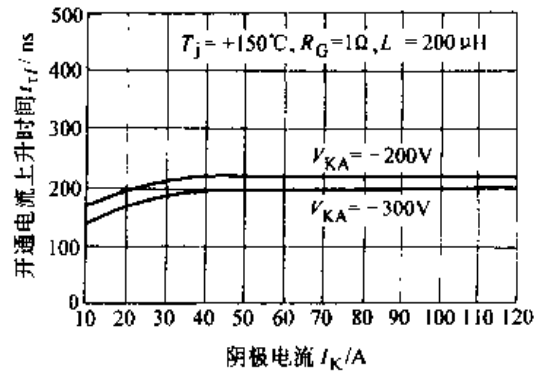


图 2-291 开通电流上升时间与阴极电流的关系

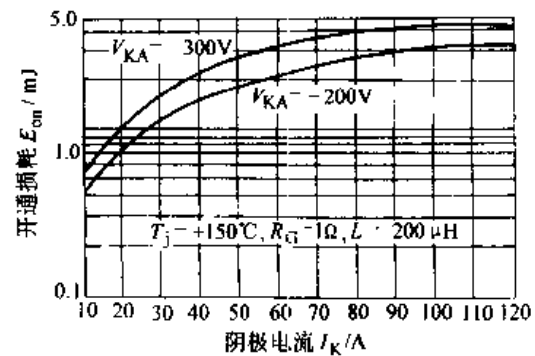


图 2-292 开通损耗与阴极电流的关系

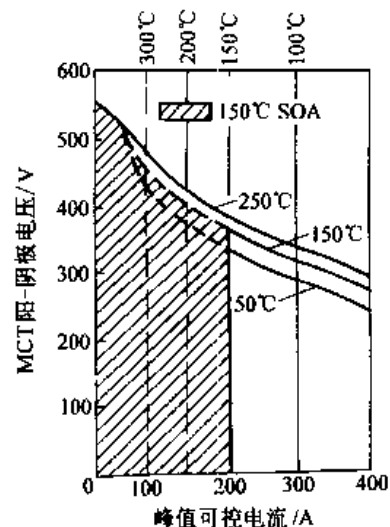


图 2-293 MCT 的安全工作区

4. MCT 的安全工作区

MCT 无正向偏置的安全工作区。图 2-293 给出了 MCT 的反向偏置安全工作区，即 MCT 关断时的电压

和电流的极限容量,这个RBSOA与结温、电流和工作频率有关。当工作电压超出RBSOA范围时,MCT可能会失效,但是当峰值可控电流超出RBSOA范围时,MCT不会像GTO那样损坏,只是不能用栅极信号关断而已。这一特性说明,MCT的短路保护比较容易。

2.9.3 MCT的主要技术参数

MCT产品说明书中的大部分额定值或参数与电力MOSFET的相同,下列额定值是与标准惯例不同的。由于MCT是新发明的器件,所以对其许多参数电力电子行业,都重新进行了定义。

1. 电压参数

(1) 断态峰值阻断电压 V_{IRM} 它是MCT允许的最大阳极电压,应用中,应选电路中MCT阳-阴极实际承受的峰值电压为该电压的 $1/2 \sim 1/3$ 。

(2) 反向峰值电压 V_{RRM} MCT没有设计成反向阻断器件,但与IGBT一样,它有足够的阻断能力,可以使用反并联二极管。

(3) 通态峰值电压 V_{TM} 是指在 150°C 时,额定峰值可控电流下的正向压降。在 25°C 时,该电压与阳极电流密度的关系如图2-283所示。

(4) 门阳极连续电压 V_{GA} 它类似于其他的MOS门器件,是门-阳极间允许的连续电压。

(5) 门阳极峰值电压 V_{GAM} 它是门-阳极间开通和关断瞬间所允许的电压过冲。

(6) 击穿电压 V_{BR} 定义为没有触发时,MCT将连续承受的电压,或采用普通吸收电路作保护时,MCT的工作电压。目前MCT的击穿电压已达到 1500V ,有效区采用厚衬底的MCT击穿电压已高达 3000V 。

2. 电流参数

(1) 反向阻断峰值电流 I_{RRM} 该电流值一般由厂家自己确定,是MCT在断态承受 V_{RRM} 时的阳极漏电流。

(2) 门阳极漏电流 I_{GAS} 在测试条件下,MCT承受门阳极电压 V_{GA} 时的门阳极漏电流。

(3) 阴极连续电流 I_C 在满足MCT功耗条件下,阴极允许通过的电流。它非常类似功率MOSFET的漏极连续电流 I_D ,使用中,应选MCT的实际工作电流为 I_C 的 $1/2 \sim 1/3$ 。

(4) 通态峰值最大电流 I_{ISM} 这是通态脉宽下所允许流过器件的最大电流。它受MCT结温和脉冲宽度的限制。

(5) 可控制峰值电流 I_{IC} 当MCT通过门极信号换流时, I_R 是器件额定关断的最大阴极电流。在特定的数据手册所列的电路中,器件的关断是保证的,这一容量适用于感性和阻性电路。关断时必须遵循图2-294的伏安负载线,企图关断比额定可控制峰值电流更大的电流可能会损坏器件。如果在等于或低于额定峰值可控制电流下进行关断,器件则可以在大于峰值可控制电流下使用。

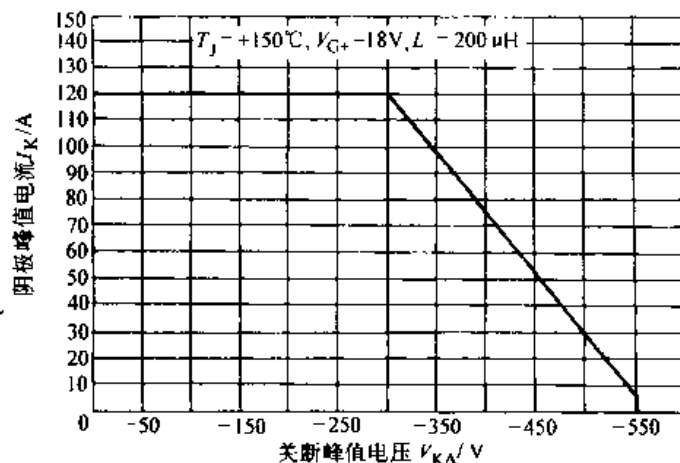


图 2-294 典型的关断容量曲线

(6) 电流容量 MCT的可关断电流自产品问世以来不断提高,目前产品的电流已达到 $50 \sim 100\text{A}$ 。提高电流的主要手段是增加芯片尺寸和采用最佳设计。 0.4cm^2 芯片(有效区)可关断 200A 电流(150°C)。

由于MCT是用DMOS工艺制造的,芯片尺寸不能无限地增大,因此更大电流的MCT要由多芯片并

联而成。一般模块采用12个并联芯片。通过OFF-FET沟道密度的几何图形可以控制电流容量。

(7) 峰值电流 I_p MCT的峰值电流是指低占空度情况下,一个电流短脉冲的最大值。

3. 时间参数

(1) 开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 从施加栅极电压 V_G 到

阴极电流 I_K 上升到 10% 之间的时间间隔。

(2) 开通电流上升时间 t_{ri} 从阴极电流 I_K 的 10% 到阴极电流 I_K 的 90% 之间的时间间隔。

(3) 开通时间 t_{on} 它为开通延迟时间与开通电流上升时间之和, 它定义为从栅极电压 V_G 的 90% 到阴极电流 I_K 上升到 90% 之间的时间间隔。

(4) 关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 从栅极电压 V_G 下降至 10% 到阴极电流下降至 90% 之间的时间间隔。

(5) 关断电流下降时间 t_{fi} 从阴极电流 I_K 的 90% 下降到 10% 所经历的时间。

(6) 关断时间 t_{off} 它为关断延迟时间与关断电流下降时间之和, 它定义为 V_G 下降至 10% 到阴极电流 I_K 下降至 10% 所经历的时间。

图 2-295 给出了上述时间的定义, 而图 2-286、图 2-287 和图 2-290、图 2-291 给出了它们分别与阴极电流的关系。

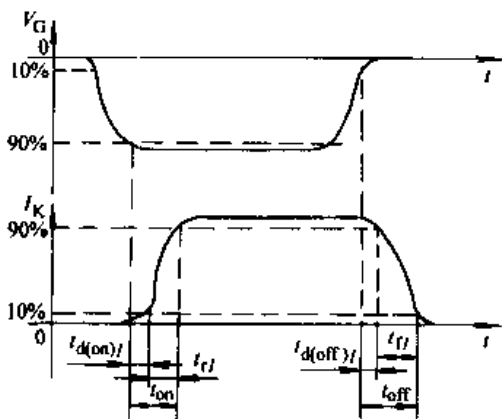


图 2-295 MCT 的时间参数

4. 开关损耗参数

(1) 开通损耗 E_{on} 从栅极电压 V_G 的 90% 处至阳阴极电压 V_{KA} 达到通态峰值电压 V_{TM} 所出现的损耗, 图 2-292 给出了该损耗与阴极电流的关系。

(2) 关断损耗 E_{off} 从栅极电压下降段的 10% 至阴极电流 I_K 到零的这段时间的损耗。图 2-288 给出了该损耗与阴极电流的关系。

5. 频率参数

典型的 MCT 工作频率曲线示出了其最高工作频率 f_{max1} 或 f_{max2} , 该数据以最大额定结温为极限。

f_{max1} 定义为

$$f_{max1} \approx 0.05 / [t_{d(on)} + t_{d(off)}] \quad (2-108)$$

延迟时间 (分母) 对 50% 的占空比而言, 占通态时间的 10%, 对除最大结温之外的应用, 器件延迟可以确定外加的频率极限条件。在轻载控制脉动时, $t_{d(off)}$ 很重要。

f_{max2} 定义为

$$f_{max2} = (P_d - P_c) / (E_{on} + E_{off}) \quad (2-109)$$

式中 P_d —— 允许的功耗;

P_c —— 通态损耗, $P_c = V_{AK} I_{AK}$, 即阳阴极电压峰值与阳极电流最大值的乘积。

$$P_d = (T_{jmax} - T_c) / R_{\theta jk} \quad (2-110)$$

式中 T_{jmax} 、 T_c —— 最高允许结温和壳温;

$R_{\theta jk}$ —— 热阻。

图 2-296 给出了不含开通损耗的 f_{max} 曲线。

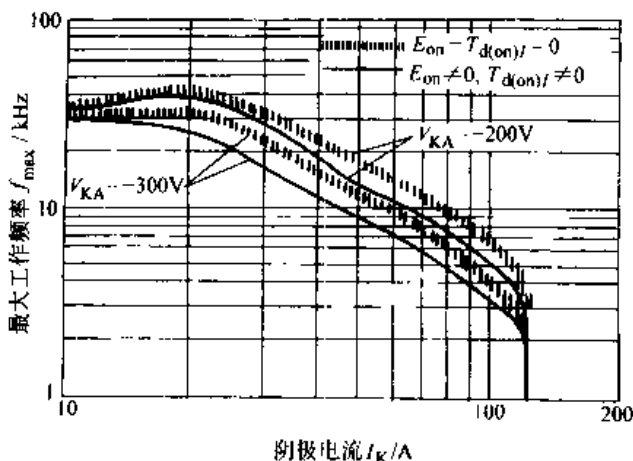


图 2-296 MCT 典型的 f_{max} 曲线

6. 电容参数

输入电容 C_{iss} , 由于 MCT 没有密勒电容, 所以没有栅极平特性, 栅极可视为电容。

7. 最大功耗 P_T

它是最大结-壳热阻和 125°C 最大结温的函数。

8. 临界电流上升率 di/dt 和临界电压上升率 dv/dt

MCT 是由无数单胞并联而成, 它相当于具有最密集交叉指状结构和密集短路点的晶闸管, 因此有很高的 di/dt 和 dv/dt 耐量, 目前 di/dt 可达 $2kA/\mu s$, dv/dt 可达 $20kV/\mu s$ 。

9. 实际 MCT 参数举例

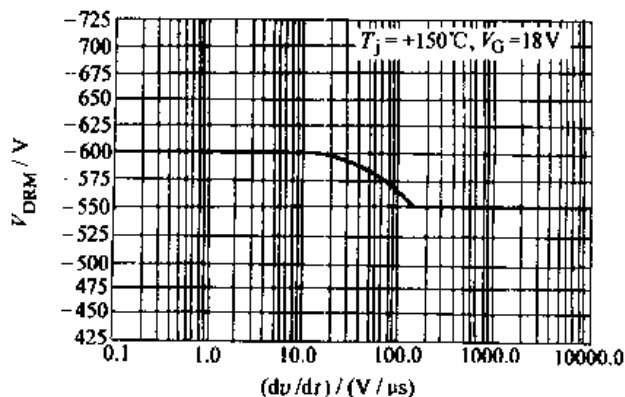


图 2-297 断态峰值阻断电压 V_{DRM} 与 dv/dt 的关系

表 2-28 示出美国 Harris 公司生产的 MCT-G35P60F1 MCT 的最大额定值。表中的断态峰值电压 V_{DRM} 为最大允许的阳-阴极间电压, 又称击穿电压。 V_{DRM} 与温度和 dv/dt 有关。当温度超过 $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, V_{DRM} 将小于额定值, 图 2-297 则示出典型的 V_{DRM} 与 dv/dt 的关系。

MCT 从设计上来说是非反向阻断器件, 因此反向峰值电压 V_{RRM} 很低, 但是可与 IGBT 一样使用反并

联一极管。

阴极非重复峰值电流 I_{ISM} 是通态脉宽下所允许的流过器件的最大电流。限制允许峰值电流和脉宽的是结温。

当 MCT 通过门极信号换流时, 额定关断的最大阴极电流称为可控制峰值电流 I_{TC} 。电路中的电流在给定的手册数据以内时, 器件的关断是有保证的。企图关断大于 I_{TC} 的电流, 有可能造成毁坏器件。

表 2-29 示出 MCTG35P60F1 的电特性参数。

表 2-28 MCTG35P60F1 的最大额定值

参 数	符 号	数 值	备 注
断态峰值电压	V_{DRM}	-600V	除非特别注明, $T_{\text{J}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$
反向峰值电压	V_{RRM}	$\pm 5\text{V}$	
阴极连续电流 $T_{\text{c}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{c}}=115\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{\text{K}25}$ $I_{\text{K}115}$	60A 35A	
阴极非重复峰值电流	I_{TSM}	800A	最大脉宽 $200\mu\text{s}$ (正弦半波) 假设 $T_{\text{J启动}}=90\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{J最后}}=T_{\text{J最大}}=150\text{ }^{\circ}\text{C}$
可控制峰值电流	I_{TC}	50A	
门-阳极电压 (连续)	V_{GA}	$\pm 20\text{V}$	
门-阳极电压 (峰值)	V_{GAM}	$\pm 25\text{V}$	
电流变化率	di/dt	$800\text{A}/\mu\text{s}$	
最大功耗	P_{T}	178W	
线性降额因子		$1.43\text{W}/^{\circ}\text{C}$	
工作和储存温度	$T_{\text{J}}, T_{\text{stg}}$	$-55\sim 150\text{ }^{\circ}\text{C}$	
最大引线焊接温度	T_{L}	$260\text{ }^{\circ}\text{C}$	

表 2-29 MCTG35P60F1 的电特性参数

参 数	符 号	测 试 条 件	数 值			单 位
			最小	典型	最大	
断态峰值电流	I_{DRM}	$V_{\text{KA}}=-600\text{V}, V_{\text{GA}}=+18\text{V}$	$T_{\text{c}}=150\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	1.5	mA
			$T_{\text{c}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	0.05	
反向峰值电流	I_{RRM}	$V_{\text{KA}}=+5\text{V}, V_{\text{GA}}=+18\text{V}$	$T_{\text{c}}=150\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	2	mA
			$T_{\text{c}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	0.05	
通态压降	V_{TM}	$I_{\text{K}}=I_{\text{K}115}, V_{\text{GA}}=-20\text{V}$	$T_{\text{c}}=150\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	1.35	V
			$T_{\text{c}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	1.4	
栅-阳极漏电流	I_{GAS}	$V_{\text{GA}}=\pm 20\text{V}$	-	-	100	nA
输入电容	C_{iss}	$V_{\text{KA}}=-20\text{V}, T_{\text{J}}=25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{\text{GA}}=+18\text{V}$	-	5	-	nF

(续)

参 数	符 号	测 试 条 件	数 值			单 位
			最小	典型	最大	
开通电流延迟时间	$t_{d(on)I}$		—	140	—	ns
开通电流上升时间	t_{rI}	$I_L=200\mu\text{H}, I_K=I_{K115}, R_G=1\Omega$ $V_{GA}=+18\text{V}, -7\text{V}$ $V_{KA}=300\text{V}$ $T_J=+125\text{C}$	—	180	—	ns
关断电流延迟时间	$t_{d(off)I}$		—	640	—	ns
关断电流下降时间	t_{fI}			1.1	1.4	μs
关断损耗	E_{off}		—	5.6	—	mJ
热 阻	$R_{\theta F}$		—	0.6	0.7	$^{\circ}\text{C/W}$

2.9.4 MCT 使用的共性问题

1. MCT 的主要优点

综上所述, MCT 的优点可归纳如下:

- (1) 电压、电流容量大, (阻断电压 3000V, 最大关断电流密度 $6000\text{A}/\text{cm}^2$);
- (2) 通态压降低, 约为 1.1V (约为 IGBT 的 1/3);
- (3) 极高的 di/dt 、 dv/dt 耐量 ($20000\text{A}/\mu\text{s}$, $2000\text{V}/\mu\text{s}$);
- (4) 开关速度快, 开关损耗小 (开通时间 200ns, 可在 $2\mu\text{s}$ 时间内关断 1000V 电压);
- (5) 对恒定的电容值, MCT 无密勒效应, 因而可大大简化栅极驱动设计, 增加了栅极驱动的可靠性;
- (6) 工作温度高 (200°C 以上);
- (7) 即使关断失效也不会损坏。

2. MCT 与其他器件的比较

(1) 开通和导通状态 在正向压降、浪涌电流和额定电流上升率 di/dt 等方面, MCT 优于其他器件。阻断电压相同的 MCT、SCR 或 GTO 都有较低的正向压降, 但与 GTO 相比, MCT 体积小; 与 SCR 相比, MCT 不需要发射极短路。

(2) 关断状态 MCT 工作电压范围很宽, 从 100V 到 10kV, 而且 MCT 可制成对称和不对称阻断方式。

当 PNP 晶体管基-射极 PN 结的充电电流通过关断 FET 的低阻抗改变方向时, MCT 的电压变化率 dv/dt 很高。

漏电流也通过 FET 换流, 这样就提供了极好的高温电压阻断能力。例如: 在实验室条件下, MCT 在 $+300^{\circ}\text{C}$ 时, 可关断 80A 的电流; 在 $+250^{\circ}\text{C}$ 时, 可经受的 dv/dt 为 $10\text{V}/\mu\text{s}$; 在 $+235^{\circ}\text{C}$ 结温时, 阻断时间为 100h, 因此 MCT 门极应加入连续的偏压。

(3) 关断 MCT 通过门极来控制关断, 而传统的 SCR 却不能通过门极控制信号来关断。由于 MCT 采用绝缘门极结构, 关断主电路电流所需的驱动能量远远小于 GTO 和 SCR。

(4) 温度范围 晶闸管结构和晶闸管承受的电压和电流远大于电力 MOSFET 或 IGBT。导通 FET 可使晶闸管自导通, 而关断 FET 在阻断和导通状态下不起作用, 仅在关断过程中, 关断 FET 导通。FET 既不传送主电路电流, 也不承受阻断电压。

根据 Harris 公司所提供的信息, 封装和温度这两方面已经有了足够可靠的数据。对于 600~1000V 的 MCT 来说, 工作温度可达 $+250^{\circ}\text{C}$; 对于 100~300V 的 MCT 来说, 工作温度可达 $+275^{\circ}\text{C}$ 。但是随着漏电流增加, MCT 终究将产生热失控。

表 2-30 给出了 MCT 与其他自关断器件的性能比较简表。表 2-31 给出了 MCT 与 IGBT 的比较简表。

图 2-298 给出了 MCT 与其他自关断器件导通特性比较的曲线。

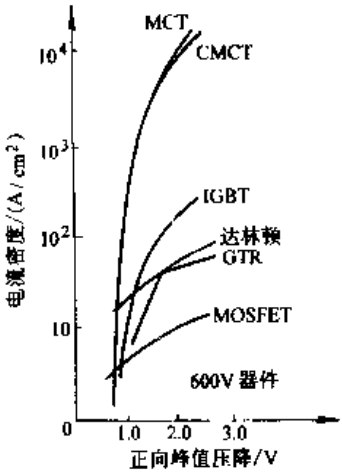


图 2-298 MCT 与其他自关断器件导通特性的比较 (MCT 为理论曲线, 其他为实验曲线)

表 2-30 功率器件的性能比较

器件种类	达林顿晶体管	GTO	MOSFET	IGBT	MCT
特性					
硅片利用率 ^②					150 ^③
连续电流密度/(A/cm ²)	80 ^④	75~150	40	130~160	200 ^③
峰值电流密度/(A/cm ²)	120 ^④	200~400	160	100	150 ^③ 200 ^④
关断功率密度/(kVA/cm ²)	60	10~15	200	120	<45 ^④
正向压降/V					
额定电流时	2.0	1.8~2.5	5~7	3.5	<1.2 ^③
10%额定电流时	1.2	1~1.5	0.5~0.7	1.8	<0.7 ^④
开关损耗 ^② /W					
导通时	1.0	0.5~2.0	<0.15	≈0.15	0.14 ^④
关断时	2.0	0.4~2.0	<0.1	≈0.15	1.2 ^③
击穿电压/V ^②	500	1200	500	500	275 ^{④③}
关断 SOA ^④	中	差	好	中	差
成本(\$/连续 kVA)	0.45	1.25	1.2	0.65	0.3

- ① 500V 器件。
 ② 无吸收回路运行。
 ③ 测量值。
 ④ 预计值。

表 2-31 MCT 与 IGBT 的性能比较

器件	IGBT	MCT
特性		
压降(100A/cm ² 下)	1.8V	1.2V
阻断电压	1200V	1200V
电流下降时间	200ns	1μs
可控制电流	1000A/cm ²	200A/cm ²
短路时间	>10μs	<2μs
反偏安全工作区(SOA)	I_{max} 为 80% I_N , 反偏电压 在反向击穿电 压 BV 以下	I_{max} 为 60% I_N , 反偏电压 在反向击穿电 压 BV 以下

3. MCT 与 IGBT 的详细比较

(1) MCT 和 IGBT 的共同点 IGBT 和 MCT 都为绝缘门极、场控开关器件,而且额定结温都为+150℃,两者都具有双极 MOS 结构,并且都适用于 600V 或更高电压的开关电源电路。在实际应用中,两者都比达林顿管具有更高的开关频率。

(2) MCT 和 IGBT、MOSFET 的不同点 在大功

率电路中,效率是极其重要的参数。在大功率电路中,影响效率的主要参数是导通和开关损耗。下面首先从这两方面比较 MCT 和 IGBT。

1) 导通压降: MCT 的一个显著特点是导通压降很低,约为 IGBT 的 1/3 至 1/2。MCT 的导通压降与二极管相似,仅在高峰值电流条件下略微有所上升。MCT 如应用于高峰值电流的电路,平均导通损耗不会有很大增加。因为 MCT 为双注入式器件(有 N 和 P 发射极),导通压降不会像 IGBT 那样,随着阻断电压额定值增高而迅速增高,只要 MOS 门极开关超过 1000V, MCT 技术将具有更大优势。

电力 MOSFET 的导通损耗是额定阻断电压的指数函数。额定电压为 600V 时,单位硅片面积上的导通压降比 MCT 的导通压降大 10 倍以上。高压 MOSFET 更适用于小功率系统中。然而,电力 MOSFET 在低压系统中的导通损耗相对低一些。

2) 开通: MCT 导通由门极信号所驱动。和 SCR 一样,导通是由内部正反馈完成的。MCT 开通速度快、 di/dt 高、峰值电流大且开通损耗小。同时,门极导通驱动信号很强,使所有芯片中的单胞均匀承受开通损耗。

在电感开关电路中,IGBT 的开通速度较慢,以控制续流二极管的反向恢复。IGBT 可用于限制二极管

中的高峰值恢复电流,但同时开通速度和损耗也会受到影响。对于MCT来说,驱动电路不能改变导通电压降。如果需要减小整流器峰值恢复电流,在恢复电流中应加入饱和电感很小的线圈。

MOSFET的开通速度比IGBT或MCT都快。因此,应用中,MOSFET开关损耗相对于导通损耗来说可忽略不计。

3) 关断:在钳位电感开关电路中,目前IGBT的最佳开关速度比P-MCT几乎快一倍,每个周期内的开关损耗比P-MCT低一半。在三种功率器件中,电力MOSFET关断损耗最小。

4) 总损耗:从上述讨论中可以看出,器件的最低损耗决定于电路中导通与关断损耗的相对比值。

5) 关断安全工作范围(SOA):关断电感负载时,开关电路承受的电压高于负载电压。对于开关器件来说,流过满载电流时,也须承受这个电压。关断安全工作范围(SOA)是指在关断时能够承受且不导致非正常工作所容许的最高电压和电流。对于P-MCT来说,SOA是指在额定击穿电压的50%~60%之间可承受的开关电流。因为击穿电压百分率越高,开关器件承受的电流越小。开关电压高于击穿电压50%时,电容缓冲器可用于整形MCT承受的电流和电压。

IGBT比P-MCT具有较宽的关断安全工作范围。IGBT开关额定值通常为静态阻断器件额定值的80%。

6) 应用范围:通常在谐振电路、软开关电路或零电流开关电路中,整个系统的损耗最低。由于这些电路能够避免开关损耗或者能将开关器件的关断损耗减到最小值。因此,这些电路的峰值开关电流也较高,在任何频率下,MCT都适用于这些电路。例如:MCT可工作在开关频率为80kHz、10kW的逆变器电路中。在这类电路中,关断SOA不是最重要的要求。

在满载电流转换的有源电感电路,即所谓“硬开关”或PWM电路中,开关频率 $>10\text{kHz}$ 时,IGBT更适用。在这些电路中,IGBT的低开关损耗优于MCT的低导通损耗。

在PWM电路中,电感开关通常用于钳制电感电压上升到某数值,比如,直流母线电压。600V IGBT的高关断SOA电压则适用于高于300~400V的直流母线电压。P-MCT和高压器件或电容缓冲器也适用于类似的母线电压。

PWM电路中,IGBT可提供几微妙的限流保护,允许有序地短路栅极驱动电路。MCT则不能做到这一点。在谐振电路中,MCT只在下一个电流过零点和低电流点关闭电路。

脉冲放电电路可采用MCT,因为MCT在低压降时导通速度快、峰值电流大。电力MOSFET主要应用于开关频率高于50kHz的硬开关电路或开关频率高于100kHz的硬开关电路中。

4. MCT的驱动问题

MCT具有MOS门,类似于场效应晶体管(FET)和IGBT,这使其驱动较容易,对于75A、600V的MCT,MCT的栅极电容典型值为10nF。与其他MOS器件不同,MCT栅极开关期间基本上没有密勒电流,这使得栅极驱动要求得以简化。但与其他MOS器件相比,存在几个需要考虑的特殊问题。

(1) MCT栅极驱动应考虑的特殊问题

1) 栅极驱动波形

① 边界极限:MCT的额定性能要求门极波形在幅值和上升时间上满足一定的要求。图2-299示出栅极波形的边界极限,在MCT开通或关断的栅极脉冲期间,栅极波形应处于稳态极限之内。在波形变换过程中,栅极波形应在阴影所示的范围内。

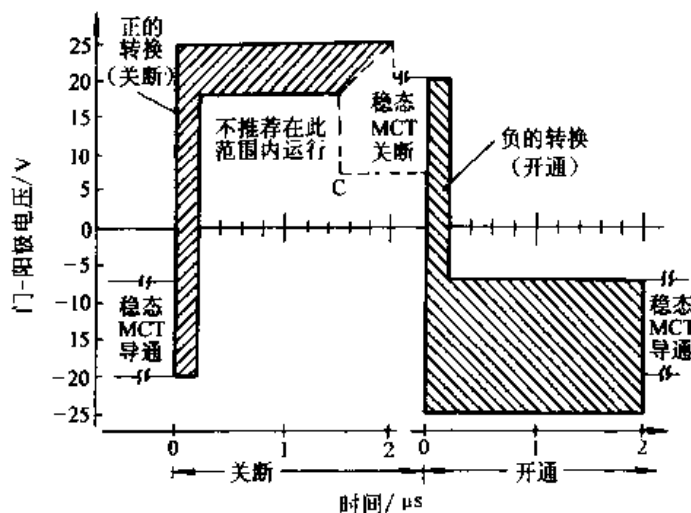


图 2-299 MCT 栅极波形的边界极限

② 负的幅值: 当相对于 MCT 的阳极加负电压时, MCT 开通, 由于 MCT 中晶闸管的内部再生作用, 一旦阳极电流超过器件的维持电流(毫安级), 器件将完全进入通态, -7V 稳态开通电压极限将保证 MCT 开通, 且有适当的延时。 -20V 稳态电压极限将保证栅极不会因过电压而损坏。

③ 电压的负变换过程: MCT 与其他 MOS 器件一个明显的区别在于, 它的栅极不能用来控制开关时间。当变换时间缩短时, 栅极位移电流将使 MCT 开始导通, 而栅极电压仍为正。边界极限允许负栅极电压有过冲。

④ 正电压幅值: 当相对于门阳极加正向电压时, MCT 关断或维持断态, 持续时间 $>1.5\mu\text{s}$ 的 18V 关断电压极限, 保证了 MCT 在 150°C 可关断额定电流。 20V 稳态极限保证了栅极不会因过电压而损坏, 允许电压过冲在 $20\sim 25\text{V}$ 范围, 但只能是瞬时偏压。

⑤ 电压的正变换过程: MCT 通过内部 FET 晶体管短路 PNP 晶体管的基-射结来实现关断。为了实现最大关断容量, 短路的 FET 必须均匀而快速地开通, 以保证所有 MCT 单胞关断相同的电流。如果栅极电压上升较慢, 电流将在单胞中重新分配, 使某些单胞中的电流达到不能关断的值, 这就要求有 200ns 正向变换的极限时间。对感性栅极电压过冲, 栅极电压允许瞬时高达 $\pm 25\text{V}$ 。

从以上分析可知, 栅极边界极限产生如下:

- 由于内部 MOSFET 的高温直流阻断能力, 限定了 $+20\text{V}$ 和 -20V 为直流电压极限。

- 持续 $1.5\mu\text{s}$ 的最小电压 $+18\text{V}$, 使电流流过内部 off-FET 时, 其阻抗很小, 从而保证了额定的关断容量。

- MCT 关断时的最小电压 $+7\text{V}$ 是 OFF-FET 阈值电压的 $2\sim 3$ 倍, 保证了器件不会因 dv/dt 或漏电流而开通。

- 200ns 上升和下降时间, 保证了所有单胞像一个整体, 否则其性能会下降。

- $+25\text{V}$ 和 -25V 瞬态峰值电压取决于器件的重复瞬态击穿电压能力, 典型值至少为 40V 。

- -7V 的最小值是 MCT 内置 ON-FET 阈值电压的几倍, 能确保良好的开通。

2) 门极驱动条件与关断电流的关系: 图 2-300 和图 2-301 示出了门极驱动条件与可关断电流之间的关系。由图可见, 在 MCT 完全关断之前, 门极驱动电压必须达到并维持在推荐值。如果降低正的最小稳态门极电压或增大正的门极电压变换时间, 则 MCT 的关断能力将降低。这些曲线没有作为器件的额定值被说

明, 是从器件样品中测出的特性, 但它代表了大部分器件的特性。实线是推荐的极限, 它可以用来估算因非理想的门极电压波形而减少的 I_{off} 容量。门极电压出现 $1.5\mu\text{s}$ 后立即是正的门极变换。如果同时增加上升时间和降低门极电压, 则必须把它与降额因子相乘, 例如: 上升时间为 $0.5\mu\text{s}$ 的 16V 门极脉冲, 可使 I_{off} 容量降低至额定值的 50% (0.6×0.83)。

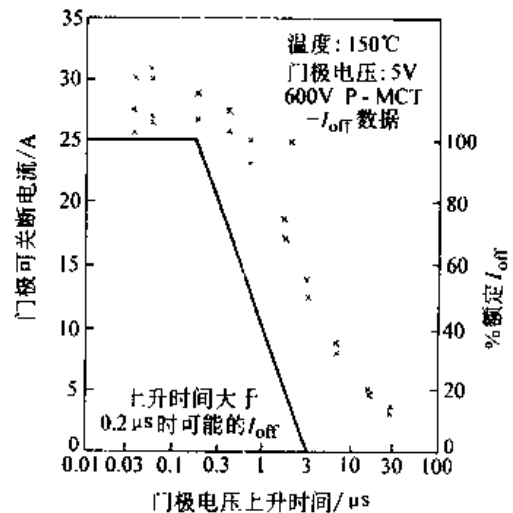


图 2-300 I_{off} 与门极电压上升时间的关系

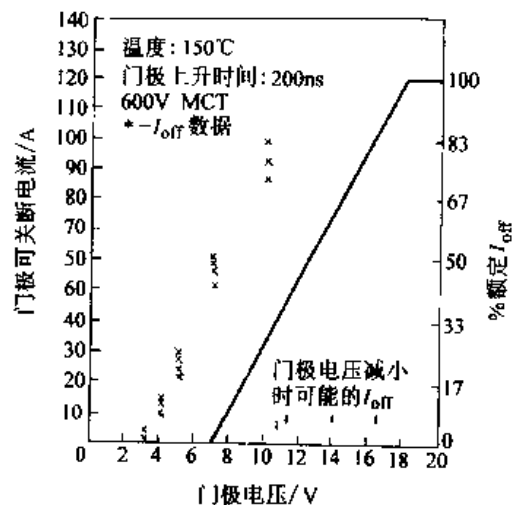


图 2-301 I_{off} 与门极电压的关系

3) 对门极驱动电路的要求

① 门极驱动电路可提供的门极驱动电压高达 $\pm 20\text{V}$ 。

② 门极驱动电路提供的门极驱动电压的上升、下降时间应 $< 200\mu\text{s}$ 。

③ 门极驱动电路提供的门极驱动电流峰值 $\geq 2\text{A}$ 。

④ 门极驱动电路元件的选取要考虑电流与高频特点, 要充分考虑到直流损耗及合理布线, 以防高频对分布参数的敏感性。

⑤ 为保证主电路中多个 MCT 同时工作, 考虑

到各 MCT 门极电位的不同, 门极驱动电路应有光或磁隔离措施:

⑥ 门极驱动电路要阻性连接至 MCT 阳极。

⑦ 门极驱动电路与 MCT 之间的连线要尽可能的短, 并采用双绞线或同轴电缆屏蔽线。

⑧ 门极驱动电路应简单, 抗干扰性强。

(2) MCT 门极驱动器实例 以下电路示出了几种驱动 MCT 的不同方法, 事实上, 所要求的 MCT 门极峰-峰电压超过了 FET 的驱动要求, 使直接选用商品化 IC 驱动 MCT 的可能性变小。每个驱动电路都从变压器的二次侧 (通常为高频) 获得电流, 整流后提供隔离的直流电源, 开关信号通常经光耦合器耦合, 由隔离的直流电压经合适的分压器或齐纳二极管供电。

1) 采用双 FET 驱动器的电路: 图 2-302 示出 MCT 门极驱动电路的一种。它采用两个双 15~18V

额定 FET 驱动 IC 和分立的 FET 来产生 +20V 关断 MCT 的信号, 电源变压器的二次侧产生 $\pm 13V$ 电压, 驱动连接在变压器中线和各干线之间的两个双功率逆变器。端子 2 的输入信号是电平转换, 驱动轮流触发 FET 晶体管 VF_1 和 VF_2 的上、下功率逆变器。这些晶体管的电压容量必须超过 MCT 所要求的 26V 范围, VD_1-R_1 和 VD_2-R_1 提供不同的延迟, 以避免重叠的短路电流流过 VF_1 和 VF_2 。电阻 R_{11} 提供门极电压波形衰减, 电阻 R_1 和 R_2 使施加到 MCT 门极的电压在正、负电压之间分压。电容 C_1 、 C_2 提供母线滤波和转换 MCT 门极电容所需的峰值电流。

该电路的特点是: 电路运行允许母线电压变化; 通过减小 VF_1 和 VF_2 的 $R_{DS(on)}$, 该电路可用于驱动并联的 MCT; 所有部件有多个电源, 比驱动单个 MCT 电路相对较复杂。

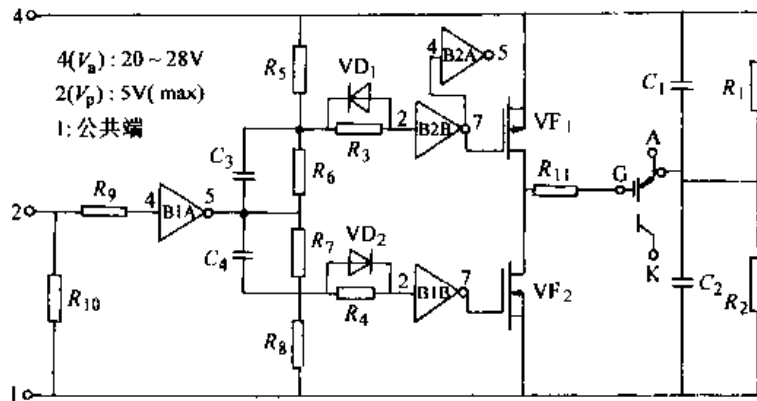


图 2-302 采用双 FET 驱动器的 MCT 栅极驱动电路

$R_1=6.7k\Omega$ $R_2=3.3k\Omega$ $R_3, R_4=3k\Omega$ $R_5\sim R_8=15k\Omega$ $R_9=100\Omega$ $R_{10}=1k\Omega$

$R_{11}=0.15\Omega$ $R_{12}=1k\Omega$ $C_1, C_2=10\mu F, 25V$ $C_3, C_4=100pF$

$VF_1, VF_2=IRFD9113R$ $V=MCT$ $B1B, B2B, B1A, B2A$ ICL7667

2) 采用功率 IC 驱动器的电路: 图 2-303 示出了门极驱动电路拓扑的另一种结构, 它采用一个额定电压为 35V 的 FET 功率驱动器来产生 MCT 门极所需的 +20V 信号。变压器和二极管产生要求的 26V 电压, 直接提供给驱动器。输入与光接收器的变化相适应, 电阻 R_1 提供门极电压波形的衰减, 电阻 R_1 、 R_2 使施加到 MCT 门极的母线电压在正、负电压之间分压, 电容 C_1 、 C_2 提供母线滤波和转换 MCT 门极电容所需的峰值电流。这一电路具有潜力, 但使用者应注意的是: 该驱动器有内部热关闭特点, 当温度超过 155°C 时, 它会自动降低输出, 使 MCT 开通, 这是不希望的。

这一驱动电路的特点是: 电路采用的元器件很少; 驱动器可提供较大的输出电流; 缺点是内部热关闭会使 MCT 开通。

3) 专用 MCT 门极驱动器: 美国 HARRIS 公司开发出一种专用集成电路 MCT 驱动器, 正在商品化。这

种 IC 将设计成含多种有用的功能, 图 2-304 示出该集成电路的简化图。它有三个主要部分: 电源电路、主 MCT 开通/关断通路和辅助比较器。电路中所有电压都以 PA 端为参考点, 该点一般与 MCT 阳极相连。

该专用驱动器可由负电源 ($-7\sim-12V$) 供电 (内部钳位于 $-12V$), 或由中间抽头电源 (P^+-PA-P^-) 或单侧电源 (P^+-P^-) 供电。当采用负电源时, 内部电荷泵使 P^+ 端升压, $-4.7V$ 参考电压可使电流降至 30mA, 直接用来驱动光接收器或其他控制电路。IC 的备用电流 $<5mA$ 。

所有控制信号经只需几毫伏输入信号的比较器再进入 IC。公用部分包括 PA 端和 $-4.7V$ 参考端, 提供几伏的噪声抑制。主开通通路控制门极输出, 该输出可驱动六个并联的 MCT 门极。开通通路包括最短开通时间和最短关断时间控制, 用户通过增加外部电容可

自行调节,当电路需要缓冲器时,这些功能还可用来提供足够的缓冲器复位时间。

该驱动器还含有欠电压停止和闭锁功能。闭锁是

通过 L 设置的,复位则是通过 R 设置的。利用这些输入,用户可实现过电流或过温自锁功能,引脚 M_{on} 及 M_{off} 分别用来设置最小开通时间和最小关断时间。

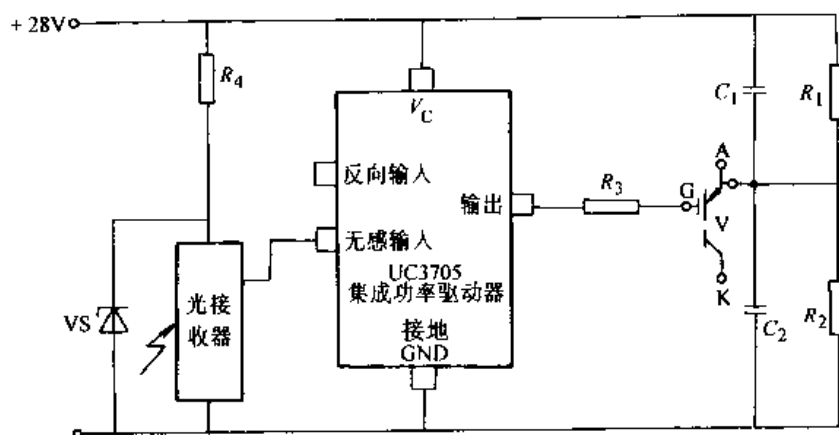


图 2-303 采用功率 IC 的 MCT 门极驱动电路

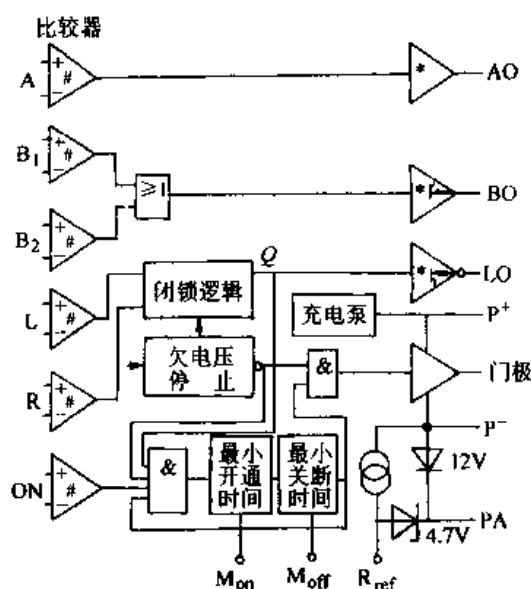


图 2-304 专用的 MCT 门极驱动器框图

该驱动器还有两个独立的比较器通路。“A”通路有一个图腾级输出,“AO”有 20mA 驱动能力,“B”通路有两个比较器输入,它们“或”在一起,驱动“BO”输出。这些独立的通道可用于检测、定时和逻辑功能。该图中用 * 表示输出幅度为 P_A 至 P^- , 用 # 表示同相范围为 $P^- (+2V)$ 至 $P^+ (+3V)$ 。

图 2-305 示出该集成电路是如何以简单的结构形式驱动 MCT 的,REF 端用来驱动光接收器,为比较器输入提供参考电压。图中的 R_1 、 R_2 使施加到 MCT 栅极的母线电压在正、负电压之间分压,电容 C_1 、 C_2 提供母线滤波和转换 MCT 门极电容所需的峰值电流。 R_3 为集成电路提供电源, R_4 提供门极电压波形的衰减。

图 2-306 示出由该 IC 驱动 MCT 时的门极电压波形,通过电源电压可调节正或负的幅值, R_1 和 R_2 使门极电压达到所需的幅值。

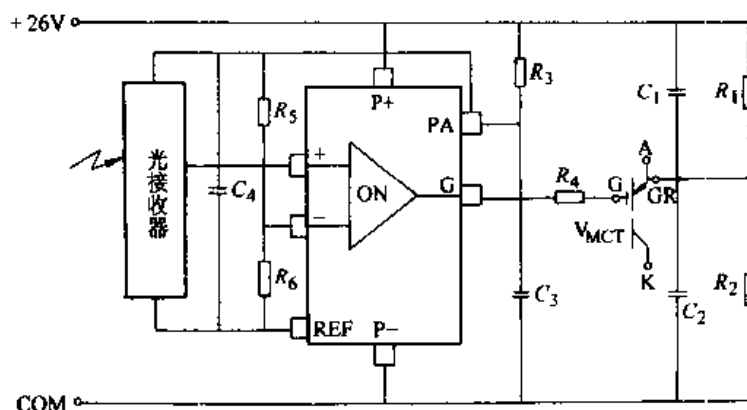


图 2-305 采用 Harris 公司驱动 IC 的 MCT 门极驱动电路

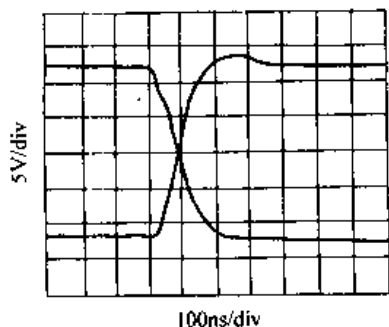


图 2-306 驱动 IC 驱动 MCT 时的输出电压
($R_1 = 2\Omega$)

2.9.5 MCT 的应用技术和发展前景

MCT 可以作为功率开关用于大电流、低通态损耗为主要目的的领域。其典型的应用是逆变器、变频器、电机驱动、脉冲电路等。

1. MCT 应用中应注意 P 型功率器件的限制

MCT 适用于 100V 或 200V 以上的线路。现在的 MCT 是 P 型器件，与 N 型器件相比，P 型器件有一个阻断电压区，固有增益较高，SOA 值较低。

制作 P 型 MCT 的原因在于：如果关断 FET 是 N 沟道器件，那么可关断的电流密度将提高 2~3 倍。为了使峰值关断容量与 MCT 较高的有效值电流额定值一致，一般选用 N 沟道关断 FET 的 MCT，而不是 N 型 MCT。在 N 型 MCT 中，SOA 要高 30%，开关损耗可降低 2 倍。

这样选择仍然可保持较低的正向电压降、较高的 di/dt 和 dv/dt 、较高的电压和工作温度，当然也失去了一些优点，尤其是高频硬开关电路中，SOA 和开关损耗将达到临界值。如在 P 型 MCT 中加一个缓冲器，则成本将增高。

(1) P 型 MCT 的适用范围 在导通损耗起支配作用的任何电路中，采用 P 型 MCT，损耗将减少一半，且有效硅面积也会减小一半，这样就可选用更小的器件，从而得到更高的效率。MOS 门极控制这一优点。在代替 GTO 或 BJT 时得到了充分发挥，甚至在硬开关电路中，频率为几千赫或更低时，选用 P 型 MCT 仍是较好的选择。尽管可能需要某种缓冲电路，使 P 型 MCT 保持在它的关断 SOA 范围内，但在大多数情况下，由于 MCT 具有较高 di/dt 值和良好的强导通能力，我们可用一个电容器作为缓冲器，这样就能降低缓冲器的成本。

(2) P 型 MCT 不适用的范围 从器件额定值可看出，P 型 MCT 的 SOA 额定值为器件击穿电压的一半，而不是等于 N 型功率器件击穿电压的 80%。如果线路需要超过 SOA 范围的强转换电感关断，而且用缓

冲器效果也不明显时，就不能用 P 型 MCT。如果开关损耗等于导通损耗时，也不能用 P 型 MCT。例如：如用第一代 P 型 MCT 代替导通损耗为 30W、开关损耗为 30W 的 IGBT，那么 P 型 MCT 的导通损耗低于 25W，但开关损耗几乎为 60W。加入适当的缓冲器将使开关损耗降低，所用的 MCT 体积也只有 IGBT 的一半，但 P 型 MCT 并不适合该电路。

2. MCT 作为硬开关运行时应注意的特殊问题

(1) 关断应力 在硬开关电路应用中，当开关时 MCT 同时承受电压和电流，因而产生大的瞬时功耗。许多功率变换电路以这种方式工作，图 2-307 示出在 MCT 上产生硬开关应力的电路，并把它作为讨论硬开关工作的基础。该电路工作在很低的占空比下，使 MCT 由低功率电源处获得高达额定电压和电流的应力。MCT 被模拟加热（热板）以模拟自发热情况。

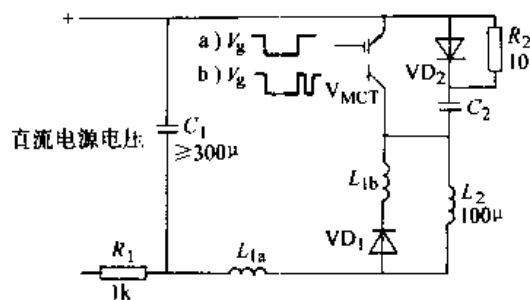


图 2-307 MCT 硬开关电路

图 2-307 中的 MCT 开关来自低阻抗电流的感性电流脉冲，电容 C_1 是直流电源电容，应足够大，以提供 $<5\%$ 压降的电流脉冲，实际上，它可以用一个与低阻抗多层陶瓷电容相并联的电解电容来实现。电感 L_{1a} 、 L_{1b} 是连接 C_1 、 VD_1 和 V_{MCT} 电路环的杂散电感，电感 L_2 是脉冲期间限制电流的主要负载阻抗。二极管 VD_1 使 MCT 的电压钳位在电源母线，并在 MCT 不导通时为电流流过 L_2 提供通路。 R_2 、 VD_2 、 C_2 构成缓冲器，在某些运行条件下，需用它来控制 MCT 的过冲电压或保持 $I-V$ 开关轨迹在允许的 SOA 范围内。

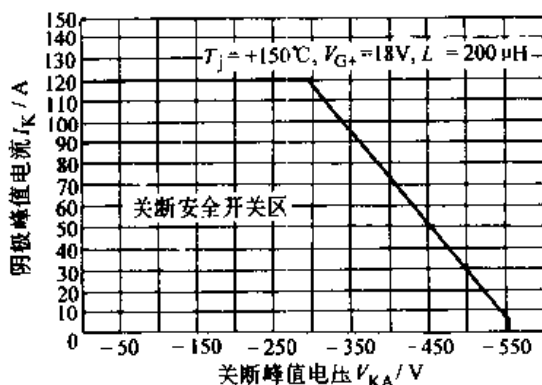


图 2-308 关断容量与阳-阴极电压的关系

测试 I_{off} 时, MCT 门极采用图 2-307 波形 a, 当 MCT 门极开通时, 电流经电感 L_2 达到设计的峰值电流。选择开通时间和负载阻抗, 使电流在 $50\mu s$ 时间内达到设计的电流。当 MCT 门极关断时, 流过 MCT 的电流维持恒定而电压增加, 直到二极管 VD_1 开通, 使阴极电压钳位在负的母线电压。在这一瞬间, MCT 承受高的峰值功耗。当负载电流给 MCT 的等效电容 ($\sim 30nF$) 充电时, MCT 中的电压迅速上升, 典型值

为 $1000V/\mu s$ 。

当开关关断时, MCT 电压、电流的瞬时值必须在 SOA 范围内, 如图 2-308 所示。这一曲线的最大电流极限是 MCT 所能关断的最大电流, 它取决于内部 OFF-FET 的电阻, 而负的斜线极限是 MCT 的 SOA 极限。在开关关断、电压快速瞬变时, 杂散电感 L_1 使 MCT 电压瞬时超过电源电压。对于小的杂散电感, 过电压完全可以由 MCT 的电容来限制。对于大的杂散电感, 必须采用缓

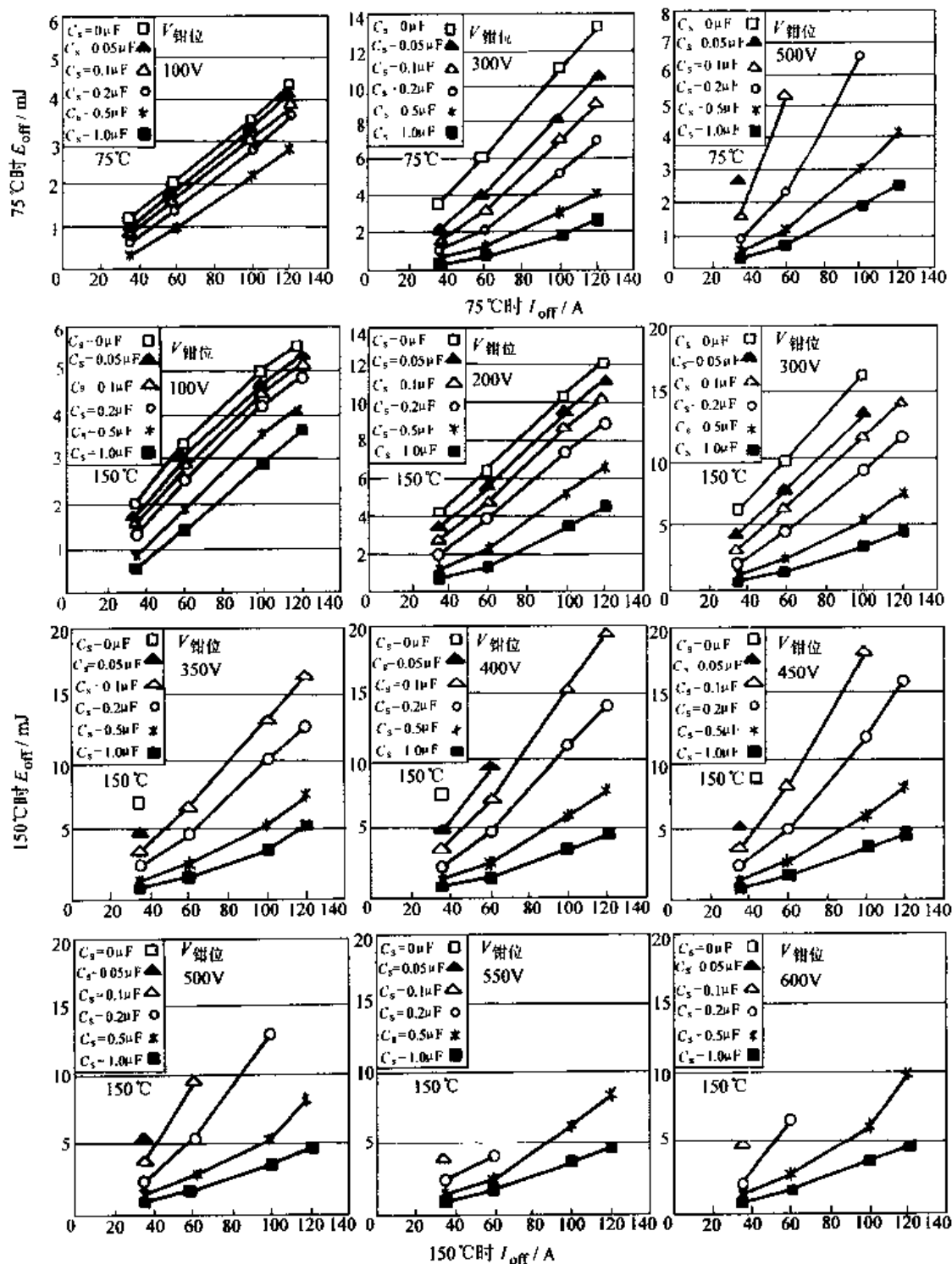


图 2-309 感性负载关断能量与缓冲器容量、电流的关系

冲网络(如 C_2 、 VD_2 、 R_2) 来限制过电压。

第一代 300V P-MCT 最初产品的 SOA 是 50% 的击穿电压, 因为当初 MCT 下面的晶体管是宽基区 P 型的, 由于较多的少子, 晶体管使 P-MCT 比其对应的 N-FET 或 N-IGBT 具有更慢、更小的 SOA。即使第二代改进型 400V P-MCT, 其 SOA 也只是额定击穿电压的 66%。

MCT 的关断损耗与器件的电流、峰值电压、结温有关。在功率电路应用中, 必须加一个缓冲电容, 使 MCT 的 $I-V$ 开关轨迹在 SOA 范围内。此外, 缓冲电容也可用来减小过电压。图 2-309 示出 75°C 和 150°C 最大结温下 75P60 型 600V P-MCT 的典型开关损耗。这些曲线涉及峰值电压、缓冲电容值和电流, 可估算使用条件下的开关损耗。终端为 120A 的这些曲线受 MCT 最大关断能力的限制, 终端 <120A 的曲线处于或接近 MCT 的 SOA 极限。

同一器件的开通延迟和关断延迟与阴极电流的关系可分别参见图 2-290 和图 2-286。同一器件的开通上升时间和关断下降时间与阴极电流的关系可分别参见图 2-291 和图 2-287。

值得指出的是, 第二代 MCT 的优点是显著的, 由于 SOA 增至 400V 以上, 使 MCT 在硬开关高频电路中的应用更具吸引力。另外, 在减小正向压降的同时, 还实现了关断时间的减小。

(2) 开通应力 在硬开关情况下, MCT 由高阻断电压转入开通。采用图 2-307 波形 b 时, 将出现这种情况, 开始开通时试验电流首先产生于电感, 经 $5\mu s$ 关断周期 (MCT 完全恢复阻断), MCT 门极再一次开通。在这第二个开通过程中, MCT 可承受高的 dV/dt , 而导通二极管恢复阻断电压。 $5\mu s$ 开通时间, 使 MCT 在最后关断变换出现之前完全开通。这些开关条件在许多逆变器/变流器电路中经常出现。

杂散电感 L_t 的存在, 使 MCT 在电流传递过程中电压下降, 减小了二极管恢复电流的峰值。但这与减小杂散电感, 以限制过电压和开关损耗的要求相矛盾。实际上, 过电压是更重要的限制因素, 因此减小杂散电感是设计的目标。采用快恢复二极管, MCT 的开通损耗较小。图 2-292 示出 200V 和 300V MCT 典型的开通损耗与阴极电流的关系。在二极管恢复期间, MCT 的电流可达几百安, 这在 MCT 的浪涌能力范围之内。当开通 di/dt 达 $6000 \sim 8000 A/\mu s$ 时, 发现器件毁坏。

3. MCT 作为软开关运行时应注意的特殊问题

软开关和谐振电路是减小开关损耗功率器件应力和提高工作频率的一种方法而被越来越多地采用。软开关出现在开关过程中器件接近零电流或零电压时。

限制功率开关上应力的电路拓扑有多种, 在这些拓扑中, 功率开关通常作为 LC 网络的一部分被连接, 并以两种不同方式中的一种运行: 功率开关与电感串联运行或功率开关与电容并联运行。电路使 MCT 产生一个软开关应力, 这种电路可用来测量单个的 MCT 和 MCT 模块。要指出的是: 对于高的 di/dt 和小的谐振电容, MCT 具有适度的关断电压“尖峰”。

(1) 并联电容 在图 2-310 电路中, 电容 C_1 与 V_{MCT1} 并联。开关过程中, 当电容电压接近零时, V_{MCT1} 产生软开关。由于在 MCT 能够开通之前需要少量的电荷流入 MCT, 所以理想的软开关开通被退化。这使 MCT 在开通前有一个电压尖峰。图 2-311 曲线可用来估算这一开通尖峰电压的值, 该图示出开通尖峰电压与流入电容和 MCT 并联组合的 di/dt 的关系。这些曲线表明: 开关频率由 1kHz 提高到 100kHz 时, 开通尖峰电压由几伏上升至几十伏。

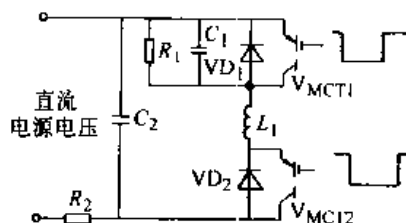


图 2-310 MCT 在软开关电路中的应用

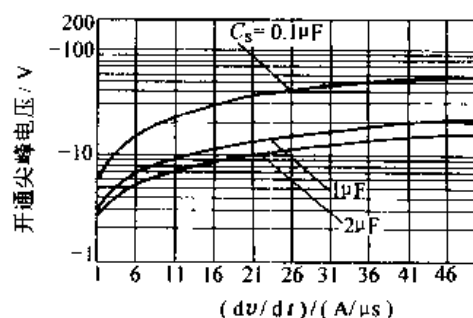


图 2-311 MCT 的开通尖峰电压与 di/dt 的关系 ($T_j = +25^\circ C$)

当 MCT 开通时, 电容放电, 产生一个功耗。图 2-312 示出 MCT 开通损耗 E_{on} 与流入并联连接电容和 MCT 中的 di/dt 电流的关系。MCT 的这一损耗来自两方面: 电容达到峰值电压前流过 MCT 的电流和电容放电。

在开关过程中, 并联电容旁路了 MCT, 使得电路电流由 MCT 流入电容, 其结果是 MCT 的开关损耗被减小。采用图 2-309 的 $E_{off}-I_{off}$ 曲线可以估算同样电容下 MCT 的关断损耗上限。

(2) 电感串联 在图 2-310 中, V_{MCT2} 与电感 L_1 串联。在开关过程中, 当电感电流接近为零时, 出现软开

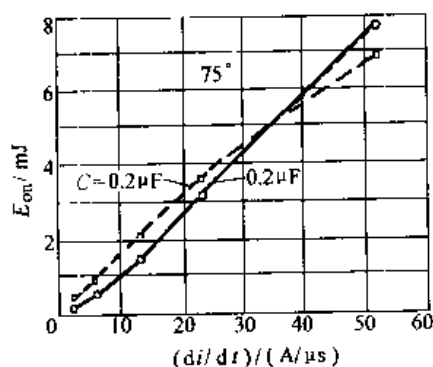


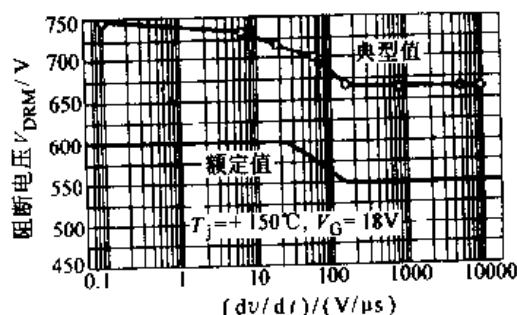
图 2-312 MCT 的开通损耗

 E_{on} 与 di/dt 的关系

关。如果电感大于几毫亨,则电流上升将限制在几安,使开通损耗很小。

在电路运行过程中,电感 L_1 和电容 C_1 使电流流过 VD_2 ,当 VD_2 导通出现振荡时, V_{MCT2} 被关断。当电流反向时, VD_2 和 V_{MCT2} 阻断。如果二极管 VD_2 的导通时间大于 MCT 的复合时间 ($< 2\mu s$),则在 MCT 两端的电压上升过程中,仅有位移电流流动,因而使开关损耗很小。如果 VD_2 的导通时间 $< 2\mu s$,则在 MCT 上出现正向电压时, MCT 不能完全恢复。在复合的剩余过程中,将有拖尾电流流动,产生小至中等的开关损耗。此外,由于 MCT 没有完全恢复,开通电压尖峰将减小。

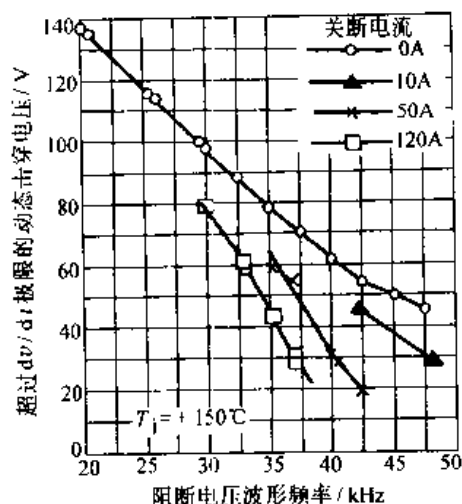
(3) MCT 的动态阻断电压 P-MCT 的断态直流阻断电压因器件内部存在载流子而降低。当 MCT 阻断电压时,可能由于①关断复合拖尾过程中剩余的未复合载流子;② dv/dt 产生的位移电流;③热再生电流而存在载流子,使 MCT 不会很快阻断,导致阻断电压降低。图 2-313 示出 150°C 时 75P60 产品典型的 dv/dt 与额定阻断电压的关系。如果阻断电压轨迹变化不剧烈,如正弦波或按指数式,则增加一些阻断电压修正是合适的。对于软开关, dv/dt 基本上是正弦波 (见图 2-313)。

图 2-313 阻断电压与 dv/dt 的关系

在某些电路中, MCT 与谐振电容并联连接。当 MCT 关断时,其两端的电压将明显地增大。可以认为:由于在电压峰值时, dv/dt 过零,故 MCT 的峰值电压可以安全地达到直流阻断电压。但是,由于内部载流子有一定的寿命,因此电压阻断能力与关断电流、正弦脉

冲宽度有关。图 2-314 曲线表明:对于下降的谐振频率,阻断电压增加超过图 2-313 高 dv/dt 极限。这里关断电流的范围选择在 0~120A 之间。

在图 2-314 中,工作于 150°C 结温的 MCT,阻断电压由高频时的 550V 上升至 15kHz 时的 600V 和 20kHz 的 685V。另一极端情况下(关断 120A 之后),同一 MCT 在高频时仍具有 550V 阻断电压,而在 34kHz 时具有 600V 阻断电压,在 20kHz 时具有 670V 阻断电压。

图 2-314 75P60 600V P-MCT 阻断电压超过高 dv/dt 极限

4. 直流电路断路器中的正确使用

固态直流电路断路器也是 MCT 的一个应用区域。在这一应用中,主要利用 MCT 的浪涌能力和快恢复特性,而且采用普通的 MCT 门极驱动 IC 可以实现控制逻辑电路。在这一应用中,采用了 Harris 公司刚刚开发的 N-MCT,这些 N-MCT 仅有 10~20A 的门极 I_{off} 能力。

电路断路器在承受负载电流的同时,必须能瞬时传递 10~20 倍的额定电流,图 2-315 示出直流紧急跳闸断路器。 V_{MCT1} 传导负载电流, V_{MCT2} 、电容 C_1 和电感 L_1 构成换流电路, C_1 由隔离电源维持充电。当负载支路电流过大时,辅助的 V_{MCT2} 触发开通,换流电流从 C_1 流过 L_1 、 VD_1 和 V_{MCT2} 。当二极管 VD_1 导通时, V_{MCT1} 是反向偏置关断的。随着换流电流下降, V_{MCT1} 两端的电压上升,直到无功负载能量转换至变阻器。采用这一电路结构, MCT 可传导其高达热额定值 (75A) 的稳态电流,可中断高达 1000A 的故障电流。由于 MCT 可在几微秒时间内恢复,所以换流电流脉冲可以很短,使换流电容值为最小。辅助的 V_{MCT2} 可关断 1700A 峰值换流电流脉冲。两个 MCT 在反偏或传导极低的电流时总是处于关断状态。

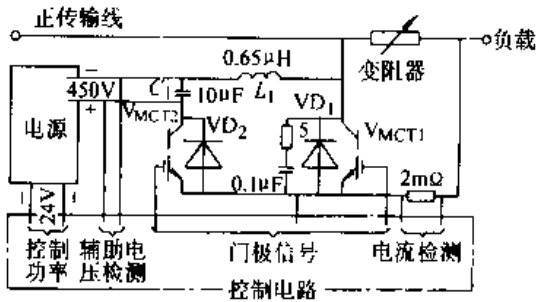


图 2-315 直流紧急跳闸断路器

图 2-316 是控制电路框图，三个信号（故障电流、关闭指令、换流电压）送至主 V_{MCT1} 和 V_{MCT2} 的门极。三个 LED 指示器提供状态显示，所有的电路控制功能都由两个 MCT 驱动 IC 来完成。

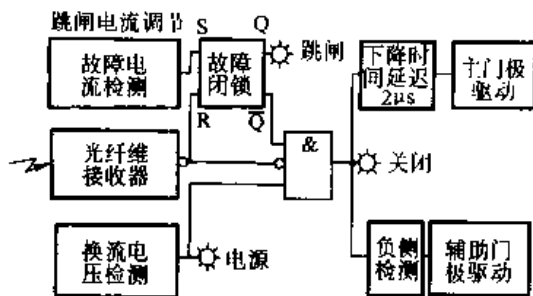
图 2-316 直流紧急跳闸
断路器的控制电路框图

图 2-317 示出感性负载时断路器的工作波形，当断路器关闭时，其压降约为 1.5V，电流呈线性增加，当负载电流达到 800A 时，换流电路起动，产生 1700A 的换流脉冲，主 V_{MCT1} 在 2.5μs 延迟后关断。当换流电流小于负载电流时，主 MCT 阻断电压，由于感性能量传递至变阻器钳位电路，负载电流变小。

5. 交流开关电路中的使用方法

MCT 的额定反向阻断电压是 5V，因此必须采用一个串联连接的二极管来提供反向阻断电压。图 2-318 示出两个 MCT 和两个二极管如何形成交流开关的功能。在这一电路中用一个驱动电路来驱动两个 MCT，如想检测流过开关的电流，则电阻 R_1 可提供整

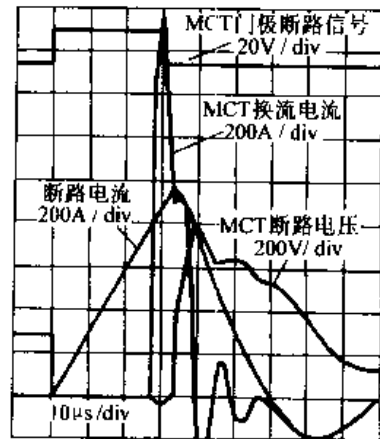
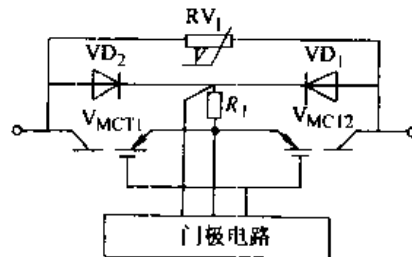
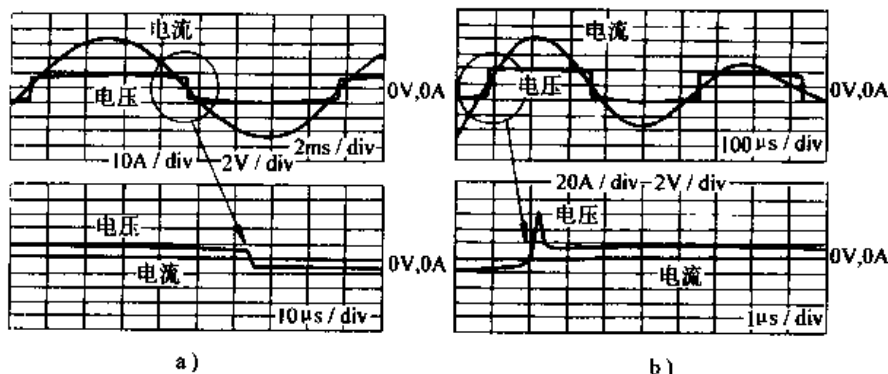


图 2-317 感性负载时断路器的工作波形

图 2-318 采用两个 MCT 构成的交流开关
电流信号，用来显示与/或控制开关。

在大部分电路中，被开关的负载是感性的，所以需要缓冲器来控制 MCT 关断时所产生的过冲电压。如果在电流为零时关断 MCT，则可以不要缓冲器。如前所述，当开关开通电流过零时，开关两端有一个开通瞬态电压尖峰。图 2-319 波形示出了在两种不同的 di/dt 值下，电流过零时的开通瞬变，当开关用于开关低频电流（如 60Hz）时，开通瞬变电压很小，几乎没有什么影响。

当开关与功率因数不是 1 的负载一起使用时，可能会出现浪涌电流。图 2-320 示出功率因数超前的负载开关时的波形。当在电压过零时关闭（见图 a 波形）则不出现瞬变，但是如果在周期中关闭（见图 b 波形），则出现较大的浪涌电流。因此，可以采用检测，在电压过零时关闭开关，以消除功率因数超前电流；在电流过零时打开开关，以消除功率因数滞后电压瞬变。

图 2-319 di/dt 对开通电压的影响

a) 零电压开通时的开关电压和电流 b) 在 27% 高 di/dt 下的尖峰电压

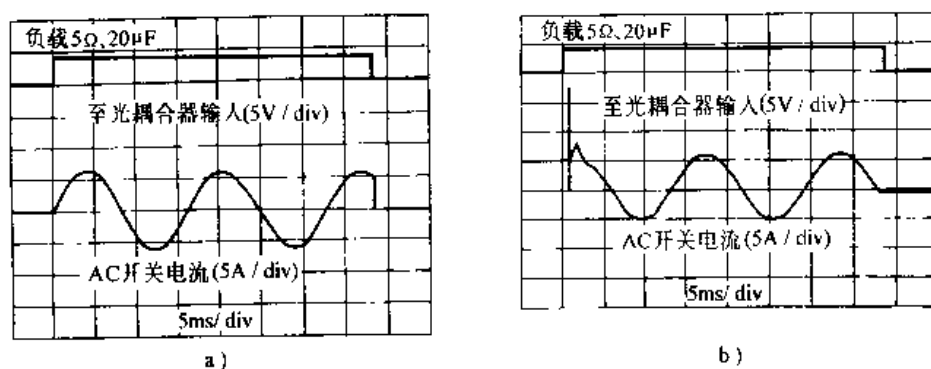


图 2-320 MCT 交流开关/断路器波形

a) 在过零时截止, 在接近中心周期时开通 b) 在中心周期时截止, 在接近零时开通

当开关是电路断路器的一部分时, 可以在电压过零时关闭开关。但是控制电路必须能使正常的负载浪涌电流流过, 而不跳闸。当检测到故障电流时, 开关可迅速打开, 限制故障电流, 但要求开关具有 I_{off} 能力和吸收感性能量的能力。如果故障电流没有超过开关的额定浪涌电流, 则可以延迟中断至电流过零, 使所需的 I_{off} 容量和吸收感性能量降为最低。

6. P-MCT 和 N-MCT 构成的互补电路

图 2-321 示出用一个 P-MCT 和一个 N-MCT 组成的交流开关电路。电阻 R_1 用来给栅极驱动电路提供电流信号, 变阻器 RV_1 用来限制瞬态电压。

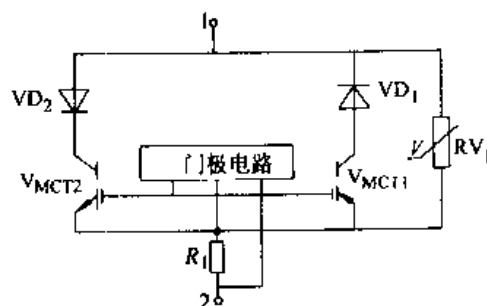


图 2-321 采用 P-MCT 和 N-MCT 组成的交流开关

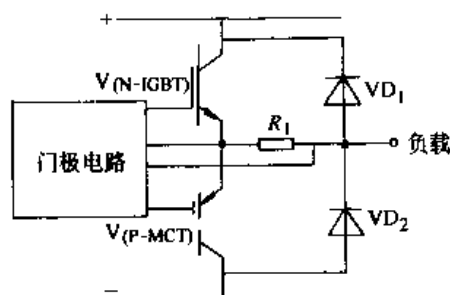


图 2-322 采用 P-MCT 和 N-IGBT 组成的直流桥臂

图 2-322 是采用 P-MCT 和 N-IGBT 组成的直流桥臂。这种结合使每个桥臂可以采用独立的栅极电路和电源。栅极电路必需提供合适的栅极延迟, 避免短路

电流流过两个功率器件。电阻 R_1 为栅极电路提供电流信号。

7. 其他应用信息

除了以上介绍的应用之外, 西屋公司采用 MCT 开发出 10kW 高频串联/并联谐振 DC-DC 变流器, 并完成了可靠运行。美国军用电子技术和器件实验室采用 MCT 开发出 10kW (空气冷却) 至 100kW (液体冷却) 高频电容电源, 它接收中等直流电压, 并将其转换成 20~30kW, 用于电子枪电容堆充电。据报道, 采用 MCT 制成的 PWM 逆变器, 其功率耗散仅为 GTR 或 IGBT 的 56%。总之, 由于 MCT 至今工艺与材料还存在技术难题, 其价格较贵, 虽然很多公司放弃了对其的研究, 但可以肯定, 随着电力半导体制造工艺技术的进步, MCT 应用的全面展开及大批量实用化总有一天会成为现实。

8. MCT 的发展前景

10 年前, 人们寄予厚望的 MCT (MOS 控制晶闸管), 不仅被日本、欧洲 (尤里卡计划项目) 公司先后放弃了, 而且发明并坚持了 7 年研制、7 年中试、又经 4 年努力, 累计长达 18 年的美国 Harris 公司也宣布停止对这项产品的进一步投资。MCT 是在 GTO 制造基础上, 在其门-阴极结上制造一组 MOSFET 来解决关断 GTO 时需要极大的负脉冲电流带来的困难, 这种复杂结构要求复杂工艺的兼容集成, 成品率不高而成本缺乏竞争力, 加上这种器件目前难以达到当年期望的 2500A、4500V 水平, 似乎 MCT 应退出历史舞台了; 但可以预计, 随着半导体工艺技术的进一步发展及新材料的出现, MCT 将会有很大的发展。

目前, 不对称 MCT 电压额定值为 200~1600V, 最近也可提供更高电压的 MCT, 它将适用于目前常用的 SCR 和 GTO 电路。

P-MCT 也将在 SOA 和关断时间方面改善开关能力。N-IGBT 也将提高速度, 减少关断损耗, 并尽量克服 SOA 硬转换的缺点。

N-MCT 的峰值关断电流为 P-MCT 的一半。P-MCT 和 N-MCT 都将采用更密集的关断 FET 沟道来提高它的处理能力。

也像其他内含 FET 的器件一样,大电流开关将以模块形式生产,模块内通常包含二极管,有些模块内还包含一些智能器件。

2.10 快恢复二极管 (FSR)^[2-9]

在电力电子设备中,快恢复二极管具有不可缺少及其他器件替代不了的作用,它们常用在电压型交流设备如电压型变频调速、开关电源、DC/DC 变换电源等电力电子设备中的续流回路,高频整流电路及全控型电力电子器件的缓冲电路中,至今快恢复二极管的性能及作用已越来越受到从事电力电子设备设计、开发的研究人员及技术人员的重视。

2.10.1 FSR 的基本结构和工作原理

快恢复二极管的基本结构与普通二极管完全相同,它是一个两层 PN 器件,其电路图形符号如图 2-323 所示。它的工作原理可以简述为:当在 PN 结两端施加正向电压并大于某个值时导通,当在 PN 结两端加反向电压时关断。至今快恢复二极管的图形符号还仍然与普通二极管相同。

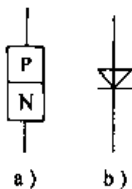


图 2-323 快恢复二极管的结构及图形符号
a) 基本结构 b) 图形符号

2.10.2 FSR 的开关特性

1. 开通特性

快恢复二极管的开通有一个过程,开通初期出现较高的瞬态压降,经过一定时间后才能处于稳定状态,并具有很小的管压降。这就是说,快恢复二极管开通初期不能立即响应正向电流的变化,图 2-324 给出了快恢复二极管开通特性的曲线。图 2-324a 所示为管压降随时间变化的曲线,其中 V_{fp} 为正向峰值电压, t_{fr} 为正向恢复时间。图 2-324b 所示为快恢复二极管开通电流的波形,电流上升率用 di_F/dt 表示。由图可知,正在开通的快恢复二极管具有比稳态大得多的峰值电压 V_{fp} 。

开通时快恢复二极管呈现的电感效应,除了器件

内部机理的原因之外,还与引线长度、器件封装采用的材料和外电路等因素有关。电感效应对电流的变化率最敏感,因此开通时快恢复二极管电流的上升率 di_F/dt 越大,峰值电压 V_{fp} 就越高,正向恢复时间也越长。与其他半导体器件相似,结温的增加,使开通特性变差,也即随着结温的增加,正向恢复时间 t_{fr} 和峰值电压 V_{fp} 也增加。

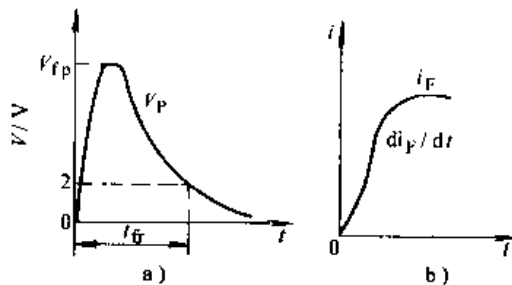


图 2-324 快恢复二极管正向开通特性

a) 管压降随时间变化曲线 b) 开通电流波形

2. 关断特性

正在导通的快恢复二极管上突然加一反向电压时,反向阻断能力的恢复需要经过一段时间。在未恢复阻断能力之前,快恢复二极管相当于短路状态,这是一个很重要的特性。全部恢复过程如图 2-325 所示。图中 I_{RM} 为最大反向恢复电流, Q_1 、 Q_2 为反向恢复电荷, t_{rr} 为反向恢复时间。这几个参数在电路设计中是最重要的参数。下面讨论反向恢复过程。

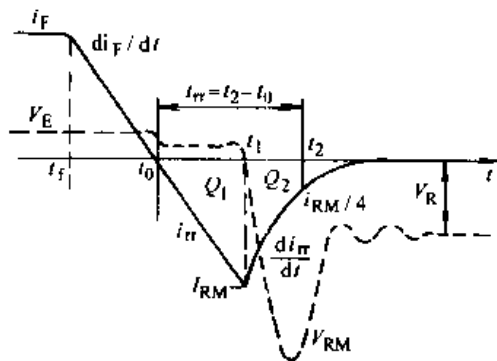


图 2-325 反向恢复过程中电流和电压波形

由图 2-325 可知,从时间 $t=t_1$ 开始,已经导通的快恢复二极管加以反向电压 V_E ,反向恢复电流 i_{rr} 开始流通,原来导通的正向电流 I_F 以 di_F/dt 的速率减小。这个电流变化率由反向电压和开关电路中的电感决定,即有

$$di_F/dt = -V_E/L \quad (2-111)$$

当 $t=t_0$ 时,快恢复二极管中的电流等于零。在这之前快恢复二极管处于正偏置,电流为正向电流。在 t_0 时刻后,正向压降稍有下降,但仍为正偏置,电流开始反向。

在 $t=t_1$ 时刻,电荷 Q_1 已被抽走,反向电流已达最

大值 I_{RM} , 快恢复二极管开始恢复阻断能力。在这一时刻之前, 电源电压由线路电感上电压来平衡, 但在电流最大值 I_{RM} 时 $di_F/dt=0$, 电感电压等于零, 电源电压由快恢复二极管上电压来平衡。

在 $t > t_1$ 之后, 反向恢复电流迅速下降, 其下降速率 di_r/dt 较高, 在线路电感中产生较高的电动势, 这个电动势与电源电压一同加在快恢复二极管上, 所以快恢复二极管承受很高的反向电压 V_{RM} 。

在 $t = t_2$ 之后, di_r/dt 逐渐减小为零, 电感电压等于零, 快恢复二极管承受电源电压 V_E 。这时电荷 Q_2 也被抽空。二极管处于承受静态反向电压阶段。

影响反向恢复过程长短的主要因素是反向恢复电荷, 即在反向恢复过程中抽走的总电荷量 Q_R 可由下式求出:

$$Q_R = Q_1 + Q_2 = \int_{t_0}^{t_2} i_r dt \quad (2-112)$$

Q_R 是一个很重要的参数。若 Q_R 小, 则反向恢复时间 t_{rr} 短。这是快恢复二极管与普通整流二极管的根本区别之处。

反向恢复电荷 Q_R 与快恢复二极管的正向电流、 di_F/dt 以及结温有关。正向电流和电流变化率增加, 则 Q_R 增加, 因为结温增加之后, 载流子寿命增加, 所以 Q_R 也增加。

快恢复二极管反向恢复期间, 在快恢复二极管内消耗的能量由下式决定:

$$W = V_E \int_{t_0}^{t_2} i_r dt + (LI_{RM}/2) \quad (2-113)$$

式中, 前一项由电荷 Q_R 决定, 后一项由电感 L 中的储能决定。由此看来, 反向恢复损耗与快恢复二极管的反向恢复电荷密切相关。为了减小损耗, 应该选用 Q_R 小的快恢复二极管。 Q_R 小, 反向恢复时间 $t_{rr} = t_2 - t_0$ 也小。 t_{rr} 是快恢复二极管的一个动态参数, 在使用中应注意选择。

反向恢复电流的下降速度 di_r/dt 也是一个重要参数。如 di_r/dt 过大, 由于线路存在电感 L , 则会使反向峰值电压 V_{RM} 过高, 有时出现强烈振荡, 致使快恢复二极管损坏。可用软特性和硬特性的概念来表示 di_r/dt 对反向特性的影响。特性的软硬度用“软因子”来衡量。软因子 S_r 的定义为

$$S_r = (t_2 - t_1)/(t_1 - t_0) \quad (2-114)$$

式中, t_2 由电流 i_r 在 $I_{RM}/4$ 处的投影来决定, 如图 2-325 所示。软因子也有用 V_{RM}/V_E 的大小或者 I_{RM} 点两侧的斜率来表示的。

图 2-326a 表示 $S_r = 0.3$ 的硬特性器件的电流曲线, 图 2-326b 表示 $S_r = 0.8$ 的软特性器件的电流曲线。实际应用时要用 S_r 大的快恢复二极管。若 S_r 大,

快恢复二极管承受的反压峰值 V_{RM} 则小。

目前有 PN 和 PIN 型两种结构的快恢复二极管。在同等容量下, PIN 型结构具有开通压降低、反向快速恢复性能好的优点。不足之处是, PIN 型快恢复二极管具有硬恢复特性, 而 PN 型结构则具有软的恢复特性。实际使用时可根据应用条件而进行选择。

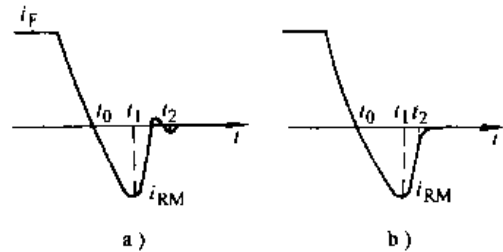


图 2-326 反向特性的软硬度

a) $S_r = 0.3$ 的硬特性 b) $S_r = 0.8$ 的软特性

2.10.3 FSR 的主要技术参数

(1) 反向阻断电压 V_{RRM} 是快恢复二极管在最大允许反向漏电流下的反向峰值耐压。使用中, V_{RRM} 应为快恢复二极管在电路中工作所承受峰值电压的 2~3 倍。

(2) 正向峰值电压 V_{FP} 是快恢复二极管流过峰值电流时的正向峰值电压。该电压决定着快恢复二极管工作时的功耗, 希望该值越小越好。

(3) 正向工作电流 I_F 是快恢复二极管在最大功耗下允许的长期工作电流。

(4) 正向恢复时间 t_{fr} 是指快恢复二极管从流过正向电流的导通状态到承受反向电压, 其流过的电流由正向降到零这段时间。

(5) 反向恢复时间 t_{rr} 是指快恢复二极管从流过正向电流的导通状态到承受反向电压而关断, 其流过电流由零变负再由反向最大值变为零这整个时间 (见图 2-325)。

(6) 最大反向恢复电流 I_{RM} 是指恢复过程中流过的反向电流最大值。

(7) 反向恢复电荷 Q_{rr} 其定义见式 (2-112)。

2.10.4 肖特基二极管

肖特基二极管也属于快恢复二极管, 这种二极管用金属层沉积在 N 型硅的薄外延层上, 利用金属和半导体之间接触势垒获得单向导电作用, 接触势垒类似于 PN 结。肖特基二极管的整流作用仅决定于多数载流子, 没有多余的少数载流子复合问题, 恢复时间仅是势垒电容的充放电时间。故其反向恢复时间远小于相同定额的结型二极管, 而且与反向 di/dt 无关。肖特基

二极管正向压降比结型二极管小,典型值为 0.55V 。但其漏电流比结型二极管高。它的电流定额为 $1\sim 300\text{A}$,电压定额最高为 100V 。其反向耐压不能做得再高的原因完全由于其结构所决定。

2.10.5 FSR 的应用举例

1. 在 GTR 基极驱动电路中用作贝克钳位 (见图 2-109 中的 VD_1)

2. 在 GTR 基极驱动电路中用作降压元件

(1) 在基极驱动电路中的应用 如果晶体管基极驱动电路的电源电压较低,例如 6V ,则基极电流上升缓慢。结果影响到晶体管集电极电流的上升率,增加了功率晶体管的开通损耗。在这种应用场合,为了避免基极电流上升缓慢,在图 2-327 所示电路中的二极管 VD_1 选用导通峰压 V_{FP} 低的二极管是很有好处的。

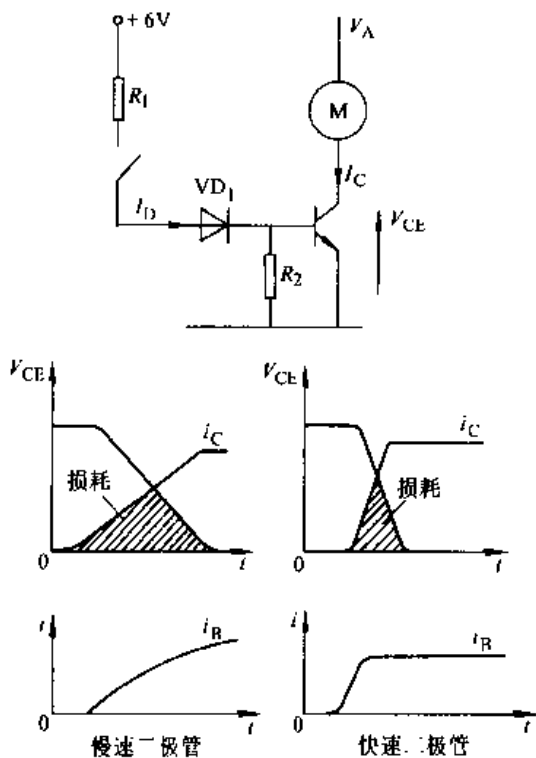


图 2-327 基极驱动电路中串联的二极管对晶体管开通性能的影响

(2) 在达林顿组合电路中的应用 在图 2-328 所示的达林顿组合电路中,加速二极管 VD 为晶体管 V_2 中的存储电荷提供一条快速低阻的泄放电路。

这里对加速二极管的一个要求是:正向恢复时间 t_{fr} 要短。如果 t_{fr} 时间较长,则晶体管 V_2 基-射极间的反向偏压过低,导致晶体管的存储时间 t_s 及集电极电流的下降时间 t_f 增长,关断损耗增加。

3. 双正激变换器中用作去磁二极管

在图 2-329 所示的双正激变换器中,二极管 VD_1 、

VD_2 的作用是在晶体管 V_1 、 V_2 关断后对变压器去磁(变压器中存储的磁场能量通过二极管送回到电源)。晶体管关断时,快恢复二极管导通。快恢复二极管导通峰压 V_{fr} 和电源电压 V_A 相加施加到关断的晶体管上,晶体管必须能承受这个电压。

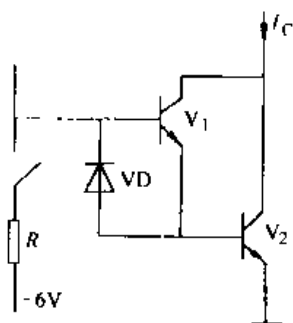


图 2-328 达林顿组合电路中的加速二极管

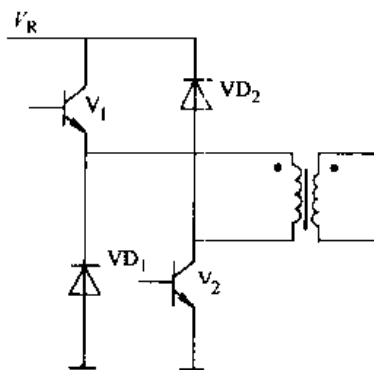


图 2-329 双正激变换器中作为去磁二极管用

4. 在续流电路中的应用

在图 2-330 所示的斩波器电路中,晶体管关断时负载电流通过快恢复二极管续流。 t_0 时晶体管再次导通,集电极电流以晶体管限定的上升率增长,同时快恢复二极管电流也以同样的速率衰减, t_1 时等于零, t_2 时达到反向最大值 I_{RM} 。 $t_1\sim t_2$ 期间,反向恢复电流从快恢复二极管中消除反向恢复电荷,到 t_2 时可以认为这个工作已完成,快恢复二极管已作好了关断准备。

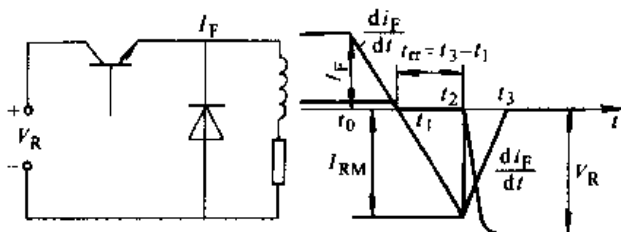


图 2-330 在续流电路中的应用

2.10.6 常用 FSR 的电性能参数

1. 美国 IR 公司快恢复二极管电性能参数 (见表 2-32)

表 2-32 美国 IR 公司快恢复二极管电性能参数

型号	参数	V_{RM}/V	$I_{F(AV)}/A$	$T_C/^\circ C$	V_{FM}/V (@ $I_{F(AV)}$)	$R_{thJC}/(^\circ C/W)$	t_{rr}/ns (max)
10DF2		200	1	25	1.05	115	100
10DF8		800	1	25	1.20	115	100
11DF2		200	1	63	0.98	115	35
11DF4		400	1	63	1.23	115	30
30DF2		200	3	40	1.05	80	200
30DF6		600	3	40	1.23	80	200
31DF2		200	3	57	0.98	80	35
31DF4		400	3	57	1.23	80	30
10MF2		200	1	122	0.98	160	50
10BF20		200	1	120	0.95	25	35
10BF60		600	1	75	1.50	30	100
30BF20		200	3	120	0.95	12	35
30BF60		600	3	75	1.50	15	100
30WF30F		300	3.3	104	1.35	8	30
50WF20F		200	5.5	104	1.1	6	40
50WF40F		400	5.5	104	1.1	6	40
6CWF20F		200	6.6	117	0.98	80	30
10CTF20		200	10	117	0.98	3	35
10CTF40		400	10	112	1.25	3	45
10JTF20		200	10	117	0.98	3	35
10JTF40		400	10	112	1.25	3	45
16CPF20		200	16	113	0.98	2	35
16CPF40		400	16	109	1.25	2	45
16JPF20		200	16	113	0.98	2	35
16JPF40		400	16	109	1.25	2	45
25CPF20		200	25	93	0.98	2	50
25CPF40		400	25	85	1.25	2	60
25JPF20		200	25	93	0.98	2	50
25JPF40		400	25	85	1.25	2	60

2. 德国 IXYS 公司快恢复二极管电性能参数(见表 2-33)

表 2-33 德国 IXYS 公司快恢复二极管电性能参数($I_{F(AV)}=8\sim 582A$)

型号	参数	V_{RRM}/V	$I_{F(AV)}/A$	$T_C/^\circ C$	$I_{F(RMS)}/A$ ($T_J=25^\circ C$)	I_{FSM}/A (10ms, $T_J=45^\circ C$)	V_F/V I_F/A (最大值, $T_J=150^\circ C$)	t_{rr}/ns (典型值, $T_J=25^\circ C$)	I_{RM}/A (典型值, $T_J=100^\circ C$)	$(-di/dt)/A/\mu s$	$R_{thJC}/(K/W)$	P_{tot}/W (最大值)
DSEI 8-06A		600	8	115	16	100	1.3 8	35	2.5	64	2.5	50
DSEI 8-06AS		600	8	115	16	100	1.3 8	35	2.5	64	2.5	50
DSEI 12-06A		600	14	100	25	100	1.5 16	35	4.0	100	2.0	62
DSEI 12-10A		1000	12	100	25	75	2.1 12	50	6.5	100	1.6	78
DSEI 12-12A		1200	11	100			2.2 12					
DSEI 19-06AS		600	20	65	25	100	1.5 14	35	4	100	1.6	62
DSEI 20-12A		1200	17	85	70	130	1.87 12	40	7	100	1.6	78
DSEI 30-06A		600	37	85	70	300	1.4 43	35	10	240	1.6	125
DSEI 30-10A		1000	30	85	70	200	2.2 36	35	16	240	0.9	138
DSEI 30-12A		1200	26	85			2.2 30	40				

(续)

型号	参数	V_{RRM}/V	$I_{F(AV)}/A$	$T_C/^\circ C$	$I_{F(RMS)}/A$ ($T_J=25^\circ C$)	I_{FSM}/A (10ms, $T_J=15^\circ C$)	V_F/V I_F/A (最大值, $T_J=150^\circ C$)	t_{rr}/ns (典型值, $T_J=25^\circ C$)	I_{RM}/A (--di/dt) (典型值, $T_J=100^\circ C$)	$(-di/dt)/(A/\mu s)$	$R_{thJC}/(K/W)$	$P_{tot. W}$ (最大值)	
DSEI 35-06AS		600	35	65	70	300	1.4	37	35	10	240	1.6	125
DSEK 30 06A		600	2×30	85	50	300	1.4	37	35	10	240	1.0	125
DSEK 30 12A		1200	2×26	85	50	200	2.2	37	40	16	240	1.9	125
DSEI 60-06A		600	60	70	100	550	1.5	70	35	19	480	0.75	166
DSEI 60-10A		1000	60	60	100	500	1.8	60	35	32	480	0.66	189
DSEI 60-12A		1200	52	60			2.15	60					
DSEI 120-06A		600	130	80	250	600	1.0	70	35	19	200	0.35	357
DSEI 120-12A		1200	118	60	225	600	1.16	70	40	16	200	0.35	357
DSDI 60-14A		1400	63	60	100	500	2.6	70	40	85	500	0.4	312
DSDI 60-16A		1600											
DSDI 60-18A		1800											
DSEI 2×30 04C		400	2×30	85	70	300	1.4	43	35	10	240	1.25	100
DSEI 2×30-06C		600											
DSEI 2×30-10B		1000	2×30	50	70	100	2.0	36	35	16	240	1.25	100
DSEI 2×30-12B		1200											
DSEI 2×31-04C		400	2×30	85	70	300	1.4	43	35	10	240	1.25	100
DSEI 2×31 06C		600											
DSEI 2×31-10B		1000	2×30	50	70	200	2.0	36	35	16	240	1.25	100
DSEI 2×31-12B		1200											
DSEI 2×61-04C		400	2×60	60	100	350	1.5	70	35	19	480	0.7	180
DSEI 2×61-06C		600											
DSEI 2×61-10B		1000	2×60	50	100	500	1.8	60	35	32	480	0.7	180
DSEI 2×61 12B		200											
DSEI 2×121-02A		200	2×121	70	150	1200	0.95	120	35	12	200	0.5	250
DSEI 2×101-06A		600	2×106	70	150	1200	1.05	100	35	19	200	0.5	250
DSEI 2×101 12A		200	2×99	50	140	1200	1.48	100	40	24	200	0.5	250

2.11 联栅晶体管 (GAT)^[2-15]

联栅晶体管 (GAT), 也称作栅辅助晶体管。GAT 在 80 年代中、后期问世之后, 很快就销声匿迹了, 原因是国内制造 GAT 沿用了日本发明人公开过的设计方案, 芯片尺寸过大, 成本太高, 对用户没有很大的吸引力。绿色照明产业的异军突起, 为 GAT 的应用提供了良好的机遇。生产厂家在 GAT 的版图设计和工艺方面进行了大胆的创新, 有效地降低了成本, 在荧光灯电子镇流器中, GAT 的价格与参数相当的双极型晶体管 (BJT) 非常接近。

2.11.1 GAT 的基本结构和工作原理

GAT 是以 BJT 的结构为基础, 在 BJT 的下面加入一列列相隔一定间距的“栅区”制作而成的, 其内部结构与等效电路如图 2-331 所示。从图 2-331a 可以发现, GAT 的基区与集电区的界面上为普通 BJT, 下面为结型场效应晶体管 (JFET)。从图 2-331b 示出的等效电路看, GAT 是由 BJT 与 JFET 串联而成的。当高压加于 GAT 的 C-E 极之间时, N 沟 JFET 的沟道被夹断, 使集电极的高压大部分加在 JFET 上, 而 BJT 只承受很小的电压, 所以即使 BJT 的基区做得很薄, 也

不会发生穿通。也即，在 GAT 的 C-E 极之间施加高电压时，栅区能对基区起电场屏蔽作用，抑制了集电结耗尽区在高压下向基区扩展。据此，可以利用薄基区设计制作出高速、高压功率开关器件。

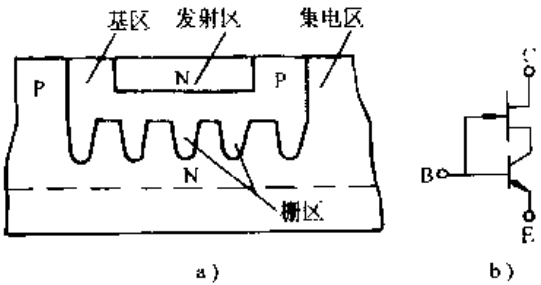


图 2-33 GAT 内部结构及等效电路
a) GAT 剖面结构示意图 b) GAT 等效电路

2.11.2 GAT 的主要设计特点和技术参数

1. 主要设计特点

GAT 的特殊结构决定了其有下列优点和特点：一是减小了集电极载流子的雪崩倍增效应，有助于抑制一次击穿之后性能的进一步恶化，从而提高 GAT 的抗一次击穿能力；二是与 BJT 比较，基区掺杂面积增

大，导电能力增强，有效基极电阻减小；三是由于 PN 结的结面积增加，器件本身的热均匀性好，温度特性优良。

在电子线路中，用作开关的半导体器件温升高，有助于减小器件的失效率。器件发热多少取决于功率损耗，这种损耗具体包括通态损耗、开关损耗及断态损耗三部分。晶体管的通态压降（即饱和压降）和开关时间是决定功率损耗的关键参数。表 2-34 示出了 GAT 与 BJT、双极模式静电感应晶体管（BSIT）及 VDMOST 等功率相当的开关器件通态压降（即饱和压降）与开关时间参数的比较。

从表 2-34 可以看出，BJT 的通态压降比较小，但开关时间最长，故不适用于频率较高（如 40kHz 以上）的场合。VDMOSFET 的开关时间最短，但通态压降太大，因而较适用于 50kHz 以上的开关电路中。电子镇流器的开关频率在 20~50kHz 的频段，由于 GAT 与 BSIT 的饱和压降与 BJT 相同，但开关时间远小于 BJT，十分适合于在镇流器中用作功率开关。从制造成本上看，BJT 较低，VDMOSFET 由于芯片面积较大、工艺复杂，生产成本一般比 BJT 高一倍。GAT 与 BSIT 比较，成品率远高于 BSIT，芯片面积与 BJT 大致相同，故在电子镇流器中应用，具有较高的性能价格比。

表 2-34 GAT 与 BJT、BSIT 及 VDMOSFET 的通态压降及开关时间参数比较

参 数	类 别	GAT	BJT	BSIT	VDMOSFET
	代 表 性 产 品	2SG24	MJE13005	JD-12	IRF732
饱和压降/V		0.5	0.5	0.5	4
开 关 时 间	延时时间 t_d /ns	30	25	40	30
	上升时间 t_r /ns	100	300	70	35
	存储时间 t_s /ns	350	1700	170	55
	下降时间 t_f /ns	85	400	60	30

2. 代表性产品技术参数

国产 GAT 用于电子节能灯和荧光灯电子镇流器的代表性产品是 2SG 系列，表 2-35 示出主要产品型号、电性能参数、封装形式及适用范围。其中，2SG22 与 MJE13003、SC2333 型 BJT 和 DX411B 型 BSIT 及 SSPIN60 型 VDMOSFET 基本相当。

生产厂家为方便用户，将两只 GAT 封装在一起组成 2DM 系列模块。内部结构及封装外形如图 2-332 所示。2DM 系列模块的主要参数见表 2-36。2DM 系列模块封装形式分为 A、B、C 三种，均有 5 个引脚，其中采用 C 型封装的 2DM 系列模块带有散热片。模块内两个 GAT 的发射极电阻或发射极二极管可根据用

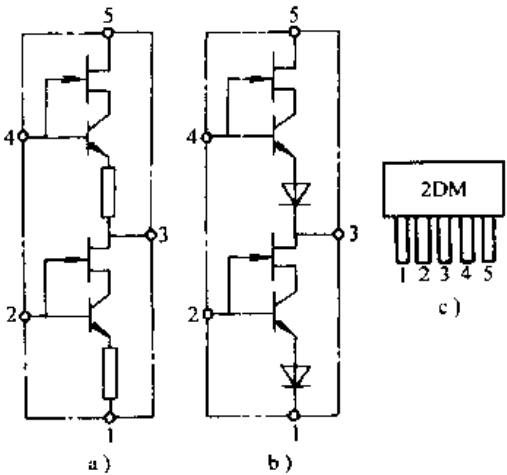


图 2-332 2DM 模块内部结构及封装外形

表 2-35 2SG 系列 GAT 的主要产品型号、电性能参数、封装及适用范围

型 号	主要电性能参数								封装形式	适用范围	
	P_{CM}/W	I_{CM}/A	V_{FBO}/V	V_{CE}/V	$h_{FE}8\sim40$		$V_{CE}\leq 1V$				
					V_{CE}/V	I_C/A	I_C/A	I_E/A			
2SG20	10	0.8	≥ 6	≥ 400	5.0		0.1	0.2	0.04	TO-92L	9W 以下电子节能灯
2SG22	20	1.5					0.2	0.25	0.05	TO-126	18W 以下电子节能灯
2SG22	30	2.0					0.2	0.5	0.1	TO-220	26W 以下电子节能灯
2SG24	60	4.0					0.5	1.0	0.2	TO-220	60W 以下电子镇流器
2SG30	80	7.0					1.0	2.0	0.5	TO-220	80W 以下电子镇流器

表 2-36 2DM 系列模块工作参数

型 号	工作功率 /W	工作电压 /V	工作电流 /mA	漏电流 / μA	工作温度 / $^{\circ}C$	工作频率 /kHz	配 对 h_{FE}	下降时间 /ns	绝对温升 / $^{\circ}C$
2DM 5、7、9、11	>11	>400	>100	<20	$-40\sim100$	$20\sim50$	$20-5$	<50	14
2DM13、 16、18、20	>20	>400	>200	<20	$-40\sim100$	$20\sim50$	20 ± 5	<60	15
2DM 28、40	>40	>400	>400	<20	$-40\sim100$	$20\sim50$	20 ± 5	<60	15
2DM 50、80	>80	>400	>800	<20	$-40\sim100$	$20\sim50$	20 ± 5	<70	18
工作及测试条件	不外加 散热片	$I_{CEO}=100\mu A$	输入电流	$V_{CE}=200V$					$T_a=25$

户需要设计，两个 GAT 的参数基本对称。模块单价比单个 GAT 价格的两倍略高一点，一般为 2~5 元。

2.11.3 GAT 的应用举例

由于 GAT 具有负温度系数、热稳定性好、二次击穿耐量高、安全工作区大、抗冲击能力强、开关速度快及动态损耗小等优点，故在电力电子线路和电子镇流器中适于用作功率开关。

采用 2DM16 模块设计的 16W 电子节能灯电路原

理如图 2-333 所示。其中， C_1 、 C_2 和 L_1 组成双 Π 型 EMI 滤波器； $VD_1\sim VD_4$ 组成桥式整流器； C_3 为电容滤波器； R_1 、 C_4 、 VD_5 、 VD_6 等组成逆变器启动电路，用作触发高频振荡；脉冲变压器 T、2DM26 等组成 DC-AC 高频变换器，模块内两个 GAT 既用作开关，同时也是重要的振荡元件。 W_a 是一次绕组， W_b 、 W_c 是二次驱动绕组； C_5 是隔直电容；扼流圈 L_2 和电容 C_6 组成 LC 串联谐振网络，用作灯启动；在灯启辉点燃之后， L_2 对灯起限流作用；PTC 热敏元件和 C_7 用作灯预

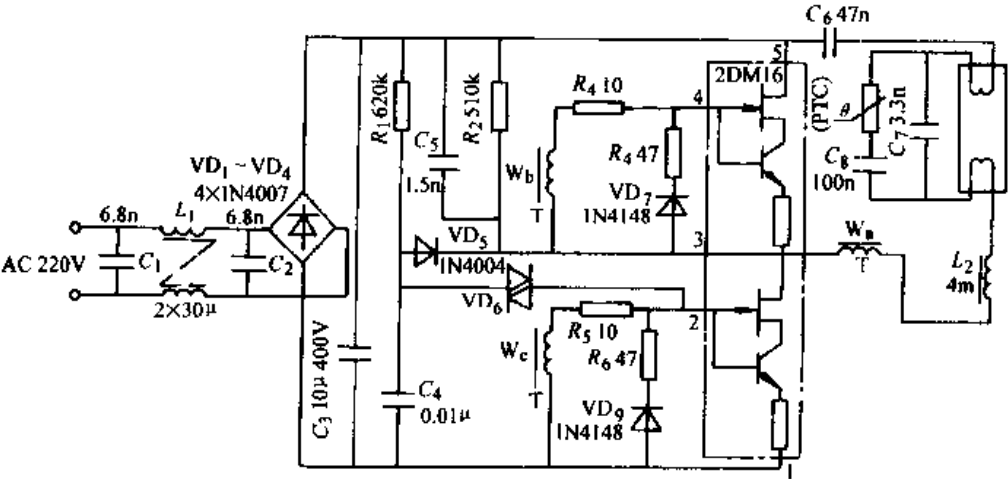


图 2-333 GAT 在电子镇流器中的应用电路

部件作为一个紧凑的单元,允许有最大的密集度。两种形式的IGCT都易于装配和维护。

最近由于在阳极侧引入了缓冲层,GCT有了重大的改进。有缓冲层的电力半导体器件与传统的非常通型(NPT)器件相比,产生的通态损耗和开关损耗明显低得多。其原因是,对于同样的正向阻断电压来说,其芯片厚度减薄了30%。在新的IGCT中,缓冲层与浅层阳极相结合,后者基本上是一个电流依赖发射极效应的PN结。因在小电流时浅层阳极的发射极效应很高,故触发电流和通态门极电流(或称后沿电流)很小。另一方面,在关断时,通过传统的阳极短路,可以尽量有效地吸出电子,这是由于将浅层发射极设计成在导通状态下高电流密度时有低的注入效应。

过去,由于NPT-GTO比与其相配合的续流二极

管需要更厚的硅片,因此NPT-GTO与二极管组合为一体的优点显示不出来。逆导型GTO承受了过量的二极管损耗。然而,在新的缓冲层概念中,PT-GCT与反并联二极管的最小厚度基本上是相同的,这就使GCT和反并联二极管做成一体的结构非常令人满意。

2. 基本工作原理分析

IGCT是GCT和集成门极驱动电路的总称,所以其工作原理主要取决于GCT的工作过程。当GCT工作在导通状态时,是一个像晶闸管一样的正反馈开关,其特点是携带电流能力强和通态压降低。在关断状态下,GCT门-阴极PN结提前进入反向偏置,并有效地退出工作,整个器件呈晶体管方式工作,该器件在这两种状态下的等效电路如图2-336所示。

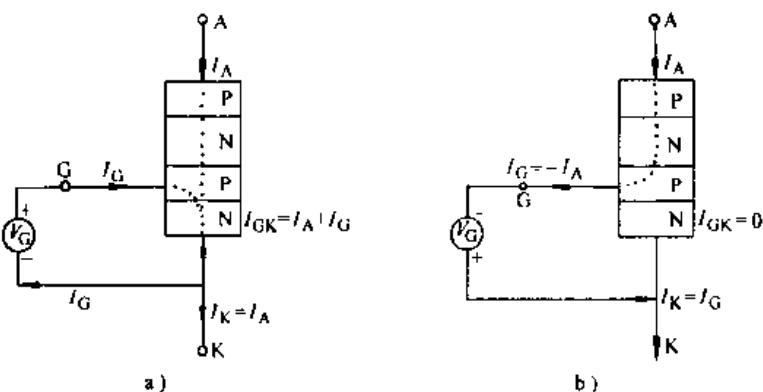


图 2-336 GCT 的导通和阻断状态示意图

a) 导通状态 b) 阻断状态

图 2-336a、b 还表明,在导通和阻断状态下,GCT 和 GTO 有明显不同,即 GCT 可瞬时从图 2-336a 转换到图 2-336b,而 GTO 必须经过由一个既非导通又非阻断的中间不定状态进行转换,如图 2-337 所示。正是因为有这样一个“GTO”阶段,GTO 才需要很大的吸

收电路来抑制再加电压的变化率(dv/dt)。其原因在于晶闸管与简单的晶体管不同,它对 dv/dt 很敏感。

IGCT 技术中,消除“GTO 区”是指在电荷从阳极 N 基区完全被抽出之前(即阴极 NPN 晶体管完全停止注入电荷之前),整个阳极电流由阴极迅速转向门极。IGCT 在阴极停止注入的那一瞬间,其电路如图 2-336b 和图 2-338 所示。在承受任何阻断电压之前,IGCT 必须变成晶体管。这与 GTO 以晶闸管方式承受

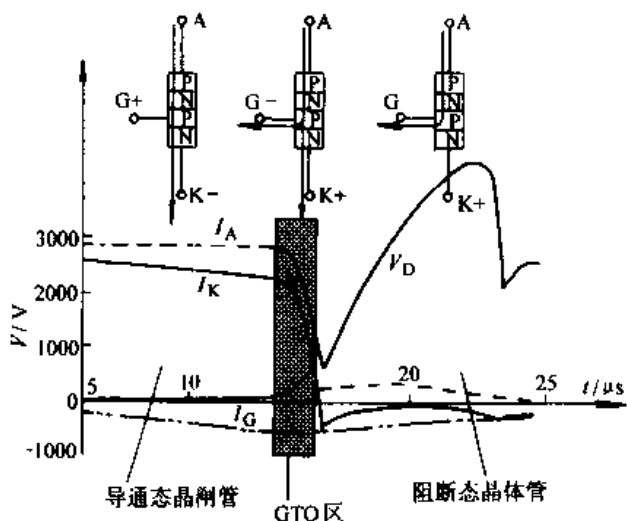


图 2-337 传统 GTO 的导通、关断波形

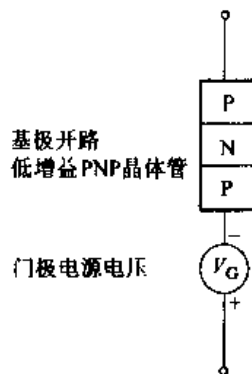


图 2-338 阻断状态下 GCT 的等效电路

阻断电压形成鲜明的对比。由于IGCT的关断发生在变成晶体管之后,所以它已无外加 dv/dt 的限制,并且可像MOSFET或IGBT那样工作,而无需吸收电路。这一点在图2-339中作了说明。

由图2-339可以看出晶体管的典型关断波形。在此工况下,GCT止反馈晶体管中对PNP晶体管在增

益为1的NPN晶体管关断之后能自动进行阻断。由于这种原因,要求门极驱动电路“在阳极晶体管确认所发生的事情之前”迅速转移所有阳极电流。因此IGCT设计的关键就在于要采用电感相当低的门极电路,根据其器件的定额,可能需要采用同轴器件和多层电路板。

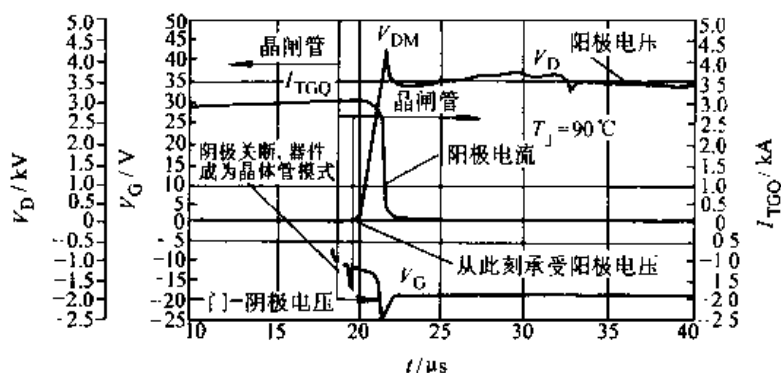


图 2-339 3000A、4500V IGCT 无吸收电路的关断波形

2.13.2 IGCT 的主要性能特点和优点

1) 通态时像非对称晶闸管,关断过程和断态下像 PNP 晶体管,开通过程则如同 PNP 晶体管。

2) 可以像晶体管那样无吸收工作,却不能像晶体管那样通过基极控制开通与关断的速度。

3) 高阻断电压下通态电压低。

4) 开通损耗可以忽略不计,从而为使用而简化了冷却方式,缩小了管芯面积。由于 IGCT 具有“硬”门极驱动,它能在 $1\mu s$ 之内从 PNPN 的擎住状态进入 PNP 模式,完全以晶体管模式关断,消除了任何擎住现象,因此关断过程很同步,其安全工作区触及动态雪崩极限值 $(V_{AX})_{\max} = 250kW/cm^2$ (这里 X_A 为单位平方厘米硅面积上允许关断的最大电流值)。器件可全截面地工作在硅的物理极限。单位硅面积上可关断的电流等于以前吸收电路最好时 GTO 的电流,这样就出现了无需吸收电路的 IGCT。

5) 关断损耗低。IGCT 的关断是一个很快的瞬态过程,在约 $1\mu s$ 的时间内,门极电流增至最大关断电流 I_{TGQM} 。阳极电压上升前,阴极电流已降为零,器件完全按晶体管模式关断,从而保证了完全受控的均匀关断。IGCT 技术没有 GTO 技术中的那种电流丝化现象,其关断非常之快,以致于器件来不及按四层结构的晶闸管关断,而只能按晶体管模式关断,因此唯一受到限制的是硅材料自身性能的局限性。

6) 采用缓冲层穿通 (PT) 设计,使其具有较佳的

$V_T - E_{int}$ 折衷关系,且通态时按四层模式工作。

7) 工作均匀,硅片尺寸与电流密度呈线性关系,建模简单明确,因此可显著减少或忽略 dv/dt 吸收电路的损耗。

8) 当吸收电路中的电容 $C_s = 0$ 时,关断瞬态过程稳定,在直流中间电路满额电压下,无需吸收电路即可关断最大额定电流。

9) 响应快速、精确,其延时时间 $t_d < 2 \sim 3\mu s$,存储时间降至 $1\mu s$,为实现简单而耐用的串联打下了基础。

10) 牢靠、成品率高,管芯尺寸约可达 $130cm^2$,无需管芯并联。

11) 采用平板压接,可靠性高,工作频率范围宽,可从几百赫到几十千赫,适用于高频大功率电力电子成套装置。

12) 同一芯片上集成有高性能的二极管,使用中不需外接续流二极管,使系统可靠性提高,成本更低。

13) 内部集成有门极驱动电路,使整个门极区电感值减小至足够低,以保证 GCT 在阻断关断时单相电源下的开关模式。此外,门极驱动电路与 GCT 的互补设计,保证了最低的成本和最低能量损耗下的最佳运行特性,因此使用方便,可满足最佳驱动的要求。

2.13.3 IGCT 的主要技术参数

IGCT 的参数由公共参数、GCT 参数、二极管参数三部分组成。

1. 公共参数的参数定义

公共参数是指构成 IGCT 的 GCT 与二极管均应满足的参数。

(1) 中间电压 $V_{dc-link}$ 该电压定义为在 IGCT 工作 10%h, 占空比为 100%, 由于宇宙射线引发的失效次数在 100 次 (定义为 100FIT) 条件下的最高直流电压 (V)。

(2) 正向阻断峰值电压 V_{DRM} 该参数与 GTO 的参数类似, 即指阻断时在额定结温和允许的最大正向漏电流条件下, 测得的正向重复峰值电压 (V)。

(3) 结温 T_J 是指 IGCT 在额定工作电流下, 不使其失效的最高 PN 结温度 (°C)。

2. GCT 参数及定义

(1) 最大不重复关断电流 I_{TGQM} 是指 IGCT 在承受 $V_{dc-link}$ 电压下的最大不重复关断电流 (A)。

(2) 通态压降 V_T 在 I_{TGQM} 条件下的正向压降 (V)。

(3) 关断损耗 E_{off} 在 I_{TGQM} 条件下的关断损耗 (J), 其值一般取决于钳位电路配置和负载情况。

(4) 门极触发电流 I_{gt} 是指 GCT 能触发的最小电流 (A)。

(5) 热阻 $R_{\theta, GCT}$ 是指认为 IGCT 中只有 GCT 发热的条件下, 其结-壳之间的热阻 (K/W)。

3. 二极管参数及定义

(1) 正向压降 V_F 是指作为 IGCT 一部分的二极管的正向压降 (V)。

(2) 最大电流上升率 di/dt 在 $V_{dc-link}$ 电压条件下, 构成 IGCT 一部分的二极管关断时开始恢复反向所允许的最大电流上升率 (A/μs)。

(3) 反向峰值恢复电流 I_{rr} 是指构成 IGCT 一部分的二极管的反向恢复峰值电流 (A)。

(4) 最大关断损耗 是指在最大 di/dt 和 $V_{dc-link}$ 条件下, 二极管所能允许的最大关断损耗 (J)。

(5) 结壳热阻 $R_{\theta, D}$ 是指假定 IGCT 中只有二极管发热的条件下, 内部 PN 结到外壳之间的散热热阻 (K/W)。

4. 参数举例

为使读者更加理解 IGCT 的参数定义, 表 2-37 与表 2-38 分别给出了瑞士 ABB 公司的非对称型和反向阻断型 IGCT 参数额定值, 而表 2-39 给出了带集成反并联二极管的一体式 IGCT 产品系列的额定参数, 该类 IGCT 可用于缓冲器的电路中。

表 2-37 非对称型 IGCT 的额定电参数

型 号	V_{DRM} /V	$V_{dc-link}$ /V	V_{RRM} /V	I_{TGQM} /A	I_{TAVM} /A	I_{TSM} /kA		V_T /V	V_{TO} /V	r_T /mΩ	T_{jmax} /℃	R_{thJC} /(K /kW)	R_{thCH} /(K /kW)	$F_m^{1/3}$ /kN	$V_{GIN}^{1/4}$ /V
					@ T_C = 85℃	@ t_p = 1ms @ T_{jmax}	@ t_p = 10ms @ T_{jmax}	@ I_{TGQM} @ T_{jmax}	@ T_{jmax}						
5SHY 35L4510 ^①	1500	2800	17	4000	1100	40	25	2.7	1.3	0.35	125	8.5	3	40	21-40
5SHY 35L4511 ^②	1500	2800	17	3300	1100	40	25	2.2	1.2	0.37	125	8.5	3	40	21-40
5SHY 35L4512 ^③	1500	2800	17	4000	1700	40	25	2	0.93	0.27	125	8.5	3	40	21-40

① 可用于较恶劣的工作环境中, 允许使用结温范围 $T_J = -40 \sim +125$ °C。

② 适合于一般工业应用, 允许使用结温范围 $T_J = -10 \sim +125$ °C。

③ 适合于斩波器中使用, 允许使用结温范围 $T_J = 0 \sim +125$ °C。

④ 门极允许输入的交流方波电压幅值。

⑤ 安装时垂直压力。

表 2-38 为电流源逆变器优化设计的反向阻断型 IGCT 额定电参数

型 号	V_{DRM} /V	V_{RRM} /V	V_{AC} /V	I_{TGQM} /A	I_{TAVM} /A	V_T /V	V_{TO} /V	r_T /mΩ	I_n /A	$di/dr^{(1)}$ /(A/μs)	T_{jmax} /℃	R_{thJC} /(K/kW)	R_{thCH} /(K/kW)	F_m /kN	V_{GIN} /V
					@ T_c = 85℃	@ I_{TGQM} @ T_{jmax}	@ T_{jmax}								
5SHZ 08F6000	6000	6500	3600	800	290	6.3	3.25	3.8	750	1300	125	23	8	14	20

① 最大值

表 2-39 带有续流二极管的逆导型 IGCT 额定电参数

型 号	V_{DRM} /V	$V_{\text{dc-link}}$ /V	I_{TGQM} /V	$I_{\text{AVM}},$ I_{FAVM}/A	$I_{\text{TSM}}, I_{\text{FSM}}$ /kA		$V_{\text{T1}},$ V_{T2}/V	$V_{\text{T10}},$ V_{T2}/V	$r_{\text{T1}}, r_{\text{T2}}$ /m Ω	$(di/dt)_{\text{C}}$ /(A/ μs)	I_{rr} /A	T_{jmax} /°C	R_{thJC} /(K/ kW)	F_{m} /kN	V_{GTO} /V
				@ f_{C} =85 °C	@ $t_{\text{p}}=1\text{ms}$ @ T_{jmax}	@ $t_{\text{p}}=10\text{ms}$ @ T_{jmax}	@ $I_{\text{T(OM)}}$ @ T_{jmax}	@ T_{jmax}							
5SHX 04D4502 GCT 续流二极管部分	4500	2800	340	130	3.8	2.1	3.4	1.5	4.7	130	190	115	70	16	20
5SHX 08F4502 GCT 续流二极管部分	4500	2800	630	85	6	2.3	1.8	2.4	6.9				40		
5SHX 14H4502 GCT 续流二极管部分	4500	2800	1100	250	9	5	3	1.3	2.0	300	400	115	53	44	204
5SHX 14H4502 GCT 续流二极管部分	4500	2800	1100	130	15.6	6.1	5.7	2.8	4.6				25		
5SHX 26L4503 GCT 续流二极管部分	4500	2800	2200	115	15.7	8.8	3	1.65	1.2	425	460	115	42	44	204
5SHX 26L4503 GCT 续流二极管部分	4500	2800	2200	160	23.8	9.4	6.65	3.15	3.2				12		
5SHX 03D6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	280	855	33.6	18.8	3	1.65	0.6	650	900	115	21	44	204
5SHX 03D6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	280	315	42.8	16.9	7.95	3.78	1.8				70		
5SHX 06F6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	520	110	3.6	1.8	3.95	1.95	7.2	90	170	115	90	16	20
5SHX 06F6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	520	65	4.4	1.9	6.5	3.52	10.7				40		
5SHX 10H6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	900	215	8.6	4.3	3.5	2.3	2.3	220	320	115	53	16	20
5SHX 10H6004 GCT 续流二极管部分	5500	3300	900	115	11.5	5	6.3	3.3	5.8				25		
5SHX 19L6005 GCT 续流二极管部分	5500	3300	1800	355	15	7.5	3.45	1.65	2.0	340	430	115	42	44	204
5SHX 19L6005 GCT 续流二极管部分	5500	3300	1800	165	17.5	7.6	6.4	2.73	4.3				12		
5SHX 19L6005 GCT 续流二极管部分	5500	3300	1800	725	32	16.1	3.45	1.65	1.0	510	780	115	21	44	204
5SHX 19L6005 GCT 续流二极管部分	5500	3300	1800	325	31.5	13.6	6.8	2.48	2.4				21		

① 最大值。

② 门极允许输入的交流方波电压幅值。

2.13.4 IGCT 的基本特性

IGCT 的基本工作特性由构成它的两个主要部分 GCT 与二极管各自的特性决定。这些特性主要的有关特性、直流阻断能力、高频突发脉冲能力等。

1. 开关特性

图 2-340 展示了逆导 IGCT 的测试电路,电感 L_1 在 GCT 开通到 $V_{\text{dc-link}}/L_1$ 时限制 di_{AC}/dt 。与 IGBT 相比,GCT 的开通速度无法控制以允许无吸收二极管在没有感性 di/dt 保护的高电压情况下关断。另一方面 di/dt 扼流圈和非常快的 GCT 开通相结合,将 GCT 内的通态损耗减小到了微不足道的地步。

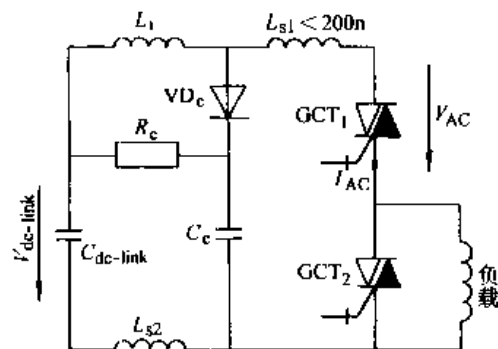


图 2-340 由两个逆导 GCT 构成的
无吸收半桥 IGCT 测试电路

为了限制关断过程中的过电压, L_1 被电容 C_c 、二极管 VD_c 和电阻 R_c 钳位。钳位设计必须是最大的过电压仍小于 IGCT 最大的阻断电压,在任何情况下,钳位电容必须小于直流连接电容,从而避免需要昂贵的低感母线。

图 2-341 是图 2-340 电路中 GCT 的典型开关波形。在 GCT_1 开通前,续流电路中的电流为 400A。

GCT₁ 开通后立刻出现的电流峰值为集成在 GCT₂ 中续流二极管的反向恢复峰值电流。GCT₁ 约在 520A 电流下关断。图 2-341 下部为放大后的关断波形,由于无吸收,GCT 两端的电压以高达数 kV/ μs 的 dv/dt 上升。如果为纯感性负载(如图 2-341 所示),当电压达

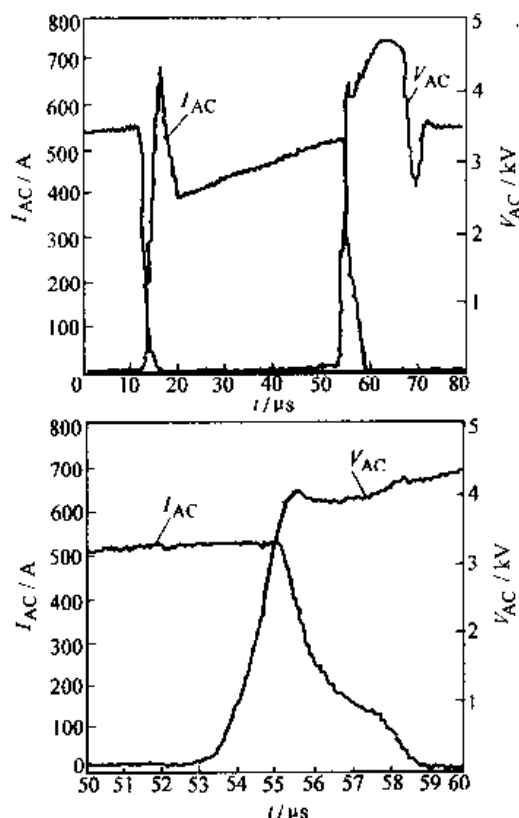


图 2-341 $\phi 51\text{mm}$ 、5500V 逆导

GCT 的无吸收工作波形

器件型号:5SGX 06F6004,技术条件:

$V_{\text{dc-link}}=3300\text{V}$, $T_j=115^\circ\text{C}$, $L_1=17\text{nH}$,

I_{load} (在 GCT 开通前)=400A

到 $V_{dc-link}$ 之前, GCT_1 的电流维持不变。当电压达到该值时, 电流转移到钳位支路。 GCT_1 上的尖峰电压由杂散电感(图 2-341 中的 L_{sc} 以及钳位电路中的杂散电感)引起。由于有了缓冲层技术, GCT 的拖尾电流持续时间很短。大约进入关断 $5 \sim 6 \mu s$ 后, GCT 就已完全关断。

图 2-342 示出 IGCT(3000A、4500V) 实测的硬关断过程。在关断期间, 使用的门极电压为 $V_{GK} = -20V$ 。负向门极电流以 $|di_{gm}/dt| \geq 3000A/\mu s$ 上升。因此, 在 GCT 阻断结承受电压之前, 阴极电流全部换流到门极。这样, GCT 在 $1\mu s$ 之内从 PNP 闭锁状态变換到 NPN 晶体管模式, 将 SOA 扩大到全动态雪崩状态, 所以 IGCT 不需要任何关断吸收电路。如果负载是纯感性的, 则 IGCT 电压达到直流再加电压之前, 阳极电流保持不变。大部分损耗是在这段时间内产生的, 并且仅取决于电压上升率。一旦达到直流再加电压, 电流就换流到钳位电路。由于缓冲层技术, IGCT 的拖尾电流出现的时间很短。在所观测的工作点上, 门极硬驱动使存储时间 t_s 仅为 $1.6\mu s$ 。

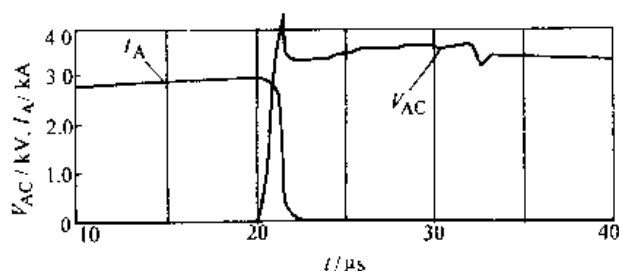


图 2-342 IGCT(3000A、4500V)硬关断过程
($V_{dc} = 3500V$, $I_0 = 3000A$, $T_j = 125^\circ C$, $t_s = 1.6\mu s$)

由于具有很均匀的开关模式, GCT 的关断能力大大提高, 这也正是那些优化了通态和开通损耗降低的 GCT 仍具有高关断能力的原因所在。5SHY35L4502 器件的关断和对应的关断损耗典型值(非重复值)见表 2-40。

表 2 40 关断功率和关断损耗(典型值)

$G_s/\mu F$	最高结温/ $^\circ C$	V_{DM}/V	I_{TGM}/A	E_{off}/W_s
0	115	4500/3500	3000	16/12
1	125	4500	3500	15
2	125	4500	4000	14
4	125	4500	5000	16

图 2-343 给出了 5000A 以下, 吸收电容为 $4\mu F$ 时 GCT 的关断波形, 其吸收电感大于 $200nH$ 。缓冲层设计的特点在图中清晰可见, 尾部电流大, 持续时间短。采用不同的辐照工艺, 可以降低这些尾部电流进而达到低的关断损耗, 但这种方法使通态压降略有增高。

图 2-344 给出了 $C_s = 0\mu F$ 以及不同的电子辐照水

平下, 缓冲层工艺的通态峰值压降-关断损耗的关系曲线。从中可以看出, 对于电流密度为 $70A/cm^2$ 的器件来说, 电子辐照可使关断损耗降低 50%, 而通态峰值压降仅仅增至 5V。因此, 5SGY35L4502 器件能够在低通态-低频到高通态/高频的很宽范围内用于工业传动或牵引中。

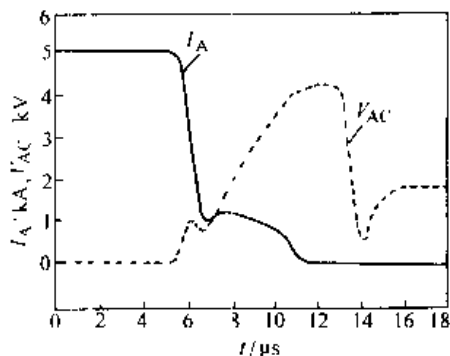


图 2 343 5SHY35L4502 器件关断
5000A 的波形, $C_s = 4\mu F$, $T_j = 125^\circ C$

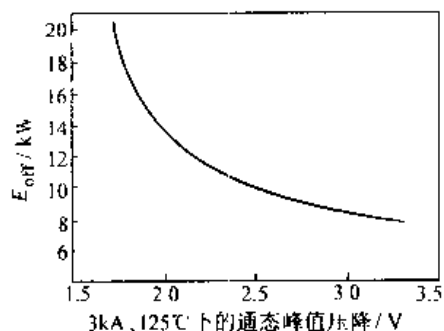


图 2 344 3000A 工艺的通态压降与关断损耗间的
关系曲线, $V_{dc} = 2800V$, $V_{dm} = 3500V$

2. 二极管关断特性

图 2-345 是最高允许 di/dt 下单片续流二极管的无吸收关断。例中的负载为纯感性负载, 且 L 负载远大于 L_{sc} 。当出现反向恢复峰值电流时, 二极管面临最差的工况, 将承受全额的直流中间电路电压。由于二极管软恢复, 实际上不会产生振荡。

二极管关断期间的最高功率密度取决于反向恢复峰值电流 I_{rr} 的大小。如果密度超过某一限值, 二极管将毁于动态雪崩击穿, 因此需小心控制 I_{rr} 的值。

I_{rr} 设计的主要参数有:

- 1) 二极管结上的少子寿命;
- 2) 二极管关断时的 di/dt ;
- 3) 二极管关断前的正向电流。

采用局部少子寿命控制, 可优化 IGCT 二极管的 I_{rr} , 使其分别在 4、5 和 $6\mu s$ (分别对应于 3300、2700 和 1900V 的直流中间电路电压) 的时间内, 将电流从续流二极管转移到 GCT 。

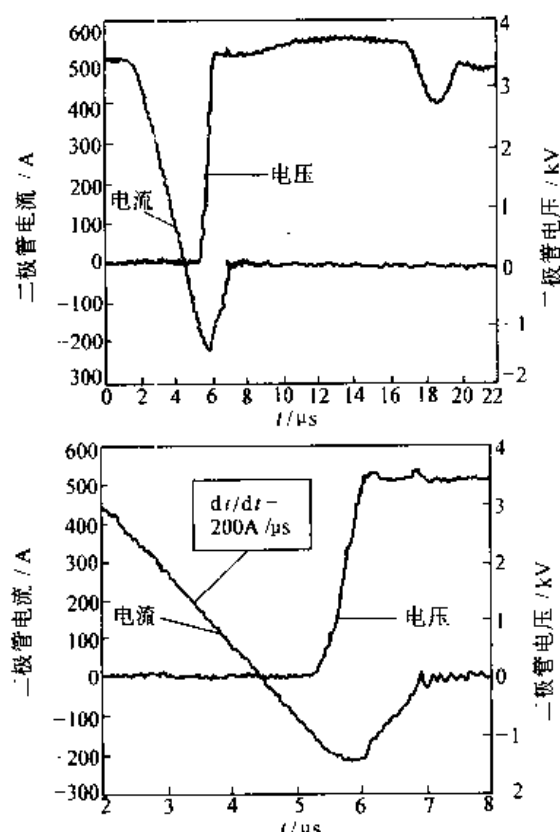


图 2-345 单片续流二极管的无吸收关断 (5SGX 06F6004)
电路条件: $V_{dc}=3300V$, $T_J=115^{\circ}C$,
 $L_1=17\mu H$, $I_0=520A$ (二极管关断前)

应注意到, 由于是纯感性负载, 二极管电压等于 $V_{dc-link}$, 因此在反向恢复峰值时会导致开关电源有一个高的峰值, 为防止动态雪崩损坏, 必须注意对反向恢复这个概念的正确理解, 如果反向恢复电荷的减少由同类载流子的寿命来控制, 则反向恢复电流 I_{rr} 必须小心地控制。这有可能导致非常高的通态压降和一个快

速二极管特性, 二极管借助于粒子辐照, 可以简明地关断。这是在通态与动态特性间已知的最好折衷。

3. 高频高幅值脉冲

GCT 最令人感兴趣的特性之一是具有应付高频、高幅值脉冲开/关的能力。在两个连续的关断操作之间, 传统的 GTO 需间隔相当长的一段时间。因为 GTO 关断时, 电流的再分布和发射区的电流集中, 导致温度分布的不均匀 (亦引起开通不均匀), 进而迅速引发局部过热和热逸出, 所以 GTO 连续关断所需的最小时间间隔基本上取决于恢复均匀结温所需的时间。但是 GCT 有极为均匀的开关性能, 因此没有这种时间限制。

GCT 关断时, 其发热均匀分布于整个器件。这意味着除了实际结温外, GCT 无其他的热指标, 即限制 GCT 开关频率的唯一参数为热特性目标值。

在给定的功率密度下, GCT 热阻与时间的关系曲线如图 2-346 所示。因为热容的关系, 窄加热脉冲的 Q_R 值比稳态加热的值要低得多。因此, 高幅值窄脉冲将不会带来额外的温升漂移。图 2-347 是施加 10 个

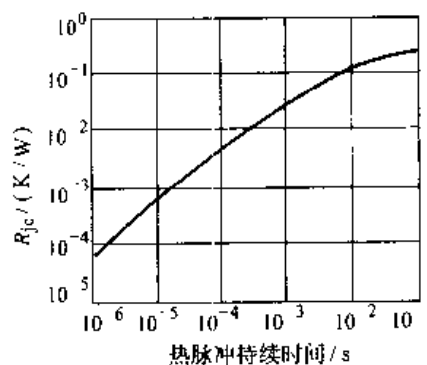


图 2-346 在窄加热脉冲下,
GCT 的结壳热阻

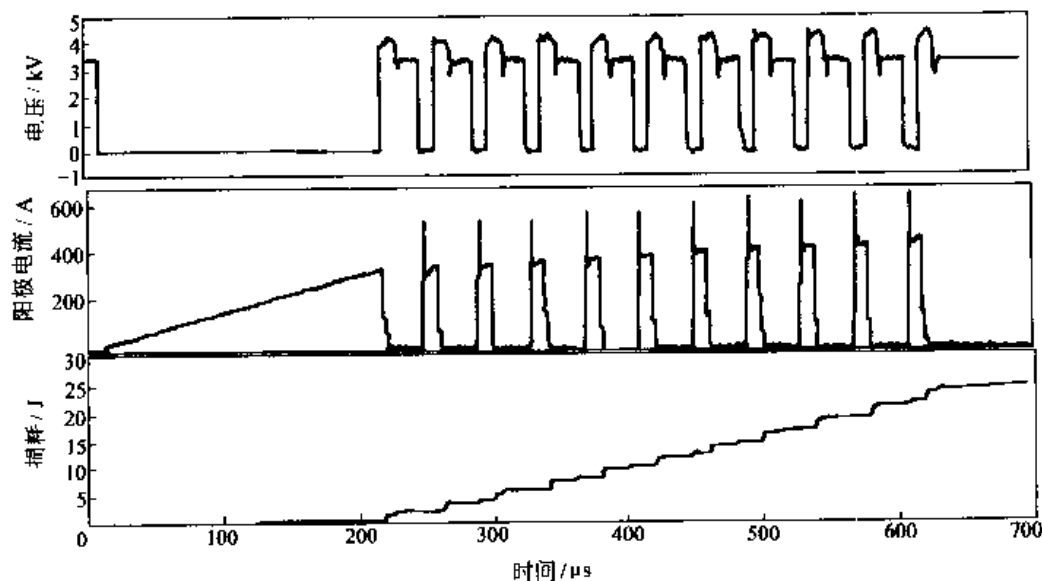


图 2-347 5SGX 06F6004 在施加 10 个 25kHz 脉冲时的试验结果
电路条件: $V_{dc-link}=3300V$, $T_J=80^{\circ}C$, $L_1=17mH$, 负载 $-2mH/50m\Omega$, $t_{on}=10\mu s$, $t_{off}=30\mu s$

25kHz、占空比为 25% (10μs 通/30μs 关) 的脉冲时, GCT 的工作波形。

在最后一个脉冲中, GCT 关断 95% 的 I_{Tqim} (对 $I_{Tqim} = 520A$, 其值为 500A, 见表 2-38)。图 2-348 下图是施加上述波群时的累积功耗波形。在施加脉冲之前, 结温为 80℃, 波群过后, T_j 升至约 180℃。因其结温与温度敏感区仍有安全的距离, 这时的 GCT 仍挺得住。应该说明的是, 图 2-347 仅是对 GCT 高频脉冲工况的一种粗略描述。在评价其临界脉冲工况时, 应采用有限元法仔细分析温度的分布。

GCT 的高频性能非常有用, 但最重要的是其控制复杂逆变器的能力, 即可实施负载交互控制和故障控制。

4. 通态特性

GCT 在低的通态电压下可以有高的电流密度 (仅次于晶闸管), 即使在高的阻断电压下亦如此。这是由于它具有晶闸管结构的导通特性。与传统的 GTO 晶闸管比较, 由于使用了浅层阳极技术, GCT 的通态门极电流减少到 1/10。

图 2-348 为 GCT 器件的通态特性, 其中给出了 125℃ 下 5000A 电流时, 通态峰值压降的最大值、最小值及典型值。

上述通态特性使得在壳温 $T_c = 85℃$ 下, 器件能通过 2200A 的方均根额定电流 (正弦半波、50Hz)。

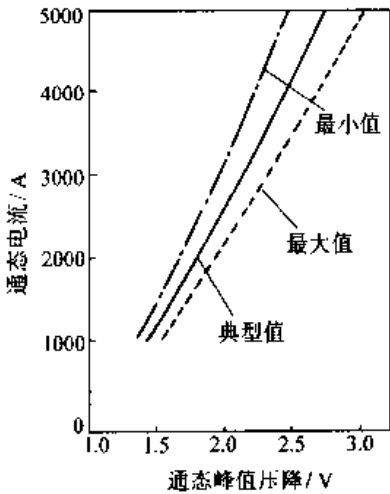


图 2-348 器件的通态特性

5. 直流阻断能力

因为 IGCT 的目的是用于工业应用中, 正确应用时, 一般不使 IGCT 工作于持续过直流电压下。对于 GCT 设计, 有两个直流电压是很重要的, 首先 GCT 在最大额定条件下运行一段不定时间内, 所能承受的最大长期直流电压, 这相当于逆变器 10% 的输入过电压 (ABB 半导体器件 GCT 由于外界宇宙辐射, 这种电压被设计成不超过工作 10³h, 故障次数小于 100 次的

失效率); 第二是在制动时, 能发生瞬态直流电压, 超调在最坏的情况有 10% 的输入过电压下, IGCT 必须承受一段时间, 由于在这种过电压下开关动作的减少, 结温会降低, 因此极限持续承受这些过电压减少了 IGCT 的负载能力。例如, 5500V IGCT 的最大瞬态直流电压等级是 3900V, IGCT 设计成在最大结温下承受这种直流电压等级的时间大约为 10s, 然而关断能力在 3300V 连续电压时, 额定关断电流减少到一半。

2. 13. 5 IGCT 与其他电力半导体器件的比较

1. 优、缺点的比较

综上所述, 我们可知 IGCT 包含了 GTO 和 IGBT 的所有优点, 表 2-41 给出了这些优点的比较。

表 2-41 GTO、IGBT 及 IGCT 的优点比较

	GTO	高压 IGBT	IGCT
开关技术	低的通态损耗。适用于绝大部分中等电压水平的电力电子成套装置	高频开关。低开关损耗, 无吸收电路, 集成门极驱动	高频开关。低开关和通态损耗, 无吸收电路。适用于绝大多数中等电压水平的电力电子成套装置
功率电路	严重失效保护	低电压、低零件数。适用于低电压并联和串联连接的系统	严重失效保护。高可靠性, 集成二极管和门极使用保持最少的零件数。适用于并联和串联连接
设备设计	结构紧凑, 高可靠性	模块化设计	结构紧凑, 模块化设备设计, 减少连线 and 互联, 可制成实用性高的模块

有关 IGBT、GTO、IGCT 工作原理及结构上的差异在前述各节中都已分析过了, 所以本节不从这些方面比较其差别, 而主要从应用的目的出发, 对同一电力电子成套装置中所用器件的数量及可靠性、吸收电路与钳位电路、门极驱动损耗与频率几个方面进行比较, 表 2-42 给出了 IGBT 和 IGCT 优、缺点的比较。

2. 所用元器件的数量及可靠性

图 2-349 对电压源逆变器分别采用 GTO、IGBT 及 IGBT 的桥臂进行了比较, 同时还标明了每台逆变器采用的主要元器件数量。从生产与逻辑观点来看, 这只不过是组装该装置所需部件的数量。IGCT 能提供最妥善的解决办法, 因为只要把门极控制单元作为

IGCT 模块的一部分,便有可能将所采用的部件数量减到最少。实际上,当电流大约为 200A 时,整个逆变器只采用一个 6 单元模块,而且元器件数为 1。因此,也就是说,当电流为 1200A 时,它要采用 6 个 6 单元模块;而当电流为 3600A ($3 \times 1200\text{A}$) 时,它要采用 18 个模块。

表 2-42 IGBT 和 IGCT 的优、缺点

器件类型	优点	缺点
IGBT	易驱动,非擎住器件。无吸收工作,动态损耗比 GTO 小(电压 $<2000\text{V}$ 时),具有短路时过电流自保护功能,模块电绝缘	高压时损耗大,用于牵引时可靠性不确定,对 EMI 敏感
IGCT	低损耗(就 GTO 和高压 IGBT 而言),可串联,硬驱动条件下可无吸收工作,具有缓冲层,集成有二极管,高可靠性(如用于牵引)	结构成本和门极电路成本高,短路时无过电流自保护功能

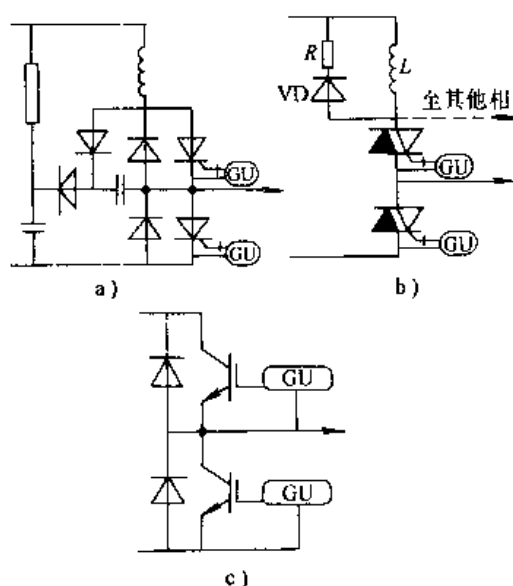


图 2-349 各种桥臂的比较

a) GTO 桥臂 b) IGCT 桥臂 c) IGBT 桥臂

从可靠性观点来看,不管元器件是否已模块化,元器件的数量就是所需分立元件的数量。因此,一台 50A 的 IGBT 逆变器(不要求芯片采用并联连接)可能要采用 18 个器件(IGBT+二极管+门控单元),而且每个器件都会具有一个固有的非特(FIT)率(在 10^3h 工作时间内,故障次数为 100 次)。非特率取决于多方面的因素,例如:芯片个数、焊接导线、焊接接头、连接端子、工作温度、电气与机械应力等。但是从现在的许多统计数据来看,在参数表极限范围内及在正常额定值下的设计中,非特率都取决于大多数元器件。一般情

况下,单个半导体芯片的固有非特率为 10(即在 10^3h 个器件工作小时内有 10 次故障),而由许多有源和无源部件组成的门极单元本身的非特率约为 500。

IGBT 是由许多标准单个芯片并联而成的,这既有利又有弊。标准芯片可设计成 50~1000A 中的任何一种,并采用标准硅片制作。这种非单个制作方法是將一种大规格硅片切成许多方形小芯片,以确保对硅片的最佳利用。然而,当所需的“器件”电流增加时其非特率也会相应地提高。

另外,尽管 GTO 是单个半导体器件,但在应用中仍然需要采用许多辅助元器件,如图 2-349a 所示。每个辅助元器件都具有其特定的非特率(更不用说其费用和体积了)。

对“最完美设计”可靠性的要求是,不管这些元器件是否可靠,都必须限制其总数。IGCT 技术可满足这一要求,因为它不仅能确保每台逆变器的外部元器件很少(约 3 个),而且还能确保逆变器内部的所有半导体是单个的。图 2-350 以近似曲线对 2800V 直流中间回路电压和 600Hz 脉宽调制的两点式逆变器采用三种不同电力半导体器件时所需功率器件(无源元器件和芯片,但不包括门极单元)的数量进行了比较。

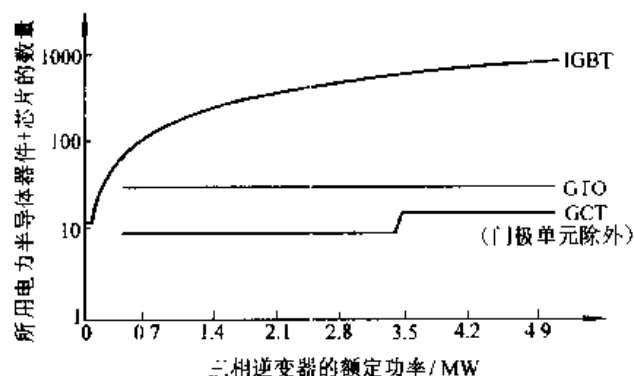


图 2-350 不同电力半导体器件构成相同功率变流器所需元器件的比较

应注意的是,该逆变器非特率的最后计算,包括图 2-350 中分立部件的非特率加上驱动系统附加的非特率。附加的非特率是指宇宙辐射对硅区的影响、门极单元非特率,以及由各种元器件和负载或供电性能的相互作用而产生的非固有非特率。例如, GTO 逆变器的非固有非特率所受到的影响,很大部分是来自于由负载和供电性能导致吸收电路产生的振荡。这种影响会导致 GTO 内部导电不均匀,从而增加其非固有的故障率。

在一个分别采用 GTO、GCT、IGBT 的 600Hz、3MW 两点式三相逆变器的实例中,表 2-13 所示 GTO 的非特率是计算得到的(现场数据),GCT 的非特率是

表 2-43 逆变器的非特率

逆变器器件类型	IGBT	GTO	IGCT
非特率	待定	7000	2300

估算的, 而 IGBT 的非特率仍待定。

3. 吸收电路与钳位电路的差异

吸收电路又称缓冲电路, 起源于需要限制在电力半导体器件关断过程中的能量过冲, 以抑制其电流或电压变化率。它确实不同于“钳位电路”(用于抑制电流和电压同时出现的变化), 并且还能适用于那些需要防止电压或电流超过预定极限值的网络。

理想的开关既无需采用吸收电路, 也无需采用钳位电路, 且又能无限制地承受电压和电流的快速变化。然而, 这在实际应用中是难以实现的, 原因是实际负载(如电动机)不可能接受这种运行方式。因此, 要求这种理想开关的动作要足够慢, 以致不会使其负载和相关电路的电压及电流发生急剧变化。

正如前面所述, 理想的半导体开关在导通状态下应呈现晶闸管特性。

在合适的门极控制下, GCT 呈现的特性如表 2-44 所示。

表 2-44 合适的门极控制下 GCT 的特性

阶段	状态	器件
1	导通	晶闸管
2	关断	PNP 晶体管
3	阻断	PNP 晶体管
4	开通	PNP 晶体管

尽管 GCT 主要呈现类似晶体管的特性, 但它更多的是用作一种数字器件而不是模拟器件。这就是说, 不需考虑开关速度、电流或电压, 并可任意施加门极电压和电流。IGCT 是 GCT 增加集成门极驱动电路而形成的, 集成门极电路中从速度等考虑, 使用数字(光纤)技术, 与数字(光纤)技术所应用的其他系统中的主元器件相比, IGCT 属于“不灵活的附属品”, 因为门极不能控制阳极电压或电流的变化率(dv/dt 和 di/dt)。阳极电压上升率是通过关断基极开路的阳极 PNP 晶体管进行控制的, 并在设计阶段由阳极掺杂面积决定, 一般可确定在 $1500 \sim 4000 \text{V}/\mu\text{s}$ 之间, 目前能实现的数值大约为 $3000 \text{V}/\mu\text{s}$ 。这样, 关断 dv/dt 不可能也不需要采用门极控制, 更不需要采用任何吸收电路进行限制。

在开通工况下, 几百安培大的门极脉冲电流便会使阴极 PNP 晶体管在 IGCT 导通之前出现有效饱和, 从而即使在很大的 di/dt 数值下, 其导通损耗也可忽

略不计。这样, 能使其实现均匀导通, 转而成为一种晶闸管结构。图 2-351 已证实了这一点, 其中阳极电流上升率由图 2-349b 中的电感决定。降低 GCT 门极电流对阳极 di/dt 几乎没有影响, 但会增加开通损耗, 并迫使晶闸管重新回到那种不均匀工作区。

正如 IGBT 一样, 该器件内部承受 di/dt 的能力很大, 但其寄生续流二极管内部承受 di/dt 的能力却受到限制, 因而需要对寄生续流二极管开通电流的 di/dt 加以限制。IGBT 与 IGCT 之间的主要区别是: IGCT 必须采用一个外部吸收电路, 而 IGBT 则是通过门极控制来限制 di/dt 的。

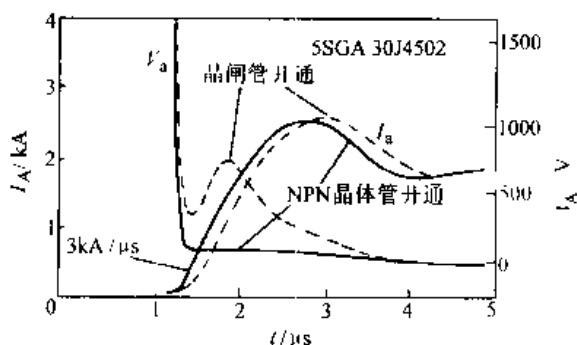


图 2-351 开通工况下晶闸管与晶体管的比较

在两种方法中, 功率都是在换流过程中损耗的, 不同的 IGBT 的功率损耗在内部, 而 IGCT 则损耗在钳位电阻上, 如图 2-349b 所示。在低电压小功率工况下, 这对 IGBT 来说是没有问题的, 因为 IGBT 模块不需要并联使用, 从而也就不需要采用钳位网络, 其部件数便可相应减少。然而, 在多个模块并联的地方, 三元器件构成的钳位电路会增加部件数。此外, 在高电压工况下, IGBT 的开通损耗会大大超过其关断损耗。例如, 一个 1200A 、 3300V 的 IGBT 模块在 1800V 直流中间回路电压下关断 1200A 仅损耗 3W (与 IGCT 的相同), 但在开通相同的电流时, 其损耗大约是 GCT 的 10 倍以上 (见表 2-45), 这取决于 IGBT 的设计。

4. 损耗与频率

在不带吸收电路的晶体管电路中, 最高工作频率主要受开关损耗的限制。与晶闸管和 GTO 相比, 其不同之处就是没有关断时间, 而只有很小的最小导通时间与最小关断时间。就 ABB 公司半导体部现已商业化的 $3.5\text{kV}/4.5\text{kV}$ 的 IGCT 而言, 其最小导通时间与最小关断时间分别为 $15\mu\text{s}$ 和 $20\mu\text{s}$ 。

任何半导体器件允许的总损耗都由其可行的冷却方式决定。总损耗包括开关损耗和通态损耗。其通态损耗越低, 留给开关损耗的“余地”也就越大。表 2-45 对用于 3600A 、 3300V 设计的 IGBT 和 GCT 技术进行了粗略的比较。对于 GCT 而言, 在该运行条件下, 半

导体器件的动态损耗几乎降低了一半，这使得 GCT 能够在至少是三倍的频率下工作。然而这种令人叹服的性能不可能向低电压推广利用。一般说来，低电压采用的单个芯片可能太薄，以致于难以装配。目前 GCT

设计的电压范围在 3300~6000V 之间，而根据其通常的折衷选择方案（电流、电压、占空比、冷却），则要求 6kV 的器件能在 1kHz 的工况下工作，3300V 的器件能在 3kHz 的工况下工作。

表 2-45 GCT 与 IGBT 的参数比较

参 数	GCT (逆导, 91mm)	IGBT (3×1200A 模块)
通态电压 (在 3500A 的工况下) /V	2.8	5.7
P_{on} (在 3600A、1800V 及 2000A/ μs 的工况下) /W	0.5 (加上 di/dt 吸收电路的损耗)	12~20 (取决于 SCSOA 的设计)
P_{off} (在 3600A、1800V 及 2000A/ μs 的工况下) /W	9	9
总的开关损耗/W	≈10	≈20~30

表 2-46 粗略地对三种 3300V 器件作了比较，其中 IGCT 明显占优势[按理应在 600~6000V 间作更多的比较，但如今既无低压的 IGCT，也无更高压（3000V 以上）的 IGBT]。由表中可见，三种器件的关断损耗相当（基极开路的晶体管关断），通态损耗相差两倍（晶体管与晶闸管之差），而开通损耗则相差 20 倍。这

是因为在 IGCT 电路中，有一 di/dt 吸收电路 $I_{snubber}$ ，它将开通时储存的能量耗散在电阻 $R_{snubber}$ 上。对于图 2-349 所示的 IGBT 电路，IGBT“线性放大”属性被用来控制开通时的 di/dt ，使之达到与 IGCT 相同的值。这样，原耗于 $R_{snubber}$ 上的能量只能耗于 IGBT 内部。

表 2-46 三种 3300V 器件的特性

	IGBT	GTO	IGCT
器件通态损耗	100%	70%	50%
器件关断损耗	100%	≈100%	100%
器件开通损耗	100%	30%	5%
门（或栅）极驱动功率	≈1%	100%	50%
短路电流	自身限制（ $=f_{on}$ ）	外部限制（电抗器）	外部限制（电抗器）
di/dt 吸收电路	无	有 ^②	无
dv/dt 吸收电路	无	有	有
开关芯片	分立	单片	单片
二极管芯片	分立	单片	单片
芯片封装	焊接 ^①	压接	压接

① 一般为焊接，在特殊高温循环应用则为压接。

② 用吸收电路强制降低损耗。

图 2-352 为图 2-249b 的电路扩充，它确定了图 2-253 中具体的波形值。因为在有源器件开通时，需限制续流二极管（FWD）的反向恢复过程，因而需对 di/dt 进行限制。

上述所有器件的二极管技术相同，并规定有最大允许的 di/dt 值。其中，只有 IGBT 能选择控制 di/dt 的方法。对 IGCT 而言， di/dt 只能采取外部限制。图 2-353 给出为适于图 2-350b 和图 2-350c 的典型开通波形（其中 $di/dt|_{on}$ 是续流二极管（FWD）所允许的电流下降率， I_{load} 为额定负载电流），而在 $t_2 \sim t_r$ (t_{on}) 这段时间内，直流中间电路电压加在 IGBT（见图 2-350c 的

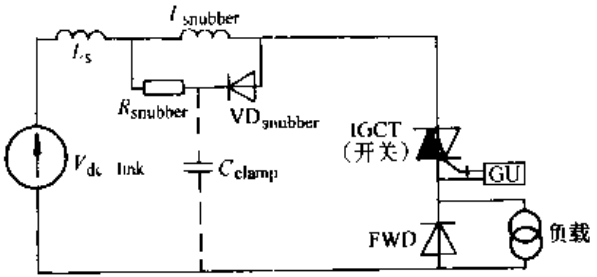


图 2-352 电压钳位和 di/dt 吸收组合电路

$L_{snubber}$ —吸收电感 $VD_{snubber}$ —吸收二极管
 $R_{snubber}$ —吸收电阻 C_{clamp} —钳位电容
 $V_{dc-link}$ —直流中间电路电压 FWD—续流二极管

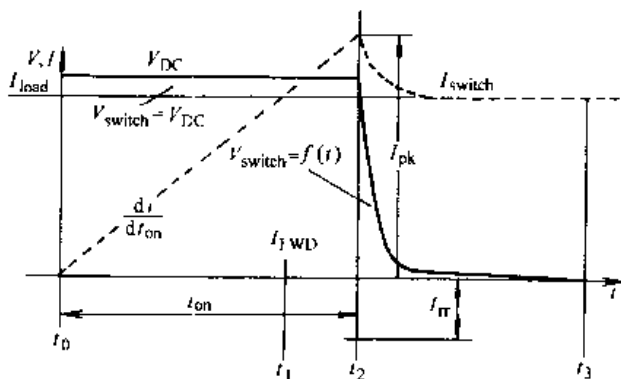


图 2-353 图 2-350b 和图 2-350c 的典型开通波形
门极控制区)或加在图 2-350b 的电感(或图 2-352 的
 L_{snubber} 上)。由于其恢复时间所限(即限制 di/dt)，实际
上在 t_2 时刻之前负载保持短路。这样，电路的开通损
耗(由 FWD 引起)可由下式给出：

$$E_{\text{on}} = V_{\text{dc}}(t_2 - t_0)(I_{\text{load}} + I_{\text{rr}})/2 \quad (2-115)$$

器件本身的损耗为

$$E_{\text{on}} \approx I_{\text{load}} \int_{t_2}^{t_1} V_{\text{switch}}(t) dt \quad (2-116)$$

式中, $V_{\text{switch}}(t)$ 是器件的电压特性值, 它有一时间常
数。对 IGBT 来说, 该常数随短路耐量的增加而增大,
并取决于 V_{dc} 。由于是一种同步开关的擎住型器件, 其
 $V_{\text{switch}}(t)$ 时间常数很小。

上述方程既可用于无 di/dt 吸收的 IGBT, 也可用
于有 di/dt 吸收的 IGCT。

式 (2-115) 可以改写为

$$E_{\text{on-电路}} = V_{\text{dc}} t_{\text{on}} (I_{\text{pk}}/2) = (V_{\text{dc}} I_{\text{pk}}^2)/(2 di/dt) \quad (2-117)$$

即允许的最大 di/dt 由允许的最大反向恢复功率给
定。由于 FWD 的 $P_{\text{rr max}} = V_{\text{dc}} I_{\text{rr max}}$, 因此

$$I_{\text{rr max}} = P_{\text{rr max}}/V_{\text{dc}} \quad (2-118)$$

其中 $di/dt|_{\text{max}} = k I_{\text{rr max}}$ (2-119)

由式 (2-118) 和式 (2-119) 可得

$$di/dt|_{\text{max}} = k I_{\text{rr max}} \quad (2-120)$$

将式 (2-120) 代入式 (2-117) 得

$$E_{\text{on-电路}} = (V_{\text{dc}}^2 I_{\text{pk}}^2)/(2k P_{\text{rr max}}) \quad (2-121)$$

由此可得出下列结论：对于给定的二极管技术及
硅片面积，电路的开通损耗正比于 $V_{\text{dc}}^2 I_{\text{pk}}^2$ ，即与逆变
器容量的二次方成正比。关断损耗只能通过单独的吸
收电路予以减小(但却带来元器件数的明显增加)，而
通态损耗则根本无法减小。与两者不同的是，硅片中的
开通损耗可通过单个 di/dt 吸收电路得以显著减小
(对 IGBT 亦然)，这样图 2-352 电路中的部件数增加
得最少。

假设有一直流中间电路电压为 1800V、器件关断

电流为 3000A 的应用场合，允许的 di/dt 为 1000A/
 μs 。按式 (2-115)、式 (2-117) 得出，单脉冲损耗约
为 14W (取决于 I_{rr})，1000Hz 时的损耗为 14kW [按式
(2-116)或比该值大两倍，具体取决于该器件的短路安
全工作区(SCSOA)的设计]。关断损耗约为上述值的
一半。而通态损耗($\alpha=0.3$ 时)，IGCT 的值为 2.5kW，
IGBT 的值则为 5kW。对于上述的大功率系统而言，图
2-353c 中 IGBT 所需的硅片面积为图 2-350b 中 IGCT
的三倍(而 IGBT 热阻却可减小 2/3)，这主要由于开
通损耗所致和先前提出的高可靠性和低价格的目标要
求。这里额定工作频率和峰值工作频率(为过电流限制
或精确力矩控制所需)由开关损耗决定，实际上，由总
损耗 P_{loss} 决定，其原因在于在给定的冷却条件下，导
通损耗越低，则相应的开关损耗就会越大。在额定电流和
25kHz 的频率下，6000V 的 IGCT 做到了 10 个短脉
冲。

另一方面，由于有性能优良的续流二极管，使得上
升时间为 0.05 μs 的 3000A、1200V IGBT 三相桥电路
在 600V 直流中间电路电压下总的 di/dt 可达
48000A/ μs (每个芯片 800A/ μs)。这时电路损耗小得
可以忽略不计($\approx 0.1\text{W} \cdot \text{s}$ ，约与器件本身的损耗相
当)，其中关断与通态损耗占支配地位，使得无需采取
外部 di/dt 限制措施。

图 2-354 示出 PWM 逆变器的 IGBT、IGCT 以及
反并联二极管的导通损耗之和 ($P_{\text{con-IGBT+D}}$ 、
 $P_{\text{con-IGCT+D}}$)、开关损耗之和 ($P_{\text{sw-IGCT+D}}$ 、
 $P_{\text{sw-IGBT+D}}$) 以及总损耗与调制系数 $m=2(\sqrt{3}/2)$
($V_{\text{u,ph}}/V_{\text{dc}}$) 的关系。在所考虑的工作范围内，由于
IGCT 总的通态损耗小，逆导型 IGCT 产生的总损耗

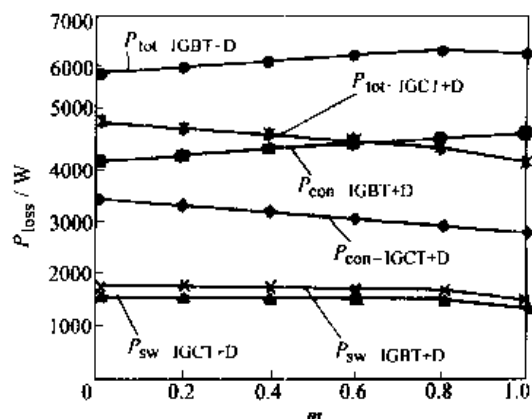


图 2-354 使用 IGBT (1200A、3300V) 模块
与 IGCT (3120A、4500V) 的 PWM 逆变器中的
导通损耗 P_{con} 、开关损耗 P_{sw} 以及总损耗 P_{tot}
与调制系数 m 的关系 ($V_{\text{dc}}=1500\text{V}$, $I_{\text{n}}=600\text{A}$,
 $\varphi_{\text{n}}=25^\circ$, $f_s=500\text{Hz}$, $T_j=125^\circ\text{C}$)

比 IGBT 模块产生的低 16% ($m=0$) 和 33% ($m=1$)。损耗的减少量随着调制系数增大,也随着有效半导体的导通时间的延长而增大。这是由于 IGCT 反并联二极管的通态损耗高于 IGBT 反并联二极管的通态损耗。

图 2-355 示出逆变器的通态损耗及开关损耗与输出相电流有效值的关系。使用 3120A IGCT 的 PWM 逆变器在这个工作范围内的总损耗比 IGBT 逆变器的低 33%。这是由于有效半导体通态损耗占支配地位的缘故。

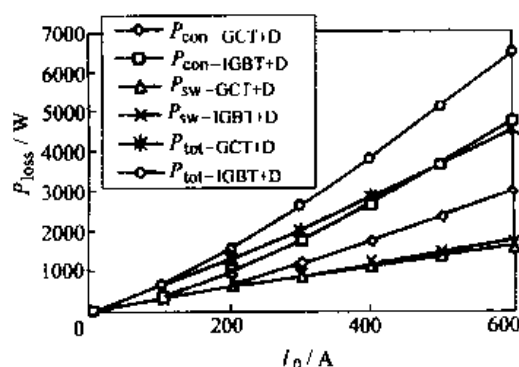


图 2-355 使用 IGBT (1200A、3300V) 模块与 IGCT (3120A、4500V) 的 PWM 逆变器中的导通损耗 P_{con} 、开关损耗 P_{sw} 以及总损耗 P_{tot} 与输出电流 I_o 的关系 (输出电压 $V_{oph}=520V$ 、 $\varphi_0=25^\circ$ 、 $f_s=500Hz$ 、 $T_j=125^\circ C$)

图 2-356 示出逆变器总损耗及 IGBT、IGCT 和反并联二极管的损耗分配与输出电压和输出电流间相位移的关系。在 $\varphi=180^\circ$ 时,IGBT 逆变器总损耗最小,这是因为主要是二极管导通。因为在所选的调制方式下,开关损耗基本上与输出端相位移无关,而二极管的通态电压明显低于 IGBT 的通态电压。然而,在 IGCT 逆

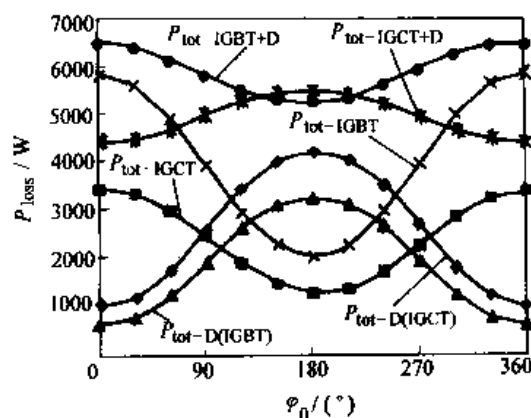


图 2-356 使用 IGBT (1200A、3300V) 模块与 IGCT (3120A、4500V) 的 PWM 逆变器的损耗与输出相位移的关系 ($V_{oph}=520V$ 、 $I_o=600A$ 、 $f_s=500Hz$ 、 $T_j=125^\circ C$)

变器中,损耗大部分发生在 $\varphi_0=180^\circ$ 的再生状态,因为集成的反并联二极管的通态电压高于 IGCT 的通态电压。应该注意到在这种应用情况下,可以优选 3300V 的 IGCT (包括反并联二极管),以便 IGCT 逆变器的损耗进一步显著减少。

图 2-357 示出在输出电压较低、输出电流大、输出相位移 φ_0 小的情况下的开关损耗和通态损耗。图中: P_{onT} 、 P_{offT} 、 P_{offD} 为开关损耗; T 为 IGBT 或 IGBT; D 为二极管; P_{conT} 、 P_{conD} 为通态损耗。在这个工作点上,反并联二极管导通时间占开关频率周期的一个部分。IGCT 反并联二极管的通态压降较大,使 1560A 的 IGCT 模块在 $f_s=500Hz$ 情况下,总损耗比 IGBT 模块的略低。而如用 3120A 的 IGCT,则总损耗比 IGBT 模块减少 15%~16%。

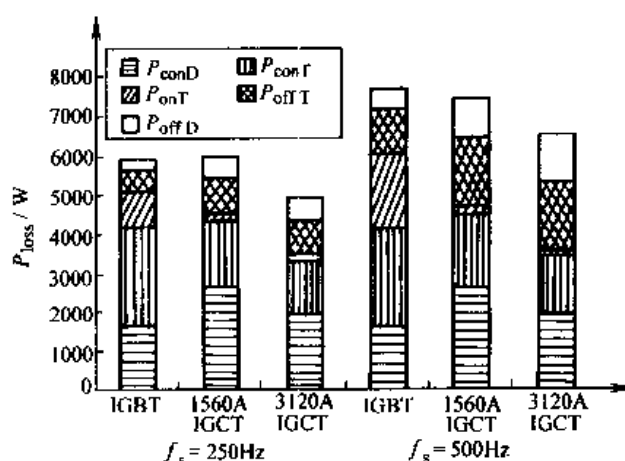


图 2-357 使用 IGBT (1200A、3300V) 模块与 IGCT (1560A、4500V)、IGCT (3120A、4500V) 的 PWM 逆变器在低输出电压情况下的损耗 ($V_{oph}=35V$ 、 $I_o=600A$ 、 $\varphi_0=17^\circ$ 、 $T_j=125^\circ C$)

5. 驱动电路的比较

由于其“硬驱动”门极控制允许关断增益为 1 和初始导通增益低(也接近于 1)。因此 GCT 可以实现双极晶体管的动态特性。这就要求大规格门极单元与 GCT 集成,因而被称为“IGCT”。

不过,GCT 的门极单元由于采用了浅层发射极这一先进技术,其体积大约为 GTO 门极驱动单元的一半。同时缓冲层通过减少 N 基区的存储电荷,可使其尾部电流持续时间(尾部电流经门极单元排出)也减半,从而降低了对门极功率的要求。即使其门极关断峰值电流增益为 1 (比 GTO 的要大两倍以上),但由于其存储时间仅为 $2\mu s$ (而 GTO 则近 $30\mu s$),因而其门极电荷仍然很小。

在大功率工况下,GCT 与 IGBT 相比,尽管其门

极驱动器所花费用不多,但功率却要大得多。这是因为其门极控制的主要功能更为简单:它是采用“数字的”,而且不要求调节换流速度。这样,便不必将阳极高电压反馈到低电压的驱动电路,从而简化了印制板的布置。因此,导致费用增加的因素就只限于低压储能电容器和在功率输出阶段用的 MOSFET。

IGCT 门极驱动器提供开关过程及通态时所需的门极电流。尽管门极电流幅值 I_{GQRM} 增大了,但门极关断电荷 Q_{ge} 因存储时间缩短为 1/15 而减少到约为传统 GTO 的 40%。再加上通态门极电流减少了 90%,故与 GTO 相比,门极驱动功率降低了 50%。IGCT 的快速开关过程并不要求门极驱动本身控制开关时间。IGCT 门极驱动器所用的元器件数仅稍多于标准的 IGBT 栅极驱动器所用的元器件数。

将最新的 IGBT 和 IGCT 的门极驱动器进行比较,大功率 IGBT 模块的栅极驱动器的复杂程度与 1560A IGCT 的门极驱动器不相上下。3120A IGCT 门极驱动器的部件数和复杂性估计比 IGBT 的稍高些。由于大功率 IGBT 是 MOS 控制,IGBT 的栅极驱动功率约为 IGCT 所需的 10%~20%。然而,对于所有半导体器件来说,门极驱动功率的绝对值是非常小的。大功率 IGBT 还可用栅极驱动来调节开关过程中的 di/dt 与 dv/dt 。

6. 其他特性比较

表 2-47 汇总了所选用的 IGCT 和 IGBT 在 ABB 公司开发的 1.14MVA 逆变器中的重要特性以及部分器件的一般特点。大多数数据分别是以 IGCT (3120A、4500V) 为基础的相对比较值。

表 2-47 IGBT 模块与 IGCT 的特性比较

项 目	1560A、4500V IGCT	3120A、4500V IGCT	1200A、3300V IGBT
硅片面积相对比值(PU) ^①	0.51	1	1.53
硅片部件数/个	1	1	60
热阻相对比值(PU)	2	1	0.83
通态电流为 1200A 时的导通峰值压降 $V_{CE}/$ 电流密度 ρ	1.35V/(80A/cm ²)	1V/(40A/cm ²)	2.0V/(27.6A/cm ²)
1200A 时开通损耗的能量相对比值(PU)	1	1	11
1200A 时关断损耗的能量相对比值(PU)	1	1	0.64
在低调制系数时,逆变器总的半导体损耗($m=0.06, 500\text{Hz}$)相对比值(PU)	1.15	1	1.19
在中等调制系数时,逆变器总的半导体损耗($m=0.61, 500\text{Hz}$)相对比值(PU)	1.12	1	1.28
门极驱动的复杂性相对比值	0.75	1	0.75
门极驱动功率($f_s=500\text{Hz}$)相对比值(PU)	0.5	1	0.1
di/dt 和 dv/dt 的有效控制	无	无	有
有效钳位	无	无	有
有效的短路限制	无	无	有
承受高开关频率	有	有	有
di/dt 钳位	有	有	无
短路电流限制器	无	无	有
短路保护	有效保护和安全关断	有效保护	
损坏后的特性	短路	短路	开路
宇宙射线	100FIT	100FIT	无数据
逆变器可靠性	$\leq 2300\text{FIT}$		无数据

① PU 代表每单元。

通过比较这两种器件可以看出, IGBT 硅片面积比 3120A IGCT 的约大 50%。而 1560A IGCT 只有 IGBT 模块硅片有效面积的 1/3。显然, 逆变器中, IGCT 对硅片的利用率大大高于 IGBT 模块的。就硅片利用率和负荷能力而言, IGCT 与 IGBT 模块相比, 在价格上有明显的优势。

一个 IGBT 模块含有 60 个芯片, 由 450 条连线连接。而 IGCT 只有一片硅片, 装在可靠压接的管壳内。IGCT 的通态电压分别为 IGBT 的 50% (3120A IGCT) 和 67.5% (1560A IGCT), 此时电流密度分别增大 45% (3120A IGCT) 和 189% (1560A IGCT)。与所研究的 IGBT 相比, IGCT 逆变器的 di/dt 钳位电路使 IGCT 的开通损耗降低。然而, 如果假设门极电阻 $R_G = 3.3\Omega$, IGBT 的关断损耗则比 IGCT 的低。尽管有效的硅片面积大大减小, ABB 公司的研究表明, 1.14MVA PWM 逆变器中的 1560A IGCT 的总损耗可比 IGBT 的小。该逆变器在低的和中等的调制系数情况下工作时, 开关频率为 $f_s = 500\text{Hz}$ 。逆变器中所用 3120A IGCT 产生的损耗比 IGBT 模块的约低 16%~33%。

大功率 IGBT 能有效地钳位, 能在 $10\mu\text{s}$ 内有效地关断短路电流, 即能用器件限制短路电流, IGCT 和 IGBT 在条件最差的脉冲方案下, 承受高开关频率也不会出问题。

在有直流电压环节的逆变器中, 贯穿短路的危险总是存在的, 这种情况必须谨慎处理。在 IGCT 逆变器中, 浪涌电流受到 dv/dt 钳位电路的限制。IGCT 在严重的故障时会安全地短路, 在这种情况下, 控制系统将立即使逆变器停止运行。一种特殊的短路电流限制器, 可以防止 IGCT 模块因直通短路而造成的损坏。但 IGBT 模块损坏后就开路, 这是该器件在某些用途中, 例如, 在有串联器件的变流器中的一大缺点。

IGCT 可在小的有效硅片面积上做到损耗低、开关速度高、部件数少, 以及在紧凑的机械结构情况下可靠地、易于装配地压接封装, 都有利于设计出成本低、结构紧凑、可靠性和效率高、100%无爆炸的 IGCT 逆变器。300kVA~10MVA IGCT 变流器可以做到不用串联或并联器件。IGCT 简单而可靠的串联, 可以使 IGCT 变流器的功率范围扩大到数百兆伏安, 适用于电力系统。大功率 IGBT 虽具有所希望的特性, 例如: 有效控制 dv/dt 和 di/dt 、有效钳位、限制短路电流、有效保护等, 然而较高的通态损耗, 低的硅片面积有效利用率, 损坏后的开路以及低的可靠性等, 都限制了传统大功率 IGBT 模块的应用。

GTO 由硅片上生成的成千上万个单胞构成。在四

个操作条件下 (通态、断态、开通、关断) GTO 都会有损耗。在中等电压下, GTO 显示出了很低的通态损耗和合理的关断损耗。即便如此, 由于开关特性不均匀, 外围吸收电路对于开关操作是非常必要的。这些吸收电路, 占用了最终设备的大部分空间和绝大部分的设计复杂程度、成本和功耗。相反, 对比之下, 除了具有均匀的开关特性外, IGBT 具有更高的导通损耗, 也就是说, 它们不需要吸收器, 但是它们不能在所有的中等电压水平下直接操作。为了克服这些缺点, 设计者必须串联接入低电压 IGBT, 这就大大增加了复杂程度, 增加了功耗, 减小了系统可靠性。比如, 当设计输入直流为 4160V 的变流器时, 就需要在系统中每相串联接入 4 个 1800V 的 IGBT。

GTO 可以很经济地生产并且在大多数中等电压档次上应用。3300V IGBT 已经批量生产 (日本三菱电机公司), 据估计, 4500V IGBT 即将问世, 这将简化中等电压功率电路的设计。但是目前已经知道, 它们将会有较大的功耗。为了克服这些功耗及不断积累的热量, IGBT 不得不采用更大的硅片面积, 而这将会增加成本。

理想的功率开关将同时具有 IGBT 的开关速度和 GTO 的传导能力, 还将有 GTO 低成本和高产出的优点, 这正是 IGCT 所拥有的。

就应用而言, IGCT 易于串联的固有特性使其在大功率应用 ($>1\text{MVA}$) 占有重要的地位。IGBT 要进入该应用领域则须解决压接问题, 目前正在着手解决该问题, 并已有成功的报道。

IGBT 和 IGCT 都面临着宇宙射线引起的器件失效问题。IGCT 的失效机理预计和 GTO 的相同, 但目前仍没有足够的数据能够解释 IGBT 的失效机理。已有迹象表明, IGBT 的失效机理也许更为复杂些。

为了比较器件在相同应用场合中的性能, 表 2-48 对大功率逆变器中的 GTO IGBT 和 IGCT 进行了比较。根据表中 6 项指标的比较可以看出, IGCT 比 GTO 和 IGBT 具有更明显的优势。其中, 就可靠性这个最重要的性能指标而言, IGCT 比 IGBT 高 5 倍。

表 2-48 用于大功率逆变器 (3MVA、600Hz) 中的 GTO、IGBT 和 IGCT 比较

	GTO	IGBT	IGCT
可靠性(FIT)	7000	13000	2300
损耗/kW	72	45	26
重量/kg	190	70	60
体积/L	456	200	80
热循环能力($\Delta T=80^\circ\text{C}$)/千次	200	80	200
模块化水平/ $n \times \text{kg}$	3×65	18×2.5	1×32

2.13.6 IGCT 的应用技术和举例

IGCT 包含了未来电力电子应用所需的全部重要技术革新,是对电力电子应用的一个重大贡献。它是未来 0.5MVA 至数百兆伏安范围内高电压应用的关键部件。对大功率应用,IGCT 的固有性能使大功率自关断器件实现简单和牢固的串联。较其他全控型器件,IGCT 具有低价、简单、高效的优点,在上述功率范围内还找不到真正的对手。

1. IGCT 的可应用领域

与当今所有的全控型器件相比,尤其在大功率应用领域 (0.5MVA 至几百兆伏安),IGCT 具有下列明显优势 (对每 MVA 而言):

- 1) 成本最低。
- 2) 损耗最小。
- 3) 部件最少。
- 4) 可靠性最高。

由于具有上述优势,IGCT 定将在所有大功率应用领域中迅速找到其位置,其典型应用如下:

1) 中压调速传动。

2) 高动态轧钢传动。

3) 电化学变流器。

4) 大功率铁路牵引。

5) 变速发电。

6) 高压直流输电。

7) 民用领域,如动态电压恢复器、有源滤波器、储能系统。

8) 柔性变流输电系统 (FACTS) 应用,如统一电力控制、无功补偿装置。

2. 串联技术

在大功率电力电子成套装置领域中,IGCT 能提供一项重要的关键技术,即可提供既能牢靠关断半导体器件而又有高的性能价格比的器件串联。这种串联不但为高压应用,也为大功率应用所需。

IGCT 的存储时间很短只有 $1\mu\text{s}$,特别适合于器件的可靠串联,因而它无疑是新型大功率逆变器的关键技术。

在以串联为基础并被证实能确保最佳长期运行可

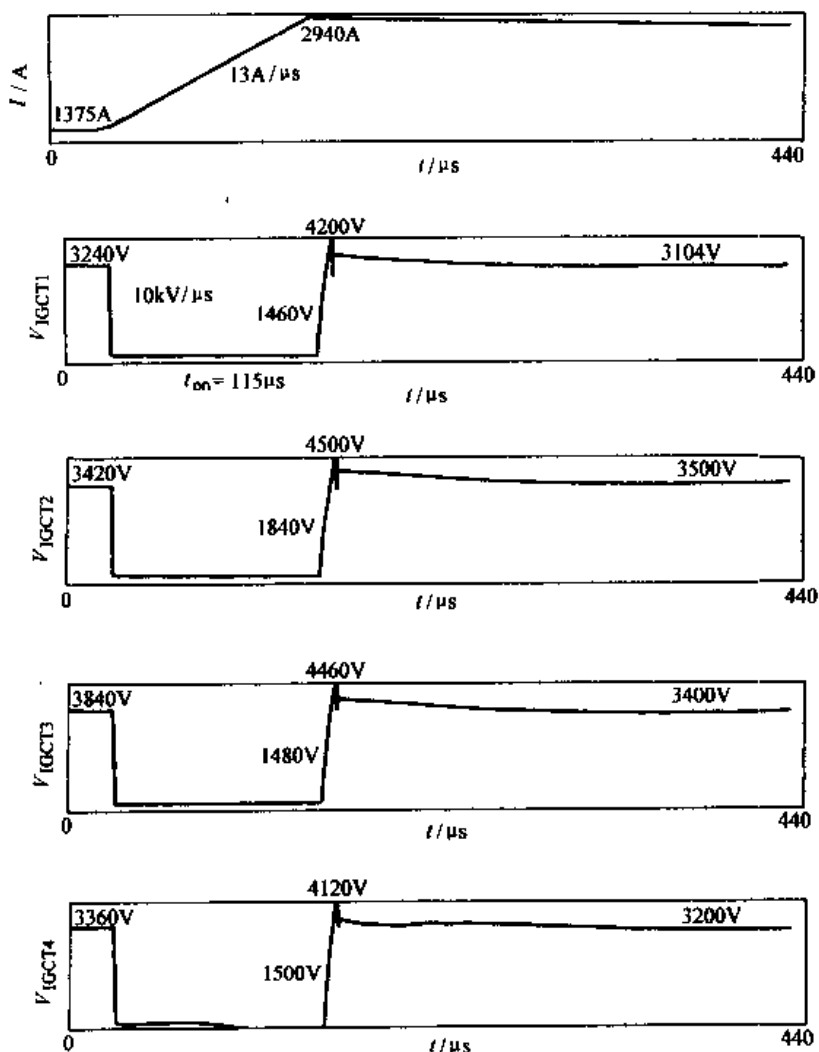


图 2-358 直流电压为 13200V 时 4 个串联的 3000A IGCT 关断时的波形

靠性的方法是使串联的 IGCT 器件数多于所需的器件数。由于该方法使装置在以下几个方面得以改进,因而具有实际意义。

1) 万一某一个 IGCT 或反并联二极管失效, 装置也能继续运行而不会中断。这是因为平板式的 IGCT 失效后自身即形成短路, 器件失效可由电子电路检测出来并由光缆发出信号。在随后的电路检修时, 失效器件即能被替换掉。

2) 加入冗余的 IGCT 减小了每个器件及每个缓冲电路的电压负载。众所周知, 单个器件的寿命与其所承受的电压有很大的关系。当电压降低 $1/3$ 时, IGCT 的平均寿命提高约 20 倍。

3) 加入冗余的 IGCT, 亦减少了变流器相桥穿通的危险, 因此能制造出没有熔断器的大功率变流器装置, 并提高其可靠性和效率, 从而极少发生贯穿短路。尽管如此, 变流器仍做成能承受该故障条件下机械应力的结构。

1994 年 ABB 公司以第一代 IGCT 产品为基础, 对 IGCT 的关断特性和串联特性进行了成功测试。在功率试验室测试了完整的 H 桥, 即变流器的双相桥电路, 其中每个相半桥上有 4 个串联的 IGCT (总共 16 个器件), 对 IGCT 的串联作了严格的全面的测试, 包括加速寿命试验以及通过综合计算和模拟所作的验证。

图 2-358 是 4 个串联 IGCT 的同步关断波形。由于 IGCT 的存储时间很短 ($1\mu\text{s}$), 故不同器件间该时间的偏差很小 ($<0.2\mu\text{s}$), 从而能使各串联器件间实现很好的均压。为获得较低的 IGCT 动态过电压, 大功率相桥模块的电感很低。由于 IGCT 的工作很均匀, 其电压过冲已不再是关键参数。测试中电压过冲已达 1500V。

为使串联 IGCT 首次商业应用于 100MVA 变流器上, 瑞士 ABB 公司开发了新的大功率逆变器用 IGCT 组件。针对大功率领域的这些应用, 开发了一种低感和高性能价格比的水冷逆变器用 IGCT 组件, 组件中串联 IGCT 的数量增至 6 个。每个 4500V 的 IGCT 能承受 3000V 的最大静态直流电压。大功率逆变器设计时通常选用的串联器件数为 $N=5+1$ 方案 (见图 2-359), 由于采用了冗余设计, 使得逆变器的长期稳定运行的可靠性大为提高。使用效果表明, 要达到所需的可靠性, 在甚高功率应用中, 必须采用冗余设计。以第一代 IGCT 产品为基础的 IGCT 逆变器组件, 其 dv/dt 吸收电路得以简化, 仅装备了简单的 RC-D 型吸收电路, 并由专用的隔离变压器向门极驱动单元提供电源。

3. 应用中是否采用吸收电路

在 IGCT 的电路设计中, 主要采用 di/dt 限制电路, 而 dv/dt 吸收电路则是备用的。在低频工况下, 采

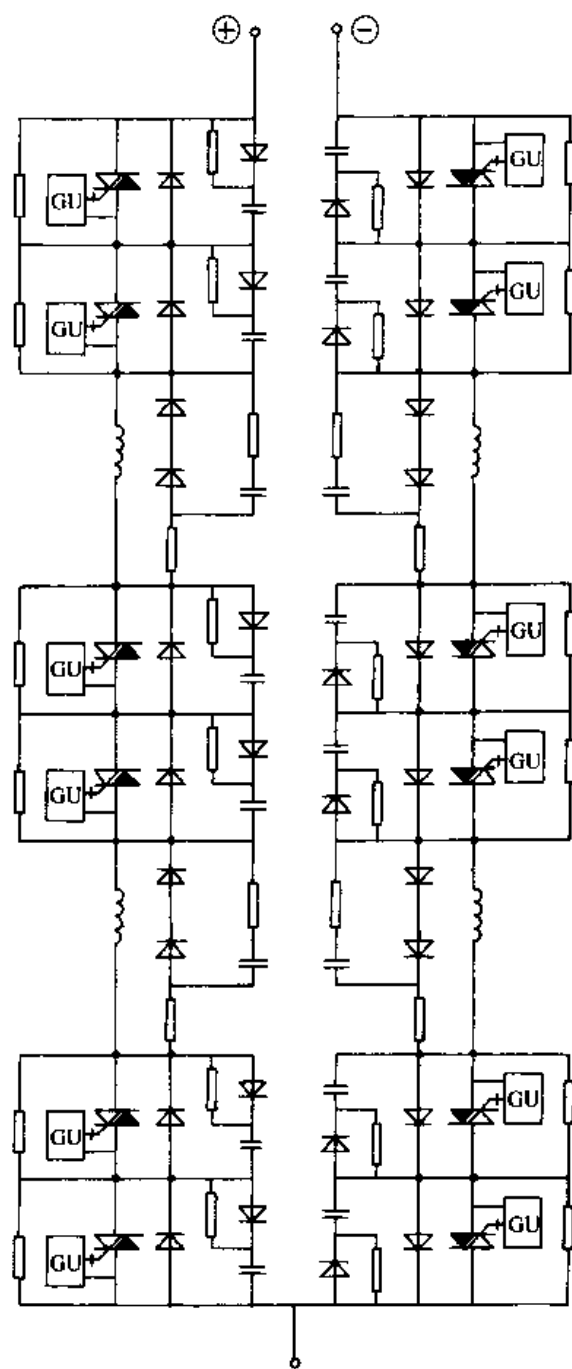


图 2-359 大功率 IGCT 逆变器模块

用电压吸收电路 (RC-D 网络) 是没有问题的, 它的损耗很小, 但却使 IGCT 可关断电流增加了 2 倍 (见图 2-360)。图 2-360 示出了 5SHY 35L4502 型首批商业化器件的安全工作区。该器件的阻断能力为 4500V, 根据图 2-360 中的恒功率特性曲线可看出, 在不带吸收电容的工况下, 4000V 电压时, 可关断 2800A 的电流, 3200V 电压时, 可关断 3500A 的电流。如果采用一个 $4\mu\text{F}$ 吸收电容, 便能在 4500V 时关断 5000A 的电流。

IGCT 的存储时间极短 ($<3\mu\text{s}$), 因而可直接串联使用。如果将电压吸收电路跨接在每个器件上, 存储时间可缩短到 300ns 以内。

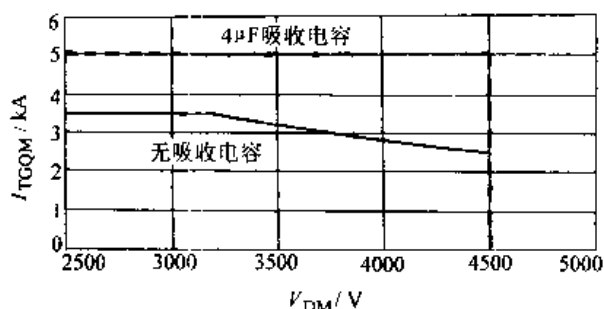


图 2-360 5SHY 35L4502 型

IGBT 的安全工作区

由于在高频工况下不宜采用串联,电压吸收电路就变得有害而无益了,因而可以省去。

正如所有晶体管电路那样,直流中间电路的杂散电感 L_s 必须严格保持在一个最小值上,否则就会出现损耗过大和电压过冲。如图 2-352 所示,在不能保持这一最小值的场合下,即不能低于 300nH 的场合下,就必须考虑另加一个电压吸收电路。

应该指出的是,如果吸收电容较小,关断电流 I_{TQGM} 会稍有降低,原因是吸收电容的减小将导致硅器件能耗增加。

对于关断能量 E_{off} ,则需考虑两种影响:对于小的 C_s ,主要损耗来自于电流下降阶段;而对于大的 C_s ,主要损耗来自于尾部电流阶段。如果要使器件有最小的损耗,则可发现有最佳的电容配置。硬驱动条件下,原先在关断瞬态用来抑制过电压的吸收电路得以简化,甚至可以取消。对于具体的装配来说,这会减少功耗和节省费用。图 2-361 给出了 IGCT 吸收电容 C_s 与其他参数的关系。

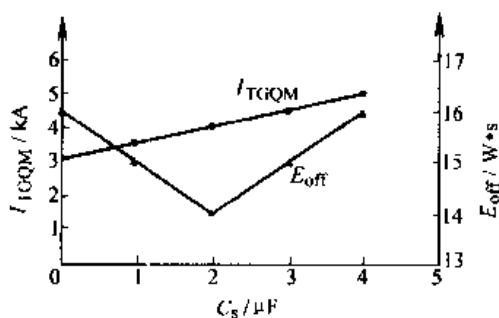


图 2-361 硬驱动条件下,IGCT 额定

关断电流 I_{TQGM} 、关断功率 E_{off} 与吸收电容 C_s 之间的关系

4. 门极驱动技术

IGCT 的门极驱动电路提供 IGCT 开关过程及通态过程所需的门极电流,它一般采用硬驱动技术。硬驱动有双重的优势:一方面,关断时间绝对值和离散性的大大减小,为 IGCT 的高压串联应用(10~100kV)打开了方便之门,如果发生过电流失效,器件烧毁使其自

身短路,而不像 IGBT 那样会对临近的元器件造成危险;另一方面,原先在关断瞬态用来抑制过电压的吸收电路得以简化甚至可以取消。

IGCT 要求的门极驱动功率要比 IGBT 大几倍,如 1500A、4500V IGCT 所需的门极驱动功率约为 1200A、3300V IGBT 模块驱动功率的 5 倍,这就要求门极电路中的漏感要非常小(如 $di_c/dt = 1000A/\mu s$ 时,应 $< 5nH$)。在 IGCT 内部是通过印制板把 GCT 与门极驱动电路直接相连的,所以门极驱动电路与 GCT 其靠近,为了更加紧固与紧凑,门极驱动电路应围绕着 GCT,并使 GCT 和冷却装置形成一个自然整体,其中应包括 GCT 门极驱动电路所需的全部元器件,因此降低了门极驱动电路的元器件数、热耗散、电应力及内部热应力,而且也大大降低了吸收电路成本和失效率。具有这种集成门极驱动装置的 IGCT 能非常容易地放入组件中的正确位置,并与其电源和光纤控制相连,所以 IGCT 的门极驱动要求比 IGBT 及 GTO 都低,这给设计和使用带来了极大的方便。在门极驱动电路的控制下,在阳极电压还未上升时,集成门极驱动电路将阴极电流换流至零。通过辐向门极引线结构实现了所需的极低门极回路电感,加之门极电路采用多层 PCB 连接,使得 $V_{GK} = 20V$ 时电流上升速率可达到 $\geq 4000A/\mu s$ 。当阴极电流为零时,剩余的阳极电流全部转移到低阻状态的门极单元上。因为避免了门极过驱动,所以驱动功耗会降至最小。

5. IGCT 的保护

IGCT 的快速响应直接有利于输出短路保护。在许多工业应用中,因 EMI、连线间的互感,以及连线与负载的隔离应力,需强制采用输出滤波器来限制 dv/dt 。这些滤波器限制外部的 di/dt 短路电流,确保电流达到最大关断电流之前关断 IGCT。另一方面,通常认为对内部短路进行保护更为重要。而采用 IGCT 后,很容易做出 100% 安全的逆变器,其性能包括:

1) di/dt 限流电感将抑制直通条件下的峰值电流。

2) 与 GTO 类似,GCT 具有很高的 I^2t 值。由于上述限制,在所有最严重的故障条件下,它们将安全短路。

3) 当然有可能对所有器件实施触发保护,以减小故障相中的应力。

4) 直通发生时,直流中间回路安全放电,逆变器终止工作。

6. 应用举例

(1) 逆变器中使用的典型电路 IGCT 由于具有晶闸管的特性,所以无法通过像 IGBT 那样利用门极

驱动控制 di/dt ，因而需通过串联电抗器 L_s 实现对 di/dt 的限制，图 2-362 给出了其原理图。像标准的 GTO 电路一样， L_s 被二极管 VD_s 和电阻钳位。另外还增设了小电感钳位电容 C_s ，明显减小了 GCT 快速关断产生的尖峰电压。

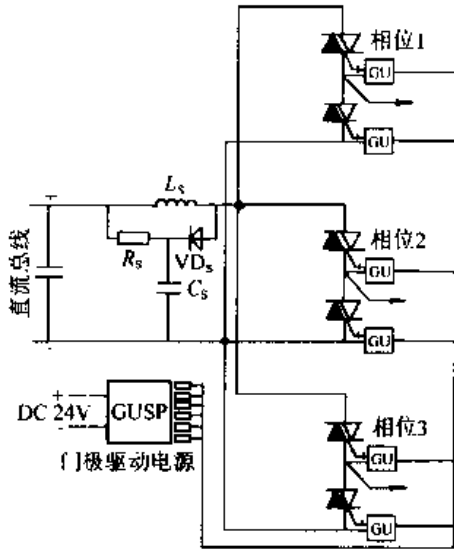


图 2-362 两点式 IGCT 逆变器的电源电路

图 2-363 给出了典型的三相 IGCT 逆变器电路图。图中，三相共用一套 di/dt 电抗器，其结构大大简化，仅需要 11 个电气部件：

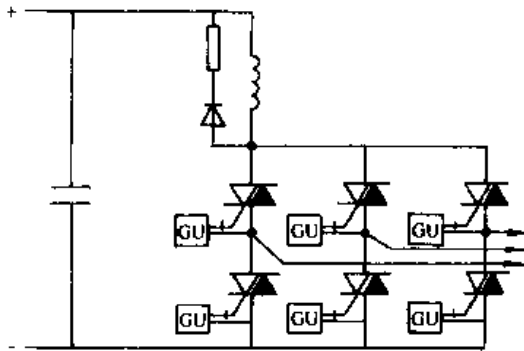


图 2-363 典型的三相 IGCT 逆变器电路

3MVA 逆变器外形尺寸：780mm×590mm×330mm

0.9MVA 逆变器外形尺寸：630mm×460mm×230mm

- 1) 6 个 IGBT。
- 2) 1 个电感。
- 3) 1 个钳位二极管。
- 4) 1 个钳位电容（仅用于高感性直流环节）。
- 5) 1 个钳位电阻。
- 6) 1 个门极驱动电源。

由于元器件数量少，技术成熟，大功率逆变器的平均无故障时间得以保障。关键元器件的多种鉴定试验、ABB 公司的现场经验（器件工作时间 $400 \times 10^3 h$ ）和最近从 100MVA 铁路变流器获得的数据都表明，3MVA

三相逆变器的平均无故障时间 ≥ 45 年，或失效率 $\leq 2300FIT$ （ $1FIT$ 等于 $10^9 h$ 失效一次）。引起失效的原因中，光纤和逻辑电路占的比例最大，门极驱动电路占的比例很小。在标准型 IGCT 门极驱动电路中，可预见其功率器件（包括脉冲电容）的失效率很低。

(2) 串联连接实例 与标准 GTO 相比，IGCT 最显著的特点之一是存储时间短，这样不同器件间的关断时间偏差就更小。因此，这种器件特别适用于需串联连接的大功率场合。

图 2-364 给出了与铁路网相连的输出电路的布局。它包括 24 个相桥模块，标称直流中间电路电压为 10kV，额定输出相电流 $I_{nom} = 1430A$ 。在每一个相桥中，12 个器件分为两组，每组由 6 个 IGCT 直接串联而成。在串联工况下，无需对器件进行挑选或补偿就可使 IGCT 的峰值关断电压的偏差 $\leq 10\%$ ，这样每个开关位置上可多出两个器件裕量。

在极少的内部贯通短路情况下，逆变线路的 di/dt 钳位电路限制了最大峰值电流。当然，为了降低故障支路的应力，所有器件都可以作保护性触发。由于 IGCT 在所有严重的故障情况下都会安全短路，贯穿短路会安全地使直流电路电容放电。这特别有利于有串联器件的变流器。

7. 牵引变流器——100MVA 变流器的技术雏形

1996 年 7 月，瑞士 ABB 公司在首次提出了大功率 IGCT 串联构思的基础上，分别向德国提供了一套用于三相 50Hz 电网和单相 $16\frac{2}{3}Hz$ 铁路网间电力变流的 100MVA 及 130MVA 背靠背变流器，其原理电路如图 2-365 所示，其电压、电流波形如图 2-366 所示。该变流器在以电压型变流器为基础的 20MVA GTO 装置上进行了下述技术革新：

- 1) 具有低感外壳的第一代 IGCT。
- 2) 六个 IGCT 串联。
- 3) 低电感、大功率 IGCT 逆变阀。
- 4) 无快速熔断器的大功率 IGCT 逆变器。

用于 100MVA 变流器的大功率逆变器模块，包含多种技术革新（IGCT、串联、新式低感逆变器设计），因此在开发初期就应用了新型的电力电子验证方法。

为满足用户需要，以电压源（VSC）为基础的变流器采用了如下技术方案：

- 1) 三相 50Hz 侧的变流器以普通的反并联 12 脉波晶闸管桥为基础。
- 2) 采用谐波滤波器，将 50Hz 电网的干扰减至规定的水平。
- 3) 晶闸管变流器直接馈入 10kV 直流中间电路。其中，为消除由单相 $16\frac{2}{3}Hz$ 电网产生的功率波动，加

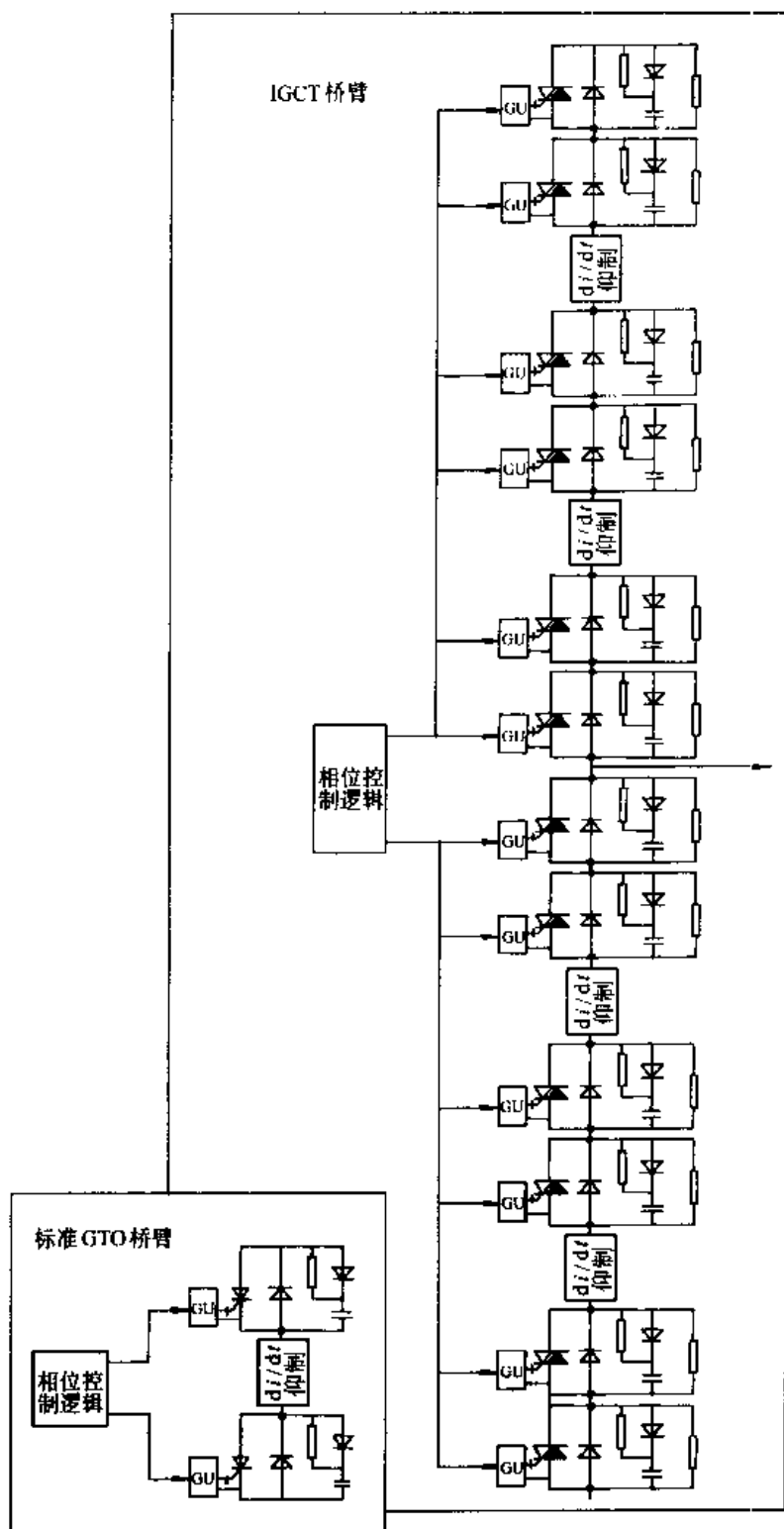


图 2-364 由 IGCT 构成的 100MVA 铁路变流器与普通 GTO 构成的 20MVA 铁路变流器的桥臂比较

注：前者的每个开关阀直接由 6 个 IGCT 串联而成，这些 IGCT 由单一信号控制，无需另外的调整。

装了 $33\frac{1}{3}$ Hz 的滤波器；

4) 路网侧的 IGCT 逆变器由 288 个 IGCT 构成。按 $N=4+2$ 方式排列成 24 个无快速熔断器的模块。两重桥逆变器的输出接至两台输出变压器各自的一次绕组，变压器的二次侧接至铁路电网。该变压器二次侧

的 12 组线圈经合理的连接构成一个 25 电平的逆变器。这种多级原理使路网侧的 IGCT 逆变器能无滤波器运行（见图 2-366）。

(5) 总共有由 24 个 IGCT 组成的四组直流电压斩波器。

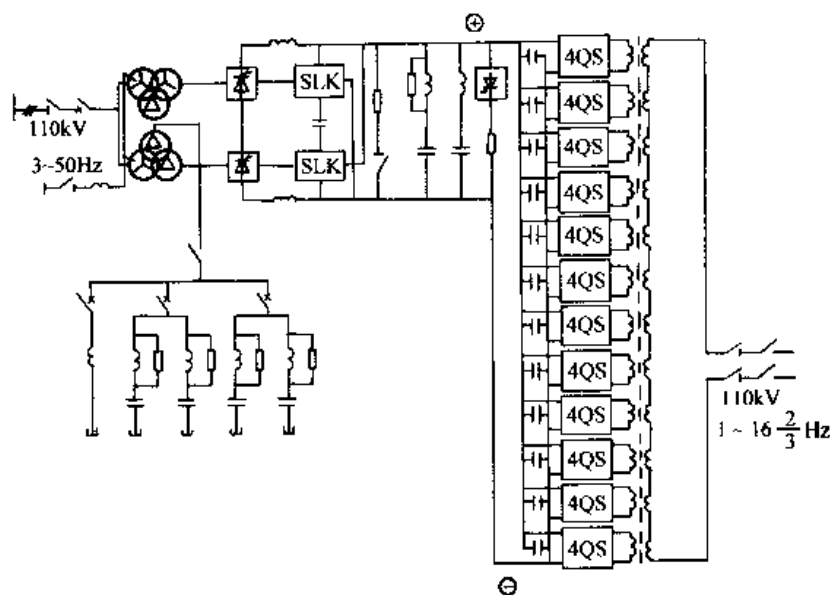


图 2-365 采用 IGCT 串联的 100MVA 变流器

注：每个 4QS 代表一个单相桥式 IGCT 逆变器；SLK 为整流侧的控制、检测和保护单元。

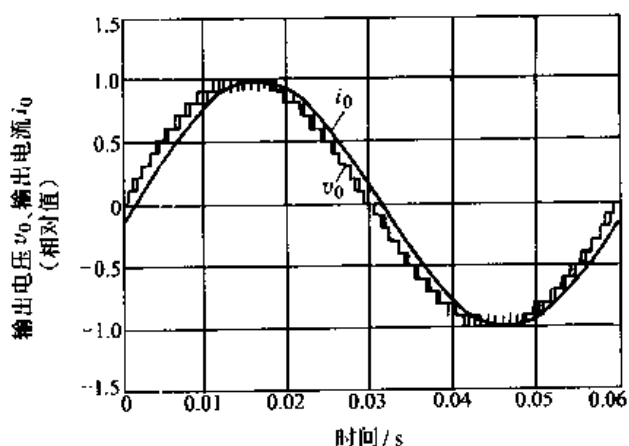


图 2-366 $16\frac{2}{3}$ Hz 铁路电网侧逆变器的电压与电流波形 (已由短路阻抗平波)

该装置投运至今已近 4 年,运行效果良好,充分证实了 IGCT 技术的预期高可靠性。

由于串联有冗余的 IGCT,减少了电压应力,由此形成的高可靠性给人留下了深刻印象。将来,无吸收电路运行还能进一步减少部件数,从而进一步提高可靠性。

单个 IGCT 的高可靠性是重要的技术基础,IGCT 具有这种高可靠性,以及为实现变流器冗余设计而将数个参数相近的器件串联,两者结合是未来电力变流器的支柱,对新型 FACTS (柔性交流输电系统) 和民用电力市场来说尤为如此。

2.14 注入增强栅晶体管 (IEGT)

IEGT 是日本东芝公司开发的新型电力电子器

件,它结合了 IGBT 的应用电压驱动、控制功率小、安全工作区窄、开关损耗小及 GTO 的输出功率大、低通态压降、阳-阴极间具有高密度载流子等优点,而扬弃了 IGBT 高饱和压降、发射极载流子密度低及 GTO 安全工作区窄、电流驱动功率大、开关损耗大等缺点,其在高载波频率工作条件下具有明显的优势。IEGT 是在沟槽型 IGBT 的基础上,把部分沟道同 P 基区相连,使发射区注入增强,造成基区内的载流子浓度很高,从而使器件的通态整体压降进一步减小。目前东芝公司已应用平面工艺及刻槽工艺开发出平板型与模块型等多种 IEGT。IEGT 的容量已达到 IGBT 的水平,它可以应用于变频调速等电力电子成套装置中。

2.14.1 IEGT 基本结构和工作原理

1. 基本结构及等效电路图形符号

IEGT 的基本结构如图 2-367a 所示。从图可显见,它是一个三端器件,对外引出共 3 个端子,分别称为集电极 C、发射极 E 和门极 G。至今 IEGT 仅日本东芝公司生产,国际上没有统一的电路图形符号,其内部等效电路与 IGBT 类似,仅比 IGBT 的图形符号多一个续流二极管,如图 2-367b 所示。

2. 工作原理分析

(1) 开通过程 IEGT 的开通过程如图 2-268 所示。当在 IEGT 的门-射极之间及集-射极之间加上正向电压时,由于 IEGT 横向门极长度较长,N 区的横向电阻较大,限制了空穴向 N 区的流动,从而在发射极靠近 N 区的地方积累了多余的空穴,电子在 P 区的表面形成反向势垒,因而导致注入的电子从发射极通过

该势垒向 N 区移动, 引起电子在该电场的作用下, 大量从集电极向 N 区朝着 P 区移动, 而空穴则直接通过发射极电场漂移, 但仍有一部分空穴在靠近门极的区域积累起来。这部分积累起来的空穴使从 N 区发射极注入的电子越来越多, 以后重复上述过程形成正反馈, 最终使载流子全部存储在 N 区, 结果使 IEGT 导通。

(3) 关断机理 IEGT 的关断机理可由图 2-369 所示的模型来分析, 当 IEGT 的门-射极加上反向电压时, 原在门极 P 区表面形成的反向势垒便消失了, 因而从 N 区发射极注入的电子便停止。同样从 P 区集电极注入的空穴也就停止运动, 积存在 N 区的多余电子和空穴互相中和, 多余电子回到集电极重新与空穴中和, 而多余的空穴回到发射极与电子中和, 从而使开通时形成的反向势垒消失, 进而使 N 区的载流子停止运动, IEGT 也就快速关断。

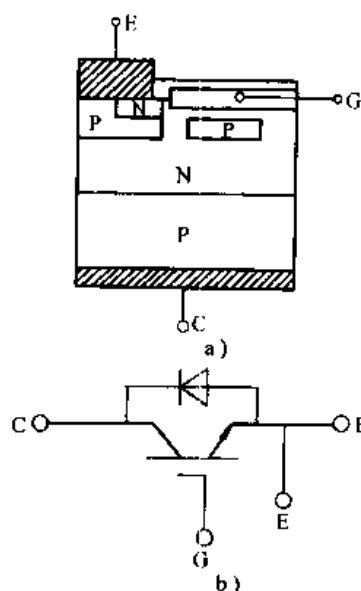


图 2-367 IEGT 的基本结构及图形符号
a) 基本结构 b) 图形符号

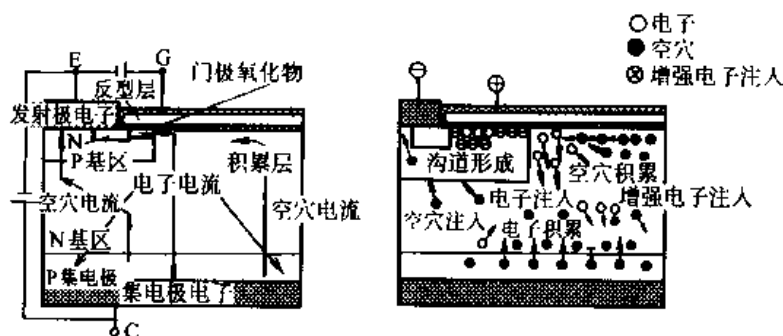


图 2-368 IEGT 的开通机理

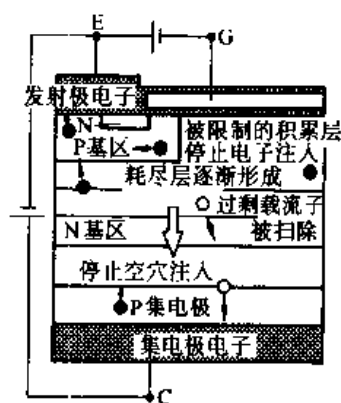


图 2-369 IEGT 的关断机理

电阻 R_{FE1} , 所以刻槽工艺的 IEGT 等效总电阻要比平面型 IEGT 低。

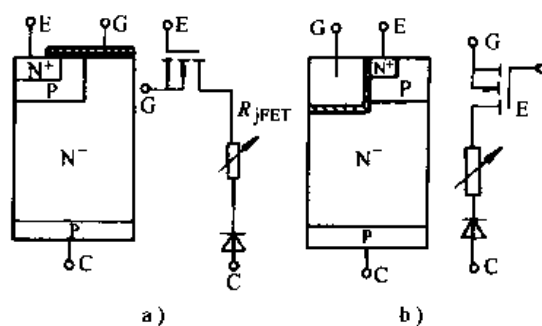


图 2-370 平面工艺与沟槽工艺的 IEGT 及等效电路结构
a) 平面工艺 b) 刻槽工艺

图 2-371 给出平面工艺与刻槽工艺单胞尺寸的比较。由图可见, 刻槽工艺的 IEGT 单胞尺寸是平面工艺的 1/6。正由于相同尺寸的管芯采用刻槽工艺, 使 IEGT 中所含单胞个数要比平面型 IEGT 多。基于上述两点, 刻槽工艺的 IEGT 其饱和压降要比平面工艺的 IEGT 要低得多, 图 2-372 给出两种工艺的 IEGT

2.14.2 IEGT 的分类

IEGT 从封装形式可分为平板型与模块型, 从内部工艺结构可以分为平面型及刻槽型两种。前面所述为平面型结构的 IEGT, 现简介刻槽工艺制作的沟槽型 IEGT。图 2-370a、b 分别给出刻槽工艺与平面工艺制作的 IEGT 的结构图及等效电路图。由图可见, 采用刻槽工艺制作的 IEGT 没有结型场效应晶体管的等效

饱和压降的比较。

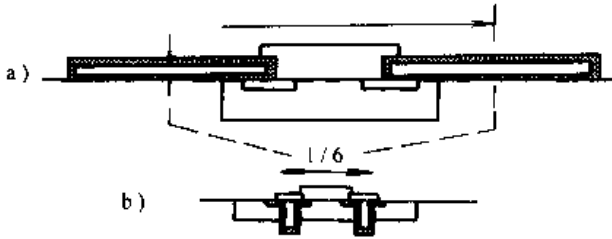


图 2-371 平面结构与刻槽结构
IEGT 单胞尺寸的比较
a) 平面结构 b) 刻槽结构

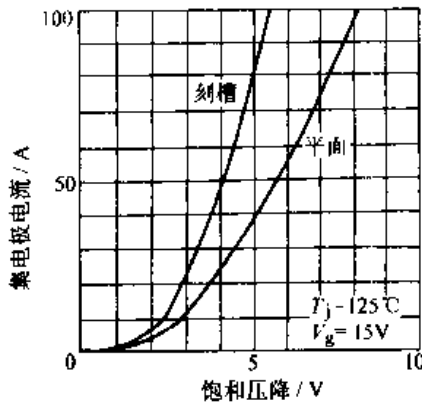


图 2-372 刻槽工艺与平面工艺
IEGT 饱和压降的比较

2.14.3 IEGT 的基本特性

1. 关断特性

图 2-373 给出了 IEGT 的关断特性。其工作过程可分为三个阶段来分析。

第一阶段 (I): 尽管 IEGT 控制电路输入的门极控制信号, 使 IEGT 从导通态的高电平 (ON) 变成要求 IEGT 关断的低电平 (OFF), 但由于门-射极间分布电容 C_{GE} 的放电, 门-射极驱动信号经过一段延时 ($t_{d(off)}$) 后, 才下降到接近门-射极关断电压 $V_{GE(off)}$ 。

第二阶段 (II): 由于 $V_{GE} \leq V_{GE(off)}$, 从 IEGT 集电极注入的电子逐渐减少, 所以集-射极电压 V_{CE} 缓慢上升。由于 V_{CE} 增加, 集电极电流仍然保持原电流值不变, 此阶段因位移电流的影响, V_{GE} 基本上保持在 $V_{GE(off)}$ 不变。

第三阶段前半段 (IIIa): 由于 V_{CE} 增加, 门极与集电极的分布电容 C_{GE} 的影响迅速减小, 因而位移电流快速下降, V_{GE} 下降到 -15V, 导致从 N 区发射极注入的电子停止, 剩余在集电极的电子和空穴分别向发射极和集电极移动, 使 V_{CE} 快速上升, 这种从集电极抽走电子带着空穴注入的过程是一个短暂而不稳定的过程。

第三阶段后半段 (IIIb): 到达稳态后 V_{CE} 的增加停止, 剩余的载流子被中和, 从而完成了 IEGT 的关断过程。

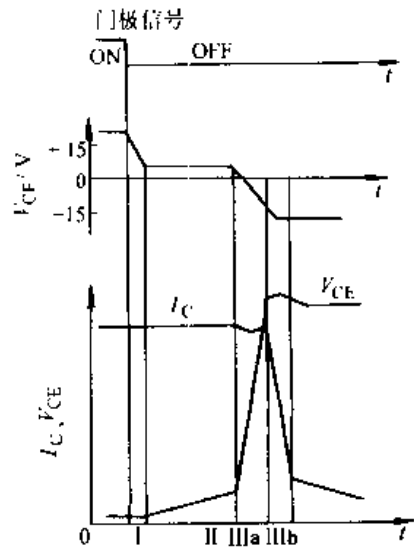


图 2-373 IEGT 的关断特性

2. 开通特性

图 2-374 给出了 IEGT 的开通特性。同样, 开通特性也可以分为三个阶段来分析。

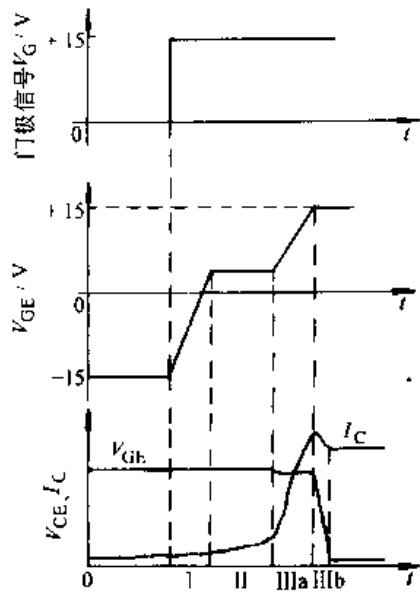


图 2-374 IEGT 的开通特性

第一阶段 (I): 尽管控制电路输入的门极控制信号, 使 IEGT 从关断态的低电平 (0V) 变为要求 IEGT 导通的高电平 (+15V), 但由于门-射极间分布电容 C_{GF} 的充电, 门-射极驱动信号经过一段延时 ($t_{d(on)}$) 后, 上升到接近门-射极开通电压 $V_{GE(on)}$ 。

第二阶段 (II): 由于 $V_{GE} \geq V_{GE(on)}$, 从 IEGT 集电极注入的电子逐渐增多, 集电极电流 I_C 缓慢上升。由于 I_C 增加, 集-射极电压仍然维持原电压值不变。此阶段因位移电流的影响, V_{GE} 基本上保持在 $V_{GE(on)}$ 不变。

第三阶段前半段 (Ⅲa): 由于 I_c 增加, 门极与集电极分布电容的影响迅速减小, 因而位移电流迅速下降。当 V_{GE} 上升到 +15V 时, 使从 N 区发射极注入的电子迅速增加, 加速了电子向集电极运动及空穴向发射极运动的速度, 使 I_c 快速上升。这种从发射极注入电子的过程, 是一个快速的、不稳定过程。

第三阶段后半段 (Ⅲb): 到达稳态后, I_c 的增加停止, 空穴和载流子的运动进入稳定状态, 从而完成了 IEGT 的开通。

2.14.4 IEGT 的主要技术参数

1. 电压参数

(1) 集-射极最大额定电压 V_{EES} 是指门极-发射极短路时的最大集-射极直流电压。

(2) 门-射极最大额定电压 V_{GES} 是指集-射极短路时的最大门-射极电压。考虑到实际使用的电压和可靠性的最大额定值, 通常选 $|V_{GES}| < 20V$ 。

(3) 集-射极通态电压 $V_{CE(ON)}$ 是指在 V_{GE} 为额定电压时, 集电极通过额定电流、壳温为额定壳温条件下的通态压降。从功率耗散的角度讲, 使用中希望该值越小越好。

(4) 门-射极关断电压 $V_{GE(off)}$ 是指在最低的 V_{CE} 条件下, 不使 IEGT 导通的电压。

(5) 正向电压 V_F 是指门-射极短路时, 集成于 IEGT 内部的续流二极管通过额定电流时的正向压降。

2. 电流参数

(1) 集电极电流 I_c 是指在额定结温条件下, 集电极可连续工作且不造成 IEGT 损坏的最大直流电流。

(2) 集电极峰值电流 I_{CP} 是指在额定结温条件下, 集电极在 1ms 的脉宽条件下, IEGT 所允许的脉冲峰值电流。

(3) 内部集成的续流二极管正向电流 I_F 是指在额定结温条件下, 不造成续流二极管损坏, 续流二极管所允许的最大正向连续直流电流。

(4) 内部集成的续流二极管正向峰值电流 I_{FM} 是指在 1ms 脉宽条件下, 不造成 IEGT 损坏, 续流二极管所允许的最大正向脉冲峰值电流。

(5) 门极漏电流 I_{GES} 是指对应 $V_{GE} = \pm 20V$, 集-射极短路时的门极漏电流。

(6) 集电极关断电流 I_{CES} 是指在门-射极短路条件下, V_{CE} 为 V_{CES} 值时测得的集电极电流。

(7) 集成于内部的续流二极管反向恢复电流 I_{rr} 是指集成于 IEGT 内部的续流二极管, 在反向恢复过

程中的最大峰值电流。

3. 时间参数

测试上升时间及关断时间的电路如图 2-375 所示。

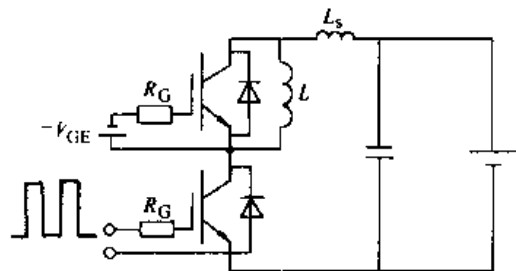


图 2-375 IEGT 时间参数及开关损耗的测试电路

4. 开关损耗

(1) 开通损耗 E_{on} 是指 V_{GE} 从负变正最终达到额定值, 集电极电流从零开始上升到最终达到额定值的全过程中的损耗。

(2) 关断损耗 E_{off} 是指 IEGT 在关断过程中的全部损耗。

(3) 反向恢复损耗 E_{dsw} 是指集成在 IEGT 内部的续流二极管, 在反向恢复过程中的损耗。

图 2-376 给出了 IEGT 时间参数与开关损耗的含义, 而图 2-377 给出了集成于 IEGT 内部的续流二极管的有关参数说明。

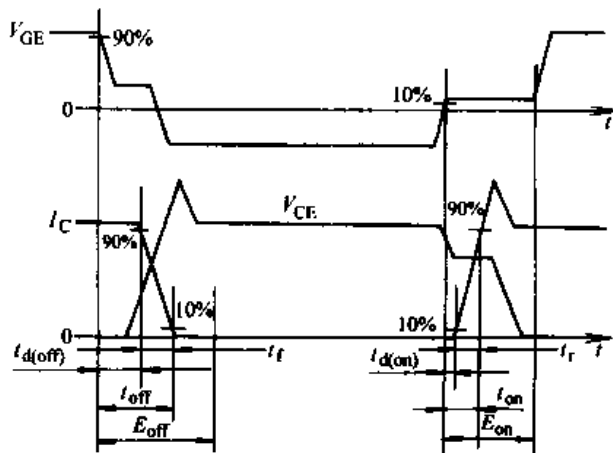


图 2-376 IEGT 开关时间及其开关损耗的含义

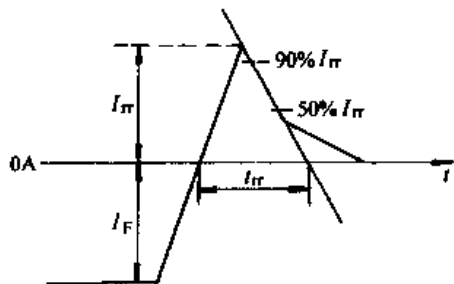


图 2-377 集成于 IEGT 中续流二极管的有关参数说明

5. 其他参数

(1) 集电极功率耗散 P_c 是指在环境温度为 25℃ 时, 不使 IEGT 损坏时, 其集电极允许的最大功率, 它为 $V_{CE(sat)}$ 与 I_c 的乘积。

(2) 结温 T_j 是指 IEGT 可正常工作且不损坏时, 所允许的内部 PN 结温度。

(3) 贮存温度 T_{stg} 是指不造成 IEGT 性能下降的存放环境温度。

(4) 安装压力 是指保证 IEGT 正常工作时, 其外壳与散热器之间的垂直压力。

(5) 热阻 $R_{th(j-r)T}$ 是指仅考虑构成 IEGT 的续流二极管发热时, 其结与外壳之间的热阻。

(6) 热阻 $R_{th(j-f)D}$ 是指仅考虑构成 IEGT 绝缘栅的续流二极管发热时, 其结与外壳之间的热阻。

(7) di/dt 是指开通过程中, 不使 IEGT 损坏所允许的集电极电流上升率, IEGT 具有较高的 di/dt 。

(8) dv/dt 是指关断过程中, 不使 IEGT 损坏所允许的集-射极电压上升率。

(9) 输入电容 C_{ies} 指门-射极短路时, 集-射极间的分布电容。

(10) 正向安全工作区 (FBSOA) 是指门-射极正偏时, 由 IEGT 集-射极所允许的最高电压与集电极所允许的最大电流 I_c 限定的区域。

(11) 反向安全工作区 (RBSOA) 是指 IEGT 门-射极反偏时, 由集-射极所允许的最高电压与集电极所允许的最大电流 I_c 所限定的最大安全工作区。

6. 实际 IEGT 参数例

表 2-49 给出了由日本东芝公司生产的 ST1500GXH21 型 IEGT 的最大额定值参数。

表 2-49 ST1500GXH21 的最大额定值参数

参 数		符号	额定值	单 位
集-射极电压		V_{CES}	4500	V
门-射极电压		V_{GES}	± 20	V
集电极电流	DC	I_c	1500	A
	1ms	I_{CP}	3000	
正向电流	DC	I_F	1500	A
	1ms	I_{FM}	3000	
集电极功率耗散		P_c	14300	W
结温		T_j	$-40 \sim +125$	℃
贮存温度范围		T_{stg}	$40 \sim +125$	℃
安装压力		—	50~70	kN

表 2-50 给出了由日本东芝公司生产的 ST1500GXH21 型 IEGT 的电特性参数。

表 2-50 ST1500GXH21 的电特性参数 ($T_c=125^\circ\text{C}$)

特 性 参 数		符 号	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
门极漏电流		I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}, V_{CE} = 0\text{V}$	—	—	± 300	nA
集电极截止电流		I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 4500\text{V}$	—	—	150	mA
门-射极截止电压		$V_{GE(off)}$	$V_{CE} = 5\text{V}, I_c = 1.5\text{A}$	3.0	—	5.0	V
集-射极饱和电压		$V_{CE(sat)}$	$V_{GE} = 15\text{V}, I_c = 1500\text{A}$	—	5.0	—	V
输入电容		C_{ies}	$V_{GE} = 0\text{V}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 100\text{kHz}$	—	400	—	nF
开关时间	上升时间	t_r	$V_{CC} = 2700\text{V}, I_c = 1500\text{A}$ $V_{GE} = \pm 15\text{V}, R_G = 10\Omega$ $L_S = 330\text{nH}$	—	—	—	μs
	开通时间	t_{on}		—	—	—	μs
	下降时间	t_f		—	—	—	μs
	关断时间	t_{off}		—	—	—	μs
正向电压		V_F	$I_F = 1500\text{A}, V_{GE} = 0\text{V}$	—	4.6	—	V
反向恢复时间		t_{rr}	$V_{CC} = 2700\text{V}, I_F = 1500\text{A}$ $di/dt = 3\text{kA}/\mu\text{s}, V_{GE} = -15\text{V}$	—	—	—	μs
开关损耗	E_{on}		$V_{CC} = 2700\text{V}, I_c = 1500\text{A}$	—	6.0	—	J
	E_{off}		$V_{GE} = \pm 15\text{V}, R_G = 10\Omega$ $L_S = 330\text{nH}$	—	8.0	—	J
	E_{dsw}		$V_{CC} = 2700\text{V}, I_F = 1500\text{A}$ $di/dt = 3\text{kA}/\mu\text{s}, V_{GE} = -15\text{V}$	—	2.0	—	J

(续)

特性参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
反向安全工作区	RBSOA	$V_{CE}=2700V, V_{CEP}\leq 4000V$ $V_{GE}=\pm 15V, R_{GE}=10\Omega$ $L_S=330nH$				
热阻	$R_{th(j-a)}$	晶体管: 结-两侧	-	-	7.7	K/kW
		二极管: 结-两侧	-	-	20	K/kW

2.14.5 IEGT 与其他电力半导体器件的比较

IEGT 采用了电子注入增强效应、新的大功率 MOS 驱动工艺、新的平面结界限技术以及复合芯片压接技术,所以它与 GTO 和 IGBT 相比具有许多独特的优良性能。

1. IEGT 与 GTO 和 IGBT 载流子浓度的比较

图 2-378 给出 GTO、IGBT、IEGT 载流子浓度及载流子浓度分布的比较。从图显见,电子的运动方向对

GTO 来讲,是从阴极流向阳极,而对 IGBT 和 IEGT 来讲,是从发射极流向集电极,空穴的流动方向正好与上述相反。由图还可以看出,三者中 IGBT 在发射极集聚的载流子浓度最低,且从集电极注入的空穴通过 P 区向发射极运动,由此决定了 IGBT 有较高的饱和压降和较低的阻断电压;GTO 在阳极与阴极集聚的载流子浓度较高,这就是 GTO 具有低通态压降和高阻断电压的原因;IEGT 在集电极和发射极集聚的载流子浓度与 GTO 一样有较高的浓度,不同之处表现在电子注入增强效应,所以 IEGT 具有 GTO 低饱和压降和

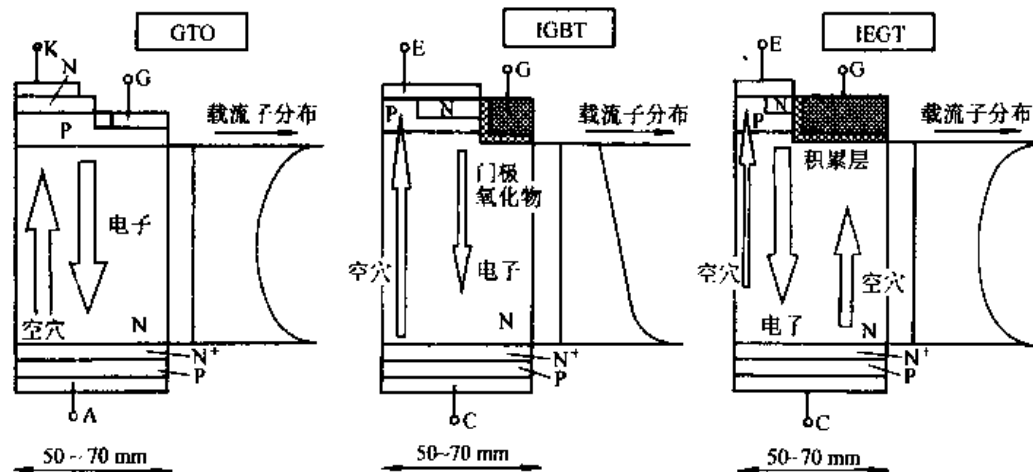


图 2-378 GTO、IGBT、IEGT 载流子浓度分布的比较

高阻断电压的双重优良性能。

图 2-379 给出 GTO、IGBT、IEGT 的通态饱和压降与电流密度的关系曲线。从图可见,IEGT 的通态饱和压降与 GTO 的差不多,而比 IGBT 的低。

2. IEGT 与 GTO 安全工作区的比较

IEGT 比 GTO 有更大的安全工作区,图 2-380 给出了 4.5kV、3kA 的 IEGT 与 GTO 的安全工作区比较。由图显见,与 GTO 相比,IEGT 有更大的安全工作区。

3. IEGT 与 GTO 门极单元的比较

表 2-51 给出了驱动同容量的 IEGT 和 GTO 各自所需的门极参数比较。图 2-381 给出了驱动波形中这些参数的含义,由图显见,IEGT 驱动要求的功率很小。

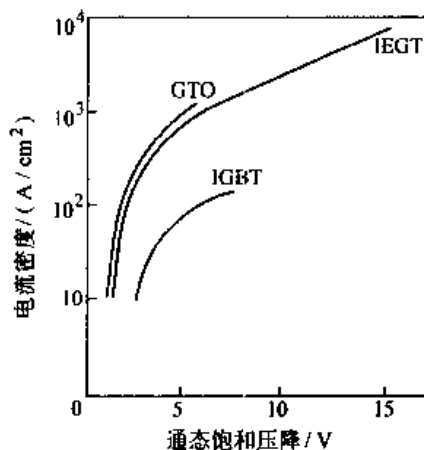


图 2-379 GTO、IGBT、IEGT 通态饱和压降的比较

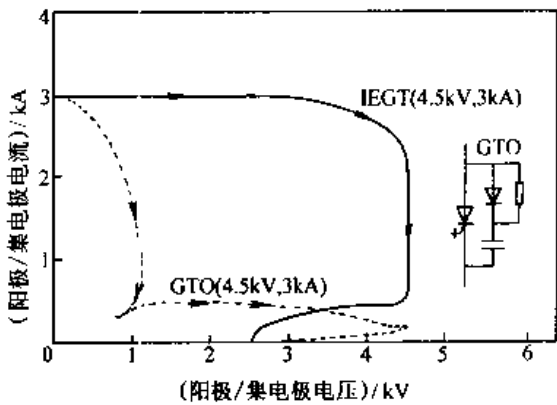


图 2-380 IEGT 与 GTO 安全工作区的比较

表 2-51 IEGT 与 GTO 门极驱动参数的比较

参 数	GTO	IEGT
V_{on}/V	0.5	15
I_{pon}/A	50	1.4
$t_{pon}/\mu s$	30	1.0
I_{on}/A	8	0.5
$t_{on}/\mu s$	1000	13
V_{off}/V	-20	-15
I_{poff}/A	400	2
$t_{poff}/\mu s$	30	5
P_w/W	200~300	0.13

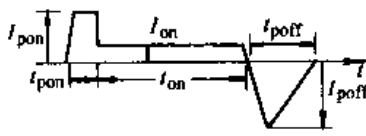


图 2-381 IEGT 与 GTO 希望的驱动波形及驱动波形中参数的含义

4. 高阻断电压状况下 GTO、IGBT 与 IEGT 饱和压降的比较

在高阻断电压的条件下，IGBT 的饱和压降非常高，而 IEGT 的饱和压降仅比 GTO 稍高一点。图 2-382 给出了这些性能的比较。

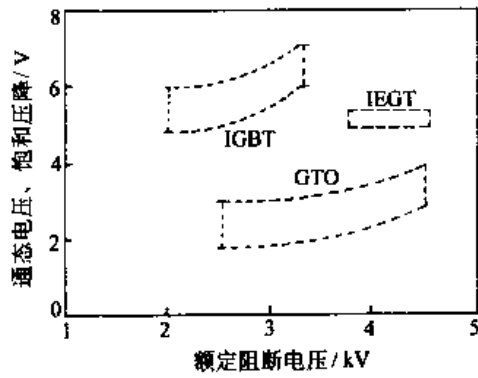


图 2-382 在高阻断电压下 GTO、IEGT、IGBT 饱和压降（或通态电压）比较

注：I、■表示 IEGT 与 GTO 特别适用的工作区段。

5. IEGT 与 GTO 开关速度的比较

图 2-383 给出在正常驱动电压（或电流）条件下，IEGT 与 GTO 开关特性的比较。由图显见，与 IEGT 相比，GTO 开关响应要快得多，其开关速度也要高得多。

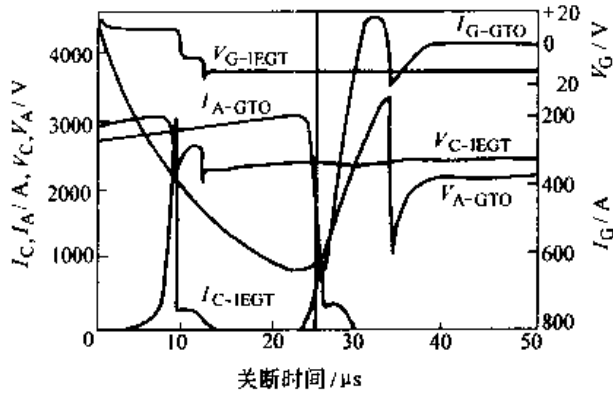


图 2-383 GTO 与 IEGT 关断时间的比较

6. 可应用场合的比较

IEGT 具有大容量和高开关频率的性能，所以它很适合于高压、大电流的场合使用。图 2-384 给出了 IEGT、IGBT、GTO 可应用的开关频率及单个容量示图，而图 2-385 给出了 IEGT 与 GTO 可应用的工作电压、电流范围的比较范围。图 2-384、图 2-385 中的网点框形象地给出了在什么区间内哪种器件更具有优越性。

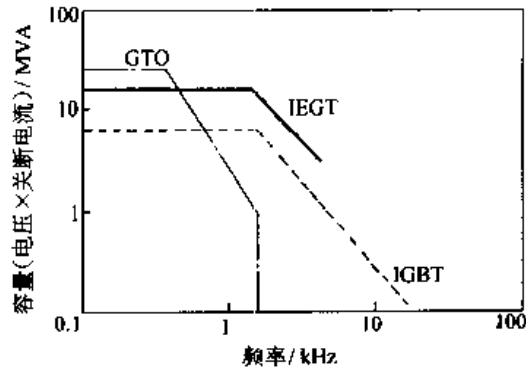


图 2-384 IEGT、IGBT、GTO 可应用的开关频率及单个容量示图

7. 应用中基本电路结构的元器件数比较

IEGT 应用中不需像 GTO 那样，对每个 GTO 必须增加复杂的 di/dt （阳极串联限流电感）及 dv/dt 抑制网络（每个 GTO 阳-阴极并联 $RC-D$ 缓冲器），它仅需在正、负母线之间增加一个 $RC-D$ 吸收网络就足够了。图 2-386a、b 分别给出了 GTO 与 IEGT 用于电压源逆变器系统中每个单相桥逆变器的基本单元。由图显见，应用 IEGT 所用元器件总数为 7 个，而同容量

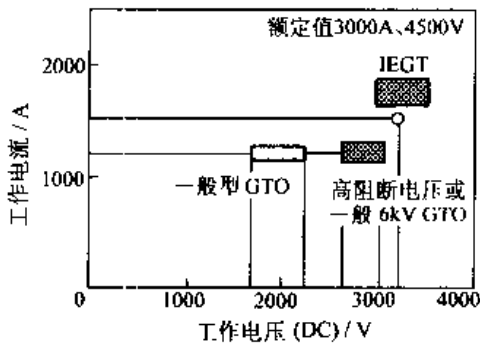


图 2-385 IEGT 与 GTO 可应用的工作电压、电流范围的比较

GTO 所用元器件数为 28 个，是 IEGT 逆变器的 4 倍。IEGT 内部本身集成有续流二极管，而 GTO 还需外接续流二极管，这就造成了大容量 GTO 变流器续流二极管安装困难，要满足分布电感的要求及容量参数的匹配选择是不容易的。经实测，图 2-386 中 IEGT 基本单元的总损耗为 GTO 基本单元总损耗的 53%。

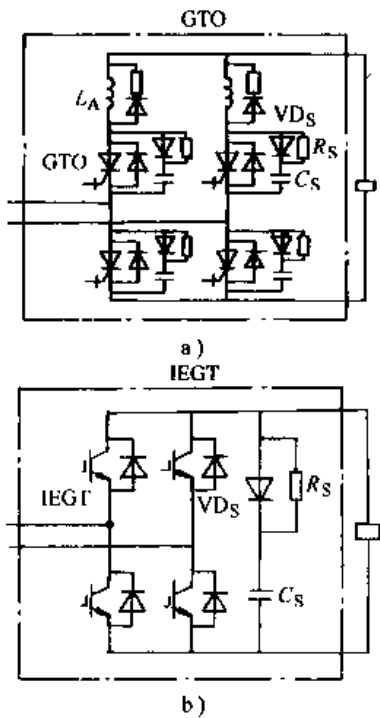


图 2-386 IEGT 与 GTO 使用中的基本单元
a) GTO b) IEGT

8. 应用中 GTO 与 IEGT 基本单元额定容量及效率的比较

图 2-383a 中所示的 GTO 模块每六个单元的额定容量为 9MVA，而图 2-383b 所示的 IEGT 模块每六个单元的额定容量为 10MVA。应用上述基本单元组成的电压型逆变器。经实测，GTO 逆变器的总效率为 96.8%，而 IEGT 逆变器的总效率为 98.3%，显然

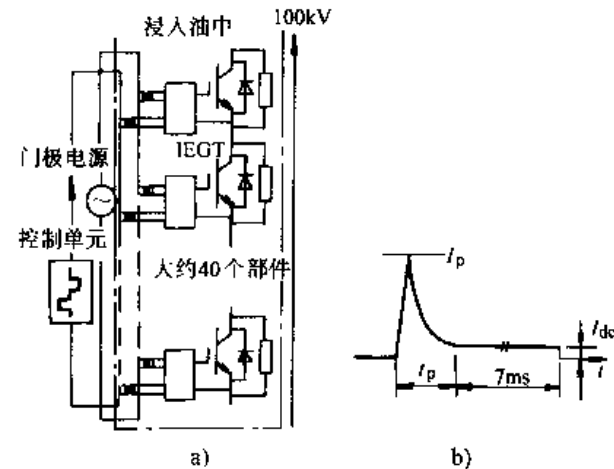
IEGT 逆变器相对于 GTO 逆变器有更高的效率。

2.14.6 IEGT 的应用举例

IEGT 的上述优良性能使其可方便地用于电压型逆变器、速调管阳极调制器等电力电子设备中，现举例说明其应用。

1. 用于速调管阳极调制器

IEGT 可以取代真空电子管用于速调管阳极调制器中。图 2-387 给出其电路结构框图与工作波形，图中共计使用了近 40 个 IEGT，工作直流电源电压 100kV。日本东芝公司已研制出这种产品并投放市场，整个设备采用油冷却。



参 数	额 定 值
电 压	DC 100kV
电 流	稳态：3mA 峰值：1A
脉冲重复率	50 脉冲/s
脉冲宽度	最大 7ms
上升和下降时间	0.3ms
I_p	2A, $t_p=0.3ms$ 200A, $t_p=3\mu s$
效 率	99.6%

图 2-387 应用 IEGT 构成的速调管阳极调制器系统
a) 电路框图 b) 开关波形

2. 用于电压型逆变器中

图 2-388 给出日本东芝公司应用 IEGT 制作的 20MVA 电压型多电平 IEGT 逆变器的原理电路图。该电路用于电网闪烁抑制系统中，由两台 10MVA 变流器串联而成，等效正弦波频率为 3120Hz，变压器二次电压为 1430V、交流电流为 1165A。经实测，逆变器中每个功能单元(由四个 IEGT 组成的单相逆变桥)体

积仅为同容量 GTO 功能单元的 31%，而效率比使用 GTO 逆变器提高了近 2%，每个 10MVA IEGT 逆变器的外形尺寸（长×宽×高）=2800mm×2200mm×3000mm。

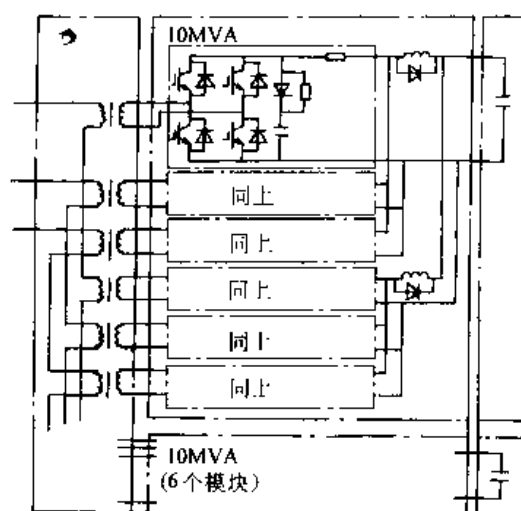


图 2-388 应用 IEGT 构成的 20MVA 电压型逆变器电路

二次电压：1430V 交流电流：1165A (rms) 等效正弦波频率： $390\text{Hz} \times 2 \times 4 = 3120\text{Hz}$

第3章 电力半导体模块和组件

3.1 概述

本世纪70年代末,为了解决电力电子设备中多个电力半导体器件因电路拓扑结构不同,其功率极(对晶闸管为阳阴极,对晶体管为集电极和发射极……)电位不等而不能共用同一散热器,体积较大,安装不便等问题,促使各种电力半导体器件的模块及组件飞速发展,所谓模块就是把各种电力半导体器件的管芯按一定的电路连接而成,并封装在一个外壳内,其大部分管芯和外壳底板(一般为金属)在电气上相互绝缘,但传热效果良好。由于模块具有体积小、重量轻、结构紧凑、可靠、通用性强、便于维修、多个模块可以同时安装在装置接地的外壳上或装在接地的同一散热器上,从而大大简化了电路的结构,缩小了装置的体积,因此受到各工业发达国家的普遍重视,目前已出现商品化的整流管(SR)、普通晶闸管(SCR)、双向晶闸管(Triac)、逆导晶闸管(RCT)、快速晶闸管(FSCR)、光控晶闸

管(LATT)、电力晶体管(GTR)、门极关断(GTO)晶闸管、电力场效应晶体管(MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等电力半导体器件模块,并且可以用越来越低的价格在市场上买到。

模块的种类繁多,按其内部所含电力半导体器件的多少,可分为单管型及多管封装型,按所集成器件的种类可分为单种类型及混合多种类型。所谓组件是把多个模块或分立电力半导体器件按一定的电路拓扑与散热器、驱动电路、保护电路等安装在一起的总称,组件比模块使用起来更加方便,但组件的外壳不一定绝缘,组件的功率通常要比模块的大。

本章在前述电力半导体器件的基础上介绍电力电子设备中常用模块的结构、分类及参数,表3-1先简要列出了现已在电力电子设备中批量使用的各种电力半导体模块的主要特点、最大容量、生产厂和供货商,在以后各节将详细介绍各种模块的电路结构和电性能参数,本章的结尾将简要介绍固态继电器及电力半导体组件。

表 3-1 电力电子设备中常用电力半导体模块简况

模块种类	基本结构	性能特点及用途	批量生产的最大容量	生产企业(供货商)
快恢复整流管模块	有一管、两管共阴极和共阳极、二管桥臂等类型封装,有绝缘型及非绝缘型	恢复时间一般为几百纳秒,常用于电压型变流类电力电子设备中做续流管或较高频整流管	① V_{RRM} : 250 V I_{FAV} : 240 A t_{rr} : ≤ 300 ns ② V_{RRM} : 2000 V I_{FAV} : 100 A t_{rr} : ≤ 700 ns	美国 IR 公司,日本富士电机、三社电机、三菱电机公司,德国 IXYS、西门康公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
硅整流管模块	有一管、两管、三管、四管、六管等类型封装,有绝缘型与非绝缘型	恢复时间一般在几百微秒,常用于把交流电变为直流电的低频整流类电力电子设备中	① V_{RRM} : 1800 V I_{FAV} : 400 A ② V_{RRM} : 1600 V I_{FAV} : 500 A ③ V_{RRM} : 2000 V I_{FAV} : 320 A	美国 IR 公司,日本三社电机、富士电机、三菱电机公司,德国西门康、eupec、IXYS 公司,英国 Muel 公司,西安爱帕克电力电子、襄樊仪元电力半导体有限公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
肖特基整流管模块	有一管、两管共阴极封装,有绝缘型与非绝缘型	采用肖特基结构,通态压降比其他整流管要小得多,常用于开关电源等电力电子设备中作高频整流用	① V_{RRM} : 150 V I_{FAV} : 240 A V_{FM} : 0.74 V ② V_{RRM} : 45 V I_{FAV} : 400 A ③ V_{RRM} : 30 V I_{FAV} : 440 A	美国 IR 公司(陕西高科电力电子有限责任公司)

(续)

模块种类	基本结构	性能特点及用途	批量生产的最大容量	生产企业(供货商)
晶闸管模块	有一管、两管、三管、四管、六管等类结构型封装	关断时间一般为几百微秒,常用于晶闸管类电力电子设备中作整流或有源逆变使用	① V_{RRM} : 1600V $dv/dt \geq 1000/\mu s$ ② $I_{T(AV)}$: 500A $di/dt \geq 200A/\mu s$ ③ V_{RRM} : 220V $I_{T(AV)}$: 350A	美国 IR 公司, 德国 IXYS, eupec, 西门康公司, 日本三社电机、三菱电机公司, 襄樊仪元电力半导体有限公司、齐齐哈尔电力半导体器件厂(陕西高科电力电子有限责任公司)
晶闸管整流管混合模块	有一管、两管、三管、四管、六管及五管和七管封装, 多为绝缘型	常用于单相、二相晶闸管整流类电力电子设备中作整流用功率器件	V_{RRM} : 1600V $I_{T(AV)}$: 200A $t_q \leq 20\mu s$ $dv/dt \geq 500V/\mu s$ $di/dt \geq 100A/\mu s$ V_{DRM} : 1600V	襄樊仪元电力半导体有限公司、西安电力电子技术研究所, 美国 IR 公司, 德国 eupec 公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
快速晶闸管模块	有一管、两管封装	关断时间一般小于 $30\mu s$, 常用于感应加热等中频变频系统中作功率开关器件或用于中频整流类电力电子设备中作可控整流器件	V_{DRM} : 1400V $I_{T(AV)}$: 220A $di/dt \geq 500A/\mu s$ $dv/dt \geq 1000V/\mu s$ $t_q \leq 8\mu s$	英国 Mitel 公司(深圳暗丽电子贸易有限公司)
非对称晶闸管模块	有一管、两管封装型	既有快速晶闸管的关断时间短、 dv/dt 和 di/dt 耐量高的优点, 又具有不承受反压的性能, 多用于电压型晶闸管变频类电力电子设备中作功率开关器件	V_{DRM} : 600V V_{RRM} : 600V $I_{T(RMS)}$: 70A	美国 IR 公司、德国 IXYS、西门康公司、日本三社电机、三菱电机公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
双向晶闸管模块	一管	单一门极结构, 可反向导通, 用于交流调压或调功控制类电力电子设备中作功率开关器件	V_{CBO} : 1400V I_C : 30A V_{CBO} : 1200V I_C : 600A	日本富士电机、三菱电机公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
电力晶体管模块	一单元封装	有一级单管、两级达林顿和三级达林顿结构, 放大倍数一般在 75~750 以内, 常用于直流斩波器等系统中	两单元: V_{CBO} : 1200V I_C : 300A 单管: V_{CBO} : 1400V I_C : 1000A 六单元: V_{CBO} : 1200V I_C : 50A	日本东芝、三社电机、三菱电机、富士电机公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
电力晶体管与快恢复硅整流管模块	有一单元、两单元、六单元、七单元几种常见结构, 分单级、双级及三级达林顿复合型	硅整流管一般为快恢复续流管, 开关时间几十微秒, 工作频率一般在 4kHz 以内, 放大倍数两级达林顿一般小于 75, 高放大倍数一般为 750, 也有放大倍数为 1000、1500、2000 的, 多用于 UPS、变频调速等电力电子设备中	两单元: V_{CES} : 3300V I_C : 400A 一单元: V_{CES} : 3300V I_C : 1200A 六单元: V_{CES} : 1400V I_C : 100A	日本三菱电机、富士电机、三社电机公司, 德国西门子、西门康公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司(陕西高科电力电子有限责任公司)
IGBT 与快恢复整流管混合模块	有一单元、两单元、四单元、六单元、七单元几种常见结构	工作频率一般在 25kHz~40kHz 以内, 现第四代工作频率已达 40~60kHz		

模块种类	基本结构	性能特点及用途	批量生产的最大容量	生产企业(供货商)
电力 MOS 场效应晶体管 (MOSFET) 与快恢复整流管混合模块	有一单元、两单元、三单元、四单元、八单元几种常见结构	工作频率一般为 50~100kHz, 常用于开关电源及高频变频调速系统中	V_{DSS} : 200V I_D : 200A V_{DSS} : 500V I_D : 50A V_{DSS} : 800V I_D : 26A	德国 IXYS 公司, 日本东芝、三社电机公司, 美国 IR 公司(陕西高科电力电子公司)
固态继电器	有一单元、两单元独立封装, 单相、三相全桥或反并联封装形式	可输入直流, 亦可输入交流, 可直流输出, 亦可交流输出, 控制电流一般为毫安级	工作交流线电压 24~660V, 还有工作电压 10kV 的交流或直流型, 亦有工作直流电压 3~300V 的普通型, 电流 12~125A	美国快达公司, 上海诚信电子技术所、威海星佳电子有限公司(陕西高科电力电子有限公司)
高压硅整流管模块	有单管、单相及三相桥式多种形式的封装结构	反向重复峰值电压高达 3200~24000V, 用于高压静电除尘电源等需高压整流领域的电力电子设备中	单管 V_{RRM} : 24000V I_{dAV} : 23A 单相桥: V_{RRM} : 10500V 三相桥: $I_{DC(AV)}$: 1.2A	德国 IXYS 公司(青岛赛米控电子有限公司)
电力半导体组件	有反并联、多器件串联、多器件并联、多器件串并联等多种结构, 种类有 SR、SCR、GTR、IGBT、MOSFET、Triac、GTO 等多种类型	多根据设备的需要, 选用器件种类及结构, 一般含有散热器, 有 di/dt 、 dv/dt 及浪涌吸收与保护网络	电流容量从几十安到上万安, 电压容量从几百伏至上万伏	英国 Mitel 公司, 西安电力电子技术研究所、永济电机厂等
智能电力半导体模块 (IPM)	有单管、单相逆变半桥、单相逆变全桥、三相逆变全桥等类型, 有的带有斩波管	集过电压、过热、过电流、欠电压、驱动等功能于一身, 可实现最优的驱动及保护于一体, 用户仅需输入控制脉冲, 使用极为方便	V_{RRM} : 600V 或 1200V 输出电流 I_C : 15~100A 结温 T_J : -20~+150℃	德国西门康公司, 日本三菱电机、东芝、富士电机公司
一体化模块 (PIM)	有单相整流桥与斩波管及三相整流桥与斩波管或斩波管与单相逆变桥或三相逆变桥 IGBT 封装等类型, 其中, 整流桥有纯整流管构成的, 亦有晶闸管构成的	集单相或三相整流桥和晶闸管或 IGBT 逆变桥于一体, 有的还带有斩波用 IGBT(或晶体管), 但不含保护及驱动单元, 有的为斩波管与三相或单相 IGBT 逆变桥的一体化封装	V_{RRM} : 600V 或 1200V I_A : 15~50A 结温 T_J : -20~+150℃	
带有触发器的晶闸管模块	有反并联, 单相桥、三相全桥、单相调压、三相调压等封装形式	集晶闸管与触发电路于一体, 使用中仅需输入移相控制电压, 而不需要考同步、脉冲形成等问题, 使用极为方便	V_{RRM} : 600V 或 1200V I_d : 20~500A	德国西门康公司, 淄博市临淄银河高技术开发有限公司

3.2 硅整流管 (SR) 模块

硅整流管模块是电力半导体器件模块中最简单且用量最大的一种, 它把普通分立式硅整流管封装在绝缘外壳中之外, 不存在控制极, 因而其种类也就较多, 在国内电力电子行业中大家均公认至今以日本三社电机公司的硅整流管模块质量最好。

3.2.1 硅整流管模块的电路结构和参数

至今硅整流管模块的内部电路结构有图 3-1 所示的 9 种, 但它们都有一个共同特点, 就是都采用金属底板或陶瓷底板、塑料外壳、引出电极在上方。

硅整流管模块的额定参数与普通分立式整流管的基本相同, 不同之处在于对图 3-1e 与 f 所示结构的硅整流模块, 其电流定额一般为直流侧的额定电流, 其电

压定额为直流侧的最高反向电压 V_{AKM} , 而对于其余电路结构, 均为每个整流管的参数, 与普通整流管的参数标注相同。普通硅整流管模块常用于不可控整流类电力电子设备中, 供交流电变为直流电用; 而快恢复整流管模块常用于需高频整流的电力电子设备 (如开关电源、谐振电源及电压型逆变器类电力电子设备) 中供续流或整流使用。

3.2.2 一管封装的快恢复硅整流管模块

表 3-2 给出了日本三社电机公司生产的图 3-1a 所示一管封装的快恢复硅整流管模块的电性能参数。表 3-3 给出了各公司一管封装的快恢复硅整流管模块型号对照。表 3-4 给出了德国西门康公司一管封装的普通硅整流管模块电性能参数, 表 3-5 给出各公司生产这类结构模块 (不考虑恢复时间 t_{rr}) 的型号对照。

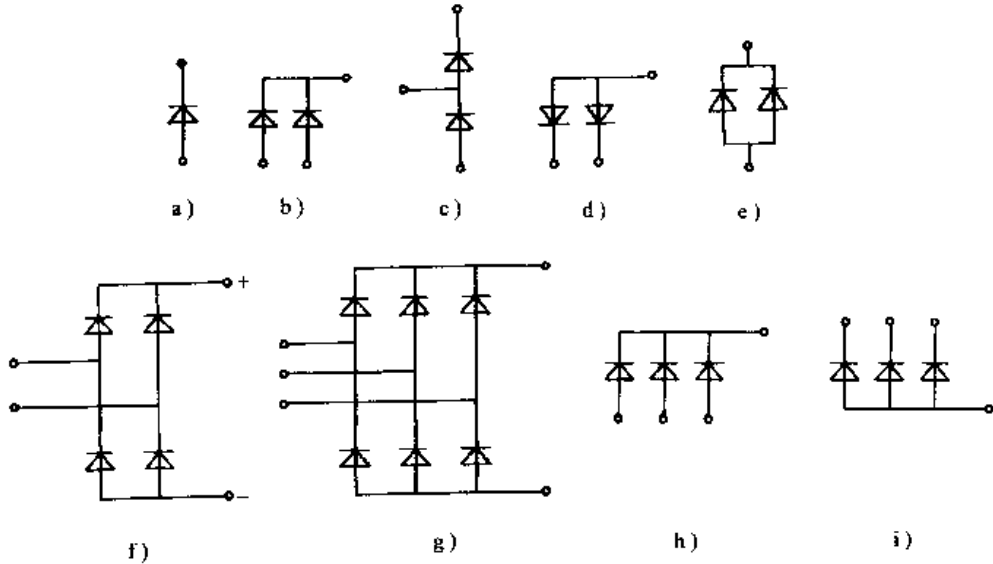


图 3-1 硅整流管模块的内部电路结构

表 3-2 日本三社电机公司一管封装的快恢复硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_F(AV)$		I_{FSM}/A (@60Hz)	I^2t / $A^2 \cdot s$	$V_{FM}(V)$ (@25℃)	I_{RRM} /mA (@125℃)	t_{rr} /ns	$T_J/℃$	$R_{thjk}/$ (K/W)	备注	国 内 代理商
		A	C									
DG20AA-M	400,600	20	80	450	840	1.4	6	1200	125	2.0	外壳 绝缘型	陕西高科电力电子有限责任公司
FRG25BA	600	25	94	450	840	1.3	30	100	150	1.6		
FRG25CA	1200	25	78	400	660	1.8	1	200	150	1.6		
FRS150BA	500	150	85	3000	37500	1.3	150	200	150	0.33		
MDF150L/M	200~400	150	94	3000	37500	1.3	50	550	150	0.3	外壳非 绝缘型	
MDR150L/M	200~400	150	94	3000	37500	1.3	50	550	150	0.3		
FRS200AA	400,600	200	82	3300	45000	1.8	300	200	150	0.2	外壳 绝缘型	
FRS200BA	600	200	94	3300	45000	1.3	200	100	150	0.2		
FRS200CA	1000,1200	200	78	3300	45000	1.8	10	350	150	0.2		

(续)

型 号	V_{RRM}/V	$I_{F(AV)}$		I_{FSM}/A (@60Hz)	I^2t $/A^2 \cdot s$	$V_{FM}(V)$ (@25℃)	I_{RRM} $/mA$ (@125℃)	t_{rr} $/ns$	$T_J/℃$	$R_{thj}/$ (K/W)	备注	国 内 代理商
		A	C									
MDF/MDR 250A-L/M	200~400	250	85	4500	84000	1.3	60	550	150	0.2	外壳非 绝缘型	陕西高科电力电子有限责任公司
FRS 300BA	500	300	85	4000	66600	1.3	300	200	150	0.165	外壳 绝缘型	
FRS-300CA	500	300	116	4000	66600	1.3	300	200	150	0.085		
FRS400BA	500,600	400	94	4000	66640	1.3	400	200	150	0.1		
FRS400CA	1200	400	78	4000	66640	1.8	20	400	150	0.1		
FRS400DA	1000,1200	400	38	4000	66640	2.8	20	200	150	0.1		
FRS400EA	2000	400	79	5000	104000	2.2	100	700	150	0.8		

注:表头中带@的参数为测试条件(下同)。

表 3-3 各公司一管封装的快恢复硅整流管模块^⑤

日本三社 电机公司	日本三菱 电机公司	德国 IXYS 公司	德国西门康公司	美国 IR 公司 ^④	赛奥仪元电力 半导体有限公司	备 注
DG20AA40	无	无	无	T40HFL40S02 ^③	无	英国 Mitel 公司,德国西 门子,日本东 芝公司均无此 产品,富士电 机 公 司 有 150A 与 250A 两个规格的产品
DG20AA60	RM20HA-12F	无	无	T40HFL60S02 ^③		
FRG25BA60	无	无	无	T40HFL60S02 ^③	MD26 06*	
FRG25CA120	RM25HG-24S	MDO26-12N1B*	无	无	MD25-12*	
无	RM50HA-24F	MDO56 12N1B*	无	IRKEL56/0602	MD55-12*	
无	RM100HA-24F	无	SKKE120F/12E	无	MD110 12*	
FRS150BA50	无	无	SKKE165M/08E	无	MD160-05*	
FRS200AA40	无	无	无	无	MD200-04*	
FRS200AA60	无	无	无	无	MD200 06*	
FRS200CA100	RM200HA 20F	无	SKKE201F/12E	无	MD200 10*	
FRS300BA50	RM250HA-10F	无	SKKE301F/12E ^②	无	MD300-05*	
FRS300CA50	无	无	SKKE330F/12E ^②	无	MD300 05*	
FRS400BA50	RM300HA-24F ^②	无	SKKE400F/12E ^②	无	MD400-05*	
FRS400BA60	RM400HA-20S	MEO500-06DA	无	无	MD400-06*	
FRS400CA120	RM400HA-24S	MEO450-12DA	无	无	MD400-12*	
FRS400DA120	RM400HA-24S	MEO450-12DA	无	无	MD400 12*	
无	无	无	SKKE600F/12E	无	无	
FRS400EA200	RM400HA-34S	无	SKKE400F/18E	无		

① 打*者为非快恢复型。

② 1200V,电压比三社电机公司的 500V 高得多,所以可取代三社电机产品,反之不可。

③ 40A。

④ IR 公司产品规格,电流为 56、71、91、132、240A;电压为 400、600、800、1000、1200、1400、1600、1800、2000、2200、2400、2500V;1600~2500V 规格产品仅有 240A。

⑤ eupec 公司产品规格,电流有 104、170、260、540、600A,电压有 800~1800V。

表 3-4 德国西门康公司—管封装的普通硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	I_{PRM} I_{RMS} /A	I_{FAV} /A	@ T_L /°C	$I_{FSM}(@ 10ms)$ /A (@ 25°C)	I^2t /A ² ·s	$T_{J(max)}$ /°C	R_{thJA} (K/W)
SKKE15	400~1600	28	15	82	320	310	125	2.0
SKKE81	400~2200	140	80	87	2000	20000	125	0.40
SKKE120F ^①	1500~1600	220	115	85	2000	20000	150	0.25 ^②
SKKE162	800~2200	250	160	95	6000	180000	135	0.18
SKKE201	800~2200	315	200	85	6000	180000	130	0.19
SKKE260	1200~2200	410	260	85	11000	605000	130	0.14
SKKE400	1200~2400	825	525	85	12000	720000	150	0.090
SKKE301F ^②	1000~1200	450	260	65	1000	80000	150	0.2 ^③
SKKE330F ^①	1600~1700	520	330	85	6200	135000	150	1 ^③
SKKE600F ^②	1000~1200	664	423	85	7000	168000	150	0.8 ^③

① 快恢复型。

② 为反向恢复时间 (μs)。

表 3-5 各公司—管封装的普通硅整流管模块型号对照

德国西门康公司	德国 euper 公司	德国 IXYS 公司	赛美仪元电力 半导体有限公司	备 注
SKKE15/12E	无	无	MD15A/12	日本三社电机、三 菱电机、富士电机公 司、美国 Mitel 公司、 德国西门子公司、美 国 IR 公司均无此产 品
SKKE81/12E	无	无	MD75A/12	
无	无	无	MD90A/12	
无	ND104N12	无	MD110A/12	
SKKE162/12E	ND171N12	无	MD160A/12	
SKKE201/12E	无	无	MD200A/12	
SKKE260/12E	ND260N12	无	MD250A/12	
SKKE600F/12E ^①	ND600N12	无	无	
SKKE400/12E	无	无	无	
无	无	MD060-16N1	无	
无	无	MD0500-12N1	无	
无	DZ540N26	无	无	

① 快恢复型。

3.2.3 两管封装的硅整流管模块

1. 共阴极两管封装的硅整流管模块

表 3-6 给出了日本三社电机公司生产的图 3-1b 所示结构的共阴极两管封装的硅整流管模块电性能参数。表中, FRD 系列为快恢复硅整流管模块, KD 系列为普通硅整流管模块。

表 3-7 给出各公司共阴极两管封装的, 普通硅整流管模块型号对照。表 3-8 给出各公司共阴极两管封装的快恢复硅整流管模块型号对照。

2. 两管封装的桥臂硅整流管模块

表 3-9 给出了日本三社电机公司生产的图 3-1c

所示结构的桥臂硅整流管模块电性能参数。

表 3-10 给出各公司生产的图 3-1c 所示结构的普通硅整流管桥臂模块型号对照表。表 3-11 给出各公司生产的这类结构快恢复整流管桥臂模块型号对照。

3. 共阳极两管封装的硅整流管模块

表 3-12 给出美国国际整流器 (IR) 公司生产的图 3-1d 所示结构的共阳极两管封装的普通硅整流管模块电性能参数, 表 3-13 给出各公司生产的这类模块 (普通型) 型号对照。IR 公司还生产图 3-1d 所示结构的共阳极两管封装的快恢复硅整流管模块, 其型号为 IRKJL, 表 3-14 给出各公司生产的这类模块 (快恢复型) 型号对照。

表 3-6 日本三社电机公司共阴极两管封装的硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	I_{FAV}/A		I_{FSM}/A (@60Hz)	$P_T/A \cdot s$	V_{FM}/V (@25°C)	I_{RRM}/mA	t_n/ns	$T/°C$	$R_{thk}/(K/W)$	对壳绝 缘电压 $V_{iso(RMS)}/V$	国 内 代理商
		A	C									
FRD100AA	400-600	100	78	2000	16600	1.8	130	200	150	0.4	2500V	陕西高科电力电子有限公司
FRD100BA	600	100	94	2000	16600	1.3	100	100	150	0.4	2500V	
FRD100CA	1000,1200	100	78	2000	16600	1.8	5	300	130	0.4	2500V	
KD25F	400~1600	25	96	580	1400	1.55	10		125	0.78	2500V	
KD30GB	400-800	30	118	600	1500	1.4	10		150	0.8	2500V	
KD30HB	1200,1600	30	115	600	1500	1.5	10		150	0.8	2500V	
KD40F	400~1600	40	96	1300	7200	1.4	15		125	0.55	2500V	
KD55F	400~1600	55	89	1750	12800	1.4	15		125	0.5	2500V	
KD60GB	400,800	60	114	1200	6000	1.25	20		150	0.5	2500V	
KD60HB	1200,1600	60	111	1200	6000	1.35	20		150	0.5	2500V	
KD70F	400~1600	70	94	1950	16200	1.4	15		125	0.33	2500V	
KD90F	400~1600	90	93	2300	22000	1.4	15		125	0.27	2500V	
KD100GB	400,800	100	115	2000	16500	1.25	30		150	0.3	2500V	
KD100HB	1200,1600	100	111	2000	16500	1.35	30		150	0.30	2500V	
KD110F	400~1600	110	88	2550	26500	1.45	20		125	0.25	2500V	

表 3-7 各公司共阴极两管封装的普通硅整流管模块型号对照

日本三社 电机公司	美国 IR 公司	英国 Mitel 公司	日本三菱 电机公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	德国西门康公司	备 注
KD25F120	无	无	RM30CZ-24	MDK26A/12	无	日本富士电 机、东芝公司、 德国 IXYS、 eupec、西门子 公司均无此产 品
KD40F120	无	无	无	MDK40A/12	无	
KD55F120	IRKC56/12	无	RM60CZ-24	MDK55A/12	无	
KD70F120	IRKC71/12	无	无	MDK70A/12	无	
KD90F120	IRKC91/12	无	无	MDK90A/12	无	
KD110F120	无	无	RM100CZ-24	MDK110A/12	SKMD100/12E	
无	IRKC132/12	无	无	MDK135A/12	无	
无	无	MP02HB175-12	无	无	无	
无	IRKC240/12	MP02HB260-12	RM250CZ-24	MDK250A/12	SKMD260/12E	
无	无	无	无	MZC300A/12	无	
无	无	MP03HB400-12	无	MZC400A/12	无	

表 3-8 各公司共阴极两管封装快恢复硅整流管模块型号对照

日本三社电机公司	美国 IR 公司	日本三菱电机公司	西安爱帕克电力电子有限公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	日本富士电机公司 ^①	备注
无	无	RM20CA-12F	MZK50TA60U	SKMD42F60E	无	无	日本东芝公司、德国 eupec、西门子公司、英国 Mitel 公司均无此产品
无	IRKCL56/06S02	RM50CA-12F	MZK50TA60U	无	无	2FI50A-060C	
无	IRKCL61/06S02	无	MZK75TA60U	无	MEK75-12DA	无	
无	IRKCL91/06S02	无	MZK90TA60U	无	MEK95-06DA	无	
FRD100AA60	无	RM100CA-12F	MZK100TA80U	SKMD105F08E	无	2FI100F-060C	
FRD100CA120	无	RM100CA-24F	MZK100TA120U	SKMD105F12E	无	无	
无	IRKCL132/06S02	无	无	无	无	无	
无	IRKCL132/12S20	无	无	无	无	无	
无	无	无	MZK150TS120U	SKMD150F12E	无	2FI150A-060	
无	无	无	无	SKMD202E03E	无	无	
无	IRKCL240/06S02	无	MZK250TS60U	无	MEK250-12DA	无	
无	IRKCL240/12S20	无	MZK250TS120U	无	无	无	
无	无	无	MZK300TS60U	无	MEK300-06DA	无	
无	无	无	MZK400TS120U	无	无	无	

① 日本富士电机公司还生产 200A/600V 的这类模块。

表 3-9 日本三社电机公司硅整流管桥臂模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	I_{FAV}		I_{FSM}/A (@60Hz)	$I^2t/A^2 \cdot s$	V_{FSM}/V (@25°C)	I_{RRM}/mA	t_{rr}/ns	$T_J/°C$	$R_{thjc}/(K/W)$	对壳绝缘电压 $V_{iso}(RMS)/V$	国内代理商
		A	C									
DD50GB-L	400,600	50	106	1000	4150	1.2	10	700	150	0.7	2500V	陕西高科电力电子有限责任公司
DD50GB-M	400,600	50	98	1000	4150	1.25	10	800	150	0.7	2500V	
FDS100AA	400,600	100	78	2000	16600	1.8	150	200	150	0.4	2500V	
FDS100BA	600	100	94	2000	16600	1.3	100	100	150	0.4	2500V	
FDS100CA	1000,1200	100	78	2000	16600	1.8	5	300	150	0.4	2500V	
DD25F	400~1600	25	96	580	1400	1.55	10		125	0.78	2500V	
DD30GB	400,800	30	118	600	1500	1.4	10		150	0.8	2500V	
DD30HB	1200,1600	30	115	600	1500	1.5	10		150	0.8	2500V	
DD40F	400~1600	40	96	1300	7200	1.4	15		125	0.55	2500V	
DD55F	400~1600	55	89	1750	12800	1.4	15		125	0.5	2500V	
DD60GB	400,800	60	114	1200	6000	1.25	20		150	0.5	2500V	
DD60HB	1200,1600	60	111	1200	6000	1.35	20		150	0.5	2500V	
DD70F	400~1600	70	94	1950	16200	1.4	15		125	0.33	2500V	
DD80F	400~1600	90	93	2300	22000	1.4	20		125	0.27	2500V	
DD100GB	400,800	100	115	2000	16500	1.25	30		150	0.3	2500V	
DD100HB	1200,1600	100	111	2000	16500	1.35	30		150	0.25	2500V	
DD110F	400~1600	110	88	2550	26500	1.45	20		125	0.25	2500V	
DD130F	400~1600	130	90	4400	80000	1.4	50		125	0.2	2500V	
DD160F	400~1600	160	87	5500	125000	1.42	50		125	0.18	2500V	
DD200GB	400,800	200	96	5500	125000	1.4	50		150	0.18	2500V	
DD200HB	1200,1600	200	96	5500	125000	1.4	50		150	0.18	2500V	
DD250GB	400,800	250	94	5500	125000	1.45	50		150	0.14	2500V	
DD250HB	1200,1600	250	94	5500	125000	1.45	50		150	0.14	2500V	

表 3-10 各公司普通硅整流管桥臂模块型号对照

日本三社 电机公司	日本三菱 电机公司 ^①	日本富士 电机公司	英 国 Mitel 公司	美国 IR 公司	德 国 西门康公司	德 国 eupec 公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	德 国 ^④ IXYS 公司	日本东芝公司	备注
DD25F80	RM30DZ-H	无	无	无	SKKD26/08E	DD31N082D	MDC25A/8	MDD26-08N1B	无	
DD25F120	RM30DZ-24	无	无	无	SKKD26/12E	DD31N123D	MDC25A/12	MDD26-12N1B	无	
DD40F80	无	无	无	B40D80	SKKD46/08E	无	MDC40A/8	MDD44-08N1B	无	
DD40F120	无	无	无	B40D120	SKKD46/12E	无	MDC40A/12	MDD44-12N1B	无	
DD55F80	RM60DZ-H	2RI60G080	无	IRKD56-08	SKKD60F/08 ^②	DD55N082D	MDC55A/8	MDD56-08N1B	无	
DD55F120	RM60DZ-24	2RI60G120	无	IRKD56-12	SKKD60F/12 ^②	DD55N123D	MDC55A/12	MDD56-12N1B	无	
DD70F80	无	无	无	IRKD71-08	SKKD81/08E ^③	DD76N82D	MDC70A/8	MDD72-08N1B	无	
DD70F120	无	无	无	IRKD71-12	SKKD81/12F ^③	DD76N123D	MDC70A/12	MDD72-12N1B	无	
DD90F80	RM100DZ-H	2RI100E-080	无	IRKD91-08	SKKD100/08E	DD90N082D	MDC90A/8	MDD95-08N1B	无	
DD90F120	RM100DZ-24	2RI100G-120	无	IRKD91-12	SKKD100/12E	DD90N123D	MDC90A/12	MDD95-12N1B	无	
DD110F80	RM100DZ-H	2RI100E-080	无	IRKD101-08	SKKD100/08E	DD104N082D	MDC110A/8	无	110L2G43	
DD110F120	RM100DZ-24	2RI100G-120	无	IRKD101-12	SKKD100/12E	DD106N123D	MDC110A/12	无	110Q2G43	
DD130F80	RM150DZ-H	2RI150E-080	无	无	无	无	MDC130A/8	MDD142-08N1B	无	
DD130F120	RM150DZ-24	2RI160G-120	MP02GN130-12	无	无	DD151N123D	MDC130A/12	MDD142-12N1B	无	
DD160F80	RM150DZ-H	无	MP02GN175-08	IRKD166-08	SKKD162/08E	无	MDC160A/8	MDD172-08N1B	160L2G43	
DD160F120	RM150DZ-24	无	MP02GN175-12	IRKD166-12	SKKD162/12E	DD171N123D	MDC160A/12	MDD172-08N1B	160Q2G43	
DD200GB80	无	无	无	IRKD196-08	SKKD201/08E	无	MDC200A/8	MDD220-08N1B	无	
DD200HB120	无	无	无	IRKD196-12	SKKD201/12E	无	MDC200A/12	MDD220-12N1B	无	
DD250GB80	RM250DZ-H	2RI250E-080	MP02GN260-08	ORLD270-08	SKKD260/08E	DD260N082D	MDC250A/8	MDD250-08N1B	无	
DD250HB120	RM250DZ-24		MP02GN260-12	IRKD270-12	SKKD260/12E	DD260N123D	MDC250A/12	MDD250-12N1B	无	
无	无	无	无	IRKD320-12	无	DD350N123D	MDC350A/12	MDD310-12N1	无	
无	RM500DZ-24	无	无	无	无	DD540N223D	无	无	无	
无	无	无	无	无	无	DD600N123D	无	无	无	

① 三菱电机公司的此类结构模块还有 RM100DZ-40,其参数为 100A/2000V。

② SKKD60F 为快恢复型。

③ I_{FAV} 为 81A,西门康公司还有 115 及 170A 的产品。

④ IXYS 公司有 500A 产品,最高电压为 2200V。

德国西门子公司无此产品

表 3-11 各公司快恢复整流管桥臂模块型号对照^①

日本东芝公司	西安爱帕克电力电子有限公司	日本三社电机公司	美国 IR 公司	日本三菱电机公司	日本富士电机公司	德国 eupec 公司	德国 IXYS 公司	德国西门康公司	备 注
无	无	无	无	无	无	无	无	SKKD40F/06E	
无	MZC50TA60U	DD50GB-L60	IRKDL56/06S10	RM50DA-12F	2FI50A060D	DD46S08	无	SKKD50F/06E	
无	MZC50TA60U	DD50GBM-60	IRKDL56/06S10	RM50DA-12S	2FI50F060D	DD62S06	无	SKKD50F/06E	
无	MZC75TA60U	无	IRKDL71/06S10	无	无	DD82S06	无	SKKD75F/10E	
无	MZC100TA60U	FDS100AA60	无	无	2FI100A-060D	无	无	SKKD105F/06E	
无	MZC100TA120U	FDS100CA120	无	无	2FI100G-100D	无	MEE95-06DA	SKKD105F/12E	
无	无	无	IRKDL132-06S10	无	无	DD122S06	无	无	德国西门子公司，
160Q2G43	MZC150TS120U	无	无	无	无	无	无	SKKD150F/12E	英国 Mitel
无	无	无	无	无	无	无	无	SKKD160F/12E	公司均无此产品
无	MZC200TS120U	无	无	RM200DA-24F	2FI200A-060D	无	无	无	
无	MZC250TS120U	无	IRKDL240-10S20	无	无	DD230S12	无	无	
无	MZC250TS120U	无	IRKDL240-12S20	无	无	DD241S12	MEE250-12DA	无	
无	MZC300TS60U	无	无	无	无	无	MEE300-06DA	无	
无	MZC400TS120U	无	无	无	无	无	无	无	

① 表中以三社电机与 IXYS 公司产品的反向恢复时间 t_r 较短，富士电机公司该系列产品为 600 和 1000V。

表 3-12 美国 IR 公司共阳极两管封装的普通硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_{F(AV)}/A$	@ T_C/C	I_{FSM}/A (@50Hz)	V_{FM}/V	$R_{thJA}/(K/W)$
B40J	100~1200	40	85	550	1.31	0.60
IRKJ56	400~1200	55	100	1350	1.35	0.325
IRKJ61	1400~2000	60	90	1220	1.35	0.325
IRKJ71	400~1200	70	100	1500	1.30	0.285
IRKJ81	1400~2000	80	88	1350	1.36	0.25
IRKJ91	1400~1200	90	100	1700	1.30	0.22
IRKJ101	400~2000	100	87	1700	1.34	0.22
IRKJ166	400~2000	165	100	3350	1.69	0.10
IRKJ196	400~2000	195	100	4000	1.38	0.1
IRKJ236	400~2000	230	100	5500	1.27	0.085
IRKJ250	400~2000	250	100	5900	1.29	0.08
IRKJ270	400~3000	270	100	7500	1.48	0.063
IRKJ320	400~2000	320	100	8900	1.28	0.063

表 3-13 各公司共阳极两管封装的普通硅整流管模块型号对照

美国 IR 公司	德国西门康公司	英国 Mitel 公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	备 注
B40J120	SKND46/08E	无	MDA40/12	日本东芝、三社电机、富士电机、三菱电机公司,德国 IXYS、西门子、eupec 公司,均无此产品
IRKJ56/12	无	无	MDA55/12	
IRKJ61/12	无	无	无	
IRKJ71/12	无	无	MDA70/12	
IRKJ81/16	SKND81/16E	无	无	
IRKJ91/12	无	无	MDA90/12	
IRKJ101/12	SKND105F12E ^①	无	MDA110/16	
无	无	MP02G130-18	MDA130/18	
IRKJ166/12	SKND162/12E ^①	无	MDA160/12	
IRKJ176/12	无	MP02G175-12	无	
IRKJ236/12	无	无	MDA230/12	
IRKJ250/12	无	MP02G260-12	MDA250/12	
IRKJ270/12	无	MP02G280-12	MDA300/12	
IRKJ320/12	无	无	MDA350/12	
无	无	MP03G440-16	无	
无	无	无	无	
无	无	无	无	

① 快速型。

表 3-14 各公司共阳极两管封装的快恢复硅整流管模块型号对照^①

美国 IR 公司	日本三菱电机公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	日本富士电机公司 ^②	备 注
无	RM20C1A-24F	无	无	无	日本三社电机、 东芝公司、德国西 门子、eupec 公司、 英国 Mirel 公司均 无此产品
IRKJL56/04S05	RM50C1A-12F	SKND50E/04E	无	2F50A-060N	
IRKJL71/10S010	无	无	无	无	
IRKJL91/08S05	RM100C1A-12F	SKND105F/08E ^③	MEA95-06DA	2F1100A-060N	
IRKJL132/12S20	无	无	无	无	
无	无	SKND150F/12E	无	无	
无	无	SKND202E/03E ^④	无	2F1200A-060N ^⑤	
无	无	无	无	无	
IRKJL240/12S20	无	无	MEA250-12DA	无	
无	无	无	MEA300-06DA	无	
无	无	SKND202F/01E	无	无	

① 这种模块国内无产品；② 富士电机公司的该系列模块最高电压为 1000V；③ V_{RRM} ：800V；④ V_{RRM} ：300V；⑤ V_{RRM} ：600V。

4. 两管并联封装的整流管模块

这种模块的内部结构如图 3-1e 所示。在看到的样本中，只有日本三菱电机公司生产这种模块，IR、eupec、西门子、IXYS、富士电机、东芝、西安爱帕克电力电子有限、襄樊仪元电力半导体有限、西门康公司均不生产这种模块。其系列型号为 RMXXXUZ-M、H、24、2H，电流有 150、250、500A 三种，电压有 600、800、1200、1600V 四种。

3.2.4 单相桥式硅整流管模块

表 3-15 给出日本三社电机公司生产的图 3-1f 所示的单相桥式硅整流管模块电性能参数。表 3-16 给出

美国 IR 公司生产的图 3-1f 所示的单相桥式硅整流管模块电性能参数。表 3-17 给出各公司生产此类模块的型号对照。应说明的是，德国西门康公司应用本公司生产的 SKB 及 SKKD 模块，已批量生产出带散热器的具有图 3-1f 电路结构的组件模块，其标准型号为 B2UXXXV/YYYYA，电流为 14~490A，电压为 400~1800V。

3.2.5 三相桥式硅整流管模块

表 3-18 给出日本三社电机公司生产的图 3-1g 所示的三相桥式硅整流管模块电性能参数。表 3-19 给出各公司生产的这种结构三相桥式硅整流模块型号对照。

表 3-15 日本三社电机公司单相桥式硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	I_{FAV}		I_{FSM}/A (@60Hz)	$I^2t/A^2 \cdot s$	V_{FM}/V (@25℃)
		A	C			
FDF60BA	400,600	60	80	600	1490	1.6
FDF25CA	1000,1200	25	114	400	660	1.8

型 号	I_{RRM}/mA (25℃)	t_{rr} /ns	$T_J/℃$	$R_{thjc}/$ (K/W)	绝缘电压 $V_{iso}(RMS)/V$	代理商
FDF60BA	60	100	150	0.7	2500V	陕西高科电力电子 有限责任公司
FDF25CA	2	200	150	0.4	2500V	

表 3-16 美国 IR 公司单相桥式硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	I_O	@ T_c	V_{FM}/V	@ I_{FM}/A	I_{FSM}/A (@50Hz)	$I_{RM}/\mu A$	$R_{thjc}/$ (K/W)
		A	℃					
KBPC6	50~1000	6	50	1.0	3.0	100	10	
KBPC8	50~1000	8	50	1.0	3.0	125	400	
100JB	50~1600	10	65	1.3	16	125		3.5
26MB	50~1600	25	65	1.1	40	335		1.7
36MB	50~1600	35	60	1.2	55	400		1.2

表 3-17 各公司单相桥式硅整流管模块型号对照

日本三社电机公司	美国 IR 公司	德国 西门康公司	浙江缙云 半导体器件厂	德国 IXYS 公司	日本东芝公司	备 注
无	KBPC6/6	SKBB5/6	MDQ6/06	无	6J4B41	英国 Mitel 公司, 日本富士电机、三菱电机公司, 德国西门子, eupec 公司均无此类产品
无	KBPC8/6	无	MDQ8/06	无	无	
无	KBPC8/12	无	MDQ8/12	无	10J4B41	
无	100JB/06	SKB15/6	MDQ15/06	VBO13 08NO7	15J4B42	
FDF25CA120	26MB/12	SKB26/12	MDQ25/12	无	无	
无	36MB-06	SKB30/06	MDQ30/06	VBO30 12NO7	35G4B44	
FDF60BA60	无	SKB52/06	MDQ60/06	VBO52 08NO7	无	
无	无	SKB60/06	MDQ60/06	VBO65-08NO7	无	
无	无	SKB72/06	MDQ70/06	VBO72-08NO7	无	
无	无	无	MDQ110/16	VBO105 16NO7	无	
无	无	无	无	VBO125 18NO7	无	
无	无	无	无	VBO125-18NO7	无	
无	无	无	无	VBO160-18NO7	无	

表 3-18 日本三社电机公司三相桥式硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	I_{DC}		I_{FSM}/A (@60Hz)	V_{FM}/V (@25°C)	I_{RRM}/mA (@150°C)	$V_{ISO(RMS)}/V$	$R_{thJA}/(K/W)$	国 内 代理商
		A	C						
DF20DB	400,800	20	97	350	1.1	1.5	2000	1.2	陕西高 科电力电 子有限公 司
DF20CA	800~1600	20	123	600	1.1	4	2500	0.6	
DF20BA	400,800	20	123	350	1.1	1.5	2500	0.6	
DF20AA	1200,1600	20	119	240	1.25	3	2500	0.6	
DF30DB	400,800	30	83	400	1.1	1.5	2000	1.0	
DF30CA	800~1600	30	122	850	1.1	4	2500	0.42	
DF30BA	400,800	30	122	450	1.1	1.5	2500	0.42	
DF30AA	1200,1600	30	117	300	1.3	3	2500	0.42	
DF40BA	400,800	40	119	700	1.2	4	2500	0.32	
DF40AA	1200,1600	40	117	700	1.3	8	2500	0.32	
DF50BA	400,800	50	114	700	1.2	4	2500	0.3	
DF50AA	1200,1600	50	114	700	1.2	8	2500	0.3	
DF60BA	400,800	60	115	1000	1.2	6	2500	0.24	
DF60AA	1200,1600	60	112	1000	1.3	12	2500	0.24	
DF75BA	400,800	75	107	1000	1.2	10	2500	0.24	
DF75AA	1200,1600	75	100	1000	1.4	10	2500	0.24	
DF100BA	400,800	100	102	1000	1.2	10	2500	0.2	
DF100AA	1200,1600	100	102	1000	1.2	10	2500	0.2	
DF150BA	400,800	150	100	1200	1.2	15	2500	0.14	
DF150AA	1200,1600	150	94	1100	1.35	15	2500	0.14	
DF200BA	400,800	200	102	2000	1.2	20	2500	0.10	
DF200AA	1200,1600	200	96	1850	1.35	20	2500	0.1	

表 3-19 各公司三相桥式整流管模块型号对照

日本三社 电机公司	美国 IR 公司	德国 eupec	德国 IXYS 公司	日本三菱 电机公司	日本富士 电机公司	德国西门康公司 ^②	赛奥仪元电力 半导体有限公司	日本东芝公司	备 注
DF20BA80	26MT80	无	VUO22-08NO1	RM10TA-H	无	SKD28/08E	MDS20/8	20L6P44	
DF20AA120	26MT120	无	VUO22-12NO1	RM10TA-24	无	SKD28/12E	MDS20/12	无	
DF30BA80	36MT80	无	VUO34-08NO1	RM15TA-H	6RI30E-080	SKD30/08E	MDS30/8	30L6P44	
DF30AA120	36MT120	无	VUO36-12NO1	RM15TA-24	6RI30G-120	SKD30/12E	MDS30/12	30Q6P42	
DF40BA80	无	无	VUO35-08NO7	RM20TPM-H	无	SKD31/08E	MDS40/8	无	
DF40AA120	无	无	VUO35-12NO7	RM20TPM-24	无	SKD31/12E	MDS40/12	无	
DF50BA80	无	无	VUO52-08NO1	无	6RI50E-080	SKD50/08E	MDS50/8	50L6P43	
DF50AA120	无	无	VUO52-12NO1	无	无	SKD50/12E	MDS50/12	50Q6P43	
DF60BA80	60MT80K	无	VUO50-08NO3	RM30TA-H	6RI60E-080	SKD60/08E	MDS60/8	无	德 国 西 门 子 公 司, 英 国 Miel 公 司 均 无 此 产 品
DF60AA120	60MT120K	无	VUO50-12NO3	RM30TC-24	无	SKD60/12E	MDS60/12	无	
DF75BA80	70MT120K	DDB6U84N10R	VUO80-08NO1	无	6RI75E-080	SKD82/08E	MDS75/8	75L6P43	
DF75AA120	70MT80K	DDB6U85N12R	VUO80-12NO7	无	6RI75G-120	SKD82/12E	MDS75/12	75Q6P43	
DF100BA80	110MT80K	DDB6U100N10R	VUO100-08NO7	RM50TC-H	6RI100E-080	SKD110/08	MDS100/8	100L6P43	
DF100AA120	110MT120K	DDB6U100N12R	VUO100-12NO7	RM50TC-24	6RI100G-120	SKD110/12E	MDS100/12	100Q6P43	
DF150BA80	160MT80K	DDB6U144N10R	VUO160-08NO7	RM75TC-H	无	SKD160/08E	MDS150/8	无	
DF150AA120	160MT120K	DDB6U144N12R	VUO160-12NO7	RM75TC-24	无	SKD160/12E	MDS150/12	无	
DF200BA80	无	DDB6U205N10R	VUO190-08NO7	无	无	无	无	无	
DF200AA120	无	DDB6U205N12R	VUO190-12NO7	无	无	无	无	无	
无	无	无	无	无	无	SküP430ANA12 ^①	无	无	
无	无	无	无	无	无	SküP430ANA16 ^①	无	无	
无	无	无	无	无	无	SküP580ANA12 ^①	无	无	
无	无	无	无	无	无	SküP580ANA16 ^①	无	无	

① 强迫风冷散热器及温度传感器, SküP430ANA12 代表 $I_d=430A, V_{RRM}=1200V$ 。

② 西门康公司应用本公司的 SKD 系列模块, 还批量生产带散热器的具有图 3-1g 结构的组件模块, 其系列型号为 B6UXXXV/YYA, 电流为 15~655A, 电压为 400~1800V。

表 3-20 日本三社电机公司三相半桥共阴极硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_F(AV)$		$I_F(RMS)$		I_{FSM}/A (@60Hz)	$I^2t/A^2 \cdot s$	I_{RRM}/mA (@125℃)	$V_{ISO}(RMS)$ /V	$R_{thk}/$ (K/W)	国 内 代 理 商
		A	C	A	C						
DWF40A	300,400	40	122	62	122	800	2700	8	非绝缘型	0.6	
DWF50A	300,400	50	122	78	122	1000	4150	10	非绝缘型	0.5	
DWF70A	300,400	70	119	110	119	1400	8100	12	非绝缘型	0.4	
DWF70B	300,400	70	106	110	106	1400	8100	12	2500	0.55	
DWF100A	300,400	100	122	160	122	2000	16600	15	非绝缘型	0.25	

3.2.6 三相半桥整流管模块

1. 三相半桥共阴极硅整流管模块

表 3-20 给出日本三社电机公司生产图 3-1h 所示结构的三相半桥共阴极硅整流管模块电性能参数。表 3-21 给出各公司生产这类结构模块的型号对照。

表 3-21 各公司三相半桥共阴极硅整流管模块型号对照

日本三社 电机公司	嘉美仪元电力 半导体有限公司	备 注
DWF40A30	MDY40-3	日本东芝、三菱电机、富士电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司,美国 IR 公司,英国 Mitel 公司均无此产品
DWF40A30	MDY40-4	
DWF50A30	MDY50-3	
DWF50A40	MDY50-4	
DWF70A30	MDY70-3	
DWF70A40	MDY70-4	
DWF70B30 *	MDY70-3	
DWF70B40 *	MDY70-4	
DWF100A30	MDY100-3	
DWF100A40	MDY100-4	

注:有 * 号为绝缘型,其余为非绝缘型。

2. 三相半桥共阳极硅整流管模块

表 3-22 给出日本三社电机公司生产图 3-1i 所示的三相半桥共阳极硅整流管模块电性能参数。表 3-23 给出各公司生产这种结构模块的型号对照。

3.2.7 肖特基整流管模块

肖特基整流管是开关电源、高频整流类电力电子设备中常用的电力半导体器件。这类器件由于采用肖特基工艺,所以管压降比普通硅整流管低,但开关速度较普通整流管快,所以其工作损耗较小,限于工艺等原因,如今生产肖特基整流管模块的公司较少。在这一领域,美国 IR 公司的产品水平较高,如今 IR 公司生产的肖特基整流管模块有一管封装及共阴极两管封装两种结构。

1. 一管封装的肖特基整流管模块

表 3-24 给出美国 IR 公司一管封装的肖特基整流管模块(非绝缘型,内部结构同图 3-1a)电性能参数。

2. 共阴极两管封装的肖特基整流管模块

表 3-25 给出美国 IR 公司绝缘型共阴极两管封装的肖特基整流管模块(内部结构同图 3-1b)电性能参数。表 3-26 给出美国 IR 公司非绝缘型共阴极两管封装的肖特基整流管模块的电性能参数。

表 3-22 日本三社电机公司三相半桥共阳极硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_F(AV)@T_C$		$I_F(RMS)$		I_{FSM}/A (@60Hz)	$I^2t/A^2 \cdot s$	I_{RRM}/mA (@125℃)	$V_{ISO}(RMS)$ /V	$R_{thk}/$ (K/W)
		A	C	A	C					
DWR40A	300,400	40	122	62	122	800	2700	8	非绝缘型	0.6
DWR50A	300,400	50	122	78	122	1000	4150	10	非绝缘型	0.5
DWR70A	300,400	70	119	110	119	1400	8100	12	非绝缘型	0.4
DWR70B	300,400	70	106	110	106	1400	8100	12	2500	0.55
DWR100A	300,400	100	122	160	122	2000	16600	15	非绝缘型	0.25

表 3-23 各公司三相半桥共阳极硅整流管模块型号对照

日本三社电机公司	赛英仪元电力半导体有限公司	日本三菱电机公司	备 注
DWR40A30	MDG40-3	无	日本东芝、富士电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
DWR40A40	MDG40-4	无	
DWR50A30	MDG50-3	RM60SZ-6S	
DWR50A40	MDG50-4	无	
DWR70A30	MDG70-3	无	
DWR70A40	MDG70-4	无	
DWR70B30 *	MDG70-3	无	
DWR70B40 *	MDG70-4	无	
DWR100A30	MDG100-3	RM100SZ 6S	
DWR100A40	MDG100-4	无	

注：有 * 号为绝缘型，其他为非绝缘型。

表 3-24 美国 IR 公司一管封装的肖特基整流管模块电性能参数

型号或 型号前缀	V_{RRM}/V	$I_F(AV)$	@ T_C	$V_{FM}(@I_{RM})$ /V	E_{AS} /mJ	I_{AR} /A	$I_{RM}(@V_{RRM})$ /mA	T_{max} /°C	$R_{thjc}/$ (K/W)
		A	C						
120NQ0××	35~45	120	99	0.52	81	12	400	150	0.40
121NQ0××	35~45	120	133	0.56	81	12	90	175	0.4
122NQ030	30	120	110	0.41	54	12	560	150	0.4
123NQ××	80~100	120	121	0.74	15	1	70	175	0.4
124NQ0××	35~45	120	76	0.52	135	20	1200	125	0.4
125NQ015	15	120	71	0.33	9	2	1780	100	0.4
128NQ060	60	120	120	0.61	75	1.0	480	150	0.4
129NQ150	150	120	139	0.74	290	1.0	45	175	0.45
180NQ0××	35~45	180	90	0.56	243	36	600	150	0.3
181NQ0××	35~45	180	125	0.56	243	36	135	175	0.3
182NQ030	30	180	107	0.41	162	36	840	150	0.3
183NQ××	80~100	180	116	0.74	15	1	105	175	0.3
185NQ015	15	180	66	0.34	9	2	2670	100	0.3
188NQ060	60	180	120	0.61	75	1.0	720	150	0.3
189NQ150	150	180	134	0.74	290	1.0	65	175	0.3
240NQ0××	35~45	240	96	0.55	324	48	800	150	0.2
241NQ0××	35~45	240	130	0.59	324	48	180	175	0.2
242NQ030	30	240	111	0.42	216	48	1120	150	0.2
243NQ0××	80~100	240	120	0.74	15	1.0	140	175	0.2
244NQ0××	35~45	240	75	0.52	270	40	2400	125	0.2
245NQ015	15	240	70	0.34	9.0	2.0	3560	100	0.2
248NQ060	60	240	120	0.61	75	1.0	960	150	0.2
249NQ150	150	240	139	0.74	290	1.0	85	175	0.2

表 3-25 美国 IR 公司绝缘型共阴极两管封装的肖特基整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_F(AV)$	@ T_C	V_{FM}/V (@ I_{FM})	E_{AS} /mJ	I_{AR} /A	I_{RM}/mA (@ V_{RRM})	$R_{thjc}/$ (K/W)	T_J/C
		A	C						
203DMQ100	100	200	100	0.72	15	1.0	0.7	0.7	175
209DMQ150	150	200	97	0.80	32	1.0	50	0.7	175
400DMQ0××	45	400	60	0.62	180	40	800	0.50	150
60CNQ0××	35~45	60	116	0.44	40	6.0	200	0.85	150
63CNQ100SM	100	60	155	0.64	15	1.0	35	0.85	175
81CNQ0××	35~50	80	141	0.51	54	8.0	45	0.85	175
83CNQ××	80,100	80	132	0.67	15	1.0	35	0.85	175
89CNQ150	150	80	117	0.69	190	1.0	21	0.85	175
150CMQ0××	35~45	150	71	0.6	101	15	200	1.0	150
153CMQ100	100	150	90	0.80	15	1.0	35	0.80	175
160CMQ045	45	160	100	0.60	108	16	200	1.0	150
163CMQ100	100	160	87	0.82	15	1.0	35	0.80	175
403CMQ100	100	400	85	0.72	15	1.0	140	1.0	175
440CMQ030	30	440	63	0.41	198	44	1120	1.0	150

表 3-26 美国 IR 公司非绝缘型共阴极两管封装的肖特基整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_F(AV)$	@ T_C	V_{FM}/V (@ I_{FM})	E_{AS} /mJ	I_{AR} /A	I_{RM}/mA (@ V_{RRM})	$R_{thjc}/$ (K/W)	T_J/C
		A	C						
150CNQ045	45	150	86	0.6	101	15	200	0.8	150
151CNQ045	45	150	118	0.65	101	15	45	0.8	175
153CNQ100	100	150	107	0.8	15	1.0	35	0.8	175
163CNQ100	100	160	112	0.82	15	1.0	35	0.8	175
200CNQ045	45	200	108	0.49	135	20	400	0.4	150
209CNQ150	150	200	131	0.80	32	1.0	50	0.4	175
300CNQ045	45	300	96	0.62	160	30	600	0.4	150

3.2.8 高压硅整流管模块

高压硅整流管模块是为诸如硅整流型高压静电除尘电源等需要高压硅整流管的场合而设计的,至今这类模块有一管(见图 3-1a)、单相桥式(见图 3-1f)和

三相桥式(见图 3-1g)及单相桥臂(见图 3-1c)四种类型。生产这类模块的公司相对较少,在 1999 年的产品样本中,只见到德国 IXYS 及西门康公司生产这种模块。表 3-27 给出德国 IXYS 及西门康公司高压硅整流管模块电性能参数。

表 3-27 德国 IXYS 及西门康公司高压硅整流管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_d(AV)$ /A	I_{FSM}/A (@45℃, 10ms)	V_{TM}/V	$T_{jmax}/℃$	$R_{thjc}/$ (K/W)	结构型式	生产 企业	
UGE0421AY4	3200	23	300	1.7	150	1.9	一管型 (图 3-1a)	德国 IXYS 公司	
UGE0221AY4	4800	10	180	2.55	150	1.7			
UGE1112AY4	8000	4.2	120	4.25	150	4.2			
UGE3126AY4	24000	2.0	70	12	150	2.7			
UGB3132AD	4800	1.3	60	-	150	-	单相桥式 (图 3-1f)		德国西门 康公司
UGB6124AG	10500	1.0	50	-	150	--			
UGD6123AG	7200	1.8	50	—	150	—	三相桥式 (图 3-1g)		
UGD6124AG	10500	1.2	50	-	150	—			
SKV1/2B3000/2700-1.2	7200	0.8	50				单相桥臂 (图 3-1c)		
SKV1/2B6000/5400-0.5	14000	0.45							

3.3 晶闸管模块

所谓晶闸管模块是把一个或多个晶闸管按一定的电路结构形式封装在一个壳体中,一般外壳与管芯绝缘的占绝大多数,也有很少一部分外壳底板为一个电极的模块。晶闸管模块是80年代初发明至今已普遍在电力电子设备中应用的一种电力半导体模块,如今它的应用技术可以说相当成熟,可广泛用作整流或逆变功率单元。经过近20年的发展,晶闸管模块内部电路已形成了图3-2和图3-3所示的37种,既有图3-2a所示的单一类型一管型模块,也有已大量应用的图3-2b~t和图3-3a~q所示的单一类型或双类型(晶闸管与整流管混合封装)多管型模块。

晶闸管模块的参数与普通晶闸管的定义相同,样本中通常给出其正反向阻断电压、通态平均电流、动态 di/dt 、 dv/dt 、结温、热阻等。但应注意的是对图3-2p~s、图3-3a~g和j~n结构的晶闸管模块,其电流参数为直流电流,而电压参数为直流侧最大直流耐压 V_{do} 。本节举例说明晶闸管模块的电参数,并给出各公司晶闸管模块型号对照表。

3.3.1 一管封装的晶闸管模块

这种模块的电路结构如图3-2a所示,生产的公司相对较少。表3-28给出美国IR公司生产的这种晶闸管模块电性能参数,表3-29给出各公司生产这种结构模块的型号对照。

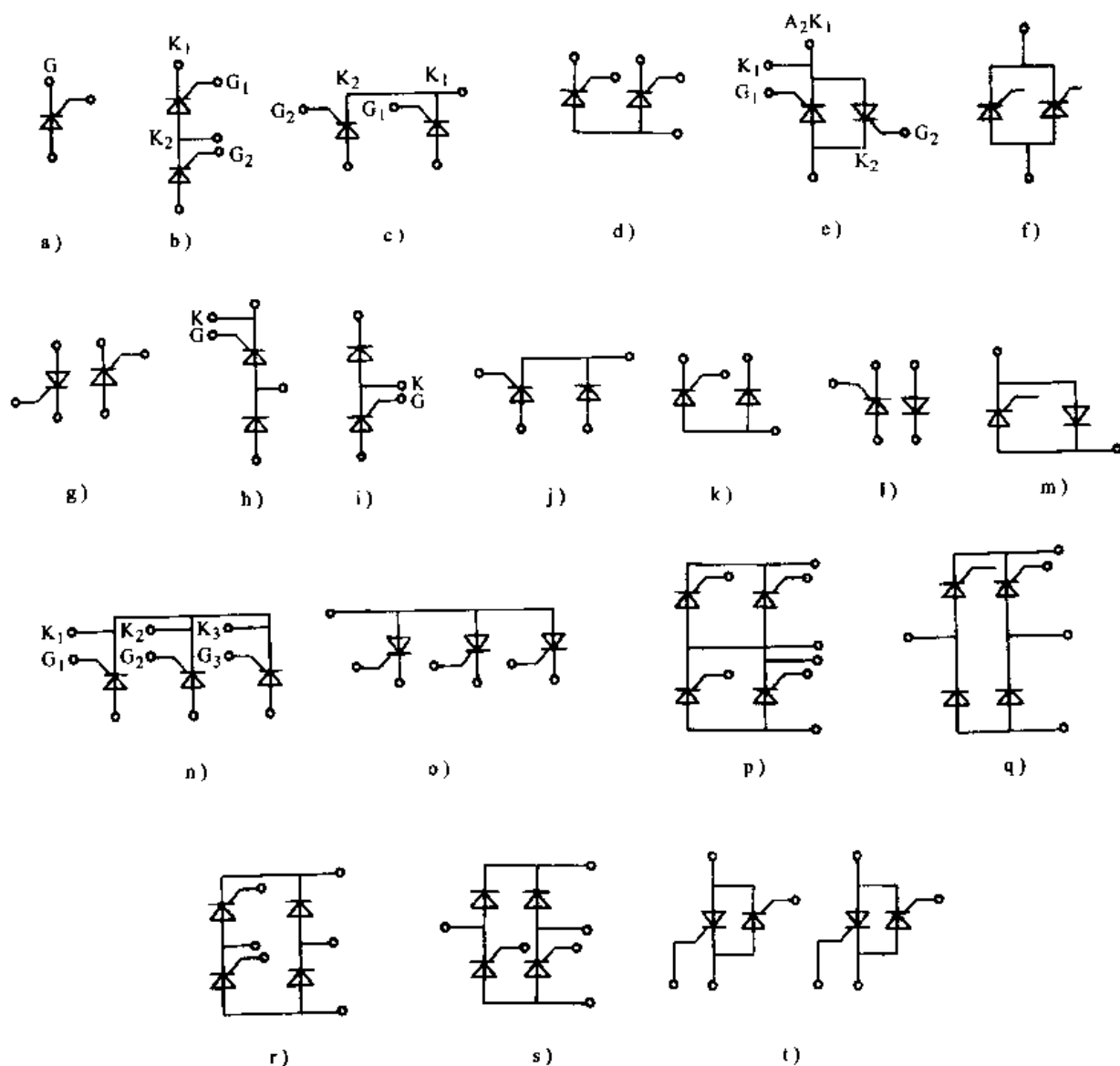


图3-2 晶闸管模块常见内部电路结构之一

表 3-28 美国 IR 公司生产的图 3-2a 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	$V_{\text{DRM}}, V_{\text{RRM}}$ /V	$I_{\text{T(AV)}}$ /A	@ $T_c/^\circ\text{C}$	I_{ISM}/A (50Hz)	V_{TM}/V	R_{thjK} / (K/W)
B25RIA	100~1200	25	70	330	1.6	1.05
T50RIA	100~1200	50	70	1100	1.6	0.65
T70RIA	100~1200	70	70	1400	1.55	0.5
T90RIA	100~1200	90	70	1500	1.55	0.38

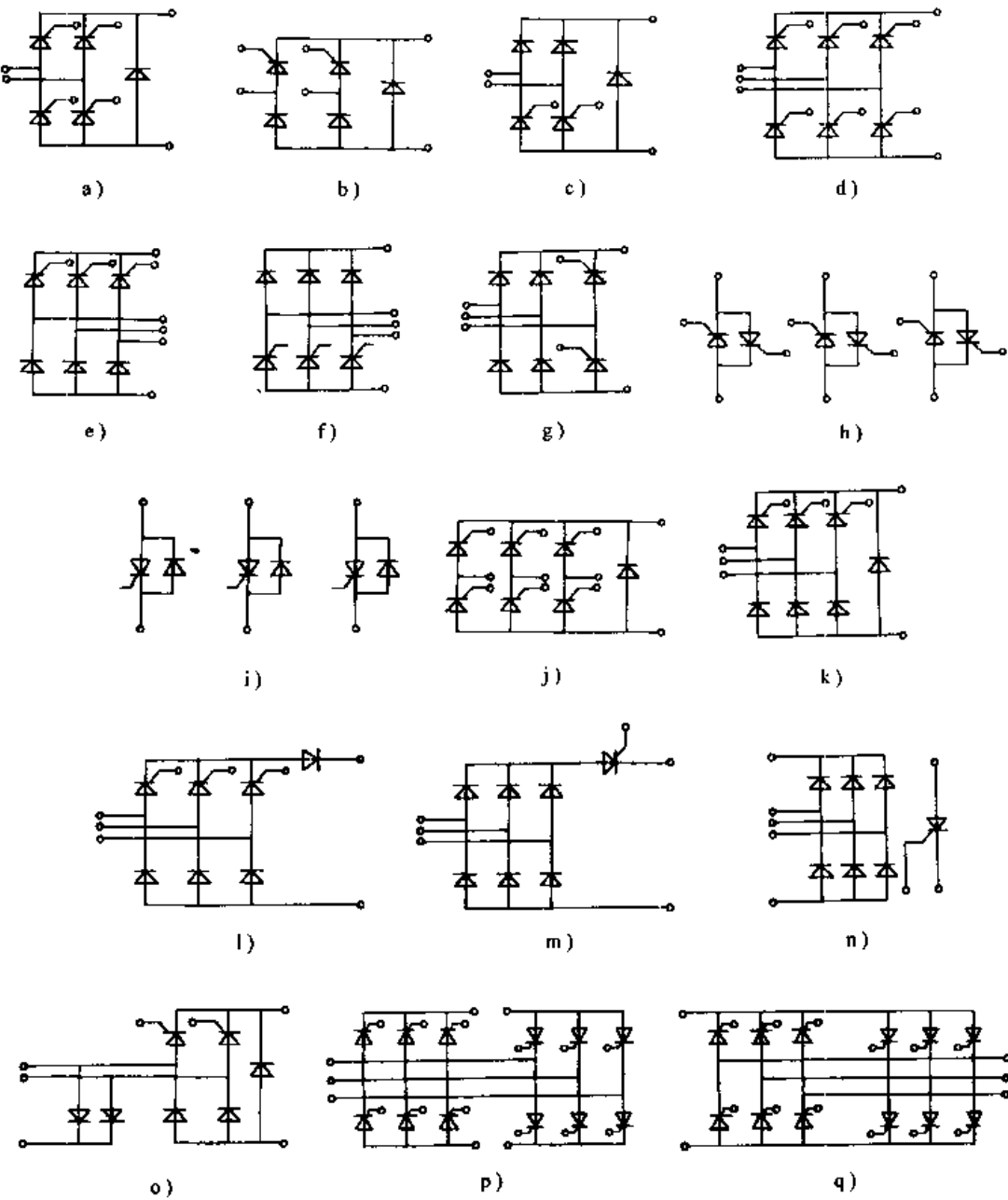


图 3-3 晶闸管模块常见内部电路结构之二

表 3-29 各公司生产的图 3-2a 所示晶闸管模块的型号对照

美国 IR 公司	德国 eupec 公司	日本三社 电机公司	日本三菱 电机公司	德国 IXYS 公司	德国 西门康公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	备 注
无	无	SA16AA60	无	无	无	无	日本富士电机、东芝公司、德国西门子公司、英国 Mitel 公司均无此产品
B25RIA60	无	SA25AA60	无	无	无	MT25-6	
B25RIA120	无	无	无	无	无	MT25-12	
T50RIA60	无	无	无	无	无	MT55-6	
T50RIA120	无	无	无	无	无	MT55-12	
T70RIA60	无	无	无	无	无	MT70-6	
T70RIA120	无	无	无	无	无	MT70-12	
T90RIA60	无	无	无	无	无	MT90-6	
T90RIA120	无	无	无	无	无	MT90-12	
无	无	无	无	无	SKET330/12E	MT350-12	
无	无	无	TM400HA-H	无	SKET400/08E	无	
无	无	无	TM400HA-24H	无	SKET400/12E	无	
无	TZ310N22	无	无	无	SKET330/22E	无	
无	TZ430N12	无	无	MCO450-12i01	无	无	
无	无	无	无	MCO450-20i01	无	无	
无	TZ500N12	无	无	MCO500-12i01	无	无	
无	无	无	无	MCO500-16i01	无	无	
无	无	无	无	MCO600-22i01	无	无	

3.3.2 两管封装的晶闸管模块

1. 桥臂晶闸管模块

表 3-30 给出日本三社电机公司生产的图 3-2b 所示桥臂晶闸管模块电性能参数。至今电力电子行业的同仁们比较公认日本三社电机公司生产的该系列模块性能和质量最好。表 3-31 给出各公司生产的这种结构模块的型号对照。但应注意,三菱电机、富士电机公司产品外形为日本结构,而西门康、西门子、IR、eupec 等公司产品外形为欧洲结构,日本结构和欧洲结构的同型号模块其外形尺寸有所不同,110A 以下规格产品的安装孔距相同,而 110A 以上规格产品安装尺寸有所不同,该表列出的型号产品仅是电性能参数上可代换,而外形上不一定可代换,使用中应查阅各公司的详细产品数据手册。

2. 共阴极两管封装的晶闸管模块

在表 3-30 中,把前 15 个型号中的 PK 换为 KK 即可得到日本三社电机公司生产的图 3-2c 所示共阴极两管封装的晶闸管模块电性能参数。这种结构的晶闸管模块特别适合于单相双半波可控整流电路或逆变类电力电子设备中使用,其与两个单晶闸管模块或一个

共阳极两晶闸管模块配合使用,还可以构成单相桥式整流或逆变类电力电子设备的主电路。表 3-32 给出了不考虑关断时间的各公司生产的这类模块的型号对照。

3. 共阳极两管封装的晶闸管模块

表 3-33 给出美国 IR 公司生产的图 3-2e 所示的共阳极两管封装快速晶闸管模块电性能参数。表 3-34 给出各公司生产的这类模块(不考虑关断时间)型号对照。

4. 两管反并联封装的晶闸管模块

表 3-35 给出日本三社电机公司生产的图 3-2d 所示反并联两管封装的晶闸管模块电性能参数。表 3-36 给出各公司生产的这种晶闸管模块的型号对照。

5. 两管并联封装的晶闸管模块

这种模块的内部结构如图 3-2f 所示。在看到的各公司产品样本中,仅日本三菱电机公司生产这种模块,表 3-37 给出其电性能参数。

6. 两管独立封装的晶闸管模块

这种模块的内部结构如图 3-2g 所示。它可以使用户方便地得到图 3-2b~f 所示电路结构。表 3-38 给出日本三菱电机和三社电机公司生产的这种模块电性能参数。

表 3-30 日本三社电机公司生产的图 3-2b 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}$		$I_{T(RMS)}$		I_{TSM}/A (@60Hz)	I^2t /A ² ·s	$(di/dt)/$ (A/ μ s)	$(dv/dt)/$ (V/ μ s)	I_{GT}/mA (@25℃)	V_{GT}/V (@25℃)	V_{TM}/V	I_{DRM}/I_{RRM} /mA (@125℃)	$R_{thc}/$ (K/W)	经销商
		A	C	A	C										
PK25F	400~1600	25	96	39	96	580	1400	100	500	50	3	1.55	10	0.78	陕西高科电力电子有限公司
PK25GB	400,800	25	99	39	97	500	1000	100	500	50	3	1.5	4	0.8	
PK25HB	1200,1600	25	94	39	94	500	1000	100	500	50	2	1.6	4	0.8	
PK40F	400~1600	40	96	62	96	1300	7200	150	500	70	3	1.4	15	0.55	
PK55F	400~1600	55	89	86	89	1750	12800	150	500	70	3	1.4	15	0.5	
PK55GB	400,800	55	89	86	89	1100	5500	150	500	100	3	1.35	20	0.5	
PK55HB	1200,1600	55	85	86	85	1100	5500	150	500	100	2	1.5	10	0.5	
PK70F	400~1600	70	94	110	94	1950	16200	150	500	70	3	1.4	15	0.33	
PK90F	400~1600	90	93	140	93	2300	22000	200	500	100	3	1.4	20	0.27	
PK90GB	400,800	90	91	140	91	1800	15000	200	500	100	3	1.3	30	0.3	
PK90HB	1200,1600	90	88	140	88	1800	15000	200	500	100	3	1.4	15	0.3	
PK110F	400~1600	110	88	172	88	2550	26500	200	500	100	3	1.45	20	0.25	
PK130F	400~1600	130	90	205	90	4400	8×10^4	200	500	100	3	1.4	50	0.2	
PK160F	400~1600	160	87	250	87	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.18	
PK200GB	400,800	200	72	310	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.5	50	0.18	
PK200HB	1200,1600	200	72	310	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.5	50	0.18	
PK250GB	400,800	250	72	390	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.14	
PK250HB	1200,1600	250	72	390	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.14	

表 3-31 各公司生产的图 3-2b 所示晶闸管模块的型号对照

日本三社 电机公司	美国 IR 公司	德国西门康公司	日本三菱 电机公司 ^①	德国 eupec 公司	德国 IXYS 公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	英国 Mirel 公司	备 注
无	无	SKKT15/12E	无	TT18N12	MCC19-12(O)B	无	无	
PK25F80	IRKT26/08	SKKT26/08E	TM25DZ-H	无	MCC26-08(O)B	MTC25A/600V	无	
PK25F120	IRKT26/12	SKKT26/12E	RM25DZ-24	TT25N12	MCC26-12(O)B	MTC25A/1200V	无	
PK40F80	IRKT41/08	SKKT41/08E	无	无	MCC44-08(O)B	MTC40A/800V	无	
PK40F120	IRKT41/12	SKKT41/12E	无	TT46N12	MCC44-12(O)B	MTC40A/1200V	无	
PK55F80	IRKT56/08	SKKT56/08E	TM55DZ-H	无	MCC56-08(O)B	MTC55A/800V	无	
PK55F120	IRKT56/12	SKKT56/12E	TM55DZ-24	TT56N12	MCC56-12(O)B	MTC55A/1200V	无	
PK70F80	IRKT71/08	SKKT71/08E	无	TT75N08	MCC72-08(O)B	MTC70A/800V	无	
PK70F120	IRKT71/12	SKKT71/12E	无	TT75N12	MCC72-12(O)B	MTC70A/1200V	无	
PK90F80	IRKT91/08	SKKT91/08E	TM90DZ-H	TT92N08	MCC94-08(O)B	MTC90A/800V	无	
PK90F120	IRKT91/12	SKKT91/12E	TM90DZ-24	TT92N12	MCC94-08(O)B	MTC90A/1200V	无	
PK110F80	IRKT105/08	SKKT105/08E	无	TT106N08	MCC95-08(O)B	MTC110A/800V	无	日本东 芝、富士电 机公司、德 国西门子 公司均无 此产品
PK110F120	IRKT105/12	SKKT105/12E	无	TT106N12	MCC95-12(O)B	MTC110A/1200V	无	
PK130F80	IRKT136-08	SKKT131/08E	TM130DZ-H	TT131N08	MCC132-08(O)B	MTC130A/800V	无	
PK130F120	IRKT136-12	SKKT131/12E	TM130DZ-24	TT131N12	MCC132-12(O)B	MTC130A/1200V	无	
PK160F80	IRKT162-08	SKKT162/08E	无	TT162N08	MCC162-08(O)B	MTC160A/800V	无	
PK160F120	IRKT162-12	SKKT162/12E	无	TT162N12	MCC162-12(O)B	MTC160A/1200V	MP02HBT175-12	
PK200GB80	IRKT230-08	SKKT210/08E	TM200DZ-H	TT210N08	MCC220-08(O)B	MTC200A/800V	MP02HBT190-08	
PK200HBT120	IRKT230-12	SKKT210/12E	TM200DZ-24	TT210N12	MCC220-12(O)B	MTC200A/1200V	MP02HBT190-12	
PK250GB80	IRKT250-08	SKKT253/08E	无	TT250N08	MCC255-08(O)B	MTC250A/800V	无	
PK250HBT120	IRKT250-12	SKKT253/12E	无	TT250N12	MCC255-12(O)B	MTC250A/1200V	无	
无	无	无	无	TT285N12	MCC250-12(O)B	无	MP03HBT275-12	
无	无	无	无	TT330N12	MCC312-12(O)B	MTC350A/1200V	MP03HBT330-12	
无	IRKT430-08	无	TM400DZ-H	TT425N08	无	无	无	
无	IRKT430-12	无	TM400DZ-24	TT425N12	无	无	无	
无	IRKT500-12	SKKT500/12E	无	TT500N12	MCC500-12(O)B	无	无	
无	无	无	无	TT570N12	无	无	无	

① 三菱电机公司这种模块还有 1600V 及 1400V 规格。

表 3-32 各公司生产的图 3-2c 所示晶闸管模块的型号对照

日本三社电机公司	美国 IR 公司 ^①	日本三菱电机公司	德国西门康公司	赛美仪元电力 半导体有限公司	备 注
KK25F80	B25CS80	TM25CZ-H	无	MTK26-8	日本东芝、富士 电机公司,德国西 门子,IXYS,eupec 公司,英国 Mitel 公司均无此产品
KK25F120	B25CS120	TM25CZ-24	无	MTK26-12	
KK40F80	无	无	无	MTK40-8	
KK40F120	无	无	无	MTK40-12	
KK55F80	无	TM55CZ-H	无	MTK55-8	
KK55F120	无	TM55CZ-24	无	MTK55-12	
KK70F80	IRKUF72-08	无	无	MTK70-8	
KK70F120	IRKUF72-12	无	无	MTK70-12	
KK90F80	IRKUF102-08	TM90CZ-H	SKMT91/08E	MTK90-8	
KK90F120	IRKUF102-12	TM90CZ-24	SKMT91/12E	MTK90-12	
KK110F80	IRKUF112-08	无	无	MTK110-8	
KK110F120	无	无	无	MTK110-12	
KK130F80	IRKU136-08	TM130CZ-H	SKMT132/08E	MTK135-8	
KK130F120	IRKU136-12	TM130CZ-24	SKMT132/12E	MTK135-12	
KK160F80	IRKU180-08	无	无	MTK160-8	
KK160F120	IRKU180-12	无	无	MTK160-12	
无	IRKU230-08	TM230CZ-H	无	MTK200-8	
无	IRKU230-12	TM230CZ-24	无	MTK200-12	
无	IRKU250-08	无	SKMT250/08E	无	
无	IRKU250-12	无	SKMT250/12E	无	
无	无	TM400CZ-H	无	无	
无	无	TM400CZ-24	无	无	

① IRKUF 为快速型,IRKU 为普通型。

表 3-33 美国 IR 公司生产的图 3-2d 所示快速晶闸管模块电性能参数

型 号	$V_{RRM}, V_{DRM}/V$	$I_{T(AV)}$	@ T_c	I_{TSM}/A (@50Hz)	$t_q/\mu s$	$R_{thjc}/$ (K/W)
		A	C			
IRKVF72	600~1200V	71	90	1750	18~25	0.125
IRKVF82	600~1200V	81	90	1850	10~20	0.125
IRKVF102	600~1200V	105	90	2400	18~25	0.085
IRKVF112	600~1200V	112	90	2600	10~20	0.085
IRKVF132	600~1200V	130	90	2700	12~18	0.085
IRKVF152	600~1200V	150	90	3700	12~18	0.085
IRKVF180	600~1200V	180	85	6000	18~25	0.063
IRKVF200	600~1200V	200	85	6400	18~25	0.063

表 3-34 各公司生产的图 3-2d 所示晶闸管模块 (不考虑关断时间) 的型号对照

美国 IR 公司 ^①	赛奥仪元电力半导体有限公司	德国 IXYS 公司	备 注
无	MTA25-08	MCD26-08iO8B	日本东芝、三社电机、富士电机、三菱电机公司、德国西门子、西门康、eupec 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
无	MTA25-12	MCD26-12iO8B	
无	MTA40-08	MCD44-08iO8B	
无	MTA40-12	MCD44-08iO8B	
无	MTA55-08	MCD56-08iO8B	
无	MTA55-12	MCD56-12iO8B	
IRKVF72-08	MTA70-08	MCD72-08iO8B	
IRKVF72-12	MTA70-12	MCD72-12iO8B	
IRKVF82-08	MTA90-08	MCD95-08iO8B	
IRKVF82-12	MTA90-12	MCD95-12iO8B	
IRKVF102-08	无	MCD95-08iO8B	
IRKVF102-12	无	MCD95-12iO8B	
IRKVF112-08	MTA110-8	MCD95-08iO8B	
IRKVF112-12	MTA110-12	MCD95-08iO8B	
IRKV136-08	MTA135-8	MCD132-08iO8B	
IRKV136-12	MTA135-12	MCD132-12iO8B	
IRKV162-08	MTA160-8	无	
IRKV162-12	MTA160-12	无	
IRKV170-08	无	MCD162-08iO8B	
IRKV170-12	无	MCD162-12iO8B	
IRKVF200-08	MTA200-8	MCD220-08iO8B	
IRKVF200-12	MTA200-12	MCD220-12iO8B	
无	无	MCD310-08iO8B	
无	无	MCD312-12iO8B	

① IRKVF 为快速型,IRKV 为普通型。

表 3-35 日本三社电机公司生产的图 3-2e 所示晶闸管电性能参数

型 号	$V_{DRM}, V_{RRM}/V$		$I_{T(AV)} (@T_J)$		$I_{T(RMS)} (@T_J)$		I_{TSM}/A (@60Hz)	I^2t /A ² ·s
			A	C	A	C		
AK25GB	400,800		25	122	39	122	500	1000
AK25HB	1200,1600		25	94	39	94	500	1000
AK55GB	400,800		55	114	86	114	1100	5500
AK55HB	1200,1600		55	85	86	85	1100	5500
AK90GB	400,800		90	116	140	116	1800	15000
AK90HB	1200,1600		90	88	140	88	1800	15000
型 号	$(di/dt)/$ (A/ μ s)	I_{GT}/mA (@25℃)	V_{GT}/V (@25℃)	V_{TM}/V (@25℃)	$I_{DRM}, I_{RRM}/mA$ (@125℃)	$R_{thjc}/$ (K/W)	国内代理商 陕西高科 电力电子有 限责任公司	
AK25GB	100	50	3	1.5	10	0.8		
AK25HB	100	50	2	1.6	4	0.8		
AK55GB	150	100	3	1.35	20	0.5		
AK55HB	150	100	2	1.5	10	0.5		
AK90GB	200	100	3	1.3	30	0.3		
AK90HB	200	100	2	1.4	15	0.3		

表 3-36 各公司生产的图 3-2e 所示晶闸管模块的型号对照

日本三社电机公司	日本三菱电机公司	德国西门康公司 ^①	美国 IR 公司	德国 IXYS 公司	备 注
AK25GB80	无	SKKQ31/08E	P143K/08	无	日本东芝、富士电机公司，德国西门子、eupec 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
AK25HB120	无	SKKQ31/12E	P145K/12	无	
无	无	SKKQ45/08E	P443K/08	无	
无	无	SKKQ45/12E	P445K/12	MMO36-12iO6	
AK55GB80	无	无	无	无	
AK55HB120	无	无	无	MMO62 12iO6	
AK90GB80	无	无	无	无	
AK90HB120	无	无	无	MMO74 12iO6	
无	TM130PZ-H	无	无	无	
无	TM130PZ-24	无	无	无	
无	TM200PZ-H	无	无	无	
无	TP200PZ-24	无	无	无	
无	TM400PZ-H	无	无	无	
无	TM400PZ-24	无	无	无	

① 西门康公司已开发出与图 3-2e 电路等效的 WIC 组件模块，带散热器，电流为 27~1260A，电压为 400~1600V。

表 3-37 日本三菱电机公司生产的图 3-2f 所示晶闸管模块电特性参数

型 号	V_{DRM}, V_{RRM} /V	I_{DRM} /mA	@ T_C /°C	$I_{T(AV)}$ /A	I_{TSM} /kA	$I_{T(RMS)}$ /A	$I^2t \times 10^3$ $A^2 \cdot s$	T_{max} /°C	(dv/dt) (V/ μs)	(di/dt) (A/ μs)	V_{TM} /V(@ I_{TM})	@ I_{TM} /A
TM400UZ-M -H, -24, -2H	400/800/ 1200/1600	60	66	400	8	620	270	125	500	200	1.4	1200

表 3-38 日本三菱电机及三社电机公司生产的图 3-2g 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}@T_C$		$I_{T(RMS)}@T_C$		I_{TSM}/A (60Hz)	I^2t / $A^2 \cdot s$
		A	C	A	C		
TM20DA-M	400	20	87	400	87	400	6.7×10^2
TM20DA-H	800						
SBA500AA	400~1600	300	66	785	66	10000	4.16×10^2
型 号	(di/dt) (A/ μs)	(dv/dt) (V/ μs)	I_{GT}/mA	V_{GI}/V	V_{TM}/V	I_{RRM}, I_{DRM} /mA	生产企业
TM20DA-M	100	500	50	3.0	1.45	150	日本三菱电机公司、 日本三社电机公司
TM20DA-II							
SBA500AA	200	500	200	3.0	1.45	150	

3.3.3 与整流管混合两管封装的晶闸管模块

1. 两管混合封装的共阴极半控桥臂晶闸管模块
这类模块的结构为晶闸管与二极管串联，二极管

的阴极接晶闸管的阳极，其电路结构如图 3-2h 所示。该系列模块主要用于单相半控桥式或三相半控桥式整流电路中作为功率单元。表 3-39 给出了日本三社电机公司生产的该类模块电性能参数。表 3-40 给出各公司生产的该类模块的型号对照。

表 3-39 日本三社电机公司生产的图 3-2b 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_T(A_V)$	@ T_C	$I_{T(RMS)}$	@ T_C	I_{TSM}/A (@60Hz)	I^2t /A ² ·s	$(di/dt)/$ (A/ μ s)	$(dv/dt)/$ (V/ μ s)	I_{GT}/mA (@25℃)	V_{GI}/V (@25℃)	V_{TM}/V	I_{DRM}/I_{RRM} /mA (@125℃)	$R_{thj}/$ (K/W)	国内 代理商
		A	℃	A	℃										
PD25F	400~1600	25	96	39	96	580	1400	100	500	50	3	1.55	10	0.78	陕西高科电力电子有限公司
PD25GB	400,800	25	99	39	97	500	1000	100	500	50	3	1.5	4	0.8	
PD25HB	1200,1600	25	94	39	94	500	1000	100	500	50	2	1.6	4	0.8	
PD40F	400~1600	40	96	62	96	1300	7200	150	500	70	3	1.4	15	0.55	
PD55F	400~1600	55	89	86	89	1750	12800	150	500	70	3	1.4	15	0.5	
PD55GB	400,800	55	89	86	89	1100	5500	150	500	100	3	1.35	20	0.5	
PD55HB	1200,1600	55	85	86	85	1100	5500	150	500	100	2	1.5	10	0.5	
PD70F	400~1600	70	94	110	94	1950	16200	150	500	70	3	1.4	15	0.33	
PD90F	400~1600	90	93	140	93	2300	22000	200	500	100	3	1.4	20	0.27	
PD90GB	400,800	90	91	140	91	1800	15000	200	500	100	3	1.3	30	0.3	
PD90HB	1200,1600	90	88	140	88	1800	15000	200	500	100	3	1.4	15	0.3	
PD110F	400~1600	110	88	172	88	2550	26500	200	500	100	3	1.45	20	0.25	
PD130F	400~1600	130	90	205	90	4400	8×10^4	200	500	100	3	1.4	50	0.2	
PD160F	400~1600	160	87	250	87	5800	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.18	
PD200GB	400,800	200	72	310	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.5	50	0.18	
PD200HB	1200,1600	200	72	310	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.5	50	0.18	
PD250GB	400,800	250	72	390	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.14	
PD250HB	1200,1600	250	72	390	72	5500	1.25×10^5	200	500	100	3	1.42	50	0.14	

表 3-40 各公司生产的图 3-2h 所示晶闸管模块的型号对照

日本三社电机公司	美国 IR 公司	日本三菱电机公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	英国 Mitel 公司	德国 AEG、cupec 公司	锡山市星火电讯器件厂
无	无	无	SKKH15-12	无	无	TD18N12	无
PD25F120	IRKH26/12	TM25RZ-24	SKKH26-12	MCD26-12iO8B	无	TD25N12	MFC(TD)25-12
PD40F120	IRKH41/12	无	SKKH41-12	MCD44-12iO8B	无	TD46N12	MFC(TD)40-12
PD55F120	IRKH56/12	TM55RZ-24	SKKH56-12	MCD56-12iO8B	无	TD56N12	MFC(TD)55-12
PD70F120	IRKH71/12	无	SKKH71-12	MCD72-12iO8B	无	TD75N12	MFC(TD)70-12
PD90F120	IRKH91/12	RM90RZ-24	SKKH91-12	MCD95-12iO8B	无	TD92N12	MFC(TD)90-12
PD110F120	无	无	SKKH106-12	无	无	TD106N12	MFC(TD)110-12
PD130F120	IRKH136/12	TM130RZ-24	SKKH131-12	MCD132-12iO1	MP02HBP130-12	TD131N12	MFC(TD)130-12
PD160F120	IRKH162/12	无	SKKH161-12	MCD162-12iO1	MP02HBP175-12	TD162N12	MFC(TD)160-12
PD200HB120	IRKH230-12	TM200RZ-24	SKKH210-12	MCD220-12iO1	MP02HBP190-12	TD210N12	MFC(TD)200-12
PD250HB120	IRKH250-12	无	SKKH250-12	MCD250-12iO1	无	TD250N12	MFC(TD)250-12
无	无	无	无	无	MP03HBP275-12	TD285N12	无
无	无	无	无	MCD312-12iO1	无	TD310N12	MFC(TD)300-12
				MCD312-12iO1	无	TD310N12	无
				无	无	无	MFC(TD)350-12
				无	MP03HBP330-12	无	无
				无	无	TD425N12	无
			SKKH500-12	无	无	TD500N12	无

注:东芝、富士电机公司不生产这类模块。

2. 两管混合封装的共阳极半控桥臂晶闸管模块

这类模块的结构电路如图 3-2i 所示。它多用于单相半控桥式或三相半控桥式整流电路中作功率桥臂,在表 3-39 中型号 PD 换为 PE 即可得到日本三社电机公司生产的这类模块的电性能参数,表 3-41 给出各公司生产这类模块的型号对照。

3. 两管混合封装的共阴极半控晶闸管模块

这类模块的电气结构如图 3-2j 所示。它用于电力电子设备中可与图 3-2k 所示结构的共阳极半控晶闸管模块一起构成单相桥式半控整流电路。表 3-42 给出了美国 IR 公司生产的这类模块电性能参数,表 3-43 给出各公司生产的这类模块的型号对照。

4. 两管混合封装的共阳极半控晶闸管模块

这类模块的电路结构如图 3-2k 所示。表 3-44 给出了美国 IR 公司生产的这类模块的电性能参数,而表 3-45 给出了各公司生产的这类模块的型号对照。

5. 两管独立混合封装的晶闸管模块

这种模块的内部结构如图 3-2l 所示。它把一个晶闸管与一个整流管共同封装在一个模块的外壳中,但两个管芯之间在电气上无任何直接联系,所以给使用带来了更大的方便,应用该模块通过外部电路的连接,可分别得到图 3-2h~k、m 所示的电路结构。

表 3-46 给出日本三社电机公司生产的这类模块的电性能参数。日本三菱电机公司生产的这种模块电流为 20A,电压分 400V 与 800V 两种,型号分别为 TM20RA-M 和 TM20RA-H。

6. 两管反并联混合封装的晶闸管模块

这种模块的内部结构如图 3-2m 所示。生产这种模块的公司相对较少,德国 IXYS 公司生产的电流 I_{RMS} ($T_c=85^\circ\text{C}$ 下测得) 分 42、103、58、82A 四种,电压 V_{RRM} 分为 1200、1600V 两种,型号分别为 MLO36-12 (16) iO1、MLO-75-12 (16) iO1。表 3-47 给出日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参数。英国 Mitel 公司生产的图 3-2n 所示结构模块的电性能参数见表 3-81。

表 3-41 各公司(工厂)生产的图 3-2i 所示晶闸管模块的型号对照

日本三社电机公司	美国 IR 公司	德国西门康公司	德国 AEG、eupec 公司	英国 Mitel 公司	齐齐哈尔电力半导体器件厂	备 注
无	无	无	DT18N12	无	无	日本东芝、富士电机、三菱电机公司、德国西门子、IXYS 公司均无此产品
PE25F120	IRKL26-12	无	DT25N12	无	MFC(DT)26-12	
PE40F120	IRKL41-12	SKKL42-12	DT46N12	无	MFC(DT)40-12	
PE55F120	IRKL56-12	无	DT56N12	无	MFC(DT)55-12	
PE70F120	IRKL71-12	无	DT75N12	无	MFC(DT)70-12	
PE90F120	IRKL91-12	SKKL92-12	DT95N12	无	MFC(DT)90-12	
PE110F120	无	无	DT106N12	无	MFC(DT)110-12	
PE130F120	IRKL136-12	无	DT131N12	MP02HBN13012	MFC(DT)130-12	
PE160F120	IRKL162-12	无	DT162N12	MP02HBN17512	MFC(DT)160-12	
无	IRKL230-12	无	无	无	MFC(DT)250-12	
PE250HBI20	IRKL250-12	无	DT250N12	无	MFC(DT)250-12	
无	无	无	DT285N12	MP03HBN27512	无	
无	无	无	DT310N12	无	MFC(DT)300-12	
无	无	无	无	MP03HBN33012	无	
无	无	无	DT430N12	无	无	
无	无	无	DT500N12	无	无	

表 3-42 美国 IR 公司生产的图 3-2j 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}$	@ T_J	$I_{TSM}, I_{FSM}/A$ (@50Hz)	$R_{thJC}(DC)/$ (K/W)
		A	C		
IRKK136	400~1600	135	85	2700	0.100
IRKK142	400~2000	140	85	4000	0.085
IRKK162	400~1600	160	85	4300	0.085
IRKK170	400~1600	170	85	4300	0.085
IRKK230	400~2000	230	85	6300	0.063
IRKK250	400~1600	250	85	7150	0.063

表 3-43 各公司生产的图 3-2j 所示晶闸管模块的型号对照

美国 IR 公司	日本三菱电机公司	襄樊仪元电力半导体有限公司	英国 Mitel 公司	备 注
无	TM25EZ-H	MFK25-8	无	德国西门康、西门子、eupec、IXYS 公司、日本东芝、三社电机、富士电机公司均无此产品
无	TM55EZ-H	MFK55-8	无	
无	TM90EZ-H	MFK90-8	无	
IRKK136-08	TM130EZ-H	MFK135-8	MP02HCP130-16 ^①	
IRKK136-12	TM130EZ-24	MFK135-12	MP02HCP130-16 ^②	
IRKK142-08	无	无	无	
IRKK142-12	无	无	无	

(续)

美国 IR 公司	日本三菱电机公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	英国 Mitel 公司	备 注
IRKK162-08	无	MFK160-8	无	德国西门康、西门 子、eupec、IXYS 公 司、日本东芝、三社电 机、富士电机公司均 无此产品
IRKK162-12	无	MFK160-12	无	
IRKK170-08	无	无	MP02HCP175-08	
IRKK170-12	无	无	MP02HCP175-12	
无	TM200EZ-H	MFK200-8	无	
无	TM200EZ-24	MFK200-12	无	
IRKK230-08	无	无	无	
IRKK230-12	无	无	无	
无	无	MFK250-8	无	
无	无	MFK250-12	无	
无	无	无	MP03HCP275-12	
无	无	无	MP03HCP330-12	

① 1600V。

表 3-44 美国 IR 公司生产的图 3-2k 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}, I_{F(AV)}$	@ T_C	$I_{TSM}, I_{FSM}/A$ (@50Hz)	$R_{thjc}/$ (K/W)
		A	°C		
IRKN136	400~1600	135	85	2700	0.1000
IRKN142	400~2000	140	85	4000	0.085
IRKN162	400~1600	160	85	4300	0.085
IRKN170	400~1600	170	85	4300	0.085
IRKN230	400~2000	230	85	6300	0.063
IRKN250	400~1600	250	85	7150	0.063

表 3-45 各公司生产的图 3-2k 所示晶闸管模块的型号对照

美国 IR 公司	德国西门康公司	襄樊仪元电力 半导体有限公司	英国 Mitel 公司	备 注
无	SKNH56-06	MFA55-06	无	日本三社电机、东 芝、富士电机、三菱电 机公司、德国 IXYS、 eupec、西门子公司均 无此产品
无	SKNH91-12	MFA90-12	无	
IRKN136-06	SKNH132-06	MFA130-06	无	
IRKN136-12	SKNH132-12	MFA130-12	MP02HCN130-16 ^①	
IRKN162-06	无	MFA160-06	无	
IRKN162-12	无	MFA160-12	无	
IRKN230-06	无	无	无	
IRKN230-12	无	无	无	
IRKN250-06	无	MFA250-06	无	
IRKN250-12	无	MFA250-12	MP03HCN275-12	
无	无	无	MP03HCN330-12	
无	无	无	MP03HCN360-12	

① 1600V。

表 3-46 日本三社电机公司生产的图 3-21 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}$		I_{TRSM}		I_{TSM}/A (@60Hz)	I^2t /A ² ·s	$(di/dt)/$ (A/μs)	$(dv/dt)/$ (V/μs)	I_{GT} /mA	V_{GT} /V	V_{TM} /V	I_{RRM}, I_{DRM} /mA
		A	C	A	C								
SRB500AA	400~1600	500	66	785	66	10000	4.16×10^5	200	500	200	3	1.45	150

表 3-47 日本三菱电机公司生产的图 3-2m 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}/V	$I_{T(AV)}$ /A	T_C /℃	I_{TSM} /A	$(di/dt)/$ (A/μs)	$(dv/dt)/$ (V/μs)	T_{max} /℃	I_{GT} /mA	V_{GT} /V
TM130GZ-M	400	130	85	2600	100	500	125	100	3.0
TM130GZ-H	800	130	85	2600	100				
TM130GZ-24	1200	130	78	2600	100				
TM130GZ-2H	1600	130	78	2600	100				
TM200GZ-M,H	400,800	200	67	4000	100				
TM200GZ-24,2H	1200,1600	200	67	4000	100				

表 3-48 襄樊仪元电力半导体有限公司生产的图 3-2n 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	$I_{T(AV)}$		V_{TM} /V	I_{RRM}, I_{DRM} /mA	$R_{thjg}/$ (K/W)	I_{GT} /mA	V_{GT} /V	$(dv/dt)/$ (V/μs)	$(di/dt)/$ (A/μs)
		A	C							
MTY40	500~1800	40	85	1.8	12	0.40	100	2.0	100~800	25
MTY55	500~1800	55	85	1.8	12	0.29	100	2.0	100~800	25
MTY70	500~1800	70	85	1.8	12	0.24	100	2.0	100~800	25
MTY90	500~1800	90	85	1.8	12	0.18	100	2.0	100~800	25
MTY110	500~1800	110	85	1.8	12	0.15	100	2.0	100~800	25

3.3.4 三管封装的三相半桥晶闸管模块

这类模块分为共阴极与共阳极两种电路结构。共阴极电路结构如图 3-2n 所示,共阳极电路结构如图 3-2o 所示。这两种模块可分别用来构成三相半波可控整流或有源逆变电路,亦可两者结合构成三相全控桥式整流或三相全控桥式有源逆变电路。

1. 三管封装的共阴极晶闸管模块

表 3-48 给出襄樊仪元电力半导体有限公司的这种共阴极模块的电特性参数。表 3-49 给出各公司生产此类模块的型号对照。

2. 三管封装的共阳极晶闸管模块

这种模块的内部结构如图 3-2o 所示。表 3-50 给出了日本三社电机公司生产的这种模块的电性能参数,表 3-51 给出各公司生产的这种模块型号对照。

表 3-49 各公司生产的图 3-2n 所示晶闸管模块的型号对照

襄樊仪元电力 半导体有限公司	IXYS 公司	备 注
MTY40-08 MTY40-12 MTY55-08 MTY55-12 MTY70-08 MTY70-12 MTY90-08 MTY90-12 MTY110-08 MTY110-12	无 VYK70-08iO7 VYK70-12iO7 无	日本东芝、三菱电机、富士电机、三社电机公司,德国西门康、西门子、eupec 公司,美国 IR 公司,英国 Mitel 公司均无此产品

表 3-50 日本三社电机公司生产的图 3-2o 所示晶闸管模块电性能参数 ($di/dt=50A/\mu s$)

型 号	$V_{DRM}, V_{RRM}/V$	$I_{T(AV)}$	@ T_c	$I_{T(RMS)}$	@ T_c	I_{TSM}/A	I^2t
		A	C	A	C	(60Hz)	$/A^2 \cdot s$
PWB60A	200~400	60	123	94	123	1800	13500
PWB80A	200~400	80	116	125	116	2500	26000
PWB100A	200~400	100	114	157	114	3500	51000
PWB130A	200~400	130	105	204	105	3500	51000
PWB200A	200~400	200	121	314	121	6000	149940

型 号	$(dv/dt)/(V/\mu s)$	I_{GT}/mA (@25℃)	I_H/mA (@25℃)	V_{TM}/V (@25℃)	$I_{DRM}, I_{RRM}/mA$ (@125℃)	$R_{thjK}/(K/W)$	国内代理商
PWB60A	50	200	100	1.25	10	0.35	陕西高科 电力电子有 限责任公司
PWB80A	50	180	100	1.2	12	0.35	
PWB100A	50	180	70	1.2	15	0.3	
PWB130A	50	150	70	1.28	15	0.27	
PWB200A	200	150	70	1.2	60	0.12	

表 3-51 各公司生产的图 3-2o 所示晶闸管模块的型号对照

襄樊仪元电力半导体有限公司	日本三社电机公司	日本三菱电机公司	备 注
MTG40-4	无	无	日本东芝、富士 电机公司、德国西 门子、西门康、 IXYS、eupec 公司、 美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此 产品
MTG40-12	无	无	
MTG55-4	PWB60A40	TM60SZ-M	
MTG55-12	无	无	
MTG70-4	无	无	
MTG70 12	无	无	
MTG90-4	PWB80A40	无	
MTG90 12	无	无	
MTG110-4	PWB100A40	TM100SZ-M	
MTG110-12	无	无	
MTG130-4	PWB130A40	TM150SA-6 ^①	
MTG200-4	PWB200A40	无	

① 非绝缘型,三菱公司还有 TM60SA-6 及 TM90SA-6 两种型号, TMXXSA-6 型的 V_{RRM} 为 300V。

3.3.5 四管封装的晶闸管模块和与整流管混合封装的晶闸管模块

1. 单相全控桥式晶闸管模块

这种模块的电路结构如图 3-2p 所示。它多用于单相全控桥式整流或有源逆变的电力电子设备中。表 3-52 给出美国 IR 公司生产的这种电路结构模块的电性能参数,表 3-53 给出各公司生产这种模块的型号对照。应说明的是,德国西门康公司应用自产的 SKKT 模块,已开发出图 3-2p 所示的组件模块。该组件模块带散热器,型号为 B2CXXXV/YYYYA,电流为 15~450A,电压为 400~1800V。

2. 单相半控桥式混合封装的晶闸管模块

这类模块有图 3-2q~s 所示的三种电路结构。它多用于单相半控桥式整流电路中作为功率单元。表 3-54 给出美国 IR 公司生产的图 3-2q 所示电路结构模块电性能参数。德国 IXYS 公司生产的这类模块电流 $I_{T(AV)}$ 为 53A,电压分为 800、1200、1400、1600V 几种,型号为 VHO55-XXiO7。表 3-55 给出各公司生产的这种模块型号对照。应说明的是,德国西门康公司应用本公司的模块已开发出图 3-2q 所示的组件。该组件带散热器,型号为 B2HKXXXV/YYYYA,电流为 15~450A。电压为 400~1800V。

表 3-55 各公司生产的图 3-2q 所示，晶闸管模块的型号对照

美国 IR 公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	浙江缙云半导体器件厂	备 注
P101K	SKBH28/04	无	MFQ25-4	日本东芝、三社电机、富士电机、三菱电机公司、德国西门子、eupec 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
P102K	SKBH28/06	无	MFQ25-6	
P103K	SKBH28/08	无	MFQ25-8	
P104K	SKBH28/10	无	MFQ25-10	
P105K	SKBH28/12	无	MFQ25-12	
P401K	无	无	MFQ40-4	
P402K	无	无	MFQ40-6	
P403K	无	无	MFQ40-8	
P404K	无	无	MFQ40-10	
P405K	无	无	MFQ40-12	
无	无	VHO55-08iO7	MFQ55-8	
无	无	VHO55-10iO7	MFQ55-10	
无	无	VHO55-12iO7	MFQ55-12	
无	无	VHO55-14iO7	MFQ55-14	
无	无	VHO55-16iO7	MFQ55-16	

表 3-56 给出美国 IR 公司生产的图 3-2r 所示电路结构模块电性能参数。德国 IXYS 公司也生产此类模块，其电流 $I_{T(AV)}$ 为 53A，电压有 800、1200、1400、1600V 几种，型号为 VGO55-XXiO7。表 3-57 给出各公司生产的这种模块的型号对照。

表 3-58 给出美国 IR 公司生产的图 3-2s 所示电路结构模块电性能参数。看到的样本中，仅美国 IR 公司生产这类模块。日本三社电机、富士电机、东芝、三菱电机公司，德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司，英国 Mitel 公司及国内均不生产这种模块。

3. 单相交流调压晶闸管模块

交流调压温控是电力电子设备的一个重要分支，其

主电路功率器件可以应用两个晶闸管反并联，亦可用双向晶闸管模块。在看到的样本中，仅德国 IXYS 公司生产由四个晶闸管封装组成两个独立的反并联晶闸管模块，其电路结构如图 3-2t 所示。该类模块可用于单相调功温控系统，构成图 3-4a 所示的电力电子设备，亦可构成图 3-4b 所示的两个单相温控系统，还可以构成图 3-4c 所示的三相温控系统，表 3-59 给出了德国 IXYS 公司生产的这类模块的电性能参数。另应说明的是，德国西门康公司应用本公司生产的 SKKT 系列模块，已开发出图 3-2t 所示的组件模块，该组件模块自身带散热器，标准系列型号为 W3C2XXXV/YYYYA，电流为 21~513A，电压为 400~1800V。

表 3-56 美国 IR 公司生产的图 3-2r 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM}, V_{DRM} /V	I_0	@ T_c	$I_{(RMS)}$	$I_{T(AV)},$ $I_{F(AV)}$ /A	I_{TSM}, I_{FSM} /A(50Hz)	$V_{iso(RSM)}$ /V	R_{thjc} /(K/W)	供货商
		A	C	A					
PJ21K	400	25	85	28	12.5	300	2500	0.56	陕西高 科电力电 子公司
PJ22K	600								
PJ23K	800								
PJ24K	1000								
PJ25K	1200								
P421K	400	40	85	44	20	325	2500	0.263	
P422K	600								
P423K	800								
P424K	1000								
P425K	1200								

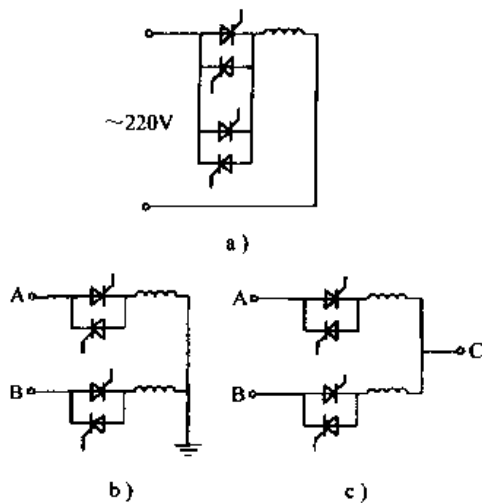


图 3-4 应用单相交流调压模块构成的交流调压温控系统
a) 单相系统 b) 两个单相 c) 三相系统

3.3.6 五管封装的晶闸管模块和与整流管混合封装的晶闸管模块

1. 带续流二极管的单相全控桥式晶闸管模块

从事过电力电子设备设计及开发的技术人员都知道,大电感负载类电力电子设备在断流时,希望为电感

中的能量释放提供流动回路,这就需要提供续流回路。至今看到的产品样本中,仅德国 IXYS 公司生产这种带续流二极管的单相全控桥式晶闸管模块,其内部电路如图 3-3a 所示。表 3-60 给出了其电性能参数。

2. 带续流二极管的单相半控桥式混合封装晶闸管模块

众所周知,图 3-2q、s 所示的单相半控桥式混合封装模块,用于整流类电力电子设备中,当负载为大电感负载时,在 α 角较大时,有可能出现失控现象,为解决此问题,现已生产出带续流二极管的单相半控桥式混合封装模块,这类模块有图 3-3b、c 所示的两种电路结构。表 3-61 给出日本三社电机公司生产的图 3-3b 所示电路结构的这类模块电性能参数。表 3-62 给出德国 IXYS 公司生产的图 3-3b 所示电路结构的这类模块电性能参数。美国 IR 公司也生产图 3-3b 和 c 所示两种电路结构的模块,其型号及参数仅在表 3-54 和表 3-58 所列型号中把 K 改为 W 即可。表 3-63 给出各公司生产的这类模块的型号对照。应说明的是,德国西门康公司应用本公司生产的 SKKH 系列模块,已开发出同图 3-3b 所示的组件模块,该组件模块带散热器,标准型号为 B2HKFXXXV/YYA,电流为 15~47A,电压为 400~1800V。

表 3-60 德国 IXYS 公司生产的图 3-3a 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	$I_{d(AV)}$ /A	@ T_C /C	I_{FSM}/A (@45 C, 10ms)	V_{TO} /V	r_T /m Ω	R_{thjc} / (K/W)	T_J/C
VKF55-08iO7	800	53	85	550	0.85	11	0.9	125
VKF55-12iO7	1200							
VKF55-14iO7	1400							
VKF55-16iO7	1600							

表 3-61 日本三社电机公司生产的图 3-3b 所示混合封装晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{DRM}, V_{RRM} /V	I_{DC}	@ T_C	I_{TSM}/A (@60Hz)	$I^2t/A^2 \cdot s$	$(dv/dt)/(V/\mu s)$	$(di/dt)/(A/\mu s)$
		A	C				
FSD20A	300,600	20	65	200	165	50	50

型 号	I_{GT}/mA (@25 C)	I_H /mA(@25 C)	V_{TM}/V (@25 C)	I_{DRM}, I_{RRM} /mA	$R_{thjc}/$ (K/W)	国内代理商
FSD20A	40	30	1.5	5	1	陕西高科电力电子 有限责任公司

表 3-62 德国 IXYS 公司生产的图 3-3b 所示混合封装晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	$I_{A(AV)}$ /A	$@T_c$ /°C	I_{FSM}/A (@45°C, 10ms)	V_{TO} /V	r_T /mΩ	T_J /°C	$R_{thjc}/$ (K/W)	$R_{thpk}/$ (K/W)
VHF15-08iO5	800	250	15	85	190	1.0	40	125	2.4	3.0
VHF15-12iO5	1200	400								
VHF15-14iO5	1400	440								
VHF15-16iO5	1600	500								
VHF28-08iO5	800	250	28	85	300	0.9	15	125	1.4	2.0
VHF28-12iO5	1200	400								
VHF28-14iO5	1400	440								
VHF28-16iO5	1600	500								
VHF36-08iO5	800	250	36	85	320	0.85	13	125	1.15	1.55
VHF36-12iO5	1200	400								
VHF36-14iO5	1400	440								
VHF36-16iO5	1600	500								
VHF55-08iO7	800	250	53	85	550	0.85	11	125	0.9	1.1
VHF55-12iO7	1200	400								
VHF55-14iO7	1400	440								
VHF55-16iO7	1600	500								
VHF85-12iO7	1200	400	82	85	1150	0.85	6	125	0.65	0.8
VHF85-14iO7	1400	440								
VHF125-12iO7	1200	400	123	85	1500	0.85	3.5	125	0.46	0.55
VHF125-14iO7	1400	440								
VHF125-16iO7	1600	500								

表 3-63 各公司生产的图 3-3b、c 所示晶闸管模块的型号对照^①

美国 IR 公司	日本三社电机公司	德国西门康公司 ^②	浙江缙云半导体器件厂	内部电路结构	备 注
无	无	无	MFQX10-6	图 3-3b	日本东芝、三菱电机、富士电机公司, 德国西门子公司、IXYS、eupec 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
无	FSD20A30	无	MFQX20-3		
无	FSD20A60	无	MFQX20-6		
P101W	无	SKB33/04	MFQX30-4		
P102W	无	SKB33/06	MFQX30-6		
P103W	无	SKB33/08	无		
P104W	无	SKB33/10	无		
P105W	无	SKB33/12	无		
P401W	无	SKCH40/04	MFQX40-4		
P402W	无	SKCH40/06	MFQX40-6		
P403W	无	SKCH40/08	无		
P404W	无	SKCH40/10	无		
P405W	无	SKCH40/12	无		

(续)

美国 IR 公司	日本三社电机公司	德国西门康公司 ^②	浙江缙云半导体器件厂	内部电路结构	备 注
P111W	无	无	无	图 3 5c	日本东芝、三菱电机、富士电机公司、德国西门子、IXYS、cupec 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
P112W					
P113W					
P114W					
P115W					
P411W					
P412W					
P413W					
P414W					
P415W					

① 由于德国 IXYS 公司产品的电流及电压均较表中列出型号的公司产品的大,所以表中未列出 IXYS 公司产品型号。
② 西门康公司生产的这类模块还有 SKCH28/400~1400V($I_D=30A$)及 SKCH40/1600V 规格。

3.3.7 六管封装的晶闸管模块和与整流管混合封装的晶闸管模块

1. 三相全控桥式晶闸管模块

这种模块的电路结构如图 3-3d 所示。它常用于三相整流或逆变电路中。表 3-64 给出德国西门康公司生产的这类模块电性能参数。表 3-65 给出各公司生产的这类模块的型号对照。值得提出的是,西门康公司还应用 SKKT 系列模块开发出了同图 3-3d 的组件模块。该组件模块带散热器,电流为 21~585A,电压为 400~1800V,标准型号为 B6CXXXV/YYYYA。

2. 三相半控桥式混合封装的晶闸管模块

这种模块的电路结构如图 3-3e、f 所示,一般用于三相半控桥式整流类电力电子设备中作为功率单元,可直接用于阻性负载或反电动势负载。为解决电感负

载深控时的失控问题,用于感性负载时,需外接续流二极管。表 3-66 给出德国 IXYS 公司的图 3-3e 及美国 IR 公司生产的图 3-3f 所示电路结构模块电性能参数。表 3-67 给出各公司生产图 3-3e 所示模块的型号对照。其他公司均不生产的图 3-3f 所示的模块。

3. 仅可控制一个桥臂具有续流作用的三相半控桥晶闸管模块

这种模块的电路结构如图 3-3g 所示。这种模块内两个整流二极管桥臂可担当用于感性负载整流时的整流与续流双重作用,由于它仅可控制一个桥臂,所以随着控制角 α 的变化,整流输出电压的纹波较大,用于电压型交流系统作为整流桥时需要的滤波电容相对要大些。这种模块至今看到的样本中,仅德国 IXYS 公司生产。表 3-68 给出 IXYS 公司生产的这种模块电性能参数。

表 3-64 德国西门康公司生产的图 3-3d 所示晶闸管模块电性能参数^①

型 号	V_{RSM}, V_{RRM} /V	I_D	@ T_c	I_{TSM}/A	$I^2t/A^2 \cdot s$	$R_{thx}/(K/W)$
		A	C			
SKDT60	400~1400	61	85	470	1100	1.0
SKDT100	800~1400	98	85	1000	5000	0.65
SKuP430ATA••(D)	800	415	35	5000	125	0.078
SKuP580ATA••(D)	800	570	35	8000	320	0.063
SKuP700ATA••(D)	800	665	35	12000	720	0.056
SKuP430AHA••(D)	1400	415	35	5000	125	0.078
SKuP580AHA••(D)	1400	570	35	8000	320	0.063

① SKuP 系列采用强迫风冷,并带有散热器及温度传感器。

(续)

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	$I_{d(AV)}/A$ (@ $T_c=100\text{ }^{\circ}\text{C}$)	I_{FSM}/A (@ $45\text{ }^{\circ}\text{C}$, 10ms)	V_{TO} /V	r_T /m Ω	T_{jmax} / $^{\circ}\text{C}$	$R_{thjc}/(\text{K}/\text{W})$ (每个单元/ 整个模块)	$R_{thjk}/(\text{K}/\text{W})$ (每个单元/ 整个模块)	生产企 业及内 部结构
VVZ175-12iO1	1200	400	167 (@ $T_c=85\text{ }^{\circ}\text{C}$)	1500	0.85	3.5	125	0.46/0.077	0.55/0.092	德 国 IXYS 公司图 3-3e
VVZ175-14iO1	1400	440								
VVZ175-16iO1	1600	500								
51MT80K	800	①	55 (@ $T_c=85\text{ }^{\circ}\text{C}$)	330	2.68 ^②	①	125	0.179/--	①	美 国 IR 公司 图 3-3f
51MT100K	1000									
51MT120K	1200									
51MT140K	1400									
51MT160K	1600									
91MT80K	800	①	90 (@ $T_c=85\text{ }^{\circ}\text{C}$)	800	1.65 ^②	①	125	0.144/--	①	
91MT100K	1000									
91MT120K	1200									
91MT140K	1400									
91MT160K	1600									
111MT80K	800	①	110 (@ $T_c=85\text{ }^{\circ}\text{C}$)	950	1.57 ^②	①	125	0.117/--	①	
111MT100K	1000									
111MT120K	1200									
111MT140K	1400									
111MT160K	1600									

① IR 公司未给出此参数。

② 为峰值电压 V_{TM} , V_{TO} 为平均电压。

表 3-67 各公司生产的图 3-3e 所示晶闸管模块的型号对照

美 国 IR 公司 ^①	日本三菱 电机公司	德国西门 康公司 ^①	德 国 eupec 公司	德 国 IXYS 公司	赛美仪元电力 半导体有限公司	日本富士 电机公司	备 注
无	TM10T3B-M	无	无	无	MT/DS10-4	无	美 国 IR 公司 产品规格 不同,无 对应型 号,日本 东芝、三 社电机公 司,德国 西门子公司, 英国 Mitel 公 司均无此 产品
无	TM10T3B-H	无	无	无	MT/DS10-4	无	
无	TM15T3A-M	无	无	无	MT/DS20-4	3R3TI20E-080	
无	TM15T3A-H	无	无	无	MT/DS20-8	无	
无	无	无	无	无	MT/DS25-4	3R3TI30E-080	
无	TM25T3A-M	无	无	无	MT/DS25-8	3R3TI60E-080	
无	TM25T3A-H	无	无	无	MT/DS25-8	无	
无	无	无	无	无	MT/DS100-4	无	
11PMT100K	无	SKDH100-10	TDB6HK95N10	无	MT/DS100-10	无	
11PMT120K	无	SKDH100-12	TDB6HK95N12	无	无	无	
11PMT140K	无	SKDH100-14	TDB6HK95N14	无	MT/DS100-12	无	
无	无	无	TDB6HK135N12	VVZ110-12iO7	无	无	
无	无	无	TDB6HK165N10~16	无	无	无	
无	无	无	TDB6HK205N10~16	无	无	无	

① 西门康公司应用本公司模块,已开发出带散热器的组件模块,电流为 25~585A,电压为 400~1800V,系列型号为 B6HKXXXV/YYYYA,该组件模块的电路结构同图 3-3e。

表 3-68 IXYS 公司生产的图 3-3g 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	I_{DAV} /A	T_c /℃	I_{FSM} /A (45℃)	V_{FO} /V	r_T /mΩ	T_{jmax} /℃	$R_{DS(on)}$ (K/W)
VVY40-12iO1	1200	400	13	85	320	0.85	15	125	1.0
VVY40-16iO1	1600	500	13	85	320	0.85	15	125	1.0

4. 三相交流调压晶闸管模块

三相交流调压模块常用于电力半导体工艺过程中的温度控制、工业窑炉、显像管生产线等领域所必需的电力电子设备中。这类模块的电路结构如图 3-3h 与 1 所示。表 3-69 给出德国 IXYS 公司及美国 IR 公司生产的图 3-3h 所示电路结构模块的电性能参数,表 3-70 给出日本三社电机公司生产的图 3-3h 所示电路结构

模块的电性能参数。另外，德国西门康公司生产的这类模块，不但集成有功率部分，而且还包括触发脉冲功率放大电路和散热器，表 3-71 给出其性能参数。所看到样本中，德国 eupec 公司产品不但电流容量最大，且还生产图 3-3i 所示的半控调压模块，表 3-72 给出该公司生产的这类模块电性能参数。

表 3-69 德国 IXYS 公司和美国 IR 公司生产的图 3-3h 所示晶闸管模块电性能参数

[illegible]

(续)

型 号	$V_{\text{DRM}}, V_{\text{RRM}}$ /V	V_{VRMS} /V	I_{RMS}/A (@ $T_c = 85^\circ\text{C}$)	I_{TSM}/A (@ $45^\circ\text{C}, 10\text{ms}$)	V_{TO} /V	r_{I} /mΩ	T_{max} /°C	$R_{\text{thJA}}/$ (K/W)	$R_{\text{thJC}}/$ (K/W)	生产 企业
54MT80K	800	①	3×50	330	2.58 ^②	①	125	0.187	①	美国 IR 公司
54MT100K	1000									
54MT120K	1200									
54MT140K	1400									
54MT160K	1600									
94MT80K	800	①	3×90	800	1.55 ^②	①	125	0.137	①	
94MT100K	1000									
94MT120K	1200									
94MT140K	1400									
94MT160K	1600									
104MT80K	800	①	3×100	950	1.53 ^②	①	125	0.119	①	
104MT100K	1000									
104MT120K	1200									
104MT140K	1400									
104MT160K	1600									

① IR 公司未给出这些参数。

② 为 V_{TM} 。

表 3-70 日本三社电机公司生产的图 3-3h 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	$V_{\text{DRM}}, V_{\text{RRM}}$ /V	$I_{\text{T(AV)}}$ /A	$I_{\text{T(RMS)}}$ /A	@ T_c /°C	I_{TSM}/A	I^2t / $\text{A}^2 \cdot \text{s}$	$(di/dt)/$ (A/ μs)	$(dv/dt)/$ (V/ μs)	$T_j/$ °C	I_{GT} /mA	V_{GI} /V	$V_{\text{MO(RMS)}}$ /V
PFB15AA	800~1600	15	33	77°	350	512	100	500	40~125	70	3.0	2500

表 3-71 德国西门康公司生产的图 3-3b 所示带触发脉冲功率放大电路及散热器的晶闸管模块电性能参数^①

型 号	$V_{\text{DRM}}, V_{\text{RRM}}$ /V	I_{RMS} /A	$I_{\text{TSM}}, I_{\text{FSM}}/$ ($\text{kA}^2 \cdot \text{s}$)	$R_{\text{thJA(tot)}}/(\text{K/W})$
SKüP320TAT08(D)	800	325	5000	0.076
SKüP320TAT14(D)	1400	325	5000	0.076
SKüP320TAT16(D)	1600	325	5000	0.076
SKüP450TAT**(D)	800~1600	445	8000	0.062
SKüP500TAT**(D)	800~1600	500	12000	0.055

① 西门康公司已开发出 W3C 系列三相交流调压组件模块(应用该公司 SKKT 系列模块)。该系列组件模块带散热器,电流为 16~513A,电压为 400~1800V,等效电路结构同图 3-3b,系列型号为 W3CXXXV/YYYYA。

表 3-74 德国 IXYS 公司生产的图 3-3k 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	I_{dV}/A (@ $T_C = 100^{\circ}C$)	I_{TSM}/A (@ $45^{\circ}C, 10ms$)	V_{TO} /V	r_T /mΩ	T_J /°C	$R_{thJA}/(K/W)$ (每个单元)	$R_{thJB}/(K/W)$ (每个单元)
VVZF70-08iO7	800	250	70 ($T_C = 85^{\circ}C$)	550	0.87	11	125	0.9	1.1
VVZF70-12iO7	1200	400							
VVZF70-14iO7	1400	440							
VVZF70-16iO7	1600	500							

表 3-75 日本富士电机公司生产的图 3-3l 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	I_O /A	I_{TSM} /A	I^2t /A ² ·s	T_J /°C	V_{FMD} /V	V_{FM} /V	I_{GT} /mA	用 途
4R3TI20Y-080	800	900	20	400	660	125	1.20	1.30	80	逆变器中的功率电源部分 蓄电池充电和 直流调速系统
4R3TI30Y-080	800	900	30	600	1190	125	1.20	1.40	80	
4R3TI60Y-080	800	900	60	1000	4150	125	1.20	1.30	80	
6R1TI30Y-080	800	900	30	300	375	125	1.20	1.40	80	

表 3-76 日本富士电机公司生产的图 3-3m 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	I_O /A	I_{TSM} /A	I^2t /A ² ·s	T_J /°C	V_{FMD} /V	V_{FM} /V	I_{GT} /mA	用 途
6R1TI30Y-080	800	900	30	300	375	125	1.20	1.40	80	调速系统

表 3-77 德国 IXYS 公司生产的图 3-3n 所示晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRMS} /V	$I_{d(AV)}$ /A	@ T_C /°C	I_{TSM}/A (@ $45^{\circ}C, 10ms$)	V_{TO} /V	r_T /mΩ	T_J /°C	$R_{thJA}/(K/W)$ (每个元件)	$R_{thJB}/(K/W)$ (每个元件)	备 注
VUC25-12gO2	1200	400	25	85	300	1.2	18	125	2.5	2.9	整流管
VUC25-14gO2	1400	440			330	1.1	11	125	0.9	1.1	晶闸管
VUC25-16gO2	1600	500									
VUC36-12gO2	1200	400	34	85	300	1.2	16	125	1.4	2.0	整流管
VUC36-14gO2	1400	440			400	0.85	10	125	0.9	1.1	晶闸管
VUC36-16gO2	1600	500									

5. 三相整流二极管桥与单个晶闸管混合封装的晶闸管模块

这种模块电路结构如图 3-3n 所示,它给用户带来极大方便,一般用于电压型晶闸管或晶体管或 IGBT

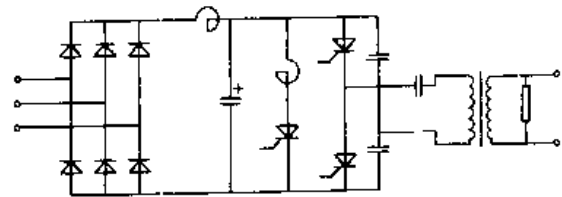


图 3-5 VUC 型模块在中频电源系统中应用

变流系统类电力电子设备中,其中三相二极管作三相桥式不控整流,晶闸管用于作保护用撬杠。其典型应用电路如图 3-5 所示,它用于电压型 4kHz、50kW 中频电源系统中。看到的样本中,仅德国 IXYS 公司生产这种模块,表 3-77 给出该公司生产的这类模块电性能参数。

6. 同时带有续流二极管和输入整流二极管的单相半控桥式混合封装的晶闸管模块

这种模块的电路结构如图 3-3o 所示。看到的样本中,仅德国 IXYS 公司生产这种模块,表 3-78 给出该公司生产的这种模块电性能参数。

表 3-78 德国 IXYS 公司生产的图 3-3o 所示晶闸管模块的电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	V_{VRM} /V	I_{CAV} /A	@ T_C /℃	I_{FSM} /A (@ 15℃, 10ms)	V_{TO} /V	r_T mΩ	T_{max} /℃	R_{thJA} /(K·W)	R_{thAK} /(K·W)
VHFD16-08iO1	800	250	16	85	150	1.0	40	125	2.4	3.0
VHFD16-12iO1	1200	400								
VHFD16-14iO1	1400	440								
VHFD16-16iO1	1600	500								
VHFD29-08iO1	800	250	28	85	300	0.9	15	125	1.4	2.0
VHFD29-12iO1	1200	400								
VHFD29-14iO1	1400	440								
VHFD29-16iO1	1600	500								
VHFD37-08iO1	800	250	36	85	320	0.85	13	125	1.15	1.55
VHFD37-12iO1	1200	400								
VHFD37-14iO1	1400	440								
VHFD37-16iO1	1600	500								

3.3.9 两三相桥反并联的晶闸管组件模块

这种模块的内部结构如图 3-3p 及 q 所示。在看到的样本中,仅德国西门康公司应用该公司的 SKKT 系列桥臂模块与散热器一起生产出该两图所示的组件模块,型号分别为 B6C2XXXV/YYYYA (图 3-3p)、B6C2IXXXV/YYYYA (图 3-3q) 电流为 38~608A,电压为 100~1800V,详细参数可查西门康公司产品样本《SEMIKRON innovatiOn + service Partners in Power'99》,此处从略。

3.3.10 派生晶闸管模块

派生晶闸管模块有双向晶闸管 (TRIAC)、逆导晶闸管 (RCT)、快速晶闸管 (FSCR)、门极关断

(GTO) 晶闸管、非对称晶闸管 (ASCR),限于篇幅本书仅介绍在我国电力电子设备中常用的或国内可以买到的几种派生晶闸管模块。

1. 快速晶闸管模块

快速晶闸管模块与普通晶闸管模块结构完全相同,仅是其中的器件加工过程中采用中子辐照等工艺,使其关断时间 t_{off} 减低到小于 30μs,表 3-79 及表 3-80 分别给出了由襄樊仪元电力半导体有限公司生产的这类模块的电性能参数。目前生产这类模块的厂家相对较少,其常用模块内部结构有单管型 (见图 3-2a) 和双管桥臂型 (见图 3-2b)。单管型的快速晶闸管模块多用于斩波调压类电力电子设备中作功率单元,而双管桥臂型一般用于单相或三相晶闸管中频逆变类 (如感应加热中频电源) 电力电子设备中。

表 3-79 襄樊仪元电力半导体有限公司生产的图 3-2a 所示快速晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{DRM}, V_{RRM} /V	V_{TM} /V	I_{DRM}, I_{RRM} /mA	I_{GT} /mA	V_{GT} /V	$(dv/dt)/$ (V/μs)	$(di/dt)/$ (A·μs)	t_{off} /μs	$V_{T(RMS)}$ /V	$R_{thJA}/$ (K/W)	T_{max} /℃
MK50	800~1600	2.4	15	150	2.5	200~800	100~200	≤30	2500	0.31	115
MK100	800~1600	2.4	20	150	2.5	200~800	100~200	≤30	2500	0.17	115
MK150	800~1600	2.4	25	200	3.0	200~800	100~200	≤30	2500	0.11	115
MK200	800~1600	2.4	25	200	3.0	200~800	100~200	≤30	2500	0.08	115

表 3-80 襄樊仪元电力半导体有限公司生产的图 3-2b 所示快速晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{DRM}, V_{RRM} /V	V_{TM} /V	$I_{DRM},$ I_{RRM} /mA	I_{GT} /mA	V_{GT} /V	$(dv/dt)/$ (V/ μ s)	$(di/dt)/$ (A/ μ s)	t_{off} / μ s	$V_{iso}(RMS)$ /V	$R_{thja}/$ (K/W)	T_{jmax} /°C
MKC50	800~1600	2.4	15	150	2.5	200~800	100~200	≤ 30	2500	0.31	115
MKC100	800~1600	2.4	20	150	2.5	200~800	100~200	≤ 30	2500	0.17	115
MKC150	800~1600	2.4	25	200	3.0	200~800	100~200	≤ 30	2500	0.11	115
MKC200	800~1600	2.4	25	200	3.0	200~800	100~200	≤ 30	2500	0.08	115

另外,应补充说明的是,襄樊仪元电力半导体有限公司生产的快速晶闸管模块还有图 3-2c 所示的共阴极及图 3-2d 所示的共阳极双管封装形式,型号分别为 MKK 与 MKA,并且有与快速整流二极管共同封装的图 3-2h 所示结构的半控共阴极(型号为 MHK)及与快速整流二极管封装的图 3-2i 结构的半控共阳极封装(型号为 MHA)。它们各自的电性能参数仅需在表 3-80 中把 MKC 换为 MKK、MKA、MHK、MHA 即可得到。这些封装形式的模块中, MKK 与 MKA 多用于单相桥式中频可控整流或中频逆变系统中,而 MHA 与 MHK 仅可用于中频可控整流类电力电子设备中,但总的来说,在国内的使用量相对较少。

另应说明的是,在看到的样本中,德国 eupec 公司也生产单管封装及双管桥臂封装的快速晶闸管模块,以及快速晶闸管与快速整流二极管封装的混合模块,其内部结构分别如图 3-2a 与图 3-2b 及图 3-2h 和图 3-2i 所示, $I_{T(AV)}=46\sim 200A$ (桥臂), $I_{T(AV)}=335A$ (单管),正反向重复电压范围为 800~1400V,关断时间 t_{off} 均小于 20 μ s,型号分别为 TZXXF、TTXXF、TDXXF 及 DTXXF 型。这里 XX 为通态平均电流,F 代表快速。有关详细参数可见德国 eupec 公司产品样本,此处从略。

2. 非对称晶闸管模块

非对称晶闸管模块具有快速晶闸管的关断时间短、工作频率高的优点,又具有仅可单方向承受反向电压的特性,多用于电压型变频系统(如串联型晶闸管感应加热设备)中作为功率开关器件。总的来说,至今世界上生产此类模块的公司很少,表 3-81 给出英国 Mitel 公司生产的此类模块的电性能参数,这种模块的内部电路结构如图 3-2m 所示,日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参数可见表 3-47。

3. 双向晶闸管模块

双向晶闸管模块在电气性能上与反并联晶闸管模块(图 3-2c 与图 3-3h 中的一个单元)基本相同,不同之处在于反并联晶闸管需要两套门极触发回路,在交流电源的正负半周中均要发送触发脉冲,而双向晶闸管仅需在正半周(正触发型)或负半周(负触发型)发送一次触发脉冲,便可保证在交流电源的正负半周中对应于触发脉冲的角度对称导通,故应用它可以简化触发电路,但一方面,由于目前从事开发此类模块的生产厂家较少;另一方面,限于工艺的原因,造成至今为止此类模块的单管容量还较小。表 3-82 给出日本三社电机公司生产的此类模块的电性能参数。

表 3-81 英国 Mitel 公司生产的图 3-2m 所示非对称晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{DRM} /V	I_{DRM} /mA	I_{RRM} /mA	$I_{T(AV)}$	$@T_c$	$I_{T(RMS)}$ /A	I_{TSM} /A	I^2t /A ² ·s
		($@T_j$)	($@T_j$)	A	°C	($@T_c$)	($@T_c$)	($@T_j$)
MAS110S	600~1400	70	30	110	85	175	2000	20000
MAS220S	600~1400	70	30	216	85	350	4800	45000
型 号	V_{TM}/V ($@T_j=25^\circ C$)	$@I_{TM}$ /A	t_{off} / μ s	T_{jmax} /°C	$R_{thja}/$ (K/W)	$(dv/dt)/$ (V/ μ s)	$(di/dt)/$ (A/ μ s)	
MAS110S	2.9	600	10,12,15	125	0.07	1000	500	
MAS220S	1.9	600	8,10,12,15	125	0.05	1000	500	

表 3-82 日本三社电机公司生产的双向晶闸管模块电性能参数

型 号	V_{DRM}/V	$I_{\text{T(RMS)}}$	@ T_c	I_{ISM}/A	$I^2t/(\text{A}^2 \cdot \text{s})$	$(di/dt)/$	$(di/dt)/$
		A	°C	(@ 60Hz)	(@ 2~10ms)	(V/ μs)	(A/ μs)
TMG5C40/60F	400/600	5	100	55	12.6	5	
TMG8C40/60F	400/600	8	89	88	32	10	
TMG10C40/60F	400/600	10	83	110	50	10	
TMG12C40/60F	400/600	12	79	130	71	10	
TMG16C40/60F	400/600	16	68	170	120	10	
TG16C(E)	200~600	16	83	160	106	6	50
TG25C(E)	200~600	25	74	250	260	6	50
TG35C(E)	200~600	35	58	330	450	5	50
TG70AA	400/600	70	58	1200	6000	6	50

型 号	I_{GT}/mA	V_{GT}/V	I_{H}/mA	V_{TM}/V	I_{DRM}/mA	$I_{\text{max}}/^\circ\text{C}$	$V_{\text{iso(RMS)}}$	R_{thjc}
	@ 25 °C						/V	(K/W)
TMG5C10/60F	20	1.5	10	1.4	1	125	1500	4.0
TMG8C40/60F	30	1.5	15	1.4	2	125	1500	3.7
TMG10C40/60F	30	1.5	20	1.4	2	125	1500	3.5
TMG12C40/60F	30	1.5	20	1.4	2	125	1500	3.3
TMG16C40/60F	30	1.5	25	1.4	2	125	1500	3.0
TG16C(E)	50	3	30	1.5	3	125	2500	2.0
TG25C(E)	50	3	30	1.4	5	125	2500	1.6
TG35C(E)	50	3	30	1.4	5	125	2500	1.5
TG70AA	50	3	100	1.35	10	125	2500	0.83

3.4 集成移相调控晶闸管模块

集成移相调控晶闸管模块是我国山东淄博市临淄银河高科技开发有限公司研制的高技术专利产品。它突破了以往晶闸管模块器件的概念,将复杂的移相控制系统与晶闸管创造性地集成于一体。它是一个完整的电力移相调控开环系统,可实现对三相或单相电力进行调控,也可稍加辅助电路实现闭环控制,使用极为方便。

该模块广泛应用于交直流电动机的调速、工业电气自动化、机电一体化、固体开关、励磁电源、焊接电源、电镀电源、稳压电源、电热温控、电光源控制、军工、通信等领域。

3.4.1 主要设计特点

集成移相调控晶闸管模块的主要设计特点如下:

1) 移相控制系统、主电路、导热底板相互隔离,介电强度均大于 2000V,毋须另加绝缘支撑,安装方便,安全可靠,适应性强。

2) 三相模块主电路交流输入无相序及相数限制,即三相模块可适用于三相、两相或单相电源。

3) 主电路输入电压范围宽。三相及单相模块均为 30~450V。

4) 给控制端一个 0~10V 的直流信号,可使主电路输出电压平滑调节。

5) 该模块可手动(电位器)控制,也可用计算机或仪表等控制,在主电路大电流工作时,移相控制系统不受干扰,同时移相控制系统也不干扰计算机或其他控制仪表,抗干扰能力强。

6) 模块采用高性能元器件,以该公司自行研制的填补国内空白的 DCB 板、钼铜板、高导热硅凝胶等优秀材料,加之设计合理,可靠性很高。其耐热疲劳能力热循环负载次数可达 1 万次以上(注:国家标准中,对于焊接类模块,为 1000 次)。

7) 本模块适用于阻性、感性、容性负载。

3.4.2 内部电路联结形式和特性

1. 内部电路联结形式

集成移相调控模块有单相及三相之分,又分为交

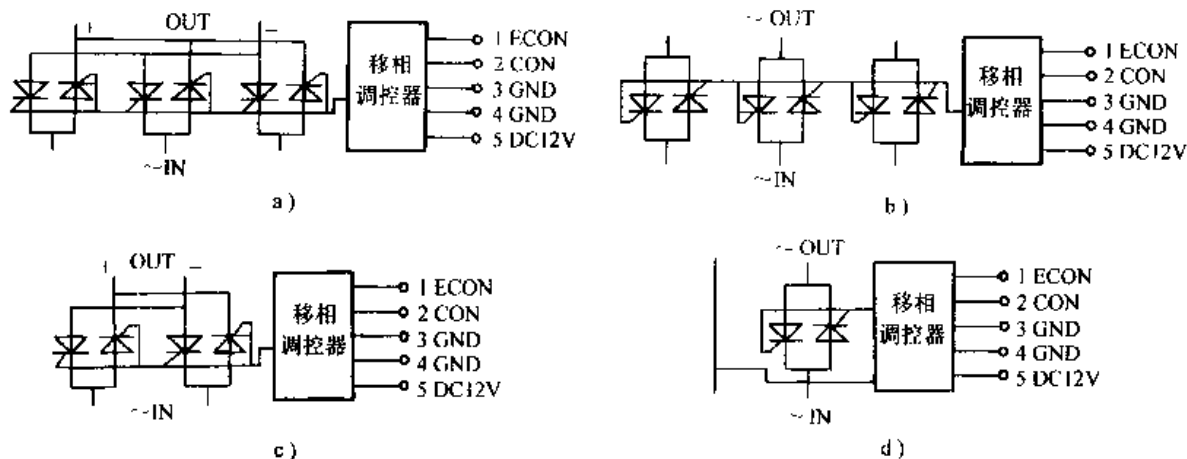


图 3-6 三相、单相集成移相调控晶闸管模块的内部结构

a) 三相整流模块 b) 三相交流调压模块 c) 单相整流模块 d) 单相交流调压模块

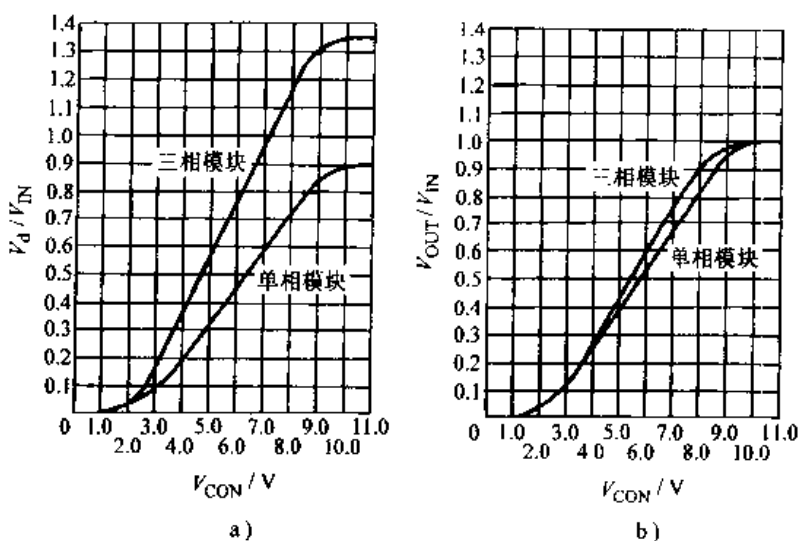


图 3-7 集成移相调控晶闸管模块的输出特性

a) 整流模块 b) 交流调压模块

V_d —主电路输出直流电压 V_{OUT} —主电路输出交流电压

V_{IN} —主电路输入交流线电压 V_{CON} —控制信号电压

直流两种规格,其内部电路可分述如下:

1) 三相集成移相调控晶闸管整流模块内部电路结构如图 3-6a 所示

2) 三相集成移相调控晶闸管交流调压模块内部电路结构如图 3-6b 所示。

3) 单相集成移相调控晶闸管整流模块内部电路结构如图 3-6c 所示。

4) 单相集成移相调控晶闸管交流调压模块内部电路结构如图 3-6d 所示。

2. 输出特性

集成移相调控模块的输出特性曲线如图 3-7 所示。图 3-7 中的输出特性曲线因与电压和模块壳温以及负载性质(阻性、感性、容性)有关,实际使用中,应充分考虑这些因素的影响。

表 3-83 单相集成移相调晶闸管模块电性能参数

型 号	参数名称	频率	交流输入 线电压	直流输出 电压	交流输出 电压	直流输出 最大电流	交流输出 最大电流	控制信号 电压	控制信号 电流	模块绝缘 电压	工作壳温	结壳热阻	输出电压 不对称度	输出电压 温度系数
		f	$V_{in(RMS)}$	$V_{d(AV)}$	$V_{out(RMS)}$	$I_{d(AV)}$	$I_{u(RMS)}$	V_{CON}	I_{CON}	$V_{ISO(RMS)}$	T_C	R_{θ}		
		Hz	V	V	V	A	A	V	μA	V	°C	K/W	%	$10^{-4}\% ^\circ C^{-1}$
单相 整 流	MJYD-ZL-500	50~60	30~450	$(0\sim0.9)V_{IN}$		500		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 80	0.061	< 6	< 600
	MJYD-ZL-200	50~60	30~450	$(0\sim0.9)V_{IN}$		200		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.13	< 6	< 600
	MJYD-ZL-100	50~60	30~450	$(0\sim0.9)V_{IN}$		100		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.21	< 6	< 600
	MJYD-ZL-55	50~60	30~450	$(0\sim0.9)V_{IN}$		55		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 88	0.36	< 6	< 600
单相 交流 调压	MJYD-JL-700	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		700	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 80	0.061	< 6	< 600
	MJYD-JL-350	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		350	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.12	< 6	< 600
	MJYD-JL-300	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		300	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.13	< 6	< 600
	MJYD-JL-150	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		150	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.26	< 6	< 600
	MJYD-JL-75	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		75	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.43	< 6	< 600
	MJYD-JL-40	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		40	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 88	0.72	< 6	< 600

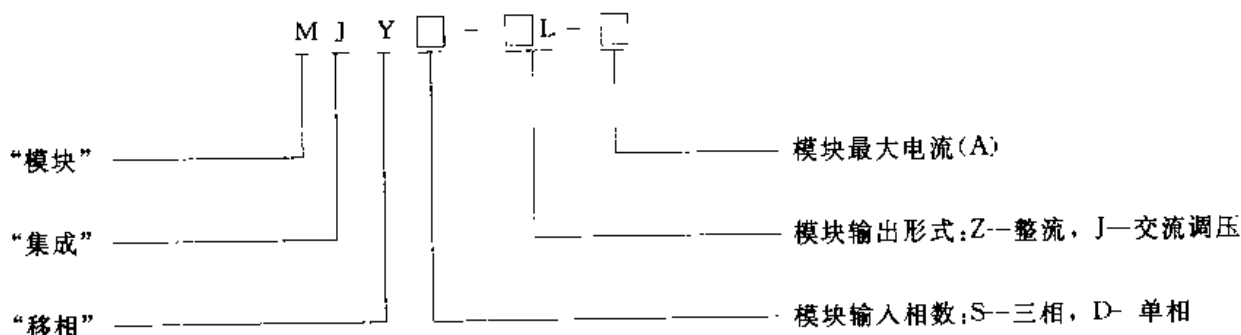
表 3-84 三相集成移相调晶闸管模块电性能参数

型 号	参数名称	频率	交流输入 线电压	直流输出 电压	交流输出 电压	直流输出 最大电流	交流输出 最大电流	控制信号 电压	控制信号 电流	模块绝缘 电压	工作壳温	结壳热阻	输出电压 不对称度	输出电压 温度系数
		f	$V_{in(RMS)}$	$V_{d(AV)}$	$V_{out(RMS)}$	$I_{d(AV)}$	$I_{u(RMS)}$	V_{CON}	I_{CON}	$V_{ISO(RMS)}$	T_C	R_{θ}		
		Hz	V	V	V	A	A	V	μA	V	°C	K/W	%	$10^{-4}\% ^\circ C^{-1}$
三相 整 流	MJYS-ZL-500	50~60	30~450	$(0\sim1.35)V_{IN}$		500		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 80	0.041	< 6	< 600
	MJYS-ZL-200	50~60	30~450	$(0\sim1.35)V_{IN}$		200		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.088	< 6	< 600
	MJYS-ZL-100	50~60	30~450	$(0\sim1.35)V_{IN}$		100		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.14	< 6	< 600
	MJYS-ZL-55	50~60	30~450	$(0\sim1.35)V_{IN}$		55		0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 88	0.24	< 6	< 600
三相 交流 调压	MJYS-JL-350	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		3×350	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 80	0.041	< 6	< 600
	MJYS-JL-150	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		3×150	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.088	< 6	< 600
	MJYS-JL-75	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		3×75	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 85	0.14	< 6	< 600
	MJYS-JL-40	50~60	30~450		$(0\sim1)V_{IN}$		3×40	0~10	≤ 10	≥ 2000	≤ 88	0.24	< 6	< 600

3.4.3 型号含义和电性能参数

1. 型号含义

集成移相调控模块的含义如下:



3. 三相集成移相调控晶闸管模块电性能参数

三相集成移相调控晶闸管模块分为三相整流与三相交流调压两种类型,其主要电性能参数见表 3-84。

3.4.4 应用技术

1. 应用注意事项

1) 根据负载的工作电压和额定电流,选取合适规格的模块。为保证模块和设备运转正常,选取的模块电流应为负载电流的 1.5~2 倍。

2) 对于模块所用的 DC12V 电源极性,严禁反接,否则将烧坏模块。

3) DC12V 稳压电源输出电流应 $\geq 1\text{A}$ 。若采用变压器降压整流式稳压电源,变压器功率应 $\geq 15\text{W}$;其滤波电容至少应为 $3300\mu\text{F}/25\text{V}$,最好用 $2 \times 2200\mu\text{F}/25\text{V}$ 并联使用。

4) 模块控制插口共有五个引脚。排列顺序如图 3-8 所示。引脚 1 为内部设置的 10.5V 直流电源,内阻为 $1\text{k}\Omega$,是为满足用电位器进行手动控制模块时而设置的。当采用计算机、仪表或其他方式来控制时,只用引脚 2 和引脚 3。引脚 3 与引脚 4 (即 12V 电源负极) 为共地端。引脚 5 接 12V 稳压电源正极。

五芯排线的颜色与五引脚插口的对应顺序:引脚 1 为橙色,引脚 2 为黄色,引脚 3 为黑色,引脚 4 为黑色,引脚 5 为红色。

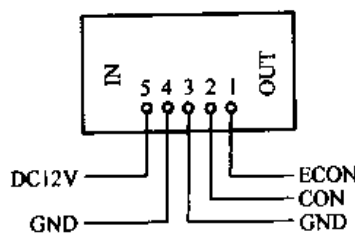


图 3-8 控制插口引脚排列

2. 单相集成移相调控晶闸管模块电性能参数

单相集成移相调控晶闸管模块有单相整流、单相交流调压两种类型,其主要电性能参数见表 3-83。

5) 模块控制端口内部参数,如图 3-9 所示。 R_i 为控制端口内电阻, $R_i \geq 1\text{M}\Omega$; C_i 为抗干扰电容, $C_i = 0.15\mu\text{F}$; 引脚 1: 输出电压为 10.5V, 输出电流能力小于 5mA。

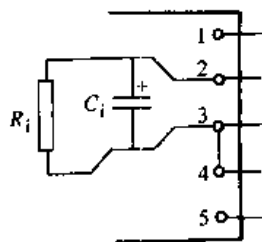


图 3-9 控制端口的内部参数

注: R_i —控制端口内电阻, $R_i \geq 1\text{M}\Omega$; C_i —抗干扰电容, $C_i = 0.15\mu\text{F}$; 引脚 1—输出电压为 10.5V, 输出电流 $\leq 5\text{mA}$ 。

6) 采用手动形式控制模块时,所用的电位器阻值范围为 $(5.1 \sim 100)\text{k}\Omega$ 。

7) 该模块输入与输出电压的关系,与传统的三相(或单相)全控电路一致。

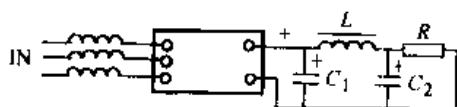
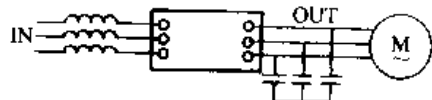
8) 用交流调压模块对交流异步电动机进行调压调速时,只限于功率小于 0.5kW 以下的电动机。

整流模块不仅能对直流电动机调速,还可用于转差电动机调速、绕线转子异步电动机串级调速等场合。另外,用一组(六个)整流模块可实现交-交变频调速。

9) 该模块适合于大功率交流异步电动机减压软启动。启动电流应控制在电动机额定电流的 2.5 倍以内。三相交流调压模块能够控制的交流异步电动机功率如下。

MJYS-JL-350: $\leq 50\text{kW}$ 、MJYS-JL-150: $\leq 22\text{kW}$ 、MJYS-JL-75: $\leq 11\text{kW}$ 。

10) 对于容性或反电动势负载,为了抑制 di/dt ,一般要求在模块输入端接一组数值为几个微亨的空心电感器,如图 3-10 与图 3-11 所示。

图 3-10 抑制整流模块 di/dt 的接线图图 3-11 抑制交流调压模块 di/dt 的接线图

11) 安装模块时,散热器表面必须平整、光洁,并在模块导热底板表面与散热器表面上均匀涂覆一层导热硅脂。用四个螺钉把模块紧固于散热器上,但应注意四个螺钉用力要均等。

12) 测量模块主电路输出电压时,输出端应接一个负载(灯泡或其他电器元件),即保证主电路最小工作电流大于 10mA。空载时测出的数据是不准确的。

13) 模块工作达到热稳定状态后,其壳温(导热底板长侧面几何中心点)勿超过 $80\sim 88^{\circ}\text{C}$ 。否则会烧毁模块。具体产品允许工作壳温见表 3-93 和表 3-94。

14) 模块可正常工作的环境温度范围为 $-25\sim +45^{\circ}\text{C}$ 。

15) 模块的贮存和工作场所应干燥、通风、无破坏绝缘的尘埃、无腐蚀性气体。

16) 因模块工作电流较大,务请使用多股铜线进行连接(禁用铝线)。引出主母线导线截面积按电流密度 $\leq 4\text{A}/\text{mm}^2$ 选取。

17) 严禁不用接线鼻面直接将铜线压接在模块电极上。

18) 应把接线鼻环带铜线扎紧,以免接触不良而附加发热。

19) 接线鼻与模块电极连接时,应保持良好平面接触,并用螺钉紧固。

20) 因模块主电路引出极弯曲 90° ,较易拉起折断,所以在接线时应防止外力或电缆重力将电极拉起而折断。

21) 为提高线间绝缘强度,接线鼻与导线裸露处应套一个绝缘管或用绝缘胶带包好。

22) 模块不能作为电网与人身之间的隔离开关使用。为保证安全,模块前面应加低压断路器。

23) 模块在运输或安装过程中,应轻拿轻放,避免模块受到强烈撞击和振动。

2. 过电流及过电压保护

(1) 过电流保护 模块过电流保护可采用外接快速熔断器和快速过电流继电器或采用电流传感器检测电子电路动作的方法。串联快速熔断器为最常用的简

单方法。快速熔断器可接在模块的交流输入端。以三相整流模块和单相交流调压模块为例,其接法如图 3-12 和图 3-13 所示。

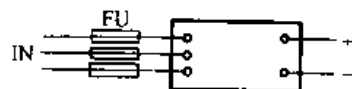


图 3-12 三相模块用快速熔断器作保护

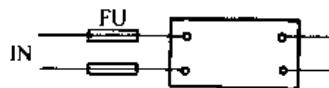


图 3-13 单相模块用快速熔断器作保护

选择快速熔断器的原则是:①熔断器的额定电压应大于电路上正常工作电压。②熔断器的额定电流可根据负载的额定功率计算出模块交流输入端每相的有效电流,然后选取略大于计算电流数值的熔断器,但最大不能超过模块输入端的额定电流。

(2) 过电压保护 模块的过电压保护,推荐使用两种方法。如果两种方法同时使用,效果会更好。

1) 与晶闸管并联的阻容吸收回路:利用电容器吸收过电压,实际上,就是把过电压的电磁能量变成静电能量存储在电容器中,而电阻是防止电容与电感产生谐振。

阻容吸收回路的接法如图 3-14 和图 3-15 所示。单相模块可参照三相模块的接法。

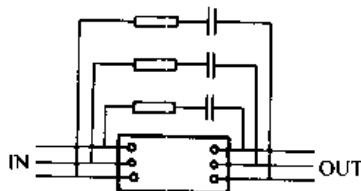


图 3-14 三相交流调压模块阻容吸收回路的正确连接

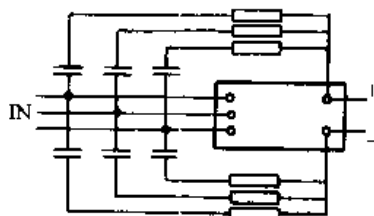


图 3-15 三相整流模块阻容吸收回路的正确连接

这种吸收回路能够抑制晶闸管由导通到阻断时产生的过电压,有效避免晶闸管被击穿。 R 和 C 值根据表 3-85 选取。

2) 用压敏电阻吸收过电压: RC 吸收回路只能吸收时间很短、电压不高的过电压,对于发生雷击或其他原因而产生能量较大且持续时间较长的过电压, RC

回路抑制效果不是很理想。对于这类过电压,采用压敏电阻吸收,可获得较理想的效果。其具体接法如图 3-16 和图 3-17 所示。

表 3-85 阻容吸收元件的建议参数

模块型号	R/Ω (1W)	$C/\mu F$ (AC630V)	数量/个
MJYS ZL-500	8.2	0.68	各 6
MJYS ZL-200	15	0.33	各 6
MJYS-ZL-100	30	0.22	各 6
MJYS-ZL-55	62	0.22	各 6
MJYS-JL-350	8.2	0.68	各 3
MJYS-JL-150	15	0.33	各 3
MJYS-JL-75	30	0.22	各 3
MJYS-JL-40	62	0.22	各 3
MJYD-ZL-500	8.2	0.68	各 4
MJYD-ZL-200	15	0.33	各 4
MJYD-ZL-100	30	0.22	各 4
MJYD-ZL-55	62	0.22	各 4
MJYD-JL-700	3.9	1.2	各 1
MJYD-JL-350	8.2	0.68	各 1
MJYD-JL-300	8.2	0.6	各 1
MJYD-JL-150	15	0.33	各 1
MJYD-JL-75	30	0.22	各 1
MJYD-JL-40	62	0.22	各 1

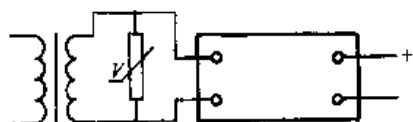


图 3-16 单相电路的压敏电阻保护电路

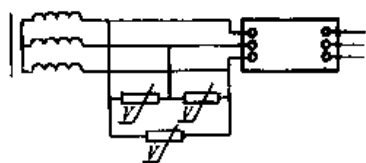


图 3-17 三相电路的压敏电阻保护电路

选取压敏电阻时,需要确定标称电压 V_{1mA} 。标称电压是指压敏电阻流过 1mA 电流时它两端的电压,可根据下列公式求标称电压:

$$V_{1mA} \geq \sqrt{2} V_{OP} (1 + \text{电网电压波动率}) / 0.9$$

式中 V_{OP} ——工作电压,其值为有效值。

例如,当电网电压波动率为 20%,工作电压 V_{OP} 为 380V 时,则选取压敏电阻标称电压 V_{1mA} 为

$$V_{1mA} \geq \sqrt{2} \times 380 (1 + 20\%) / 0.9V = 710V$$

所以应选标称电压为 1000V 的压敏电阻。

3. 选用散热器时应注意的问题

使用模块必须配备散热器。散热条件的好坏,将直接影响模块的可靠性和寿命。

模块散热方式可采用水冷、强迫风冷和自然冷却三种形式。因水冷散热效果好,有水冷条件的,首选水冷散热形式。

强迫风冷是最常用的散热形式,要求轴流风机风速 $\geq 6m/s$ 。自然冷却因其散热效果差,散热器体积相对较大,所以较少采用。如确需采用自然冷却,必须加强散热器周围的空气对流。

4. 应用中的典型接线

(1) 用电位器调节或计算机控制时的接法 当用电位器手动控制或用计算机控制时,请按图 3-18~图 3-21 的接线方法接线,图中 1~5 为集成移相调控晶闸管模块上引脚号。

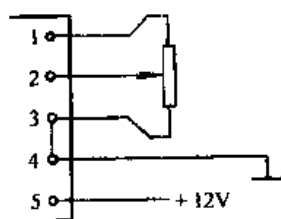


图 3-18 用电位器调节时的接法

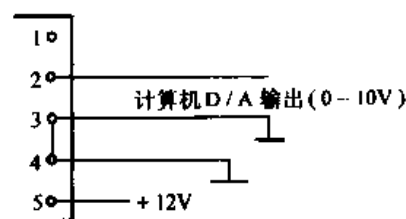


图 3-19 与计算机的接口

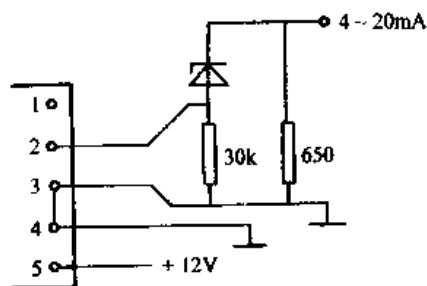


图 3-20 与仪表的接口
(稳压二极管用 2.4~2.7V 皆可,也可以用 4 个二极管串联代替)

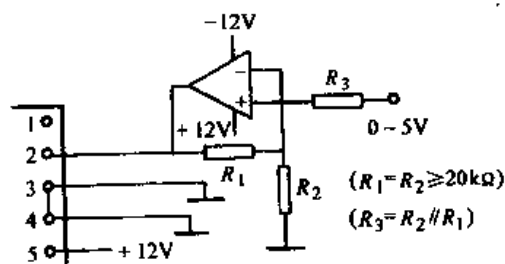


图 3-21 0~5V 输入时的接口

(2) 典型应用接线图

1) 交流调压模块应用接线图: 如图 3-22~图 3-25 所示。

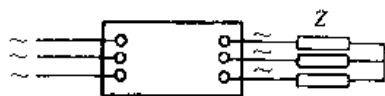


图 3-22 三相交流电路中应用接线图

注: 负载电阻也可接成 Δ 形。

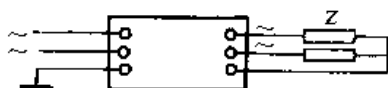


图 3-23 两相交流电输入应用时的接线图

注: 模块的电极不规定哪个电极接相线和地线, 但输出的相线或地线应与输入对应。

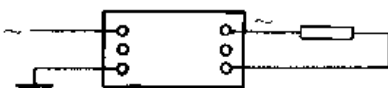


图 3-24 三相交流模块在单相交流电输入时的应用接线图 (220V、380V 皆可)

注: 模块的 3 个电极中可以任意取 2 个使用, 但输出的电极应与输入电极对应。

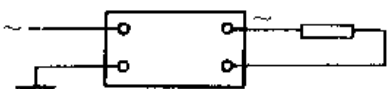


图 3-25 单相交流模块应用接线图

2) 整流模块应用接线图: 如图 3-26~图 3-29 所示。

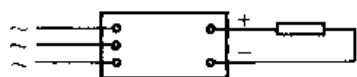


图 3-26 三相整流模块在三相交流电输入时的应用接线图

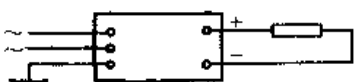


图 3-27 三相整流模块在两相交流电输入时的应用接线图

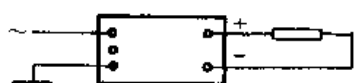


图 3-28 三相整流模块在单相交流电输入时的应用接线图

注: 单相可以是 220V, 也可以是 380V。

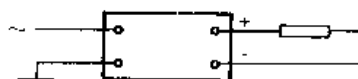


图 3-29 单相整流模块应用接线图

5. 封装外形与安装尺寸

集成移相调控模块的安装外形分别如图 3-30~图 3-33 所示。表 3-86 给出其外形及安装尺寸。

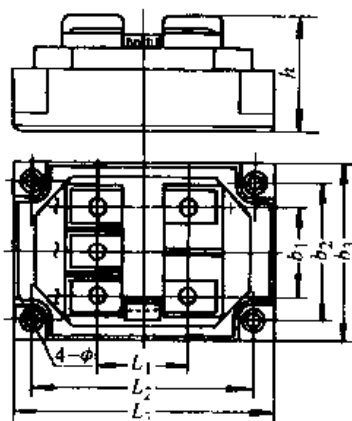


图 3-30 三相整流模块

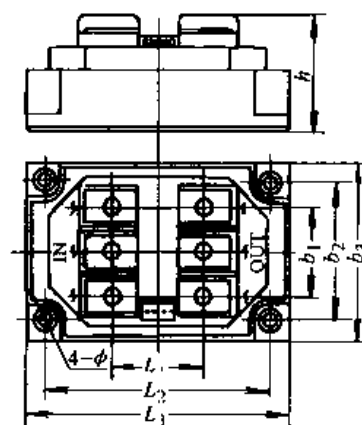


图 3-31 三相交流调压模块

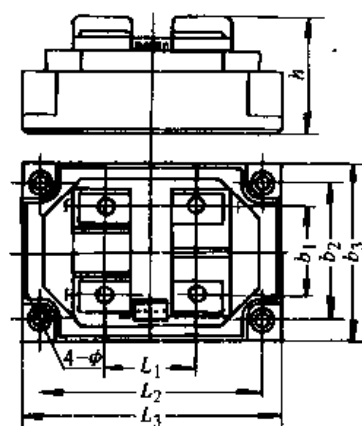


图 3-32 单相整流模块

表 3-86 集成移相调控模块的外形及安装尺寸 (单位: mm)

	L_1	L_2	L_3	b_1	b_2	b_3	h	4- ϕ
MJYS-ZL-500 MJYD-ZL-500 MJYS-JL 350 MJYD-JL 700 MJYD-JL-350	74	160	185	74	110	135	72	8.5
MJYS-ZL-200 MJYD-ZL-200 MJYS JL 150 MJYD-JL-300 MJYS-ZL-100 MJYD-ZL-100 MJYS-JL-75 MJYD-JL-150 MJYS-ZL 55 MJYS-JL 40	40	102	116	39	58	72	39	6.2

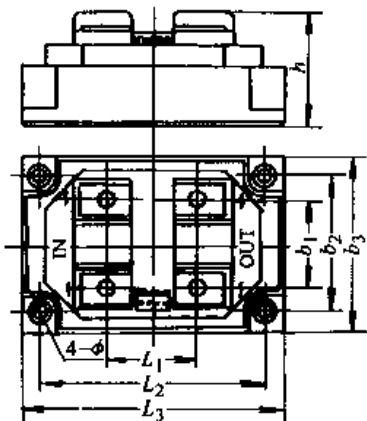


图 3-33 单相交流调压模块

3.5 电力晶体管 (GTR) 模块

GTR 模块诞生于 20 世纪 80 年代初期,经过近 20 年的发展,几乎遍布于所有变频类电力电子设备中,广泛应用于纺织、电力、电子、农业、交通、邮电、通信、煤炭、石油等领域,小到家用的空调器,大到几万瓦甚至兆瓦级的变频器,随处都可见到它的身影。据不完全统计,如今可以看到的 GTR 模块内部电路结构有图 3-34 及图 3-35 所示的 34 种,既有一单元、两单元,又有四单元及六单元等多种封装形式,内部电路有单管和两级、三级达林顿复合型,既有纯晶体管的单品种型,又有晶体管与快恢复续流二极管混合封装的混合型。GTR 模块以日本的研制最为发达,且以日本三菱电机公司产品规格最多,日本公司在我国的市场占有率最大,我国可以批量工业应用的 GTR 模块生产技

术还相对落后,两单元以上的模块生产量几乎为零,本节介绍 GTR 模块的内部电路结构及参数,限于篇幅 34 种中个别品种未列出详细电参数。

3.5.1 一单元封装的 GTR 模块

一单元封装的 GTR 模块有图 3-34a 所示的单管封装型,图 3-34b~e 所示的两级达林顿封装型,还有图 3-34f~h 所示的三级达林顿及图 3-34i 所示的四级达林顿封装型,并分内部带和不带快恢复续流二极管两大类。不带续流二极管的一单元 GTR 模块常用于直流斩波共基极电路的电力电子设备中。图 3-36 给出了上述一单元封装电路结构的 GTR 模块在斩波器系统中的应用电路图,图 3-36a 中的晶体管 V 可以为图 3-34a、c、d 中的任一种,由于负载为阻性,所以不需要续流二极管,图 3-36b、c 为图 3-34b、e~j 电路结构的 GTR 模块用于感性负载斩波器中的原理电路图,并联于负载两端的续流二极管 VD 需外配,图 3-36d 中所用 GTR 模块可为图 3-34b、e~i 所示电路结构中的任一种电路结构(该斩波器可用于阻性负载,亦可用于感性负载或容性负载)。

1. 单管低放大倍数一单元封装的 GTR 模块

表 3-87 给出日本三菱电机公司生产的图 3-34a 所示电路结构的 GTR 模块电性能参数。

2. 两级达林顿普通放大倍数带续流二极管的一单元封装的 GTR 模块

表 3-88 给出日本三菱电机公司生产的图 3-34b、c、e 所示电路结构的 GTR 模块电性能参数。

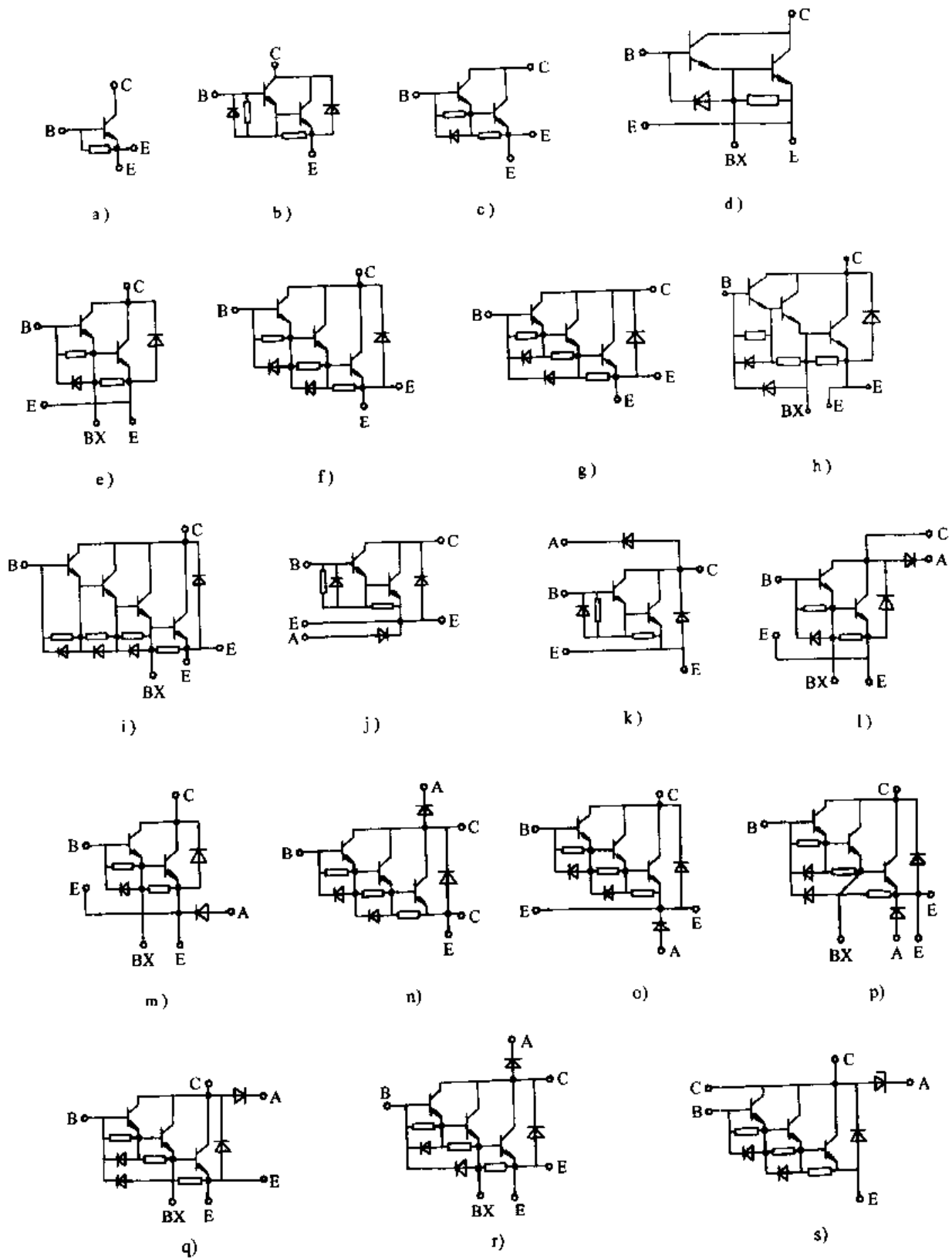


图 3-34 GTR 模块内部电路结构 (一)

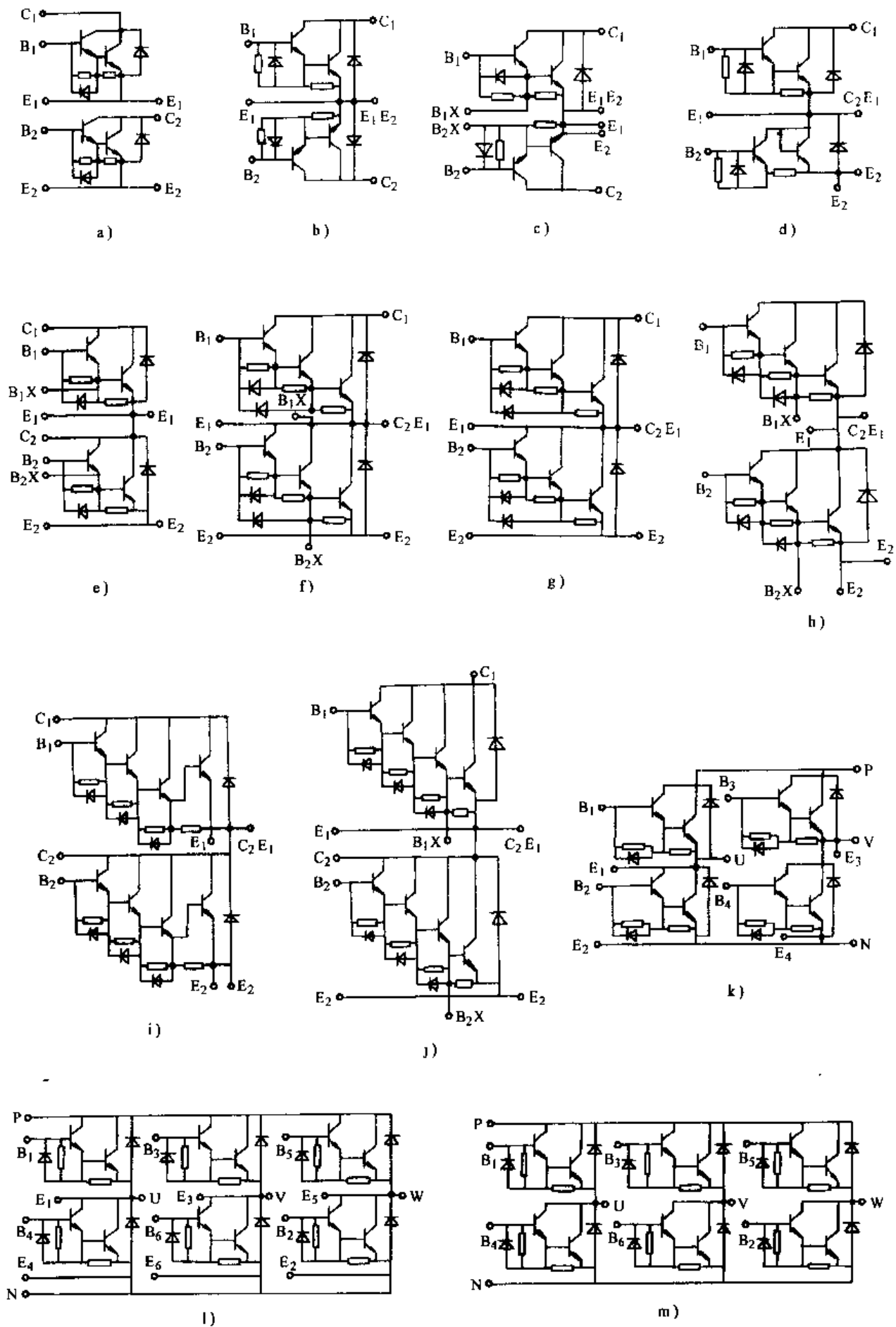


图 3-35 GTR 模块内部电路结构 (二)

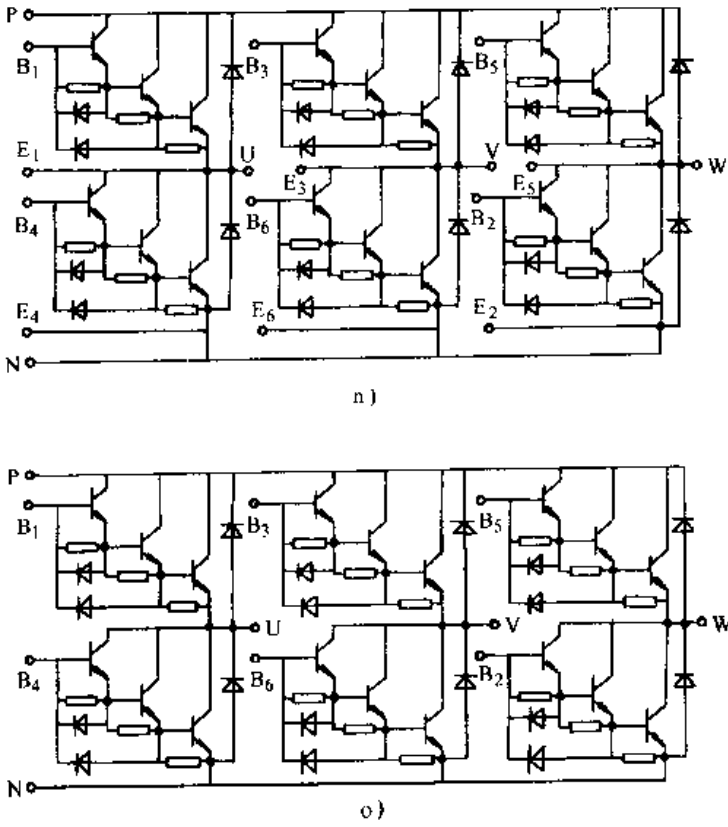


图 3-35 GTR 模块内部电路结构 (二) (续)

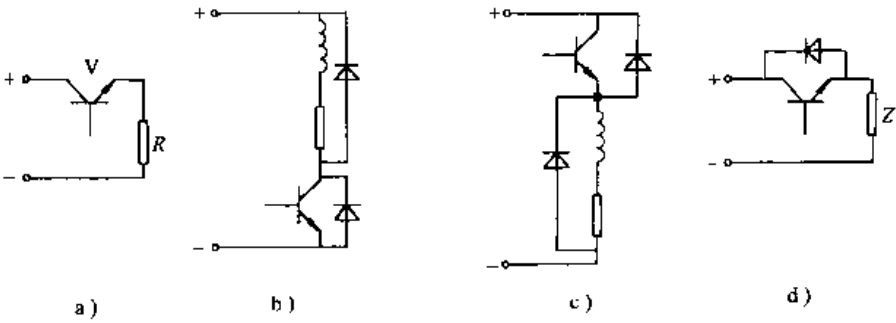


图 3-36 一单元 GTR 模块应用于斩波器系统

表 3-87 日本三菱电机公司生产的图 3-34a 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CB0} /V	I_C /A	开关时间/ μs		T_{jmax} /C	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	I_B /A	P_C /W	备 注
			t_{on}	t_{off}						
QM5HG 24	1200	5	1.0	4.8	150	5	1.0	2	100	非绝缘型
QM10HB-2H	1000	10	1.5	9	150	5	1.0	2	100	绝缘型
QM30HQ-24	1200	30	1.5	9	150	5	1.0	6	310	非绝缘型

3. 三级达林顿普通放大倍数一单元封装的 GTR 模块

表 3-89 给出日本三菱电机公司生产的图 3-34f、h 所示电路结构的 GTR 模块电性能参数, 表 3-90 给出日本东芝公司生产的图 3-34f、g 所示电路结构 GTR 模块, 表 3-91 给出各公司生产的这种 GTR 模块的型号对照。

4. 高放大倍数一单元封装 GTR 模块

高放大倍数 GTR 模块具有放大倍数高、对基极驱动电路功率要求小等优点, 在电力电子设备中得到了极为广泛的应用, 生产这种模块的公司并不多。表 3-92~表 3-94 分别给出日本三菱电机、富士电机、三社电机公司生产的这种模块的电性能参数, 表 3-95 给出各公司生产的这种模块的型号对照。

表 3-88 日本三菱电机公司生产的图 3-34b、c、e 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CEX} /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	I_C /A	h_{EF}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-V_{CE0}$ /V	$V_{iso(RMS)}$ /V	电路结构
QM100HC-M	350	100	3	420	150	100	100	2.0	2.0	13	1.5	非绝缘型	图 3-34b
QM15HA-H	600	15	0.9	100	150	15	50	2.0	1.5	10	1.5	2500	
QM30HA-H	600	30	1.8	250	150	30	75	2.0	1.5	15	1.85	2500	
QM50HA-H	600	50	3	310	150	50	75	2.0	1.5	15	1.75	2500	
QM75HA-H	600	75	4.5	350	150	75	75	2.0	2.5	15	1.85	2500	
QM100HY-H	600	100	6	620	150	100	75	2.0	2.0	15	1.75	2500	
QM150HY-H	600	150	9	690	150	150	75	2.0	2.5	15	1.8	2500	
QM30HC-2H	1600	30	8	310	150	30	75	2.5	4.0	8.0	1.5	非绝缘型	图 3-34c
QM200HC-M	350	200	6	830	150	200	100	2.0	2.0	13	1.5	非绝缘型	图 3-34e
QM300HC-M	350	300	10	1250	150	300	100	2.0	2.0	13	1.85	非绝缘型	
QM200HA-HK	600	200	12	1250	150	200	75	2.0	2.0	15	1.75	2500	
QM300HA-HK	600	300	18	1380	150	300	75	2.0	2.5	15	1.85	2500	

表 3-89 日本三菱电机公司生产的图 3-34f、h 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	晶体管部分									二极管参数		电路结构
	$V_{CEX(sus)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	h_{EF}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-I_C$ /A	$-V_{CE0}$ /V	
QM30HY-2H	1000	30	2	310	150	75	2.5	2.5	18	-30	1.8	图 3-34f
QM50HY-2H	1000	50	3	400	150	75	2.5	2.5	18	-50	1.8	
QM100HY-2H	1000	100	5	800	150	75	2.5	2.5	18	-100	1.8	
QM150HY-2H	1000	150	8	1000	150	75	2.5	3.0	18	-150	1.8	
QM200HA-2H	1000	200	10	1560	150	75	2.5	3.0	18	-200	1.8	图 3-34h
QM300HA-2H	1000	300	16	1980	150	75	2.5	3.0	18	-300	1.8	
QM400HA-2H	1000	400	20	3120	150	75	2.5	3.0	19	-400	1.8	
QM600HA-2HK	1000	600	30	3500	150	75	2.5	3.0	18	-600	1.8	
QM200HA-24	1000	200	10	1560	150	75	2.5	3.0	18	-200	1.8	
QM300HA-24	1000	300	16	1980	150	75	2.5	3.0	18	-300	1.8	
QM400HA-24	1000	400	16	3120	150	75	2.5	3.0	21	-400	1.8	
QM600HA-24K	1000	600	20	3500	150	75	2.5	3.0	19	-600	1.8	

表 3-90 图 3-33f、g 结构模块东芝公司产品主要电参数

型 号	V_{CBO}/V	I_C/A	电路结构	型 号	V_{CBO}/V	I_C/A	电路结构
MG25M1VBK1	1000	25	图 3-34f	MG200M1FK1	1000	200	图 3-34g
MG50MTBK1	1000	50		MG300M1FK1	1000	300	
MG75M1BK1	1000	75		MG200M1UK1	1000	200	
MG30MTBK1	1000	30		MG300M1UK1	1000	300	

表 3-91 各公司生产的图 3-34f、h 所示 GTR 模块型号对照

日本三菱电机公司	日本三社电机公司	日本东芝公司	备 注
QM5HG-24	无	无	日本富士电机公司,德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司,美国 IR 公司,英国 Mitel 公司均无此产品
QM10HB-24	无	无	
QM30HQ-24	无	无	
QM100HC-M ^①	无	无	
QM200HC-M ^①	SQD200A-60 ^②	无	
QM300HC-M ^①	SQD300A-60 ^②	无	
QM15HA-H	无	2SD314 ^③	
QM30HA-H	无	MG30G1BL3	
QM50HA-H	无	MG150G1BL3	
QM75HA-H	无	MG175G1BL3	
QM100HA-H	无	MG1100G1AL3	
QM150HA-H	无	无	
QM200HA-H	SQD200A-60	MG200H1FL1A	
QM300HA-H	SQD300A-60	MG300H1FL1	
无	无	MG400H1FL1	
QM30HY-2H	无	MG25M1BK1	
QM30HY-2H	无	MG30M1BK1	
QM50HY-2H	无	MG50M1BK1	
无	无	MG75M1BK1	
QM100HY-2H	无	无	
QM150HY-2H	无	无	
QM200HA-2H	无	MG200M1FK1	
QM300HA-2H	SQD300AA100 ^②	MG300M1FK1	
QM400HA-2H	SQD400AA100	无	
QM600HA-2H	无	无	
QM200HA-24	无	无	
QM300HA-24	SQD300AA120 ^②	无	
QM400HA-24	SQD400AA120	无	
QM600HA-24	无	无	
无	无	MG25M1VBK1	
无	无	MG50MTBK1	
无	无	MG75M1VBK1	
无	无	MG30MTBK1	

① 非绝缘型。

② SQD×××A-60 内部电路结构如图 3-34c 所示, SQD300AA-100 及 SQD300AA-120 内部电路结构如图 3-34h 所示。

表 3-92 日本三菱电机公司生产的图 3-34b、d、f、i、h 所示高放大倍数—单元封装 GTR 模块电性能参数

型 号	晶体管部分									二极管部分		电路结构
	$V_{CE(sus)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-I_C$ /A	$-V_{CEO}$ /V	
QM10HA-HB	600	10	1	83	150	250	2.0	1.5	12	10	1.5	图 3-34b
QM20HA-HB	600	20	1	160	150	250	2.0	1.5	14	20	1.5	
QM600HD M	350	600	15	2080	150	500	2.0	3.0	18	—	—	图 3-34d
QM30HA-HB	600	30	1.8	250	150	750	2.5	2.0	11	30	1.8	图 3-34f
QM50HA-HB	600	50	3	310	150	750	2.5	2.0	11	50	1.8	
QM300HA-HB	600	300	18	1560	150	750	2.5	2.5	12	300	1.8	图 3-34h
QM400HA-H	600	400	10	1500	150	750	2.5	3.0	13.5	400	1.8	
QM500HA-H	600	500	10	1780	150	750	2.5	3.0	13.5	500	1.8	
QM300HA-2HB	1000	300	16	1980	150	750	4.0	2.5	18	300	1.8	图 3-34i
QM400HA-2HB	1000	400	20	3120	150	750	4.0	2.5	18	400	1.8	
QM600HA-2HBK	1000	600	30	3500	150	750	4.0	2.5	18	600	1.8	
QM800HA-2HB	1000	800	40	5300	150	750	4.0	2.5	25	800	1.8	
QM1000HA-2HB	1000	1000	50	7000	150	750	4.0	2.5	27	1000	1.8	
QM300HA-24B	1200	300	16	1980	150	750	4.0	2.5	18	300	1.8	
QM400HA-24B	1200	400	20	3120	150	750	4.0	2.5	18	400	1.8	
QM600HA-24BK	1200	600	30	3500	150	750	4.0	2.5	18	600	1.8	
QM800HA-24B	1200	800	40	5300	150	750	4.0	2.5	25	800	1.8	
QM1000HA-24B	1200	1000	50	7000	150	750	4.0	2.5	27	1000	1.8	

表 3-93 日本富士电机公司生产的图 3-34b、i 所示高放大倍数—单元封装的 GTR

模块电性能参数 ($V_{IHO(RMS)} = 2500V$)

型 号	V_{CBO} /V	$V_{CEO(sus)}$ /V	I_C /A	P_C /W	h_{FE} (min)	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	电路结构
1DI30MA-050	600	450	30	200	750	2.5	3.0	11.0	图 3-34b
1DI30MA-050	600	450	50	310	750	2.5	3.0	11.0	
1DI200MA-050	600	450	200	1000	2000	2.5	3.0	11.0	图 3-34i
1DI300MA-050	600	450	300	1380	3000	2.5	5.5	10.0	
1DI400MA-050	600	450	400	1500	2000	2.5	8.5	10.0	
1DI200M-120	1200	1200	200	1400	1000	4.0	18	18	
1DI300M-120	1200	1200	300	2000	1500	4.0	18	18	

表 3-94 日本三社电机公司生产的图 3-34h 所示高放大倍数一单元封装的 GTR
模块电性能参数 ($V_{\text{BO(RMS)}}=2500\text{V}$)

型 号	V_{CEO} /V	I_{C} /A	t_{on} / μs	t_{off} / μs	t_{EP} (min)	$V_{\text{CE(sat)}}$ /V(max)	I_{CEO} /mA (max)	R_{thJC} / ($^{\circ}\text{C/W}$)	$V_{\text{BF(sat)}}$ /V(max)	电路结构
SQD300BA	600	300	2	10	750	2.5	3	0.09	3	图 3-34h
SQD400BA	600	400	2	10	750	2.5	4	0.083	3	

表 3-95 一单元封装高放大倍数模块各公司产品互换表

日本三菱电机公司	日本富士电机公司	日本三社电机公司	日本东芝公司	备 注
QM10HA-HB	无	无	无	德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司,美国 IR 公司,英国 eupec 公司均无此产品
QM20HA-HB	无	无	无	
QM30HA-HB	1DI30M-050	无	无	
QM50HA-HB	1DI50M-050	无	无	
无	1DI200M-050	无	无	
QM300HA-HB	1DI300M-050	SQD300BA60	MG300H1UL1	
QM400HA-H	1DI400M-050	SQD400BA60	MG400H1UL1	
QM500HA-H	无	无	无	
QM300HA-2HB	无	无	MG300M1UK2	
QM400HA-2HB	无	无	无	
QM600HA-2HB	无	无	无	
QM800HA-2HB	无	无	无	
QM1000HA-2HB	无	无	无	
无	1DI200M-120	无	MG200Q1UK1	
QM300HA-24B	1DI300M-120	无	MG300Q1UK1	
QM600HA-24B	无	无	无	
QM800HA-24B	无	无	无	
QM1000HA-24B	无	无	无	
QM600HD-M	无	无	无	

3.5.2 专为斩波器应用设计的 GTR 模块

斩波器是直流调速、开关电源等电力电子设备中常用的方案,由于这类设备负载多为感性,为使负载续流电流顺利的流通,常需要将给负载续流的二极管与晶体管串联,为此各电力半导体器件公司专门开发了斩波器用 GTR 模块,其内部电路结构有图 3-34j~s 所示的 10 种,现分别介绍其电性能参数和各公司产品型号对照。

1. 两级达林顿的斩波器用 GTR 模块

这种封装的 GTR 模块有图 3-34j~m4 种结构,表 3-96 给出日本三菱公司生产的这类模块的电性能参数,表 3-97 给出各公司生产这类模块型号对照。

2. 三级达林顿的斩波器用 GTR 模块

这类模块内部的电路结构有图 3-34n~s 所示的 6 种。以日本三菱电机公司生产的规格相对较全。表 3-98 给出日本三菱电机公司生产的这类模块的电性能参数,表 3-99 给出日本富士电机生产的这类模块的电性能参数(其他公司均不生产这类模块)。

表 3-96 日本三菱公司生产的图 3-34j~m 斩波器用 GTR 模块电性能参数 ($V_{150(RMS)} = 2500V$)

型 号	晶体管部分									二极管部分		电路结构
	$V_{CEX(sus)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-I_C$ /A	$-V_{FM}$ /V	
QM30E2Y-H	600	30	1.8	250	150	75	1.5	1.5	15	30	1.5	图 3-34j
QM50E2Y-H	600	50	3	310	150	75	1.5	1.5	15	50	1.5	
QM75E2Y-H	600	75	4.5	350	150	75	2.5	2.5	15	75	1.5	
QM30E3Y-H	1000	30	2	310	150	75	2.5	2.5	18	30	1.5	图 3-34k
QM50E3Y-H	1000	50	3	400	150	75	2.5	2.5	18	50	1.5	
QM75E3Y-H	1000	75	4	500	150	75	2.5	2.5	18	75	1.5	
QM100E3Y-HK	1000	100	5	800	150	75	3.0	3.0	18	100	1.5	图 3-34l
QM150E3Y-HK	1000	150	8	1000	150	75	3.0	3.0	18	150	1.5	
QM100E2Y-HK	600	100	6	620	150	75	2.0	2.0	15	100	1.5	图 3-34m
QM150E2Y-HK	600	150	9	690	150	75	2.5	2.5	15	150	1.5	

表 3-97 各公司生产的图 3-34j~m 斩波器用 GTR 模块型号对照

日本三菱电机公司	日本富士电机公司	日本东芝公司	备 注
QM30E2Y-H	无	无	日本三社电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
QM50E2Y-H	无	无	
QM75E2Y-H	无	无	
QM100E2Y-HK	无	MG100G1JL1	
QM150E2Y-HK	无	无	
无	1DI200K-055	无	
QM30E3Y-H	无	无	
QM50E3Y-H	无	无	
QM75E3Y-H	无	无	
QM100E3Y-HK	无	无	
QM150E3Y-HK	无	无	

表 3-98 日本三菱电机公司生产的三级达林顿的斩波器用 GTR 模块电性能参数

型 号	晶体管部分最大参数									二极管部分		电路结构
	$V_{CEX(sus)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-I_C$ /A	V_{FM} /V	
QM30E3Y-2H	1000	30	2	310	150	75	2.5	2.5	18	30	1.5	图 3-34n
QM50E3Y-2H	1000	50	3	400	150	75	2.5	2.5	18	50	1.5	
QM75E3Y-2H	1000	75	4	500	150	75	2.5	2.5	18	75	1.5	
QM30E2Y-2H	1000	30	2	310	150	75	2.5	2.5	18	30	1.5	图 3-34o
QM50E2Y-2H	1000	50	3	400	150	75	2.5	2.5	18	50	1.5	
QM75E2Y-2H	1000	75	4	500	150	75	2.5	2.5	18	75	1.5	
QM100E2Y-2HK	1000	100	5	800	150	75	2.5	3.0	18	100	1.5	图 3-34p
QM150E2Y-2HK	1000	150	8	1000	150	75	2.5	3.0	18	150	1.5	
QM100E3Y-2H	1000	100	5	800	150	75	2.5	3.0	18	100	1.5	图 3-34r
QM150E3Y-2H	1000	150	8	1000	150	75	2.5	3.0	18	150	1.5	

表 3-99 日本富士电机公司生产的三级达林顿的斩波器用 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CB0} /V	$V_{CEX(sus)}$ /V	I_C /A	P_C /W	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} / μs	t_s / μs	t_f / μs
1DI75E-100	1000	1000	75	500	100	5.0	2.5	15.0	3.0
1DI75F-100	1000	1000	75	350	100	5.0	2.5	15.0	3.0
1DI75E-120	1200	1200	75	500	70	5.0	3.0	15.0	3.0
1DI75F-120	1200	1200	75	500	70	5.0	3.0	15.0	3.0

3.5.3 带有齐纳二极管的三级达林顿 GTR 模块

这类模块在 GTR 模块的集电极上串联了一个稳压

管,其内部电路结构如图 3-34s 所示,主要用于不间断电源等领域。在已看到的产品样本中,日本富士电机公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。表 3-100 给出了日本富士电机公司生产的这类产品的电性能参数。

表 3-100 日本富士电机公司生产的图 3-34s 所示电路结构的 GTR 模块电性能参数

型 号	$V_{CB0(sus)}$ /V	$V_{CE0(sus)}$ /V	I_C /A	P_C /W	h_{FE}	$-I_C$ /A	V_{CE} /V	t_{on} / μs	t_{off} / μs	t_f / μs
1DI300MN-050	600	450	300	1380	3000	300	2.5	5.5	8.0	2.0
1DI400MN-050	600	450	400	1500	2000	400	2.5	8.5	8.0	2.0
1DI400MP-050	600	450	400	1500	2000	400	2.5	8.5	8.0	2.0
1DI300MN-120	1200	900	300	2000	1500	300	4.0	7.0	15.0	2.0
1DI300MP-120	1200	900	300	2000	1500	300	4.0	7.0	15.0	2.0
1DI400MN-120	1200	900	400	3000	2000	400	4.0	3.0	15.0	2.0
1DI400MP-120	1200	900	400	3000	2000	400	4.0	3.0	15.0	2.0
1DI200ZN-120	1200	1200 ^①	200	1400	100	200	5.0	3.0	15.0	2.0
1DI200ZP-120	1200	1200 ^①	200	1400	100	200	5.0	3.0	15.0	2.0
1DI300ZN-120	1200	1200 ^①	300	2000	100	300	5.0	3.0	15.0	2.0
1DI300ZP-120	1200	1200 ^①	300	2000	100	300	5.0	3.0	15.0	2.0

① 为 $V_{CEX(sus)}$ 值。

3.5.4 两单元封装的 GTR 模块

两单元封装的 GTR 模块有图 3-35a~j 所示的 10 种电路结构形式。一般图 3-35a~c、e~i 8 种结构多用于主功率器件为 GTR 的变频电源(如交流调速、UPS、DC/AC 电源等电力电子设备)中,而图 3-35c、b 可用

于单相推挽互补输出的变频电源系统中,这种电力电子设备一般与具有中间抽头的开关变压器配套使用。

1. 普通放大倍数两单元封装的 GTR 模块

表 3-101 给出日本三社电机公司生产的图 3-35a 所示电路结构的两单元封装 GTR 模块的电性能参数,表 3-102 给出各公司生产的这类模块的型号对照。

表 3-101 日本三社电机公司生产的图 3-35a 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CB0} /V	I_C /A	开关时间/ μs			h_{FE} (min)	$V_{CE(sat)}$ /V (max)	$V_{BE(sat)}$ /V (max)	I_{CB0} /mA (max)	T_1 /°C	$V_{iso(RMS)}$ /V	$R_{th\theta/}$ (K/W)
			t_{on}	t_s	t_f							
QBB100A	400,600	100	2	12	3	75	2	2.5	1	150	2500	0.2
QBB150A	400,600	150	2	12	3	75	2	2.5	1	150	2500	0.18

表 3-102 各公司生产两个独立达林顿封装功率晶体管（带续流二极管）模块的电参数互换表。

表 3-102 各公司生产的图 3-35a 所示 GTR 模块型号对照

日本三社电机公司	日本东芝公司	备 注
无	MG30G2DL1	日本富士电机、三菱电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
无	MG50G2DL1	
无	MG75G2DL1	
无	MG75G2DL2	
QBB100A40	MG100G2DL1	
QBB100A60	MG100H2DL2	
QBB150A40	MG150G2DL1	
QBB150A60	MG150H2DL1	

表 3-103 给出日本三菱电机公司生产的图 3-35b、c 所示电路结构的两单元封装 GTR 模块的电性能参

数。至今看到的样本中，仅日本三菱电机公司生产这类模块。该模块可用于互补推挽输出的电力电子设备中。

表 3-104 和表 3-105 分别给出日本三社电机公司生产的图 3-35d 和 e、f 所示电路结构的两单元封装 GTR 模块电性能参数。表 3-106 给出各公司生产的这类模块型号对照。

2. 高放大倍数两单元封装的 GTR 模块

高放大倍数的 GTR 模块有一单元及双单元两种封装形式，高放大倍数一单元封装 GTR 模块的参数已在表 3-92~表 3-94 中列出，高放大倍数两单元封装的 GTR 模块其内部电路结构有图 3-35f~i 所示的 4 种类型。表 3-107 给出日本三菱电机公司生产的高放大倍数两单元封装 GTR 模块的电性能参数，表 3-108 给出各公司生产的此类模块的型号对照。应注意的是，日本三社电机公司生产的此类模块内部电路结构如图 3-35f、g 所示。

表 3-103 日本三菱电机公司生产的图 3-35b、c 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	晶体管部分									二极管部分		电路结构
	V_{CE0} /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_j /C	h_{FE} (min)	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-I_C$ /A	$-V_{CE0}$ /V	
QM30CY-H	600	30	1.8	250	-40~+150	75	2.0	1.5	14	30	1.85	图 3-35b
QM50CY-H	600	50	3	310			2.0	1.5	15	50	1.75	
QM75CY-H	600	75	4.6	350			2.0	2.5	15	75	1.85	
QM100CY-H	600	100	6	620			2.0	2.0	15	100	1.75	图 3-35c
QM150CY-H	600	150	9	690			2.0	2.0	15	150	1.85	

表 3-104 日本三社电机公司生产的图 3-35d 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CE0} /V	I_C /A	开关时间/μs			h_{FE} (min)	$V_{CE(sat)}/V$ (max)	I_{CBO}/mA (max)	T_j /C	$V_{iso(RMS)}$ /V	$R_{thjc}/$ (K/W)
			t_{on}	t_s	t_f						
QCB30A	400,600	30	1	12	2	75	2	2.5	150	2500	0.5
QCB50A	400,600	50	1	12	2	75	2	2.5	150	2500	0.4
QCB75A	400,600	75	1	12	3	75	2	2.5	150	2500	0.35

表 3-105 日本三社电机公司生产的图 3-35e、f 所示 GTR 模块电性能参数

型 号	V_{CE0} /V	I_C /A	开关时间/μs			h_{FE} (min)	$V_{CE(sat)}/V$ (max)	I_{CBO}/mA (max)	T_j /C	$V_{iso(RMS)}$ /V	$R_{thjc}/$ (K/W)	电路结构
			t_{on}	t_s	t_f							
QCA100A	400,600	100	2	12	3	75	2	2.5	150	2500	0.2	图 3-35e
QCA150A	400,600	150	2	12	3	75	2	2.5	150	2500	0.18	
QCA200A	400,600	200	2	12	3	75	2	2.5	150	2500	0.10	
QCA100AA	1000,1200	100	3	15	3	75	2.5/3	2	150	2500	0.155	图 3-35f
QCA150AA	1000,1200	150	3	15	3	75	2.5/3	1/2	150	2500	0.125	
QCA200AA	1000,1200	100	3	15	3	75	2.5/3	2/4	150	2500	0.09	

表 3-106 各公司生产的普通放大倍数两单元封装的 GTR 模块型号对照

日本三社电机公司	日本三菱电机公司	日本富士电机公司	日本东芝公司	备 注
无	QM15DX H	无	无	1. 德国西门康、西 门子、IXYS、eupec 公 司、美国 IR 公司、英 国 MiteI 公司均无此 产品 2. 最后一行产品的 $V_{CEX}=1400V$
无	QM20DX-H	无	无	
QCB30B60	QM30DY H	无	MG30G2CL3	
QCB50B60	QM50DY-H	无	MG50G2CL3	
QCB75B60	QM75DY-H	无	MG75G2CL1	
QCA100A50	QM100DY HK	无	MG100G2CL1	
QCA150A50	QM150DY-HK	无	MG150H2CL1	
QCA200A50	QM200DY HK	无	MG200H2CK1	
无	QM15DX 2H	无	无	
无	QM30DY 2H	2DI30Z-100	MG25M2CK2	
QCA50AA100	QM50DY 2H	2DI50Z-100	MG50M2CK2	
QCA75AA100	QM75DY-2H	2DI75Z-100	MG75M2CK1	
QCA100AA100	QM100DY-2HK	2DI100Z-100	MG100M2CK1	
QCA150AA100	QM150DY-2HK	2DI150Z-100	MG150M2CK1	
QCA200AA100	QM200DY-2H	无	无	
无	QM300DY 2H	无	无	
无	QM15DX 24	无	无	
无	QM30DY-24	2DI30Z-120	无	
QCA50AA120	QM50DY 24	2DI50Z-120	MG50Q2YK1	
QCA75AA120	QM75DY 24	2DI75Z-120	MG75Q2YK1	
QCA100AA120	QM100DY 24K	2DI100Z-120	MG100Q2YK1	
QCA150AA120	QM150DY-24K	2DI150Z-120	MG150Q2YK1	
QCA200AA120	QM200DY 24	无	无	
无	QM300DY 24	无	无	
无	QM40DY-3H	2DI50Z-140	MG40SYK1	
无	QM80DY 3H	2DI75Z-140	MG80S2YK1	
无	QM150DY-3H	2DI100Z-140	无	

表 3-107 日本三菱电机公司生产的图 3-35g、i、j 所示高放大倍
数两单元封装的 GTR 模块电性能参数

型 号	晶体管部分									二极管部分		电路结构
	P_c /W	$V_{CEX(max)}$ /V	I_B /A	I_C /A	T_j /°C	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	I_F /A	$-V_{CE}$ /V	
QM30DY HB	250	600	1.8	30	150	750	2.5	2.5	12	30	1.8	图 3-35g
QM50DY-HB	310	600	3	50	150	750	2.5	2.0	11	50	1.8	
QM75DY-HB	350	600	4.5	75	150	750	2.5	2.0	11	75	1.8	
QM50DY-2HB	400	1000	3	50	150	750	4.0	2.5	18	50	1.8	图 3-35i
QM75DY-2HB	500	1000	4	75	150	750	4.0	2.5	18	75	1.8	
QM50DY-24B	400	1200	3	50	150	750	4.0	2.5	15	50	1.8	
QM75DY-24B	500	1200	4	75	150	750	4.0	2.5	18	75	1.8	

(续)

型 号	晶体管部分									二极管部分		电路结构
	P_{C} /W	$V_{\text{CE(sus)}}$ /V	I_{B} /A	I_{C} /A	T /°C	h_{FE}	$V_{\text{CE(sat)}}$ /V	t_{on} μs	t_{off} /μs	$-I_{\text{C}}$ /A	V_{CE} /V	
QM100DY-HBK	620	600	6	100	150	750	2.5	2.5	12	100	1.8	图 3 35j
QM150DY-HBK	690	600	9	150	150	750	2.5	2.5	12	150	1.8	
QM200DY-HB	1240	600	12	200	150	750	2.5	2.5	12	200	1.8	
QM300DY-HB	1380	600	18	300	150	750	2.5	2.5	12	300	1.8	
QM100DY-2HBK	800	1000	5	100	150	750	4.0	2.5	18	100	1.8	
QM150DY-2HBK	1000	1000	8	150	150	750	4.0	3.0	18	150	1.8	
QM200DY-2HB	1560	1000	10	200	150	750	4.0	2.5	18	200	1.8	
QM300DY-2HB	1980	1000	16	300	150	750	4.0	2.5	18	300	1.8	
QM100DY-24BK	800	1200	5	100	150	750	4.0	2.5	18	100	1.8	
QM150DY-24BK	1000	1200	8	150	150	750	4.0	2.5	18	150	1.8	
QM200DY-24B	1560	1200	10	200	150	750	4.0	2.5	18	200	1.8	
QM300DY-24B	1980	1200	16	300	150	750	4.0	2.5	18	300	1.8	

表 3-108 各公司生产的高放大倍数两单元封装的 GTR 模块型号对照

日本三菱电机公司	日本三社电机公司	日本富士电机公司	备 注
QM30DY-HB	无	2DI30M-050	日本东芝公司,德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司,美国 IR 公司,英国 Mitel 公司均无此产品
QM50DY-HB	无	2DI50M-050	
QM75DY-HB	QCA75BA ^①	2DI75M-050	
QM100DY-HBK	QCA100BA ^②	2DI100M-050	
QM150DY-HBK	QCA150BA ^②	2DI150M-050	
QM200DY-HB	QCA200BA ^②	2DI200M-050	
QM300DY-HB	QCA300BA ^②	无	
QM50DY-2HB	无	无	
QM75DY-2HB	无	无	
QM100DY-2HBK	无	无	
QM150DY-2HBK	无	无	
QM200DY-2HB	无	无	
QM300DY-2HB	无	无	
QM50DY-24B	无	2DI50M-120	
QM75DY-24B	无	2DI75M-120	
QM100DY-24BK	无	2DI100M-120	
QM150DY-24BK	无	2DI150M-120	
QM200DY-24B	无	2DI200M-120	
QM300DY-24B	无	2DI300M-120	

① 内部电路结构如图 3-35g 所示。

② 内部电路结构如图 3 35f 所示。

3.5.5 四单元封装的 GTR 模块

这类模块的内部结构如图 3-35k 所示，一般用于单相桥式 GTR 变频系统中。在看到的样本中，仅日本东芝公司生产这种模块。日本三菱电机公司因样本《MITSUBISHI SEMICONDUCTORS '96 GENERAL CATALOG》的印刷错误而把六单元 GTR 模块中一部分误印为四单元 GTR 模块，这一点提醒读者注意。

表 3-109 日本东芝公司生产的图 3-35k 所示普通放大倍数四单元封装 GTR 模块主要电性能参数

型 号	晶体管部分		二极管部分
	$V_{CE(sat)}/V$	I_C/A	$-I_C/A$
MG15G4GL1	150	15	15
MG20G4GL1	450	20	20

表 3-109 给出日本东芝公司生产的这类模块的主要电性能参数。

3.5.6 六单元封装的 GTR 模块

这类封装的晶体管模块有图 3-35l、m、n、o 4 种类型。从放大倍数来讲，有普通放大倍数和高放大倍数两种形式。

1. 普通放大倍数的六单元封装 GTR 模块

表 3-110 给出日本三菱电机公司生产的普通放大倍数六单元封装的 GTR 模块电性能参数。表 3-111 给出各公司生产的这种模块的型号对照。

2. 高放大倍数六单元封装的 GTR 模块

日本三菱电机公司生产这类模块的内部电路结构如图 1、n、o 所示。表 3-112 给出日本三菱电机公司生产这类模块的电性能参数，表 3-113 给出各公司生产这类模块的型号对照。

表 3-110 日本三菱电机公司生产的普通放大倍数六单元封装的 GTR 模块电性能参数

型 号	最大额定					电特性参数						电路结构
	晶体管部分					整流二极 管部分	晶体管部分				整流二极 管部分	
	$V_{CE(sat)}/V$	I_C/A	I_B/A	P_C/W	$T_J/^\circ C$	I_C/A	h_{FE}	$V_{CE(sat)}/V$	$t_{on}/\mu s$	$t_{off}/\mu s$	V_{CE0}/V	
QM10TE-H	600	10	1	83	150	10	75	2.0	1.5	12.5	1.5	图 3-35l
QM15TD-H	600	15	1	83	150	15	75	2.0	1.5	13	1.5	
QM15TD-9	450	15	1	83	150	15	75	2.0	1.5	12	1.5	
QM20TD-9	450	20	1	100	150	20	75	2.0	1.5	12	1.5	
QM20TD-H	600	20	1	76	150	20	75	2.0	1.5	14	1.5	
QM30TX-H	600	30	1.8	250	150	30	75	2.0	1.5	15	1.85	图 3-35m
QM50TX-H	600	50	3	310	150	50	75	2.0	1.5	15	1.75	
QM75TX-H	600	75	4.5	350	150	75	75	2.0	1.5	15	1.85	
QM100TX1-H	600	100	4.5	400	150	100	80	2.0	2.0	16	1.70	
QM15TB-2H	1000	15	1	150	150	15	75	2.5	2.5	18	1.8	图 3-35o
QM30TB-2H	1000	30	2	310	150	30	75	2.5	2.5	18	1.8	
QM50TB-2H	1000	50	3	400	150	50	75	2.5	2.5	18	1.8	
QM15TB-24	1200	15	1	150	150	15	75	3.0	2.5	18	1.8	
QM30TB-24	1200	30	2	310	150	30	75	3.0	2.5	18	1.8	
QM50TB-24	1200	50	3	400	150	50	75	3.0	2.5	18	1.8	

表 3-111 各公司生产的普通放大倍数六单元封装的 GTR 模块型号对照

日本三菱电机公司	日本三社电机公司 ^①	日本富士电机公司 ^②	日本东芝公司	备 注
QM10TE-H	无	6DI10A-050	MG10G6EL2	德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司，美国 IR 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
QM15TD-H	QF15AA60	6DI15A-050	MG15G6EL1	
QM15TD-9	无	6DI15S-050	MG15H6EL1	
QM20TD-9	无	6DI20MS-050	MG20G6EL1	

(续)

日本三菱电机公司	日本三社电机公司 ¹	日本富士电机公司 ¹	日本东芝公司	备 注
QM20TD-H	QF20AA60	6DI20C-050	MG20G6EL1	德国西门康、西门子、IXYS、eupac 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
QM30TX H	QF30AA60	6DI30A-050	MG30G6EL1	
QM50TX H	QF50AA60	6DI50A-050	MG50G6EL1	
QM75TX H	无	6DI75A-050	MG75G6EL1	
QM100TX H	无	6DI100A-050	无	
QM15TB-2H	无	无	无	
QM30TB-2H	无	无	无	
QM50TB 2H	无	无	无	
无	无	无	MG10Q6EK1	
QM15TB-24	无	6DI15A-120	无	
无	无	无	MG20Q6EK1	
QM30TB-24	无	6DI30Z-120	无	
QM50TB-24	无	6DI50Z-120	无	

① 富士电机和三社电机公司的 $V_{CEX(max)}$ 为 450V, 故富士电机和三社电机公司产品的电压比三菱电机公司产品的低。

表 3-112 三菱电机公司生产的高放大倍数六单元封装 GTR 模块电性能参数

型 号	最大额定						电参数					电路结构
	晶体管部分					二极管部分	晶体管部分				二极管部分	
	$V_{CEX(max)}$ /V	I_C /A	I_B /A	P_C /W	T_J /°C	$-I_C$ /A	t_{FF} (min)	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-V_{CEO}$ /V	
QM10TE-HB	600	10	1	74	150	10	250	2.0	1.5	2	1.5	图 3-35l
QM15TD-HB	600	15	1	76	150	15	250	2.0	1.5	2	1.5	
QM20TD-HB	600	20	1	83	150	20	250	2.0	1.5	4	1.5	
QM20TG-9B	450	20	1	100	150	20	250	2.0	1.5	2	1.5	
QM20TD 9B	450	20	1	76	150	20	250	2.0	2.0	12	1.5	
QM30TF-HB	600	30	1.8	250	150	30	750	2.5	2.0	11	1.8	图 3-35n
QM50TF-HB	600	50	3	310	150	30	250	2.5	2.0	11	1.8	
QM75TF-HB	600	75	4.5	350	150	50	750	2.5	2.0	11	1.8	
QM100TF-HB	600	100	6	620	150	50	250	2.5	2.5	12	1.8	
QM15TB-2HB	1000	15	1	150	150	15	250	3.0	2.0	13	1.8	
QM30TB 2HB	1000	30	2	310	150	30	750	4.0	2.5	18	1.8	
QM50TB-2HB	1000	50	3	400	150	50	750	4.0	2.5	18	1.8	
QM15TB-24B	1200	15	1	150	150	15	250	3.0	2.0	13	1.5	
QM30TB-24B	1200	30	2	310	150	30	750	4.0	2.5	18	1.8	
QM50TB-24B	1200	50	3	400	150	50	750	4.0	2.5	18	1.8	
QM30TX-HB	600	30	1.8	250	150	75	250	2.5	2.0	11	1.8	图 3-35o
QM50TX-HB	600	50	3	310	150	75	750	2.5	2.0	11	1.8	
QM75TX-HB	600	75	4.5	350	150	100	750	2.5	2.0	11	1.8	
QM100TX1-HB	600	100	4.5	350	150	100	750	2.5	2.0	11	1.8	

表 3-113 各公司生产的高放大倍数六单元封装 GTR 模块型号对照

日本三菱电机公司	日本富士电机公司 ¹⁾	日本东芝公司	备 注
QM10TE-HB	无	无	日本一社电机公司, 德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司, 美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
QM15TD-HB	6DI15MS-050 ¹⁾	无	
QM20TG-5B	6DI20MS-050 ²⁾	无	
QM20TD-5B	6DI20MS-050 ²⁾	无	
QM20TD-HB	6DI20MS-050 ²⁾	无	
QM30TF-HB	6DI30MA-050	无	
QM30TX-HB	6DI30M-050	无	
QM50TF-HB	6DI50M-050	无	
QM50TX-HB	6DI50MA-050	无	
QM75TF-HB	6DI75M-050	无	
QM75TX-HB	6DI75MA-050	无	
QM100TF-HB	6DI100M-050	无	
QM100TX1-HB	6DI100MA-050	无	
QM15TB-2HB	无	无	
QM30TB-2HB	无	无	
QM50TB-2HB	无	无	
无	无	MG10Q6EK1	
QM15TB-24B	6DI15M-120	MG15N6EK1	
无	无	MG25N6EK1	
QM30TB-24B	6DI30M-120	无	
QM50TB-24B	6DI50M-120	无	

1) 富士电机公司产品的电压 $V_{CEX(50S)}$ 为 450V, 所以三菱电机公司产品可代用富士电机公司产品, 而富士电机公司产品的电压比三菱电机公司产品的低。

2) 富士电机公司产品的放大倍数为 150, 三菱电机公司产品的放大倍数为 250。

3.5.7 GTR 模块的应用技术

1. GTR 模块的选用及配套

GTR 模块的选用, 常根据电动机功率、逆变器容量来确定。表 3-114 以日本三菱电机公司及美国 MOTROLA 公司产品为例, 给出变频调速中应用的 GTR 模块容量和型号与电动机功率配套表。

2. GTR 模块驱动电路设计

GTR 模块驱动电路设计按导通与通态、截止与关断两种情况来考虑。

(1) 导通与通态

1) h_{FE} 和基极电流: GTR 模块的基极电流一般由直流电流增益 h_{FE} 来决定。资料中给出的 h_{FE} 常常是在一定的 I_C 、 V_{CE} 和 T_j 条件下给出的, 因此不能单看 h_{FE} 的标称值。图 3-37a 是 QM50DY-H 的 h_{FE} 与 I_C 关系

图。图 3-37b 为 MJ50BK100 的 h_{FE} 与 I_C 关系图。从图中可见, h_{FE} 值在集电极电流接近标称值 (50A) 处突然下降, 且 T_j 增大, h_{FE} 变小。从图 3-37a 可见, QM50DY-H 在 $I_C=50A$ 处 (典型的开关应用), 当 $V_{CE}=2V$ 、 $T_j=25^{\circ}C$ 时, $h_{FE}=250$; 当 $V_{CE}=2V$ 、 $T_j=125^{\circ}C$ 时, $h_{FE}=200$, h_{FE} 减少了 20% 左右。由于器件一般在 $100\sim 120^{\circ}C$ 的结温下使用, 考虑到温度条件, 则 h_{FE} 应取比标称值低 20%~30% 的数值。

有些 GTR 模块的 h_{FE} 是在 $V_{CE}=5V$ 时测得的, 如图 3-37a 所示。在开关应用中, 为了减少功率损耗, V_{CE} 应尽可能小。 V_{CE} 小, 则 h_{FE} 小。从图 3-37a 可见, 当 $I_C=50A$ 、 $T_j=25^{\circ}C$ 、 $V_{CE}=5V$ 时, $h_{FE}=350$; 当 I_C 和 T_j 不变, 而 $V_{CE}=2V$ 时, $h_{FE}=250$, h_{FE} 减少约 35%。考虑到 V_{CE} 饱和电压和温度的关系, 基极电流 I_B 可按下式取值:

表 3-114 GTR 模块与电动机配套表

电动机功率/kW	逆变器容量/kVA	模块型号	规格	每台机需模块数/块
3	4	MJ25BX-100	25A, 1000V, 两单元	3
3.7	5	QM30DY-2H	30A, 1000V, 两单元	3
5.5	7.5	MJ50BX-100	50A, 1000V, 两单元	3
11	15	MJ75BX-100	75A, 1000V, 两单元	3
15	20	MJ100BX-100	100A, 1000V, 两单元	3
22	30	MJ150BX-100	150A, 1000V, 两单元	3
30	40	MJ200BX-100	200A, 1000V, 两单元	6
37	50	MJ300BX-100	300A, 1000V, 一单元	6
60	80	QM400HA-2H	400A, 1000V, 一单元	6
75	100	QM600HA-2H	600A, 1000V, 一单元	6
150	200	QM600HA-2H×2P×6	600A, 1000V, 并联	12

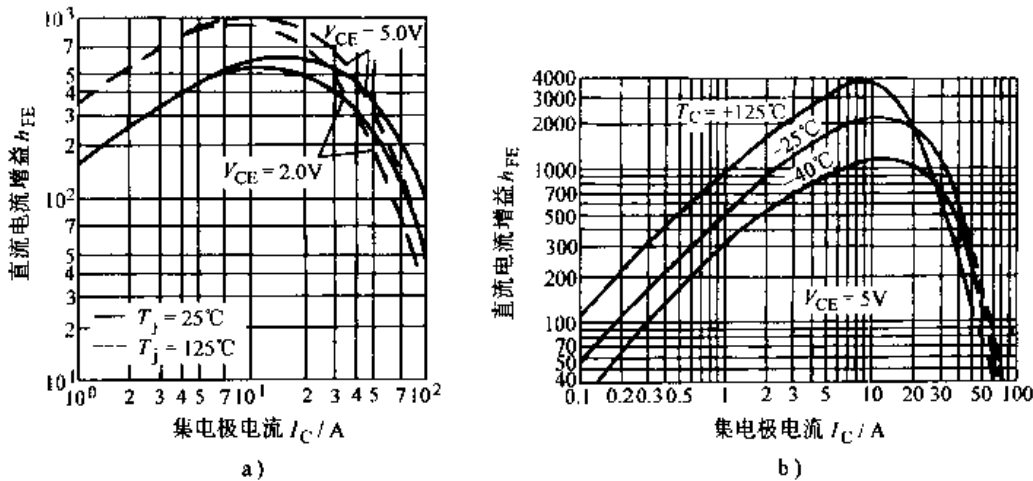


图 3-37 GTR 模块直流电流增益 h_{FE} 与集电极电流 I_C 的关系

$$I_B > 1.5 I_{Cmax} / h_{FE}$$

2) $V_{CE(sat)}$ 和基极电流：前面已介绍了如何根据 GTR 的直流电流增益来确定基极电流。作为一个理想的开关器件应尽量减少功率损耗（减小 GTR 的 C-E 极间的饱和压降），以便控制更大的集电极电流。图 3-38 示出了 GTR 模块的输出特性。当 $I_C \leq 30A$ 时， $V_{CE(sat)}$ 与基极电流 I_B 无关，而与集电极电流 I_C 密切相关，换言之，基极电流应尽可能大，以便接通或关断大电流。

但是，大电流流过基极会造成电路过饱和，这样就增大了关断时间，反而减小了安全工作区，降低了过载能力。因此，基极电流不能无限制增大，其上限应为

$$I_B \leq 2 I_{C(max)} / h_{FE}$$

综上所述，在 GTR 导通状态情况下，基极电流按下式取值：

$$I_{BI} = (1.5 \sim 2) I_{C(max)} / h_{FE}$$

(2) 截止与关断

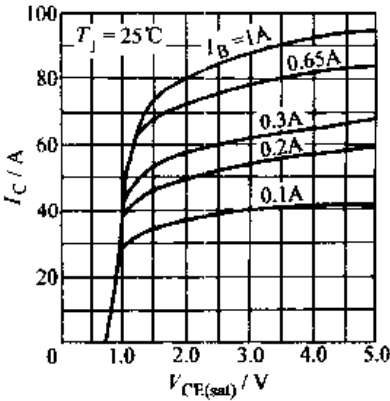


图 3-38 QM50DY-H GTR 模块的输出特性

1) 截止：GTR 的 C-E 结耐受电压随着 B-E 结的条件不同而变化。如果 B 和 E 极之间被反向偏置，则耐受电压最大，也能防止由于噪声引起的误导通，并抑制 dV/dt 电流。

2) 关断操作及 $V_{CEX(su)}$ 、 $V_{CEO(su)}$ ：图 3-39 示出

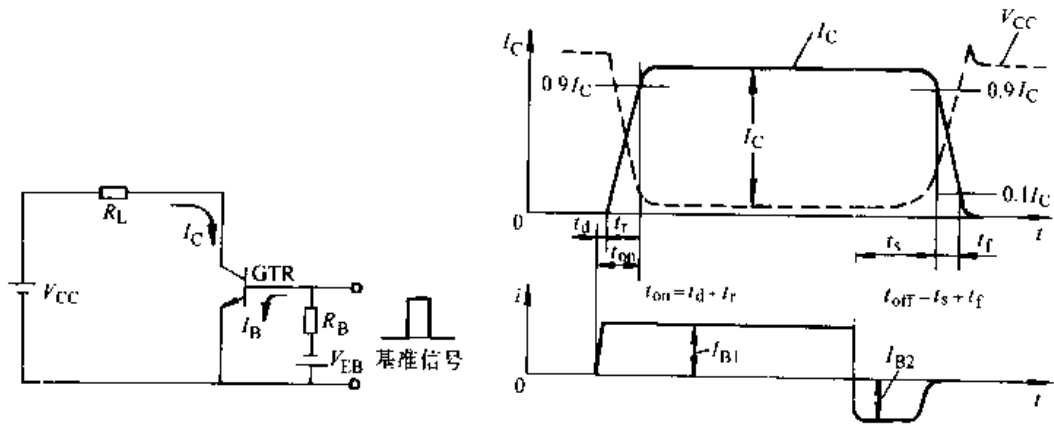


图 3-39 开关时间测量电路和波形

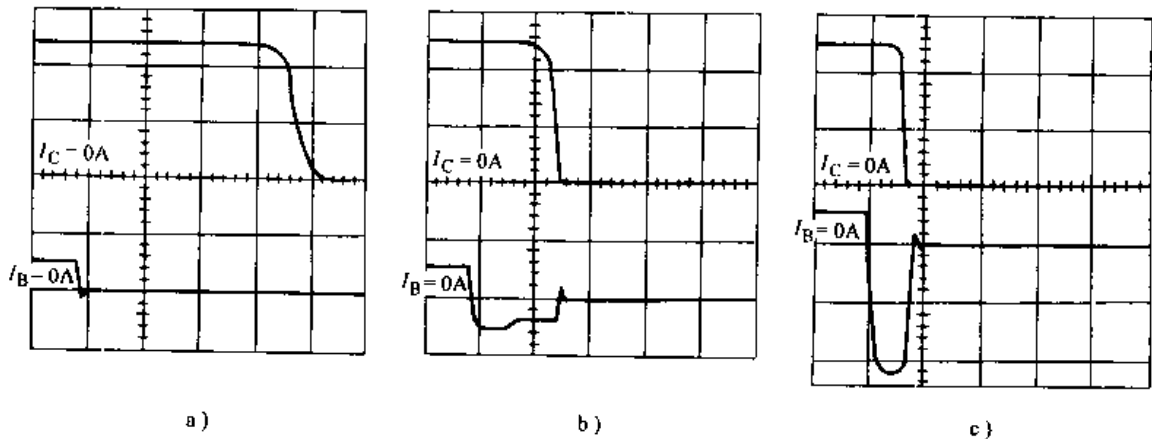


图 3-40 GTR 模块关断波形 (横轴: $5\mu\text{s}/\text{div}$, 纵轴: $2\text{A}/\text{div}$)

a) 不带反向偏置 b) 带正常反向偏置 c) 带过反向偏置

GTR 开关时间的测量电路及波形。众所周知, 用一个 GTR 来控制大电流, 导通和关断时间应尽可能短。当负载为感性时, 重要的是减少存储时间。减小存储时间的方法是在 GTR 的 B-E 极间加反向偏置。如图 3-40a ~ c 所示, B-E 结不加反向偏置 ($I_{B2} = 0$) 时, $t_s = 19\mu\text{s}$, $t_f = 3\mu\text{s}$, 加了反向偏置, $t_s = 7\mu\text{s}$, $t_f = 1\mu\text{s}$, 后者比前者缩短了近 $2/3$ 。如果把反向偏置电流 I_{B2} 增加到 -4.5A , $t_s = 2.8\mu\text{s}$, $t_f = 0.5\mu\text{s}$, 可见大大缩短了关断时间。图 3-41 给出 t_s 、 t_f 随基极反向电流的变化关系。

图 3-42 是 $V_{CE(sus)}$ 和 $V_{CEO(sus)}$ 的测量电路。 $V_{CE(sus)}$ 和 $V_{CEO(sus)}$ 表示当 GTR 工作于感性负载时, 关断操作期间 C-E 间的持续电压。 $V_{CE(sus)}$ 是有反向偏置时的电压, $V_{CEO(sus)}$ 是无反向偏置时的电压。图 3-41 中, 如果 V_{CLAMP} 逐渐增大, 到达某一值后, V_{CE} 并不增大, 那末, 这个电压称为 $V_{CE(sus)}$ 或 $V_{CEO(sus)}$ 。 $V_{CE(sus)} > V_{CEO(sus)}$, 表明关断时的反向偏置有助于器件承受更高的电压。

应当特别指出的是, 当 V_{CLAMP} 增加而 V_{CE} 不再增加的区域, 对器件是非常危险的区域。在实际应用中, 甚至瞬间超越 $V_{CE(sus)}$ 标称值都有可能造成 GTR 模块损坏, 故设计和应用时, 应绝对保证不使 V_{CE} 超过 $V_{CE(sus)}$ 。

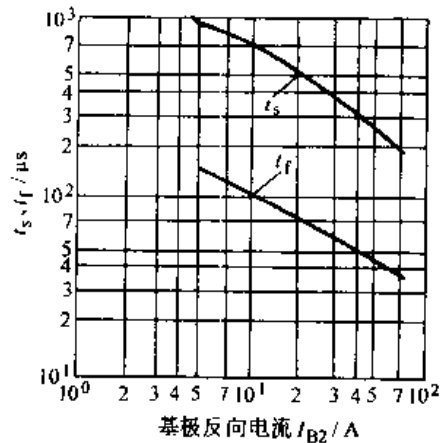
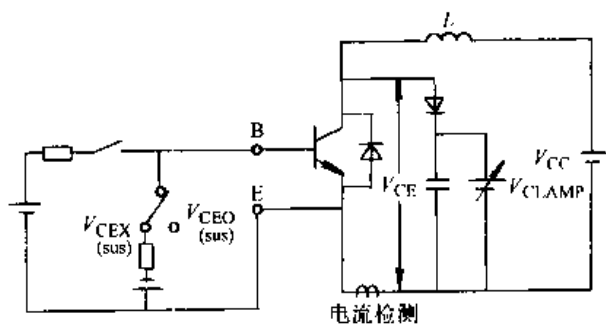
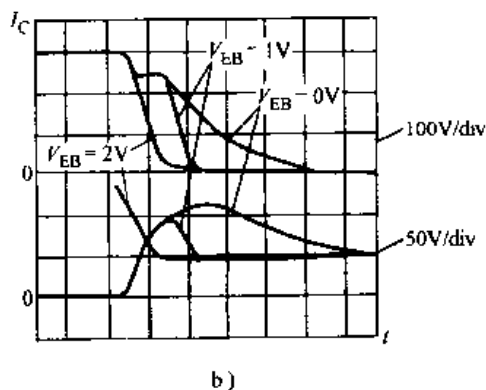
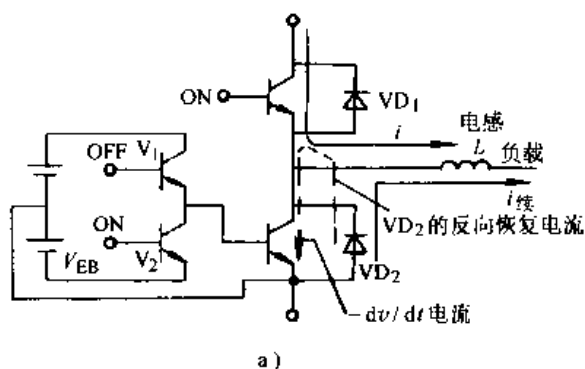


图 3-41 基极反向电流

I_{B2} 与 t_s 及 t_f 的关系

3) dv/dt 电流和反向偏置电压: 图 3-43a 是在一个逆变器电路中 GTR 工作示意图。首先, V_1 导通, 电流向负载 L 流动。如果 V_1 关断, 续流电流通过 VD_2 流动。

图 3-43b 示出 V_1 重新接通时的波形, 出现这种情况是由于图中虚线所示电流流过的缘故。 VD_2 的反向恢复电流与 V_2 的基极条件无关, 但是 V_2 的 dv/dt 电流与图中的反向偏置电压有关 (如果这个电压大于

图 3-42 $V_{CE(sus)}$ 与 $V_{CE(sus)}$ 测量电路注: V_{CLAMP} 为可调电压源。图 3-43 逆变器电路中 GTR 的 dv/dt 电流a) dv/dt 电流流向示意图b) 开通时 V_{EB} 和 I_C 的波形关系

2V, 则 dv/dt 几乎为零), dv/dt 电流流动是由于 GTR 模块内部 C-B 极间存在接点电容的原因。

综上所述, 除非特殊设计, 一般 GTR 的反向偏置电压 V_{EB} 至少为 2V, 但也不能太高, 不能超过 V_{EBO} (对于 MJ50BK100 为 7V)。

4) 确定 I_{B2} : 如果 I_{B2} 较大, GTR 模块的关断时间缩短。但是, I_{B2} 增大, 浪涌电压增大, 反向偏置安全工作区 (RBSOA) 缩小。因此, 确定 I_{B2} 必须考虑到使用频率、RBSOA、存储和下降时间 ($t_s + t_f$)。由于浪涌电压与 I_{B2} 的大小和主电路的设置密切相关, 所以在实际应用中, 应通过实验来确定 I_{B2} 。 I_{B2} 的最大峰值为 I_{B1} 的 2~3 倍。

(3) 驱动电路的实例 图 3-44 是两种满足前述

驱动条件的方法。图 a 所示方法常用于家用电器等小功率电力电子设备中。由于单电源供电, 所以电源供电电路比较简单, 不过该电路没有提供稳定的反向偏置。图 b 所示方法常用于感性负载设备中。由于使用了两个直流电源供电, 所以有稳定的反向偏置, 可用于较大功率的电力电子设备中, 不过电路偏于复杂。

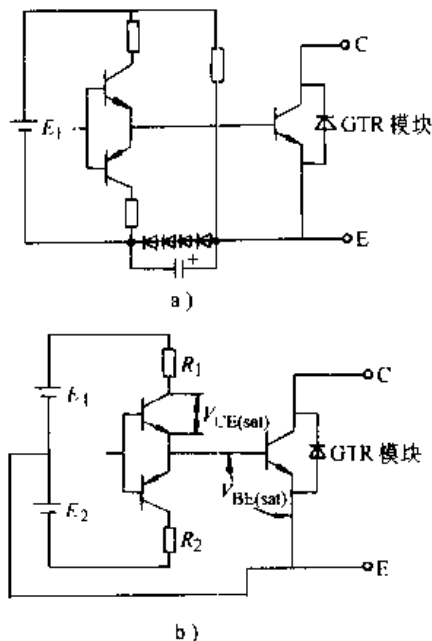


图 3-44 基极驱动方法

a) 单电源供电法 b) 双电源供电法

值得注意的是, 由于 $I_{B1} = [E_1 - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}] / R_1$, 所以若 E_1 增大, 则 I_{B1} 更稳定, 而且 I_{B1} 上升快, 减小其开通时间。由于在基极电路中存在寄生电感, 故 I_{B1} 按下式变化:

$$I_{B1} = [(E_1 - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}) (1 - e^{-R_1 t / L})] / R_1$$

显然, 如果 R_1 大 (E_1 高), 则 L/R_1 小, I_{B1} 的上升速度更快。

3. GTR 模块的快速驱动

(1) 关于快速开关问题 测量开关时间时, 在典型情况下, 当 GTR 模块使用专用基极驱动混合集成电路驱动时, 其频率极限大约是 $f = 2\text{kHz}$, 超过这个极限, 使用集成电路驱动可能会出现驱动不是最优的问题。

1) 从控制信号到集电极电流的传送时间: 现以 QM50DY-2H 和 M57215H1 作三相 VVVF 逆变器 ($I_{B2} = 1\text{A}$) 为例, 说明什么是 GTR 模块开关运行中控制信号的传送时间。

一台三相 VVVF 逆变器需 6 个 GTR, 其基极和控制电路间应用一个光耦合器实现隔离。如果用光耦合器, 则驱动电路的输出电流 I_B 相对于控制信号 (逻辑电平) 延迟 $10\mu\text{s}$ (t_{PLH}) 和 $15\mu\text{s}$ (t_{PHL}), 如图 3-45 所示。

集电极电流相对于控制信号在导通时延迟 $15\mu\text{s}$ 。

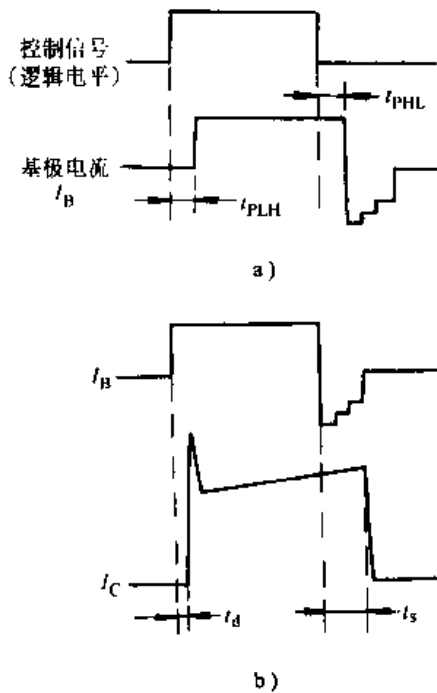


图 3-45 驱动电路的输入
与输出延迟时间

a) I_B 滞后控制信号 b) I_C 滞后 I_B

关断时延迟 $30\mu\text{s}$, 这就意味着控制信号有 $15\sim 30\mu\text{s}$ 的不可控制时间段。为了控制集电极信号, 要求有足够的脉宽来解决这一个延迟问题。在逆变器电路中, 为防止同桥臂上下 GTR 短路, 应有一个几十微秒的互锁死区时间置于同桥臂上下 GTR 的基极信号 (电流) 之间。如果 GTR 模块在典型条件 (测量条件) 下驱动, 则频率上限大约是 3kHz (占空比为 40%)。

2) GTR 模块的开关损耗: 开关损耗在驱动频率低时不会对 GTR 造成损害 (见图 3-46), 如果频率升高, 对开关损耗的影响必须考虑。开通损耗与关断损耗之和称为开关损耗, 通常开通损耗指 GTR 的集电极电流从额定值的 10% 上升到集电极电压下降到 10% 期间所产生工作电压的损耗, 而关断损耗指 GTR 的基极电流 I_B 从正常使 GTR 饱和导通的值变到零的时刻开始至 GTR 集电极电流从正常工作值 I_C 下降到 I_C 的 10% 期间产生的损耗, 图 3-46 中同时给出了对应开通损耗的特定 I_C 值 $I_{C(on)}$ 及对应关断损耗的特定 I_C 值 $I_{C(off)}$ 。

图 3-47 示出 QM50DY-2H GTR 模块的功率损耗与载波频率的关系。实线表示典型条件下驱动功率损耗。如果 $f=2\text{kHz}$, 功率损耗约为 600W , 这样就超过了 QM50DY-2H GTR 模块的集电极允许功率损耗 (400W)。所以, 考虑到散热面积, 根据能耗确定的频率上限是 $2\sim 3\text{kHz}$ 。

(2) 如何缩短开关时间 (贝克钳位电路效应) 基

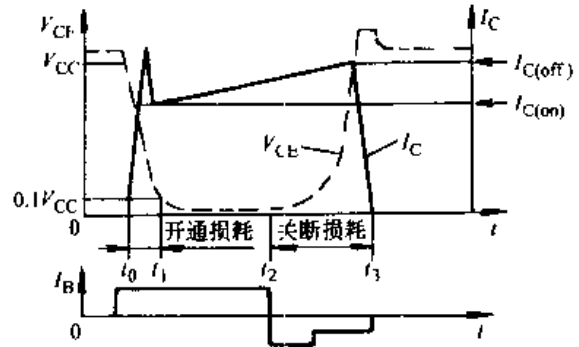


图 3-46 开关损耗的说明

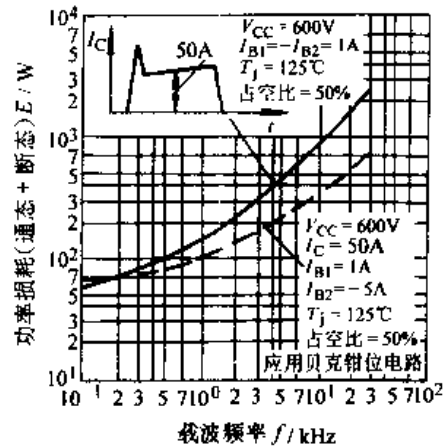


图 3-47 功率损耗与载波频率
的关系 (QM50DY-2H)

极电流太大, 开关时间变长。如果基极电流过大, GTR 就进入深饱和状态, 并且有 $V_{CE(sat)} < V_{BE(sat)}$ 。在这种情况下, 集电极电流会流向基极, 而不是流向发射极。于是, 增加了过量载流子。存储时间 t_s 就是载流子复合的时间 (寿命)。所以, 过量载流子的增加, 导致开关时间的增长。

图 3-48 示出 QM50DY-2H GTR 模块的饱和电压特性。如果 I_B 恒定, 在 I_C 的较低区域, $V_{CE(sat)} < V_{BE(sat)}$ 。在这个区域应用, I_C 变化较大。

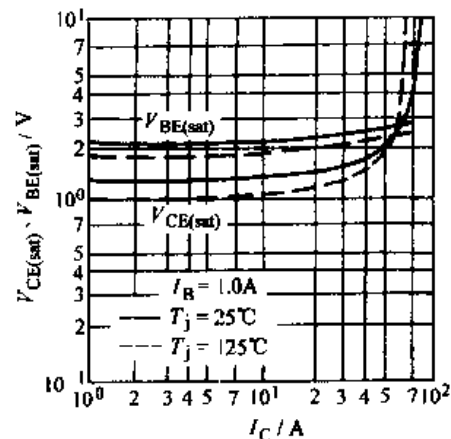


图 3-48 QM50DY-2H 的
饱和电压特性

为了使被驱动的 GTR 不过饱和, 基极电流应随集电极电流的改变而改变, 因此, 可采用图 3-49 所示的贝克 (Baker) 钳位电路来防止过饱和。在这个电路中, 如果由驱动电路提供的基极电流是恒定的, 则只需提供给 GTR 与集电极电流相适应的基极电流。VD₁ 称为集电极钳位二极管, 它构成贝克钳位电路中心。如果 $V_{CE(sat)} < V_{BE(sat)}$, 则过大的基极电流通过主电路电流取道 VD₁ 实现分流。如果只使用 VD₁, 则 a-b 间电压可用下式表示:

$$V_{BE(sat)} = V_{VD1} + V_{CE(sat)}$$

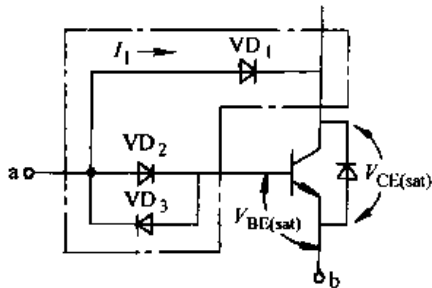


图 3-49 贝克钳位电路

$V_{CE(sat)}$ 受限于 $V_{BE(sat)}$ 附近。在这种情况下, $V_{CE(sat)}$ 由于 VD₁ 上的电压降 V_{VD1} 而比 $V_{BE(sat)}$ 低。但是这个电压降并不够, 此时应加上 V_{VD2} , 则

$$V_{VD1} + V_{CE(sat)} = V_{VD2} + V_{BE(sat)}$$

如果 $V_{VD1} = V_{VD2}$, 则 $V_{CE(sat)} = V_{BE(sat)}$, 基极电流不流向集电极, 这样就防止了 GTR 的过饱和。

图 3-50 示出使用与不使用贝克钳位电路的比较, 虚线对应于使用, 实线对应于不使用。在低集电极电流区, 使用与不用贝克钳位电路的影响较明显。图中的细线表示增加两个二极管, 通过三个 VD₂ 串联, 使 $V_{CE(sat)} > V_{BE(sat)}$ 。理论上, 在完全激励运行时, t_s 变为 0, 并且如果 VD₂ 支路中串接的 VD₂ 数目增加, 则 t_s 缩短, 当然固定损耗也随之增加。

不采用贝克钳位电路, I_{B2} 就会增大。当 $T_j = 25^\circ\text{C}$

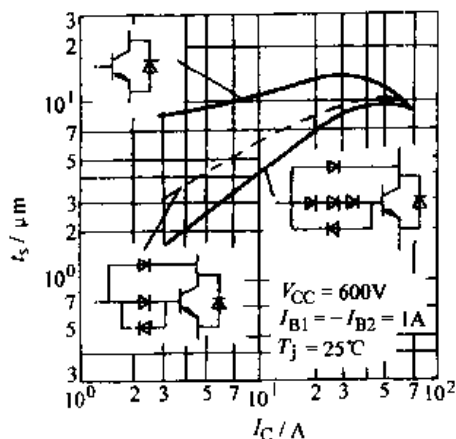


图 3-50 贝克钳位电路的作用

时, 如果 $I_{B2} = -1\text{A}$, 则 $t_s = 10\mu\text{s}$; $I_{B2} = -5\text{A}$, 则 $t_s = 3.7\mu\text{s}$ 。增大 I_{B2} 的影响比用贝克钳位电路要大, 但是, I_{B2} 的增大意味着反向偏置安全工作区 (RBSOA) 减小。

所以, 两种方法应同时使用。在实际装置中, RBSOA 或许不够安全。为了可靠, 开关速度高, 应使用一个缓冲电路。

(3) 如何减小开关损耗 开关损耗包括开通损耗和关断损耗, 这两种损耗都与开关时间密切相关。如果开关时间短, 则开关损耗小。图 3-51 示出开通损耗 E_{on} 与基极电流 I_{B1} 的关系; 图 3-52 示出关断损耗 E_{off} 与基极反向电流 I_{B2} 的关系。

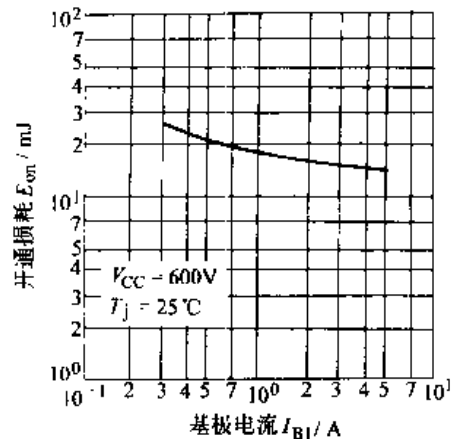


图 3-51 开通损耗 E_{on} 与基极电流 I_{B1} 的关系

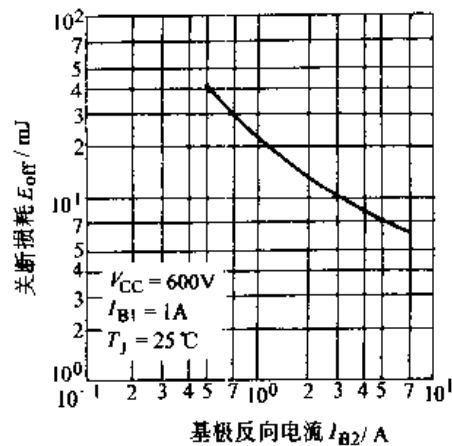


图 3-52 关断损耗 E_{off} 与基极反向电流 I_{B2} 的关系

如果波形如图 3-46 所示, 则开关损耗由下式计算:

$$P_{on} = \int_{t_0}^{t_1} I_C(t) V_{CE}(t) dt$$

$$P_{off} = \int_{t_2}^{t_3} I_C(t) V_{CE}(t) dt$$

从上式可知, $t_0 \sim t_1$ 和 $t_2 \sim t_3$ 小, 开关损耗就小。为达到此目的, 可用前述缩短开关时间的同样方法来减

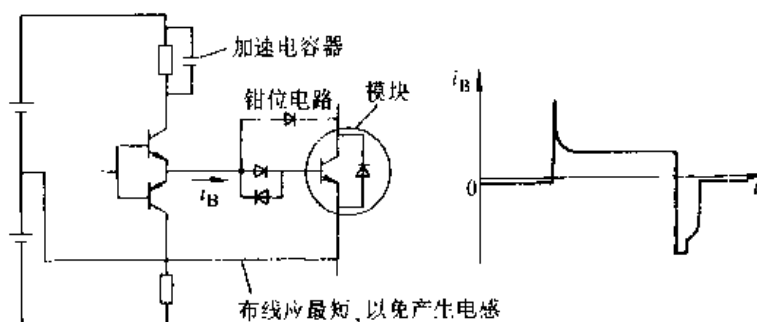


图 3-53 高速驱动的理想电路及基极电流波形

小关断损耗。

增大 I_{B1} 能减小开通损耗，但只能在上升时间里提高 I_{B1} ，并采用一个加速电容器来避免饱和。图 3-53 示出一个高速驱动的理想电路及其基极电流波形。

4. GTR 模块缓冲电路的作用及设计与频率限制

(1) 缓冲电路的作用 缓冲电路不只是在高速驱动中应用。一般说来，在高速驱动关断时间内，当下降时间变短，浪涌电压变大。关断时浪涌电压由 $V_{SM} = -L (di/dt)$ 决定。如果主电路的电感大，电流变化大，则电压就变大；如果 t_f 减小，浪涌电压就增高。应用中，常用缓冲电路来抑制浪涌电压，以防止超越 RBSOA，如图 3-54 所示。在使用缓冲电路前，要检查主电路的电感能否减小。

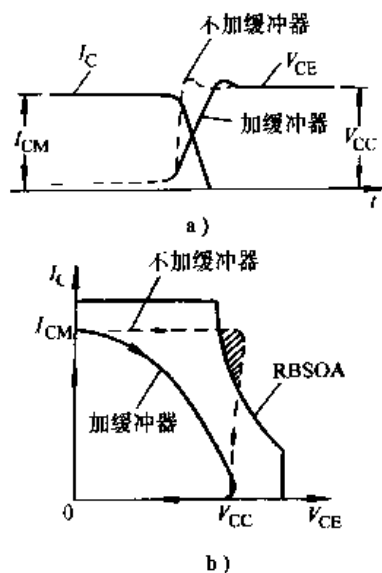


图 3-54 应用缓冲电路
抑制浪涌电压

a) 关断操作时 I_C 、 V_{CE} 波形
b) 反向安全工作区 (RBSOA) 与
关断操作的关系

(2) 缓冲电路的实例及设计

1) 缓冲电路实例：图 3-55 示出缓冲电路的实例，电路①用在载频为 $1 \sim 2\text{kHz}$ 的逆变器中。此电路是可行的。但是，由于 R 的损耗由 $(1/2) C (V_{SM} + V_{CC})^2 f$

决定，所以电路损耗较大。

电路②的效果比电路①小，但是缓冲电路损耗 $(1/2) C V_{SM}^2 f$ 比电路①的 $(1/2) V_{CC}^2 f$ 小。如果电感较小，这种电路适合高频应用。

如果不出现振荡，电路③是非常有用的，由于该电路元件少，损耗也小，不过在使用前应通过实验来确定这些元件的数值。

2) 电路①和②的设计：由于图中电容器数值与浪涌电压有关，因此很难计算电容器的数值。一般地，把 V_{CC} 置于低电压，用实验的方法能确定其数值。 RC 时间常数应小于 $1/3s$ 。电路①的功率由 $(1/2) C (V_{SM} + V_{CC})^2 f$ 决定，电路②的功率由 $(1/2) C V_{SM}^2 f$ 决定，这里 V_{SM} 为关断浪涌电压最大值。

二极管的额定电流应该是主电路 GTR 标称电流的 $1/5 \sim 1/10$ ，因为电路中有相同的电流流向该二极管（快恢复二极管）。二极管的额定电压应与 GTR 模块的一样或高些，二极管的恢复时间及开通时间应小于 $1\mu s$ 。

(3) GTR 模块的频率极限 即使使用了前述的快速开关的各类方法，频率极限仍然存在。开关时间的问题能通过快速驱动电路来解决，然而，即使采用快速驱动，由于功率损耗（开关损耗）问题，频率极限仅为 $7 \sim 8\text{kHz}$ 。GTR 模块不能用在比这更高的频率场合。

当然，如果不是连续使用（如用于电焊机），GTR 模块的开关频率极限可高达 10kHz ；如果负载是谐振电路（如电磁灶），GTR 模块能用于几万赫的频率。

5. GTR 模块的并联运行

与其他开关器件比较，GTR 的并联运行非常容易。并联运行时，电流平衡取决于布线和 $V_{CE(sat)}$ 。

(1) 布线引起的电流分配不平衡 GTR 模块并联工作时，由布线决定的电流不平衡仅发生在其导通的 $100\mu s$ 之内（见图 3-56）。如果如图 3-57 所示那样，发射极布线不同，集电极电流开始流动时，寄生电感会产生电压，这个电压在发射极闭合回路产生虚线所示的环流，导致左边的晶体管基极电流减小，于是，造成在开通时更大的电流流向图中右边的晶体管。

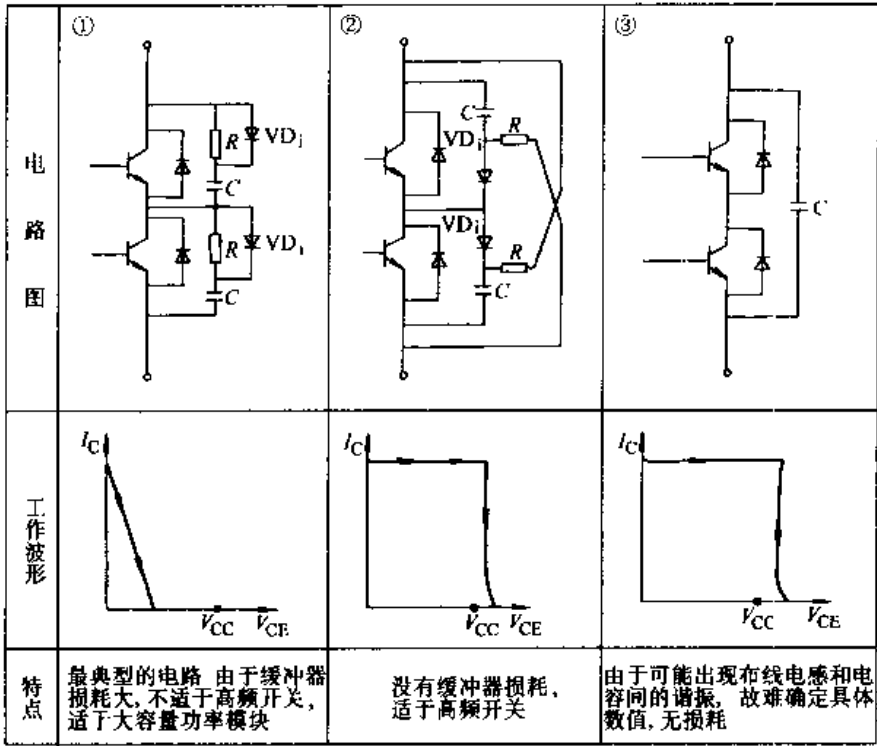


图 3-55 缓冲电路实例

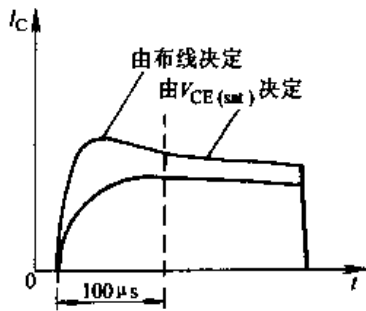


图 3-56 阻性负载的
电流不平衡

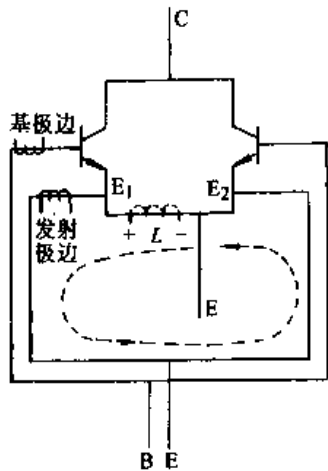


图 3-57 发射极布线不同时
引起的电流不平衡

所以, 并联运行时, 在发射极侧保持同样的布线距离是非常重要的。检测电流平衡时, 应检测集电极电

流, 也应检测基极电流的波形。如果基极电流波形与发射极侧的电流波形相匹配, 就保持了平衡。

(2) $V_{CE(sat)}$ 不同造成的不平衡 电路开通 $100\mu s$ 以后, 电流平衡主要由 $V_{CE(sat)}$ 决定。如果由于 $V_{BE(sat)}$ 不同而使基极电流不相等, 则由于 I_C 更多地流向 I_B 增大的一侧而造成 $V_{BE(sat)}$ 自动增大, 这个负反馈作用能自动改善平衡。 $V_{CE(sat)}$ 的差异比 $V_{BE(sat)}$ 的差异对电流平衡的影响更大。

由于直流电流增益 h_{FE} 与 $V_{CE(sat)}$ 密切相关, 所以, 若选择有近似 h_{FE} 值的 GTR 模块并联使用, 能减少不平衡因素。为方便用户, 有些厂家把 GTR 模块按 h_{FE} 值分级, 选择同一档次的 GTR 模块, 能使电流平衡维持在 10% 以内。表 3-115 是日本三菱电机公司部分模块的分级表。

表 3-115 三菱电机公司 GTR 模块的 h_{FE} 分级表

a) $I_C=100\sim600A$, H、2H、24 系列	
分 级	h_{FE}
A	75~105
B	95~125
C	110~150
D	130~170
E	155~205
F	170~230
G	210~270
H	245~315
J	280~360

(续)

b) $I_C=100\sim600\text{A}$, M 系列	
分 级	h_{FE}
0	100~110
1	120~150
2	140~210
3	190~250
4	240~340
5	310~440
c) QM10HB-2H、QM30HQ 24 系列	
分 级	h_{FE}
05	5~5.9
06	6~6.9
07	7~7.9
08	8~8.9
d) QM400、500HA-H 系列	
分 级	h_{FE}
A	750~1200
B	1200~1700
C	1700~2300
D	2300~3000
E	3000~3800

(3) BX 端的连接 为进一步改善电流平衡性, BX 端应并联连接, 由于前级的发射极与后级的基极处于同一电位, 这样连接改善了开通和关断时的电流平衡。以三菱电机公司的产品为例, 对于电流容量大于 80A 的 DY、E2Y、E3Y 和 HA 型 GTR 模块, 一般使用中都应用 BX 端连接来实现电流平衡, 如图 3-58 所示。

(4) 基极信号线的布置 基极信号线必须采用双绞线或同轴电缆屏蔽线, 并应注意不要受其他线的电流感应影响。

图 3-59a 所示的布线中, 基极信号线受其他电流干扰, 并且有环流在发射极闭环回路中流动, 这样 V_1 与 V_2 基极电流不同而导致每个 GTR 的集电极电流

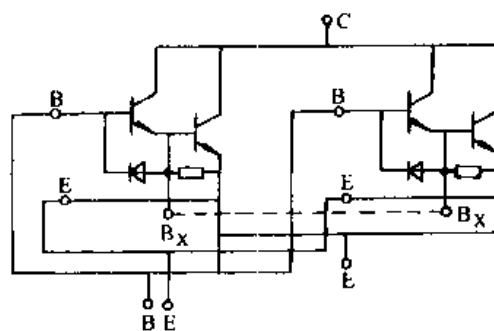


图 3-58 BX 端的正确连接法

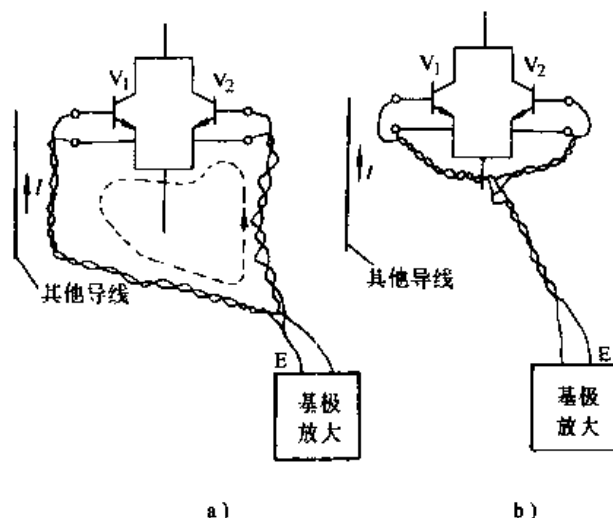


图 3-59 基极信号线的布置

a) 不合理布置 b) 合理布置

不平衡。基极信号线应按图 3-59b 正确布置。

6. GTR 模块的短路承受能力

如果逆变器或电源电路中发生负载短路, 那末 GTR 模块的集电极-发射极间电压接近于 V_{CC} 。集电极电流是额定电流的 4~6 倍, 这时除非在短路发生后几十微秒内切断基极电流, 否则会毁坏 GTR 模块。表 3-116 给出日本三菱电机公司部分 GTR 模块的短路承受能力。

表 3-116 日本三菱电机公司部分 GTR 模块的短路承受耐量 ($T_C=100\text{C}$, 100 个脉冲)

型 号	I_B/A	V_{CE}/V	$t_w/\mu\text{s}$	I_C/A (近似峰值)	$I^2 t/\times 10^3 \text{A}^2 \cdot \text{s}$ (发射极)
QM30TX-H	0.6	400	50	100	0.7
QM50TX-H	0.6	400	50	160	1.5
QM75TX-H	1.0	400	50	230	2.0
QM100DY-H	1.5	400	50	300	3.5
QM150DY-H	1.8	400	50	450	4.0
QM200HA-H	2.5	400	50	550	6.0
QM300HA-H	3.5	400	50	800	8.0

(续)

型 号	I_B/A	V_{CE}/V	$t_w/\mu s$	I_C/A (近似峰值)	$I^2t/\times 10^3 A^2 \cdot s$ (发射极)
QM30TB-2H	0.6	560	30	100	1.5
QM50TB-2H	0.6	560	30	175	2.1
QM75DY-2H	1.0	560	30	250	3.4
QM100DY-2H	1.5	560	30	350	4.2
QM150DY-2H	2.8	560	30	500	6.5
QM200DY-2H	2.5	560	30	700	8.0
QM300DY-2H	3.5	560	30	1000	13.0
QM400HA-2H	5.0	560	30	1400	16.0
QM600HA-2H	7.0	560	30	2000	26.0
QM30TB-24	0.6	620	30	100	1.5
QM50TB-24	0.6	620	30	175	2.1
QM75DY-24	1.0	620	30	250	3.4
QM100DY-24	1.5	620	30	350	4.2
QM150DY-24	1.8	620	30	500	6.5
QM200DY-24	2.5	620	30	700	8.0
QM300DY-24	3.5	620	30	1000	13.0
QM400HA-24	5.0	620	30	1400	16.0
QM600HA-24	7.0	620	30	2000	26.0

7. GTR 模块空载工作的波形分析

(1) 半桥电路 考虑逆变器和开关电源的空载工作,半桥电路是一种非常有用等效电路.明白了半桥电路也就明白了空载方式.图 3-60 示出半桥电路,图 3-61 给出其续流工作波形.

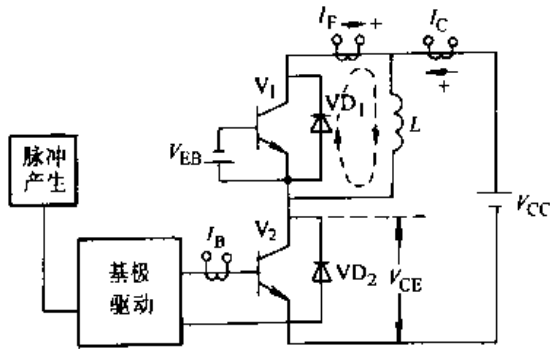


图 3-60 半桥电路

如果 V_2 开通, 电流 $[I = (V/L) dt]$ 流动. 如果 V_2 关断, 由于 L 的作用, 电流将沿图中虚线所示方向环流. 如果 V_2 再次开通, 电流 $[I = (V/L) dt]$ 附加在环流上流动, 波形如图 3-61 所示. 如果 V_2 再次开

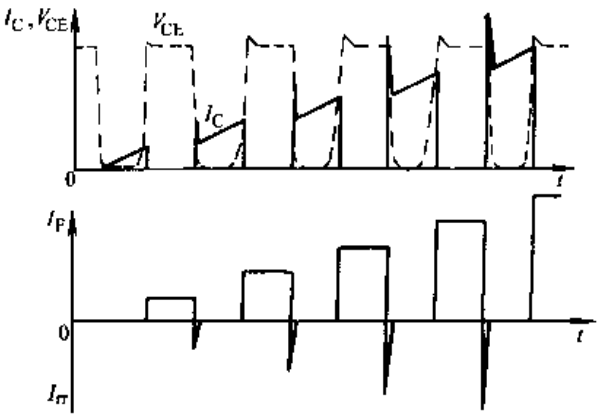


图 3-61 半桥电路的续流波形

通, 反向恢复电流 I_{pi} 流动, 并且产生瞬时短路.

(2) 导通状态 图 3-62 示出导通状态时每部分的波形. 如果开通 V_2 , VD_1 流过反向恢复电流, 在逆变器电路中, 这个电流以短路电流形式出现在直流总线上.

1) 一旦 V_2 导通, dv/dt 就突然地加到 V_1 上. 供给 V_1 的基极电流由 $I = C_{ck} (dv/dt)$ 决定. 如果从驱动

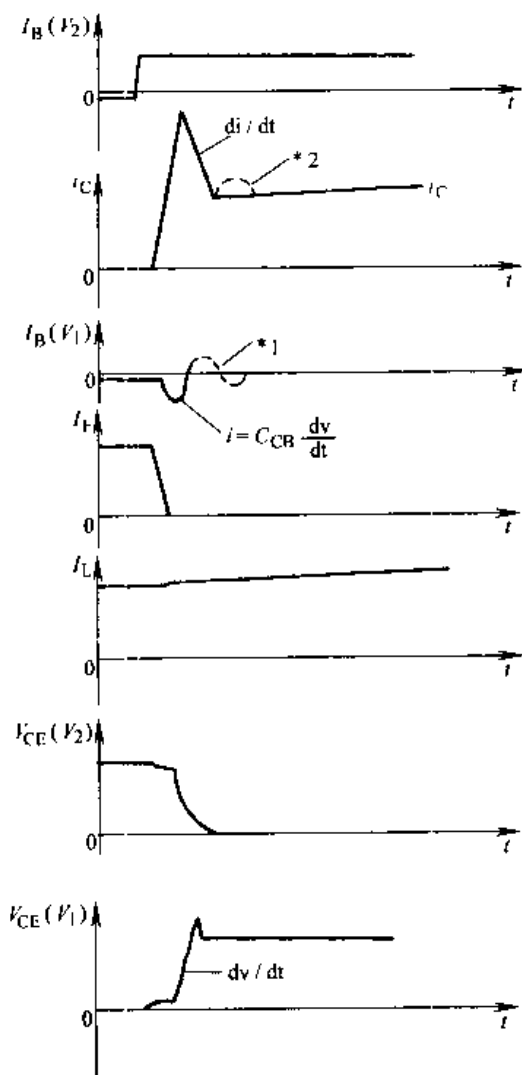


图 3-62 导通时的波形

电路 (\$V_{EB}\$) 到 GTR 模块的引线较长, 则波形以 *1 表示。流向 \$V_1\$ 的电流对器件非常有害, 应该关断。如果出现上述波形, 应采取措施减少驱动电路的电感。万一电感减小不了, 可在驱动电路的反向偏压电源上串联一个肖特基势垒二极管。

2) 在 \$V_2\$ 开通时, 由于反向恢复电流终端和关断态的 \$dv/dt\$ 等原因, 浪涌电压可能储积到 \$V_1\$ 的集射结, 在这种情况下, \$VD_1\$ 可能被浪涌电压损坏。

如果产生浪涌电压, 则应将主电路的电感减到最小, 在断开时可通过缓冲电路来抑制浪涌电压。

(3) 关断状态 如果 \$V_2\$ 关断, 则集电极电流流回 \$VD_1\$。图 3-63 示出关断时的波形。

1) 如果驱动电路的电感比较大, 则波形如图 3-63 中 \$I_B(V_2)\$ 波形中的 *1 所示。如果这个电流大, 则 \$V_2\$ 关断后, 集电极电流 (图 3-63 中的 *2) 再次流动, 对应于 \$I_B(V_1)\$ 中的电流为 *3。这个电流 *2 对器件非常危险, 驱动电路的电感应该减到最小。采用在驱动电路的反向基极电源上串联一个肖特基势垒二极管, 可

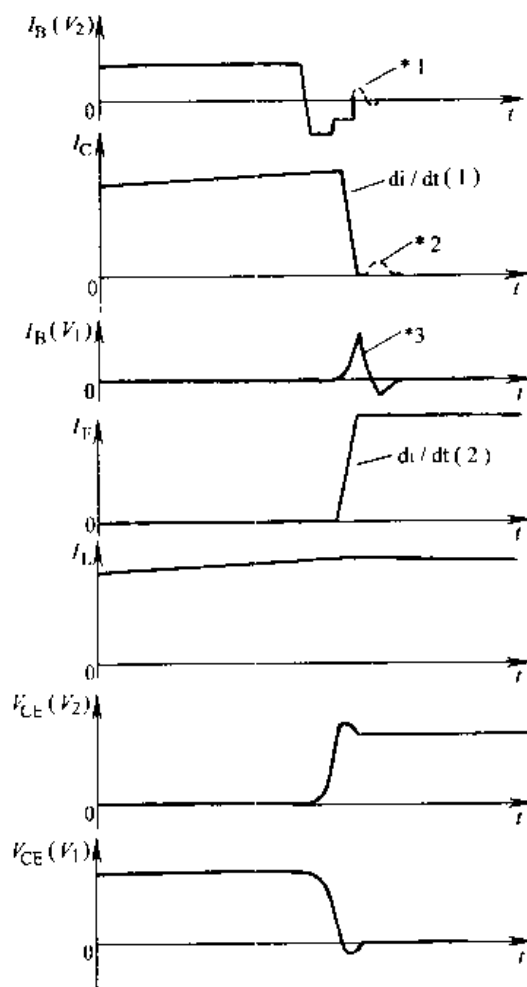


图 3-63 关断时的波形

完全截止这个电流。

2) 由于 \$VD_1\$ 的正向恢复电流和当 \$I_L\$ 开始流动时由 \$di/dt\$ 在 GTR 模块线路内产生的电压作用, *1 电流就流动。如果正向恢复电压和由电感产生的电压总比 \$V_{EB}\$ 和基-集电压 \$V_F\$ 的总和大, 它就会沿图 3-64 中虚线所示线路分流, 像真正的基极电流流动。这个电流对器件无危险, 但如果这时有噪声加在 \$V_2\$ 上, 支路就可能发生短路。安装一个肖特基势垒二极管就可以防止这种现象。

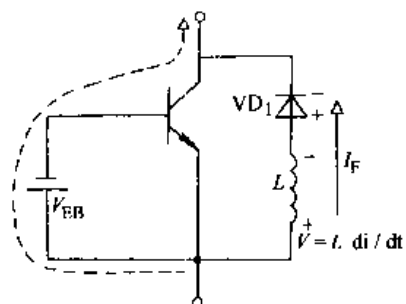


图 3-64 续流二极管正向恢复过程产生的 \$L di/dt\$ 电压的影响——引起附加电流

3) 这个电流是由主电路的电感和 di/dt 共同产生的。如果浪涌电压较大, 超过反向安全工作区 RBSOA, 就会毁坏 V_2 。为了不超过 RBSOA, $L di/dt$ 应该减小 (使 t_f 更长) 或减小主电路的电感。使用缓冲电路也能抑制浪涌电压。

3.6 绝缘栅双极型晶体管(IGBT)模块

3.6.1 IGBT 模块的内部电路结构

IGBT 模块是 80 年代中期随着绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 出现而开发的, 至今已用于几乎所有变频类和斩波类电力电子设备中。它已有图 3-65、图 3-66 所示的 35 种封装形式。随着关断时间的逐渐缩短,

已出现了第四代 IGBT。第四代 IGBT 的工作频率已达 100kHz, 开关频率可与电力 MOSFET 相媲美。下面分别介绍各种封装的 IGBT 模块的电性能参数 (资料均依据 2000 年前各公司的产品样本)。

3.6.2 一单元封装的 IGBT 模块

1. 带续流二极管一单元封装的 IGBT 模块

这类 IGBT 模块的内部电路结构如图 3-65a 所示, 它常用于电力电子设备中作功率开关。表 3-118 给出日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参数, 表 3-117 给出各公司生产的这类模块的型号对照。德国 IXYS 公司生产的这类模块电流容量仅为 90A/600V 或 70A/1200V 以下的产品。

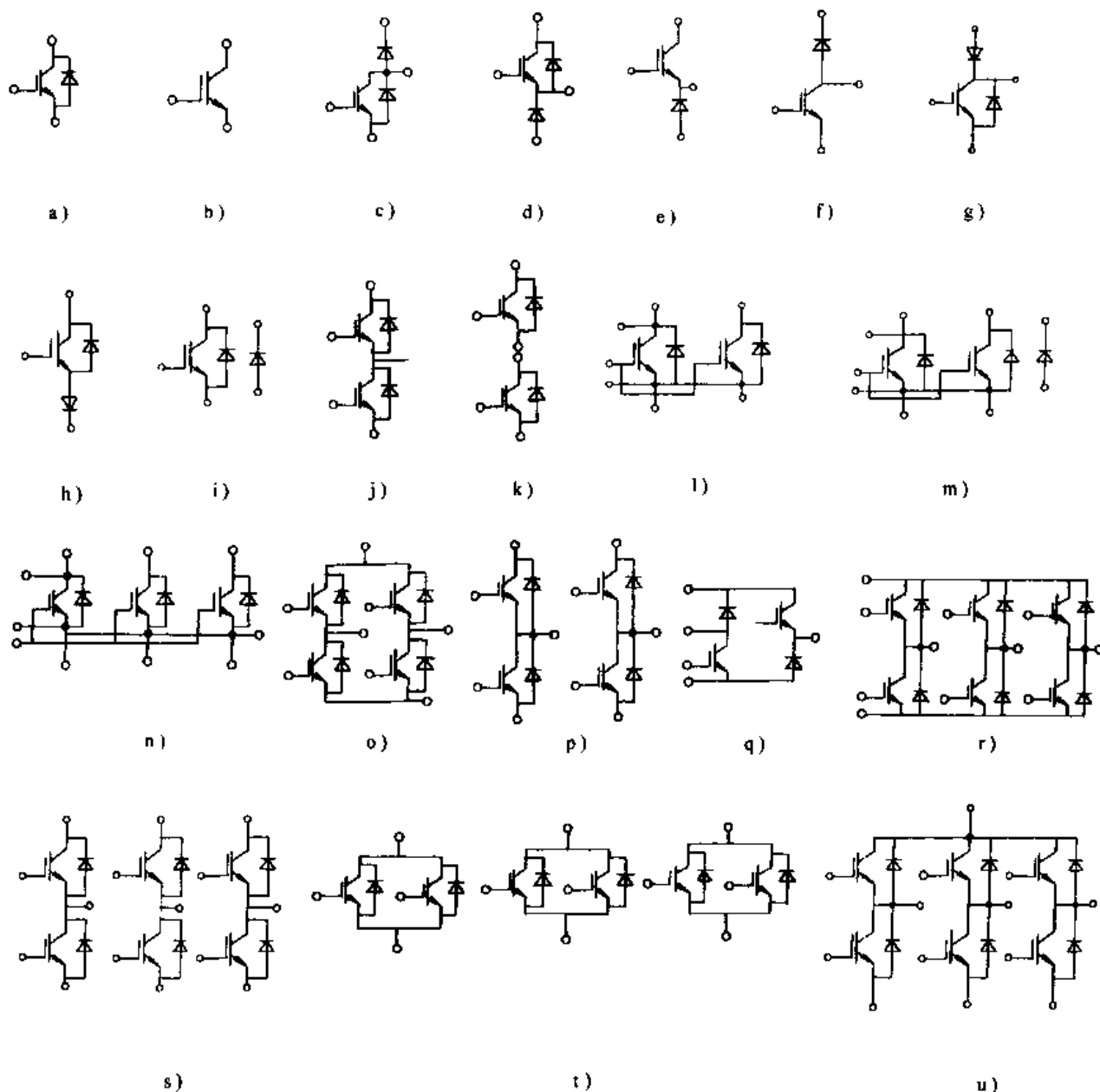


图 3-65 IGBT 模块内部电路结构图 (一)

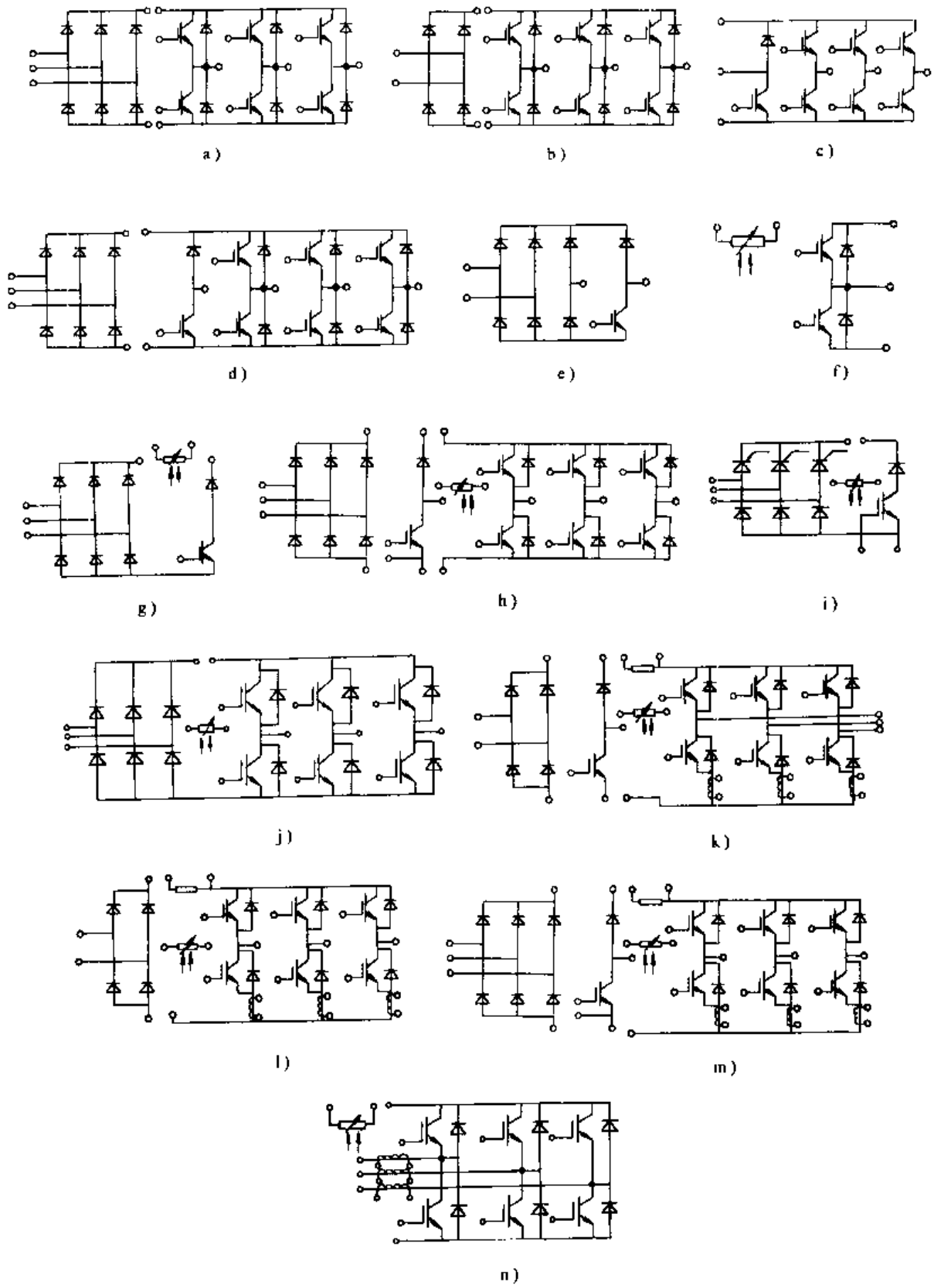


图 3-66 IGBT 模块内部电路结构图 (二)

表 3-117 日本三菱电机公司生产的图 3-65a 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	最 大 定 额					电性能参数					绝缘电压
	IGBT 部分				续流二极 管部分	IGBT 部分			续流二极 管部分		
	V_{CEX} /V	I_C /A	P_C /W	T_{JMSA} /C	I_E /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-V_{EK}$ /V	t_{rr} /ns	$V_{ISO(RMS)}$ /V
CM300HA-12H	600	300	1100	150	300	2.8	0.95	0.65	2.8	110	2500
CM400HA-12H	600	400	1500	150	400	2.8	0.95	0.65	2.8	110	
CM600HA-12H	600	600	2100	150	600	2.8	1.05	0.65	2.8	110	
CM200HA-24H	1200	200	1500	150	200	3.4	0.65	0.65	3.5	250	
CM300HA-24H	1200	300	2100	150	300	3.4	0.75	0.7	3.5	250	
CM400HA-24H	1200	400	2800	150	400	3.4	0.8	0.7	3.5	250	
CM600HA-24H	1200	600	4200	150	600	3.4	1.0	0.8	3.5	250	
CM1000HA-24H	1200	1000	5800	150	1000	3.6	2.1	1.55	3.5	250	
CM400HA-28H	1400	400	2800	150	400	4.2	0.8	0.85	3.8	300	
CM600HA-28H	1400	600	4100	150	600	4.2	1.05	1.0	3.8	300	
CM1000HA-28H	1400	1000	5800	150	1000	4.2	2.8	1.85	4.0	300	
CM450HA-5F	250	450	960	150	450	1.7	3.9	1.4	2.0	300	
CM600HA-5F	250	600	735	150	600	1.7	5.0	1.5	2.0	300	
CM800HA-50H	2500	800	6900	150	800	3.2	3.6	3.5	3.77	1200	6000
CM1200HA-50H	2500	1200	10400	150	1200	3.2	3.6	3.5	3.77	1200	
CM800HA-66H	3300	800	6900	150	800	4.4	3.6	3.5	4.29	1200	
CM1200HA-66H	3300	1200	10400	150	1200	4.4	3.6	3.5	4.29	1200	

表 3-118 各公司生产的图 3-65a 所示 IGBT 模块的型号对照

序号	日本三菱电机公司	日本三社电机公司	日本富士电机公司	德国西门子、eupec 公司
1	CM450HA-5F	无	无	无
2	CM600HA-5F	无	无	无
3	CM300HA-12H	无	1MBI300L-060	无
4	CM400HA-12H	GSA400AA60	1MBI400L-060	无
5	CM600HA-12H	无	1MBI600LP-060	无
6	无	无	无	无
7	无	无	无	无
8	CM200HA-24H	无	1MBI200L-120	BSM200GA120DN2
9	CM300HA-24H	无	1MBI300L-120	BSM300GA120DN2
10	CM400HA-24H	无	1MBI400L-120	BSM400GA120DN2
11	无	无	无	无
12	CM600HA-24H	无	无	无
13	CM1000HA-24H	无	无	无
14	CM400HA-28H	无	无	无
15	CM600HA-28H	无	无	无
16	CM1000HA-28H	无	无	无
17	无	无	无	BSM200GA170DN2 ^①
18	无	无	无	BSM300GA170DN2 ^②
19	无	无	无	BSM400GA170DL

(续)

序号	日本三菱电机公司	日本三社电机公司	日本富士电机公司	德国西门子、eupec 公司
20	无	无	无	无
21	无	无	无	无
22	无	无	无	无
23	无	无	无	无
24	无	无	无	无
25	CM800HA-66H	无	无	无
26	CM1200HA-66H	无	无	无
27	无	无	无	无
28	无	无	无	无
29	CM800HA-50H	无	无	无
30	CM1200HA-50H	无	无	无
序号	德国西门康公司	日本东芝公司	美国 IR 公司, 西安爱帕克电力电子有限公司®	英国 Mitel 公司
1	无	无	IRGDDN400K06	无
2	无	无	IRGDDN600K06	无
3	无	MG300J1US51	IRGDDN300K06	无
4	SKM400GA062D	MG400J1US51	无	无
5	无	MG600J1US51	GA600DD60U	无
6	无	MG800J1US51	GA800DD60U	无
7	无	无	GA1000DD60U	无
8	SKM200GA123D	MG200Q1US41	GA200DD120U	无
9	SKM300GA123D	MG300Q1US41	GA300DD120U	无
10	SKM400GA123D	MG400Q1US41	GA400DD120U	GP400LSS12S
11	SKM500GA123D	MG500Q1US41	GA500DD120U	GP500LS06S
12	无	MG600Q1US41	无	无
13	无	无	无	无
14	无	无	无	无
15	无	无	无	无
16	无	无	无	无
17	无	MG240V1US41	无	无
18	SKM300GA173D	无	无	GP300LSS16S
19	SKM400GA173D	MG360V1US41	无	GP400LSS16S
20	SKM500GA174D	无	无	无
21	无	无	无	GP800FSS16S
22	无	MG1200V1US51	无	GP1200FSS16S
23	无	MG1800V1US51	无	无
24	无	无	无	GP1600FSS18S
25	无	无	无	GP1800FSS33S
26	无	无	无	无
27	无	无	无	GP1600FSS16S
28	无	无	无	GP200LSS33S
29	无	无	无	无
30	无	无	无	无

① 耐压 1700V。

② IRGDDN 为 IR 公司产品, GA 系列为西安爱帕克电力电子有限公司产品。

2. 不带续流二极管—单元封装的 IGBT 模块

这类模块的内部电路结构如图 3-65b 所示, 可用于阻性负载的斩波器中作开关元器件, 表 3-119

给出德国 IXYS 公司生产的这类模块的电性能参数, 表 3-120 给出各公司生产的这类模块型号对照。

表 3-119 德国 IXYS 公司生产的图 3-65b 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号 ($T_J=150^{\circ}\text{C}$)	V_{CES} /V	I_C /A (@ $T_C=25^{\circ}\text{C}$)	I_C /A (@ $T_C=90^{\circ}\text{C}$)	$V_{\text{CE(sat)}}$ /V (max)	C_{iss} /pF	C_{oss} /pF	t_{fi} /μs (典型值 @ 25°C)	t_{sc} /μs	R_{thj} (K/W) (max)	P_C /W (max)
IXLN 35N120A	1200	40	24	3.8	3000	50	0.20	10	0.51	230
IXLN 50N120A		80	48	3.8	6000	60	0.25		0.37	460
IXSN 55N120A		110	55	4.0	7600	120	0.7		0.25	500
IXGN 200N60A	600	200	100	2.7	9000	305	0.2		0.21	600
IXGN 200N60		200	100	2.5	9000	305	0.35		0.21	600
IXSN80N60		160	80	3.0	8500	120	0.45		0.25	500

表 3-120 各公司生产的图 3-65b 所示 IGBT 模块的型号对照

德国 IXYS 公司	日本东芝公司	美国 IR 公司、西安爱帕克电力电子有限公司	备 注
无	MG25Q1BS11	无	日本三社电机、三菱电机、富士电机公司、德国西门康、西门子、eupce 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
IXLN35N120	无	无	
IXLN55N120	MG50Q1BS1	无	
无	MG75Q1BS11	无	
无	MG25J1BS11	无	
无	MG50J1BS11	无	
IXLN80N60	MG75J1BS1	无	
IXLN200N60A	无	GA200SA60S	
无	无	GA200SA600	

3.6.3 斩波器用 IGBT 模块

1. 带两个续流二极管的低端斩波器用 IGBT 模块
这类模块有图 3-65c 所示的电路结构，主要用于感性负载的斩波类电力电子设备中。与 IGBT 串联的

整流管用作感性负载的续流二极管，亦可用于单相半控桥式电路中及直流电动机的单方向 PWM 调速系统中。表 3-121 给出日本三菱电机公司生产的这类模块的电性能参数，表 3-122 给出各公司生产的这类模块型号对照。

表 3-121 日本三菱电机公司生产的图 3-65c 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	最 大 定 额					电 参 数				
	IGBT 部分				续流二极管部分	IGBT 部分			续流二极管部分	
	V_{CES} /V	I_C /A	P_C /W	T_J /C	I_E /A	$V_{\text{CE(sat)}}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	$-V_{\text{CE}}$ /V	t_{rr} /ns
CM50E3Y-12E	600	50	250	150	50	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM75E3Y-12E	600	75	310	150	75	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM100E3Y-12E	600	100	400	150	100	3.5	0.45	0.75	2.5	200
CM150E3Y-12E	600	150	600	150	150	3.5	1.1	0.95	2.5	200
CM200E3Y-12E	600	200	780	150	200	3.5	1.1	1.05	2.5	200
CM300E3Y-12E	600	300	1100	150	300	3.5	1.1	1.15	2.5	200
CM50E3Y-24E	1200	50	400	150	50	4.0	0.3	0.6	2.5	300
CM75E3Y-24E	1200	75	600	150	75	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM100E3Y-24E	1200	100	780	150	100	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM150E3Y-24E	1200	150	1100	150	150	4.0	0.7	0.9	2.5	300
CM200E3Y-24E	1200	200	1500	150	200	4.0	0.95	0.9	2.5	300

表 3-122 各公司生产的图 3-65c 所示 IGBT 模块的型号对照

日本三菱电机公司	日本东芝公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	备 注
CM50E3Y-12E	MG50J1ZS40	无	无	日本三社电机、富士电机公司、德国西门子、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
CM75E3Y-12E	MG75J1ZS40	SKM75GAL062D	无	
CM100E3Y-12E	MG100J1ZS40	无	无	
CM150E3Y-12E	MG150J1ZS40	无	无	
CM200E3Y-12E	无	SKM195GAL062D	无	
CM300E3Y-12E	无	SKM300GAL062D	无	
无	无	SKM400GAL062D	无	
CM50E3Y-24E	MG50Q1ZS50	SKM50GAL123D	VDI50-12S3	
CM75E3Y-24E	MG75Q1ZS50	SKM75GAL123D	VDI75-12S3	
CM100E3Y-24E	MG100Q1ZS50	SKM100GAL123D	VDI100-12S3	
无	无	无	VDI125-12S4	
CM150E3Y-24E	无	SKM150GAL123D	VDI150-12S4	
CM200E3Y-24E	MG200Q1ZS40	SKM200GAL123D	VDI200-12S4	
无	无	SKM300GAL123D	无	
无	无	SKM400GAL124D	无	
无	无	SKM145GAL123D	无	
无	无	SKM200GAL173D	无	

2. 带两个续流二极管的高端斩波器用 IGBT 模块

表 3-123 给出德国 IXYS 公司生产的图 3-65d 所示电路结构的 IGBT 模块电性能参数。该类模块与图 3-65c 所示的 IGBT 模块的用法相同,两者的区别仅在于图 3-65c 所示的 IGBT 模块,负载接于 IGBT 集电极;而对图 3-65d 所示的 IGBT 模块,负载接于 IGBT 发射极。表 3-124 给出各公司生产的这类模块的型号对照。应注意的是,西安爱帕克电力电子有限公司、美国 IR 公司生产的这类模块还有 600V 规格,电流容量有 100、150、200、250、300、400、500A 几档。

3. 带一个续流二极管的斩波器用 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65e、f 所示。从看到的样本中仅美国 IR 公司及西安爱帕克电力电子有限公司生产这种模块。表 3-125 及表 3-126 分别给出了美国 IR 公司及西安爱帕克电力电子有限公司生产的这两种模式的详细电性能参数或主要电性能参数。

4. 带有阻塞二极管的斩波器用 IGBT 模块

这类模块的电路结构如图 3-65g、h 所示。在 1999 年见到的产品样本中,只有德国西门康公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。表 3-127 给出了德国西门康公司生产这种模块的电性能参数。

表 3-123 德国 IXYS 公司生产的图 3-65d 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C	@ T_C	I_C	@ T_C	$V_{CE(sat)}$ /V	E_{on} /mJ	E_{off} /mJ	P_C /W	R_{thja} / (K/W)
		A	°C	A	°C		(@125°C)	(@125°C)	(T_{max})	(max)
VDI50-12S3	1200	50	80	45	100	3.4	8	8	400	0.31
VDI75-12S3	1200	75	80	64	100	3.4	12	12	570	0.22
VDI100-12S3	1200	100	80	68	100	3.7	20	14	600	0.21
VDI125-12S4	1200	125	25	119	80	3.7	16	18	850	0.15
VDI150-12S4	1200	150	25	138	80	3.7	20	23	950	0.13
VDI200-12S4	1200	200	25	168	80	3.7	29	29	1130	0.11

表 3-124 各公司生产的图 3-65d 所示 IGBT 模块的型号对照

德国 IXYS 公司	德国西门康公司	日本东芝公司	备 注
无	无	MG150J1JS50	日本三社电机、三菱电机、富士电机公司, 德国西门子、eupec 公司, 美国 IR 公司, 美国 Mitel 公司均无此产品
VDI50-12S3	无	无	
VDI75-12S3	无	MG75Q1JS40	
VDI100-12S3	SKM100GAR123D	MG100Q1JS40	
VDI125-12S4	SKM145GAR123D	无	
VDI150-12S4	SKM150GAR123D	MG150Q1JS40	
VDI200-12S4	SKM200GAR123D	MG200Q1JS40	
无	SKM300GAR123D	无	
无	SKM400GAR124D	无	
无	无	无	
无	SKM400GAR173D	无	

表 3-125 美国 IR 公司生产的图 3-65e、f 所示 IGBT 模块电性能参数¹

型 号	V_{CES}/V	$V_{CE(sat)}/V$	I_C/A		P_D/W	电路结构	备 注
			@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	@ $T_C=100\text{ }^{\circ}\text{C}$			
IRGNI065F06	600	2.3	65	35	179	图 3-65e	快速型
IRGNI120F06			120	65	298		
IRGNI165F06			165	90	379		
IRGNI200F06			200	110	500		
IRGKI065F06	600	2.3	65	35	179	图 3-65f	
IRGKI120F06			120	65	298		
IRGKI165F06			165	90	379		
IRGKI200F06			200	110	500		
IRGNIN025M12	1200	2.7	50	35	355	图 3-65e	快速型
IRGNIN050M12			100	45	455		
IRGNIN075M12			150	65	600		
IRGKIN025M12	1200	2.7	50	35	355	图 3-65f	
IRGKIN050M12			100	45	455		
IRGKIN075M12			150	65	600		
IRGNIN050M06	600	2.0	60	23	240	图 3-65e	快速高效型
IRGNIN075M06			110	40	391		
IRGNIN100M06			150	60	500		
IRGNIN150M06			200	80	658		
IRGKIN050M06	600	2.0	60	23	240	图 3-65f	
IRGKIN075M06			110	40	391		
IRGKIN100M06			150	60	500		
IRGKIN150M06			200	80	658		

(续)

型 号	V_{CES}/V	$V_{CE(sat)}/V$	I_C/A		P_D/W	电路结构	备 注
			@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	@ $T_C=100\text{ }^{\circ}\text{C}$			
IRGNI050U06	600	3.1	50	28	179	图 3-65e	超快速型
IRGNI090U06		3.0	90	50	298		
IRGNI115U06		2.8	115	60	379		
IRGNI140U06		2.7	140	70	500		
IRGKI050U06	600	3.1	50	28	179	图 3-65f	
IRGKI090U06		3.0	90	50	298		
IRGKI115U06		2.8	115	60	379		
IRGKI140U06		2.7	140	70	500		
IRNIN050K06	600	2.7	55	20	240	图 3-65e	超快速 高效型
IRNIN075K06			95	40	391		
IRNIN100K06			130	50	500		
IRNIN150K06			170	70	658		
IRKIN050K06	600	2.7	55	20	240	图 3-65f	
IRKIN075K06			95	40	391		
IRKIN100K06			130	50	500		
IRKIN150K06			170	70	658		

① IR 公司生产的该类模块还有适应中频 (3~10kHz) 使用的产品, 型号为 IRGKI XXXFY 及 IRKIN XXXMY (图 3-65f), IRGNIXXXFY IRGNINXXXMY, IRGTIXXXFY (图 3-65e), 600V 规格电流容量分为 164、199、149A 三种, 1200V 规格电流容量分为 99、149、174A 三种。

表 3-126 西安爱帕克电力电子有限公司生产的图 3-65e、f 所示 IGBT 模块主要电参数

型 号	V_{CES}/V	I_C/A	电路结构	型 号	V_{CES}/V	I_C/A	电路结构
GA100NS60U	600	100	图 3-65e	GA100KS60U	600	100	图 3-65f
GA150NS60U		150		GA150KS60U		150	
GA200NS60U		200		GA200KS60U		200	
GA250NS60U		250		GA250KS60U		250	
GA300NS60U		300		GA300KD60U		300	
GA400ND60U		400		GA400KD60U		400	
GA500ND60U		500		GA500KD60U		500	
GA100NS120U	1200	100	图 3-65e	GA100KS120U	1200	100	图 3-65f
GA125NS120U		125		GA125KS120U		125	
GA150ND120U		150		GA150KD120U		150	
GA200ND120U		200		GA200KD120U		200	
GA250ND120U		250		GA250KD120U		250	

5. 续流二极管与 IGBT 独立封装的斩波器用 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65i 所示。它可以方便地使用户通过外部连线而构成图 3-65c 或 d 所示的低端或高端斩波器用 IGBT 模块, 还可通过外部连接得到图 3-65g、h 所示的模块, 亦可用两个这样的模块

通过外部电路的连接得到图 3-65q 所示电路结构的 IGBT 模块。表 3-128 给出德国 eupec 公司及日本三菱电机公司生产的这类模块的电性能参数, 英国 Mitel 公司生产的这种模块有 GP600FHB16S (600A/1600V) 及 GP800FHB18T (800A/1800A) 两个规格, 其他公司均不生产这种模块。

表 3-127 德国西门康公司生产的图 3-65g、h 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A ($@T_C$)	T_C /°C	$V_{CE(sat)}$ /V (max)	P_{Tot} /W ($@I_C, @T_J=25°C$)	R_{thj} / (K/W) (单个 IGBT)	R_{thj} / (K/W) (整个模块)	电路结构
SKM145GAX123D	1200	145	25	3.0	830	0.15	0.05	图 3-65g
SKM300GAX123D	1200	300	25	3.0	1660	0.075	0.038	
SKM100GAX173D	1700	100	25	3.0	625	0.20	0.05	
SKM200GAX173D	1700	200	25	3.0	1250	0.1	0.038	
SKM145GAY123D	1200	145	40	3.8	830	0.15	0.05	图 3-65h
SKM300GAY123D	1200	300	40	3.8	1660	0.075	0.038	
SKM100GAY173D	1700	100	40	3.8	625	0.2	0.05	
SKM200GAY173D	1700	200	40	3.8	1250	0.1	0.038	

表 3-128 德国 eupec 公司及日本三菱电机公司生产的图 3-65i 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	I_{CRM} /A ($t_w=1ms$)	$V_{CE(sat)}$ /V ($T_J=25°C$, 典型值)	t_{on} / μs ($T_J=25°C$, 典型值)	t_s / μs ($T_J=25°C$, 典型值)	t_f / μs ($T_J=25°C$, 典型值)	R_{thj} / T_{max} (K/W) /°C	生产企业
FD400R12KF4	1200	400	800	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0460 150	德国 eupec 公司
FD400R16KF4	1600	400	800	3.3	0.8	1.10	0.15	0.0400 150	
FD400R33KF1	3300	400	800	3.6	1.2	0.34	0.20	0.0280 150	
FD600R12KF4	1200	600	1200	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0320 150	
FD600R16KF4	1600	600	1200	3.5	0.8	1.10	0.15	0.0320 150	
FD600R17KF4	1700	600	1200	3.5	0.8	0.10	0.15	0.0320 150	
CM600E2Y-34H	1700	600	1200	2.75	2.7	2.0	0.6	0.0160 150	日本三菱电机公司

3.6.4 两单元封装的 IGBT 模块

这类模块有图 3-65j、k、l 所示的三种电路结构，它们一般用于 IGBT 变频系统中作功率开关器件，组成单相桥式逆变器或图 3-65p 所示电路结构的 IGBT 模

块。

1. 两单元桥臂封装的 IGBT 模块

表 3-129 给出日本三社电机公司生产的图 3-65j 所示电路结构的 600V IGBT 模块的电性能参数，表 3-130 给出各公司生产的这类模块的型号对照。

表 3-129 日本三社电机公司生产的图 3-65j 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	开关时间/ μs				$V_{CE(sat)}$ /V (max)	C_{ido} /pF	V_{GES} /V	t_{rr} / μs	$V_{iso(RMS)}$ /V	R_{thj} / (K/W)
			$t_d(on)$	t_r	$t_d(off)$	t_f						
GCA75AA60	600	75	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	4000	± 20	0.1	2500	0.4
GCA100AA60	600	100	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	7000	± 20	0.1	2500	0.31
GCA150AA60	600	150	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	9000	± 20	0.1	2500	0.25
GCA200AA60	600	200	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	15000	± 20	0.1	2500	0.16
GCA300AA60	600	300	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	20000	± 20	0.1	2500	0.13
GCA400AA60	600	400	0.4	0.2	0.8	0.3	2.8	32000	± 20	0.1	2500	0.08

表 3-130 各公司生产的图 3-65j 所示 IGBT 模块的型号对照

序号	日本三社电机公司	日本富士电机公司 ¹⁾	日本三菱电机公司	英国 Mitel 公司	德国西门康公司 ²⁾
1	无	2MBI50L-060	CM50DY-12H	无	SKM50GB063D
2	GCA75AA60	2MBI75L-060	CM75DY-12H	无	SKM75GB063D
3	GCA100AA60	2MBI100L-060	CM100DY-12H	无	SKM100GB063D
4	无	无	无	无	无
5	GCA150AA60	2MBI150L-060	CM150DY-12H	无	SKM150GB063D
6	GCA200AA60	2MBI200L-060	CM200DY-12H	无	SKM200GB062D
7	无	无	无	GP250MH306S	无
8	GCA300AA60	2MBI300L-060	CM300DY-12H	无	SKM300GB063D
9	无	无	无	GP350MH306S	无
10	GCA400AA60	2MBI400L-060	CM400DY-12H	无	SKM400GB062D
11	无	无	无	无	无
12	无	2MBI25L-120	无	无	无
13	无	无	无	无	无
14	无	无	无	无	SKM195GB062D
15	无	2MBI50L-120	CM50DY-24H	无	SKM50GB123D
16	GCA75AA120	2MBI75L-120	CM75DY-24H	无	SKM75GB123D
17	GCA100AA120	2MBI100L-120	CM100DY-24H	无	SKM100GB123D
18	无	无	无	无	无
19	无	无	无	无	SKM145GB123D
20	GCA150AA120	2MBI150L-120	CM150DY-24H	无	SKM150GB123D
21	GCA200AA120	2MBI200L-120	CM200DY-24H	GP200MH312S	SKM200GB123D
22	无	无	无	无	无
23	GCA300AA120	无	CM300DY-24H	无	SKM300GB123D
24	无	2MBI50P-140 ²⁾	CM50DY-28H	无	无
25	无	2MBI75P-140	CM75DY-28H	无	无
26	无	2MBI100PC-140	无	无	无
27	无	2MBI150PC-140	无	无	无
28	无	2MBI200PB-140	CM200DY-28H	无	无
29	无	2MBI300P-140	CM300DY-28H	无	无
30	无	2MBI400P-140	无	无	无
31	无	无	无	无	无
32	无	无	无	无	无
33	无	无	无	无	SKM75GB173D
34	无	无	无	无	无
35	无	无	无	无	SKM100GB173D
36	无	无	无	无	无
37	无	无	无	GP150MHB16S	SKM150GB173D
38	无	无	无	无	无
39	无	无	无	无	SKM200GB173D

(续)

序号	德国 IXYS 公司 ^①	德国 Eupec 公司	德国西门子公司	日本东芝公司	美国 IR 公司, 西安爱帕克电力电子有限公司
1	无	BSM50GB60DL	BSM50GB60DL	MG50J2YS50	无
2	无	BSM75GB60DL	BSM75GB60DL	MG75J2YS50	GA75TS60U
3	无	BSM100GB60DL	BSM100GB60DL	MG100J2YS50	GA100TS60U
4	无	无	无	无	GA125TS60U
5	无	BSM150GB60DL	BSM150GB60DL	MG150J2YS50	GA150TS60U
6	无	BSM200GB60DL	BSM200GB60DL	MG200J2YS50	GA200TS60U
7	无	无	无	无	GA250TS60U
8	无	无	无	MG300J2YS50	GA300TD60U
9	无	无	无	无	无
10	无	BSM400GB60DL	BSM400GB60DL	MG400J2YS50	GA400TD60U
11	无	BSM800GB60KF1	无	无	GA500TD60U
12	无	BSM25GB60DL2	BSM25GB120DN2	无	无
13	无	BSM35GB60DL2	BSM35GB120DN2	无	无
14	无	无	无	无	无
15	VII50-12G3 ^②	BSM50GB120DN2	BSM50GB120DN2	MG50Q2YS40	GA50TS120U
16	VII75-12G3	BSM75GB120DN2	BSM75GB120DN2	MG75Q2YS40	GA75TS120U
17	VII100-12G3	BSM100GB120DN2	BSM100GB120DN2	MG100Q2YS40	GA100TS120U
18	VII125-12G4	无	无	无	GA125TS120U
19	无	无	无	无	无
20	VII150-12G4	BSM150GB120DN2	BSM150GB120DN2	MG150Q2YS40	GA150TD120U
21	VII200-12G4	BSM200GB120DN2	BSM200GB120DN2	MG200Q2YS40	GA200TD120U
22	无	无	无	无	GA250TD120U
23	无	无	无	MG300Q2YS40	无
24	无	无	无	无	无
25	无	无	无	无	无
26	无	无	无	无	无
27	无	无	无	无	无
28	无	无	无	无	无
29	无	无	无	无	无
30	无	无	无	无	无
31	无	无	无	MG30V2YS40	无
32	无	BSM50GB170DN2	无	无	无
33	无	BSM75GB170DN2	无	无	无
34	无	无	无	MG90V2YS40	无
35	无	BSM100GB170DN2	无	无	无
36	无	无	无	MG120V2YS40	无
37	无	BSM150GB170DN2	无	无	无
38	无	无	无	MG180V2YS40	无
39	无	无	无	无	无

① 富士电机公司的 $V_{CE(sat)}$ 较低, 富士电机公司产品的关断时间较三菱电机公司产品的长 $0.3\mu s$ 左右。

② 西门康生产的这类模块还有 SKM400GB123D (400A/1200V), 且大于 75A 的品种还有 SKMGB124D 系列, 该系列较表中所示系列 $V_{CE(sat)}$ 低 $0.3\sim 0.4V$ 。

③ IXYS 公司还有低压降 ($V_{CE(sat)}$) 系列的此类模块, 型号为 VII100-12G4, VII125-12G4, VII150-12G4, VII200-12G4, 其 $V_{CE(sat)}$ 比 VII-12S4 低 $0.6\sim 0.8V$ 。与表中同压降的还有 VII100-12S4, VII125-12S4, VII150-12S4, VII200-12S4。

2. 两单元两个独立封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65k 所示。它可以通过外部电路的连接得到图 3-65j、l 所示的 IGBT 模块。至今看到的产品样本中, 也仅英国 Mitel、德国 eupec 和日本三菱电机公司生产这类模块。表 3-131 给出英国 Mitel 公司生产的这类模块的电性能参数, 表 3-132 给出了各公司生产的这类模块的型号对照。

3. 两单元同时共栅极与共发射极封装的 IGBT 模块

这类模块的电路结构如图 3-65l 所示。至今看到

的产品样本中, 仅德国 eupec 与日本三菱电机公司生产这种模块, 其他公司均不生产这类模块。表 3-133 给出了德国 eupec 与日本三菱电机公司生产的这种模块电性能参数。

4. 带有独立整流管的两单元同时共栅极与共发射极封装的 IGBT 模块

这类模块的电路结构如图 3-65m 所示。从看到的产品样本中, 仅德国 eupec 与日本三菱电机公司生产这类模块, 其他公司均不生产这类模块。表 3-134 给出德国 eupec 与日本三菱电机公司生产的这类模块的电性能参数。

表 3-131 英国 Mitel 公司生产的图 3-65k 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES}/V	$V_{CE(sat)}/V$	$I_{C(cont)}/A$	$I_{C(pk)}/A$	$t_f/ns (25^\circ C)$
GP800DHB12T	1200	2.6	800	1500	150
GP600DHB16S	1600	3.5	600	1200	200
GP800DHB18T	1800	3.5	800	1500	200
GP400DHB33S	3300	3.5	400	800	200
GP600FHB16S	1600	3.5	600	1200	200
GP800FHB18S	1800	3.5	800	1600	200

表 3-132 各公司生产的图 3-65k 所示 IGBT 模块的型号对照

英国 Mitel 公司	德国 eupec 公司	日本三菱电机公司 ^①	备 注
无	FF200R33KF1	无	日本三社电机、富士电机、东芝公司, 德国西门康、西门子、IXYS 公司, 美国 IR 公司均无此产品
GP400DHB33S	FF400R33KF1	CM400DY 66H	
无	FF500R25KF1	无	
GP600DHB16S	FF600R16KF4	无	
GP800DHB12T	FF800R12KF4	无	
GP800DHB18T	无	无	
无	FF400R12KF4	无	
无	FF400R17KF4	无	
无	FF600R12KF4	无	
无	FF600R17KF4	CM600DY-34H	
无	FF800R06KF4	无	
无	FF800R16KF4	无	

① 三菱电机公司还有 CM400DY-50H (400A/2500V) IGBT 模块。

表 3-133 德国 eupec 及日本三菱电机公司生产的图 3-65l 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES}/V	I_C/A	I_{CRM}/A ($t_p=1ms$)	$V_{CE(sat)}/V$ ($T_j=25^\circ C$)	$t_{on}/\mu s$ ($T_j=25^\circ C$)	$t_s/\mu s$ ($T_j=25^\circ C$)	$t_f/\mu s$ ($T_j=25^\circ C$)	$R_{thjc}/(K/W)$	$T_{max}/^\circ C$	生产企业
FZ800R12KF4	1200	800	1600	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0230	150	德国 eupec 公司
FZ800R16KF4	1600	800	1600	3.3	0.8	1.10	0.15	0.0200	150	
FZ800R17KF4	1700	800	1600	3.3	0.8	1.10	0.15	0.0200	150	

(续)

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	I_{CRM} /A ($t_p=1ms$)	$V_{CE(sat)}$ /V ($T_J=25^\circ C$)	t_{on} / μs ($T_J=25^\circ C$)	t_s / μs ($T_J=25^\circ C$)	t_f / μs ($T_J=25^\circ C$)	R_{thj} (K/W)	T_{jmax} / $^\circ C$	生产企业
FZ800R33KF1	3300	800	1600	3.5	1.1	3.40	0.20	0.0143	150	德国 eupec 公司
FZ1000R25KF1	2500	1000	2000	3.5	1.1	3.40	0.20	0.0143	150	
FZ1050R12KF4	1200	1050	2100	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0180	150	
FZ1200R12KF4	1200	1200	2400	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0160	150	
FZ1200R16KF4	1600	1200	2400	3.5	0.8	1.10	0.15	0.0160	150	
FZ1200R17KF4	1700	1200	2400	3.5	0.8	1.10	0.15	0.0160	150	
FZ1600R12KF4	1200	1600	3200	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0125	150	
CM800HA-34H	1700	800	1600	2.75	2.7	2.0 ^①	0.6	0.015	150	日本三菱电机公司
CM1200HA-34H	1700	1200	2400	2.75	2.7	2.0 ^①	0.6	0.010	150	
CM800HB-50H	2500	800	1600	2.80	3.6	2.5 ^①	1.0	0.012	150	
CM800HB-66H	3300	800	1600	3.8	3.6	2.5 ^①	1.0	0.012	150	

① 为 $t_{d(off)}$ 。

表 3-134 德国 eupec 与三菱电机公司生产的图 3-65m 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	I_{CRM} /A ($@t_p=1ms$)	$V_{CE(sat)}$ /V ($@T_J=25^\circ C$)	t_{on} / μs ($@T_J=25^\circ C$)	t_{off} / μs ($@T_J=25^\circ C$)	t_{fi} / μs ($@T_J=25^\circ C$)	T_{jmax} / $^\circ C$	R_{thj} (K/W)	生产企业
FD800R33KF1	3300	800	1600	3.5	1.1	3.40	0.20	150	0.0143	德国 eupec 公司
CM800E2Z-66H	3300	800	1600	3.8	2.7	3.5	1.40	150	0.008	日本三菱电机公司

3.6.5 三单元同时共发射极与共栅极封装的 IGBT 模块

这种 IGBT 模块的电路结构如图 3-65n。在已看到的产品样本中,德国 eupec 与英国 Mitel 及日本三菱

电机公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。表 3-135 给出德国 eupec 与日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参数,英国 Mitel 公司生产的这种模块有 GD2400ESS18S (1800V/2400A) 与 GP1200ESS33S (1200A/3300V) 两种规格。

表 3-135 德国 eupec 与日本三菱电机公司生产的图 3-65n 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CEX} /V	I_C /A	I_{CRM} /A ($@t_p=1ms$)	$V_{CE(sat)}$ /V ($@T_J=25^\circ C$)	t_{on} / μs ($@T_J=25^\circ C$)	t_s / μs ($@T_J=25^\circ C$)	t_f / μs ($@T_J=25^\circ C$)	R_{thj} (K/W)	T_{jmax} / $^\circ C$	生产企业
FZ1200R33KF1	3300	1200	2400	3.5	1.1	3.40	0.20	0.0950	150	德国 eupec 公司
FZ1500R25KF1	2500	1500	3000	3.2	0.8	3.00	0.20	0.0125	150	
FZ1800R12KF4	1200	1800	3600	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0110	150	
FZ1800R16KF4	1600	1800	3600	3.5	0.8	0.90	0.15	0.0110	150	
FZ2400R12KF4	1200	2400	4800	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0100	150	
CM1200HB-50H	2400	1200	2400	2.8	3.6	2.5 ^①	1.0	0.008	150	日本三菱电机公司
CM1200HB-66H	3300	1200	2400	3.8	3.6	2.5 ^①	1.0	0.008	150	
CM1200HC-66H	3300	1200	2400	3.3	3.6	2.5 ^①	1.0	0.010	150	

① 为 $t_{d(off)}$ 。

3.6.6 四单元封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构有图 3-65o、p、q 所示三种形式。它们一般用于单相桥式 IGBT 变频系统中作功率开关器件,这种应用的电力电子设备有电压型单相中频电源、开关电源、DC/AC 变频电源、UPS 等。

1. 四单元单相桥式封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65o 所示。从看到的样本中,只有日本三菱电机公司与德国西门康公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。日本三菱电机公司产品其参数分为两种, I_C 分为 75A 与 100A, V_{CES} 均为 600V,型号分别为 CM75BU-12H、CM100BU-12H。表 3-136 给出了德国西门康公司生产

的这种模块的电性能参数。

2. 四单元两个单相桥臂封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65p 所示。至 1999 年底看到的产品样本中,只有德国西门康与 eupec 公司生产这种模块。表 3-137 给出德国西门康和 eupec 公司生产的这类模块的电性能参数。

3. 由不带续流二极管的 IGBT 与独立整流管组成四单元封装的 IGBT 模块

这种模块的内部电路如图 3-65q 所示。它可以用于单方向直流电动机 PWM 调速等场合。在看到样本中,只有日本东芝公司生产这种 IGBT 模块。表 3-138 给出日本东芝公司生产的这种模块的主要电性能参数。

表 3-136 德国西门康公司生产的图 3-65o 所示 IGBT 模块的主要电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C/A (@ $T_C=25^\circ C$)	型 号	V_{CES} /V	I_C/A (@ $T_C=25^\circ C$)
SK8GH062	600	8	SK20GH123	1200	20
SK10GH123	1200	10	SK25GH063	600	25
SK15GH063	600	15	SK50GH063	600	50

表 3-137 德国西门康与 eupec 公司生产的图 3-65p 所示结构 IGBT 模块的主要电性能参数

型 号	V_{CEX} /V	I_C /A	T_C /°C	$V_{CE(sat)}$ /V	P_{TOT} /W	R_{thjC} (K/W)	T_{max}/C	生产企业
SKM50GH063DC	600	500	25	2.2	200	0.05	150	德国西门康公司
SKM200GH063DK	600	230	25	2.2	800	0.05	150	
F4-300R12KF4	1200	300	25	2.7		0.0640	150	德国 eupec 公司
F4-400R12KF4	1200	400	25	2.7		0.0500	150	

表 3-138 日本东芝公司生产的图 3-65q 所示结构 IGBT 模块的主要电性能参数

型 号	V_{CES}/V	I_A/A	型 号	V_{CES}/V	I_A/A
MG25Q2ZS11	1200	25	MG100J2ZS40	600	100
MG50J2ZS40	600	50	MG100Q1JS40	1200	100
MG50Q2ZS40	1200	50	MG150J1JS50	600	150
MG50N2ZS1	1000	50	MG150Q1JS40	1200	150
MG75Q1JS40	1200	50	MG200Q1JS40	1200	200

3.6.7 六单元封装的 IGBT 模块

1. 三相全控桥封装的 IGBT 模块

六单元封装的 IGBT 模块是电力电子设备中三相交流变频系统常用的模块。这种模块生产的公司较多,表 3-139 给出了德国西门康公司生产的这类模块(电路结构见图 3-65r)的电性能参数,表

3-140 给出了各公司生产的这类模块的型号对照。

2. 六单元三个独立桥臂封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-65s 所示。从现有产品样本看,只有德国 eupec 公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。表 3-141 给出德国 eupec 公司生产的这种模块电性能参数。

表 3-139 德国西门康公司生产的图 3-65r 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CEX} /V	I_C /A	@ T_c /°C	$V_{CE(sat)}$ /V (@ T_c)	P_{tot} /W	$R_{thjc}/$ (K/W) (单个 IGBT)	$R_{thja}/$ (K/W) (整个模块)	$V_{iso(RMS)}$ /V
SKM22GD123D (L)	1200	22	25	3.0	145	0.80	0.05	2500
SKM40GD123D (L)	1200	40	25	3.1	200	0.80	0.05	2500
SKM75GD123D (L)	1200	75	25	3.0	350	0.35	0.05	2500
SKM50GD063DL	600	50	75	2.2	250	0.05	0.05	2500
SKM100GD063DL	600	100	70	2.2	450	0.27	0.05	2500
SKM200GD062DK	600	200	60	2.3	700	0.18	0.038	2500

表 3-140 各公司生产的图 3-65r 所示 IGBT 模块型号对照

德国西门康公司	日本富士电机公司	日本三菱电机公司	备 注
SKM10GD123	6MBI10PC-120L	无	日本三社电机、德国 IXYS、 美国 IR、英国 Mitel 公司均无 此产品
无	6MBI15PC-120L	CM15TF-24H	
SKM20GD123D (L)	6MBI25PC-120L	CM20TF-24H	
无	无	CM30TF-24H	
SKM40GD123D (L)	6MBI35PC-120L	无	
无	6MBI50PC-120L	CM50TF-24H	
SKM75GD123D (L)	6MBI75PC-120L	CM75TF-24H	
无	6MBI100PC-120L	CM100TF-24H	
无	6MBI150PC-120L	无	
SK8GD062	6MBI10L-060	无	
SK13GD063	6MBI15L-060	CM15TF-12H	
SK25GD063	6MBI20L-060	CM20TF-12H	
无	6MBI30L-060	CM30TF-12H	
SKM50GD063DL	6MBI50L-060	CM50TF-12H	
无	6MBI75L-060	CM75TF-12H	
SKM100GD063DL	6MBI100L-060	CM100TF-12H	
SKM200GD062DK	无	无	
无	无	CM150TF-12H	
无	无	CM50TF-28H	
无	无	CM75TF-28H	
无	无	CM100TF-28H	
日本东芝公司 ^①	德国西门子公司	德国 eupec 公司	备 注
MG10Q6ES50	BSM10GD120DN2	BSM10GD120DN2	日本三社电机、德国 IXYS、 美国 IR、英国 Mitel 公司均无 此产品
MG15Q6ES50	BSM15GD120DN2	BSM15GD120DN2	
MG25Q6ES50	无	BSM25GD120DN2	
MG30Q6ES50	BSM25GD120DN2	无	
无	BSM35GD120DN2	BSM35GD120DN2	

(续)

日本东芝公司 ^①	德国西门子公司	德国 eupec 公司	备 注
MG50Q6ES50	BSM50GD120DN2	BSM50GD120DN2	日本三社电机、德国 IXYS、美国 IR、英国 Mitel 公司均无此产品
无	BSM75GD120DN2	BSM75GD120DN2	
无	BSM100GD120DN2	BSM100GD120DN2	
无	无	无	
MG8N6ES40	BSM10GD60DN2	BSM10GD60DN2	
MG15N6ES40	BSM15GD60DN2	BSM15GD60DN2	
MP6752	BSM20GD60DN2	BSM20GD60DN2	
MG25N6ES40	BSM30GD60DN2	BSM30GD60DN2	
MJ50N6ES40	BSM50GD60DN2	BSM50GD60DN2	
MG75J6ES40	BSM75GD60DN2	BSM75GD60DN2	
MJ100J6ES40	BSM100GD60DN2	BSM100GD60DN2	
无	BSM200GD60DN2	BSM200GD60DN2	
无	无	无	
无	无	无	
无	无	无	
无	无	无	

① 东芝公司生产的六单元封装 IGBT 模块还有对应 1000V 规格的, 型号为 MG××Q6ES45。

表 3-141 德国 eupec 公司生产的图 3-65s 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CEX} /V	I_C /A	I_{CRM} /A	$V_{CE(sat)}$ /V (@ $T_J=25^\circ\text{C}$)	t_{on} / μs (@ $T_J=25^\circ\text{C}$)	t_s / μs (@ $T_J=25^\circ\text{C}$)	t_r / μs (@ $T_J=25^\circ\text{C}$)	R_{thj} (K/W)	T_{jmax} / $^\circ\text{C}$
FS150R12KF4	1200	150	300	2.7	0.7	0.90	0.15	0.1280	150
FS150R16KF4	1600	150	300	3.5	0.8	1.10	0.15	0.1280	150
FS200R12KF4	1200	200	400	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0960	150
FS300R12KF4	1200	300	600	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0640	150
FS300R16KF4	1600	300	600	3.5	0.8	1.10	0.15	0.0640	150
FS400R06KF1	600	400	800	2.7	0.65	1.75	0.20	0.0900	150
FS400R12KF4	1200	400	800	2.7	0.7	0.90	0.15	0.0480	150
FS600R06KF1	600	600	1200	2.7	0.65	1.75	0.20	0.0700	150
FS800R06KF1	600	800	1600	2.7	0.65	1.75	0.20	0.0500	150

3. 六单元封装的其他类型 IGBT 模块

这种模块的内部结构如图 3-65t 所示。它的内部每两个 IGBT 为共发射极和共集电极。从现有产品样本看, 只有德国 eupec 和西门子公司生产这种模块, 其他公司均不出产这种模块。表 3-142 给出德国 eupec 公司生产的这类模块电性能参数, 西门子公司生产的这种模块有 BSM150GT120DN2 (150A/1200V) 及

BSM200GT120DN2 (200A/1200V)。

4. 六单元三桥臂上端共集电极封装的 IGBT 模块

这种模块的内部电路结构如图 3-65u 所示。在至今已看到的产品样本中, 只有美国 IR 公司生产这种模块, 其他公司均不生产这种模块。表 3-143 给出美国 IR 公司生产的这种模块电性能参数。

表 3-142 德国 eupec 公司生产的图 3-65t 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CES}/V	I_C/A	$R_{thjk}/(K/W)$	P_{DM}/W	$V_{CE(sat)}/V$
BSM100GT120DN2	1200	3×100	0.182	500	2.5
BSM150GT120DN2	1200	3×150	0.239	500	2.5
BSM200GT120DN2	1200	3×200	0.182	500	2.5

表 3-143 美国 IR 公司生产的图 3-65u 所示结构 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CES}/V	$V_{CE(sat)}/V$	I_C/A		P_D/W	备 注
			@ $T_C = 25^\circ C$	@ $T_C = 100^\circ C$		
CPV362MK	600	2.7	6	3.4	23	超快速型
CPV363MK		2.5	10	6	36	
CPV364MK		2.6	20	10	62.5	
CPV362MU	600	2.6	7.2	3.9	23	超快速型
CPV363MU		2.4	13	6.9	36	
CPV364MU		2.6	20	10	62.5	
CPV362MM	600	2.8	7.9	4.6	23	快速型
CPV363MM		2.0	13	7.0	36	
CPV364MM		2.0	22	12	62.5	
CPV362MF	600	1.8	8.8	4.8	23	标准型
CPV363MF		1.5	15.9	8.7	36	
CPV364MF		1.6	27	15	62.5	

3.6.8 其他类型的 IGBT 模块

这些 IGBT 模块可以看作是 IGBT 模块的派生电路结构, 它们有图 3-66a~n 所示, 共 14 种类型。目前生产这些电路结构 IGBT 模块的公司相对数量较少, 但它们的出现给电力电子设备的制造带来了更大的方便。

1. 三相整流管整流桥或单相整流管整流桥与三相 IGBT 逆变桥混合封装的 IGBT 模块

这两种模块的内部结构分别如图 3-66a、b 所示, 它们的结构可使用户直接把整流桥的输出与逆变桥输入端子相连, 在连接处并联滤波器构成电压型逆变器主电路, 并可在整流桥输出与逆变桥输入之间串接软启动回路还可在整流桥与逆变桥串联后在正负母线之间并联能耗制动回路来泄放部分能量, 防止被控制电动机回馈制动能量而引起母线电压升高。这类模块可方便地用于交流电动机 SPWM 变频调速、正弦波逆变电源等电力电子设备中。在至今看到的产品样本中, 只有日本三菱电机与东芝公司生产这种模块。表 3-144 给出日本三菱电机公司生产的这类模块电性能参数, 表 3-145 给出这两个公司生产的这类模块的型号对照。

表 3-144 日本三菱电机公司生产的图 3-66a、b 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	V_{CES}/V	I_C/A	电路结构
CM10MD1-12H	600	10	图 3-66a
CM15MD1-12H	600	15	
CM20MD1-12H	600	20	
CM30MD1-12H	600	30	
CM10MD3-12H	600	10	图 3-66b
CM15MD3-12H	600	15	
CM20MD3-12H	600	20	
CM30MD3-12H	600	30	

表 3-145 日本三菱电机与东芝公司生产的图 3-66a、b 所示 IGBT 模块的型号对照

日本三菱电机公司	日本东芝公司
CM10MD1-12H	MIG10J805E
CM15MD1-12H	MIG15J805E
CM20MD1-12H	MIG20J805E
CM30MD1-12H	无
CM10MD3-12H	MIG10J855E
CM15MD3-12H	MIG15J855E
CM20MD3-12H	MIG20J855E
CM30MD3-12H	无
无	MIG5Q805E ^①
无	MIG10Q805E ^①

① $V_{CES} = 1200V$ 。

2. 三相 IGBT 逆变桥与制动用 IGBT 斩波管混合封装的 IGBT 模块

这类 IGBT 模块电路结构如图 3-66c 所示。该模块可方便地用于交流变频调速或三相变频电源系统中。表 3-146 给出德国西门康公司生产的这类模块的电性能参数。表 3-147 给出各公司生产的这类模块的型号对照。

3. 三相整流管整流桥与三相 IGBT 逆变桥及 IGBT 斩波回路封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-66d 所示, 表 3-148 给出日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参

数。表 3-149 给出各公司生产的这种模块的型号对照。

4. 三相整流桥与 IGBT 斩波管封装的 IGBT 模块

这类模块的内部电路结构如图 3-66e 所示。在看到产品样本中, 只有德国西门康、eupec、IXYS 公司生产这类模块, 其他公司均不生产这类模块。表 3-150 ~ 表 3-152 分别给出德国西门康、eupec、IXYS 公司生产的这类模块的电性能参数。

5. 带有温度传感器的 IGBT 模块

IGBT 模块在使用时, 为使其自身耗散功率产生的热量尽快通过外部介质散去, 避免热积累造成其管芯温度超过额定结温而损坏, 一般 IGBT 都装在散热

表 3-146 德国西门康公司生产的图 3-66c 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	@ T_C /°C	$V_{CE(sat)}$ /V (@ T_C)	P_{tot} /W (@ T_C)	$R_{thjc}/$ (K/W) (单个 IGBT)	$R_{thj}/$ (K/W) (整个模块)	$V_{so(rms)}/V$
SKM40GDL123D	1200	40	25	3.1	200	0.6	0.05	2500
SKM75GDL123D	1200	75	25	3.0	350	0.35	0.05	2500
SKM50GDL063D	600	50	25	2.2	200	0.6	0.05	2500

表 3-147 各公司生产的图 3-66c 所示 IGBT 模块的型号对照

德国西门康公司	日本东芝公司	日本富士电机公司	备 注
SKM40GDL123D	无	7MBI40N-120	日本三社电机、三菱电机公司、德国西门子、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
无	无	7MBI50N-120	
SKM75GDL123D	无	无	
SKM50GDL063D	无	无	
无	无	7MBI75N-060	
无	MG100J7K50	7MBI100N-060	
无	MG150J7K50	无	

表 3-148 日本三菱电机公司生产的图 3-66d 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	最 大 定 额					电特性参数				
	IGBT 部分			二极管续流部分		IGBT 部分			二极管续流部分	
	V_{CES} /V	I_C /A	P_C /W	T_J /°C	I_E /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	V_{EC} /V	t_{rr} /s
CM10MD-12H	600	10	44	150	10	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM15MD-12H	600	15	54	150	15	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM20MD-12H	600	20	70	150	20	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM30MD-12H	600	30	83	150	30	2.8	0.42	0.5	2.8	110
CM50MD-12H	600	50	140	150	50	2.8	0.5	0.5	2.8	110
CM10MD-24H	1200	10	70	150	10	3.4	0.3	0.5	3.5	250
CM15MD-24H	1200	15	89	150	15	3.4	0.3	0.5	3.5	250
CM25MD-24H	1200	25	140	150	25	3.4	0.3	0.5	3.5	250

表 3-149 各公司生产的图 3-66d 所示 IGBT 模块型号对照

日本三菱电机公司 日本富士电机公司		备 注
CM10MD-12H	无	日本东芝、三社电机公司、德国西门康、西门了、IXYS、eupac 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
CM15MD-12H	无	
CM20MD-12H	无	
CM30MD-12H	7MBR30NF060	
CM50MD-12H	7MBR50NF060	
CM10MD-24H	7MBR10NF120	
CM15MD-24H	7MBR15NF120	
CM25MD-24H	7MBR25NF120	

器上,并采用风冷或其他冷却措施,但当冷却系统发生故障(如风冷时风机堵转、油冷或水冷时管道堵塞等)时,则会造成 IGBT 的过热损坏,所以在 IGBT 的应用中,一般都人为地设计有过热保护。德国西门康公司把温度传感器直接封装在 IGBT 模块中,使过温检测更加及时,给使用者带来很大的方便。德国西门康公司生产的这类模块有图 3-66f~h 所示的 9 种。

(1) 带温度传感器的单相桥臂封装 IGBT 模块
这类模块的电路结构如图 3-66f 所示。它自身带有散热器及驱动电路,适合于单相及三相变频系统中使用,可进行过热检测与保护。至今为止,看到的产品样本中,只有德国西门康公司生产这种模块,其他公司均不生产这种模块。表 3-153 给出西门康公司生产的这种模块的电特性参数。

表 3-150 德国西门康公司生产的图 3-66e 所示 IGBT 模块电性能参数^①

型 号	V_{CES} /V	I_C /A	@ T_C /°C	$V_{CE(sat)}$ /V (@ T_C)	P_{tot} /W (@ T_C)	$R_{thjc}/$ (°C/W) (单个 IGBT)	$R_{thja}/$ (K/W) (整个模块)
SKD40GAL123D	1200	40	25	3.1	200	0.6	0.05
SKD75GAL123D	1200	75	25	3.0	350	0.35	0.05
SKD100GAL123D	1200	100	25	3.0	525	0.2	0.05

① 表中@ T_C 为测试时的壳温。

表 3-151 德国 eupac 公司生产的图 3-66e 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	$V_{DSM}, V_{RRM}/V$ ($V_{DSM}=V_{DRM},$ $V_{RSM}=V_{RRM}+100V$)	$I_{FRSM}^{(1)}$ /A	I_{FSM}/A (@10ms, @ T_{jmax})	I^2t /A ² ·s (@10ms, @ T_{jmax})	I_P/A (@ T_C)	$V_{DO}^{(2)}/V$ (@ T_{jmax})	$R_{thj}/$ (°C/W) (每个桥臂)	$R_{thca}/$ (K/W) (每个桥臂)	$r_T/m\Omega^{(3)}$ (@ T_{jmax})	$T_{jmax}/^{\circ}C$
DDB6U84NRR	1200~1600	60	550	1500	85/100	0.75	1.45	0.25	5.5	150
DDB6U100NRR	1200~1600	60	550	1500	100/100	0.75	1.45	0.25	5.5	150

- ① 每个二极管的正向有效值电流。
- ② 三相整流桥的输出电流。
- ③ IGBT 的通态平均压降。
- ④ IGBT 的通态电阻。

表 3-152 德国 IXYS 公司生产的图 3-66e 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	整 流 桥			IGBT		续流二极管		
	V_{RRM}/V	I_1/A (@ T_C)	$T_C/^{\circ}C$	V_{CES}/V	I_C/A	$I_{F(AV)}/A$	t_{rr}/ns	V_{RRM}/V
VUB60-12iO1	1200	70	105	1200	21	8	50	1200
VUB60-16iO1	1600	70	105	1200	21	8	50	1200
VUB120-12iO1	1200	120	80	1200	52	27	40	1200
VUB120-16iO1	1600	120	80	1200	52	27	40	1200

表 3-153 德国西门康公司生产的图 3-66f 所示 IGBT 模块的电性能参数^①

型 号	IGBT 部分										二极管部分			
	V_{CES} /V	V_{GES} /V	$I_C^{②}$ /A	$I_{CM}^{③}$ /A	$V_{CE(sat)}$ /V	C_{ies} /pF	C_{oss} /pF	C_{res} /pF	t_{on} /ns	t_{off} /ns	$R_{thj-c}/$ (K/W) (每单元)	V_{FC} /V	I_{RRM} /mA	$R_{thj-c}/$ (K/W) (每单元)
SKiP71GB06	600	±20	130	260	2.1	5.6	0.6	0.4	140	880	0.5	1.35	60	0.75
SKiP72GB12	1200	±20	80	160	2.5	5.0	0.72	0.38	105	520	0.35	2.0	45	0.8

① 工作结温范围 $T_j = -40 \sim +150^\circ\text{C}$, 绝缘电压 $V_{iso(RMS)} = 2500\text{V}$, 温度传感器 R_{15} 特性 $T = 25/125^\circ\text{C}$, $R_{15} = 1000/1670\Omega$ 。

② 测试时散热器温度为 25°C 。

③ 测试时散热器温度为 25°C , $I_{CM} = -I_{FM}$, $I_C = -I_F$ 。

(2) 带温度传感器的三相整流桥与制动用 IGBT 斩波管封装的 IGBT 模块 这类模块电路结构如图 3-66g 所示。它特别适用于交流或直流电动机控制。从已看到的 1999 年产品样本中只有德国西门康公司生产这种模块, 其他公司均不生产这种模块。表 3-154 给出德国西门康公司生产的这种模块的电性能参数。

(3) 带有温度传感器的三相整流管整流桥与三相 IGBT 逆变桥和制动用 IGBT 斩波管共同封装的 IGBT 模块 这种 IGBT 模块的电路结构如图 3-66h 所示。它使电动机的变频调速实现极为容易, 避免了用户自己构成主电路的麻烦。表 3-155 给出德国西门康公司生产这类模块的电性能参数, 表 3-156 给出各公

司生产的这类模块型号对照。

(4) 带有温度传感器的三相半控桥与制动用 IGBT 斩波管封装的 IGBT 模块 这种模块的电路结构如图 3-66i 所示。从看到的样本中, 仅德国 IXYS 与西门康公司生产这种模块。表 3-157 给出该公司生产的这种模块的电性能参数, 西门康生产的这种模块带有散热器。

(5) 带有温度传感器的三相整流管整流桥与三相 IGBT 逆变桥封装的 IGBT 模块

这种模块的电路结构如图 3-66j 所示。在看到的 1999 年底以前的样本中, 日本东芝公司生产的这种模块, 其他公司均不生产这种模块。表 3-158 给出日本东芝公司生产的这种模块的主要电性能参数。

表 3-154 德国西门康公司生产的图 3-66g 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	适配电动机功率/kW	交流输入相数	内部集成温度传感器 (PTC) 个数
SkiiP82ANB08	5.5	3	1
SkiiP83ANB08	7.5	3	1
SkiiP81ANB15	7.5	3	1
SkiiP82ANB15	11	3	1
SkiiP83ANB15	15	3	1
SkiiP83AHB15	15	3	1
SkiiP83ATB15	15	3	1

表 3-155 德国西门康公司生产的图 3-66h 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	适配电机 功 率 /kW	I_C /A (IGBT, @ T_C = $25^\circ\text{C}/80^\circ\text{C}$)	I_C /A (整流管, @ $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_{CES} /V	内置 PTC 个 数	$R_{thj-c}/$ (K/W) (IGBT/整流管)	交流输 入相数
SKiP11NAB06	4.75	14/10	15	600	1	3.0/4.0	3
SKiP30NAB06	3.0	30/20	50	600	1	1.8/1.6	3
SKiP31NAB06	4.0	50/35	50	600	1	1.0/1.6	3
SKiP32NAB06	5.5	75/50	75	600	1	0.5/1.0	3
SKiP30NAB12	3.0	33/22	37	1200	1	1.0/1.6	3
SKiP31NAB12	4.0	38/25	37	1200	1	0.9/1.6	3
SKiP32NAB12	5.5	65/45	60	1200	1	0.5/1.0	3

表 3-156 各公司生产的图 3-66h 所示 IGBT 模块的型号对照

德国 eupec 公司	德国西门子公司 ^①	德国西门康公司	日本东芝公司	备 注
BSM15GP60	BSM15GP60	SKiP11NAB06	无	日本三社电机、三菱电机、富士电机公司、德国 IXYS 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
BSM20GP60	BSM20GP60	无	MIG20J906E/EA	
BSM30GP60	BSM30GP60	SkiiP30NAB06	MIG30J906E/EA	
BSM50GP60	BSM50GP60	SkiiP31NAB06	无	
BSM10GP120	BSM10GP120	无	MIG10Q906H/HA	
FR15R12KS4C	BSM15GP120	无	MIG15Q906H/HA	
FR25R12KS4C	BSM25GP120	无	MIG25Q906H/HA	
FR35R12KS4C	BSM35GP120	SkiiP30NAB12	无	
FR50R12KS4C	BSM50GP120	SkiiP31NAB12	无	
无	无	SkiiP32NAB12	无	

① eupec 和西门子公司还生产 BSM100GP60、BSM75GP60、BSM50GP60G、BSM50GP60G、BSM35GP120G 几个产品。

表 3-157 德国西门康与 IXYS 公司生产的图 3-66i 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	整流管			IGBT		续流二极管			生产企业
	V_{RRM} /V	$I_d(AV)/A$ @ T_c	T_c /C	V_{CES} /V	I_c /A	V_{RRM} /V	$I_F(AV)$ /V	t_{rr} /ns	
SKiP82AHB08	800	35	80	600	30	600	38	—	德国西门康公司
SKiP83AHB08	800	75	80	600	35	600	38	—	
SKiP81AHB15	1500	75	80	1200	22	1200	17	—	
SKiP82AHB15	1500	75	80	1200	45	1200	26	—	
SKiP83AHB15	1500	125	80	1200	65	1200	26	—	
VVZB120-12io1	1200	120	80	1200	52	1200	27	40	德国 IXYS 公司
VVZB120-16io1	1600								

表 3-158 日本东芝公司生产的图 3-66j 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	V_{CES}/V	I_c/A
MIG20J806E/EA	600	20
MIG30J806E/EA		30
MIG10Q806H/HA	1200	10
MIG15Q806H/HA		15
MIG25Q806H/HA		25

(6) 同时带温度传感器及直流侧电流传感器的 IGBT 模块 这类模块的电路结构有图 3-66k~m 所示的 3 种。它们不但可以因内部集成有温度传感器进行过热保护外，还因内部封装有直流侧电流检测环节可以使用户极方便地实现过电流及短路保护或进行启动过程中的电流限制。

1) 同时带温度及直流侧电流传感器的单相整流管整流桥与三相 IGBT 逆变桥及制动用 IGBT 斩波管封装的 IGBT 模块：这类模块的电路结构如图 3-66k 所示。表 3-159 给出德国西门康公司生产的这类模块

的电性能参数。

2) 同时带温度及直流侧电流传感器的单相整流管整流桥和三相 IGBT 逆变桥封装的 IGBT 模块：这类模块的电路结构如图 3-66l 所示。表 3-160 给出德国西门康公司生产的这类模块的电性能参数。

3) 同时带温度及直流侧电流传感器的三相整流桥与三相 IGBT 逆变桥及制动用 IGBT 斩波管封装的 IGBT 模块：这类模块的电路结构如图 3-66m 所示。表 3-161 给出德国西门康公司生产的这类模块的电性能参数。

(7) 带温度传感器及输出电流传感器的 IGBT 模块 这类模块的电路结构如图 3-66n 所示。它不但能对模块工作时的自身温度进行监控，而且对 IGBT 逆变桥输出的相电流随时进行检测，因而使用中可使用户方便地构成输出过电流或负载短路保护。表 3-162 给出了德国西门康公司生产的这类模块的电性能参数。

表 3-159 德国西门康公司生产的图 3-66k 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	适配电动机功率 /kW	I_c/A (IGBT, @ T_c =25℃/80℃)	I_c/A (整流管桥 @ $T_c=25℃$)	V_{CES} /V	内部温度传感器个数	$R_{thjc}/(K/W)$ (IGBT/整流管桥)	内含电流检测传感器个数	交流输入相数
SkiiP10NAB06	0.37	8/5	15	600	1	5.0/4.0	4	1
SkiiP20NEB061	1.5	18/12	25	600	1	2.8/2.6	4	1
SkiiP21NEB061	2.20	20/14	25	600	1	2.5/2.6	4	1

表 3-160 德国西门康公司生产的图 3-66l 所示 IGBT 模块的电性能参数

型 号	适配电动机功率 /kW	I_c/A (IGBT, @ T_c =25℃/80℃)	I_c/A (整流管桥, @ $T_c=25℃$)	$R_{thjc}/(K/W)$ (IGBT/整流管桥)	内部温度传感器个数	内含电流检测传感器数	交流输入相数
SkiiP10NEC061	0.37	8/5	15	5.0/4.0	1	4	1
SkiiP11NEC061	0.75	14/10	15	5.0/4.0	1	4	1

表 3-161 德国西门康公司生产的图 3-66m 所示模块的电性能参数

型 号	适配电动机功率 /kW	I_c/A (IGBT, @ T_c =25℃/80℃)	I_c/A (整流管桥, @ $T_c=25℃$)	V_{CES} /V	$R_{thjc}/(K/W)$ (IGBT/ 整流管桥)	内部集成的温度传感器个数	内部集成电流取样传感器数	交流输入相数
SkiiP20NAB061	1.5	18/12	25	600	2.8/2.6	1	4	3
SkiiP21NAB061	2.2	20/14	25	600	2.5/2.6	1	4	3
SkiiP22NAB061	3.0	30/20	22	600	1.8/2.6	1	4	3
SkiiP20NAB121	1.5	12/8	15	1200	2.6/3.9	1	4	3
SkiiP21NAB121	1.5	12/8	22	1200	2.6/2.8	1	4	3
SkiiP22NAB121	2.2	18/12	22	1200	1.8/2.8	1	4	3

表 3-162 德国西门康公司生产的图 3-66n 所示 IGBT 模块电性能参数

型 号	适配电动机功率 /kW	I_c/A (IGBT, @ T_c =25℃/80℃)	I_c/A (整流管桥, @ $T_c=25℃$)	V_{CES} /V	$R_{thjc}/(K/W)$ (IGBT/ 整流管桥)	内部集成的温度传感器个数	内部集成电流取样传感器数
SKiiP82AC061	5.5	60/40	75	600	0.9/1.0	1	3
SKiiP83AC061	7.5	100/70	100	600	0.5/0.8	1	3
SKiiP81AC121	7.5	65/45	60	1200	0.5/1.0	1	3
SKiiP82AC121	11	95/65	80	1200	0.35/0.8	1	3
SKiiP83AC121	15	125/85	80	1200	0.26/0.8	1	3

3.7 电力 MOS 场效应晶体管 (MOSFET) 模块

MOSFET 是如今工作频率最高的电力半导体器件,虽然经过了几十年的努力和探索,但限于工艺及材料,到目前为止仍难以制成同时具有高电压和大电流的 MOSFET。现在 MOSFET 仍是开关电源等中小功率高频电力电子设备中使用较多的电力半导体器件。为方便应用,各电力半导体器件生产厂都进行了再次

开发,形成了种类众多的 MOSFET 模块,如今电力 MOSFET 模块已出现了图 3-67 所示的近 16 种内部电路结构。本节分别介绍各种电力 MOSFET 模块的电性能参数和不同生产厂产品的型号对照。

3.7.1 一单元封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67a、b 所示。图 3-67a 中续流二极管在续流时由于受 MOSFET 自身寄生二

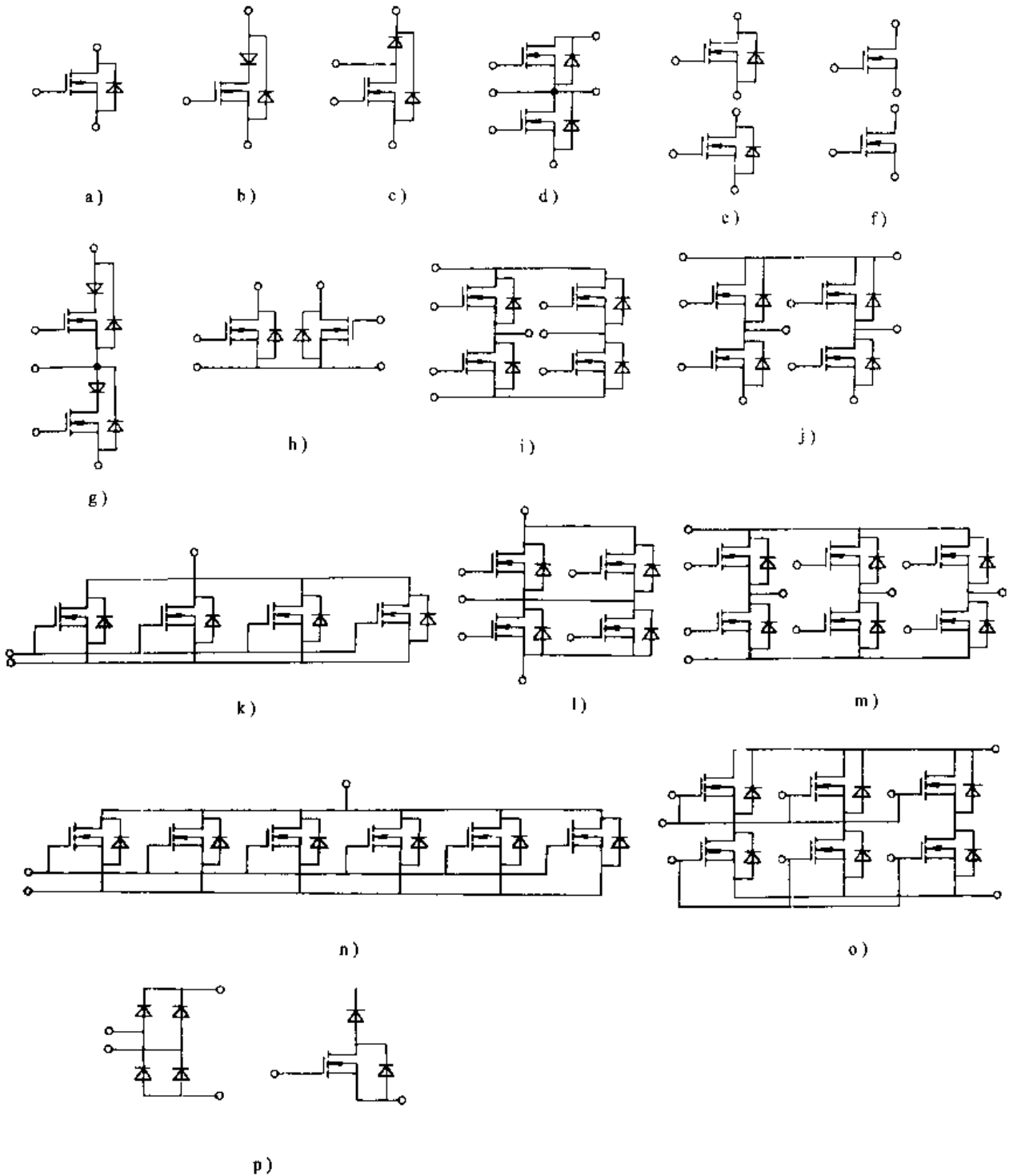


图 3-67 电力 MOSFET 模块的内部电路结构

极管特性的影响，所以续流效果没有图 3-67b 所示的好；图 3-67b 中因内部集成有阻塞二极管，故其续流特性要较图 3-67a 所示的好，因而其频率特性也较图 3-67a 好，这种模块常用于斩波类电力电子设备作主功率开关器件。

1. 不带阻塞二极管的一单元封装的电力 MOSFET 模块

表 3-163 给出日本三社电机公司生产的图 3-67a 所示电力 MOSFET 模块的电性能参数，表 3-164 给出

了德国 IXYS 公司生产的这种模块的电性能参数，表 3-165 给出各公司生产的这种模块的型号对照。

2. 带阻塞二极管的一单元封装的电力 MOSFET 模块

从看到的 2000 年各公司产品样本中可知，只有日本三社电机公司生产这种模块，其他公司均不生产这种产品。表 3-166 给出日本三社电机公司生产的图 3-67b 所示电力 MOSFET 模块的电性能参数。

表 3-163 日本三社电机公司生产的图 3-67a 所示电力 MOSFET 模块的电性能参数

型 号	I_D /A	V_{DS} /V	开关时间/ns				$R_{DS(on)}$ /m Ω	$V_{DS(on)}$ /V	V_{GS} /V	R_{thjc} (K/W)
			$t_{d(on)}$	t_r	$t_{d(off)}$	t_f				
SF100AA	100	200	80	130	650	120	25	1.25	± 20	0.41
SF100BA	100	500	70	120	1100	280	70	3.5	± 20	0.21
SF150AA	150	200	80	240	1300	330	17	1.3	± 20	0.27
SF150BA	150	500	90	180	1400	360	15	2.5	± 20	0.16
SF200BA	200	100	280	220	220	60	8	0.8	± 20	0.31
SF220AA	200	200	320	560	1800	400	15	1.5	± 20	0.2

表 3-164 德国 IXYS 公司生产的图 3-67a 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	V_{DS} /V (max)	I_D /A (@ $T_c=25^\circ\text{C}$)	$R_{DS(on)}$ / Ω (@ $T_c=25^\circ\text{C}$)	C_{iss} /pF	C_{res} /pF	t_{rr} /ns (@ 25°C)	Q_g /nC (max)	R_{thjc} (K/W) (max)	P_D /W (max)
IXTN79N20	200	85	0.025	9000	600	400	450	0.31	400
IXTN36N50	500	36	0.12	8500	300	600	350	0.31	100
IXTN58N50		58	0.875	11000	235	250	420	0.20	625
IXTN61N50		61	0.075						
IXTN15N100	1000	15	0.6	8000	150	1000	350	0.31	400
IXTN21N100		21	0.55	8400	110	1000	250	0.24	520
IXFN200N06	60	200	0.0055	9000	2400	150	480	0.24	520
IXFN200N07	70	200	0.006	9000	2400	150	480	0.24	520
IXFN150N10	100	150	0.012	9000	1600	200	520	0.24	520
IXFN100N20	200	100	0.023	9000	590	200	380	0.24	520
IXFN106N20		106	0.020						
IXFN73N30	300	73	0.045	9000	560	200	380	0.24	520
IXFN44N50	500	44	0.12	8400	280	250	320	0.24	520
IXFN48N50		48	0.10						
IXFN58N50		58	0.085	11000	225	250	420	0.20	625
IXFN61N50	600	61	0.075						
IXFN32N60		32	0.25	9000	280	250	325	0.24	520
IXFN36N60		36	0.18						
IXFN27N80	800	27	0.30	8400	200	250	250	0.24	520
VMO380-02F	200	385	0.0046	48000	3100	600	2100	0.083	2230
VMO400-02F	200	418	0.0042	53000	3400	600	2300	0.076	2450

表 3-165 各公司生产的图 3-67a 所示电力 MOSFET 模块的型号对照

日本三社电机公司	日本三菱电机公司	德国西门康公司	德国 IXYS 公司	规 格	备 注
无	FM75HA-9	无	无	75A/100V	日本东芝、富士电机公司, 德国西门子、eupec 公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
SF100AA	FM100HY-9	无	IXFN100N20	100A/200V	
无	无	SKM121AR	IXFN106N20	130A/200V	
SF100BA	FM100HY-10	无	无	100A/500V	
SF150AA	无	无	无	150A/200V	
无	无	SKM180A020	无	180A/200V	
SF150BA	无	无	无	150A/500V	
无	无	无	VMO380-02F	385A/200V	
无	无	无	VMO400-02F	418A/200V	
SF200AA	无	无	IXFN106	200A/200V	
无	无	SKM453A020	无	450A/200V	
SF200BA	无	SKM111AR	无	200A/100V	
无	无	SKM151AR	无	48A/500V	
无	无	SKM121AR	无	130A/200V	
无	无	SKM181A3	无	36A/800V	
无	无	SKM181A3R	无	36A/800V	

表 3-166 日本三社电机公司生产的图 3-67b 所示的电力 MOSFET 电性能参数

型 号	I_D /A	V_{DS} /V	开关时间/ns				$R_{DS(on)}$ /mΩ	$V_{DS(on)}$ /V	V_{GS} /V	R_{thj} (K/W)
			$t_d(on)$	t_r	$t_d(off)$	t_f				
SF100CB	100	1000	150	300	600	300	150	15	±30	0.16

3.7.2 专为斩波器设计的电力 MOSFET 模块

表 3-167 给出日本东芝公司生产的图 3-67c 所示的这类模块的电性能参数（其他公司均不生产这种模块）。

表 3-167 日本东芝公司生产的图 3-67c 所示电力 MOSFET 模块的主要电性能参数

型 号	V_{DS}/V	I_D/A
MG30D1ZM1	250	30

3.7.3 两单元封装的电力 MOSFET 模块

这种电力 MOSFET 模块的电路结构有图 3-67d

表 3-168 德国西门康公司生产的图 3-67d 所示电力 MOSFET 模块的电性能参数

型 号	V_{DS} /V	I_D /A	@ T_c /C	$R_{DS(on)}/m\Omega$ (@ T_c)	P_D/W (@ T_c)	R_{thj} / (K/W)
SKM254F	500	35	25	170	400	0.31
SKM204A	50	200	55	4.5	400	0.31
SKM214A	100	120	25	13	400	0.31
SKM120B020	200	120	25	17	500	0.25
SKM253B020	200	250	25	8.6	1040	0.12
SKM313B10	100	400	25	3.5	1040	0.12

表 3-169 各公司生产的图 3-67d 所示电力 MOSFET 模块的型号对照

德国西门康公司	日本东芝公司	对应容量	备 注
无	MG30D2YM1	30A/250V	日本三社电机、三菱电机、富士电机公司，德国西门子、IXYS、eupec 公司，美国 IR 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
SKM204A	无	200A/50V	
SKM214A	无	120A/100V	
SKM120B020	无	120A/200V	
SKM254F	MG30H2YM1	35A/500V	
无	MG50H2YM1	50A/500V	
无	MG30G2YM1	30A/450V	
无	MG50G2YM1	50A/450V	
无	MG50D2YM1	50A/250V	
SKM253B020	无	250A/200	
SKM313B010	无	400A/100	

~h 所示的 5 种。它常用于桥式 MOSFET 逆变器中作主开关器件，与单管电力 MOSFET 类似；图 3-67g 所示模块因其能阻塞了电力 MOSFET 内寄生二极管的续流效应，所以在这几种电路结构中，它的频率特性最好。图 3-67h 所示模块可用于单相桥式 MOSFET 逆变器中代替共源极的两个电力 MOSFET，而图 3-67e、f 所示这种模块既可用于桥式逆变器中，亦可用于斩波器类电力电子设备中，使用起来十分方便。

1. 不带阻塞二极管的两单元桥臂封装的电力 MOSFET 模块

这种电力 MOSFET 模块的电路结构如图 3-67d 所示。表 3-168 给出德国西门康公司生产的这类模块的电性能参数，表 3-169 给出各公司生产的这类模块的型号对照。

2. 带续流二极管的两单元独立封装电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67e 所示, 表 3-170 给出日本三社电机公司生产的这类模块的电性能参数, 表 3-171 给出各公司生产的这类模块型号对照。

3. 不带续流二极管两单元独立封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67f 所示。该种模块使用中需外接续流二极管。表 3-172 给出日本东芝公司生产的这种模块的主要电性能参数 (其他公司均不

生产这种模块)。

4. 带阻塞二极管和续流二极管两单元封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67g 所示, 表 3-173 给出日本三社电机公司生产的这种模块的电性能参数, 表 3-174 给出各公司生产这种模型的型号对照。

5. 共源极两单元封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67h 所示, 表 3-175 给出德国 IXYS 公司生产的这类模块的电性能参数 (其他各公司均不生产这种模块)。

表 3-170 日本三社电机公司生产的图 3-67e 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	I_D /A	V_{DS} /V	开关时间/ns				$R_{DS(on)}$ /m Ω	$V_{DS(on)}$ /V	V_{GSS} /V	R_{thj} (K/W)
			$t_{d(on)}$	t_r	$t_{d(off)}$	t_f				
FBA50CA	50	500	60	60	650	130	120	3.0	± 20	0.39
FBA75CA	75	500	60	120	700	210	100	4.0	± 20	0.31

表 3-171 各公司生产的图 3-67e 所示电力 MOSFET 模块型号对照

日本三社电机公司	日本三菱电机公司	备 注
FBA50CA	FM50DZ-9	日本东芝、富士电机公司, 德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
FBA75CA	无	

表 3-172 日本东芝公司生产的图 3-67f 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	V_{DS}/V	I_d/A	型 号	V_{DS}/V	I_d/A
MG30D2DM1	250	30	MG50G2DM1	450	50
MG50D2DM1	250	50	MG30H2DM1	500	30
MG30G2DM1	450	30	MG50H2DM1	500	50

表 3-173 日本三社电机公司生产的图 3-67g 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	I_D /A	V_{DS} /V	开关时间/ns				$R_{DS(on)}$ /m Ω	$V_{DS(on)}$ /V	V_{GSS} /V	$R_{thj}/$ (K/W)
			$t_{d(on)}$	t_r	$t_{d(off)}$	t_f				
FCA50CC	50	500	60	60	650	130	140	3.5	± 20	0.38
FCA75CC	75	500	60	60	650	130	140	4.5	± 20	0.29

表 3-174 各公司生产的图 3-67g 所示电力 MOSFET 模块型号对照

日本三社电机公司	日本三菱电机公司	备 注
无	FM30DY 9	日本富士电机、东芝公司, 德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
无	FM30DY-10	
无	FM50DY 9	
FCA50CC	FM50DY-10	
FCA75CC	无	

表 3-175 德国 IXYS 公司生产的图 3-67h 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	V_{DS} /V	I_D /A	@ T_c /C	$R_{DS(on)}$ /m Ω (@ T_c)	C_{iss} /pF	C_{rss} /pF	t_{rr} /ns	$R_{thj}/$ (K/W)	P_D /W	T_j /C
VMK90-02T2	200	90	25	27	9200	570	400	0.31	400	150

3.7.4 四单元封装的电力 MOSFET 模块

四单元封装的电力 MOSFET 模块有图 3-67i~j 四种类型。图 3-67i、j 所示这种模块结构常用于单相桥式 MOSFET 逆变系统中作功率开关器件。

1. 四单元封装的单相桥式电力 MOSFET 模块

这类模块的电路结构如图 3-67i 所示。表 3-176 给出日本东芝公司生产的这类模块的主要电性能参数，表 3-177 给出各公司生产的这类模块型号对照。

表 3-176 日本东芝公司生产的图 3-67i 所示电力 MOSFET 模块主要电性能参数

型 号	V_{DS}/V	I_D/A
MG8G4GM1	450	8
MG10H4GM1	500	10
MG15D4GM1	250	15
MG15G4GM1	450	15

表 3-178 给出日本东芝公司生产的图 3-67j 所示结构电力 MOSFET 模块的主要电性能参数（其他公司均不生产这类模块）。

2. 四单元并联封装的电力 MOSFET 模块

这类模块的电路结构如图 3-67k 所示，由于 MOSFET 的工作机理决定了其非常容易并联，美国

IR 生产的这种模块既扩大了 MOSFET 的容量，又因同时封装四个 MOSFET，工艺上一次完成，引线最为合理，使每个 MOSFET 均流效果最好。表 3-179 给出美国 IR 公司生产的这类模块的电性能参数（其他公司均不生产这种模块）。

表 3-177 各公司生产的图 3-67i 所示电力 MOSFET 模块型号对照

日本东芝公司	日本三菱电机公司	备 注
MG8G4GM1	无	日本三社电机、富士电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司，美国 IR 公司、英国 Mitel 均无此产品
MG10G4GM1	无	
MG15G4GM1	FM15EF-6	
MG15G4GM1	无	

表 3-178 日本东芝公司生产的图 3-67j 所示电力 MOSFET 模块的主要电性能参数

型 号	V_{DS}/V	I_D/A
MG15C4HM1	150	15
MG15D4HM1	250	15

3. 四单元桥臂封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67l 所示。在看到的 1999 年产品样本中仅美国 IR 公司生产这种模块。表 3-180 给出美国 IR 公司产品的电性能参数。

表 3-179 美国 IR 公司生产的图 3-67k 所示电力 MOSFET 模块电性能参数^①

型 号	V_{DS}/V	$R_{DS(on)}/m\Omega$	I_D/A (@ $T_c=25^\circ C$)	$I_{D(脉冲)}/A$ (@ $T_c=100^\circ C$)	$R_{thjc}/(K/W)$	P_D/W
IRFK4H150	100	14	145	580	0.25	500
IRFK4H250	200	21	108	432	0.25	500
IRFK4H350	400	75	50	200	0.25	500
IRFK4H450	500	100	44	176	0.25	500
IRFK4H054	60	5	150	960	0.25	500
IRFK4HC50	600	175	35	140	0.25	500
IRFK4HE50	800	300	26	104	0.25	500

① 该类模块还有 IRFK4J×××系列。

表 3-180 美国 IR 公司生产的图 3-67l 所示电力 MOSFET 模块电性能参数^①

型 号	V_{DS}/V	$R_{DS(on)}/m\Omega$	I_D/A (@ $T_c=25^\circ C$)	$I_{D(脉冲)}/A$ (@ $T_c=100^\circ C$)	$R_{thjc}/(K/W)$	P_D/W
IRFK2D150	100	28	72	288	0.25	500
IRFK2D250	200	43	54	216	0.25	500
IRFK2D350	400	150	25	100	0.25	500
IRFK2D450	500	200	22	88	0.25	500
IRFK2D054	60	10	120	480	0.25	500
IRFK2DC50	600	350	18	72	0.25	500
IRFK2DE50	800	600	12	48	0.25	500

① 该类模块还有 IRFK2F×××系列。

3.7.5 六单元封装的电力 MOSFET 模块

这类模块有图 3-67m~o 所示的 3 种类型。图 3-67m 可方便地用来构成三相桥式逆变类电力电子设备,而图 3-67n、o 仅是为了利用电力 MOSFET 的易并联特性而扩大其单管容量。下面分别介绍其电性能参数。

1. 三相桥式封装的电力 MOSFET 模块

这类模块的电路结构如图 3-67m 所示。生产这种模块的公司相对较少,表 3-181 给出日本东芝公司生产的这类模块的主要电性能参数,表 3-182 给出日本三菱电机公司生产的这种模块电性能参数。

2. 六单元并联封装的电力 MOSFET 模块

这类模块的电路结构如图 3-67n 所示。至今看到的 1999 年底产品样本中,仅美国 IR 公司生产这类模块。表 3-183 给出该公司生产的这类模块的电性能参数。

3. 六单元并联桥臂封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67o 所示。表 3-184 给出美国 IR 公司生产的这种模块的电性能参数(其他公司均不生产这种模块)。

表 3-181 日本东芝公司生产的图 3-67m 所示电力 MOSFET 模块的主要电性能参数

型 号	V_{DS}/V	I_D/A
MG8D6EM1	250	8
MG15D6EM1	250	15
MP6702	250	15
MG8G6EM1	450	8
MG15G6EM1	450	15
MG8H6EM1	500	8
MP6703	500	8
MG10H6EM1	500	10
MP6704	500	10
MG15H6EM1	500	15
MG25H6EM1	500	25

表 3-182 日本三菱电机公司生产的图 3-67m 所示 MOSFET 模块电性能参数

型 号	MOSFET 部分					续流二极管部分				
	V_{DS}/V	I_D/A	P_D/W	$T_{max}/^{\circ}C$	$R_{DS(on)}/\Omega$	t_{on}/ns	t_{off}/ns	$-I_U/A$	V_{SD}/V	t_{rr}/ns
FM30TF 10S	500	30	310	150	0.2	740	340	15	2.5	130

表 3-183 美国 IR 公司生产的图 3-67n 所示电力 MOSFET 模块电性能参数^①

型 号	V_{DS}/V	$R_{DS(on)}/m\Omega$	I_D/A (@ $T_C=25^{\circ}C$)	$I_{D(max)}/A$ (@ $T_C=25^{\circ}C$)	$R_{thjc}/(K/W)$	P_D/W
IRFK6H150	100	10	150	720	0.2	625
IRFK6H250	200	15	140	560	0.2	625
IRFK6H350	400	50	75	300	0.2	625
IRFK6H450	500	67	66	264	0.2	625
IRFK6H054	60	3	350	1400	0.2	625
IRFK6HC50	600	100	48	192	0.2	625

① 该类模块还有 IRFK6J×××系列。

表 3-184 美国 IR 公司生产的图 3-67o 所示电力 MOSFET 模块电性能参数^①

型 号	V_{DS}/V	$R_{DS(on)}/m\Omega$	I_D/A (@ $T_C=25^{\circ}C$)	I_D/A (@ $T_C=100^{\circ}C$)	$R_{thjc}/(K/W)$	P_D/W
IRFK3D150	100	20	125	435	0.20	625
IRFK3D250	200	30	70	280	0.20	625
IRFK3D350	400	100	37	148	0.20	625
IRFK3D450	500	135	33	132	0.20	625
IRFK3FC50	600	230	24	96	0.20	625

① 该类模块还有 IRFK3F×××系列。

3.7.6 单相整流桥与制动用 MOSFET 斩波管混合封装的电力 MOSFET 模块

这种模块的电路结构如图 3-67p 所示，它广泛应用于功率因数校正等电力电子设备中。表 3-185 给出德国 IXYS 公司生产的这种模块电性能参数（其他公司均不生产这种模块）。

表 3-185 德国 IXYS 公司生产的图 3-67p 所示电力 MOSFET 模块电性能参数

型 号	V_{DS} /V	$I_{D(on)}$ ^① /A (@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)	$R_{DS(on)}$ / Ω	$R_{thj\text{c}}$ (K/W) (@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$) (max)	P_D /W (@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$) (max)	V_{RRM} /V
VUM24-05N	500	35	0.12	0.38	325	600
VUM33 05N		47		0.21	595	

① cont 为连续。

3.8 智能电力模块 (IPM)

前面几节详细介绍了世界上部分电力半导体器件公司生产的各种全控或半控电力半导体模块，从中可见，随着电力电子技术的不断飞跃发展，各种电力半导体模块内集成的单元数日渐增多，德国西门康公司已推出了带有传感器的模块，但这些模块使用中还需外配驱动及保护电路，使用中仍觉有所不便。为了满足电力电子成套装置提出的使用方便、可靠性高等要求，世界上诸多生产电力半导体器件的公司都推出了智能电力模块 (IPM)。这类模块把功率开关器件的驱动和过电压、过电流、短路、过热、欠电压等保护及功率开关器件全部封装在一个外壳中，使用起来只需要接入直流或交流电压，而把输出与负载相连，在控制上仅需输入用户设定的控制脉冲即可完成需要的控制功能。

IPM 内置输出开关器件、驱动电路及保护电路，所以它具有下述优点：

- 1) 高可靠性，其内置过电流检测等各种保护功能，避免异常状态下 IPM 的损坏。
- 2) 高性能化，由于保护功能的完善，IPM 的开关器件可以使用到其性能极限值。
- 3) 高效率化，由于内置了所需的配套元器件，所以效率很高。

IPM 至今已有功率输出为单相半桥及三相全桥等多种规格，其额定电压可以满足输入交流电压为

220 或 380V 的三相系统。从截止 1999 年的资料中可以看出，IPM 以日本三菱公司产品种类最全，到 1999 年底，生产这类产品的有富士电机、东芝、eupec、西门康、IXYS 等公司，而尚未生产这类模块的公司有 IR、西门子、三社电机、Mitel 公司。

3.8.1 输出功率级为单相半桥的 IPM

这种 IPM 的电路结构如图 3-68 所示。德国 IXYS 公司生产的这种 IPM 模块，内含输入逻辑、隔离、驱动和保护电路，输入与功率级隔离电压达 3000V，可实现最优的栅极驱动，并可进行短路及欠电压保护，其保护可与数字接口。表 3-186 给出德国 IXYS 公司生产的这类模块的电性能参数。

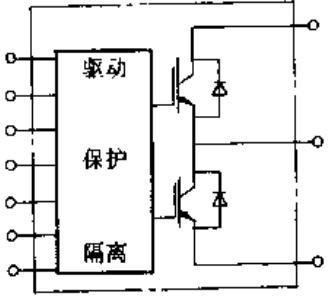


图 3-68 德国 IXYS 公司生产的单相半桥 IPM 原理框图

表 3-186 德国 IXYS 公司生产的单相半桥 IPM 电性能参数

型 号	V_{CES} /V	I_C /A (@ $T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)	I_C /A (@ $T_C=80\text{ }^{\circ}\text{C}$)	$V_{CE(sat)}$ /V	E_{on} /mJ (@125 $^{\circ}\text{C}$)	E_{off} /mJ (@125 $^{\circ}\text{C}$)	$R_{thj\text{c}}$ (K/W) (max)	P_C /W (max)	T_{max} / $^{\circ}\text{C}$
VIE100-12S4	1200	100	90	3.4	24.5	22	0.20	625	150
VIE125-12S4		125	119	3.7	30	27	0.15	830	
VIE150-12S4		150	138	3.7	37	37	0.13	950	
VIE200 12S4		200	168	3.7	50	50	0.11	1100	

3.8.2 不带制动斩波回路的 600V IPM

这种 IPM 的功率部分等效电路如图 3-69a、b 和 c 所示,其内部控制电路增加了 IGBT 的栅极驱动电路、短路保护、过热保护、过电流保护、工作电源电压欠电压保护及上述所有保护的检测电路。日本东芝、富士电机、三菱电机公司均生产这种 IPM。表 3-187 给出日本三菱电机公司生产的第三代这种产品的电性能参数,

表 3-188 给出各公司生产的这种产品型号对照。

3.8.3 带制动斩波回路的 600V IPM

这种 IPM 的内部等效电路如图 3-70a 与 b 所示,与图 3-69 所示的 IPM 相比,它多了一个用来制动的斩波回路,其余性能完全相同。表 3 187 给出日本三菱电机公司生产的第三代这种模块的电性能参数,表 3-190 给出各公司生产这种模块的型号对照。

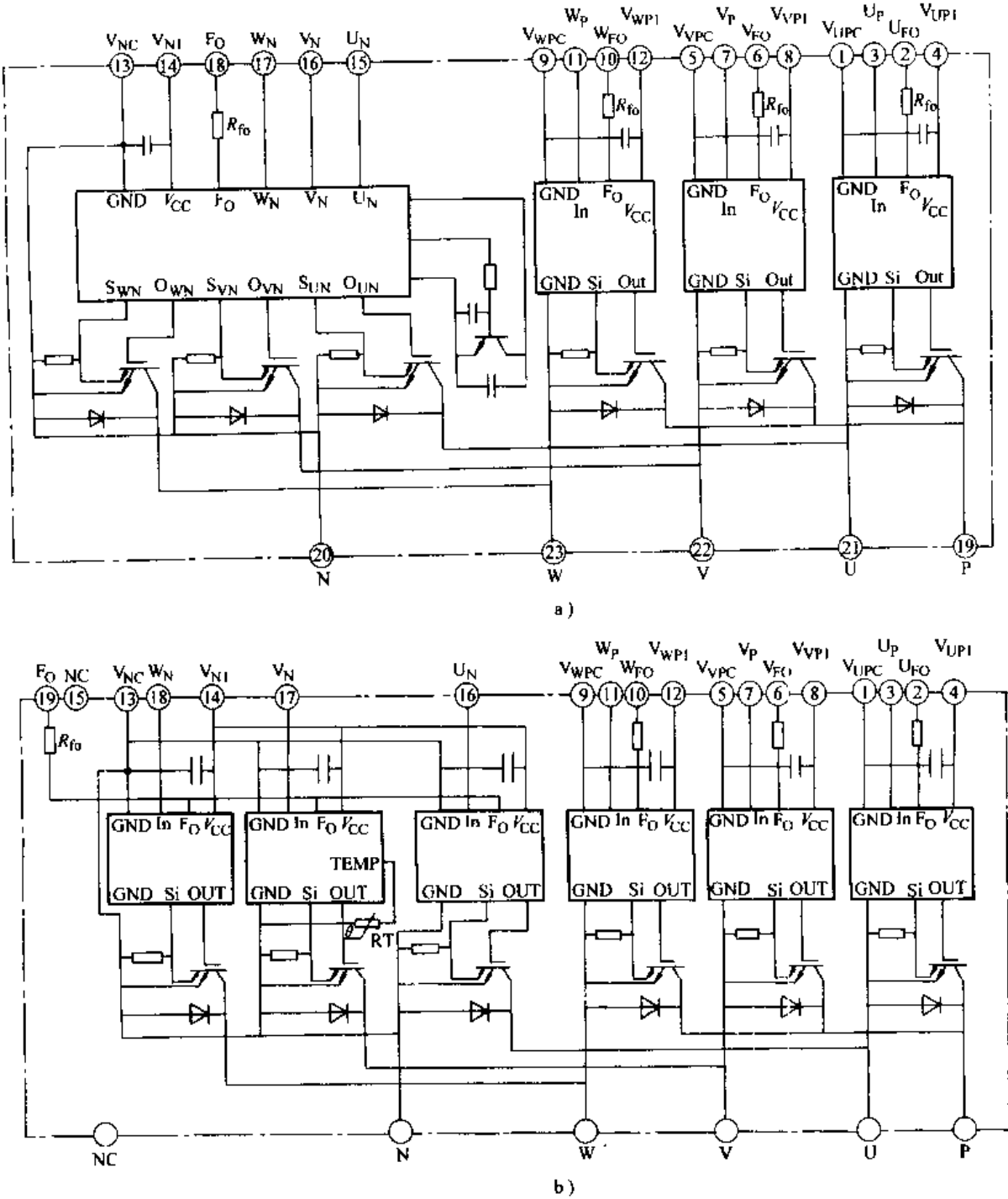
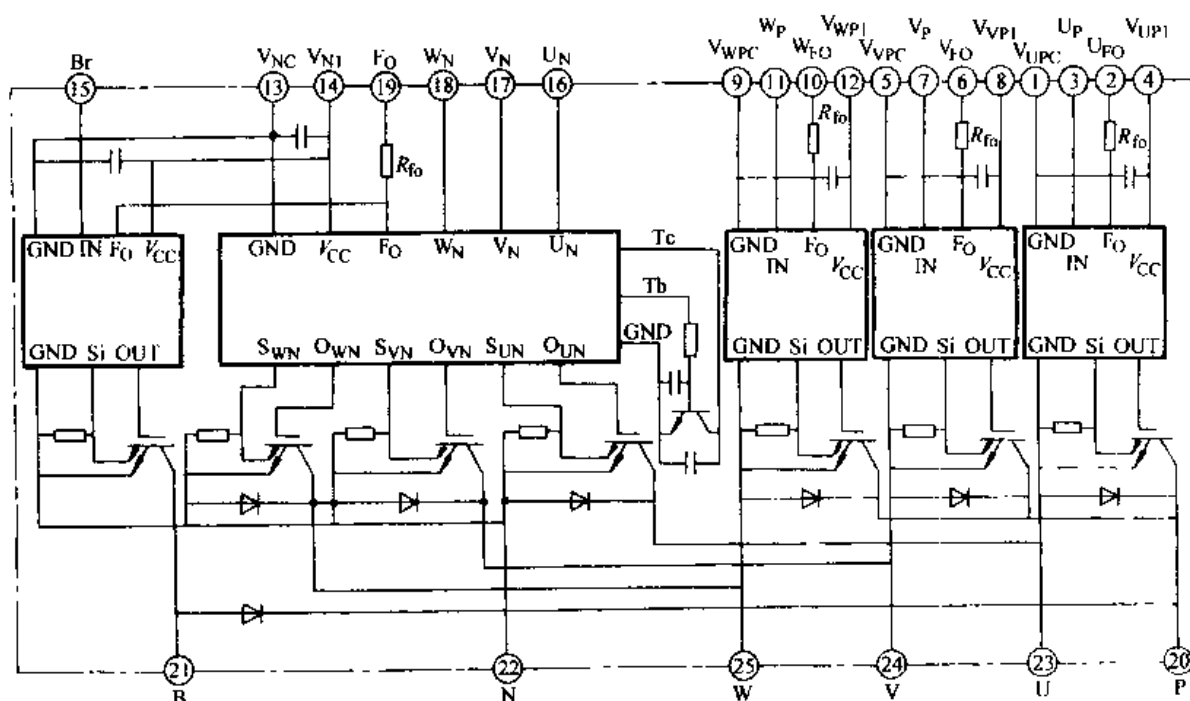


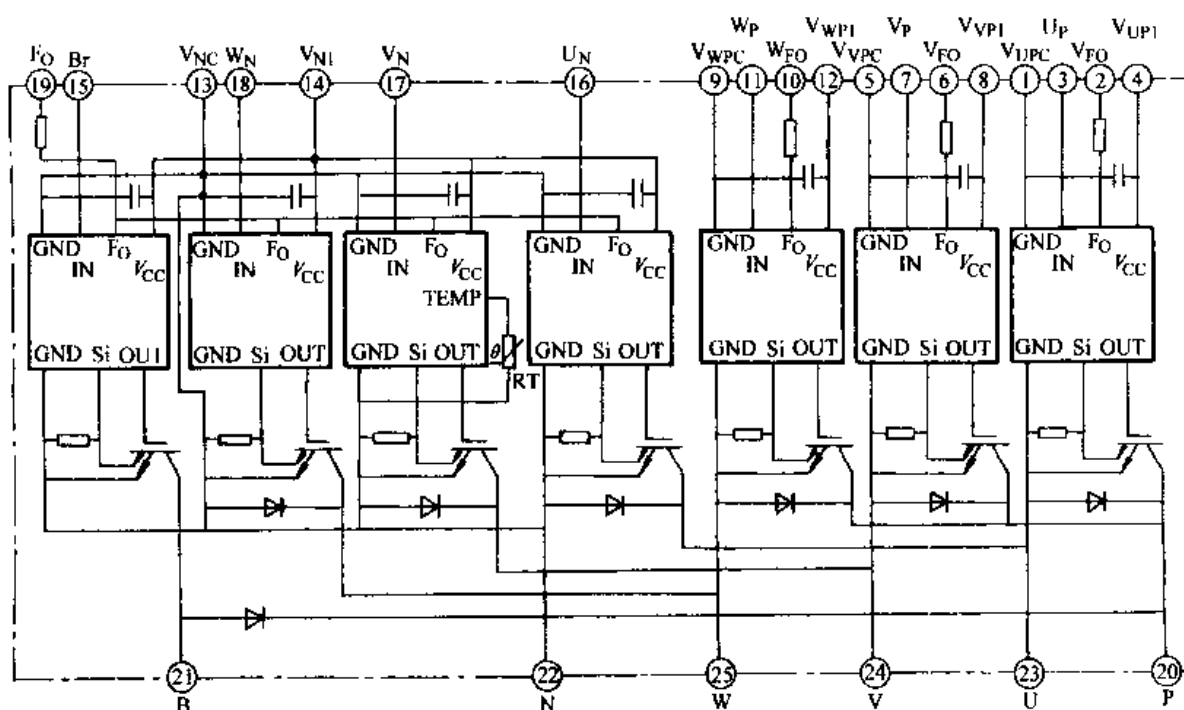
图 3-69 日本三菱电机公司 IPM 内部等效电路
a) PM×××CSJ×××系列 b) PM×××CSA×××系列
注: $C_i=100\text{pF}$, $R_{f0}=1.5\text{k}\Omega$ 。

(续)

日本三菱电机公司	日本富士电机公司	日本东芝公司	备 注
PM200CSA060	6MBP200RA060	无	日本三社电机公司、德国西门康、西门子公司、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 MiteI 公司均无此产品
PM200DSA060	6MBP200RA060	无	
PM300DSA060	6MBP300RA060	MIG300J101H	
PM400DSA060	无	MIG400J101H	
PM600DSA060	无	无	



a)



b)

图 3-70 日本三菱电机公司生产的带制动斩波回路的 600V IPM 等效电路

a) PM×××RSF×××系列 b) PM×××RSA×××系列

注: $C_i = 100\text{pF}$, $R_{fo} = 1.5\text{k}\Omega$ 。

表 3-189 日本三菱电机公司生产的带制动斩波回路的 600V IPM 电性能参数

型 号	最大定额				电特性参数					可控制电动机功率 /kW	允许工作结温 T_j /℃	制动部分		额定输出电压及相数
	逆变桥部分		制动部分	整流管部分	逆变桥部分							$V_{CE(sat)}$ /V	V_{EC} /V	
	V_{CES} /V	I_C /A	I_C /A	电流 /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	t_{dead} /μs	V_{TC} /V					
PM30RSF060	600	30	10	30	2.5	0.6	2.0	2.5	3.5	2.2	20~150	3.5	2.5	3 相 220V
PM50RSK060	600	50	15	50	2.7	0.8	2.0	2.5	3.3	3.7		3.5	2.2	
PM50RSA060	600	50	15	50	2.7	0.8	2.0	2.5	3.3	3.7		3.5	2.2	
PM75RSA060	600	75	30	75	2.7	0.8	2.0	2.5	3.3	5.5/7.5		3.5	2.7	
PM100RSA060	600	100	30	100	2.7	0.8	2.0	2.5	3.3	11		3.5	2.7	
PM150RSA060	600	150	50	150	2.7	0.8	2.0	2.5	3.3	15		3.5	2.5	
PM200RSA060	600	200	75	200	2.7	0.8	2.0	2.5	2.8	22		3.7	2.5	

表 3-190 各公司生产的带制动斩波回路的 600V IPM 型号对照

日本三菱电机公司 ^①	日本富士电机公司	日本东芝公司 ^②	备 注
无	7MBP25RA060	无	日本三社电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司、美国 IR 公司、英国 Mitel 公司均无此产品
PM30RSF060	无	无	
PM50RSK060	7MBP50RA060	MIG50J201H	
PM75RSA060	7MBP75RA060	MIG75J201H	
PM100RSA060	7MBP100RA060	MIG100J201H	
PM150RSA060	7MBP150RA060	MIG150J202H	
PM200RSA060	7MBP200RA060	MIG200J201H	
无	7MBP300RA060	无	

- ① 三菱电机公司生产的这种模块还有 PM×××RSDYYY 系列，电流为 50~300A；PM×××RSEYYY 系列，电流为 50~300A。
- ② 东芝公司生产的这种模块还有 MIG50J201HC、MIG75J201HC、MIG100J201HC、MIG150J202HC、MIG150J202HA 几个规格。

3.8.4 输出为三相全桥不带制动斩波回路的 1200V IPM

这种模块的内部电路结构同图 3-69，其内部集

成有栅极驱动电路和过温、过电流、短路、控制电源电压过低等保护单元。表 3-191 给出日本三菱电机公司生产的第三代产品的电性能参数，表 3-192 列出各公司生产的这类模块型号对照。

表 3-191 日本三菱电机公司生产的输出为三相全桥不带制动斩波回路的 1200W IPM 电性能参数

型 号	最大定额			电性能参数					可控制电动机功率 /kW	允许工作结温 T_j /℃	额定输出电压及相数
	逆变桥部分		二极管部分	逆变桥部分							
	V_{CES} /V	I_C /A	I_F /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	t_{dsw} /μs	V_{EC} /V			
PM75CSA120	1200	75	75	3.5	1.0	2.5	3.0	3.5	1.5	-20~150	三相
PM100CSA120	1200	100	100	3.5	1.0	2.5	3.0	3.5	18.5/22		

表 3-192 各公司生产的输出为三相全桥不带制动斩波回路的 1200V IPM 型号对照

日本富士电机公司	日本三菱电机公司	备 注
6MBP25RA12C	无	日本东芝、三社电机公司、德国西门康、西门子、IXYS, eupec 公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
6MBP50RA12C	无	
6MBP75RA12C	PM75CSA120	
6MBP100RA12C	PM100CSA120	
6MBP150RA12C	无	

3.8.5 输出为单相半桥不带制动斩波回路的 1200V IPM

这种 IPM 输出为单相半桥, 内含两个 IGBT 及其驱动电路, 并具有过电流、短路、过热、及工作电源欠电压等保护, 保护输出信号可高电平亦可低电平, 这种模块的内部等效电路同图 3-69c, 表 3-193 给出日本三菱电机公司生产的第三代这种模块电性能参数, 表 3-194 给出各公司生产的这种 IPM 型号对照。

表 3-193 日本三菱电机公司生产的输出为单相半桥的不带制动斩波回路的 1200V IPM 电性能参数^①

型 号	最大定额			电性能参数					可控制电动机功率 /kW	允许工作结温 T_j /℃	额定输出电压及相数
	逆变桥部分		二极管部分	逆变桥部分							
	V_{CES} /V	I_C /A	I_D /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	t_{dead} /μs	V_{FC} /V			
PM75DSA120	1200	75	75	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	15	-20~150	单相 220V
PM100DSA120	1200	100	100	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	18.5/22		
PM150DSA120	1200	150	150	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	30		
PM200DSA120	1200	200	200	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	30/37		
PM300DSA120	1200	300	300	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	45/55		

① 三菱电机公司还有 PM200DVA120 及 PM300DVA120 两个规格产品。

表 3-194 各公司生产的输出为单相半桥不带制动斩波回路的 1200V IPM 型号对照

日本三菱电机公司	日本东芝公司	德国 IXYS 公司 ^①	备 注
PM75DSA120	无	无	日本三社电机、富士电机公司、德国西门康、西门子、eupec 公司, 美国 IR 公司, 英国 Mitel 公司均无此产品
PM100DSA120	无	VIE100-12S4	
无	无	VIE125-12S4	
PM150DSA120	MIG150Q101H	VIE150-12S4	
PM200DSA120	MIG200Q101H	VIE200-12S4	
PM300DSA120	MIG300Q101H	无	

① IXYS 公司生产的 IPM 不含过热及过电流保护。

3.8.6 输出为三相全桥带制动斩波回路的 1200V IPM

这种 IPM 的内部等效电路如图 3-70b 所示, 它内部集成有六个 IGBT 及其驱动电路, 并具有过电

流、短路、欠电压、过热及工作电源欠电压等保护, 保护输出信号可为高电平也可为低电平。表 3-195 给出日本三菱电机公司生产的第三代这种模块电性能参数, 而表 3-196 给出各公司生产这种模块的型号对照。

表 3-195 日本三菱电机公司生产的输出为三相全桥带制动斩波回路的 1200V IPM 电性能参数

型 号	最大定额				电性能参数						斩波管部分	可控制电动机功率 /kW	允许工作结温 T_j /℃	额定输出电压及相数
	逆变桥部分		斩波管部分	整流管部分	逆变桥部分									
	V_{CES} /V	I_C /A	I_Q /A	电流 /A	$V_{CE(ASE)}$ /V	t_{on} /μs	t_{off} /μs	t_{dead} /μs	V_{EC} /V	V_{CES} /V	V_{EC} /V			
PM10RSH120	1200	10	10	10	3.3	0.7	1.7	2.5	3.5	3.5	3.0	1.5	-20~150	三相440V
PM15RSH120	1200	15	10	15	3.3	0.7	1.7	2.5	3.5	3.5	3.0	2.2		
PM25RSB120	1200	25	10	25	3.3	1.0	2.0	2.5	3.5	3.5	3.0	3.7		
PM50RSA120	1200	50	15	50	3.3	1.0	2.5	3.0	3.5	3.5	3.0	7.5		

表 3-196 各公司生产的输出为三相全桥带制动用斩波管的 1200V IPM 型号对照

日本三菱电机公司	日本富士电机公司	日本东芝公司	备 注
PM10RSH120	无	无	日本三社电机公司、德国西门康、西门子、IXYS、eupec 公司，美国 IR 公司，英国 Mitel 公司均无此产品
PM15RSH120	无	无	
PM25RSB120	7MBP25RA120	无	
PM50RSA120	7MBP50RA120	MIG50Q201H	
无	7MBP75RA120	MIG75Q202H	
无	无	MIG100Q201H	
无	7MBP150RA120	MIG150Q201H	

3.8.7 输出为单个 IGBT 的 1200V IPM

这种 IPM 的内部等效电路如图 3-71 所示，内含

单个 IGBT 驱动电路，并具有过电流、过热、短路及工作电源的欠电压保护。表 3-197 给出日本三菱电机公司生产的这种模块的电性能参数（其他公司均不生产这种模块）。

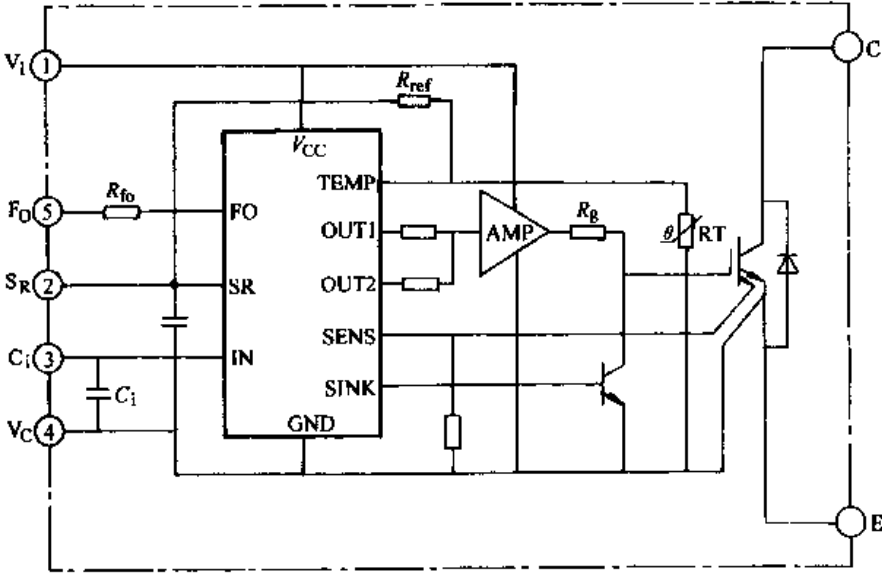


图 3-71 日本三菱电机公司生产的输出为单个 IGBT 的 1200V IPM 内部等效电路

表 3-197 日本三菱电机公司生产的输出为单个 IGBT 的 1200V IPM 电性能参数 ($V_{iso(RMS)} = 2500V$)

型 号	最大定额			电性能参数					可控制电动机功率 /kW	允许工作结温 T_j / $^{\circ}C$
	IGBT 部分		二极管部分	IGBT 部分				二极管部分		
	V_{CES} /V	I_c /A	I_D /A	$V_{CE(sat)}$ /V	t_{on} / μs	t_{off} / μs	t_{dead} / μs	V_{EC} /V		
PM400HSA120	1200	400	400	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	75	-20~+150
PM600HSA120	1200	600	600					3.5	110	
PM800HSA060	600	800	800	2.7	1.4	2.5	3.5	1.9	55/75	-20~+150
PM800HSA120	1200	800	800	2.5	1.4	3.0	4.0	2.6	55/75	
PM300HHA120	1200	300	300	3.2	1.4	2.5	3.5	3.5	45/55	-20~+150
PM600DSA060	600	600	600					3.5	45/55	

3.8.8 带散热器的 IPM

IPM 需要有一定的散热条件才可保证其输出能力, 由于散热器配置得不好, 很可能影响 IPM 的使用寿命及工作可靠性, 为了解决用户使用中需另配散热器的麻烦, 德国西门康公司生产了采用 skiip (为西门

康自己定义的外形及内部结构) 封装的带有散热器的 IPM, 用户使用中不需要再专门为其设计散热器。这种模块内含短路保护, 并自身带有电流传感器, 采用紧凑的设计保证了散热, 具有功耗小、内部热阻低、最优散热器设计、本身带有过热保护功能等优点。其内部电路结构有图 3-72 所示的几种。表 3-198 给出其产品参

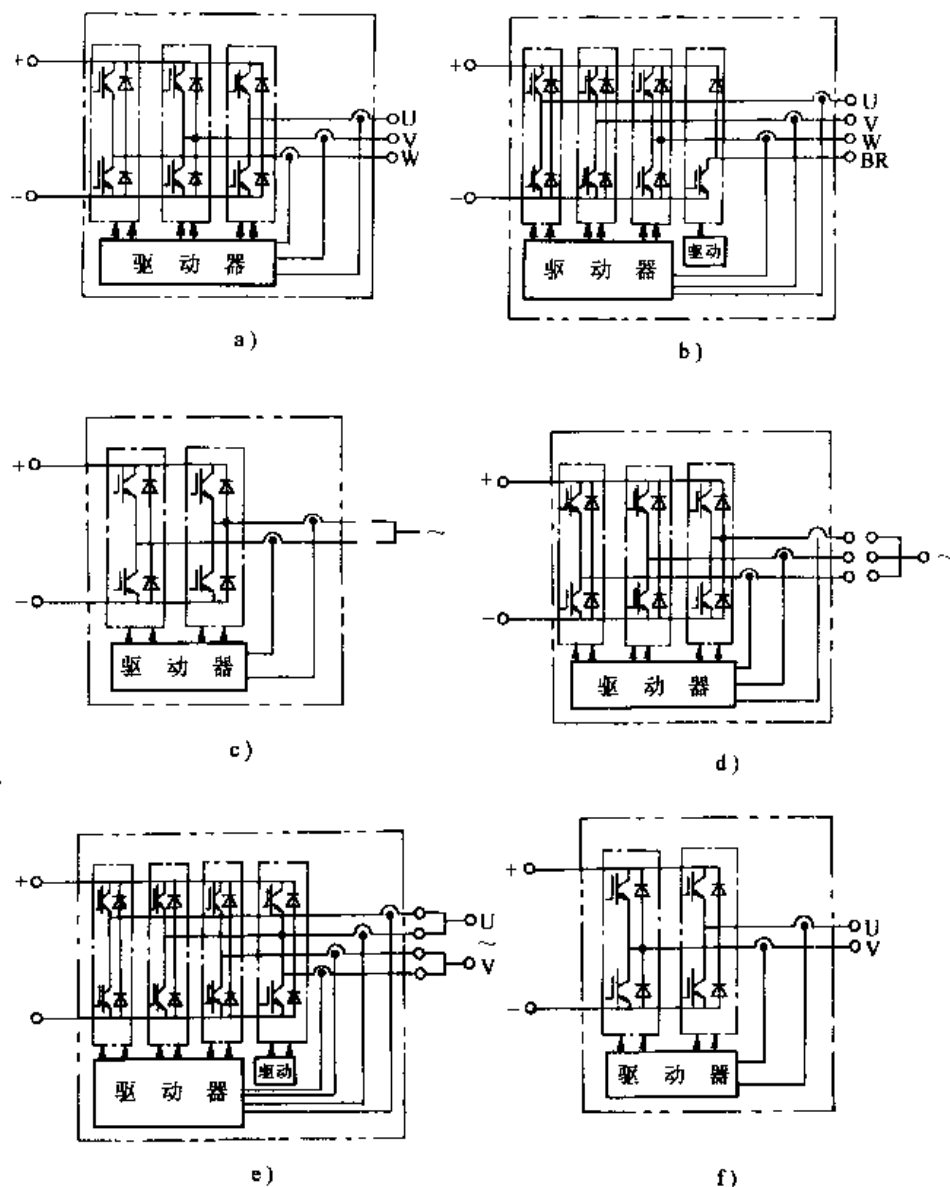


图 3-72 德国西门康公司生产的带散热器的 IPM 内部电路结构

a) GD 系列 b) GDL 系列 c) GB 系列 ($I_c \leq 800A$) d) GB 系列 ($I_c > 800A$)

e) GH 系列 ($I_c \geq 600A$) f) GH 系列 ($I_c \leq 400A$)

表 3-198 德国西门康公司生产的带散热器的 IPM 电性能参数

型 号	电路拓扑	V_{CES} /V	I_c /A	I_{RMS}/A ($@T_j=125^\circ C$, $@T_a=40^\circ C$)	I_{RMS}/A ($@T_j=125^\circ C$, 过载 1.5 倍, 6s)	品种 系列	电路结构
202GD061-357CTV	三相全桥	600	200	146	104	U	图 3-72a
302GD061-359CTV			300	188	137		
402GD061-358CTV			400	200	178		

(续)

型 号	电路拓扑	V_{CES} /V	I_C /A	I_{RMS}/A (@ $T_j=125^\circ C$, @ $T_a=40^\circ C$)	I_{RMS}/A (@ $T_j=125^\circ C$, 过载 1.5 倍, 6s)	品种 系列	电路结构
202GDL061-457CTV	三相全桥带 制动斩波管	600	200	146	104	U	图 3-72b
302GDL061-458CTV			300	188	137		
402GDL061-460CTV			400	200	178		
602GB061-255CTV	半桥	600	600	400	296	U, F	图 3-72c
802GB061-259CTV			800	400	383		
1202GB061-360CTV	半桥	600	1200	600	534	U, F	图 3-72d
1602GB061-459CTV	半桥	600	1600	800	665	U, F	图 3-72e
202GH061-260CTV	单相	600	200	159	112	U	图 3-72f
302GH061-257CTV			300	200	148		
402GH061-258CTV			400	200	195		
602GH061-2 * 255CTV	单相	600	600	362	268	U, F	图 3-72e
802GH061-2 * 259CTV			800	400	338		
132GDL120-318CTV	三相 全桥	1200	150	112	81	U	图 3-72a
232GDL120-315CTV			200	135	99		
342GDL120-314CTV			300	161	120		
132GDL120-412CTV	三相全桥带 制动斩波管	1200	150	132	81	U, E/A	图 3-72b
232GDL120-410CTV			200	135	99		
312GDL120-411CTV			300	161	120		
432GB120-207CTV	半桥	1200	400	296	215	U, F	图 3-72c
642GB120-208CTV			600	358	264		
632GB120-315CTV			600	404	299		
942GB120-317CTV	半桥	1200	600	483	363	U, F	图 3-72d
832GB120-317CTV			900	500	377		
1242GB120-407CTV	半桥	1200	1200	580	445	U, F	图 3-72e
132GH120-212CTV	单相	1200	150	123	88	U	图 3-72f
232GH120-219CTV			200	150	109		
342GH120-211CTV			300	182	134		
132GH120-2 * 207CTV	单相	1200	400	290	200	U, F	图 3-72e
642GH120-2 * 208CTV			600	350	250		
192GDL170-374CTV	三相全桥	1700	150	101	75	U	图 3-72a
292GDL170-375CTV			150	120	90		
192GDL170-475CTV			250	101	75		
292GDL170-476CTV			250	120	90		
292GDL170-476CTV	三相全桥带 制动斩波管	1700	250	120	90	U	图 3-72b
592GB170-27 CTV	半桥	1700	500	271	200	U, F	图 3-72c
792GB170-373CTV	半桥	1700	750	359	270	U, F	图 3-72d
1092GB170-474CTV	单相	1700	1000	435	335	U, F	图 3-72e
192GH170-272CTV	单相	1700	150	113	83	U	图 3-72f
292GH170-273CTV		1700	250	136	100		
592GH170-2 * 271CTV	单相	1700	500	225	173	U, F	图 3-72e

数表, 至今还没有见到别的公司生产这类模块。表中, U 系列表示带有直流母线电压传感器和过电压保护; F 系列带有光纤连接头; E 系列表示制动斩波回路的最高工作电压为 400V, 而 A 系列表示制动斩波回路的最高工作电压为 460V。

3.9 固态继电器 (SSR)

固态继电器 (SSR) 是一种无触点通断电子开关。它是一种四端有源器件, 其中两个端子为输入控制端, 另外两个端子为输出受控端。为实现输入与输出之间

的电气隔离,器件采用了高耐压的专用光耦合器。当施加输入信号后,其主电路呈导通状态,无信号时,呈阻断状态。整个器件无可动部件及触点,实现了相当于电磁继电器一样的功能。

由于固态继电器是由固体器件组成的无触点开关元件,所以它较之电磁继电器具有工作可靠、寿命长、对外界干扰小、能与逻辑电路兼容、抗干扰能力强、开关速度快、使用方便等一系列优点。它有很广泛的应用领域,有逐步取代传统的电磁继电器的趋势,并且可进一步扩展到传统的电磁继电器无法工作的领域,如计算机和可编程控制器的输入输出接口、计算机外围和终端设备、机械控制、过程控制、遥控及保护系统、信号灯(交通灯、航标灯)控制、霓虹灯、闪烁器、舞台灯光控制、驱动控制中间继电器、电磁阀、电机的驱动、调压、调速、温控装置(恒温器、电阻炉等)、复印机等。在一些要求耐振、耐潮、耐腐蚀、防爆的特殊装置和恶劣的工作环境中,以及要求工作高可靠性的场合中,SSR都较之传统的电磁继电器有无可比拟的优越性。

SSR 是将 MOSFET、GTR、普通晶闸管或双向晶闸管等按一定的电路组合在一起,并与触发驱动电路封装在一个外壳中的模块,而且驱动电路与输出电路隔离,如今 SSR 的生产厂很多,产品容量不断扩大,并已出现了直流、交流固态继电器,交流 SSR 电器又有单相和三相之分。

3.9.1 SSR 的分类和参数

1. 印制板安装式直流控制 SSR

(1) 直流控制直流输出 SSR” 这种 SSR 的输出端多为 GTR 或 MOSFET,在小功率场合,低压大电流或小电流高电压时为 MOSFET,而在大功率场合为 GTR,也有晶闸管输出级的。表 3-199 给出了美国快达(CRYDOM)公司产品的电性能参数,图 3-73 给出了其外形尺寸。

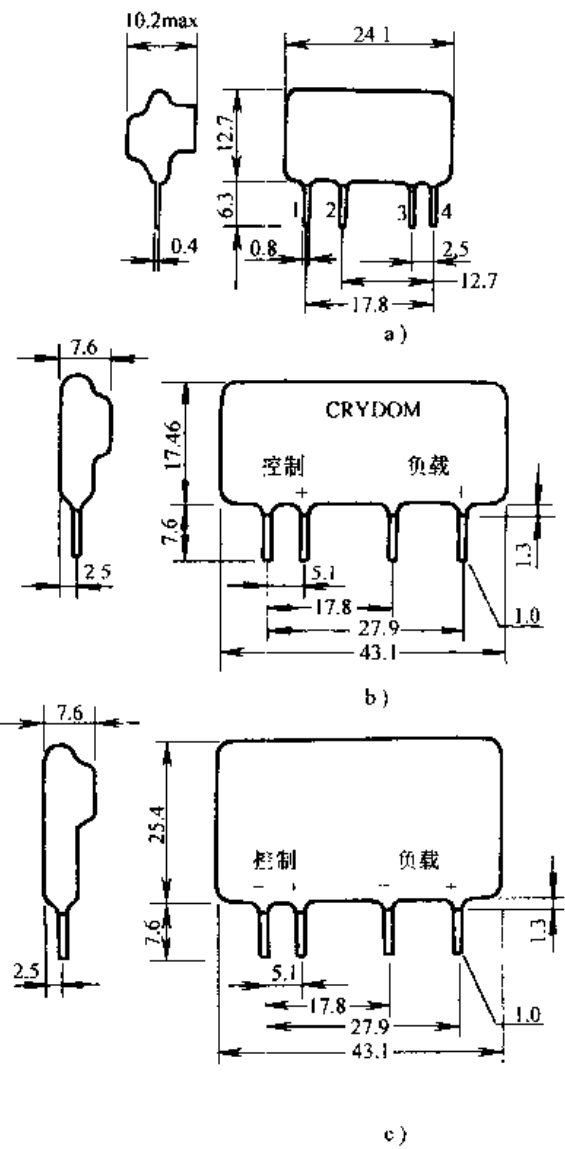


图 3-73 快达公司直流控制直流输出 SSR 外形尺寸(图中尺寸单位为 mm)
a) DO/DMO 系列 b) CX 系列(直流控制直流输出及交流控制交流输出尺寸相同) c) CMX 系列
引脚 1—负载正端 引脚 2—负载负端
引脚 3—直流控制正端 引脚 4—直流控制负端

表 3-199 美国快达公司直流控制直流输出 SSR 电性能参数

型 号	直流电压范围 /V	负载电流范围 /A	输入控制直流电压范围 /V	直流控制电流@DC5V /mA	直流释放电压 V/V	输出允许脉冲峰值电流 (脉宽 10ms) /A	绝缘电压 $V_{iso(RMS)}/V$	工作温度范围 /C
DO061A	3~60	0.02~1.0	3~9	15	1.0	5.0	4000	-30~ -80
DO061B	3~60	0.02~1.0	1.7~9	15	0.8	5.0		
DMO063	0~60	0.0~3.0	3~10	20	1.0	12		
CX241	12~280	0.01~1.5	4~10	15	1.0	10	2500	-30~ +80
CX241R *	12~280	0.01~1.5	4~10	15	1.0	10		
CMX60D5	0~60	0~6	3~10	15	1.0	30	2500	-30~ -80
CMX60D10	0~60	0~10	3~10	15	1.0	100		
CMX100D6	0~100	0~6	3~10	15	1.0	100		

快达公司生产的这类模块中, CX 系列为晶闸管输出; DO/DMO 系列可为晶体管输出, 亦可为 MOSFET 输出; CMX 系列为 MOSFET 输出, 三种均为印制板封装, 具有工作电流小、通态损耗小等优点。

我国生产直流控制直流输出 SSR 的厂家较多, 上海超诚电子研究所生产的 SSR 型号命名如图 3-74 所示, 其产品的主要技术参数有控制电压: $3\sim 12\text{V}$; 关闭电压: $\text{DC}1.5\text{V}$; 控制电流: $\leq 25\text{mA}$; 输出电流范围: $3\sim 8\text{A}$; 工作母线电压范围: $\text{DC}50\sim 740\text{V}$ 。

(2) 直流控制交流输入输出 SSR 美国快达公司

生产的这种 SSR 的输出分 AO、ASO、CXE CTX、PF、PFE、S3、D2W 和 CX 等系列, 其中 AO 与 ASO 系列多为双向晶闸管或普通晶闸管输出; CX 系列多为晶闸管输出, 并可承受较高的尖峰电流冲击; CTX 系列为双向晶闸管输出, 可方便地安装在印制板上; PF 系列为晶闸管输出, 其漏电流很小; S3 系列有小的安装尺寸, 高的封装密度, 可方便地用计算机或 CMOS 电路控制; D2W 型为双向晶闸管输出, 并与该书中未介绍的快达公司生产 OAC 输入输出模块兼容。它们的外形尺寸和引脚排列如图 3-75 所示。表 3-200 给出这些 SSR 电性能参数。

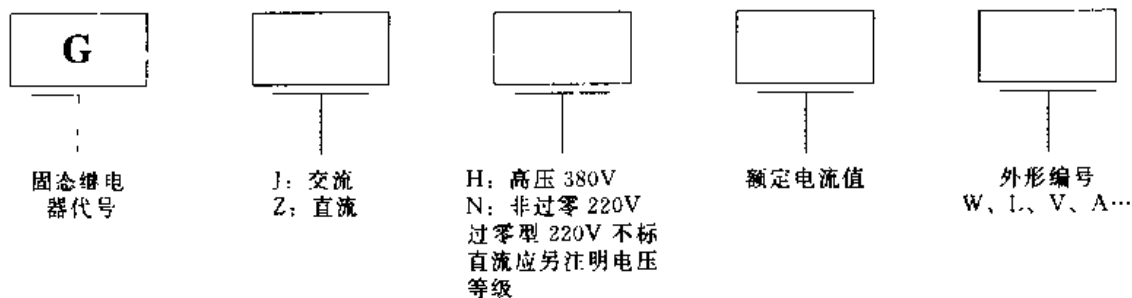


图 3-74 国产 SSR 型号表示方法

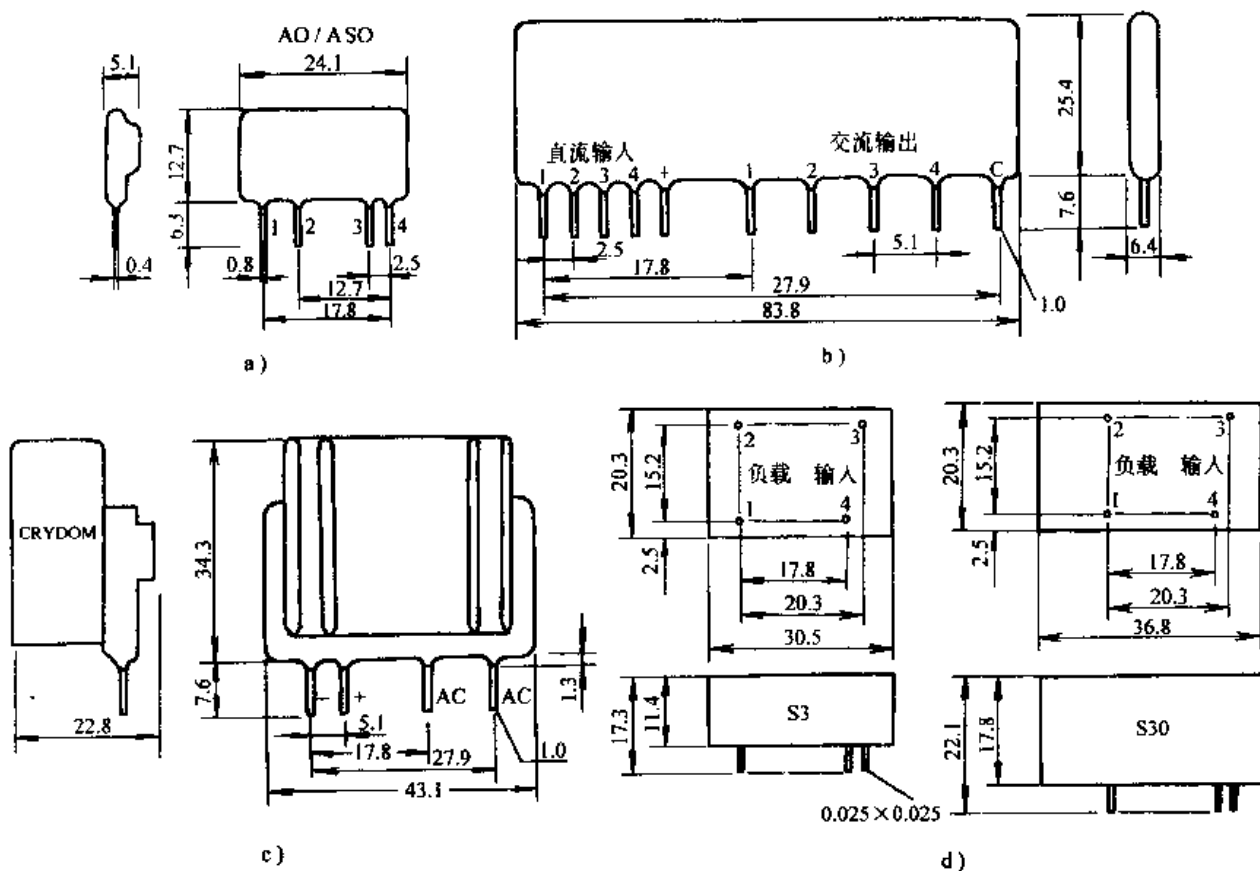


图 3-75 快达公司生产的印制板安装式直流控制交流输入输出 SSR 外形尺寸和引脚排列

a) AO/ASO 系列 b) CTX 系列 c) PF/PFE 系列 d) S3、S30 系列 e) D2W 系列

AO/ASO 系列 (图 a) 时 引脚 1: 交流负载端 1 引脚 2: 交流负载端 2
引脚 3: 直流控制正端 引脚 4: 直流控制负端

D2W 系列 (图 e) 时 引脚 1: 直流负载正端 引脚 2: 直流负载负端
引脚 3: 直流控制正端 引脚 4: 直流控制负端

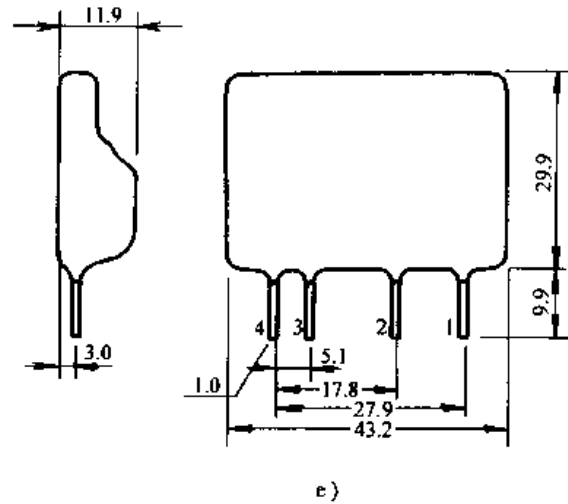


图 3-75 (续)

表 3-200 美国快达公司生产的直流控制交流输入输出 SSR 电性能参数

型 号	输入输出交流电压范围 /V	负载电流范围 /A	直流控制电压范围 /V	直流控制电流/mA (@DC5V)	直流释放电压 V_{DC}/V	可承受尖峰脉冲直流 /A	外形图
AO241	24~280	0.02~1.0	4~10	15	1.0	40	图 3-75a
AO241R ^①	24~280	0.02~1.0	4~10	15	1.0	40	
ASO241	12~280	0.01~1.5	4~10	15	1.0	10	
ASO241R ^①	12~280	0.01~1.5	4~10	15	1.0	10	
CX240D5 ^②	12~280	0.06~5.0	3~15	15	1.0	250	图 3-75b
CX240D5R ^②	12~280	0.06~5.0	3~15	15	1.0	250	
CXE240D5 ^②	12~280	0.06~5.0	15~32	15	1.0	250	
CXE240D5R ^②	12~280	0.06~5.0	15~32	15	1.0	250	
CX380D5	48~530	0.06~5.0	4~13	15	1.0	250	
CXE380D5	48~530	0.06~5.0	15~32	15	1.0	250	
CX480D5	48~660	0.06~5.0	4~13	15	1.0	250	
CXE480D5	48~660	0.06~5.0	15~32	15	1.0	250	
CTX240D3Q	24~280	0.1~6.0	4~10	15	1.0	120	
CTX240D3QR	24~280	0.1~6.0	4~10	15	1.0	120	
PF240D25	12~280	0.06~25	3~15	15	1.0	250	图 3-75c
PFE240D25	12~280	0.06~25	15~32	15	1.0	250	
PF240D25R	12~280	0.06~25	3~15	15	1.0	250	
PFE240D25R	12~280	0.06~25	15~32	15	1.0	250	
PF380D25	48~530	0.06~25	3~15	15	1.0	250	

(续)

型 号	输入输出交 流电压范围 /V	负载电流 范 围 /A	直流控制 电压范围 /V	直流控制 电流 /mA (@ DC5V)	直流释 放电压 V _{DC} /V	可承受尖峰 脉冲直流 /A	外形图
PFE380D25	18~530	0.06~25	15~32	15	1.0	250	图 3-75c
PF480D25	48~660	0.06~25	3~15	15	1.0	250	
PFE480D25	48~660	0.06~25	15~32	15	1.0	250	
S312	20~140	0.01~3.0	3.5~8	18	1.0	55	图 3-75d
S3012A	20~140	0.01~3.0	3.5~8	18	1.0	55	
S322	40~280	0.01~3.0	3.5~8	18	1.0	55	
S3022A	40~280	0.01~3.0	3.5~8	18	1.0	55	
D2W202F	24~280	0.06~2.0	3~32	3	1.0	28	图 3-75e
D2W203F	24~280	0.06~3.0	3~32	3	1.0	70	
D2W203F-11	24~280	0.06~3.5	3.5~32	3	1.0	80	

① 为可移相控制型。

② 允许模块封装。

2. 印制板安装式交流控制交流输入输出 SSR

这种固态继电器一般为交流输入控制，其输出为普通晶闸管或双向晶闸管，美国快达公司生产的这种模块有过零触发及移相触发的 CX 系列及 CXE 系列，并且与快达公司生产的 OAC 系列输入输出模块（本书中未介绍）兼容，还有低漏电流的 PF 系列及 PFE 系列，表 3-201 给出了其参数，其外形分别如图 3-73b 与图 3-75c 所示。

上海超诚电子研究所生产的这种 SSR 母线工作电压为 220 或 380V，电流量范围为 1~5A，其控制电压为 75~250V，交流，控制电流小于 25mA。

3. 屏面安装式直流控制 SSR

这种固态继电器可直接安装在屏面或控制柜内的散热器上，一般输入输出线可用螺钉连接，由用户用螺杆及螺母直接安装在固定底板上，有直流控制直流输

出和直流控制交流输出两种类型。

(1) 屏面安装式直流控制直流输出 SSR

美国快达公司生产的这种 SSR 有 DC60、1-DC 两个系列，其外形尺寸（长×宽×厚）= 47.5mm×45.7mm×22.1mm，详细安装尺寸如图 3-76a 所示，其工作温度范围 T_A 为 -30~+80℃。表 3-202 给出了其详细参数。

应说明的是，DC60 系列具有很高的性能价格比，其输出为晶体管，采用标准封装，绝缘电压为 4000V，而 1-DC 系列为 MOSFET 输出，具有通态电阻小、极容易采用并联来扩大输出容量等优点。

上海超诚电子研究所生产的这种 SSR 控制电压范围为 DC3~32V，控制电流小于 25mA，其工作电压分 50、110、220V 几种，额定工作电流为 10~150A。

表 3-201 快达公司生产的印制板安装式交流控制交流输入输出 SSR 参数表

型 号	交流输入线 电压范围 /V	负载电流 范 围 /A	交流输入控 制电压范围 /V	控制电流 /mA (AC120/24V)	交流释 放电压 /V	允许峰 值电流 /A	封装外形
CX240A5	12~280	0.06~5.0	90~140	10	10.0	250	图 3-73b
CX240A5R	12~280	0.06~5.0	90~140	10	10.0	250	
CXE240A5	12~280	0.06~5.0	18~36	6.5	2.0	250	
CXE240A5R	12~280	0.06~5.0	18~36	6.5	2.0	250	
PF240A25	12~280	0.06~25	90~140	15	10.0	250	图 3-75c
PFE240A25	12~280	0.06~25	18~36	15	10.0	250	
PF240A25R	12~280	0.06~25	90~140	15	2.0	250	
PFE240A25R	12~280	0.06~25	18~36	15	2.0	250	

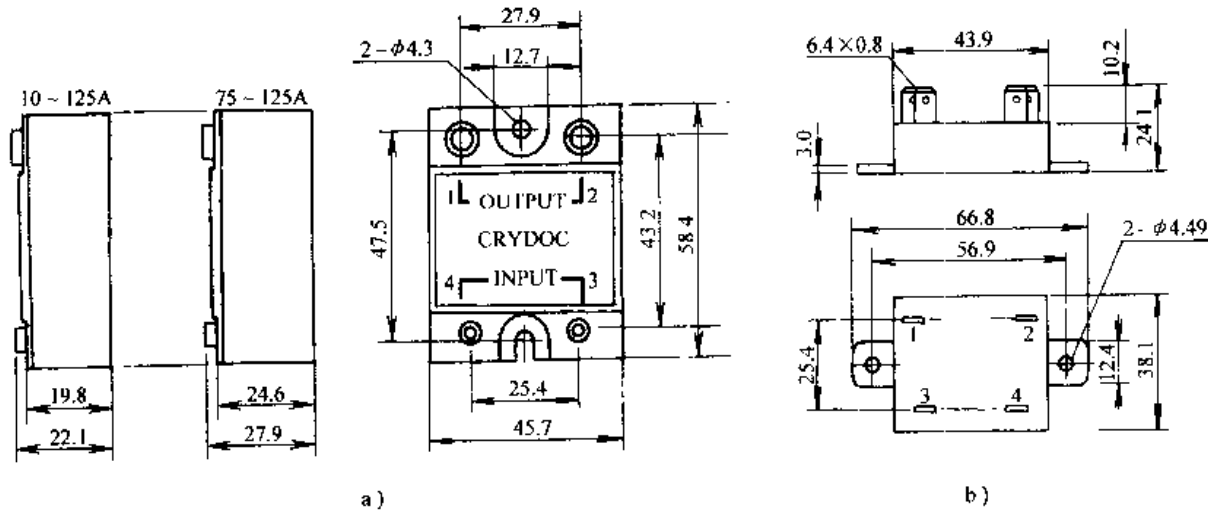


图 3-76 屏面安装式 SSR 的外形及安装尺寸 (一)

a) A1、A2、CTA、H12、HA、D1、D2、HD、CT、CS 系列 b) EZ 系列

表 3-202 美国快达公司屏面安装式直流控制直流输出 SSR 电性能参数 ($V_{m(RMS)}$: 2500V)

型 号	直流线电压 范 围 /V	直流负载电流 范 围 /A	直流控制 电压范围 /V	直流控制电流 /mA (@10C5V)	直流释 放电压 /V	允许峰 值电流/A (@10ms)	系列分类号
DC60S3	3~60	0.02~3	3.5~32	2.2	1.0	6.0	DC60
DC60S5	3~60	0.02~5	3.5~32	2.2	1.0	10	
DC60S7	3~60	0.02~7	3.5~32	2.2	1.0	14	
D1D07	0~100	0~7	3.5~32	1.6	1.0	15	1-D 系列
D1D12	0~100	0~12	3.5~32	1.6	1.0	28	
D1D20	0~100	0~20	3.5~32	1.6	1.0	42	
D1D40	0~100	0~40	3.5~32	1.6	1.0	106	
D2D07	0~200	0~7	3.5~32	1.6	1.0	22	
D2D12	0~200	0~12	3.5~32	1.6	1.0	27	
D4D07	0~400	0~7	3.5~32	1.6	1.0	17	
D4D12	0~400	0~12	3.5~32	1.6	1.0	36	
D5D07	0~500	0~7	3.5~32	1.6	1.0	19	
D5D10	0~500	0~10	3.5~32	1.6	1.0	29	

(2) 屏面安装式直流控制交流输出 SSR 这种 SSR 有过零触发型, 也有移相控制型, 有普通晶闸管输出的, 也有双向晶闸管输出的, 既有高效型, 又有低漏电流型, 除 EZ 系列外均采用工业标准封装, 外形尺寸如图 3-76a 所示。美国快达公司生产的有(晶闸管输出、低漏电流型、控制电压为 DC5V 的 D1 系列、D2 系列、S2 系列、H12 系列、HD 系列及 EZ/EZE 系列, 双向输出高效型的 CTD 系列, 以及低漏电流晶闸管输出的 CSD/CSE 系列。表 3-203 给出其电性能参数, 工作温度范围为 $-40 \sim +80^{\circ}\text{C}$ 。除注明的外, 其余的 $dv/dt = 500\text{V}/\mu\text{s}$ 。

上海超诚电子技术研究所生产的这种 SSR, 控制电压为 $3 \sim 32\text{V}$, 关闭电压为 1.5V , 控制电流小于 25mA , 工作电压分为交流 220 与 380V 两种, 工作电流为 $10 \sim 150\text{A}$ 。

4. 屏面安装式交流控制交流输出 SSR

这类 SSR 有过零触发导通的, 亦有可对输出进行移相控制的, 美国快达公司产品有 A1、A2、CTA、H12、HA 和 EZ/EZE 六个系列, EZ 系列的外形及安装尺寸如图 3-76b 所示, 其余系列外形尺寸如图 3-76a 所示。EZ/EZE 系列为晶闸管输出, 具有漏电流小等特点。表 3-204 给出了美国快达公司生产的这种产品的

表 3-203 美国快达公司生产的屏面安装式直流控制交流输出 SSR 电性能参数 ($V_{iso(RMS)} = 4000V$)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	直流控制 电压范围 /V	直流控制电流 /mA (@ V_{DC})	直流释 放电压 /V	可承受浪涌峰 值电流(1 周期) /A	备 注
D1210	24~140	0.04~10	3~32	3.4	1.0	120	D1、D2 系列的 @ V_{DC} = DC5V
D1225	24~140	0.04~25	3~32	3.4	1.0	250	
D1240	24~140	0.04~40	3~32	3.4	1.0	625	
D2410	24~280	0.04~10	3~32	3.4	1.0	120	
D2425	24~280	0.04~25	3~32	3.4	1.0	250	
D2450	24~280	0.04~50	3~32	3.4	1.0	625	
D2475	24~280	0.04~75	3~32	3.4	1.0	1000	
D2490	24~280	0.04~90	3~32	3.4	1.0	1200	
D24110	24~280	0.04~110	3~32	3.4	1.0	1500	
D24125	24~280	0.04~125	3~32	3.4	1.0	1750	
H12CD4850	48~660	0.15~50	4~8	18	1.0	625	H12 系列的 @ V_{DC} = DC5V
H12CD4890	48~660	0.15~90	4~8	18	1.0	1200	
H12WD4850	48~660	0.15~50	4~32	15	1.0	625	
H12WD4890	48~660	0.15~90	4~32	15	1.0	1200	
H12D4825	48~530	0.15~25	4~32	15	1.0	250	
H12D4850	48~530	0.15~50	4~32	15	1.0	625	
H12D4875	48~530	0.15~75	4~32	15	1.0	1000	
H12D4890	48~530	0.15~90	4~32	15	1.0	1200	
S218	20~140	0.02~8.0	3.5~8	18	1.0	120	$V_{iso(RMS)} =$ 2500V
S228	40~280	0.02~8.0	3.5~8	18	1.0	120	
S228C	40~280	0.02~8.0	3.5~8	18	1.0	120	
HD4812	480~530	0.04~12	3~32	2.0	1.0	140	HD 系列的 @ V_{DC} = DC5V
HD4825	480~530	0.04~25	3~32	2.0	1.0	250	
HD4850	480~530	0.04~50	3~32	2.0	1.0	625	
HD4875	480~530	0.04~75	3~32	2.0	1.0	1000	
HD4890	480~530	0.04~90	3~32	2.0	1.0	1200	
HD48110	480~530	0.04~110	3~32	2.0	1.0	1500	
HD48125	480~530	0.04~125	3~32	2.0	1.0	1750	
HD6025 *	480~660	0.04~25	3~32	2.0	1.0	250	
HD6050 *	480~660	0.04~50	3~32	2.0	1.0	625	
HD6090 *	480~660	0.04~90	3~32	2.0	1.0	1200	
HD60125	480~660	0.04~125	3~32	2.0	1.0	1750	
EZ240D12	24~280	0.15~12	3~15	15	1.0	150	EZ 系列的 @ V_{DC} = DC5V EZE 系列的 @ V_{DC} = DC24V 外形及安装 尺寸见图 3-76b
EZ240D18	24~280	0.15~18	3~15	15	1.0	200	
EZE240D12	24~280	0.15~12	15~32	15	1.0	150	
EZE240D18	24~280	0.15~18	15~32	15	1.0	200	
EZ480D12	48~660	0.15~12	3~15	15	1.0	150	
EZ480D18	48~660	0.15~18	3~15	15	1.0	200	
EZE480D12	48~660	0.15~12	15~32	15	1.0	150	
EZE480D18	48~660	0.15~18	15~32	15	1.0	200	

(续)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	直流控制 电压范围 /V	直流控制电流 /mA (@ V_{DC})	直流释 放电压 /V	可承受浪涌峰 值电流(1周期) /A	备 注
CSD2410	24~280	0.15~10	3.5~15	13	1.0	120	CSD 系列的 @ V_{DC} = DC5V CSE 系列的 @ V_{DC} = DC24V $dv/dt \geq$ 200V/ μ s
CSD2425	24~280	0.15~25	3.5~15	13	1.0	250	
CSD2450	24~280	0.15~50	3.5~15	13	1.0	625	
CSD2475	24~280	0.15~75	3.5~15	13	1.0	1000	
CSD2490	24~280	0.15~90	3.5~15	13	1.0	1200	
CSE2410	24~280	0.15~10	15~32	13	1.0	120	
CSE2425	24~280	0.15~25	15~32	13	1.0	250	
CSE2450	24~280	0.15~50	15~32	13	1.0	625	
CSE2475	24~280	0.15~75	15~32	13	1.0	1000	
CSE2490	24~280	0.15~90	15~32	13	1.0	1200	
CTD2410	24~280	0.25~10	4~28	7	1.0	100	CTD 系列的 @ V_{DC} = DC5V $dv/dt \geq$ 200V/ μ s
CTD2425	24~280	0.25~25	4~28	7	1.0	250	

* 允许用于工作母线电压为交流 600V 的系统中。

表 3-204 美国快达公司交流控制交流输出 SSR 电性能参数 ($V_{m(rms)} = 4000V$)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	交流控制 电压范围 /V	交流控制电流 /mA (@ V_{AC})	交流释 放电压 /V	可承受浪涌电 流峰值(1周期) /A	备 注
A1210	24~140	0.04~10	90~280	2.0	10.0	120	晶闸管输出 @ V_{AC} = AC120V $dv/dt \geq 500V/\mu$ s
A1225	24~140	0.04~25	90~280	2.0	10.0	250	
A1240	24~140	0.04~40	90~280	2.0	10.0	625	
A2410	24~280	0.04~10	90~280	2.0	10.0	120	
A2425	24~280	0.04~25	90~280	2.0	10.0	250	
A2450	24~280	0.04~50	90~280	2.0	10.0	625	
A2475	24~280	0.04~75	90~280	2.0	10.0	1000	
A2490	24~280	0.04~90	90~280	2.0	10.0	1200	
A24110	24~280	0.04~110	90~280	2.0	10.0	1500	
A24125	24~280	0.04~125	90~280	2.0	10.0	1750	
H12CA4850	48~660	0.15~50	90~140	15	10.0	625	晶闸管输出 @ V_{AC} = AC120V $dv/dt \geq 500V/\mu$ s
H12CA4890	48~660	0.15~90	90~140	15	10.0	1200	
HA4812	48~530	0.04~12	90~280	2.0	1.0	140	晶闸管输出 @ V_{AC} = 120V _{AC} $dv/dt \geq 500V/\mu$ s
HA4825	48~530	0.04~25	90~280	2.0	1.0	250	
HA4850	48~530	0.04~50	90~280	2.0	1.0	625	
HA4875	48~530	0.04~75	90~280	2.0	1.0	1000	
HA4890	48~530	0.04~90	90~280	2.0	1.0	1200	
HA48110	48~530	0.04~110	90~280	2.0	1.0	1500	
HA48125	48~530	0.04~125	90~280	2.0	1.0	1750	

(续)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	交流控制 电压范围 /V	交流控制电流 /mA (@V _{AC})	交流释 放电压 /V	可承受浪涌电 流峰值(1周期) /A	备 注
HA6025	18~660	0.04~25	90~280	2.0	1.0	250	晶闸管输出 @V _{AC} =120V _{AC} dv/dt≥500V/μs
HA6050	18~660	0.04~50	90~280	2.0	1.0	625	
HA6090	18~660	0.04~90	90~280	2.0	1.0	1200	
HA60125	18~660	0.04~125	90~280	2.0	1.0	1750	
EZ240A12	24~480	0.15~12	90~140	10	10.0	150	EZE 系列的 @V _{AC} =AC24V EZ 系列的 @V _{AC} =AC120V
EZ240A18	24~480	0.15~18	90~140	10	10.0	200	
EZE240A12	24~480	0.15~12	18~36	10	2.0	150	
EZE240A18	24~480	0.15~18	18~36	10	2.0	200	
EZ480A12	18~660	0.15~12	90~140	10	10.0	150	
EZ480A18	48~660	0.15~18	90~140	10	10.0	200	
EZE480A12	48~660	0.15~12	18~36	10	2.0	150	
EZE480A18	48~660	0.15~18	18~36	10	2.0	200	
CTA2410	24~280	0.25~10	90~140	8	10.0	100	@V _{AC} =AC120V dv/dt≥200V/μs
CTA2425	24~280	0.25~25	90~140	8	10.0	250	

电性能参数。它们的工作温度范围为-40~+80℃。上海超诚电子技术研究所生产的这种模块控制电压为AC75~250V, 关闭电压为AC50V, 启动电流为5mA, 控制电流小于25mA, 可工作的母线电压为220与380V, 额定工作电流为10~90A。

5. 两单元封装的直流控制和交流控制 SSR

(1) 两单元独立封装的直流控制交流输出 SSR

这种 SSR 国内没有厂家生产, 美国快达公司生产的有普通晶闸管输出的 D 系列及 H 系列。它们可以用作过零触发开关, 亦可用作移相控制型开关, 工作温度范围

为-40~+80℃, 绝缘电压 $V_{iso(RMS)}=4000V$, 内含过电压缓冲器及防止触发短路的保护电路, 采用标准工业外壳封装, 外形尺寸(长×宽×厚)=58.4mm×45.7mm×33.2mm, 如图 3-77a 所示。表 3-205 给出美国快达公司生产的这种模块的电性能参数。

(2) 带有定时器的两单元直流控制和交流控制 SSR

这种 SSR 国内没有产品, 美国快达公司生产的这种 SSR 中集成有精确的定时控制系统及工作指示发光二极管, 每一时刻仅有一个 SSR 工作, 内部的逻辑

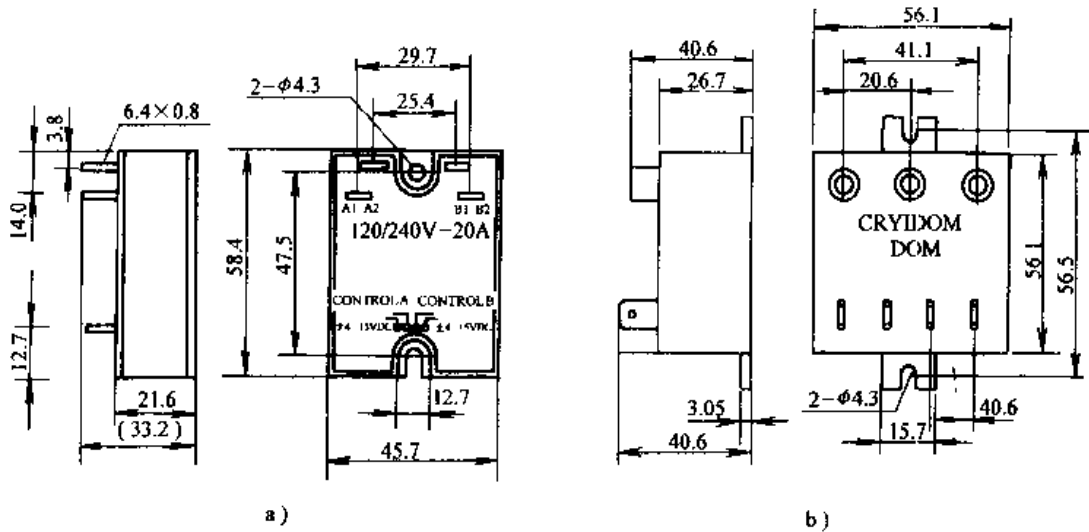


图 3-77 屏面安装式 SSR 的外形及安装尺寸 (二)

a) D2425D、D2440D、H12D 系列 b) D2415-C、D2440-C、A2415-C、A2440-C

表 3-205 美国快达公司生产的两单元独立封装的直流控制交流输出 SSR 电性能参数

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流 范 围 /A	直流控制 电压范围 /V	直流控制电流 /mA (@DC5V)	直流释放 电 压 /V	可承受峰值电流 (1 周期) /A
D2425D	24~280	0.15~25	4~15	15	1.0	250
D2440D	24~280	0.15~40	4~15	15	1.0	625
H12D4825D	48~530	0.15~25	4~15	15	1.0	250
H12D4840D	48~530	0.15~40	4~15	15	1.0	625

表 3-206 美国快达公司带有定时器的两单元直流控制交流输出及
交流控制交流输出 SSR 的电性能参数 ($V_{in(RMS)}=2500V$)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	断态漏 电 流 /mA	直流输 入信号 /V	恒定电压 /V	可承受峰 值电流 (1 周期) /A	备 注
D2415-C	90~300	0.1~15	5	4.7~29Vdc	4.7~29 (dc)	150	直流控制
D2440-C	90~300	0.2~40	10	4.7~29Vdc	4.7~29 (dc)	625	
A2415-C	90~300	0.1~15	5	Dry Closure	90~140 (rms)	150	交流控制
A2440-C	90~300	0.2~40	10	Dry Closure	90~140 (rms)	625	

表 3-207 美国快达公司带有定时器的直流控制直流输出 SSR 的电性能参数 ($V_{iso(RMS)}=2500V$)

型 号	直流工作母 线电压范围 /V	直流负载 电流范围 /A	断态漏电流 /mA	直流输入信号 /V	直流恒定电压 /V
DC300S6-C	2~300	0.3~6	2	4.7~29	4.7~29
DC80S15-C	2~80	0.5~15	5	4.7~29	4.7~29
DC300S15-C	2~300	0.5~15	5	4.7~29	4.7~29

开关可控制在开通另一个 SSR 前,先关断正在导通的 SSR,并有直流控制交流输出、直流控制直流输出和交流控制交流输出三种类型。表 3-206 给出美国快达公司生产的直流控制交流输出及交流控制交流输出 SSR 的电性能参数。表 3-207 给出美国快达公司生产的直流控制直流输出 SSR 的电参数,其外形及安装尺寸如图 3-77b 所示。

6. 四单元封装的直流控制交流输出 SSR

这种 SSR 国内没有产品,美国快达公司产品有过零触发型的,也有移相控制型的,采用标准工业外壳封装,其外形及安装尺寸如图 3-78 所示,内含过电压吸收缓冲器及防止触发失败的保护电路,输出级为双向晶闸管,表 3-208 给出美国快达公司生产的这类模块

的电性能参数,其工作温度范围为 $-40\sim+80^{\circ}C$ 。

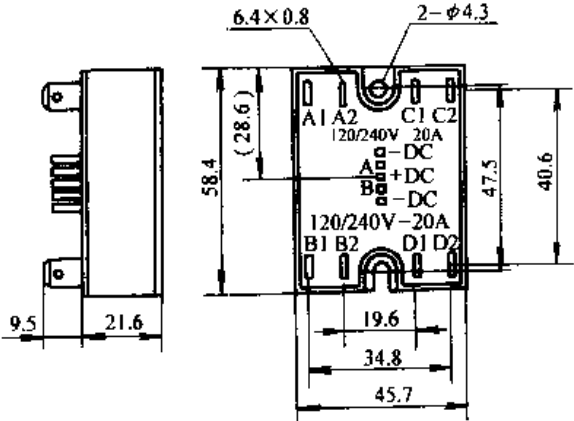


图 3-78 TD2420Q 型 SSR 的
外形及安装尺寸

表 3-208 美国快达公司生产的四单元封装的直流控制交流输出 SSR 电性能参数 ($V_{in(RMS)}=2500V$)

型 号	交流工作母 线电压范围 /V	负载电流有 效值范围 /A	直流控制 电压范围 /V	控制电流 /mA (@DC5V)	交流释放电压 /V	可承受峰值电流 (1 周期) /A
TD2420Q	24~280	0.15~20	4~15	15	1.0	250

7. 三相 SSR

这种 SSR 为晶闸管输出, 带有工作状态指示, 有交流和直流控制两种, 并可过零触发及移相控制工作。上海超诚电子研究所生产的直流控制型输入电压范围为 DC3~32V, 交流控制型控制电压范围为 AC75

~250V, 额定输出电流范围均为 10~70A。

表 3-209 给出了美国快达公司生产的这类产品的电性能参数, 其工作温度范围为 -40~+80℃, 绝缘电压 $V_{iso(RMS)} = 1000V$ 。其外形及安装尺寸如图 3-79 所示。

表 3-209 美国快达公司生产的三相 SSR 电性能参数

型 号	交流工作母线电压范围 /V	负载电流有效值范围 /A	交流或直流控制电压范围 /V	对应控制电压的控制电流 /mA	直流释放电压 /V	可承受浪涌峰值电流 (1 周期) /A	备 注
D53TP25D	48~530	0.05~25	3~32	10	1.0	250	控制电流 DC5V 测得, 控制电压与释放电压均为直流
D53TP50D	48~530	0.05~25	3~32	10	1.0	625	
A53TP25D	48~530	0.05~25	90~280	10	1.0	250	控制电流 AC120V 测得, 控制电压与释放电压均为交流
A53TP50D	48~530	0.05~50	90~280	10	1.0	625	

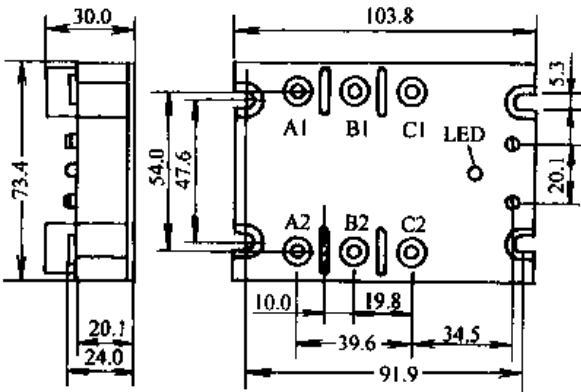


图 3-79 D53TP、A53TP 系列 SSR 的外形及安装尺寸

8. 高压 SSR

高压 SSR 国内没有产品, 美国快达公司生产的这种产品有常开型及常闭型, 并有印制板安装式及屏面安装式两个系列, 表 3-210 给出了其电性能参数。其中, DA 系列为印制板安装式, 该系列可开关 8kV 直流或峰值电压, 其中 DAR 系列有非常低的接触电阻, 这在仪器系统中使用时, 对减少数据错误是极为有利的; 而 HV 系列是屏面安装式, 可开关 10kV 的直流或峰值电压, 并可制作成常开或常闭型, 最高允许开关电压为 12.5kV, 其外形及安装尺寸分别如图 3-80a、b 所示。

表 3-210 美国快达公司生产的高压 SSR 电性能参数

型 号	开关直流电压和交流峰值电压 /V	最大负载电流 /A	最大接触额定功率 /W	直流正常工作电压 /V	直流工作电压 /V	直流释放输出压降 /V	正常线圈电阻 /Ω
6HV1A100	10 000	3	50	6	4.2	0.6	25
12HV1A100	10 000	3	50	12	8.4	1.2	100
24HV1A100	10 000	3	50	24	4.2	2.4	400
6HV1B100	10 000	3	50	6	4.2	0.6	25
12HV1B100	10 000	3	50	12	8.4	1.2	100
24HV1B100	10 000	3	50	24	4.2	2.4	400
DAR70510	24	6	25	5	3.7	0.5	28
DAR71210	24	6	25	12	9	1.25	150
DAT70510	8000	6	50	5	3.7	0.5	28
DAT71210	8000	6	50	12	9	1.25	150

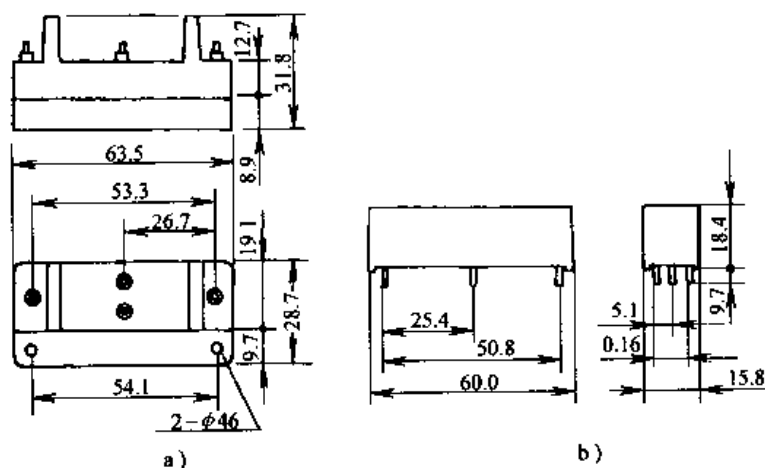


图 3-80 HV 系列及 DA 系列 SSR 的外形及安装尺寸

a) HV 系列 b) DA 系列

3.9.2 SSR 的应用技术

1. 使用注意事项

1) 对印制板安装式 SSR, 由于输入与输出间绝缘电压 $V_{(50(RMS))}$ 达 2500 或 4000V, 所以在布置印制板的输入控制与输出功率线时, 应充分考虑到这一绝缘电压的要求, 输入与输出线之间应留有充分的绝缘距离, 避免因印制板受潮或落灰尘而爬电时引起绝缘性能下降。

2) 使用屏面安装式固态继电器时, 应确保所使用安装屏表面的平面度小于 0.2mm, 其表面应光滑, 表面粗糙度应小于 0.8 μ m。

3) SSR 大部分有过零控制及移相控制两种, 用户使用时要正确选用型号, 以免搞错, 使用移相控制的交流固态继电器时, 应注意对电网的谐波影响, 必要时接入串联滤波器。

4) 实际使用中, 选用 SSR 要留有足够的安全裕量, 以防负载短路或瞬时过电压引起的冲击, 并应在输出端与负载之间串联适量的快速熔断器, 在控制感性负载或容性负载时, 一定要考虑负载的启动特性。

5) 对电流较大 (一般大于 40A) 的 SSR, 一般在使用中需加风扇强冷或风冷, 风速应大于 6m/s, 使用中要特别注意安装屏面与 SSR 之间的接触热阻及散热问题。

6) 对内部未集成 RC 吸收网络的 SSR, 使用中应在外部并接 RC 吸收电路, 这对控制感性负载时防止因电路中电感 L 的存在。电流变化时产生尖峰电压 Ldi/dt 引起 SSR 的击穿具有特别重要的意义, RC 吸收网络中 R 与 C 之间及 RC 与 SSR 之间的引线要尽可能的短。

7) 若环境温度较高, SSR 应降额使用。

2. 温度对 SSR 的影响

图 3-81a、b 分别给出了负载电流与散热器温度 T_A 的关系及负载电流与 SSR 壳温 T_C 的关系曲线。该曲线随负载电流的不同其降额曲线不同, 图中给出了对应负载率为 40% 及 100% 的两条曲线。从图显见, 只要壳温或散热器温度超过一定值, SSR 的负载能力将直线下降。

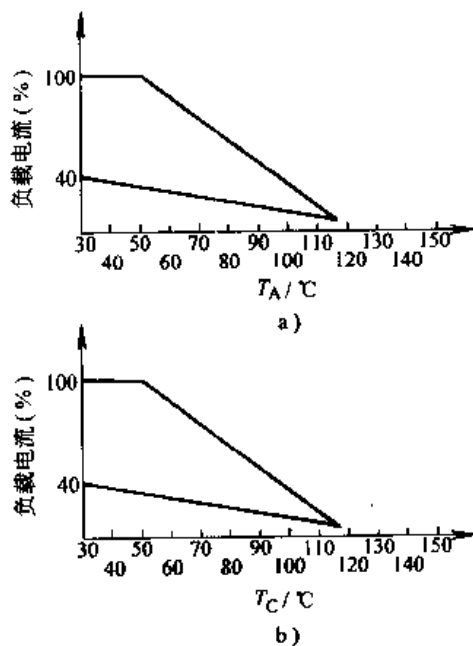


图 3-81 温度对 SSR 负载能力的影响

a) 负载电流与环境温度 T_A 的关系b) 负载电流与 SSR 壳温 T_C 的关系

3. 典型工作波形

图 3-82 给出了直流输入交流输出 SSR 的典型工作波形, 而图 3-83 给出了直流输入直流输出 SSR 的工作波形; 图 3-84 给出了交流控制交流输出固态继电器的典型工作波形。

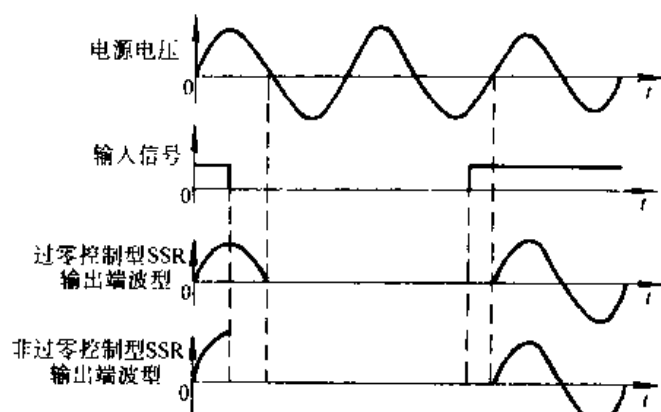


图 3-82 直流控制交流输出 SSR 工作波形

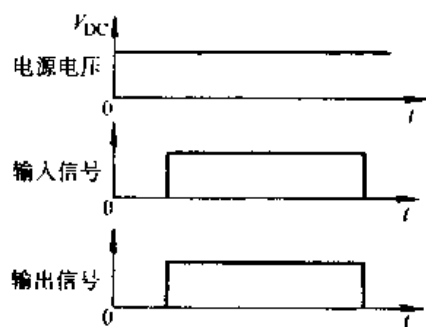


图 3-83 直流控制直流输出 SSR 工作波形

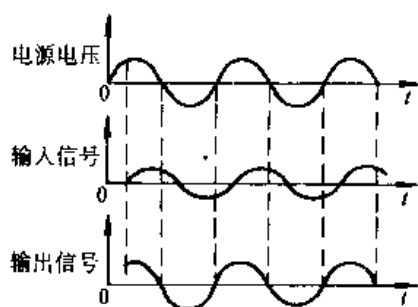


图 3-84 交流控制交流输出 SSR 工作波形

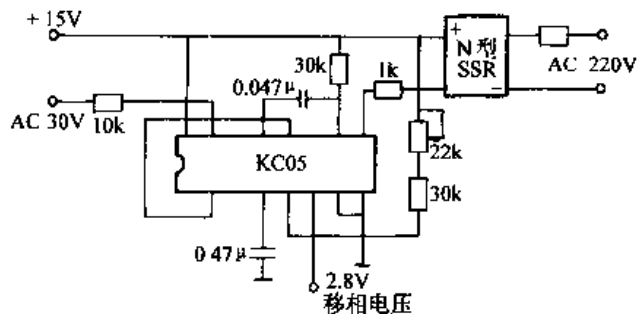


图 3-85 用单电源移相触发电路的移相控制型 SSR 调压电路

4. 实际应用电路及典型应用举例

(1) 实际应用电路 SSR 的优良性能, 决定了它可用于交流调压、直流调压; AC/DC 变换电源等众多

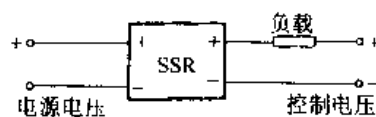


图 3-86 直流 SSR 应用电路

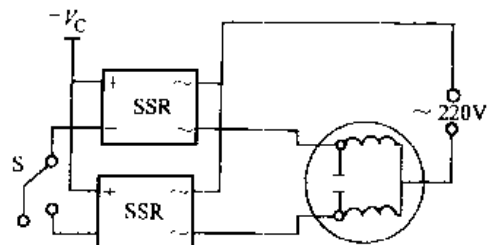


图 3-87 电动机正反转电路

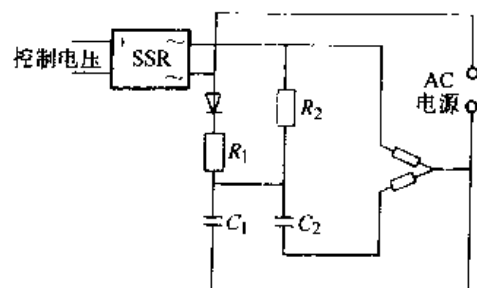


图 3-88 分相电动机的制动控制

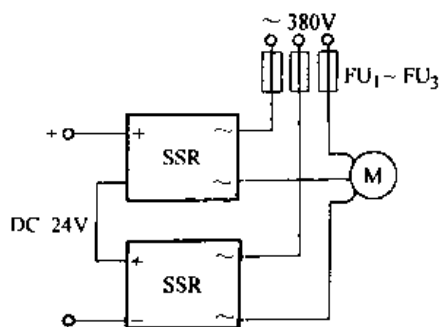


图 3-89 三相电动机控制

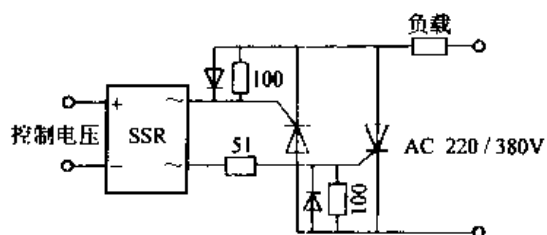


图 3-90 应用两个晶闸管反并联来扩大直流控制交流 SSR 功率的电路

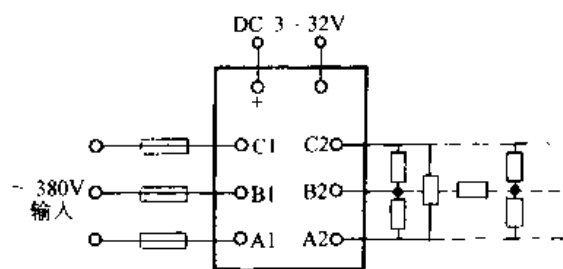


图 3-91 三相负载控制

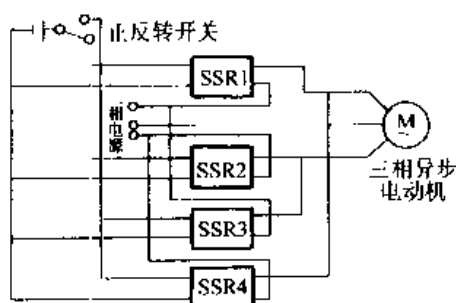


图 3-92 三相异步电动机的正反转控制

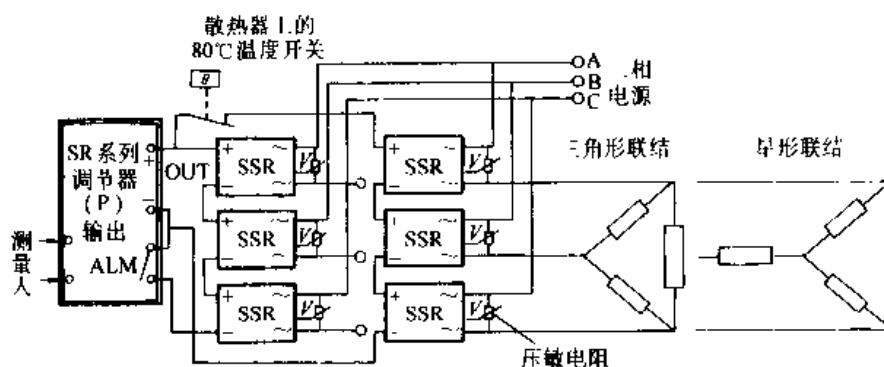


图 3-93 过零触发 SSR 用于实际温控系统的电路

注：利用仪表下限报警触点控制辅助加热器。

3.10 电力半导体组件

尽管如今电力半导体器件的单个容量已达 12000V/8000A（晶闸管），但对大型电力电子设备，如直流输电、大型电化学装置，单个器件的这一容量仍不能满足要求，这就促使了电力半导体组件的开发及使用。

电力半导体组件是为了满足大型电力电子设备中对电力半导体器件电压或电流或同时对电压与电流容量的要求而开发的，它是如今超大型电力电子成套装置发展的迫切需要。由于电力半导体组件种类繁多，容量各不相同，且是为了满足某一特定使用场合的需要而设计与开发的，所以很难像前述电力半导体模块那样把其分类与讨论详细电性能参数，因而本节仅简述电力半导体组件的分类，电力半导体组件与模块的区别，最后以一种组件为例说明电力半导体组件的电性能参数。

3.10.1 电力半导体组件与模块的区别

领域，这里仅以直流控制交流输出型 SSR 为例说明其应用。图 3-85~图 3-92 给出了几种典型应用的实际电路原理图。

(2) 典型应用的实例 过零控制型 SSR 的一个重要用途就是过零调功。图 3-93 为采用日本岛电公司 SR63 智能 PID 调节仪表和 240A 超大功率 SSR 组成的温控系统。其中，采用了长度为 200mm 的 DXC-616 型标准铝型材散热器，并排安装了三个 SSR，输入串联接至仪表的脉冲输出，在散热器的一端装有 12038B 轴承式仪表风扇。负载为 380V 三相纯阻三角形联结，总加热功率为 100kW，每相电流最大约为 150A，散热器正常工作温升在 60℃ 左右，系统的调节精度为 ±1℃。为保证长期工作的可靠性，在散热器上还装有美国德州仪器公司的手动复位 INT 温度开关，当因风扇等故障引起散热器温升超过 SSR 规定的底壳温度 80℃ 后，将切断仪表的控制输出，带有辅助脱扣的断路器切断系统电源。

一般电力半导体组件是一种模块，但它与如今见到的电力半导体模块并不完全相同，其区别表现在以下几个方面。

1) 组件是为了满足某一特定电力电子成套装置的需要而开发的，所以它一般没有模块那样严格的系列。

2) 大部分模块外壳是绝缘的，而大部分组件外壳是不绝缘的。

3) 模块本身不带散热器与 di/dt 及 dv/dt 抑制电路，而组件一般为把散热器、 dv/dt 及 di/dt 抑制电路等组装为一个整体。

4) 模块本身为一个单元或多个单元集成，而组件可集成多个模块。

5) 模块的容量，最高电压只有几千伏，电流为 1000 多安培，而组件电流可达几万安，电压可达几万甚至几十万伏。

6) 大部分模块仅为功率电路部分，智能电力模块尽管含有驱动、短路、过热、过电压、过电流等保护电

路,但均不含控制调节及脉冲形成电路,而组件有时带有控制调节、保护、驱动等单元。

7) 模块可用于不同的电力电子设备中,具有相对较大的应用范围及一定的通用性,而组件是专为某种应用而开发的,通用性较差。

8) 模块的生产及使用量较大,而组件的生产及使用量较小。

3. 10. 2 电力半导体组件的分类

1) 以所用电力半导体器件来分,有整流二极管组件、普通晶闸管组件、GTO 组件、双向晶闸管组件、IGBT 组件、GTR 组件、IGCT 等,以及使用两种以上电力半导体器件的混合组件。

2) 从冷却方式来分,有自然冷却组件、强迫风冷组件、水冷组件、热管冷却组件、油冷组件和沸腾冷却

组件。

3) 从是否带控制单元来分,有带控制单元、保护单元、冷却散热器的成套组件,还有不带控制单元及保护单元的组件等。

3. 10. 3 电力半导体组件的参数

由于电力半导体组件种类繁多,且没有严格的系列,无法像模块那样详细分类说明其参数,现仅以英国 Mitel 公司生产的交流开关组件为例说明电力半导体组件的电性能参数。

英国 Mitel 公司生产的这种组件有单面水冷却、双面水冷却、单面自然冷却及双面自然冷却、单面风冷、双面风冷却等多个品种,均带有散热器、 dv/dt 及尖峰电压吸收压敏电阻等,表 3-211 给出了其电性能参数例。

表 3-211 英国 Mitel 公司生产的交流开关组件电性能参数

型 号	V_{RRM} /V	I_{TSM} /A	I^2t / $\times 10^3 A^2 \cdot s$ (@10ms)	3ms 内熔断 的电流/ $\times 10^3 A^2 \cdot s$	(di/dt) / (A/ μs)	(dv/dt) / (V/ μs)	额定电流 I_{RMS} /A	连续有 效值电 流/A	P_{GN} /W	P_G /W	冷却 方式
10ISE	1900	7.5	281	190	100	100	850	1000	100	5	单面 绝缘 水冷却
11ISE	2900	9	405	315	100	100	950	1100	150	10	
CAN 11 ISE	2900	9	405	315	100	100	950	1100	150	10	
17SM	2900	9	405	315	100	300	1750	840	150	10	单面 水冷却
18SM	1700	11.2	625	460	100	300	1800	975	150	10	
19SN	2900	16.4	1350	850	100	300	1900	1050	150	10	
22SN	1700	21	2205	1540	100	300	2200	1300	150	10	
23DM	1700	11.2	625	460	100	300	2300	1425	150	10	双面 水冷却
26DN	2900	16.4	1350	850	100	300	2600	1710	150	10	
32DN	1700	21	2205	1540	100	300	3200	2075	150	10	
24-2ED225	1700	11.2	625	460	100	300	2440	360	150	10	单面空 气自然 冷却
26-2ED225	2900	16.4	1350	850	100	300	2630	335	150	10	
33-2ED225	1700	21	2205	1540	100	300	3270	425	150	10	
24-2ED225	1700	11.2	625	460	100	300	2440	360	150	10	双面空 气自然 冷却
26-2ED225	2900	16.4	1350	850	100	300	2630	335	150	10	
33-2ED225	1700	21	2205	1540	100	300	3270	425	150	10	
HE2500-12	1200	16.4	1350	850	100	300	2600	380/440			水冷 系列
HE3300-14	1400	16.4	1350	850	100	300	2600	500			

(续)

型 号	V_{RRM} /V	I_{RSM} /A	I^2t / $\times 10^3 A^2 \cdot s$ (@10ms)	3ms 内熔断 的电流/ $\times 10^3 A^2 \cdot s$	(di/dt) / (A/ μs)	(dv/dt) / (V/ μs)	额定电流 $I_{(RMS)}$ /A	连续有 效值电 流/A	P_{TA} /W	P_{TC} /W	冷却 方式
HE3300-12	1200	21	2205	1540	100	300	3200	380/440			水冷 系列
HE3300-14	1400	21	2205	1540	100	300	3200	500			
AHE195-12	1200	11.2	625	460	100	300	1810	380/410			风冷却 系列
AHE195-14	1400	11.2	625	460	100	300	1810	500			
AHE055-12	1200	16.4	1350	850	100	300	2630	380/440			
AHE055-14	1400	16.4	1350	850	100	300	2630	500			

第4章 晶闸管移相触发控制专用集成电路和模块

4.1 概述

晶闸管类电力电子设备是当今国内外装机容量最大的电力电子成套装置,也是至今我国电力电子行业每年生产成套装置中生产量最多的设备。自从1957年美国的GE公司发明晶闸管至今,其控制技术一直是电力电子行业探索的课题。晶闸管的控制技术主要

是其移相触发电路的设计,该移相触发电路已从60、70年代的模拟分立器件时期经过80年代的模拟-数字集成时期,至今已完成了大规模集成电路和全数字化转变。有关晶闸管的移相触发集成电路种类很多,表4-1简要列出其常用品种,其后各节将按有代表性的品种介绍其工作原理、使用方法及极限参数等内容。

表4-1 常用晶闸管的门极触发与控制专用集成电路简表

型 号	主 要 特 点 及 性 能	极 限 参 数	生 产 企 业 (供 货 商)
KJ001 ¹ (KC01) ²	双列直插式14或18引脚封装,输出脉宽为100 μ s~3.3ms可调,用于单相半波可控整流电路、双电源工作	工作电源电压: ± 15 V 负载能力: 15mA	航天工业总公司七七 一所 上海电器科学研究所 (陕西高科电力电子有 限责任公司)
KJ004 ¹ (KC04) KJ009 ¹ (KC09)	双列直插式16引脚封装,正、负双电源工作,移相范围 $>170^\circ$,可输出两路相差180°的移相脉冲。适合于在单相、三相全控桥式供电装置中作晶闸管的移相触发用	工作电源电压: ± 15 V 同步电压: 可为任意值 脉冲宽度: 400 μ s~2ms 负载能力: 15mA	
KJ005 ¹ (KC05)	是KJ006的一种特殊情况,没有自生电源,不能直接用在交流供电的场合。在外加同步信号和直流电源情况下,可用于双向晶闸管或反并联晶闸管的相位控制	工作电源电压: ± 15 V 输出脉冲宽度: 100 μ s~2ms 负载能力: 200mA	
KJ006 ¹ (KC06)	16引脚双列直插式封装,可用于半控或桥式全控线路的相位控制,具有移相控制电压与同步电压失去交点后保证不丢失脉冲的失交保护功能及输出电流大的特点,不需同步信号和输出脉冲变压器,可外接直流工作电源工作,亦可由交流电网直接供电。适用于交、直流电源直接供电的双向晶闸管或反并联晶闸管线路的交流相位控制	外接直流电源电压: ± 15 V 自生直流电源: $\pm 12\sim 14$ V 最大负载能力: 200mA 输出脉冲宽度: 100 μ s~2ms	
KJ007 ¹ (KC07) KJ008 ¹ (KC08)	采用标准的双列直插式14引脚封装,是一种晶闸管过零触发器,可使双向晶闸管在电源电压或电流为零的瞬间进行触发。可用于温度控制、单相或三相电动机和电器的无触点开关控制	工作电源电压: $\pm 12\sim \pm 16$ V 最大负载能力: 50mA 零检测端最大输入电流: 8mA	
KJ010 ¹	具有温度漂移小、灵敏度高、移相线性度好、移相范围宽、能够宽脉冲触发等功能与特点。主要用于单相、三相半控桥式供电装置中,作为晶闸管的单路脉冲移相触发用	工作电源电压: ± 15 V $\pm 10\%$ 同步电压: 任意值 最大负载能力: 15mA	

(续)

型 号	主 要 特 点 及 性 能	极 限 参 数	生 产 企 业 (供 货 商)
KJ011 ^①	具有 14 引脚与 18 引脚两种封装形式, 是 KJ010 的改进型。适合在各种供电装置中作晶闸管的单路脉冲移相触发器用	工作电源电压: $\pm 15V \pm 10\%$ 脉冲幅度: $\geq 13V$ 脉冲宽度: 3.3ms 负载能力: 15mA	航天工业总公司七七一所 (陕西高科电力电子有限公司)
KJ041 ^② (KC041)	六路双脉冲形成器, 具有双脉冲形成和电子开关控制封锁功能。使用两个有电子开关控制的 KJ041 电路组成逻辑控制, 适用于电动机正、反转控制系统	工作电源电压: $+15V$ 脉冲输出负载能力: 20mA 控制端正向电流: 3mA	上海电器科学研究所 (陕西高科电力电子有限公司)
KJ042 ^② (KC042)	双列直插式 14 引脚封装, 输出脉冲调节范围宽, 脉冲占空比可调, 可用作方波发生器。适用于三相或单相晶闸管可控电路的脉冲列调制源	工作电源电压: $+15V$ 输入端正向电流: 2mA 最大输出负载能力: 12mA 调制脉冲频率: 5~10kHz	上海电器科学研究所 (陕西高科电力电子有限公司)
TCA785 ^③ (KJ785)	单片晶闸管移相触发器集成电路, 输出两路相差 180° 的触发脉冲, 可在 0~180° 之间移相, 可用来控制晶闸管或晶体管	工作电源电压: $-0.5 \sim +18V$ 最大脉冲负载电流: 400mA 输出脉冲宽度: $3\mu s \sim 180^\circ - \alpha$ 同步输入电流: 500 μA	德国 Siemens 公司 航天工业总公司七七一所 (陕西高科电力电子有限公司)
TC787 ^④ KJ787 ^④	采用先进的 IC 工艺设计制作, 可单电源亦可双电源工作, 适用于三相晶闸管的移相触发, 是 TCA785 及 KJ 系列触发电路的换代产品, 其一个电路可取代三个 TCA785 与 KJ041 及 KJ042 或五个 KJ 系列电路组合才具有的功能	工作电源电压 V_{DD} : 0.5~18V 或 $\pm 0.5 \sim 9V$ 输入端电压: $0.5V \sim V_{DD}$ 最大脉冲负载能力: 20mA 同步信号频率: 10~1000Hz	陕西高科电力电子有限公司
KJ2025	是 TC787 的改型换代产品, 双列直插式 18 引脚封装, 外形尺寸及引脚排列完全与 TC787 互换, 相对于 TC787 在可靠性、高温特性、负载能力、锯齿波线性度、移相脉冲的均衡性、抗干扰性能等方面均有很大的提高, 从根本上解决了 TC787 使用中一致性较差、个别芯片丢脉冲的问题	工作电源电压: $\pm 5V \sim \pm 9V$ 或 $0 \sim +18V$ 输入同步电压频率: 10~1000Hz 输出负载能力: 脉冲 20mA	陕西高科电力电子有限公司
TH101 ^⑤	单列直插式 16 引脚厚膜集成电路封装, 输出两路相差 180° 的移相脉冲, 不需要外围电路, 使用十分方便。适用于单相、三相全控桥式供电装置中作晶闸管的双路脉冲移相触发	工作电源电压: $\pm 15V$ 同步电压: 30V 锯齿波幅度: $> 10V$ 输出脉冲电流幅值: $\geq 1A$ 输出脉冲宽度: 400 $\mu s \sim 2ms$	陕西高科电力电子有限公司
TH103 ^⑥	采用混合厚膜集成电路工艺制造, 抗干扰能力强、体积小, 输出六路相隔 60° 的触发脉冲, 输出为脉冲列, 可使脉冲变压器的体积缩小, 且不需功率放大便可直接带动脉冲变压器, 输出峰值电流最大可达 2A, 适用于直接触发 1500A 以下的晶闸管。自身具有封锁逻辑, 可用来进行故障状态下的保护。适用于三相全控桥式整流电路、双反星形带平衡电抗器电路和三相半控桥式可控整流电路中作晶闸管的触发	工作电源电压: $+8 \sim +18V$ 同步电压: 三相均为 30V 移相控制电压: 0~12V 输出脉冲幅值: 2A 输出脉宽: 100 $\mu s \sim 1ms$	陕西高科电力电子有限公司 西安电力电子技术研究所

(续)

型 号	主 要 特 点 及 性 能	极 限 参 数	生 产 企 业 (供 货 商)
KM-18-2 ^L	单列直插式 13 引脚封装, 内部含有脉冲形成、脉冲调制及脉冲功率放大环节, 输出为调制脉冲列, 可使脉冲变压器的体积缩小, 输出脉冲幅值可达 0.8A, 并具有保护封锁端	工作电源电压: 15V 输出脉冲电流: 800mA 输出脉冲幅值: $\geq 12V$ 移相范围: $0 \sim 180^\circ$	西安科谊电子有限公司 (陕西高科电力电子有 限责任公司)
KM-18-3 ^L	单列直插式厚膜电路封装, 外形尺寸及引脚间距符合国际标准。内部由 TCA785、运算放大器、晶体管和阻容元件构成, 输出脉冲电流可达 1.5A, 输出为双脉冲, 且应用了补脉冲, 内部加入了抗干扰电路, 抗干扰能力强	工作电源电压: +15V 同步电压: 任意值 移相范围: 180° 输出脉冲幅度: $\geq 12V$ 输出脉冲前沿: $\leq 1\mu s$ 使用温度: $-10 \sim +70^\circ C$	(陕西高科电力电子有 限责任公司) 西安科谊电子有限公司
KC168 ^C	双列直插式 18 引脚单片晶闸管数字式触发器, 输出两路互差 180° 的调制移相脉冲, 输出为调制脉冲列, 不需要外接锯齿波电容等, 使用十分方便。适用于单相、三相全控桥或半控桥或半波电路中作晶闸管的移相触发电路	工作电源电压: +5V 移相范围: $0 \sim 180^\circ$ 输出脉冲调制频率: 5kHz 输出调制脉冲总宽度: 2ms 高电平负载能力: $\leq 20mA$	陕西高科电力电子有限 责任公司 (独家生产)
KC188 ^L	单列直插式 18 引脚单片晶闸管数字式移相触发器, 自身输出六路互差 60° 的移相触发双窄调制脉冲, 具有缺相、自对相位等功能, 有独立脉冲封锁端。适用于三相半波、三相桥式电路中作晶闸管的移相触发	工作电源电压: +5V 最高输入移相电压: +4.95V 移相范围: $0 \sim 180^\circ$ 调制频率: 5kHz 高电平负载能力: $\leq 20mA$	陕西高科电力电子有限 责任公司 (独家生产)
LZ110 ^Q	单片式快速充电机控制电路, 具有充电和放电时序、电池电压自动检测的基本功能, 增加部分外接元件就可扩展其他功能。可用于各种类型的电池充电设备中作晶闸管的移相触发	电源电流: $\leq 34mA$ 输出脉冲幅度: $\geq 20V$ 移相范围: $\geq 170^\circ$ 输出管反压 V_{CEO} : $\geq 30V$	航天工业总公司七七一 所
LZ111 ^Q	单片式快速充电机电路, 具有快充和慢充转换、快充充放电时序、电池电压自动检测的基本功能, 内有过电流保护单元	锯齿波幅度: 6~8V 时序输出电压: 6~8V	航天工业总公司七七 - 所
KTM03 ^Q KTM03A KTM03B	是一种多功能的无级调压调功模块, 既可工作于移相触发控制模式, 也可工作于过零触发控制 (比例控制) 模式, 它还具有闭环稳压功能, 从而使输出电压稳定在所调定的电压上	移相范围: $0 \sim 180^\circ$ 输出触发脉冲电流: KTM03 为 100mA, KTM03A 与 KTM03B 为 1A	青岛半导体所 青岛珠峰科技贸易公司 (陕西高科电力电子有 限责任公司)

(续)

型 号	主 要 特 点 及 性 能	极 限 参 数	生 产 企 业 (供 货 商)
KTM05 ^①	输出为脉冲列, 具有体积小、移相范围宽等特点。使用中需外接脉冲变压器, 可同时触发两个同一相的晶闸管模块	工作电源电压: 15V 输出脉冲电流: 40mA 移相范围: 0~180°	青岛珠峰科技贸易公司 (陕西高科电力电子有 限责任公司)
KTM2011A ^②	是优化设计、精心研制的新一代触发模块, 具有体积小、重量轻、触发功率大、波形对称性好等特点。可同时触发两个晶闸管模块, 采用绝缘式模块结构。可广泛用于晶闸管单相桥式半控或双半波可控电力电子成套装置中	工作电源电压 V_{DD} : 12V 输出功率放大级电压: +22V 触发电流: $\leq 750\text{mA}$ 移相范围: 0~180°	
ACRV01 ^②	模块型 8 引脚双列封装, 为调压触发模块, 既可用电位器调节, 又可由计算机控制, 而且与被控制部分完全隔离, 可用于任何种类的负载	工作电源电压 V_{CC} : 3~18V 输入电压: V_{IN} : 0~15V	北京星星电子技术公司
CF97 $\times\times\times$ ^② 系列	专为晶闸管及晶闸管整流模块配套使用而设计的固态器件, 全系列共有 16 个品种、32 个规格, 分为印制电路板上焊接式(A 型)及机箱中直接安装式(B 型)两大类, 分别与大、中及小功率单、双向晶闸管配套使用, 既可用于移相触发, 又可用于调功触发。可广泛用于整流、逆变、调功及移相场合, 适用于星形和三角形两种负载的联结方式	同步电压: AC 18V 或 220V 输出触发电流: 500mA 移相范围: 0~180°	山西电子工业科学研究所

① 指本章中有较详细介绍。

② 带括号的型号为不同生产厂生产同一种产品时采用的不同型号。

4.2 KJ001 晶闸管移相触发器集成电路

装的 KJ001 相对应的引脚号。

KJ001 是国内在本世纪 70 年代末开发并至今仍批量生产与应用的晶闸管移相触发器集成电路, 它适用于单相半波、单相桥式半控、三相半波、三相桥式半控等晶闸管整流电路中使用。它采用双列直插式 14 引脚或 18 引脚两种封装形式, 与国产 KC01 集成电路完全可以互换, 属目前晶闸管移相触发电路中较常用的控制电路之一。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KJ001 采用标准双列直插式封装, 它的封装外形有图 4-1a 所示的 14 引脚和图 4-1b 所示的 18 引脚两种封装形式。表 4-2 以 18 引脚封装为例说明其各引脚的名称、功能及用法, 括号内的数字为与 14 引脚封

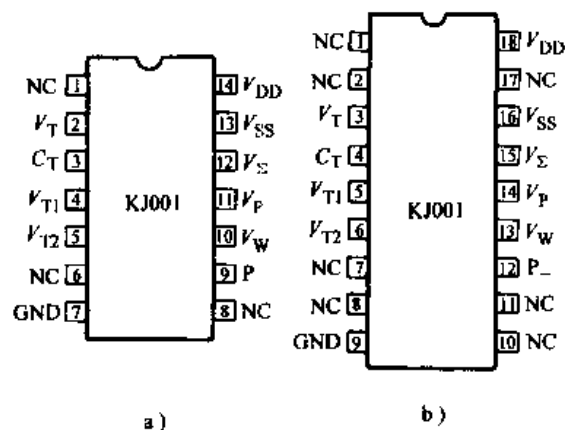


图 4-1 KJ001 的引脚排列 (引脚向下)

a) 14 引脚 b) 18 引脚

表 4-2 KJ001 的引脚名称、功能和用法

引脚号 ^①	符号	名称或功能	用 法
1、2 (1)	NC	空脚	使用中悬空
7 (6)、8 (8)	NC	空脚	使用中悬空
10、11、17	NC	空脚	使用中悬空
4 (3)	C_T	锯齿波电容连接端	通过电容接引脚 4 (3)，并通过一个电阻与可调电位器接负电源，该可调电位器可调节锯齿波的斜率
3 (2)	V_I	锯齿波电压输出端	通过一个电阻接引脚 15
5 (4)、6 (5)	V_{T1} 、 V_{T2}	同步信号连接端	两端分别通过一个电阻接同步信号源
9 (7)	GND	地端	提供整个集成块工作的参考地端，使用中接用户提供的集成块工作电源的参考地端
12 (9)	P	脉冲输出端	输出对应于同步信号负半周并相应于移相电压的脉冲，使用中通过一个二极管接正电源及通过稳压管接功率放大晶体管
13 (10)	V_w	脉宽信号输入端	该端与引脚 14 之间所接电容的大小决定了输出脉冲的宽度，使用中通过一个电容接引脚 14
14 (11)	V_P	方波脉冲输出端	该端输出一个与同步信号同频率的方波信号，可作用户系统的同步方波信号，使用中可与系统其他需与方波同步的集成块同步信号输入端相连
15 (12)	V_s	移相、偏置及同步信号综合端	使用中，分别通过三个等值电阻接锯齿波 V_I 、偏置电压 V_{TP} 及移相电压 V_K
16 (13)	V_{SS}	负电源连接端	接集成块工作的负电源
18 (14)	V_{DD}	正电源连接端	接集成块工作的正电源

① 带括号的引脚号为图 4-1a 的引脚号，不带括号的引脚号为图 4-1b 的引脚号。

2. 内部结构和工作原理

KJ001 的内部结构和工作原理如图 4-2 所示。由图可知，该集成电路由锯齿波形成电路，移相电压、偏

移电压、锯齿波电压综合比较放大电路及移相触发脉宽调节电路三大部分组成。它的典型应用电路如图 4-3 所示。

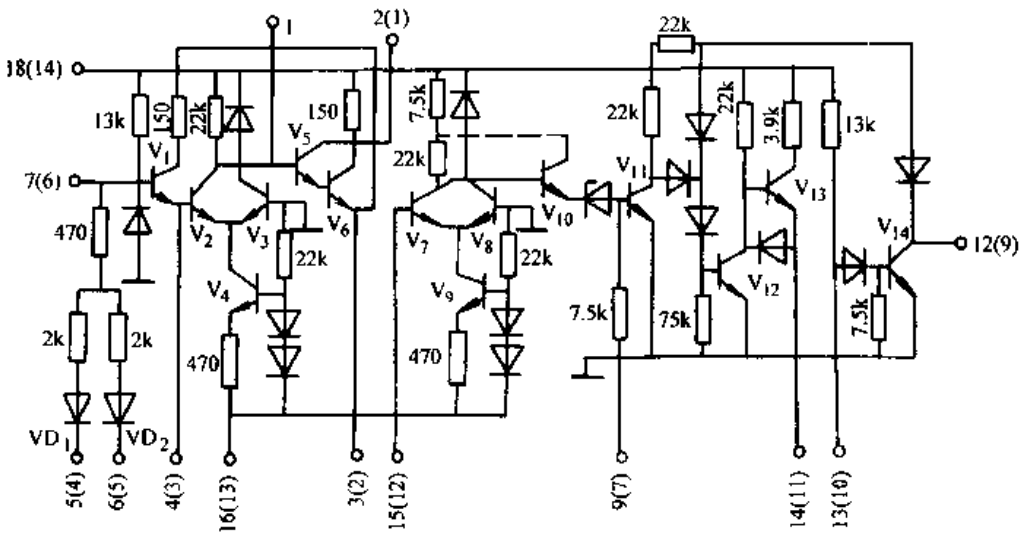


图 4-2 KJ001 的内部结构和工作原理图

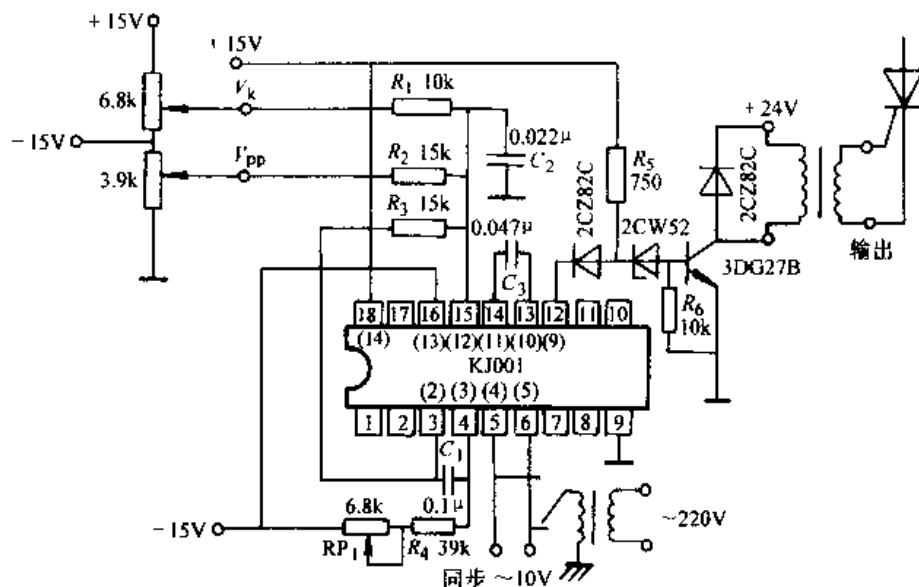


图 4-3 KJ001 的典型应用电路原理图

其工作原理可简述为：在同步信号的正半周，因二极管 VD_1 、 VD_2 均截止，所以不可能有触发脉冲输出。当同步信号负半周到来时， VD_1 或 VD_2 总有一个导通，晶体管 V_1 、 V_2 截止， V_3 、 V_4 导通，给外部接于引脚 3 与引脚 4 之间的锯齿波电容 C_1 （见图 4-3）充电形成锯齿波。当锯齿波、偏置电压 V_{PP} 及移相电压 V_K 三者的综合电压高于 V_7 的发射极电压 0.7V 时， V_8 、 V_7 导通， V_{10} 、 V_{11} 截止， V_{12} 导通， V_{13} 截止，外部接于引脚 14 与引脚 13 之间的充电电容 C_1 （见图 4-3）因两端电压不能突变，引脚 13 的负跳变使 V_{14} 导通输出触发脉冲。由此可见，触发脉宽由外接电容 C_1 决定，加大 C_1 电容可以获得 $>60^\circ$ 的宽脉冲。触发电路为正极性型，即移相控制电压增加，输出导通角越大。对不同的移相控制电压 V_K 只要改变电阻 R_1 、 R_2 （见图 4-3）的比例，调节相应的偏移电压 V_{PP} ，同时调整锯齿波斜率电位器 RP_1 ，可以用不同的移相控制电压得到整个移相范围内的脉冲。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 输出一路触发脉冲，可方便地用于单相和三相整流类电力电子设备中完成触发功能。
- 2) 正、负双电源工作，从电源吸取的功率小。
- 3) 可方便地通过改变脉宽电容调整输出脉冲的宽度。
- 4) 输出负载能力大，移相范围宽，对同步电压要求低。

(2) 主要参数和限制

- 1) 工作电源电压：直流 $\pm 15V \pm 10\%$

- 2) 工作电源吸取电流：正电源 $\leq 15mA$ ，负电源 $\leq 10mA$

- 3) 同步信号电压幅值： $\geq 10V$ （有效值）
- 4) 移相范围： $\alpha \geq 180^\circ$ （同步电压为 10V 时）
- 5) 锯齿波幅值： $\geq 10V$ （幅值以锯齿波平顶为准）
- 6) 输出脉冲宽度： $100\mu s \sim 3.3ms$ （改变脉宽电容达到）
- 7) 输出脉冲幅值： $\geq 13V$ （输出接 $1k\Omega$ 负载电阻）
- 8) 低电平输出最大允许灌电流： $15mA$
- 9) 输出脉冲端可承受反压 BV_{CEO} ： $\geq 18V$ （测试条件 $I_E \leq 20mA$ ）
- 10) 移相线性误差： $\leq \pm 10\%$
- 11) 同步输入端反压： $\geq 15V$
- 12) 同步输入端允许的最大同步电流： $6mA$ （有效值）

4. 应用技术

(1) 无零线的两相同步信号接法 KJ001 可用于单相半波、单相桥式半控、三相半波及三相桥式半控系统中作为晶闸管的触发用。当系统中无零线时，可按图 4-4 所示的两相同步输入接法来处理同步信号的问题。

(2) KJ001 各引脚的典型波形 KJ001 各引脚的正常工作典型波形如图 4-5 所示，图中是以 18 引脚封装的 KJ001 为例的。如采用 14 引脚的 KJ001，其对应波形如括号内引脚号所示。

(3) 应用举例 图 4-6 给出 KJ001 用于单相半波

可控整流系统的原理电路图。图中应用一只 KJ001, 整流变压器与同步变压器共用一台变压器, 简化了系统的线路结构。

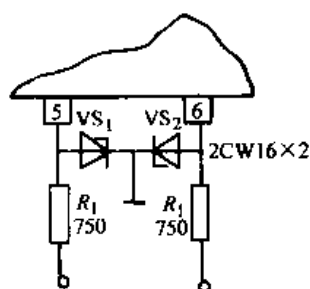


图 4-4 无零线的
两相同步输入接法

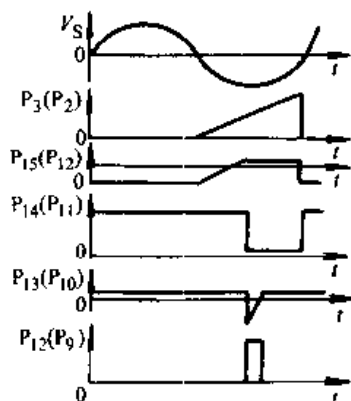


图 4-5 KJ001 各点的
正常工作波形
注: P_2 指引脚 2, 余同。

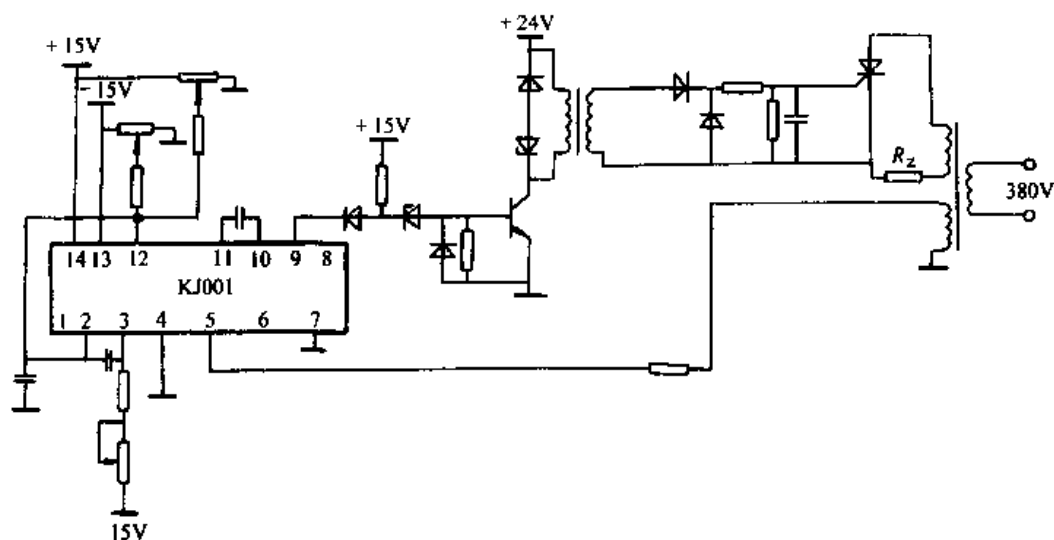


图 4-6 KJ001 用于单相半波可控整流系统的原理电路

4.3 KJ004 晶闸管移相触发器集成电路

KJ004 是国内在 1980 年前后开发生产的双列直插式晶闸管移相触发器集成电路。它的出现,可以说是晶闸管控制电路历史上一个重要的里程碑,由此开始了国内晶闸管触发器由分立器件向集成电路的过渡,也促进了晶闸管整流设备由多板触发系统向单控制板的进步。该集成电路至今仍在大量使用,其性能与生命力得到了电力电子行业的普遍肯定。它为晶闸管类电力电子设备控制技术的进步及现在使用的 TC787 等新型集成电路的出现奠定了坚实的基础。该电路适用于在单相、三相全控桥式晶闸管电力电子设备中作晶闸管的双路脉冲触发。它与国产的 KC04 晶闸管集成移相触发器引脚及性能完全相同,是目前国内晶闸管

控制系统中广泛应用的集成电路之一。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KJ004 为标准双列直插式 16 引脚集成电路。它的引脚排列如图 4-7 所示,各引脚的名称、功能及用法见表 4-3。

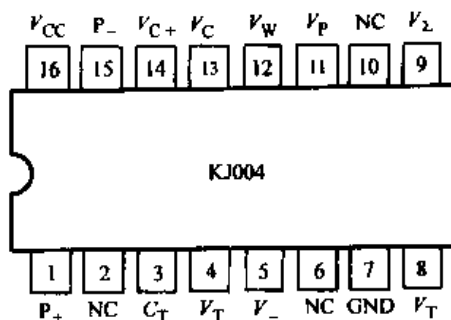


图 4-7 KJ004 的引脚排列
(引脚向下)

表 4-3 KJ004 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	P+	同相脉冲输出端	接正半周导通品闸管的脉冲功率放大器及脉冲变压器
2	NC	空端	使用中,悬空
3	C _T	锯齿波电容连接端	通过电容接引脚 4
4	V _T	同步锯齿波电压输出端	通过电阻接移相综合端(引脚 9)
5	V ₋	工作负电源输入端	接用户系统负电源
6	NC	空端	使用中悬空
7	GND	地端一个	为整个电路的工作提供参考地端,使用中,接用户的控制电源地端
8	V _T	同步电源信号输入端	使用中,通过一个电阻接用户同步变压器的二次侧,同步电压为 30V
9	V _Σ	移相、偏置及同步信号综合端	使用中分别通过三个等值电阻接锯齿波、偏置电压及移相电压
10	NC	空端	使用中悬空
11	V _P	方波脉冲输出端	该端的输出信号反映了移相脉冲的相位,使用中,通过一个电容接引脚 12
12	V _w	脉宽信号输入端	该端与引脚 11 所接电容的大小反映了输出脉冲的宽度,使用中,分别通过一个电阻和电容接正电源与引脚 11
13	V _c	负脉冲调制及封锁控制端	通过该端输入信号的不同,可对负输出脉冲进行调制或封锁,使用中,接调制脉冲源输出或保护电路输出
14	V _{c+}	正脉冲调制及封锁控制端	通过该端输入信号的不同,可对正输出脉冲进行调制或封锁,使用中,接调制脉冲源输出或保护电路输出
15	P	反相脉冲输出端	接负半周应导通品闸管的脉冲功率放大器及脉冲变压器
16	V _{cc}	系统工作正电源输入端	使用中,接控制电路电源

2. 内部结构和工作原理

KJ004 的内部结构和工作原理电路如图 4-8 所示。由图可见,该电路由同步检测电路、锯齿波形成电路、偏移电路、移相电压及锯齿波电压综合比较放大电

路和功率放大电路组成。它的典型应用电路如图 4-9a 所示,各引脚波形如图 4-9b (P₈ 即指引脚 8,余同)所示。其工作原理为:锯齿波的斜率决定于外接电阻 R₆、R_{P1} 流出的充电电流和积分电容 C₁ 的取值,对于不同

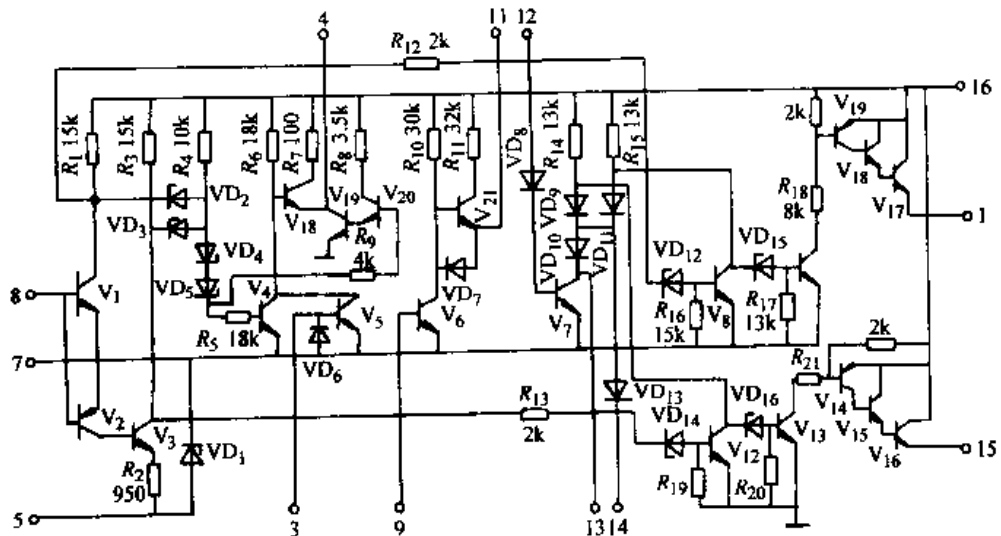


图 4-8 KJ004 的内部结构及工作原理电路

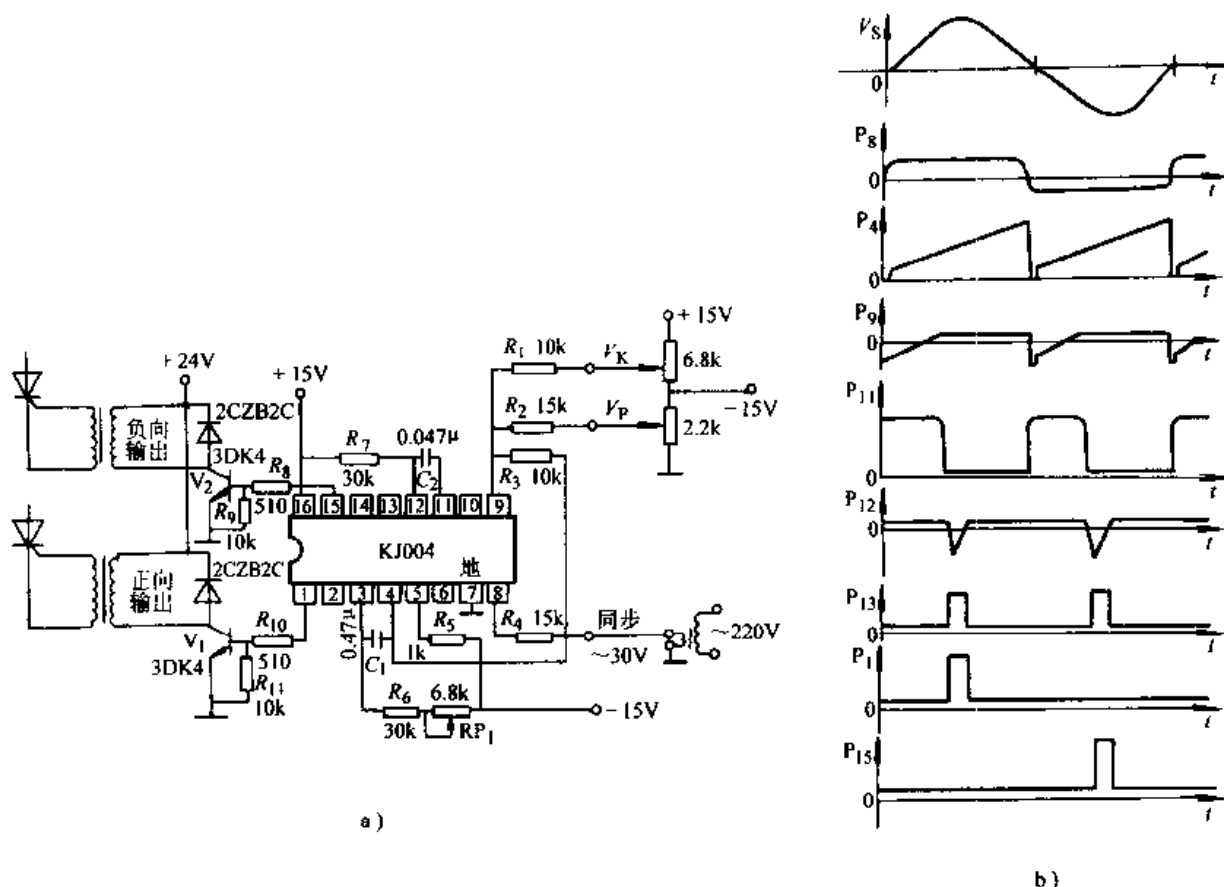


图 4-9 KJ004 的典型应用

a) 接线图 b) 波形

的移相控制电压 V_K ，只要改变电阻 R_1 、 R_2 的比例，调整相应的偏移电压 V_{PP} ，同时调节锯齿波斜率电位器 RP_1 ，便可以在不同的移相控制电压时获得整个移相范围内的移相。KJ004 触发电路为正极性，即移相电压增加，导通角增大。图中 R_7 和 C_2 构成微分电路，改变 R_7 和 C_2 的值，可获得不同的脉宽输出。随着输入同步电压与引脚 8 之间串联电阻 R_4 取值的不同，其同步电压数值可取任意值。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

1) 输出两路相位互差 180° 的移相脉冲，可以方便地构成全控桥式晶闸管触发器线路。

2) 输出负载能力大，移相性能好，正、负半周脉冲相位均衡性好。

3) 移相范围宽，对同步电压要求低，有脉冲列调制输出端等功能。

(2) 主要参数和限制

- 1) 工作电源电压： $\pm 15V$
- 2) 同步输入允许最大电流值：6mA
- 3) 输出脉宽：400 $\mu s \sim 2ms$

4) 最大负载能力：100mA

4. 应用技术

(1) 推荐工作条件及主要参数的选取：KJ004 引脚 8 与同步电源之间串联的电阻 R_4 的阻值 (Ω) 可按下式计算，其较理想的推荐工作条件参数如图 4-9 所示。

$$R_4 = (\text{同步电压}/2 \sim 3) \times 10^3$$

(2) 应用举例：KJ004 的独特结构使其可用于单相桥式、三相全桥或半控桥式晶闸管整流及三相交流调压系统中作为晶闸管的移相触发集成电路。图 4-10 给出了这种应用的一个实例。图中三个 KJ004、一个 KJ041 及一个 KJ042 配合完成三相桥式全控整流电路中六个晶闸管的移相触发功能，该整流电路的输出直接供给直流电动机实现电枢调压调速功能。图中 KJ042 用来产生高频调制脉冲，而 KJ041 用来完成双脉冲形成，保证加到每个晶闸管门极上的触发脉冲为双窄脉冲，以满足电阻、电感或反电动势负载对触发脉冲宽度的不同需要。图 4-10b 中的 $P_1 \sim P_{15}$ 是 KJ004 各引脚的波形。 A_6 及 A_{12} 为对应 A 相的功率放大晶体管 V_{12} 、 V_{15} 的集电极输出，并经脉冲变压器整形后加到晶

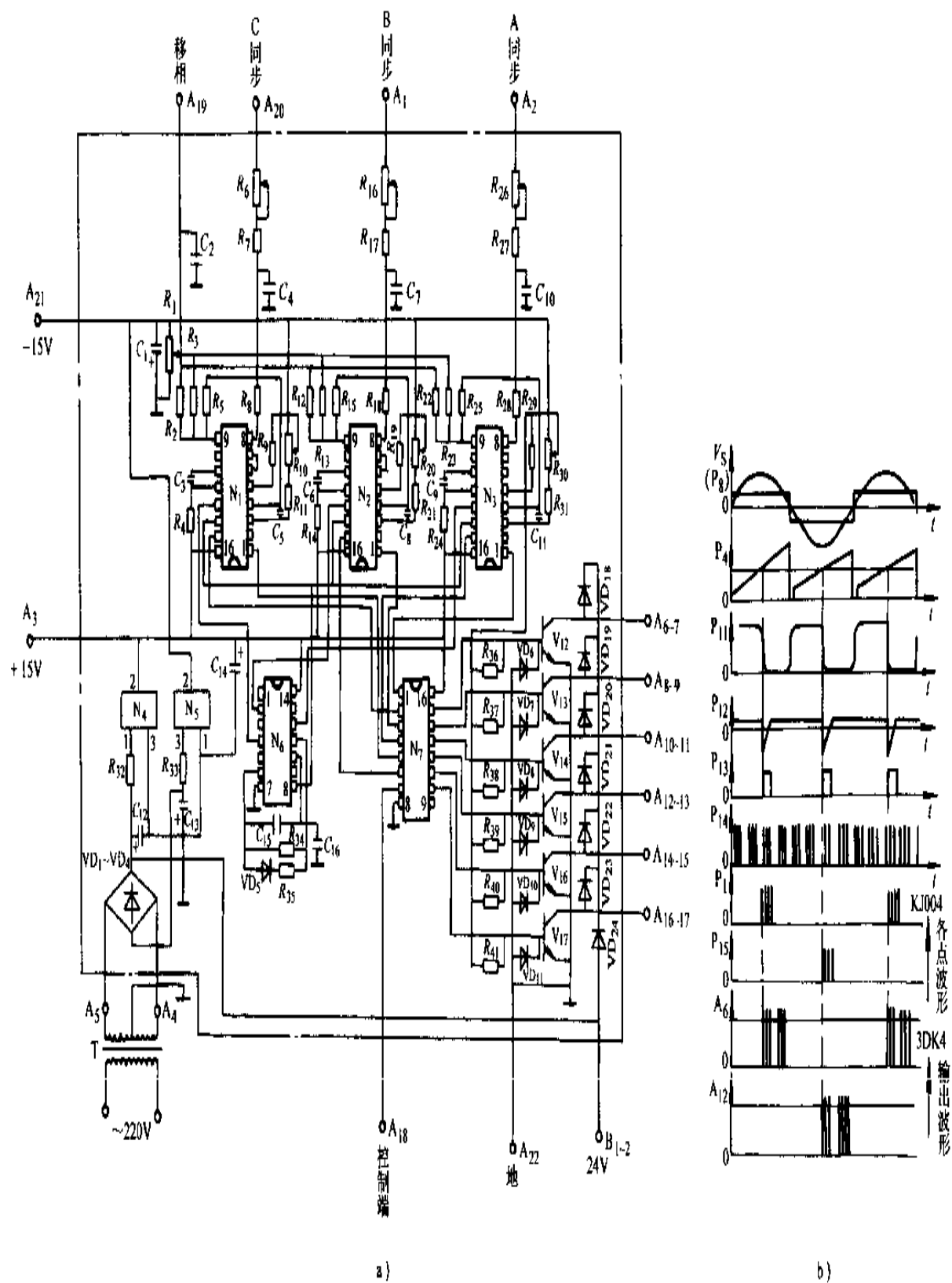


图 4-10 三相全控桥式电路中六个晶闸管的移相触发电路

a) 原理接线图 b) 触发波形

$N_1 \sim N_3$: KJ004 N_4 : 7815 稳压器 N_5 : 7915 稳压器 N_6 : KJ042 N_7 : KJ041 $V_{12} \sim V_{17}$: 3DK4

闸管门极上的触发脉冲波形。

4.4 KJ006 双向晶闸管或反并联晶闸管移相触发器集成电路

KJ006 主要适用于由交流电直接供电的双向晶闸管或反并联晶闸管线路的交流移相控制。它能由交流电网直接供电而无需外加同步信号、输出脉冲变压器及外接直流工作电源，并且能直接与晶闸管门极耦合触发。它具有锯齿波线性度好、移相范围宽、控制方式简单、有失交保护、输出电流大等优点，是交流调光、调压的理想电路。它同样也适用于半控或全控桥式线路的相位控制，也可由直流供电使用。

1. 各引脚的排列名称、功能和用法

KJ006 采用标准双列直插式 16 引脚封装。它的引

脚排列如图 4-11 所示，各引脚的名称、功能及用法见表 4-4。

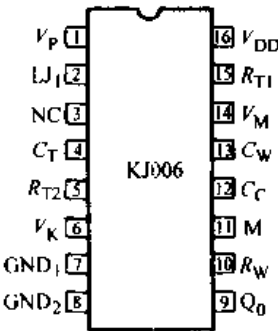


图 4 11 KJ006 的引脚排列（引脚向下）

表 4-4 KJ006 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_P	参考电压输出端、自生电源	该端为 KJ006 工作电源电压经内部两个稳压管稳压后的输出端。在 KJ006 采用交流电网直接供电时，通过一个二极管和电阻的串联网路接交流电源；当 KJ006 采用直流供电时，该端悬空
2	LJ_1	失交保护信号连接端	与 KJ006 引脚 12 相连进行失交保护，此时引脚 11 悬空
3	NC	空脚	使用中，悬空
4	C_T	锯齿波电容连接端	通过电容值为 $0.47\mu F$ 的锯齿波电容接地端
5	R_{T2}	锯齿波斜率调节电位器连接端	通过一可调电位器与一固定电阻的连接网络接 KJ006 的工作电源
6	V_K	移相电压输入端	接移相电位器中点或控制系统调节器输出
7	GND_1	工作电源参考地端	接用户控制电源地端
8	GND_2	脉冲输出功率放大晶体管发射极端（又称扩展端）	接 GND_1 与用户系统地端
9	Q_0	脉冲输出端	通过一电阻直接接晶闸管门极或脉冲变压器一端
10	R_W	脉宽电阻及微分电容连接端	通过一电阻接 KJ006 的工作电源，并通过一微分电容接引脚 13
11	M	失交保护信号输出端	与 KJ006 引脚 12 直接相连进行失交保护，此时引脚 2 悬空
12	C_C	失交保护信号公共连接端	使用中接引脚 11 或引脚 2
13	C_W	脉宽微分电容连接端	通过一电容接引脚 10
14	V_M	失交保护测量电压输入端	在 KJ006 使用交流电网直接供电时，接交流电网两分压电阻的中点；在 KJ006 使用直流电源供电时，该引脚悬空
15	R_{T1}	同步信号输入端	在 KJ006 使用交流电网直接供电时，通过一电阻接电网；在 KJ006 使用直流电源供电时，通过一电阻接同步电源
16	V_{DD}	电源端	提供 KJ006 工作的电源，在 KJ006 采用交流电网直接供电时，接交流电网的一端；在 KJ006 采用直流电源供电时，与用户系统控制电源相连

2. 内部结构和工作原理

KJ006 的内部结构和工作原理电路如图 4-12 所示。由图可见, 该电路由同步检测、锯齿波形成电路、移相电压和锯齿波电压综合比较放大电路、功率放大电路及失交保护电路等部分构成。它的工作原理可简述为: 锯齿波斜率决定于 R_7 、 RP_1 及 C_1 (见图 4-13) 的数值, 锯齿波的斜率由引脚 5 的外接电位器 RP_1 调节。锯齿波与引脚 6 引入的移相控制电压进行比较放大, 由外接 R_5 、 C_2 微分。脉冲宽度由 R_5 、 C_2 的值决定, 再经功率放大由引脚 9 输出, 能够得到 200mA 的输出负载能力。当来自比较放大的单稳微分触发脉冲没有触发晶闸管时, 从引脚 14 得到的检测信号通过引脚 11 和引脚 12 的连接使引脚 9 又输出脉冲给晶闸管, 这样对电感性负载是非常有利的, 此外也能起到锯齿波与移相控制电压失交保护的作用。如果单纯为了失交保护, 从引脚 2 也可输出失交脉冲, 将引脚 2 与引脚 12 相连也能起到失交保护作用。对不同的电网电压, KJ006 电路同步限流电阻 R_1 (Ω) 可按式选择:

$$R_1 = (\text{电网电压}/3 \sim 4) \times 10^3$$

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 移相范围宽, 对同步电压要求低。
- 2) 移相线性度好。
- 3) 输出脉宽可人为调节, 给使用带来极大的方便。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压: 交流电网直接供电时, 自生直流电源电压为 +12~+14V
- 2) 电源电流: $\leq 12\text{mA}$
- 3) 同步输入端允许最大电流: $\leq 6\text{mA}$ (有效值)
- 4) 移相范围 α : $\geq 170^\circ$ (同步电压 220V, 同步输入电阻 51k Ω)
- 5) 同步电压幅值: $\geq 10\text{V}$ (有效值)
- 6) 移相输入端偏置电流: $\leq 10\mu\text{A}$
- 7) 输出脉冲宽度 t_w : 100 μs ~2ms (通过改变脉宽阻容元件达到)
- 8) 输出脉冲幅值: $\geq 13\text{V}$ (电源电压 15V 时)
- 9) 输出脉冲最大负载能力: $\leq 200\text{mA}$ (灌电流)

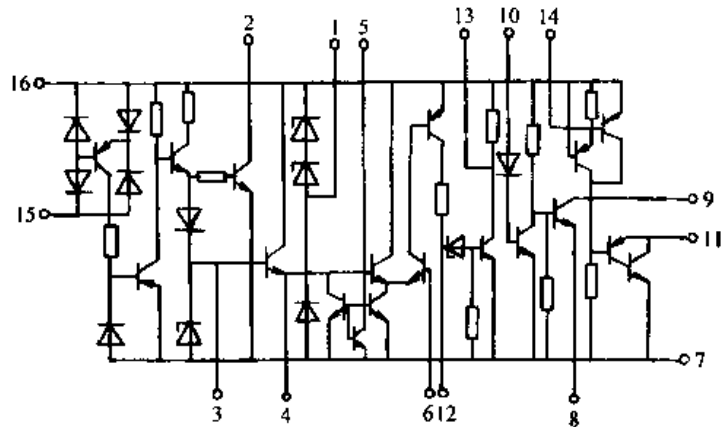


图 4-12 KJ006 内部结构和工作原理电路

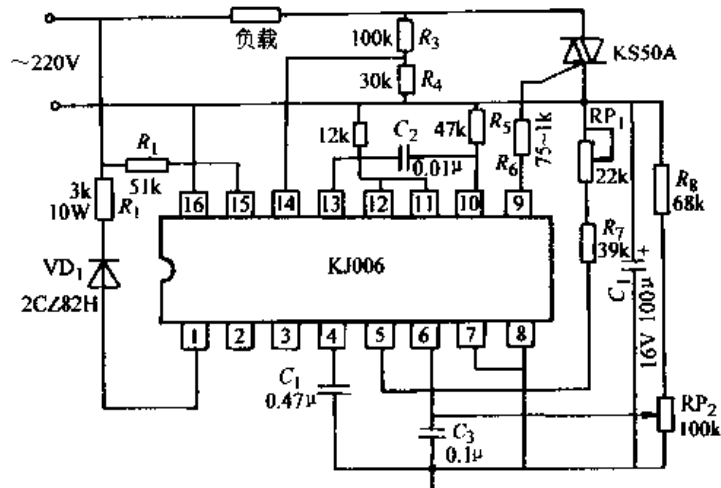


图 4-13 KJ006 在交流电网直接供电时的典型应用接线

10) 锯齿波幅值: $7 \sim 8.5V$

11) 晶闸管检测端 (引脚 14) 最大输入电流: $\leq 6mA$ (有效值)

12) 正、负半周脉冲相位不平衡度: $\leq \pm 3^\circ$

13) 允许使用环境温度 T_a : 军品 (I 类品) 为 $-55 \sim +125^\circ C$; 准军品 (I 类品) 为 $-55 \sim +85^\circ C$; 工业品 (II 类品) 为 $-40 \sim +85^\circ C$; 民品 (III 类品) 为 $-10 \sim +70^\circ C$

4. 应用技术

(1) 交流电网直接供电时的典型接线图 KJ006

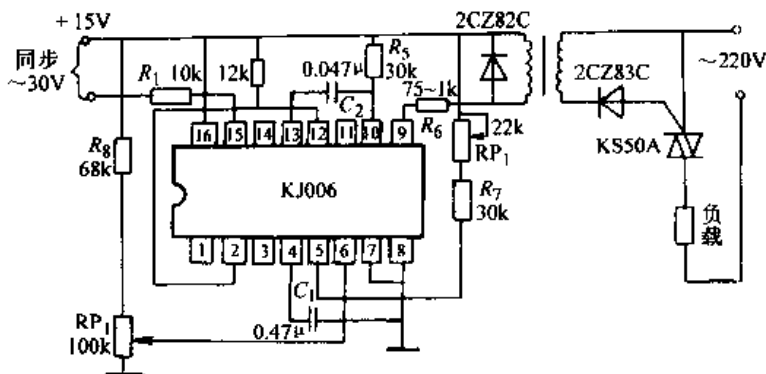


图 4-14 KJ006 在直流电源供电时的正确应用接线

(3) KJ006 的扩展电流应用及各引脚的正常工作波形 图 4-15 给出了 KJ006 的电流扩展图。扩展电流时, 如交流供电, 3DK4 集电极接 18Ω 电阻到晶闸管门极; 直流供电时, 3DK4 集电极直接接脉冲变压器。图 4-16 给出了正常工作时, KJ006 各引脚的正常工作波形。

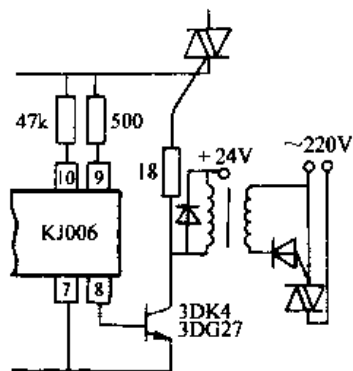


图 4-15 KJ006 的电流扩展

5. KJ006 的一个特例——KJ005

KJ005 是 KJ006 的一种特殊情况, 它本身没有自生电源, 不能直接用在交流供电的场合, 没有失交保护检测输入端和输出端 M, 所以使用中, KJ005 的引脚 1、3、11、14 均为空脚, 但 KJ005 可用引脚 2 和引脚 12 相连起到失交保护作用。在此意义下, KJ005 便为直流电源供电情况下的 KJ006, 所以它的引脚排列与 KJ006 的完全相同, 故在直流电源供电条件下, KJ005 与 KJ006 可以相互替换。KJ005 的电参数与 KJ006 相

在这种使用条件下的原理接线图如图 4-13 所示, 图中的负载可以是阻性也可以是感性。该系统是一个开环的交流调压系统, 锯齿波的斜率可通过电位器 RP_1 来调节。此时 KJ006 的同步电阻 (Ω) 可按下式来选取:

$$R_1 = (\text{电网电压}/3 \sim 4) \times 10^4$$

(2) 直流电源供电时的应用接线图 图 4-14 给出了 KJ006 采用直流电源供电时的应用原理电路图, 图中, 应用脉冲变压器隔离后来触发双向晶闸管。该系统可用于电饭煲、电火锅等温度控制类的电力电子设备中。

比, 仅在电源电压中少了交流电网直接供电时自生直流电源电压 $+12 \sim +14V$ 外, 其余与 KJ006 完全相同, 所以它不可以直接用于交流供电的场合。

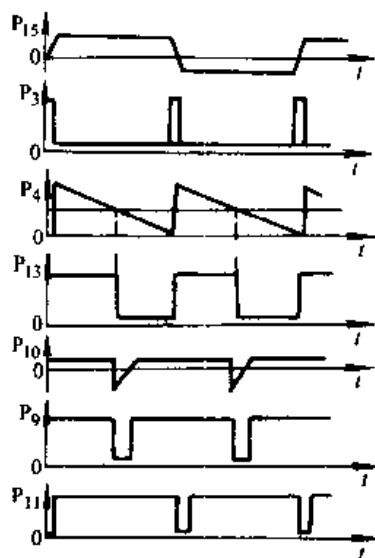


图 4-16 KJ006 各引脚的正常工作波形

为了说明 KJ005 与 KJ006 内部电路结构的不同, 图 4-17 给出了 KJ005 的内部结构和工作原理图。由图可见, 该电路由同步检测、锯齿波形成电路、电流综合比较放大电路、功率放大电路及失交保护电路等部分组成。它的工作原理如图 4-14 所示, 可简述为: 锯齿波斜率决定于外接的 R_7 、 RP_1 及 C_1 的数值, 锯齿波的

斜率由引脚 5 的外接电位器 RP_1 调节。锯齿波与引脚 6 引入的移相控制电压进行比较放大, 脉冲宽度由外接的 R_5 、 C_2 的值决定, 再经功率放大后由引脚 9 输出, 能够得到 200mA 的输出负载能力。从引脚 2 也可以输

出失交脉冲, 将引脚 2 和引脚 12 相连具有失交保护功能。对不同的电网电压, KJ005 电路同步限流电阻 $R_1(\Omega)$ 的选择可按下式计算:

$$R_1 = (\text{电网电压}/3 \sim 4) \times 10^3$$

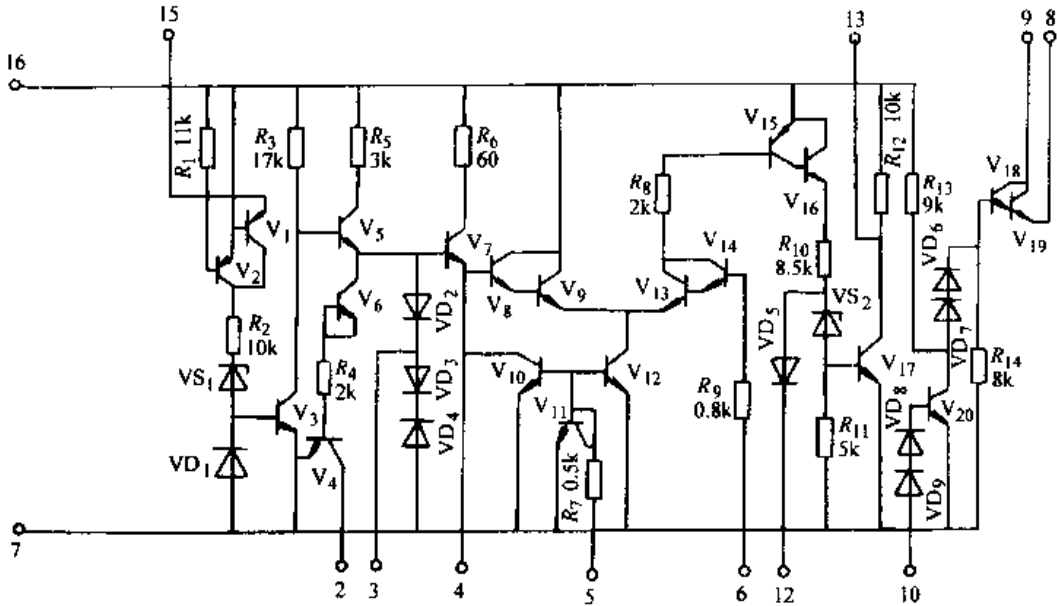


图 4-17 KJ005 的内部结构及工作原理图

4.5 KJ008 双向晶闸管过零触发器集成电路

KJ008 双向晶闸管过零触发器能使双向晶闸管的开关过程在电源电压为零或电流为零的瞬间进行触发, 这样可使负载的瞬态浪涌和射频干扰最小, 晶闸管的使用寿命也可以提高。该电路可用于恒温箱的温度控制、单相或三相交流电动机和电器的无触点开关、交

流灯光闪烁器等设备中作为零触发用。电路内部有自生直流稳压电源, 可以直接接于交流电网电压中使用。该电路具有零电压触发、零电流触发、输出电流大等功能特点。

1. 各引脚的排列名称、功能和用法

KJ008 采用双列直插式标准 14 引脚封装, 它的引脚排列如图 4-18 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-5。

表 4-5 KJ008 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{T1}	零电压同步信号连接端 (又称过零检测端)	在 KJ008 用于零电压过零触发时, 通过一电阻接交流电网的一相, 在 KJ008 用于零电流触发时该端悬空
2	V_M	检测电压输入端	接敏感元件的一端, 敏感元件的另一端接引脚 14 或引脚 13
3	V_{D02}	外接电源连接端	使用中直接接至引脚 14, 亦可另接一个电压值与引脚 14 相等的电源正端
4	V_{REF2}	参考基准电压输入端	使用中, 直接接引脚 12 与 11
5	Q_0	触发脉冲输出端	不扩展功率时, 通过一个几十欧的电阻直接接双向晶闸管的门极; 当扩展功率时, 接功率放大晶体管基极后通过电阻接双向晶闸管门极
6	GND_1	功能扩展端	不扩展功率时, 直接与 KJ008 的公共地端 GND_2 相连; 扩展功率时, 接外接功率放大晶体管基极

(续)

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
7	GND_2	地端	接检测电压或电流过零的敏感元件网络的一头
8	V_{REF2}	自生电源参考电压输出端	该端由 KJ008 加工过程的工艺所决定,使用中,通过一个二极管与电阻串联的网络接交流电网的一相
9	V_{T2}	零电流同步信号连接端 (又称电流过零检测端)	通过一个合适阻值的电阻接负载与双向晶闸管串联的中点
10	Q_{01}	电流过零检测信号输出端 (又称电流反馈端)	在 KJ008 用作电压过零触发时,该引脚悬空;在 KJ008 用作电流过零触发时,该引脚与引脚 13 直接相连
11	R_2	内部基准分压电阻 2 的输出端	使用中,与引脚 12 相连后接引脚 4
12	R_1	内部基准分压电阻 1 的输出端	使用中与引脚 11 相连,分压值作为参考电压与引脚 4 相连
13	Q_r	电流过零检测信号输入端 (又称控制端)	在 KJ008 用作电压过零触发时,该端悬空;在 KJ008 用作电流过零触发时,该引脚与引脚 10 直接相连
14	V_{DD1}	电源端	接交流电网与引脚 1 和引脚 8 不同的那一相

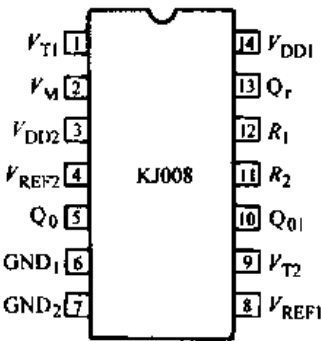


图 4-18 KJ008 的引脚排列 (引脚向下)

通过负载、 R_2 加到引脚 9 和 14 进行过零检测,由引脚 10 输出送至引脚 13。当来自传感器 (引脚 2) 的电压小于基准电压 (引脚 4) 时,输出触发脉冲。当来自传感器的电压大于基准电压时,无触发脉冲输出。

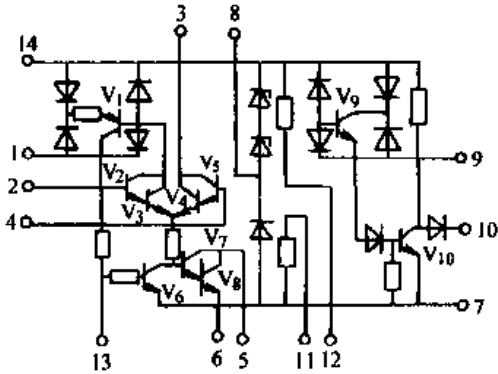


图 4-19 KJ008 的内部结构和工作原理电路

2. 内部结构和工作原理

KJ008 的内部结构和工作原理电路如图 4-19 所示。它的工作原理可简析为: KJ008 电路在零压应用时,同步电压通过外接的 R_2 加到引脚 1 和引脚 14 之间, V_1 进行过零检测。 $V_2 \sim V_5$ 组成的差分比较器一端 (引脚 4) 接基准电压。来自传感器 (引脚 2) 的电压小于基准电压时, V_7 、 V_8 组成的输出级在同步电源过零时发出触发脉冲。当引脚 2 的电压大于基准电压时,输出级截止,没有触发脉冲。

KJ008 电路在零电流触发应用时,同步电压取自晶闸管阳极,通过检测晶闸管的工作情况进行零电流触发。当负载电流为零时 (晶闸管阻断),同步电源

3. 主要设计特点和参数限制

- (1) 主要设计特点
 - 1) 可用于零电压及零电流方式工作。
 - 2) 输出驱动电流大。
 - 3) 对同步电压要求低。
 - 4) 输入控制电压灵敏度高。
 - 5) 利用自身电源及外电源均可正常工作。
- (2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压: 采用自生直流电压时, 为+12~+14V, 外接直流电源电压时, 为+12~+16V
- 2) 从电源吸取的电流: $\leq 12\text{mA}$
- 3) 零检测输入端最大峰值电流: $\leq 8\text{mA}$
- 4) 输出脉冲最大负载能力: $\leq 50\text{mA}$ (脉冲宽度 $400\mu\text{s}$ 以内, 可扩展)
- 5) 输出脉冲幅值: $\geq 13\text{V}$
- 6) 输出晶体管反压 BV_{CEO} : $\geq 18\text{V}$ (测试条件 $I_E = 100\mu\text{A}$);
- 7) 零电流检测输出幅值: $\geq 8\text{V}$;
- 8) 允许使用环境温度: 军品 (I 类品) 为 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$; 准军品 (I A 类品) 为 $-55 \sim +85^\circ\text{C}$; 工业品 (I 类品) 为 $-40 \sim +85^\circ\text{C}$; 民品 (II 类品) 为 $-10 \sim +70^\circ\text{C}$

4. 应用技术

(1) 零电压触发应用的典型接线 KJ008 作为这种应用的典型接线如图 4-20 所示。当交流电压高于 220V 时, 图中的电阻 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_P 的阻值应相应增加; 而当交流电压低于 220V 时, 这些电阻可相应减小。同步电阻 R_2 的阻值 (Ω) 可按式计算:

$$R_2 = (\text{同步电压}/5) \times 10^3$$

图中的敏感元件可以是具有负温度系数的热敏电阻, 亦可以是控制元件或开关信号。KJ008 的开信号电压为 $(V_c/2) - 1$, 关信号电压为 $(V_c/2) + 1$, 这里 V_c 为电容 C_2 两端的电压值。

(2) 零电流触发应用时的典型接线 KJ008 用于零电流触发时的典型接线如图 4-21 所示, 其 R_2 的计算方法和敏感元件的注释同图 4-20。

(3) 功率扩展和正常工作波形 图 4-22 给出了 KJ008 的功率扩展方法, 此处的晶体管可以用复合管。图 4-23 给出了正常工作时各引脚的波形图。

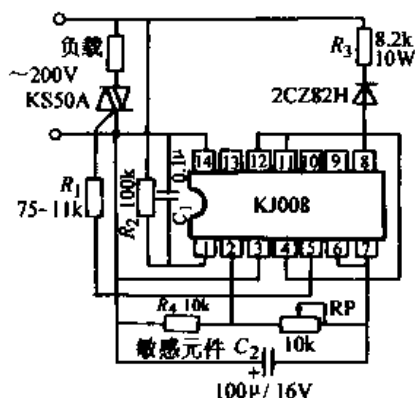


图 4-20 KJ008 用于零电压触发系统

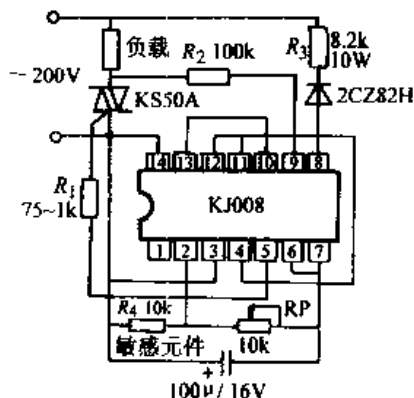


图 4-21 KJ008 用于零电流触发系统

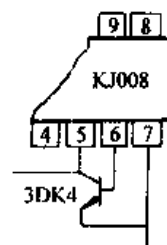


图 4-22 KJ008 的功率扩展方法

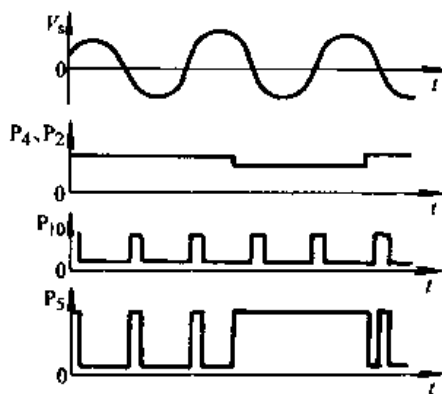


图 4-23 KJ008 的正常工作波形

5. KJ008 的一个特殊使用实例——KJ007

KJ007 是 KJ008 的一个特例。该电路或是零电流触发或是零电压触发, 只能是其中之一一种状态, 也就是说, 同一电路不可能使用于两种状态, 它是用于零电流触发还是应用于零电压触发在电路加工过程中已经决定, 故购买电路时应根据自己的使用情况加以注明。KJ008 可以取代任何条件下使用的 KJ007, 这一点应特别注意。为了说明 KJ007 与 KJ008 内部结构的不同, 图 4-24 给出了 KJ007 内部结构及工作原理简图。其工作过程请读者自行分析。

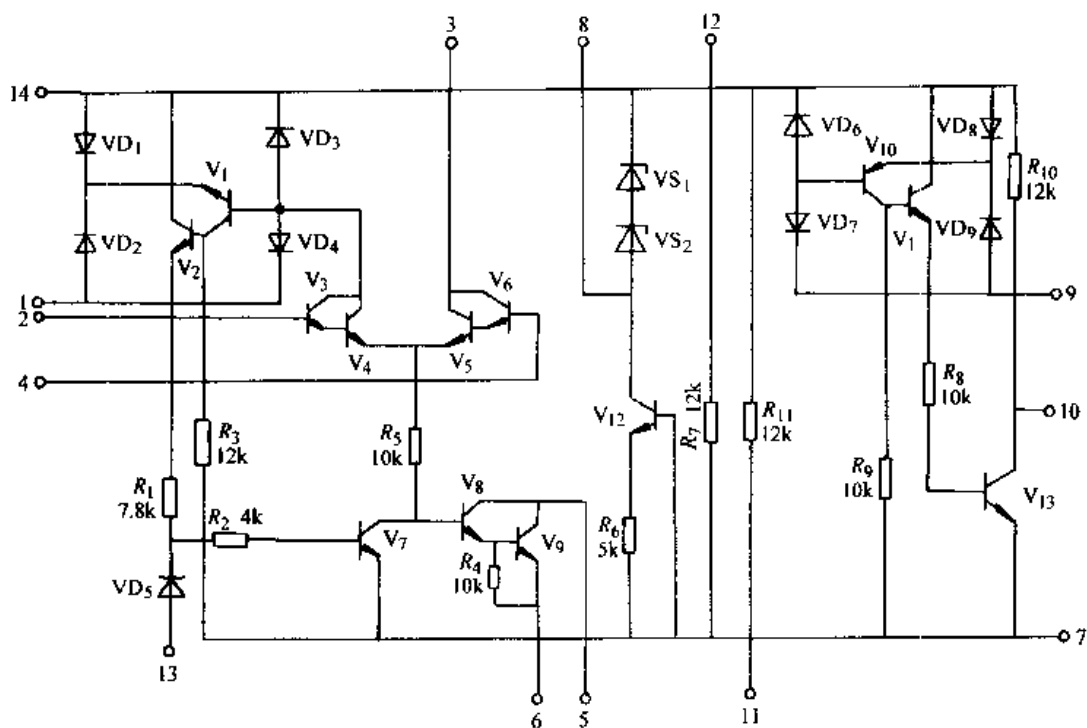


图 4-24 KJ007 内部结构及工作原理图

4.6 KJ009 高抗干扰性晶闸管移相触发器集成电路

KJ009 的基本性能与 KJ004 相同，可以与 KJ004 互换使用。由于器件内部采用了反向阻断四极硅晶闸管作脉冲记忆，提高了抗干扰能力和触发脉冲的前沿陡度，脉冲的宽度有较大的调节范围。该电路适用于单相、三相全控桥式供电装置中作晶闸管的双路脉冲移相触发，其输出两路相位相差 180° 的移相脉冲可以方便地构成全控桥式触发线路。该集成电路具有输出负载能力大、锯齿波线性好、正负半周脉冲相位均衡度好、移相范围宽、对同步电压要求低、有脉冲列调制输入等功能与特点。考虑到 KJ009 的引脚排列，应用电路及各引脚波形与 KJ004 完全相同。参数限制中仅最小脉冲宽度为 $100\mu\text{s}$ ，与 KJ004 的 $400\mu\text{s}$ 不同，其余全部相同，故本节仅讨论其工作原理。

KJ009 的内部结构和工作原理如下：KJ009 的内部结构及工作原理如图 4-25 所示。由图可见，该电路由同步检测电路，锯齿波形成电路，偏移电压、移相电压和锯齿波电压综合比较放大电路，脉冲记忆电路及功率放大电路等部分组成。它的工作原理可以简述为：由 $V_1 \sim V_3$ 对同步电压进行检测，在同步电压过零时， $V_1 \sim V_3$ 均截止，从而使 V_4 导通， V_4 导通使接于引脚 4 上的外接积分电容 C_1 放电。过零结束后， V_4 恢复截止， C_1 接在 V_7 的集电极组成密勒积分器，形成线性增大的锯齿波，锯齿波的斜率决定于用户在外接于引

脚 3 与负电源之间的电阻 R_3 及电位器 RP_1 流出的充电电流和积分电容 C_1 的数值（见图 4-9 KJ004 的典型应用图）。 V_5 是比较放大管，锯齿波电压和移相控制电压 V_K 以及偏移电压 V_p 分别通过串联电阻加到 V_5 的基极作电流比较。 VT 是反向阻断四极硅晶闸管。当 V_5 基极电流 < 0 时， V_5 截止、 VT 也关断，由于端 11 外接电容 C_2 上储存有电荷， V_9 集电极为高电位。锯齿波电压上升到某一值时， V_5 基流 > 0 ，使 V_5 导通。 V_5 导通后，使反向阻断四极硅晶闸管导通， VT 一旦被触发导通就能保持导通状态，使 V_5 失去控制作用。 VT 的导通使 V_6 也导通， C_2 通过 V_6 放电，由于 C_2 的微分作用，在 V_5 导通的前沿形成了一定宽度的输出脉冲。在同步电压过零时，由于 V_4 的导通使 V_5 、 V_6 、 V_{13} 在瞬间导通一下， V_6 导通给 VT 阳极门极加上高电位，使四极硅晶闸管关断，从而 V_9 也截止。同时，由于 V_{13} 导通而对 C_2 充电，使引脚 11 建立高电位准备下半周输出脉冲。 $V_{10} \sim V_{12}$ 是功率放大级，分别对正、负半周的脉冲进行功率放大，使两个输出端都有 100mA 的输出能力。引脚 13、14 提供脉冲列调制和脉冲封锁的控制。

KJ009 电路的同步电压为任意值，同步串联电阻 R_4 (Ω) 的选择可按下式计算：

$$R_4 = (\text{同步电压}/2 \sim 3) \times 10^3$$

对不同的移相控制电压 V_K 只要改变权电阻 R_1 、 R_2 的比例，调节相应的偏移电压 V_p ，同时调制锯齿波斜率电位器 RP ，可以使不同的移相控制电压获得整个移相范围。触发极性为正极性型，即移相电压增加，

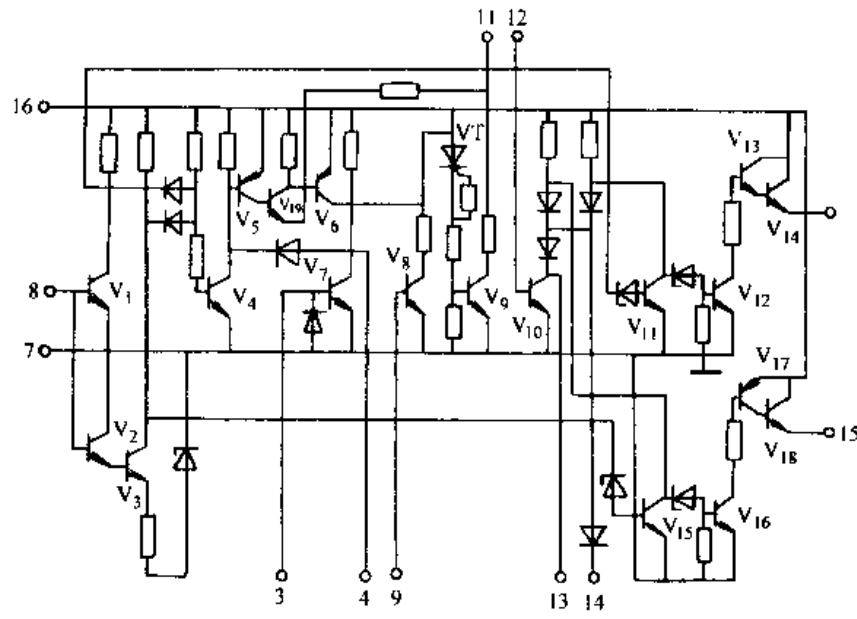


图 4-25 KJ009 的内部结构及工作原理电路

导通角愈大。

4.7 KJ010 晶闸管移相触发器集成电路

KJ010 晶闸管移相触发器主要适用于单相、三相半控桥式整流类电力电子设备或装置中，作为晶闸管的单路脉冲移相触发用。该电路具有温度漂移小、移相线性度好、同步灵敏度高、移相范围宽及能够宽脉冲触发等功能和特点。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KJ010 采用双列直插式标准 18 引脚封装，它的引脚排列如图 4-26 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-6。

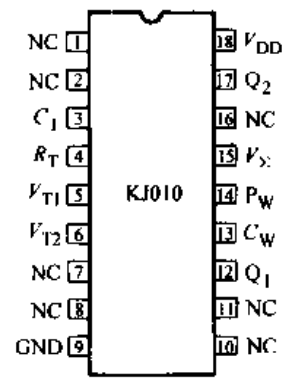


图 4-26 KJ010 的引脚排列（引脚向下）

表 4-6 KJ010 各引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1、2、7、8、10、11、16	NC	空端	使用中悬空
3	C_T	锯齿波电压输出端	该端通过一个电阻接引脚 15，并通过锯齿波电容接引脚 4
4	R_T	锯齿波斜率电阻及锯齿波电容连接端	通过一个电容接引脚 3 及通过一个可调电阻接负电源
5	V_{T1}	同步信号输入端 1	通过一个电阻接同步电源，与引脚 6 互为备用
6	V_{T2}	同步信号输入端 2	通过一个电阻接同步电源，与引脚 5 互为备用
9	GND	集成块工作电源参考地端	接引脚 18 所接工作电源的参考地端

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
12	Q_1	工作于灌电流负载时的脉冲输出端	通过一个负载网络 (见图 4-28) 输出脉冲
13	C_w	输出脉宽电容连接端 1	与引脚 14 之间接脉宽电容
14	P_w	方波输出端	该端可输出与引脚 12 或 17 同步的方波脉冲信号, 用来与外电路同步, 使用中, 与引脚 13 之间接一电容 C_w
15	V_s	信号综合端	该端把锯齿波电压、移相电压及偏置电压三个信号进行综合, 分别通过三个电阻接引脚 3、移相电压及偏置电压
17	Q_2	工作于拉电流负载时的脉冲输出端	使用中, 直接接功率放大 NPN 晶体管的基极 (见图 4-29)
18	V_{DD}	工作电源电压输入端	直接接用户为 KJ010 提供的工作电源

2. 内部结构和工作原理

KJ010 的内部结构和工作原理电路如图 4-27 所示。它的工作原理可简述为: 由 $V_1 \sim V_7$ 组成同步开关和形成锯齿波, $V_8 \sim V_{12}$ 将移相、偏移、锯齿波电压综合比较放大后形成单稳态移相脉冲, 触发脉冲宽度由外接于引脚 13 与 14 之间的电容 C_s 所决定。触发电路为正极性, 即移相控制电压增加, 输出导通角增大。对

不同的移相控制电压 V_k 只要改变权电阻 R_1 、 R_2 的比例, 调节相应的偏移电压 V_p , 同时调整锯齿波斜率的外接电位器 RP_1 , 可以使不同的移相控制电压获得整个移相范围。KJ010 电路同步方式是电流型输入, 接于引脚 5 (或引脚 6) 的外接电阻 R_s (或 R_6) (Ω) 的大小可按式计算:

$$R_s \text{ (或 } R_6) = (\text{同步电压}/2) \times 10^3$$

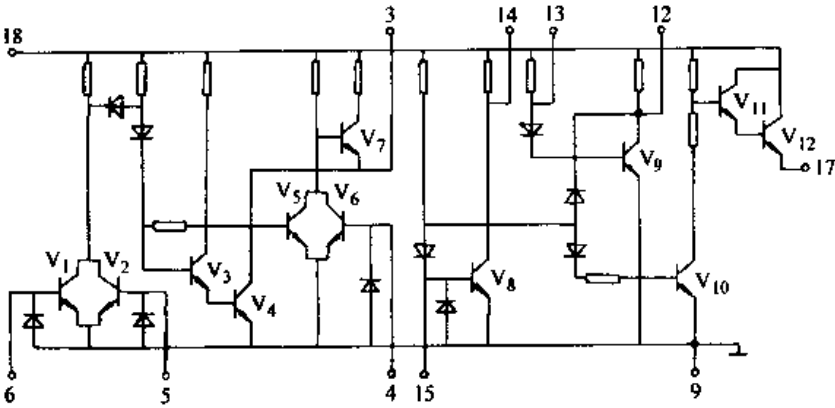


图 4-27 KJ010 内部结构和工作原理电路

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 温度漂移极低。
- 2) 对同步要求低。
- 3) 移相范围宽, 输出脉冲宽度可方便地进行调节。
- 4) 移相线性精度可达 $\pm 10\%$ 。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压: $\pm 15V \pm 10\%$

- 2) 电源电流: 正电流 $\leq 15mA$, 负电流 $\leq 5mA$

- 3) 同步电压: (随 R_s 或 R_6 的不同取值) 可为任意值 (一般取 $10V$ 左右)

- 4) 同步输入端允许最大同步电流: $3mA$ (有效值)

- 5) 移相范围: $\alpha \geq 170^\circ$ (同步电压为 $20V$, 同步电阻为 $20k\Omega$)

- 6) 锯齿波幅值: $\geq 10V$ (幅值以锯齿波平顶为准)

- 7) 输出脉冲宽度: $100\mu\text{s} \sim 3.3\text{ms}$ (通过改变脉宽电容 C_w 得到)
- 8) 输出脉冲幅值: $\geq 13\text{V}$ (外接负载电阻为 $10\text{k}\Omega$)
- 9) 最大低电平灌电流负载能力: $\leq 15\text{mA}$
- 10) 移相线性误差: $\leq \pm 1\%$
- 11) 允许使用环境温度: $-10 \sim +70^\circ\text{C}$

4. 应用技术

(1) KJ010 用作灌电流脉冲输出 图 4-28 给出了 KJ010 作这种应用的原理电路图, 图中应用 KJ010 工作于灌电流模式来触发一个单相半波可控整流电路中的晶闸管。为缩小脉冲变压器的体积, 输出脉冲部分应

用了反偏压措施。图中开关 S 可以接通 R_6 , 也可以接通 R_5 , 调节 RP_1 可以改变锯齿波的斜率, 随着偏置电压 V_p 及移相控制电压 V_k 的不同, 可得到不同的移相角度和不同的初始移相角。

(2) KJ010 用于拉电流负载输出脉冲系统中 图 4-29 给出了这种应用的一个原理图。图中, 应用 KJ010 输出的脉冲经脉冲变压器隔离后, 直接触发单相桥式半控整流系统中的两个晶闸管, 该电路可实现输出直流电压 V_d 从额定电压 V_{d0} 至 $(1/2 \sim 1) V_{d0}$ 的调节。

(3) KJ010 的正常工作波形 图 4-30 给出了 KJ010 工作时各引脚的正常波形图, 这对实用中判别 KJ010 是否正常是大有裨益的。

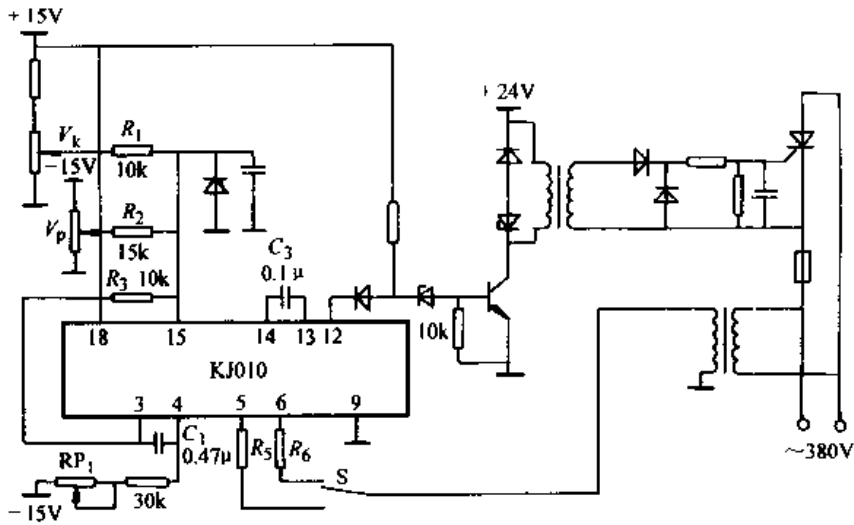


图 4-28 KJ010 用作灌电流负载输出脉冲用于单相半波整流系统中

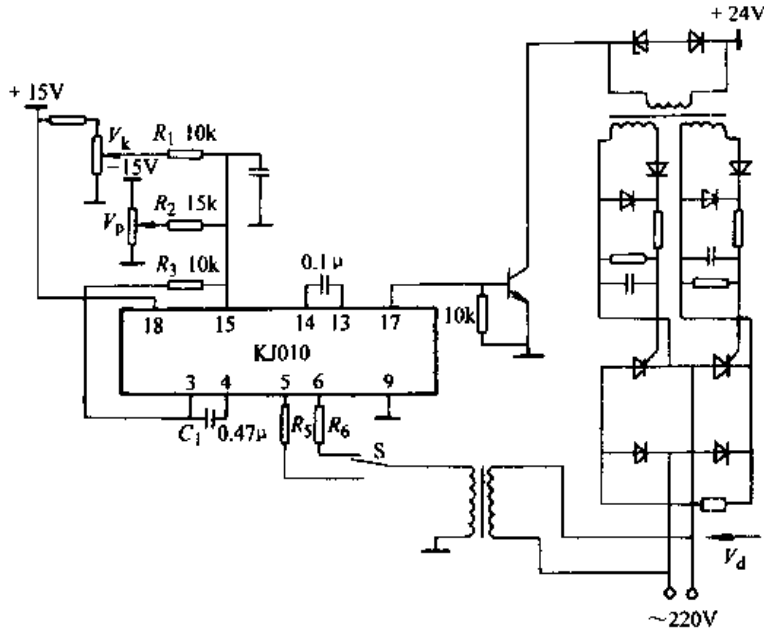


图 4-29 KJ010 用于拉电流输出脉冲整流系统中

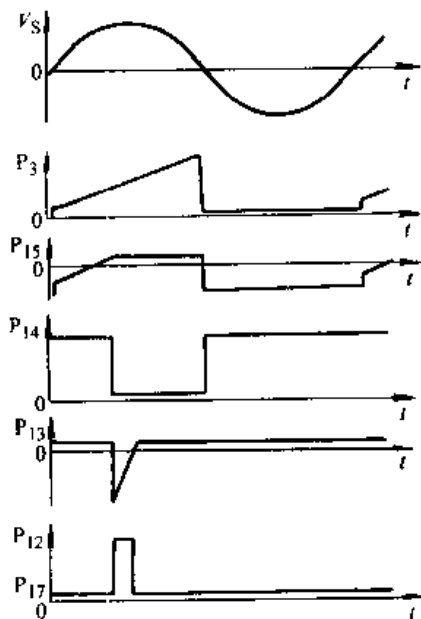


图 4-30 KJ010 工作时各引脚的正常波形

4.8 KJ011 改进型晶闸管移相触发器集成电路

KJ011 晶闸管移相触发器是 KJ010 的改进型，适用于各种供电装置中作晶闸管的单路脉冲移相触发用。触发器具有线路简单、移相线性度好、抗干扰能力强、移相范围宽及能宽脉冲触发等优点，可以在单相、三相半控桥式供电装置中作移相触发用。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KJ011 有双列直插式 18 引脚（见图 4-31a）及 14 引脚（见图 4-31b）两种标准封装形式。各引脚的名称、功能及用法见表 4-7。表 4-7 中以 18 引脚封装的 KJ011 说明其引脚名称、功能及用法。对应的 14 引脚封装，其相应引脚号在括号内加以注明。

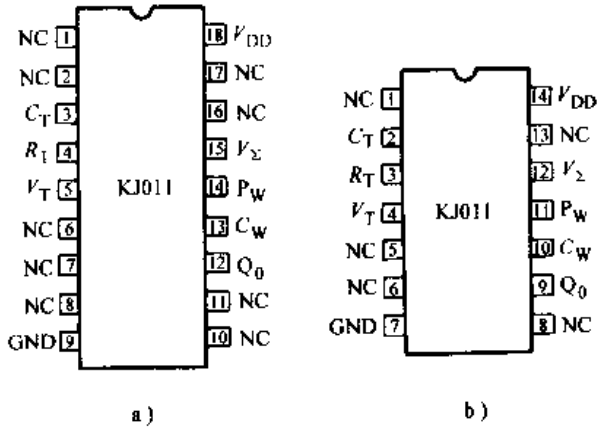


图 4-31 KJ011 的引脚排列（引脚向下）
a) 18 引脚 b) 14 引脚

2. 内部结构和工作原理

KJ011 的内部结构和工作原理电路如图 4-32 所示。它的工作原理可简述为：当同步电压送至同步端时，KJ011 电路由 $V_1 \sim V_2$ 完成同步检测， $V_3 \sim V_5$ 形成锯齿波。移相控制电压、锯齿波电压、偏移电压三者综合后经 V_6 进行电流比较放大， $V_7 \sim V_8$ 形成一定宽度的移相触发脉冲。触发脉冲的宽度由外接电容 C_3 决定，加大电容 C_3 可获得 $>60^\circ$ 的宽脉冲。该触发电路为正极性型，即移相控制电压增加，输出导通角增大。对不同的移相控制电压 V_k 只要改变电阻 R_1 、 R_2 的比例，调节相应的偏移电压 V_p ，同时调整锯齿波斜率电位器 RP_2 ，可以使不同的移相控制电压获得整个移相范围。KJ011 电路的同步方式是电流型输入。同步电压 $>10V$ 时，需在引脚 5 与同步电源之间串入限流电阻 R_0 （见图 4-33），其限流电阻的阻值（ Ω ）可按下式计算：

$$R_0 = (\text{同步电压}/1 \sim 2) \times 10^3$$

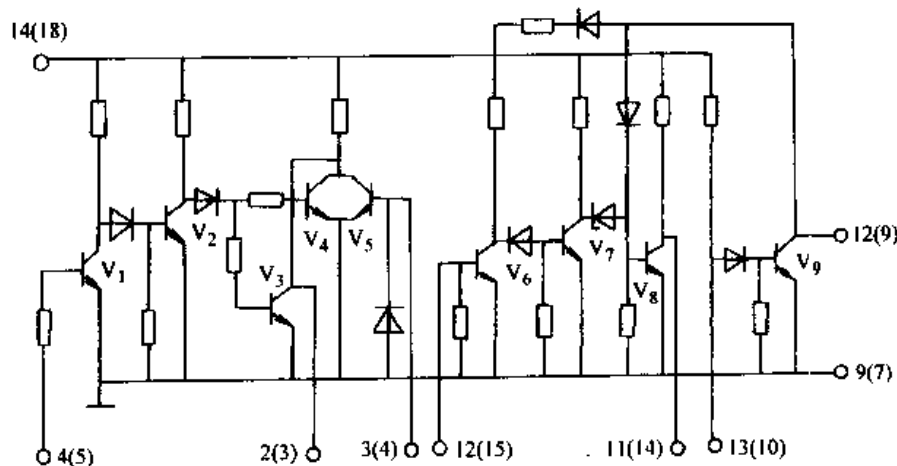


图 4-32 KJ011 的内部结构和工作原理电路

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 结构简单、移相线性度好。
- 2) 移相范围宽、使用方便。
- 3) 抗干扰能力强。

(2) 主要参数和限制 KJ011 的电参数除多一项输出管反压 $BV_{CEO} \geq 18V$ (测试条件 $I_c = 100\mu A$) 外, 其余参数完全与 KJ010 相同, 因此此处不再赘述。

4. 典型应用举例

图4-33分别给出了18引脚封装的KJ011(见图

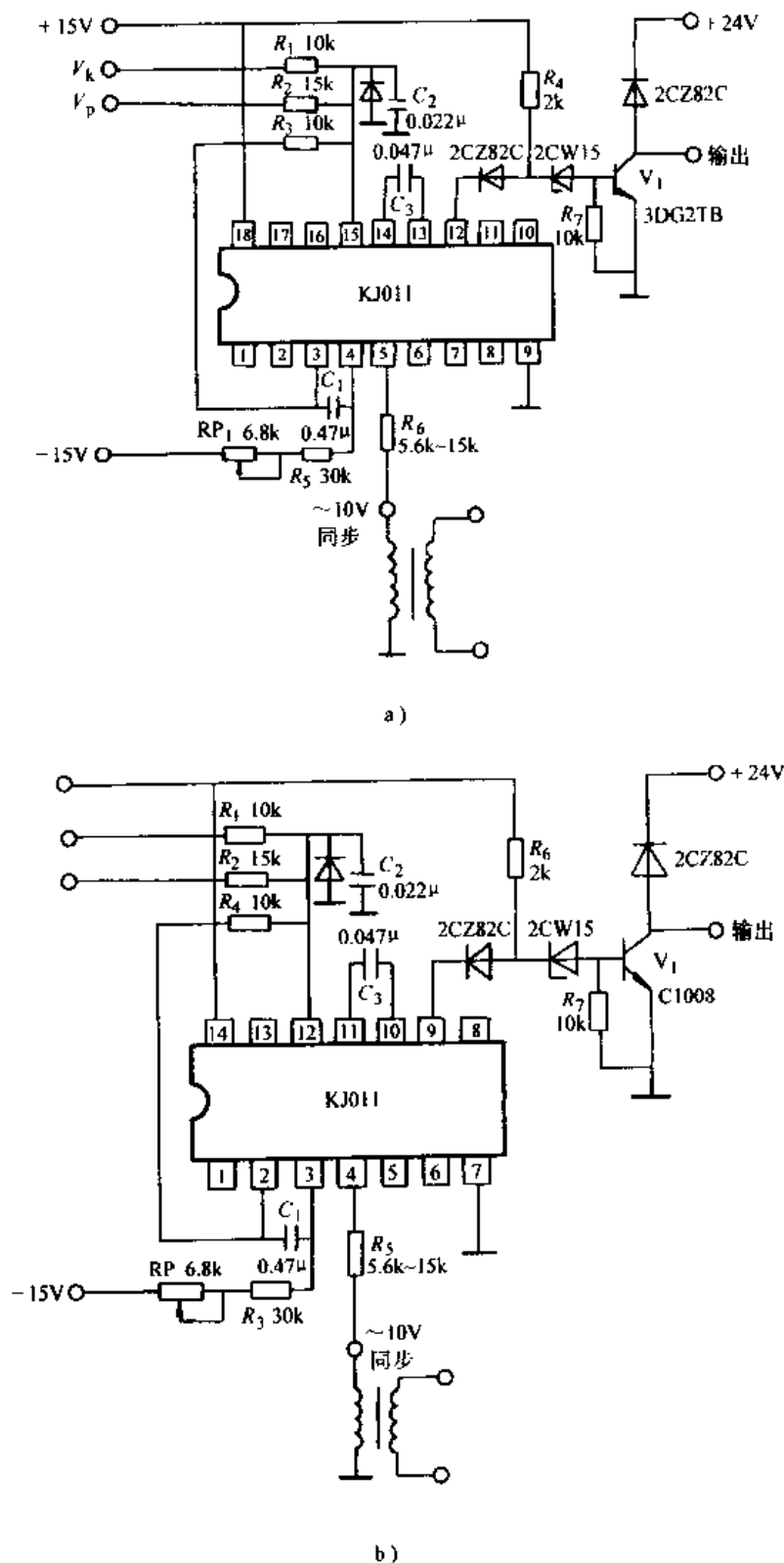


图 4-33 KJ011 的典型应用接线

a) 18 引脚封装 b) 14 引脚封装

表 4-7 KJ011 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1,2,6,7,8,10 11,16,17 (1,5,6,8,13)	NC	空端	使用中, 悬空
3 (2)	C_1	锯齿波电压输出端	使用中, 接锯齿波电容到引脚 4 (3), 并通过一个电阻接引脚 15 (12)
4 (3)	R_T	锯齿波斜率调节电阻连接端	通过一个电容接引脚 3 (2), 并通过一个可调电阻网络接负电源
5 (4)	V_T	同步电压输入端	通过一个电阻接同步电源
12 (9)	Q_0	脉冲输出端	为灌电流输出脉冲型, 通过一个网络接功率放大晶体管 (见图 4-33)
13 (10)	C_w	输出脉宽电容连接端	通过一个电容接 P_w 端, 即引脚 14 (11)
14 (11)	P_w	方波输出端	该端输出一个与输出脉冲同频率的方波, 可用于外电路同步, 通过一个电容接 C_w 端, 即引脚 13 (10)
15 (12)	V_z	信号综合端	该端对锯齿波同步电压、移相电压及偏置电压进行综合, 从而决定输出脉冲相对于外加同步信号的相位, 通过三个电阻分别接引脚 3 (2)、移相信号和偏置电位器中点
18 (14)	V_{DD}	电源端	提供 KJ011 工作电源, 直接接至 +15V
9 (7)	GND	地端	接至用户给 KJ011 供电的直流电源的参考地端

4-33a) 及 14 引脚封装的 KJ011 (见图 4-33b) 的典型应用接线图。图 4-34 以 14 引脚封装为例给出了 KJ011 工作时各引脚的正常工作波形。

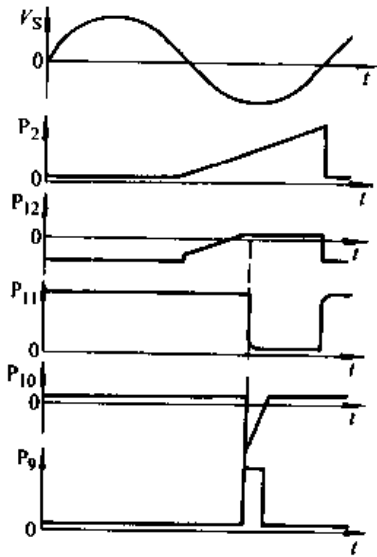


图 4-34 KJ011 工作时
各引脚的正常工作波形

4.9 TCA785 晶闸管及晶体管移相触发器集成电路

TCA785 是德国西门子公司于 1988 年前后开发的第三代晶闸管单片移相触发器集成电路。其引脚排列与国产的 KJ785 完全相同, 因此可以互换。目前, 它在国内变流行业中已广泛应用。与原有的 KJ 系列或

KC 系列晶闸管移相触发电路相比, 它对零点的识别更加可靠, 输出脉冲的齐整度更好, 而移相范围更宽, 且由于它的输出脉冲宽度可人为自由调节, 所以适用范围较广。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TCA785 是双列直插式 16 引脚大规模集成电路。它的引脚排列如图 4-35 所示。

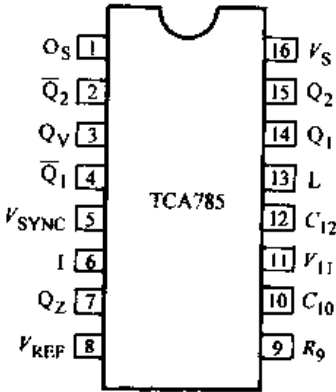


图 4-35 TCA785 的引
脚排列 (引脚向下)

各引脚的名称、功能及用法如下。

引脚 16 (V_s): 电源端。使用中, 直接接用户为该集成电路工作提供的工作电源正端。

引脚 1 (O_s): 接地端。应用中, 与直流电源 V_s 、同步电压 V_{sync} 及移相控制信号 V_{11} 的地端相连接。

引脚 4 ($\overline{Q}_1$) 和 2 ($\overline{Q}_2$): 输出脉冲 1 与 2 的非端。

该两端可输出宽度变化的脉冲信号,其相位互差 180° ,两路脉冲的宽度均受非脉冲宽度控制端引脚13(L)的控制。它们的高电平最高幅值为电源电压 V_S ,允许最大负载电流为 10mA 。若该两端输出脉冲在系统中不用时,电路自身结构允许其开路。

引脚14(Q_1)和15(Q_2):输出脉冲1和2端。该两端也可输出宽度变化的脉冲,相位同样互差 180° ,脉冲宽度受它们的脉宽控制端(引脚12)的控制。两路脉冲输出高电平的最高幅值为 V_S 。

引脚13(L):非输出脉冲宽度控制端。该端允许施加电平的范围为 $-0.5\text{V}\sim V_S$,当该端接地时, $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 为最宽脉冲输出;而当该端接电源电压 V_S 时, $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 为最窄脉冲输出。

引脚12(C_{12}):输出 Q_1 、 Q_2 脉宽控制端。应用中,通过一个电容接地,电容 C_{12} 的电容量范围为 $150\sim 4700\text{pF}$,当 C_{12} 在 $150\sim 1000\text{pF}$ 范围内变化时, Q_1 、 Q_2 输出脉冲的宽度亦在变化,该两端输出窄脉冲的最窄宽度为 $100\mu\text{s}$,而输出宽脉冲的最宽宽度为 $2000\mu\text{s}$ 。

引脚11(V_{11}):输出脉冲 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 移相控制直流电压输入端。应用中,通过输入电阻接用户控制电路输出,当TCA785工作于 50Hz ,且自身工作电源电压 V_S 为 15V 时,则该电阻的典型值为 $15\text{k}\Omega$,移相控制电压 V_{11} 的有效范围为 $0.2\text{V}\sim V_S-2\text{V}$,当在此范围内连续变化时,输出脉冲 Q_1 、 Q_2 及 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 的相位便在整个移相范围内变化,其触发脉冲出现的时刻为

$$t_{tr} = (V_{11}R_9C_{10})/V_{REF}K$$

式中 R_9 、 C_{10} 、 V_{REF} ——连接到TCA785引脚9的电阻、引脚10的电容及引脚8输出的基准电压;

K ——常数。

为降低干扰,应用中,引脚11通过 $0.1\mu\text{F}$ 的电容接地,通过 $2.2\mu\text{F}$ 的电容接正电源。

引脚10(C_{10}):外接锯齿波电容连接端。 C_{10} 的实用范围为 $500\text{pF}\sim 1\mu\text{F}$ 。该电容的最小充电电流为 $10\mu\text{A}$,最大充电电流为 1mA 。它的大小受连接于引脚9的电阻 R_9 控制, C_{10} 两端锯齿波的最高峰值为 $V_S-2\text{V}$,其典型后沿下降时间为 $80\mu\text{s}$ 。

引脚9(R_9):锯齿波电阻连接端。该端的电阻 R_9 决定着 C_{10} 的充电电流,其充电电流可按式计算:

$$I_{10} = V_{REF}K/R_9$$

连接于引脚9的电阻亦决定了引脚10锯齿波电压幅值的高低,锯齿波幅值为

$$V_{10} = V_{REF}Kt/(R_9C_{10})$$

电阻 R_9 的应用范围为 $3\sim 300\text{k}\Omega$ 。

引脚8(V_{REF}):TCA785自身输出的高稳定基准电压端。负载能力为驱动10块CMOS集成电路,随着TCA785应用的工作电源电压 V_S 及其输出脉冲频率的不同, V_{REF} 的变化范围为 $2.8\sim 3.4\text{V}$ 。当TCA785应用的工作电源电压为 15V ,输出脉冲频率为 50Hz 时, V_{REF} 的典型值为 3.1V ,如用户电路中不需要应用 V_{REF} ,则该端可以开路。

引脚7(Q_2)和3(Q_1):TCA785输出的两个逻辑脉冲信号端。其高电平脉冲幅值最大为 $V_S-2\text{V}$,高电平最大负载能力为 10mA 。 Q_2 为窄脉冲信号,它的频率为输出脉冲 Q_2 与 Q_1 或 Q_1 与 Q_2 的两倍,是 Q_1 与 Q_2 或 $\overline{Q}_1$ 与 $\overline{Q}_2$ 的或信号。 Q_1 为宽脉冲信号,它的宽度为移相控制角 $\varphi+180^\circ$,它与 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 同步,频率与 Q_1 、 Q_2 或 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 相同,该两逻辑脉冲信号可用来提供给用户的控制电路作为同步信号或其他用途的信号,不用时可开路。

引脚6(I):脉冲信号禁止端。该端的作用是封锁 Q_1 、 Q_2 及 $\overline{Q}_1$ 、 $\overline{Q}_2$ 的输出脉冲,该端通常通过阻值为 $10\text{k}\Omega$ 的电阻接地或接正电源,允许施加的电压范围为 $-0.5\text{V}\sim V_S$,当该端通过电阻接地,且该端电压低于 2.5V 时,则封锁功能起作用,输出脉冲被封锁。而该端通过电阻接正电源,且该端电压高于 4V 时,则封锁功能不起作用。该端允许低电平最大灌电流为 0.2mA ,高电平最大拉电流为 0.8mA 。

引脚5(V_{SYNC}):同步电压输入端。应用中,需对地端接两个正、反向并联的限幅二极管。随着该端与同步电源之间所接的电阻阻值的不同,同步电压可以取不同的值。当所接电阻为 $200\text{k}\Omega$ 时,同步电压可直接取 $\sim 220\text{V}$ 。

2. 内部结构和工作原理

TCA785的内部结构和工作原理框图如图4-36所示。它由零点鉴别器ZD、同步寄存器SR、恒流源SC、控制比较器CC、放电晶体管VD、放电监控器DM、电平转换及稳压电路PC、锯齿波发生器RG及输出逻辑网络LN等9个单元组成。它的工作过程为:来自同步电压源的同步电压经高阻值的电阻后送给电源零点鉴别器ZD,经ZD检测出其过零点后送同步寄存器寄存。同步寄存器中的零点寄存信号控制锯齿波发生器,锯齿波发生器的电容 C_{10} 由电阻 R_9 决定的恒流源SC充电,当电容 C_{10} 两端的锯齿波电压 V_{10} 大于移相控制电压 V_{11} 时,便产生一个脉冲信号送到输出逻辑单元。由此可见,触发脉冲的移相是受移相控制电压 V_{11} 的大小控制,因而触发脉冲可在 $0^\circ\sim 180^\circ$ 范围内移相。对每一个半周,在输出端 Q_1 和 Q_2 出现大约 $30\mu\text{s}$

宽度的脉冲, 该脉冲宽度可由引脚 12 的电容 C_{12} 扩展到 180° , 如果引脚 12 接地, 则输出脉冲 Q_1 、 Q_2 的宽

度为 180° 的宽脉冲。图 4-37 给出了 TCA785 各主要引脚的输入、输出电压波形。

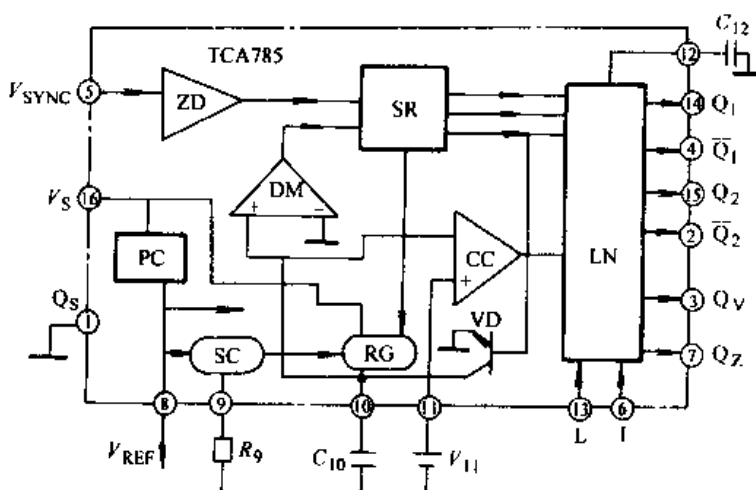


图 4-36 TCA785 的内部结构和工作原理框图

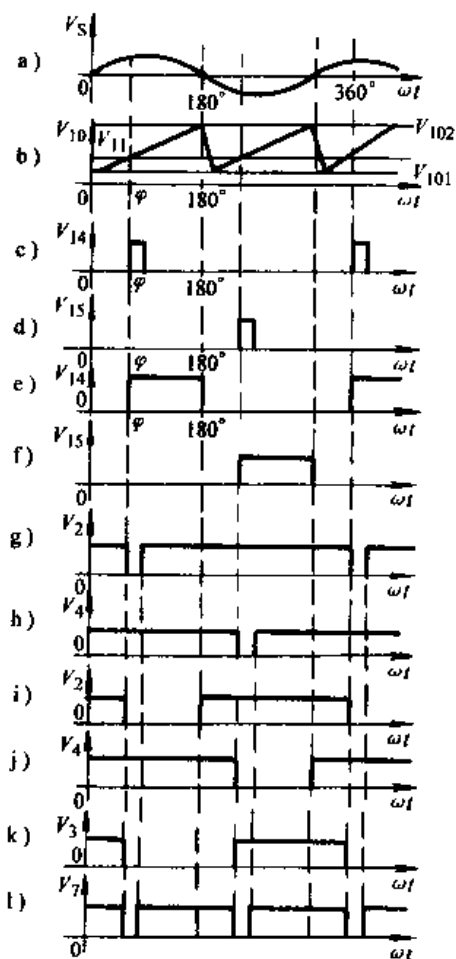


图 4-37 TCA785 各主要引脚的输入、输出电压波形

- a) 同步电压 V_S b) 锯齿波电压 V_{10} 及移相控制电压 V_{11} (V_{101} 为最小锯齿波电压, V_{102} 为最大锯齿波电压) c) V_{14} (Q_1 , 引脚 12 接电容) d) V_{15} (Q_2 , 引脚 12 接电容) e) V_{14} (Q_1 , 引脚 12 接地) f) V_{15} (Q_2 , 引脚 12 接地) g) V_2 ($\bar{Q}_2$, 引脚 13 接地) h) V_4 ($\bar{Q}_1$, 引脚 13 接地) i) V_2 ($\bar{Q}_2$, 引脚 13 接 V_S) j) V_4 ($\bar{Q}_1$, 引脚 13 接 V_S) k) V_3 (Q_V) l) V_7 (Q_Z)

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点 TCA785 的主要设计特点有: 能可靠地对同步交流电源的过零点进行识别, 因而可方便地用作过零触发而构成零点开关; 它具有宽的应用范围, 可用来触发普通晶闸管、快速晶闸管、双向晶闸管及作为功率晶体管的控制脉冲, 故可用于由这些电力电子器件组成的单相斩波、单相半波、半控桥、全控桥或三相半控、全控整流电路及单相或三相逆变系统或其他电路拓扑结构的变流系统; 它的输入、输出与 CMOS 及 TTL 电平兼容, 具有较宽的应用电压范围和较大的负载驱动能力, 每路可直接输出 250mA 的驱动电流; 其电路结构决定了自身锯齿波电压的范围较宽, 对环境温度的适应性较强, 可应用于较宽的环境温度范围 ($-25 \sim +85^\circ\text{C}$) 和工作电源电压范围 ($-0.5 \sim +18\text{V}$)。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压: $+8 \sim 18\text{V}$ 或 $\pm 4 \sim 9\text{V}$
- 2) 移相电压范围: $0.2\text{V} \sim V_S - 2\text{V}$
- 3) 输出脉冲最大宽度: 180°
- 4) 最高工作频率: $10 \sim 500\text{Hz}$
- 5) 高电平脉冲负载电流: 400mA
- 6) 低电平允许最大灌电流: 250mA
- 7) 输出脉冲高、低电平幅值: V_S 和 0.3V
- 8) 最高工作频率: $10 \sim 500\text{Hz}$
- 9) 工作温度范围: 军品为 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$; 工业品为 $-25 \sim +85^\circ\text{C}$; 民品为 $0 \sim +70^\circ\text{C}$

4. 典型应用举例

由于 TCA785 自身的优良性能, 决定了它可以方便地用于主电路为单个晶闸管或晶体管、单相半控桥和全控桥、三相半控桥和全控桥, 及其他主电路拓扑结

构形式的电力电子设备中触发晶闸管或晶体管,进而实现用户需要的控温、调压、直流调速、交流调速及直流输电等目的。使用中,应当注意 TCA785 的工作为负逻辑,即控制电压 V_{11} 增加,输出脉冲的 α 角增大,相当于晶闸管的导通角减小。限于篇幅,本文仅举几例说明其应用。

(1) 用于温控系统中 温度控制在电力电子技术领域有着广泛的应用,如晶闸管和晶体管等电力电子器件制造工艺中的扩散、烧结,晶闸管出厂寿命测试的热疲劳、高温阻断试验等,都需要精确的温度控制。图 4-38 给出了 TCA785 用于这类系统中触发双向晶闸管来控温的详细电路图。

图中,应用 TCA785 输出的 Q_1 及 Q_2 脉冲分别在交流电源的正负半周来直接触发晶闸管,移相控制电压 V_{11} 来自温度调节器 TA 的输出, TCA785 自身的工作电源直接由电网电压半波整流滤波、稳压管稳压后得到。这种结构省去了常规需要的控制变压器,使整个电路得以简化,温度反馈应用温度传感器得到,故这种温控系统有较高的控温精度。

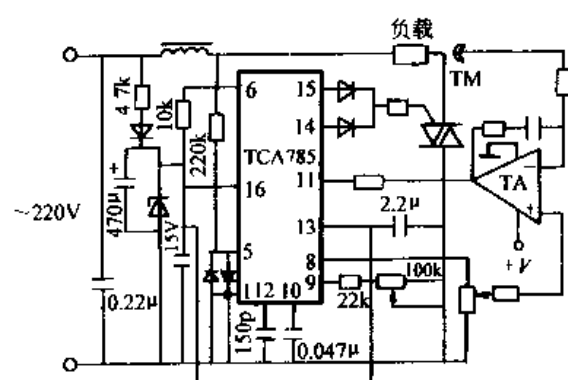


图 4-38 TCA785 在温度控制系统中的应用

(2) 用于晶闸管交流调压系统中 晶闸管交流调压系统在大功率调功装置和交流电动机的调压调速系统中有着广泛的应用, TCA785 用于这种系统的原理电路如图 4-39 所示。图中仅给出了应用一个 TCA785 构成的单相交流调压电路原理图, 应用相同的三套电路便可构成三相交流调压系统。图中为了增强触发能力, 便于应用大功率晶闸管, 对 TCA785 的输出能力进行了扩大, 且采用脉冲变压器隔离, 使主电路与移相控制电路完全隔离。

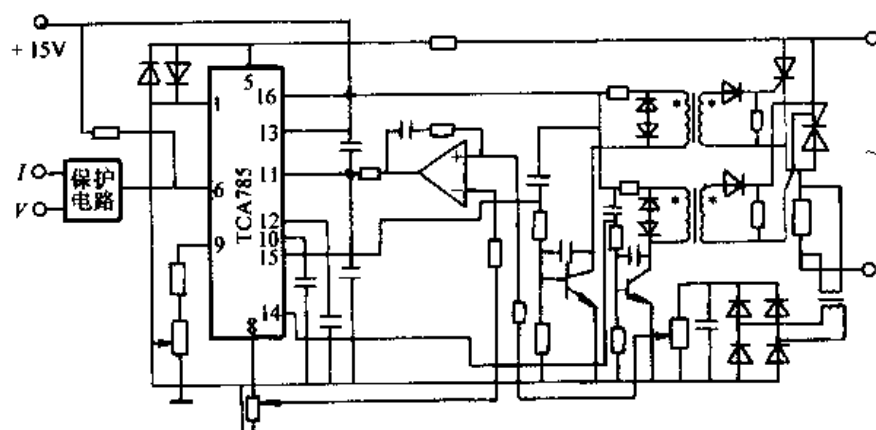


图 4-39 TCA785 在晶闸管交流调压系统中的应用

(3) 用于单相、三相桥式半控、全控整流电路中 由于 TCA785 可输出两路相位互差 180° 的脉冲信号, 所以可方便地用于单相全控、单相半控桥或全控桥式整流电路中, 三个 TCA785 可用于三相半波、三相桥式全控或半控整流电路中。图 4-40 以一个 TCA785 用于单相半控整流电路为例给出了 TCA785 的这种应用示图。为简化电路, 图中仅用了一个脉冲变压器。

(4) 用于 AC/DC/AC 电源变换系统中 AC/DC/AC 电源变换系统是变频电源、变频调速、不间断电源等电力电子装置中经常用到的方案, TCA785 由于自身移相范围可达 $0^\circ \sim 180^\circ$, 故可方便地用于这种系统中。图 4-41 给出了六个 TCA785 用于三相变频调速系统中的原理图。图中, 1#、2#、3# TCA785 的移

相控制角为 $0^\circ \sim 90^\circ$, 而 4#、5#、6# TCA785 的移相控制角为 $90^\circ \sim 180^\circ$, 各 TCA785 的同步电压均来自同步变压器。

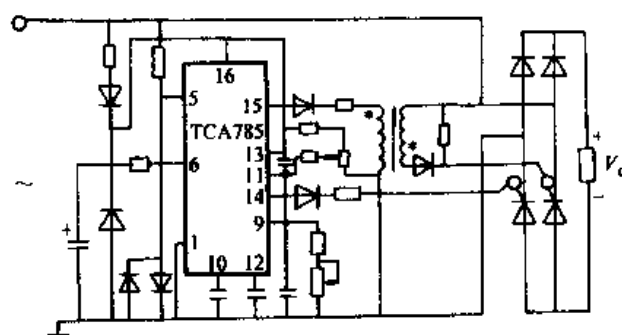


图 4-40 TCA785 在单相半控整流系统中的应用

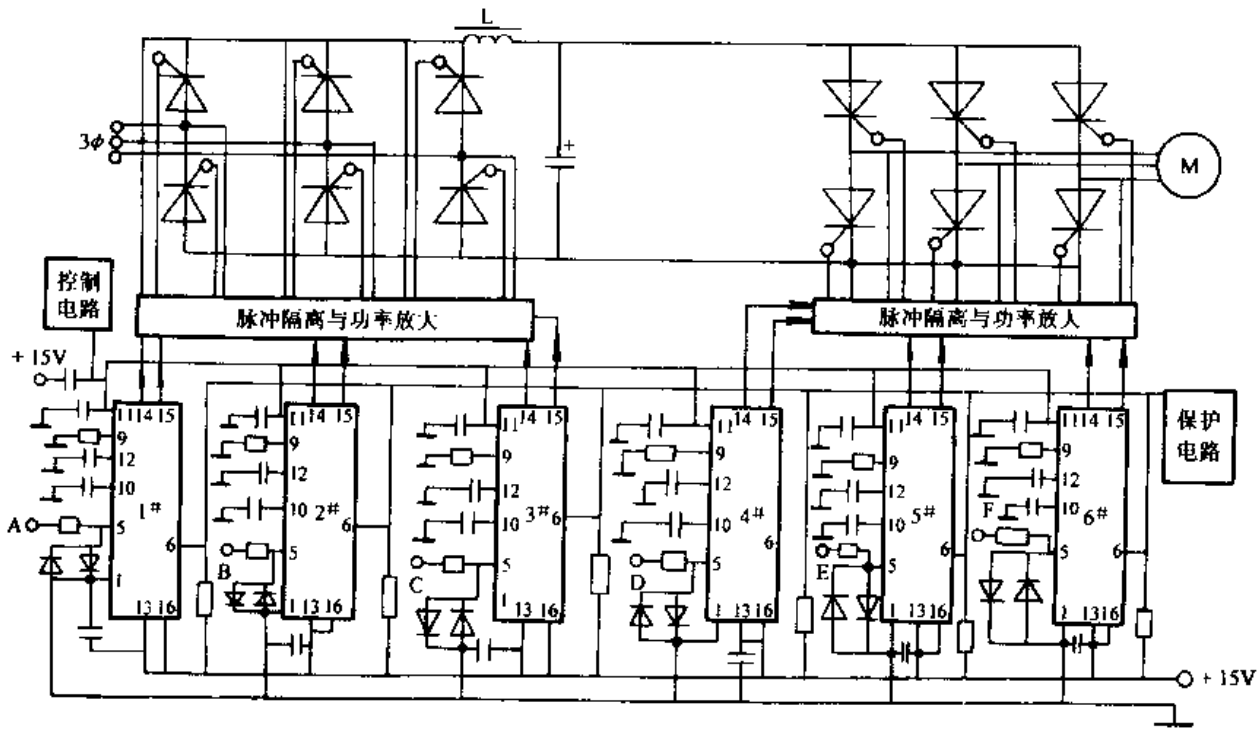


图 4-41 六个 TCA785 用于三相 AC/DC/AC 电源变换系统中的原理图

4.10 TH101 单相半控及全控晶闸管移相触发器厚膜集成电路

TH101 单相晶闸管移相触发厚膜集成电路适用于单相、三相全控桥式供电装置中,作为晶闸管的双路脉冲移相触发用。它输出两路相差 180°的移相脉冲,可以方便地构成全控桥式触发器线路。触发脉冲为正极性型,即移相电压增加,导通角增大。该电路具有输出负载能力大、移相性能好、正负半周脉冲均衡性好、移相范围宽及对同步电压要求低等特点。它最大的优点

是不需要外围电路,故使用极为方便。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TH101 是采用单列直插式标准 16 引脚封装的厚膜集成电路。它的引脚排列如图 4-42 所示,各引脚的名称、功能及用法见表 4-8。

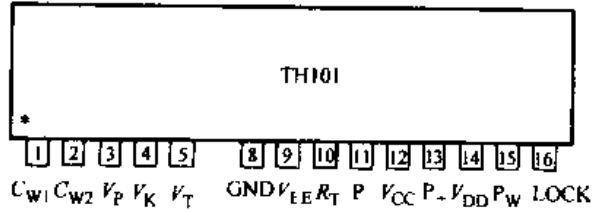


图 4-42 TH101 的引脚排列

表 4-8 TH101 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	C_{w1}	输出脉冲宽度调节电容连接端 1	通过一个电容接引脚 2
2	C_{w2}	输出脉冲宽度调节电容连接端 2	通过一个电容接引脚 1, 该电容通常取 $0.047\mu F$
3	V_p	偏置电压连接端	该偏置电压决定着输出脉冲的初始相位, 通常在该端接一可调电位器中点, 该电位器两固定端接负电源 V_{EE} 及地 GND
4	V_K	给定移相电压输入端	用于开环系统时, 接给定电位器中点; 用于闭环系统时, 接调节器输出, V_K 取值范围为 $-10V \sim +10V$
5	V_{-}	同步电压输入端	接同步变压器二次绕组
8	GND	工作参考地端	接用户控制电源地
9	V_{EE}	负电源端	接用户提供的负电源
10	R_1	锯齿波斜率调节电容连接端	通过一可调电阻接负电源 V_{EE}

(续)

引脚号	符号	名称	功能或用法
11	P ₋	负脉冲输出端	该端输出对应交流电网负半周的脉冲, 直接接脉冲变压器一次侧一端
12	V _{CC}	输出功率放大级电源连接端	接+24V
13	P ₊	正脉冲输出端	该端输出对应交流电源正半周的脉冲, 直接接脉冲变压器一次侧一端
14	V _{DD}	内部工作电源正电源端	接用户提供的正电源+15V
15	P _w	调制脉冲输入端	可在该端输入一个调制脉冲列, 以便从引脚13与11输出调制脉冲列
16	LOCK	输出脉冲封锁端	该端可输入一个低电平信号来封锁其输出脉冲

2. 内部结构和工作原理

TH101的内部结构和工作原理框图如图4-43所示。由图可知, 它的内部集成有一个同步滤波环节、一个过零检测及锯齿波形成单元、一个抗干扰及脉冲形成网络和脉冲整形及功率放大单元。它的工作原理可由图4-43分析得到, 来自同步变压器的同步电压经同步滤波环节滤去波形上叠加的谐波成分后, 提供给过零检测及锯齿波形成单元, 由该单元检测出同步电压的过零点并锁定。根据过零点识别同步电压的正负极性, 再按该识别得到的极性去控制集成在TH101内的恒流源给锯齿波电容充电, 形成线性度很好的锯齿波。

该锯齿波提供给抗干扰及脉冲形成单元与引脚4输入的移相电压进行比较, 比较器输出控制集成于本单元内的脉冲形成环节。根据引脚1与2之间所接电容的大小和引脚15输入的调制脉冲频率, 形成分别对应于同步电源正负半周的两路触发脉冲。该触发脉冲经脉冲整形及功率放大环节进行整形和功率放大后输出可直接带动脉冲变压器。另一方面, 应注意引脚3输入的偏置电压可在纵轴方向上下调整锯齿波的位置, 所以对应同一个 V_K 值, 随 V_P 的变化输出脉冲的相位可以不同, 因而在 V_K 为零时, 调整 V_P 可以得到不同的输出脉冲起始相位角 α_0 。

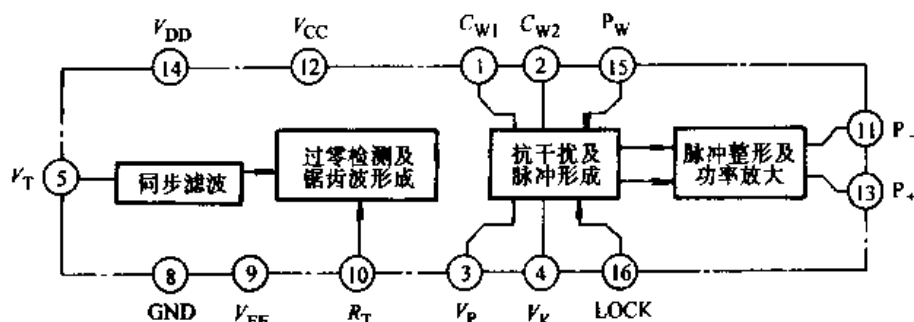


图 4-43 TH101 的内部结构和工作原理框图

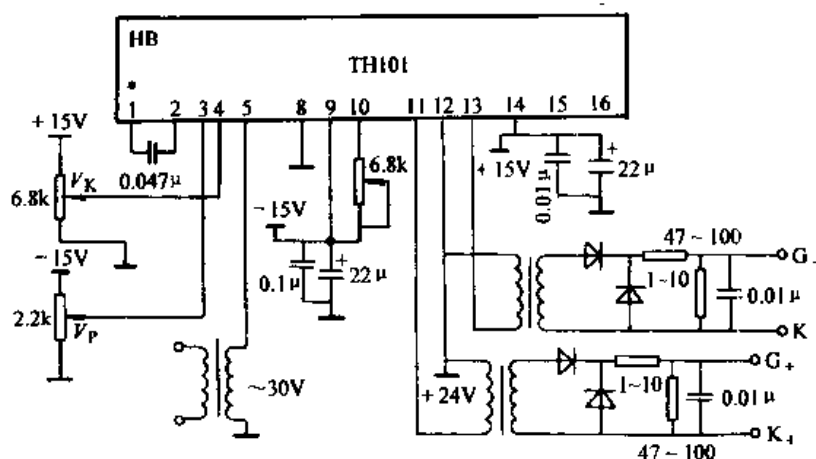


图 4-44 TH101 的典型应用接线图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 模块式结构, 使用极为方便。
- 2) 调制式脉冲输出, 可使用户脉冲变压器体积大为缩小。

3) 有独立封锁端, 对环境适应性强。

(2) 主要电参数和限制

1) 工作电源电压: V_{DD} 为 $+15V \pm 5\%$, V_{FF} 为 $-15V \pm 5\%$ 。

2) 同步电压 V_T : $30V \pm 10\%$

3) 输出功率放大级电源电压 V_{CC} : $+24V \pm 5\%$

4) 锯齿波幅值: $\geq 10V$

5) 输出脉冲宽度: $400\mu s \sim 2ms$

6) 移相范围: $\geq 170^\circ$

7) 输出最大触发脉冲电流幅值: $\geq 1A$

8) 输出脉冲幅值: $\geq 13V$

4. 应用技术

(1) 典型应用接线图 图 4-44 给出了 TH101 应用的典型接线图及外围电路参数。图中, 未在引脚 15 输入调制脉冲, 所以 TH101 输出为宽脉冲。引脚 16 的封锁功能未使用。

(2) 典型工作波形 图 4-45 给出了 TH101 工作时的典型波形。图 f、g 为引脚 15 悬空时的波形, 图 i、j 为引脚 15 输入调制脉冲波形。

(3) 应用举例 图 4-46 给出了 TH101 用于单相桥式可控整流系统中的原理电路。图中, 应用闭环调节

器稳定输出电压, 且具有过电流保护, 输出脉冲为调制脉冲列, 脉冲变压器二次侧选用了双绕组。

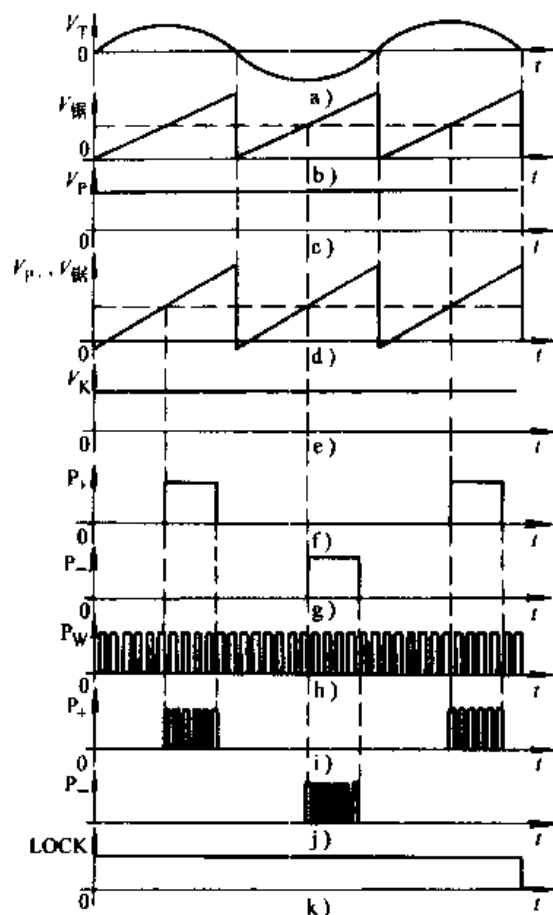


图 4-45 TH101 的典型工作波形

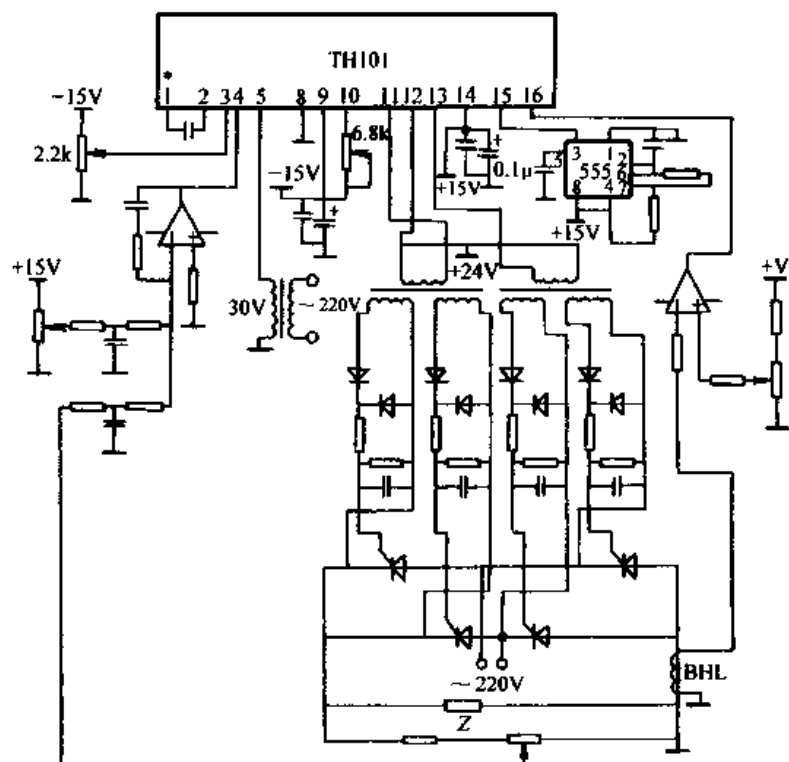


图 4-46 TH101 用于单相桥式全控整流系统中

4.11 KC168 单片数字式晶闸管移相触发器集成电路

KC168 数字式晶闸管移相触发器是采用先进的 IC 工艺和最先进的计算机控制技术设计制作的单片大规模模拟、数字混合式集成电路。它为单电源工作, 主要适用于单相或三相晶闸管移相触发电路, 以构成多种晶闸管变流装置。该电路是高新技术产品, 由陕西高科电力电子有限责任公司开发并独家生产。该电路可取代 TCA785、KJ004、KJ005、KJ006、KJ007、KJ008、KJ009、KJ010、KJ011 及 KC04、KC05、KC06、KC07、KC08 用于一切主功率器件为晶闸管的电力电子设备中作为晶闸管的移相触发控制芯片。该电路的开发成功把晶闸管的移相触发技术推向了一个新的更高阶段, 可以说引起了晶闸管移相触发电路的革命。与 TCA785、KC 或 KJ 系列集成移相触发电路相比, 它具有功耗小、功能强、输入阻抗高、抗干扰性能好、移相范围宽、外接元件少, 而且内部工作为全数字电路、精

度高、抗干扰性能强等优点。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KC168 采用双列直插式 18 引脚标准封装, 其管芯由美国著名半导体公司生产。它的引脚排列如图 4-17 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-9。

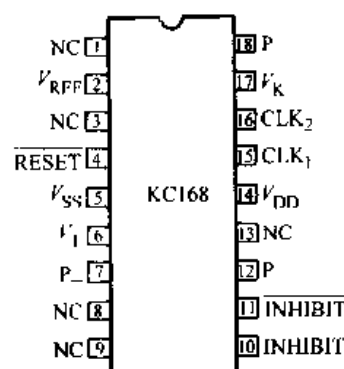


图 4-17 KC168 的引脚排列 (引脚向下)

表 4-9 KC168 各引脚的名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1,3,8,9,13	NC	空端	使用中, 悬空
2	V_{REF}	内部 A/D 转换器参考电压输入端	通过一个电阻接 +5V 电源 V_{DD} 端 (引脚 14)
4	$\overline{RESET}$	复位端	可使 KC168 从初始态开始运行, 用于上电复位, 接电阻与电容串联环节的中点, 电容的另一头接 V_{SS} 端 (引脚 5), 电阻的另一头接 V_{DD} (引脚 14)
5	V_{SS}	参考地端	使用中接控制电源地
6	V_t	同步信号输入端	接整形后的同步信号
7	P_-	对应同步信号负半周的脉冲输出端	经脉冲功率放大环节后接负半周晶闸管的门-阴极
10	$\overline{INHIBIT}$	保护信号的高电平封锁端	直接接保护电路输出, 保护信号高电平有效, 此时应把引脚 11 接 V_{DD} (+5V)
11	$\overline{INHIBIT}$	保护信号的低电平封锁端	直接接保护电路输出, 保护信号低电平有效, 此时引脚 10 接 V_{SS} (地端)
12	P_+	对应同步信号正半周脉冲输出端	经脉冲功率放大后接对应正半周的晶闸管门-阴极
14	V_{DD}	电源端	按用户为 KC168 工作提供的电源端 +5V
15、16	CLK_1, CLK_2	晶体振荡器连接端	两端接一个振荡频率为 4~12MHz 的晶体振荡器
17	V_K	移相控制电压输入端	接控制移相电压输入, 开环调节时, 为给定电位器中点; 闭环调节时, 为调节器的输出
18	P	“或”脉冲输出端	该端输出 P_- 与 P_+ 相“或”后的脉冲, 当 KC168 用于双向晶闸管系统时, 该端可直接经功率放大隔离后接双向晶闸管门-阴极

2. 内部结构和工作原理

KC168 的内部结构和工作原理框图如图 4-48 所示。它的内部集成有 A/D 转换、过零检测、脉冲形成、脉冲调制、保护脉冲封锁、脉冲分配等环节。其工作原理可简述为：检测信号根据同步信号的零点形成数字式锯齿波，与 A/D 转换环节的用户移相信号在脉冲形成单元中进行比较，形成相应于移相电压 V_K 的触发脉冲。该触发脉冲经脉冲分配环节分为正负两个半周，和脉冲调制单元的输经两与门后输出调制脉冲列。一旦外部故障加到 KC168 的保护端（引脚 10 或引脚 11），输出脉冲被封锁，引脚 12 和引脚 1 同时变为低电平。

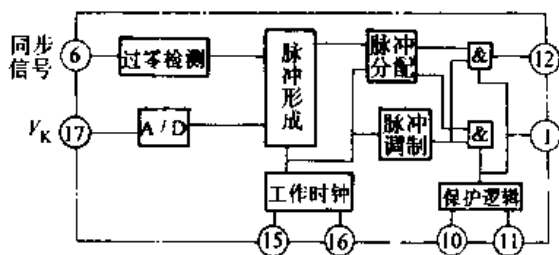


图 4-48 KC168 的内部结构和工作原理框图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 内部全数字式运算，控制精度高。
- 2) 调制式脉冲输出。
- 3) 有独立封锁端，方便了保护。
- 4) 对同步波形要求低。
- 5) 抗干扰能力强。

(2) 主要电参数和限制

- 1) 工作电源电压： $5V \pm 10\%$

2) 输入移相电压 V_K ： $0 \sim 5V$

3) 参考电压 V_{REF} ： $5V$

4) 同步信号：高电平为 $5V$ ，低电平为 $0V$

5) 封锁高电平信号 $\overline{INHIBT}$ ： $5V$

6) 封锁低电平信号 $\overline{INHIBT}$ ： $0V$

7) 复位信号 $\overline{RESET}$ ： $0V$

8) 晶体振荡频率 CLK： $8 \sim 16MHz$

9) 同步信号频率： $0.05 \sim 10kHz$

10) 各引脚允许拉、灌电流： $20mA$

11) 最佳工作温度： $-25 \sim +85^\circ C$

4. 应用技术

KC168 的上述优良性能，使其可方便地用于大功率器件为晶闸管的各种交流系统中。为方便用户使用，现举例说明其应用。

(1) 用于双向晶闸管控温调功系统中 图 4-49 给出了这种应用的原理图。图中，晶体管 V_1 用来对同步信号进行整形，KC168 设置为过零触发方式，其发出脉冲的多少由闭环温控系统输出的脉冲个数指令来控制，整个系统有良好的温控效果，可将保护设置为无效状态。

(2) 用于单相整流系统中 KC168 用于这种系统的原理电路如图 4-50 所示。该图为一单相全控系统，保护信号高电平有效。

(3) 用于三相晶闸管整流类电力电子设备中 图 4-51 给出了三个 KC168 用于三相晶闸管整流类电力电子设备中的原理图，系统具有低电平有效保护功能。

(4) KC168 的正常工作波形 图 4-52 给出了 KC168 各引脚的正常工作波形。

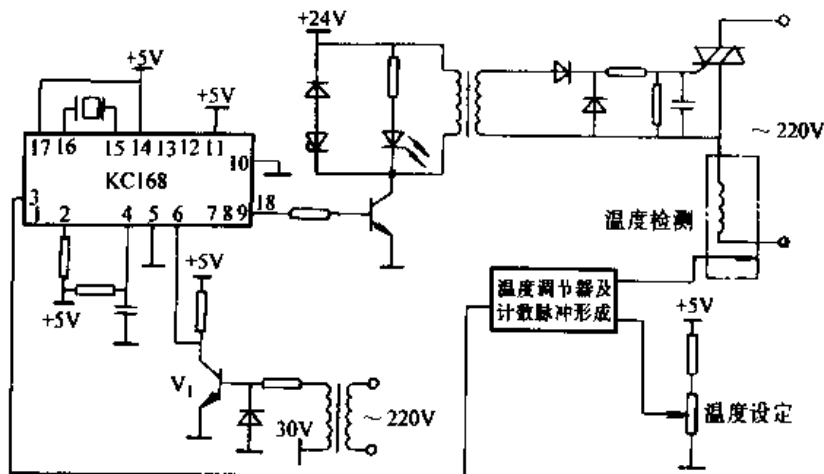


图 4-49 KC168 用于双向晶闸管温控系统中

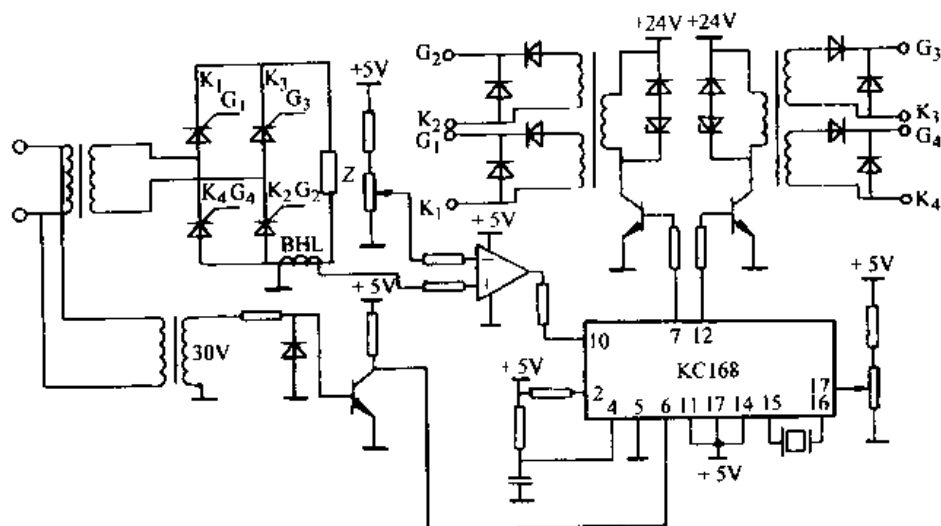


图 4-50 KC168 用于单相晶闸管整流系统中的原理图

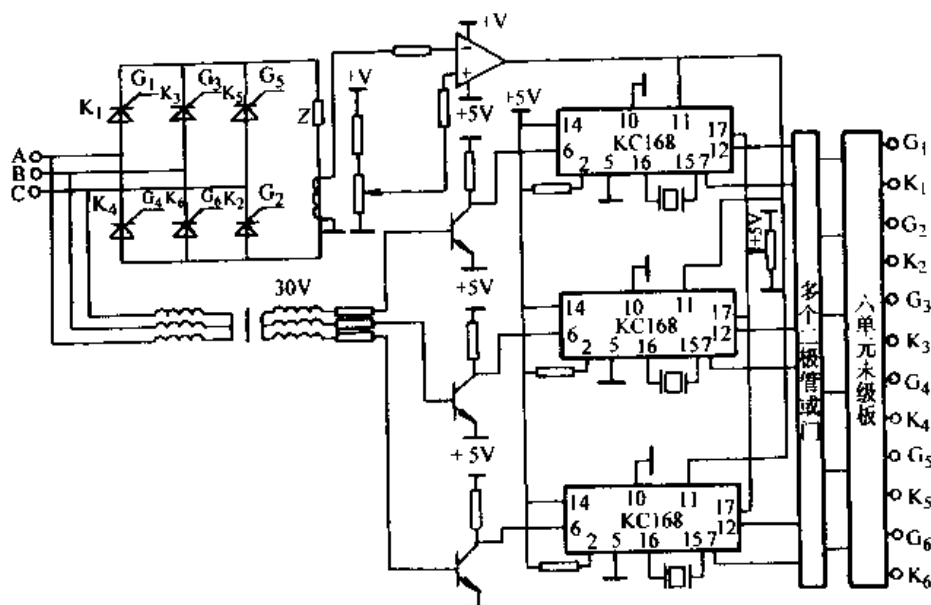


图 4-51 三只 KC168 用于三相整流系统图

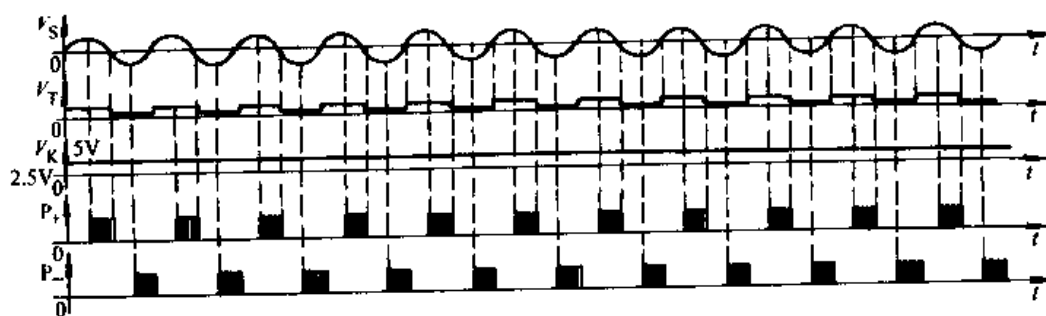


图 4-52 KC168 各引脚的正常工作波形

4.12 KJ041 六路双脉冲形成器 集成电路

KJ041 六路双脉冲形成器是三相全控桥式触发线路中常用的电路，它具有双脉冲形成和电子开关控制封锁双脉冲形成功能。使用两个有电子开关控制的

KJ041 电路组成逻辑控制，适用于正、反组可逆晶闸管电力电子成套装置（如正、反组逻辑无环流直流调速的十二相晶闸管整流设备中）。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KJ041 是双列直插式的 16 引脚集成电路，它的引脚排列如图 4-53 所示。

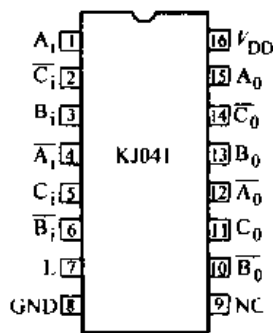


图 4-53 KJ041 的引脚排列 (引脚向下)

各引脚的名称、功能及用法如下。

1) 输出引脚

引脚 15 (A_0): 对应 A_1 与 $\bar{C}_1$ 的“或”输出端, 使用中, 接触发 A 相正半周晶闸管的功率放大单元输入端;

引脚 14 ($\bar{C}_0$): 对应 B_1 与 $\bar{C}_1$ 的“或”输出端, 使用中, 接触发 C 相负半周晶闸管的功率放大单元输入端;

引脚 13 (B_0): 对应 B_1 与 $\bar{A}_1$ 的“或”输出端, 使用中, 接触发 B 相正半周晶闸管的功率放大单元输入端;

引脚 12 ($\bar{A}_0$): 对应 $\bar{A}_1$ 与 C_1 的“或”输出端, 使用中, 接触发 A 相负半周晶闸管的功率放大单元输入端;

引脚 11 (C_0): 对应 C_1 与 $\bar{B}_1$ 的“或”输出端, 使用中, 接触发 C 相正半周晶闸管的功率放大单元输入端;

引脚 10 ($\bar{B}_0$): 对应 $\bar{B}_1$ 与 A_1 的“或”输出端, 使用中接触发 B 相负半周晶闸管的功率放大单元输入端;

2) 输入引脚

引脚 1 (A_1) 和引脚 4 ($\bar{A}_1$): 对应于电网 A 相正、负半周的触发脉冲输入端;

引脚 2 ($\bar{C}_1$) 和引脚 5 ($\bar{C}_1$): 对应于电网 C 相负、正半周的触发脉冲输入端;

引脚 3 (B_1) 和引脚 6 ($\bar{B}_1$): 对应于电网 B 相正、负半周的触发脉冲输入端。

3) 引脚 16 (V_{DD}): 工作电源输入端。KJ041 的工作电源范围为 3~18V, 使用中一般接 +15V 电源;

4) 引脚 8 (GND): 工作参考地端。使用中接用户系统供电电源的地端;

5) 引脚 9 (NC): 空脚。使用中, 悬空;

6) 引脚 7 (L): 输出脉冲封锁端, 该端高电平封锁输出。KJ041 的输出引脚在 L 端为高电平时均变为

低电平; 而在 L 端为低电平时, KJ041 的输出引脚按输入引脚的状态和 KJ041 的工作机理正常输出脉冲。使用中该端接保护电路的输出。

2. 内部结构和工作原理

KJ041 的内部结构和工作原理电路如图 4-54 所示。它的工作原理: 当把移相触发器的触发脉冲输入到 KJ041 线路的引脚 1~6 时, 由输入二极管完成“或”功能形成补脉冲, 再由 $V_1 \sim V_6$ 进行电流放大后分六路输出。补脉冲按 $+A \leftarrow -C$ 、 $-C \leftarrow +B$ 、 $+B \leftarrow -A$ 、 $-A \leftarrow +C$ 、 $+C \leftarrow -B$ 、 $-B \leftarrow +A$ 顺序排列组合。 V_7 是电子开关, 当控制端 (引脚 7) 接“0”电平时, V_7 截止, 各路输出触发脉冲; 当控制端 (引脚 7) 接“1”电平时, V_7 导通, 各路无输出脉冲。使用两个 KJ041 并将相应输入端并联, 两个控制端分别作为正、反组控制输入端, 输出接 12 个功率放大管, 这样就可组成一个 12 脉冲正反组控制可逆系统, 控制端逻辑“0”有效。KJ041 集成电路的各点波形如图 4-55 所示。

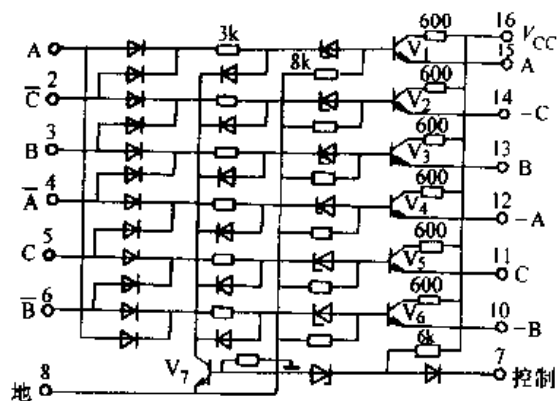


图 4-54 KJ041 集成电路的内部结构及工作原理电路

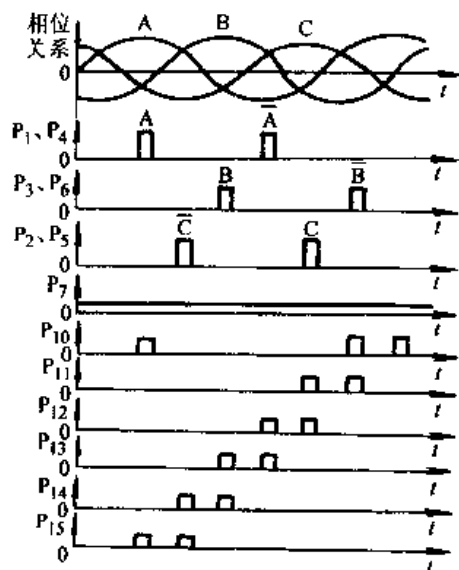


图 4-55 KJ041 集成电路的各点波形

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 输入信号与 CMOS 电平兼容。
- 2) 可取代多个二极管构成六路或门。
- 3) 对输入脉冲适应性强。
- 4) 有独立封锁端，方便了应用。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压： $DC+15V\pm 10\%$
- 2) 电源电流： $\leq 20mA$
- 3) 输出脉冲最大负载电流： $\leq 20mA$
- 4) 输出脉冲幅值： $\geq 1V$ （负载为 50Ω 时）
- 5) 输入端二极管最高承受反压： $\geq 30V$

6) 控制端正向电流： $\leq 3mA$

7) 允许使用环境温度：军品（Ⅰ类品）为 $-55\sim +125^{\circ}C$ ；准军品（ⅠA类品）为 $-55\sim +85^{\circ}C$ ；工业品（Ⅱ类品）为 $-10\sim +85^{\circ}C$ ；民品（Ⅲ类品）为 $-10\sim +70^{\circ}C$

4. 应用举例

图 4-56 给出了 KJ041 用于三相全控桥触发系统的原理电路。图中，来自三个 TCA785 的输出脉冲经 KJ041 双脉冲形成器后，再由六个 2SC2073 晶体管放大后供给晶闸管的六单元脉冲末级板，由该末级板输出整形后去触发三相桥式整流电路中的六个晶闸管。

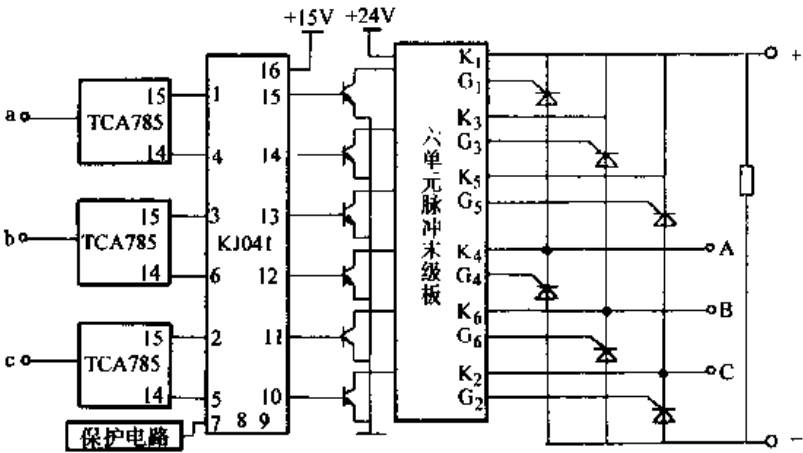


图 4-56 KJ041 用于三相全控桥触发系统原理电路

4.13 KJ042 脉冲列调制形成器集成电路

KJ042 脉冲列调制形成器主要适用于作晶闸管三相桥式全控整流电路的脉冲列调制源，同样也适用于三相半控、单相半控、单相全控线路中作脉冲列调制源。电路具有脉冲占空比可调性好、频率调节范围宽、

触发脉冲上升沿可与同步调制信号同步等优点，它还可作为可控制的方波发生器用于其他拓扑电路结构的电力电子设备中。

1. 引脚的排列、名称、功能和用法

KJ042 的引脚排列如图 4-57 所示。它采用双列直插式标准 14 引脚封装，各引脚的名称、功能及用法见表 4-10。

表 4-10 KJ042 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1、3、5 9、13	NC	空脚	使用中，悬空
12	A	A 相脉冲输入端	使用中，接对应 A 相正半周晶闸管触发的脉冲形成环节输出端
2	B	B 相脉冲输入端	使用中，接对应 B 相正半周晶闸管触发的脉冲形成环节输出端
4	C	C 相脉冲输入端	使用中，接对应 C 相正半周晶闸管触发的脉冲形成环节输出端
6	Σ	振荡反馈端	使用中，通过一个决定脉宽的电容接引脚 10，并通过一个电阻与二极管和电阻串联的并联网路接引脚 11
7	GND	地端	使用中，直接接 KJ042 工作电源地端

引脚号	符号	名称	功能或用法
8	Q_0	调制脉冲输出端	使用中, 接双脉冲形成器的控制端 (如 KJ041 的引脚 7)
10	C_1	调制脉冲频率电容连接端	使用中, 通过两个等值电容分别接至 GND 及 Σ 端
11	R_1	调制脉冲频率及脉宽电阻连接端 (又称反馈端)	使用中, 通过一个电阻 R_1 与电阻 R_2 和二极管的串联的并联网路接 Σ 端
14	V_{DD}	电源端	使用中, 直接与用户的正供电电源端 (一般接 15V) 相接

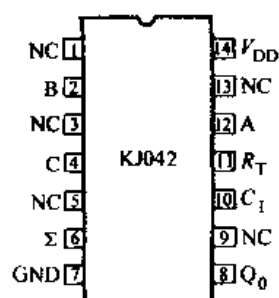


图 4-57 KJ042 的引脚排列 (引脚向下)

2. 内部结构和工作原理

KJ042 的内部结构和工作原理电路如图 4-58 所示。它的工作原理可以三相全控桥式电路为例来说明。来自三个触发器的三相脉冲信号 (如 KJ009 或 KJ004 或 TCA785 或其他线路产生的脉冲) 分别送入 KJ042 集成电路的 2、4、12 端, 由 V_1 、 V_2 、 V_3 进行节点逻辑组合。 V_5 、 V_6 、 V_8 组成一个环形振荡器, 由 V_4 的集电极输出来控制环形振荡器的起振和停振。当没有输入脉冲时, V_4 导通, 振荡器停振; 反之, V_4 截止, 振荡器起振。 V_6 集电极输出是一系列与来自三相六个触发脉冲的前沿同步且间隔 60° 的脉冲, 经 V_7 倒相放大后分别输入三个触发器 (KJ004 或 KJ009 的引脚 14, TCA785 的引脚 6)。此时, 从 KJ004 或 KJ009 集成电路的引脚 1 和 15 输出的是调制后的脉冲列触发脉冲 (对 TCA785 为引脚 15 和 14)。调制脉冲的频率由外接电容 C_2 和 R_1 、 R_2 决定, 其频率可按下式计算:

$$f = 1 / (T_1 + T_2)$$

$$T_1 = 0.693 R_1 R_2$$

$$T_2 = 0.693 C_2 [R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]$$

式中 T_1 、 T_2 ——导通半周和截止半周的时间。

由式中可知, 改变 R_1 、 R_2 的比例, 可以得到满意的调制脉冲占空比。如将 KJ042 集成电路用于单相整流电路中, 则三个输入端引脚 2、4、12 只需要一个, 其他两个接低电平 (0V)。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 输出脉冲可调范围宽, 外围元件少。
- 2) 输出为 CMOS 电平。

(2) 电参数限制

- 1) 电源电压: DC $+15V \pm 10\%$
- 2) 电源电流: $\leq 20mA$
- 3) 输入二极管反压: $\geq 30V$
- 4) 输入端允许最大正向电流: $\leq 2mA$
- 5) 输入脉冲幅值: $\geq 13V$
- 6) 输出脉冲最大负载能力: $\leq 12mA$
- 7) 调制脉冲频率: $5 \sim 10kHz$ (通过改变 C_2 、 R_1 、 R_2 得到)
- 8) 允许使用环境温度: 军品 (I 类品) 为 $-55 \sim +125^\circ C$; 准军品 (I_A 类品) 为 $-55 \sim +85^\circ C$; 工业品 (II 类品) 为 $-40 \sim +85^\circ C$; 民品 (III 类品) 为 $-10 \sim +70^\circ C$

4. 应用技术

(1) 用于三相系统中 图 4-59a 给出 KJ042 用于三相系统的原理电路。图中, A 相输入、B 相输入、C

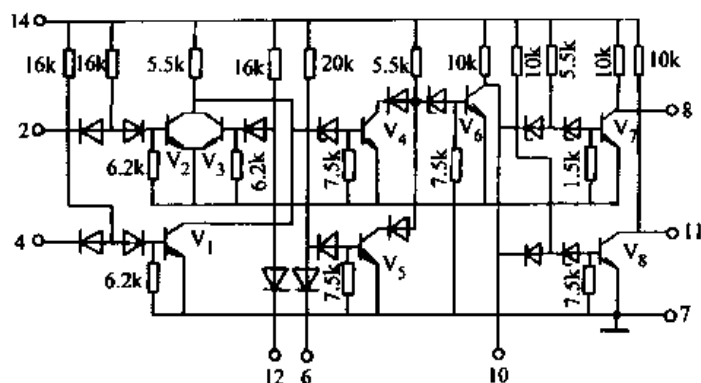


图 4-58 KJ042 的内部结构和工作原理电路

相输入分别对应三相同步电压正半周(或负半周)的触发脉冲。图 4-59b 给出了这种应用条件下 KJ042 各点的正常波形。

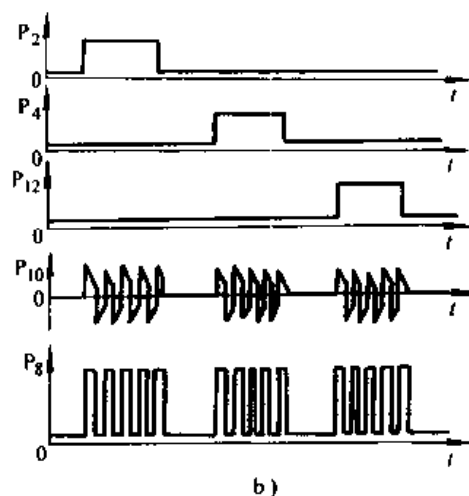
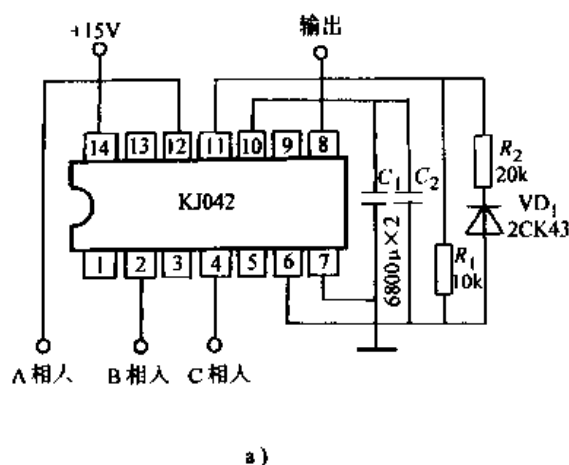


图 4-59 KJ042 用于三相整流或逆变系统的典型接线图及正常波形

a) 典型接线图 b) 各引脚输出电压的正常工作波形

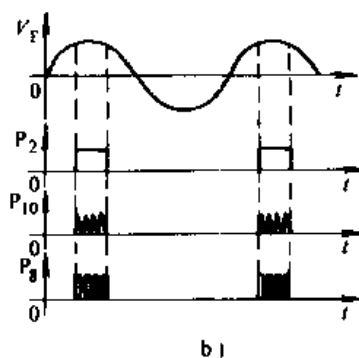
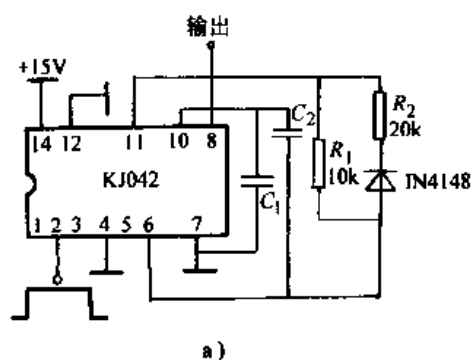


图 4-60 KJ042 用于单相整流或逆变系统的典型接线和各引脚的正常工作波形

a) 典型接线 b) 各引脚波形

4.14 TH103 三相半控、全控晶闸管移相触发器厚膜集成电路

TH103 厚膜集成电路是参照国外最新型晶闸管移相触发集成电路技术开发研制的，是国家“八五”科技攻关的新产品，由国内集成电路专业生产厂家采用混合厚膜集成电路工艺制造，具有可靠性高、抗恶劣环境能力强、体积小等优点，现已批量投放国内市场。它可输出六路互相间隔 60° 的触发脉冲，适合于三相全控桥式整流电路、双反星形带平衡电抗器整流电路和三相半控桥式整流电路及在三相交流调压系统中作为晶闸管的移相触发单元。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TH103 为单列直插式 23 引脚厚膜集成电路封装，引脚的间距符合国际标准，为 2.54mm。它的引脚排列如图 4-61 所示，各引脚的名称、功能和用法说明见表 4-11。

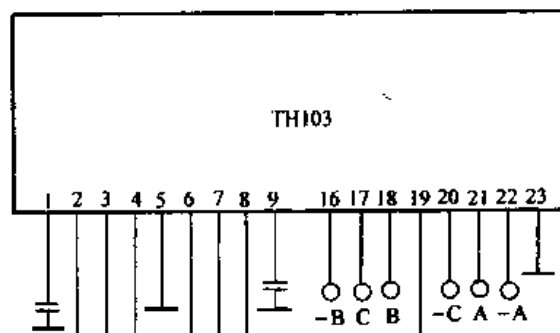


图 4-61 TH103 的引脚排列

表 4-11 TH103 引脚的名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{cc}	电源端	正电源输入端, 接用户电源
2	a	A 相同步电压输入端	通过一个可调的 $1.5k\Omega$ 电位器接用户同步变压器二次侧
3	b	B 相同步电压输入端	
4	c	C 相同步电压输入端	
5	GND_1	控制电源地端	接用户为 TH103 供电的电源地
6	V_K	移相控制电压输入端	接用户给定或闭环调节器输出
7	Lock	脉冲封锁端	接低电平输出脉冲, 高电平输出脉冲封锁, 应用中接用户保护电路输出
8	V_C	输出脉冲控制端	接地时输出单脉冲列, 接高电平时输出双脉冲列, 应用中, 一般接高电平
9	C_X	输出脉冲宽度设置电容连接端	根据用户对脉冲宽度的要求来调节电容的大小, 使用中, 通过一电容接地
10~15	NC	空脚	使用中, 悬空
16	$-B/-B, A$	三相全控桥中, 6 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 6 [#] 晶闸管的脉冲变压器
17	$C/C, -B$	三相全控桥中, 5 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 5 [#] 晶闸管的脉冲变压器
18	$B/B, -A$	三相全控桥中, 3 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 3 [#] 晶闸管的脉冲变压器
19	V_{DF}	输出功率放大级电源端	接 $\pm 24V$ 电源
20	$-C/-C, B$	三相全控桥中, 2 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 2 [#] 晶闸管的脉冲变压器
21	$A/A, -C$	三相全控桥中, 1 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 1 [#] 晶闸管的脉冲变压器
22	$-A/-A, C$	三相全控桥中, 4 [#] 晶闸管触发脉冲输出端	接三相全控桥中触发 4 [#] 晶闸管的脉冲变压器
23	GND_2	输出功率放大级电源地端	应用中与 GND_1 、引脚 5 同时接电源公共地端

2. 内部结构和工作原理

(1) 内部结构 TH103 的内部结构及工作原理如图 4-62 所示。由图可知, 在它的内部集成有三个同步滤波环节、三个过零检测及锯齿波形成单元、三个抗干扰及脉冲形成网络、一个脉冲发生器、一个脉冲整形及分配环节和一个脉冲功率放大环节。

(2) 工作原理简介 TH103 的工作原理可从图 4-62 分析得到。来自同步变压器的三相电压, 经同步滤波环节滤除波形上叠加的谐波成分后, 提供给三个过零检测及锯齿波形成单元, 三路过零检测及锯齿波形成单元检测出同步电压的过零点并锁定。根据过零点识别同步电压的正负极性, 再按该识别得到的极性

去控制集成于各自单元内部的恒流源, 以便给本单元内部的锯齿波电容充电。随着同步电压的周期性变化, 便可在三路过零检测及锯齿波形成单元的输得到三路周期性变化且彼此相差 120° 、线性度很好的锯齿波。该三路锯齿波提供给三路抗干扰及脉冲形成单元与引脚 6 输入的移相控制电压信号 V_K 比较, 比较器输出控制集成于三路抗干扰及脉冲形成单元内部的脉冲形成环节形成触发脉冲, 并经脉冲形成环节内的调制器根据脉冲发生器输出的高频脉冲频率 ($5\sim 10kHz$) 调制成脉冲列。该三路脉冲列提供给脉冲整形及脉冲分配网络进一步整形, 以提高脉冲前后沿陡度并形成补脉冲, 进而分配成六路触发脉冲, 最后在脉冲整形及分

配环节的输出上得到六路彼此互差 60° 的双脉冲列。该六路脉冲列经脉冲功率放大电路进行功率放大后，直接在 TH103 的脚 22、21、20、18、17、16 输出，并可带动脉冲变压器来触发三相全控桥式或其他拓扑结构电路中的六个晶闸管。

TH103 的上述工作原理决定了它在电力电子成套装置中应用十分方便，避免了用户在使用 KJ004 或 TCA785 时需多个电路和需要外接锯齿波形成电路的定时电阻和电容的麻烦。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点 TH103 为单电源工作，电源电压范围为 $8 \sim 18\text{V}$ ，它输出六路脉冲的移相范围 $> 170^\circ$ ，它的触发电路相对于移相控制电压为正极性型，即移相电压增加，导通角增大，其输出波形为调制脉冲列，因而可极大地减小外接脉冲变压器的体积和尺寸。同时，由于其输出电流的峰值最大可达 2A ，因而不需增加功率放大环节就能直接带动脉冲变压器，实现对 1650A 以下晶闸管的直接触发，故可极大地减小控制触发板的尺寸，提高整个电路系统的可靠性。TH103 输出六路脉冲的均衡度较高，其最大不均衡度 $< 2^\circ$ ，它

输出脉冲的宽度可通过引脚 9 对地的外接电容 C 进行任意整定。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压： $8 \sim 18\text{V}$
- 2) 同步输入电压： $30\text{V} \pm 10\%$
- 3) 移相控制电压： $0 \sim (2/3) V_{CC}$
- 4) 脉宽电容取值范围： $3300\text{pF} \sim 0.15\mu\text{F}$
- 5) 输出级电源电压： 24V
- 6) 输出脉冲电流幅值： 2A

4. 典型应用举例

(1) 典型应用接线图及推荐使用参数 图 4-63 给出了 TH103 的典型应用接线图，图中给出了其推荐使用参数。其中 TP 为脉冲变压器，其匝比可选 $3:2$ 或 $2:1$ 。 $+15\text{V}$ 及 $+24\text{V}$ 电源来自用户系统的直流供电电源，一般可为直流整流电源或开关电源。而三相同步电压均选自三相同步变压器的二次侧，接于脉冲变压器二次侧的二极管及电阻、电容用来完成对输出脉冲的整形，并保证降低被触发晶闸管门-阴极之间的阻抗，使触发可靠，防止系统中干扰造成的误触发。

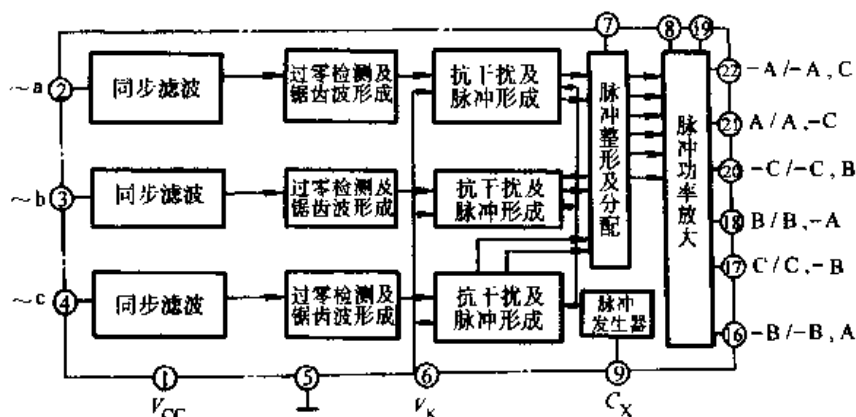


图 4-62 TH103 的内部结构及工作原理图

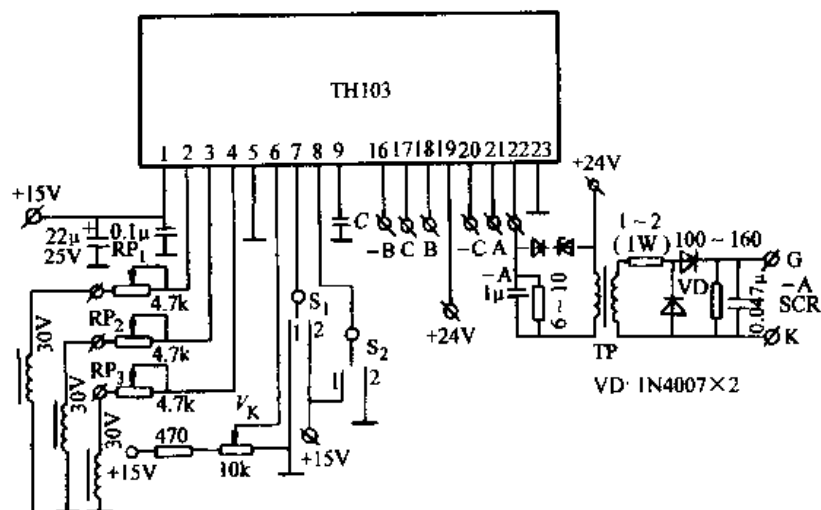


图 4-63 TH103 的典型应用接线图

注：虚线所画稳压管与二极管已封装在厚膜电路中。

(2) 在三相交流电动机调压调速系统中的应用

图 4-64 给出了 TH103 用于三相交流异步电动机调压调速系统中的原理简图。图中, TH103 的引脚 6 输入的移相控制电压来自给定积分器, 该给定积分器用来实现软启动, 防止全压启动对电动机所拖动负载的冲击。而 TH103 的引脚 7 接电流、过电压及过热等故障

保护电路, 一旦发生故障, 则可快速地封锁脉冲。该系统中的控制部分, 选用单一直流电源工作。TH103 的三相同步信号来自同步变压器, 它工作在双窄脉冲列模式下, 故脉冲变压器的体积可以做得较小。随着主电路中所选用晶闸管 $VT_1 \sim VT_6$ 容量的不同, 该系统可实现几十瓦至上千千瓦电动机的交流调压调速。

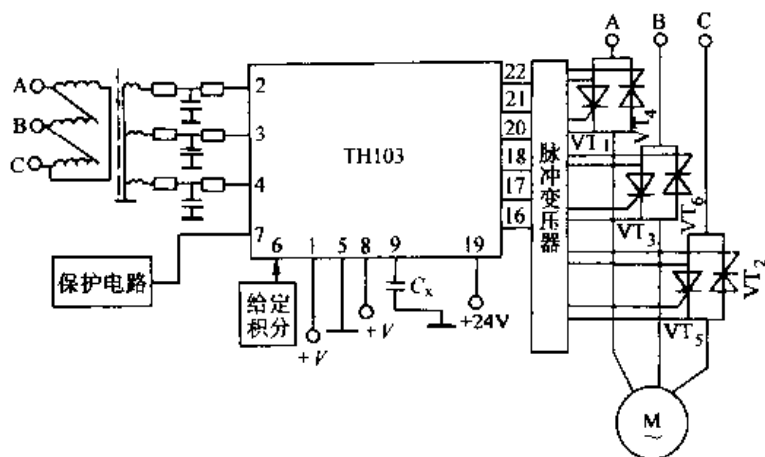


图 4-64 TH103 在三相交流电动机调压调速系统中的应用

4.15 TC787/KJ787 高性能晶闸管三相移相触发器集成电路

TC787/KJ787 是采用独有的先进 IC 工艺技术, 并参照国外最新集成移相触发集成电路而设计的单片集成电路。它可单电源工作, 亦可双电源工作, 主要适用于三相晶闸管移相触发和三相功率晶体管脉宽调制电路, 以构成多种交流调速和变流装置。它们是目前国内市场上广泛流行的 TCA785 及 KJ(或 KC) 系列移相触发集成电路的换代产品, 与 TCA785 及 KJ(或 KC) 系列集成电路相比, 具有功耗小、功能强、输入阻抗高、抗干扰性能好、移相范围宽、外接元件少等优点, 而且装调简便、使用可靠, 只需一个这样的集成电路, 就可完成 3 个 TCA785 与 1 个 KJ041、1 个 KJ042 或 5 个 KJ(3 个 KJ004、1 个 KJ041、1 个 KJ042)(或 KC) 系列器件组合才能具有的三相移相功能。因此, TC787/KJ787 可广泛应用于三相半控、三相全控、三相过零等电力电子、机电一体化产品的移相触发系统, 从而取代 TCA785、KJ004、KJ009、KJ041、KJ042 等同类电路, 为提高整机寿命、缩小体积、降低成本提供了一种新的、更加有效的途径。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TC787/KJ787 是标准双列直插式 18 引脚的集成电路, 它的引脚排列如图 4-65 所示。

各引脚的名称、功能和用法如下。

(1) 同步电压输入端 引脚 1 (V_c)、引脚 2 (V_b) 及引脚 18 (V_a) 为三相同步输入电压连接端, 应用中分别接经输入滤波后的同步电压, 同步电压的峰峰值应不超过 TC787/KJ787 的工作电源电压 V_{DD} 。

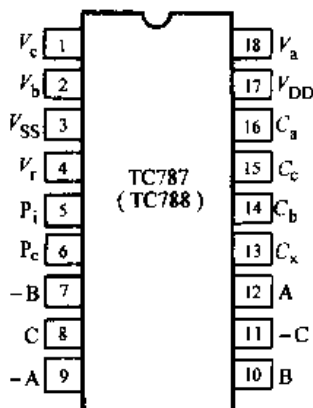


图 4-65 TC787/KJ787 的引脚排列 (引脚向下)

(2) 脉冲输出端 在半控单脉冲工作模式下, 引脚 8 (C)、引脚 10 (B)、引脚 12 (A) 分别为与三相同步电压正半周对应的同相触发脉冲输出端, 而引脚 7 (-B)、引脚 9 (-A)、引脚 11 (-C) 分别为与三相同步电压负半周对应的反相触发脉冲输出端。当 TC787/KJ787 被设置为全控双窄脉冲工作方式时, 引脚 8 为与三相同步电压中 C 相正半周及 B 相负半周对应的两个脉冲输出端; 引脚 12 为与三相同步电压中 A 相正半周及 C 相负半周对应的两个脉冲输出端; 引脚 11 为与三相同步电压中 C 相负半周及 B 相正半周

对应的两个脉冲输出端：引脚 9 为与三相同步电压中 A 相同步电压负半周及 C 相电压正半周对应的两个脉冲输出端；引脚 7 为与三相同步电压中 B 相电压负半周及 A 相电压正半周对应的两个脉冲输出端；引脚 10 为与三相同步电压中 B 相正半周及 A 相负半周对应的两个脉冲输出端，应用中均接脉冲功率放大环节的输入或脉冲变压器所驱动开关管的控制极。

(3) 控制端

引脚 5 (P)：输出脉冲禁止端。该端用来进行故障状态下封锁 TC787/KJ787 的输出，高电平有效，应用中接保护电路的输出。

引脚 14 (C_b)、引脚 15 (C_c)、引脚 16 (C_a)：对应三相同步电压的锯齿波电容连接端。该端连接的电容值大小决定了移相锯齿波的斜率和幅值，应用中分别通过一个相同容量的电容接地。

引脚 6 (P)：TC787/KJ787 工作方式设置端。当该端接高电平时，TC787/KJ787 输出双脉冲列；而当该端接低电平时，输出单脉冲列。

引脚 4 (V_r)：移相控制电压输入端。该端输入电压的高低，直接决定着 TC787/KJ787 输出脉冲的移相范围，应用中接给定环节输出，其电压幅值最大为 TC787/KJ787 的工作电源电压 V_{DD} 。

引脚 13 (C_x)：该端连接的电容 C_x 的容量决定着 TC787/KJ787 输出脉冲的宽度，电容的容量越大，则脉冲宽度越宽。

(4) 电源端 TC787/KJ787 可单电源工作，亦可双电源工作。单电源工作时引脚 3 (V_{SS}) 接地，而引脚 17 (V_{DD}) 允许施加的电压为 8~18V。双电源工作时，引脚 3 (V_{SS}) 接负电源，其允许施加的电压幅值为 -4~9V，引脚 17 (V_{DD}) 接正电源，允许施加的电压为 +4~9V。

2. 内部结构和工作原理

TC787/KJ787 的内部结构和工作原理框图如图 4-66 所示。由图可知，在它们内部集成有三个过零和极性检测单元、三个锯齿波形成单元、三个比较器、一个脉冲发生器、一个抗干扰锁定电路、一个脉冲形成电路、一个脉冲分配及驱动电路。它们的工作原理可简述为：经滤波后的三相同步电压通过过零和极性检测单元检测出零点和极性后，作为内部三个恒流源的控制信号。三个恒流源输出的恒值电流给三个等值电容 C_a 、 C_b 、 C_c 恒流充电，形成良好的等斜率锯齿波。锯齿波形成单元输出的锯齿波与移相控制电压 V_r 比较后取得交相点，该交相点经集成电路内部的抗干扰锁定电路锁定，保证交相唯一而稳定，使交相点以后的锯齿波或移相电压的波动不影响输出。该交相信号与脉冲发生器输出的脉冲（对 TC787 为调制脉冲，对 KJ787 为方波）信号经脉冲形成电路处理后变为与三相输入同步信号相位对应且与移相电压大小适应的脉冲信号送到脉冲分配及驱动电路。假设系统未发生过电流、过电压或其他非正常情况，则引脚 5 禁止端的信号无效，此时脉冲分配电路根据用户在引脚 6 设定的状态完成双脉冲（引脚 6 为高电平）或单脉冲（引脚 6 为低电平）的分配功能，并经输出驱动电路功率放大后输出，一旦系统发生过电流、过电压或其他非正常情况，则引脚 5 禁止信号有效，脉冲分配和驱动电路内部的逻辑电路动作，封锁脉冲输出，确保集成电路的 6 个引脚 12、11、10、9、8、7 输出全为低电平。

3. 主要设计特点及电参数限制

(1) 主要设计特点

1) TC787 适用于大功率器件是晶闸管的三相全控桥或其他拓扑结构电路的系统中作为晶闸管的移相触发电路。而 KJ787 适用于以电力晶体管 (GTR) 或

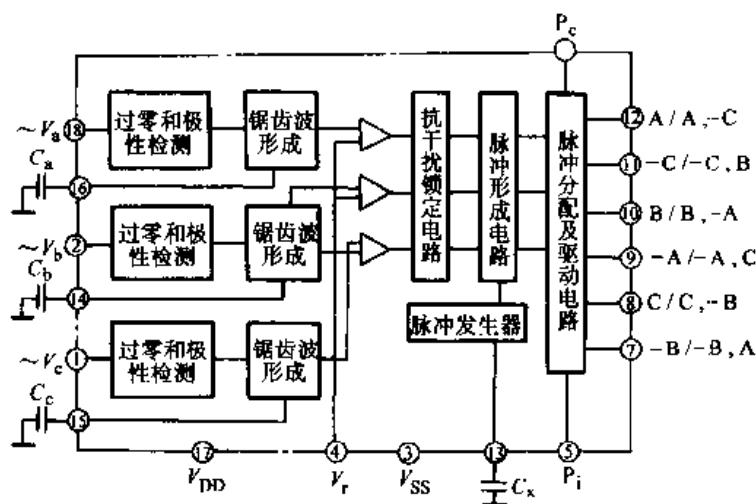


图 4-66 TC787/KJ787 的内部结构和工作原理框图

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 为功率单元的三相全桥或其他拓扑结构电路的系统中作为脉宽调制波产生电路, 且任一种芯片均可同时产生六路相序互差 60° 的输出脉冲。

2) TC787/KJ787 在单、双电源下均可工作, 使其适用电源的范围较广泛, 它们输出三相触发脉冲的触发控制角可在 $0 \sim 180^\circ$ 范围内连续同步改变。它们对零点的识别非常可靠, 使它们可方便地用作过零开关, 同时器件内部设计有移相控制电压与同步锯齿波电压交点 (交相) 的锁定电路, 抗干扰能力极强。电路自身具有输出禁止端, 使用户可在过电流、过电压时进行保护, 保证系统安全。

3) TC787/KJ787 分别具有 A 型和 B 型器件, 使用户可方便地根据自己应用系统所需要的工作频率来选择 (工频时选 A 型器件, 中频 $100 \sim 400\text{Hz}$ 时选 B 型器件)。同时, TC787/KJ787 输出为脉冲列, 适用于触发晶闸管及感性负载; 当接于引脚 13 的电容 C_x 较大 (如 $0.1\mu\text{F}$) 时, 输出为方波, 适用于驱动晶体管。因而增加了用户控制用印制电路板的通用性, 使同一印制电路板只需要更换脉冲宽度电容 C_x 便可用于控制 SCR 或 GTR。

4) TC787/KJ787 可方便地通过改变引脚 6 的电平高低, 来设置其输出为双脉冲列还是单脉冲列。

(2) 主要电参数和限制

- 1) 工作电源电压 V_{DD} : $8 \sim 18\text{V}$ 或 $\pm 5 \sim \pm 9\text{V}$
- 2) 输入同步电压有效值: $\leq (1/2 \sqrt{2}) V_{\text{DD}}$
- 3) 输入控制信号电压范围: $0 \sim V_{\text{DD}}$

4) 输出脉冲电流最大值: 2mA

5) 锯齿波电容取值范围: $0.1 \sim 0.15\mu\text{F}$

6) 脉宽电容取值范围: $3300\text{pF} \sim 0.01\mu\text{F}$

7) 移相范围: $0 \sim 177^\circ$

8) 工作温度范围: $0 \sim +55^\circ\text{C}$

4. TC787/KJ787 应用举例

TC787/KJ787 独特而巧妙的设计, 使它们可方便地用于主功率器件为普通晶闸管、双向晶闸管、门极关断晶闸管、非对称晶闸管的电力电子设备中作移相触发脉冲形成电路。改变 C_x , 它还可用于主功率器件为 GTR、电力 MOSFET、IGBT 或 MCT 的电力电子设备中。限于篇幅, 本节仅以 TC787/KJ787 用于晶闸管移相触发为例说明其应用。

(1) 典型应用接线图

1) 单电源工作的典型接线: 图 4-67 给出了 TC787 单电源工作时的典型接线图。图 4-68 给出了应用电平匹配网络的应用图。这种使用方法需要增加较多辅助元件, 图中电容 $C_1 \sim C_3$ 为隔直耦合电容, 而 $C_4 \sim C_6$ 为滤波电容, 它与 $R_1 \sim R_3$ 构成滤去同步电压中毛刺的环节。另一方面, 随 $RP_1 \sim RP_3$ 三个电位器的不同调节, 可实现 $0 \sim 60^\circ$ 的移相, 从而适应不同主变压器联结的需要。图 4-68 中直接将同步变压器的中点接到 $(1/2)$ 电源电压上, 使所用元件得以简化。

2) 双电源工作的典型接线: 图 4-69 给出了 TC787 双电源工作时的典型接线图, LOCK 来自保护电路的输出。

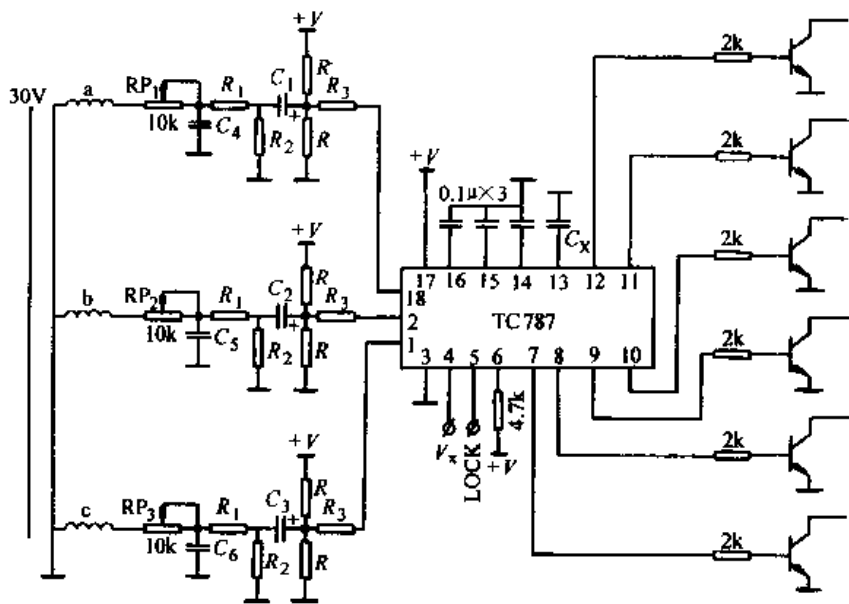


图 4-67 需同步电平移位网络的单电源使用方法

$RP_1 \sim RP_3$ $10\text{k}\Omega$, $1/4\text{W}$ $R_1 \sim R_3$ $20\text{k}\Omega$, $1/4\text{W}$ $R_4 \sim R_6$ $51\text{k}\Omega$, $1/4\text{W}$
 $R_7 \sim R_9$ $15\text{k}\Omega$, $1/4\text{W}$ $R_{10} \sim R_{12}$ $200\text{k}\Omega$ C_1, C_2, C_3 $10\mu\text{F}/25\text{V}$ C_4, C_5, C_6 $1\mu\text{F}$

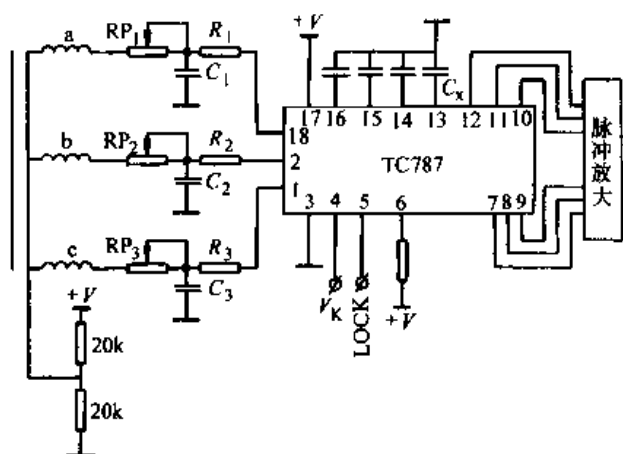


图 4-68 简化电平匹配网络的单电源使用法

[同步电压有效值 $V_T \leq V_+ / (2\sqrt{2})$]

图中 $RP_1 \sim RP_3$: $10k\Omega$ R_1, R_2, R_3 : $200k\Omega$

C_1, C_2, C_3 : $1\mu F$

(2) TC787 在三相两重桥有源逆变系统中的应用

图 4-70 给出了两个 TC787 用于主功率器件为晶闸管的三相两重桥变频系统中的原理图。该系统可用于

大功率内燃机、发电机、电动机、直流调速、交流调速装置的出厂功率试验系统中回收电能。该系统中两个 TC787 分别用来作为两个逆变桥中的 12 个晶闸管的移相触发电路，两个 TC787 均选用单电源工作，且均为全控双脉冲工作方式。图中，变压器 TY_1 为同步变压器，它为两个 TC787 提供两组三相同步信号，而输出变压器 TY_2 是用来把两个逆变桥输出的方波电压叠加成阶梯波馈送给电网，以减少进入电网的谐波对电网的污染，同时用来把逆变电压与主电网电压进行匹配。图中的直流电压 V_d 可为实验系统中的直流发电机输出，也可为实验系统中的三相交流电经晶闸管装置整流后的直流电压。

(3) 多个 TC787 在大功率可控整流装置中的应用 图 4-71 给出了四个 TC787 用于 24 相大功率整流电路中的原理图。

大功率整流装置是电化学、冶金等行业常用的设备，这种应用领域多为低压大电流。受国内目前晶闸管单个容量的限制，往往采用多相整流以扩大其输出容

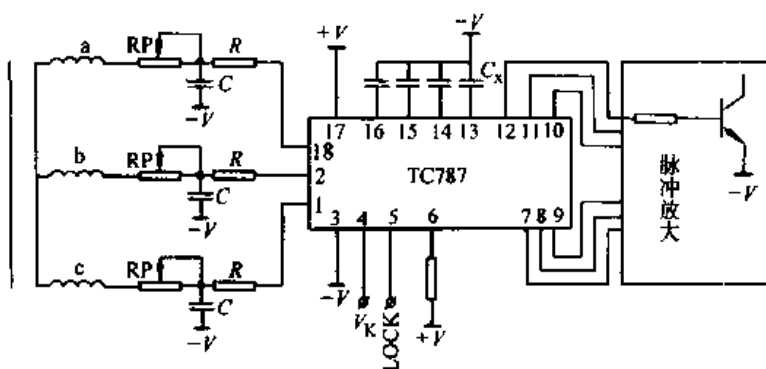


图 4-69 TC787 双电源使用的典型接线图

(同步电压有效值 $V_T = V_+ / \sqrt{2} V_- = |V_-|$)

RP : $10k\Omega$ R : $200k\Omega$ C : $1\mu F$

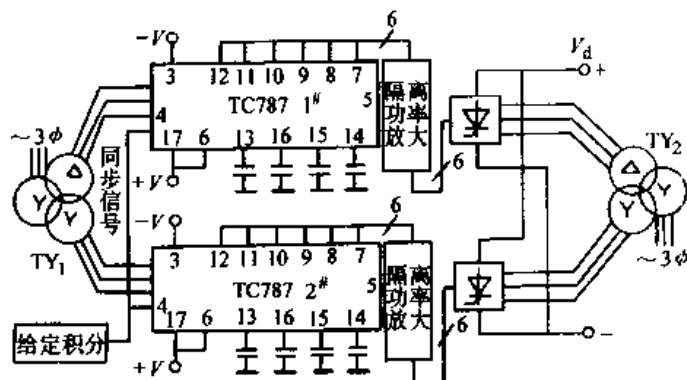


图 4-70 TC787 在晶闸管三相两重桥有源逆变系统中的应用

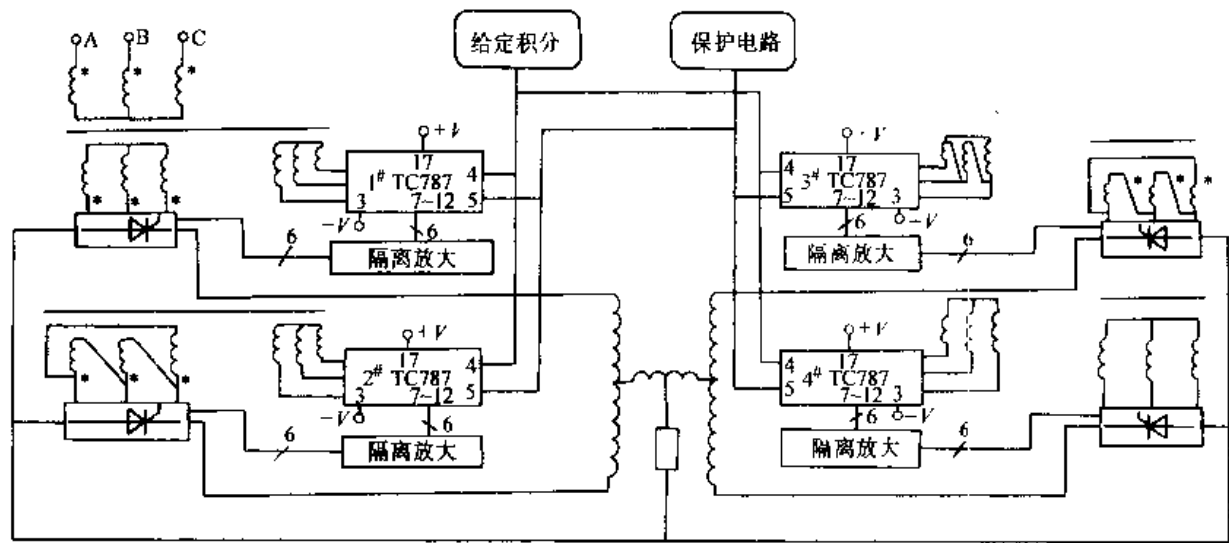


图 4-71 多个 TC787 在多相整流电路中的应用

量。图中, TC787 的给定来自给定积分环节的输出, 且均为双电源工作。系统中主整流变压器二次侧的四组三相电源各组相位依次相差 15° , 整流输出为 24 脉波的直流电压。

4.16 LZ110 快速充电用晶闸管移相触发器集成电路

LZ110 是一种单片式快速充电机用晶闸管移相触发集成电路, 片内集成有充、放电时序和电池电压自动

检测的基本功能, 增加部分外接元件就可扩展其他功能, 如电流指示、过电流保护、温升检测等。用 LZ110 制成的快速充电机, 体积小, 可靠性高, 适合作各种类型 and 不同要求的碱性或酸性蓄电池的充电设备, 省时且效率高。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

LZ110 为标准双列直插式 18 引脚的单片集成电路, 它的引脚排列如图 4-72 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-12。

表 4-12 LZ110 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_i	稳压输入端	通过一个电阻与二极管串联的网络接单相整流桥的正端, 二极管的阴极接电阻的另一端, 同时电阻与二极管的连接中点接一个大电容到地
2	V_o	稳压输出端	使用中, 通过一个电容接地, 并通过三个电阻分别接引脚 5、7、11
3	RC_1	时序端	通过一个电阻与电阻和二极管串联支路相并联的网络接引脚 4, 同时通过一个电解电容接地端
4	RC_2	时序端	通过一个电阻与电阻和二极管串联支路相并联的网络接 LZ110 的引脚 3
5	RC_3	延时端	分别通过一个电阻与电容接 LZ110 的引脚 2 与地端
6	P_i	放电脉冲输出端	通过一个电阻与二极管串联的网络, 接电池取样晶闸管门极, 二极管的阴极接晶闸管门极
7	C_s	微分电容连接端	通过一个电容与电阻接 LZ110 的引脚 15 与 2
8	Q_u	触发脉冲输出端	直接接触发脉冲变压器的一端, 脉冲变压器另一端接 +24V
9	GND	地端	工作电源地端, 使用中接控制电源地端
10	C	锯齿波电容连接端	通过一个锯齿波电容接 LZ110 的地端
11	R_v	锯齿波电阻连接端	通过一个电阻接引脚 2
12	V_T	同步电压输入端	通过一个电阻接单相整流电源的输出正端
13	V_k	移相电压输入端	接移相控制电压, 当开环应用时, 接给定电位器中点; 当闭环应用时, 接闭环调节器的输出
14	CLK_0	时序脉冲输出端	接外部功率放大晶体管的基极 (见图 4-74)

(续)

引脚号	符号	名称	功能或用法
15	C_d	微分电容连接端	通过一个 $0.01\mu\text{F}$ 的微分电容接地
16	V	比较电压输入端	接电池电压取样电位器中点
17	V_{OC}	比较器输出端	串联一个电阻接保护晶闸管门极
18	V_{LU}	电源控制端	串联一个电阻接保护晶闸管阴极

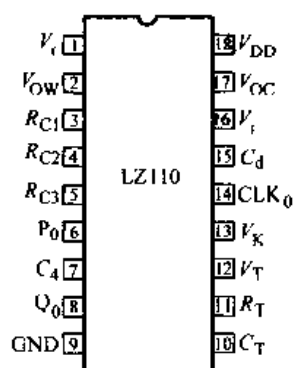


图 4-72 LZ110 的引脚排列 (引脚向下)

2. 内部结构和工作原理

LZ110 的内部结构和工作原理电路如图 4-73 所示。由图可知,该集成电路由两个稳压器、比较器、锯齿波形成级、综合比较级、功率放大级、充放电时序部分及延时部分共七个单元电路组成。它的典型应用接线如图 4-74 所示。其工作原理可简述为:电路引脚 3 外接的电容值决定了充、放电的振荡频率。引脚 5 的外接电阻和电容决定了延时时间。电路在引脚 10 形成锯齿波并在引脚 13 进行综合比较,调节 $10\text{k}\Omega$ 的电位器可改变移相电压值,与锯齿波进行比较,从而使不同的移相电压获得整个移相范围,达到调整充电电流的目的。电路的引脚 16 是比较器的输入端,调节 $2.2\text{k}\Omega$ 电位器可对不同的电池电压进行检测,达到对电池电压进行检测的目的。在应用实例中,两个 $(1/4)324$ 是用作电流检测和过电流保护的,可供参考。在两个 $(1/4)324$ 中 $6.8\text{k}\Omega$ 的电位器调节过电流保护值, $2.2\text{k}\Omega$ 电位器

调节充电指示灯(黄灯)的亮度。绿灯为放电指示灯。放电电容为 $2200\mu\text{F}$ 。红灯 1 为电源指示,正常时是亮的,红灯 2 为电流、电压保护指示灯。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 工作功率耗散小。
- 2) 移相范围宽。
- 3) 功能可扩展。
- 4) 多路输出适应了充电器的需要。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电流: $\leq 34\text{mA}$
- 2) 锯齿波幅值: $6\sim 8\text{V}$
- 3) 输出脉冲幅值: $\geq 20\text{V}$
- 4) 延时脉冲幅值: $\geq 7\text{V}$
- 5) 比较器输出: $\geq 1\text{V}$
- 6) 输出管反压 V_{CEO} : $\geq 30\text{V}$
- 7) 移相范围: $\geq 170^\circ$
- 8) 时序输出电平: 高电平 $\geq 10\text{V}$, 低电平 $\leq 0.5\text{V}$

4. LZ110 的应用技术

(1) 典型应用线路及接线 LZ110 的典型应用线路如图 4-74 所示,图中给出了一主电路为单相双半波的整流电路原理图。如将图中的脉冲变压器增加两个独立的且相位互差 180° 的绕组,则该电路可以推广到主电路为单相桥式可控整流系统。

(2) 正常工作波形 图 4-75 给出了 LZ110 工作时各主要引脚的正常工作波形。此波形对调试和维修是十分重要的。

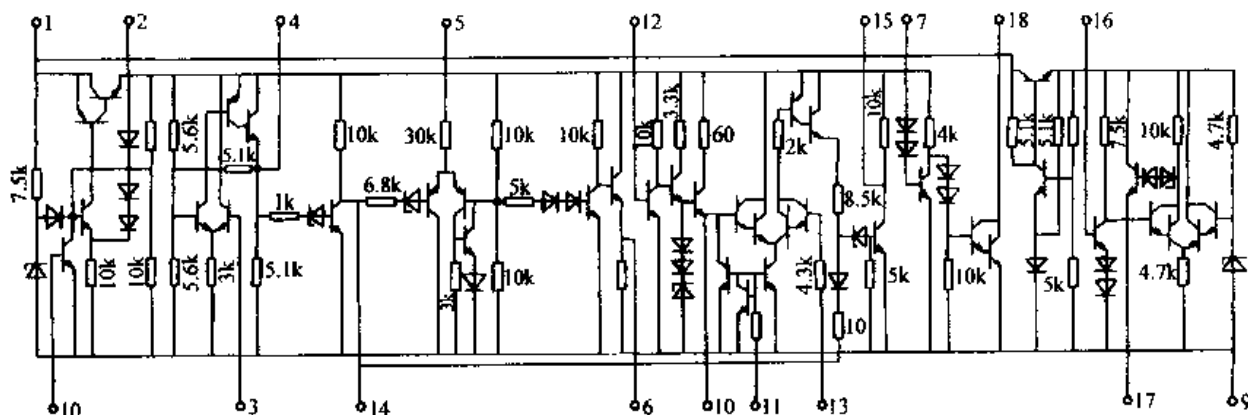


图 4-73 LZ110 的内部结构和工作原理电路

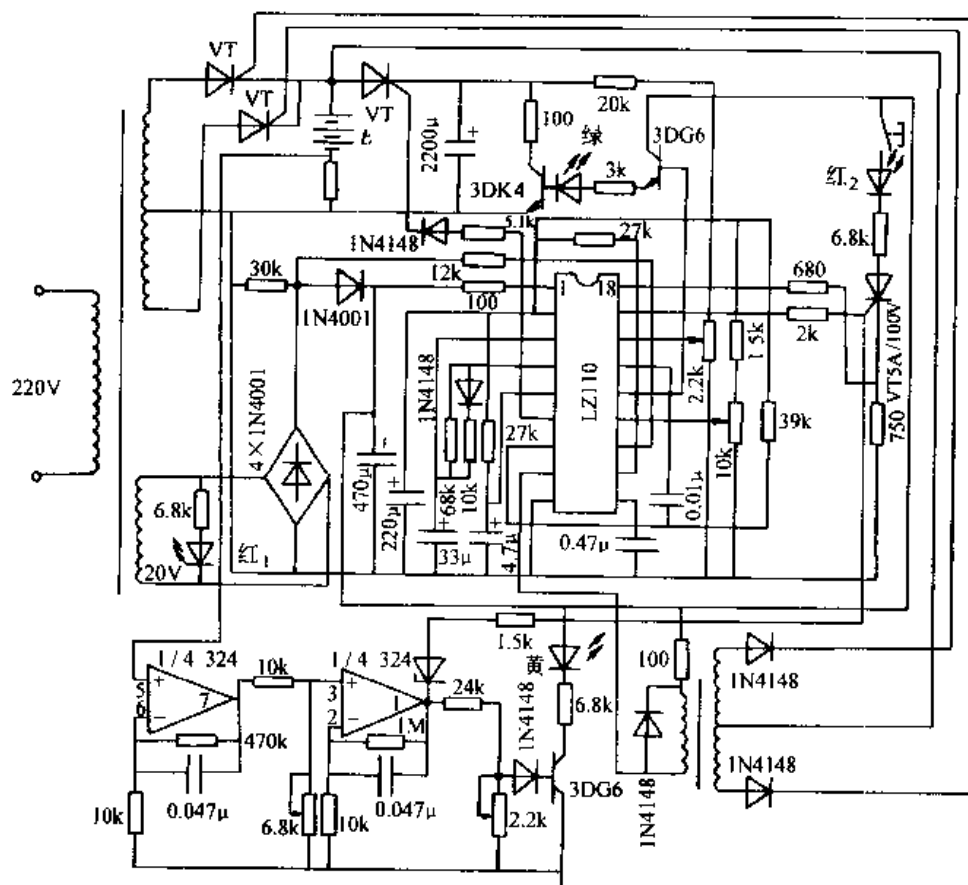


图 4-74 LZ110 应用于单相双半波可控整流的快速充电晶闸管变流系统的典型接线图

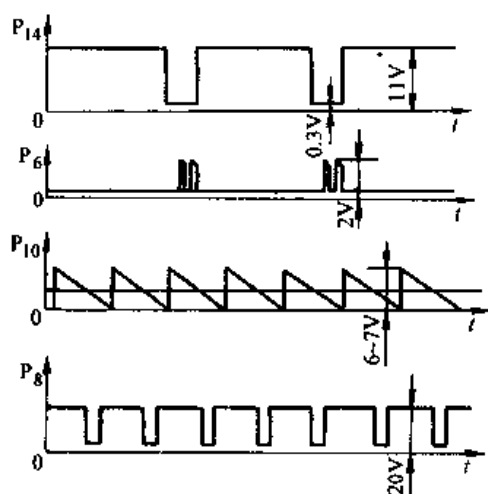


图 4-75 LZ110 各主要引脚的正常工作波形

性蓄电池的充电设备，省时且效率高。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

LZ111 为双列直插式标准 14 引脚封装的集成电路，它是 LZ110 的改进型。其引脚排列如图 4-76 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-13。

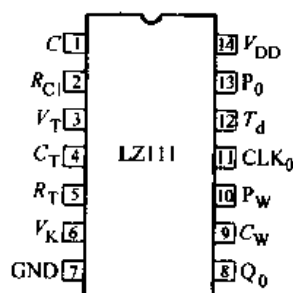


图 4-76 LZ111 集成电路的引脚排列（引脚向下）

2. 内部结构和工作原理

LZ111 的内部结构和工作原理电路如图 4-77 所示。由图可知，该电路由锯齿波形成级、综合比较级、功率放大级、充放电时序部分及延时部分组成。它的实际应用电路如图 4-78 所示。其工作原理可简述为：电路引脚 1 外接的电容值决定了充、放电的振荡频率，引脚 12 的外接电阻和电容决定了延时时间。电路在引脚 4 形成锯齿波，在引脚 6 进行综合比较，调节 10kΩ 电

4.17 LZ111 改进型快速充电用晶闸管移相触发器集成电路

LZ111 是一种单片式快速充电用晶闸管移相触发器集成电路，片内包含有快充和慢充转换、快充充放电时序、电池电压自动检测的基本功能。增加部分外接元器件就可扩展其他功能，如电流指示、过电流保护、温升检测及恒流充电等。用 LZ111 制成的快速充电机体积小、可靠性高，适用于作各种类型不同的碱性或酸

表 4-13 LZ111 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	C	充、放电振荡频率设置电容连接端	通过一个电容接地,并通过一个电阻接外部开关,同时通过一个电阻与二极管网络接引脚 2。还应通过一个二极管接整流电源的输出(见图 4-78)
2	R_{C1}	时序控制端	通过一个二极管与电阻及电阻和二极管串联支路并联的网络接引脚 1。该网络串联一个电容到地
3	V_T	同步电压输入端	通过一个电阻接单相整流电源的正端
4	C_T	锯齿波电容连接端	通过一个锯齿波电容接地
5	R_T	锯齿波电阻连接端	通过一个电阻接正电源
6	V_K	移相电压控制端	开环控制时,接给定电位器的中点;闭环控制时,接闭环调节器的输出
7	GND	地端	接控制电源的地端
8	Q_0	脉冲输出端	直接接脉冲变压器的一端
9	C_w	脉冲宽度电容连接端	通过一个电阻接正电源,同时通过一个电容接引脚 10
10	P_w	方波脉冲输出端	该端输出一个与同步电源同频率的方波信号,该信号可用来与外部电路同步,通过一个电容接 C_w (引脚 9)
11	CLK_0	时序脉冲输出端	直接接功率放大晶体管的基极,同时通过一个阳极接该端的二极管接复位电路
12	T_d	延时时间网络连接端	接电阻与电容串联网络的中点,电阻的另一头接正电源,电容的另一头接地
13	P_0	放电脉冲输出端	通过一个电阻串联一个二极管接放电晶闸管的门极,二极管的阴极接电阻
14	V_{DD}	电源端	直接接用户控制电源

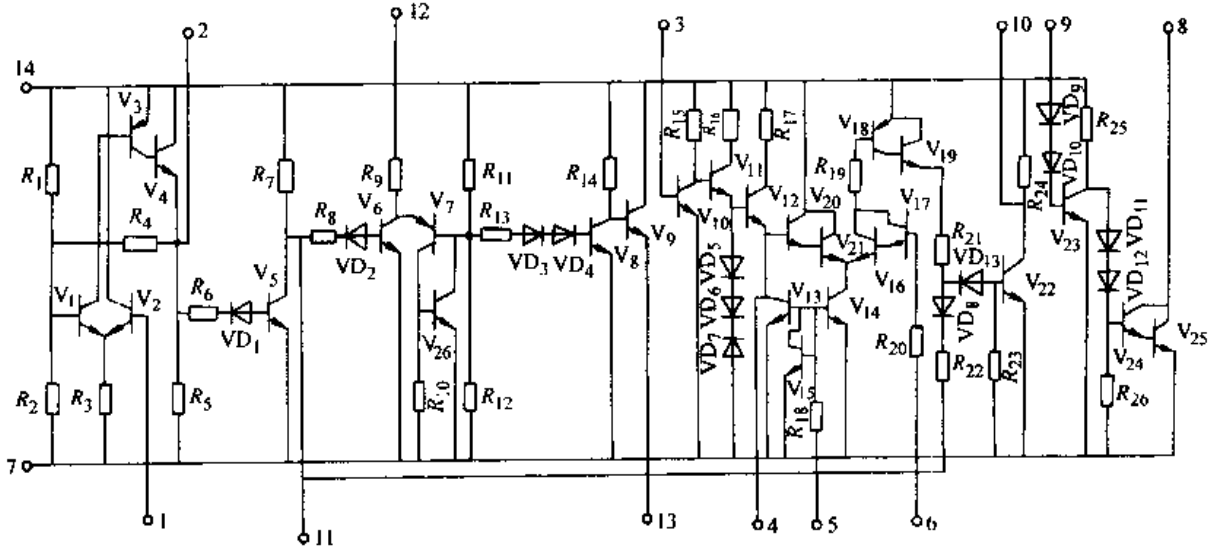


图 4-77 LZ111 的内部结构及工作原理电路

位器可改变移相电压值,与锯齿波进行比较,从而使不同的移相电压获得整个移相范围,达到调整充电电流的目的。

在应用实例中,两个运算放大器 N_1 、 N_2 用于过电流保护,6.8k Ω 电位器用来调节过电流保护值。运算放大器 N_3 用于电池检测,调整 2.2k Ω 电位器可改变检测值,进而达到对电池进行检测的目的。绿灯为放电指示灯,红灯 1 和红灯 2 分别为电源指示灯和过电流指示灯。放电电容为 2200 μ F。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 功耗低。
- 2) 移相范围宽。
- 3) 锯齿波幅值可调。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电流: $\leq 35\text{mA}$

- 2) 锯齿波幅值: 6~8V
- 3) 输出脉冲幅值: $\geq 20\text{V}$
- 4) 延时脉冲幅值: $\geq 7\text{V}$
- 5) 移相范围: $\geq 170^\circ$
- 6) 时序输出电压: $\geq 6\sim 8\text{V}$
- 7) 输出管反压 V_{CR0} : $\geq 30\text{V}$

4. 应用技术

(1) 典型应用接线 LZ111 可用于快速充、放电类电力电子成套装置。图 4-78 给出了其典型应用接线图,将图中的脉冲变压器换成二次侧一个绕组,则可用于单相半波充、放电装置中,如在图中的变压器二次侧增加两个独立的且相位互差 180 $^\circ$ 的绕组,则该线路完全可用于主电路为单相桥式晶闸管的充、放电装置中。

(2) 正常工作波形 图 4-79 给出了 LZ111 正常工作时各主要引脚的波形。从该波形可以看出,LZ111 工作时各引脚波形及时序之间的关系。

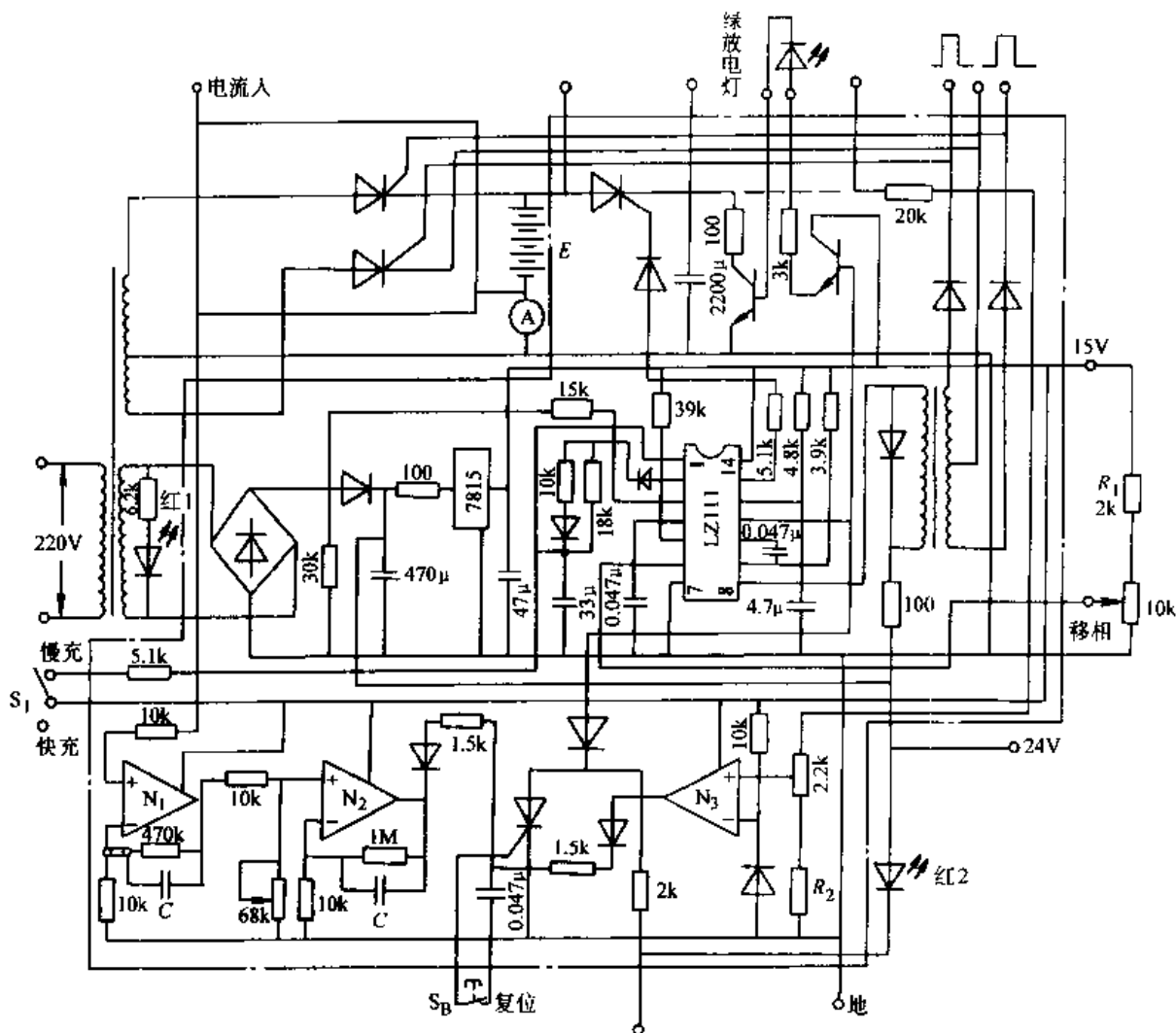
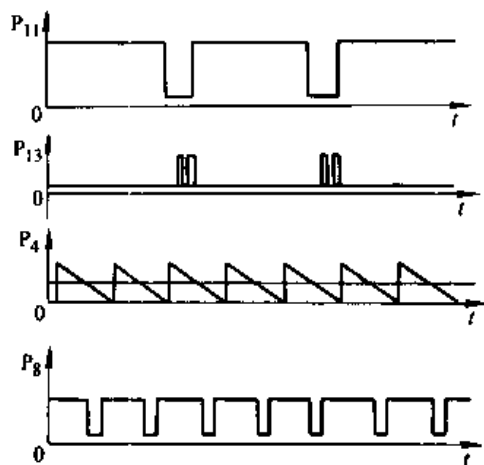


图 4-78 LZ111 的典型应用接线图

图 4-79 LZ111 正常工作时各
主要引脚的正常工作波形

4.18 KM-18-2 晶闸管移相触发器厚膜集成电路

KM-18-2 是以 TCA785 为核心芯片, 外加调制脉冲形成器及脉冲功率放大电路而形成的单相厚膜集成

电路, 所以它比 TCA785 使用更加方便, 具有输出功率大、所需脉冲变压器体积小以及功耗小等优点。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KM-18-2 晶闸管厚膜移相触发器采用单列直插式标准 13 引脚封装, 它的外形尺寸及引脚排列如图 4-80 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 4-14。

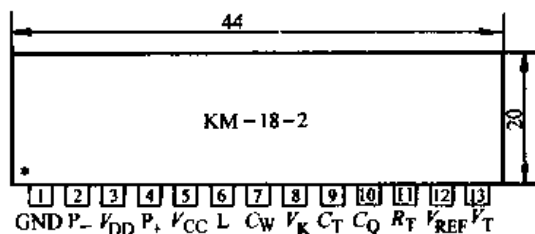


图 4-80 KM-18-2 的引脚排列

2. 内部结构和工作原理

KM-18-2 的内部结构和工作原理电路如图 4-81 所示。

由图可知, 它的内部集成有一个 TCA785、一个 555、两个功放晶体管及 555 和 TCA785 的外围电子元

件。KM-18-2 的工作原理可简述为：集成于内部的 TCA785 把同步信号转换成锯齿波，并根据输入移相电压的高低产生移相触发脉冲。该脉冲由集成于内部

的 555 自激振荡器产生的高频脉冲列调制后，经功率放大晶体管放大后输出，因而 KM-18-2 输出的脉冲可直接带动脉冲变压器。

表 4-14 KM-18-2 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功能或用法
1	GND	地端	接用户控制电源地
2	P ₋	对应同步负半周移相脉冲输出端	接脉冲变压器的一端
3	V _{INT}	功率放大输出极电源端	通过一个负极接于该端的稳压管（12V）再接 +24V
4	P ₊	对应同步正半周移相脉冲输出端	接触发正半周晶闸管脉冲变压器的一端
5	V _{CC}	内部工作电源连接端	接用户工作电源，一般取 12~15V
6	L	脉冲封锁端	接保护或启动电路，低电平有效
7	C _w	输出脉冲宽度调节端	通过一个调宽电容接引脚 10
8	V _K	移相电压输入端	开环控制时，接给定电位器中点；闭环控制时，接闭环调节器输出
9	C _T	滤波电容连接端	通过一个 2μF 电容接引脚 5
10	C _Q	锯齿波电容连接端	通过一个电容接地
11	R _T	锯齿波斜率调节电阻连接端	通过一个可调电位器接地
12	V _{REF}	基准电压输出端	使用中，悬空或接需要基准电压的地方
13	V _T	同步电压输入端	同步电压为 30V 时，直接接入；同步电压高于 30V 时，则应加与所接电压值相对应的阻值为千欧数量级的串联电阻限流

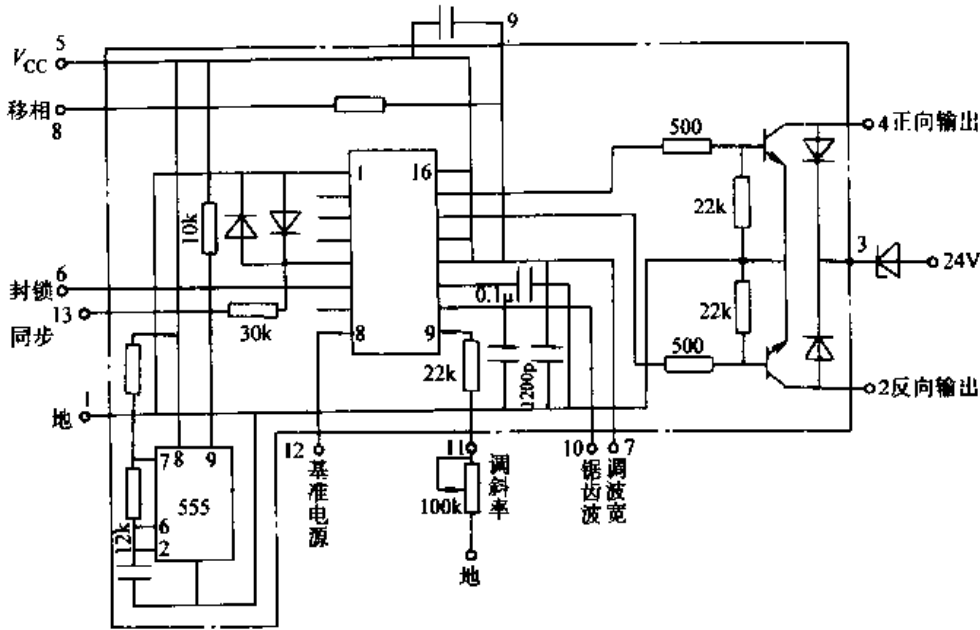


图 4-81 KM-18-2 的内部结构及工作原理电路

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 厚膜集成对环境适应能力强。
- 2) 脉冲列输出，可使脉冲变压器体积做得很小。
- 3) 工作稳定性好。

4) 负载能力强。

(2) 主要参数和限制

- 1) 工作电源电压 V_{CC} : $+15V \pm 10\%$
- 2) 电源电流: $\leq 10mA$
- 3) 同步电压: 任意值 (由同步电阻的阻值决定)

- 4) 同步输入电流: $\leq 500\mu\text{A}$
- 5) 移相范围: $0\sim 180^\circ$
- 6) 脉冲列频率: $7\sim 10\text{kHz}$
- 7) 锯齿波电压幅值: $\leq 10\text{V}$
- 8) 输出脉冲宽度: $550\mu\text{s} - (180^\circ - \alpha) / 360^\circ \times 20 \times 10^3$
- 9) 输出脉冲幅值: $\geq 12\text{V}$
- 10) 输出脉冲前沿时间: $\leq 1\mu\text{s}$
- 11) 高电平最大输出电流: $\leq 800\text{mA}$
- 12) 允许使用温度: $-10\sim +70^\circ\text{C}$

4. 应用技术

(1) 工作波形 KM-18-2 的上述结构决定了它可以用于单相半控或全控晶闸管变流设备中, 多个 KM-18-2 共同使用可用于三相或多相变流设备中。图 4-82 给出了 KM-18-2 正常工作时各主要引脚的正常工作波形。

(2) 应用举例 图 4-83 给出了应用 KM-18-2 制作的 KM-34 单相桥式全控(半控)桥触发电板的原理图。应用时, 在 $+24\text{V}$ 和厚膜触发器引脚 4 和 2 之间分别接入两个脉冲变压器的一次绕组, 当触发器内的功率放大晶体管导通或截止时, 脉冲变压器二次侧即输出触发脉冲。稳压管 VS 的作用是当功率放大晶体管截止时, 释放脉冲变压器内的储能。由于 KM-18-2 工作为负逻辑, 即移相电压越高, 晶闸管的导通角越小, 所以该触发电板内应用 F007 作差分器, 以达到移相控制电压越高, 晶闸管导通角越大的目的。该触发电板最大输

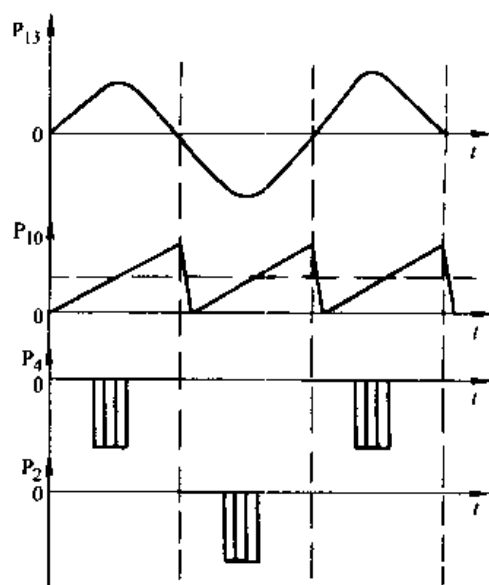


图 4-82 KM-18-2 的典型工作波形

出脉冲电流可达 800mA , 能够可靠地触发大功率晶闸管, 可广泛地应用于单相半控整流电路、单相全控整流电路、单相交流调压电路等方面, 也可用于触发双向晶闸管。触发双向晶闸管时, 两个输出端应连在一起, 只需一个脉冲变压器。应用在单相全控整流桥中时, 每个脉冲变压器二次侧应有两个绕组, 分别触发整流桥对角线上的两个晶闸管。当负载为电感性时, 必须用 $180^\circ - \alpha$ 的宽脉冲触发晶闸管, 为此应将引脚 7 接地。

图 4-84 给出了应用 KM-18-2 构成的 KM-33 三相晶闸管触发电板。该触发电板由三个 KM-18-2 厚膜触发

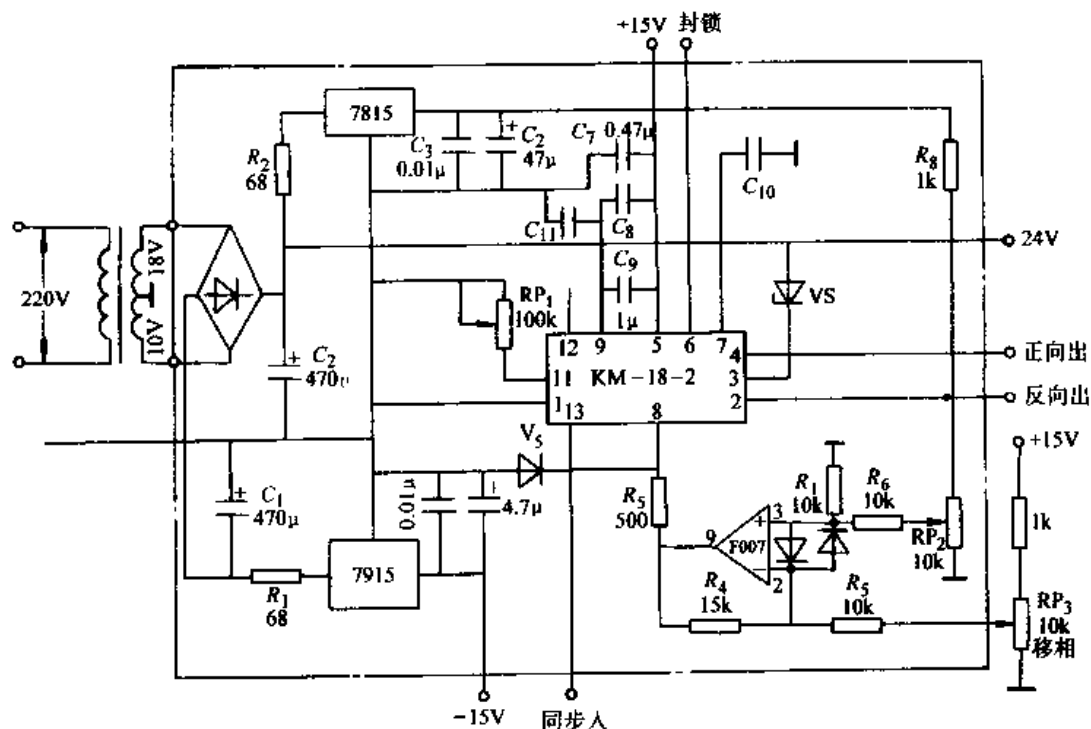


图 4-83 KM-18-2 应用实例——KM-34 晶闸管触发电板的原理

器、运算放大器、三端稳压器及阻容元件组成。它具有六路输出,能够可靠地驱动六个大功率晶闸管,广泛地用于三相全控整流桥、三相交流调压等方面。三相同步电压应分别加到三个厚膜触发器的引脚13上。三个厚膜触发器的引脚12(基准电压)也应连接在一起。厚膜触发器引脚11上接的100k Ω 电位器是用来调节锯齿波斜率的。为了保证六路输出脉冲的不均衡度 $\leq 2^\circ$,

使用中应适当调整这三个电位器,这样能够有效地克服因输出脉冲不均衡而带来的直流分量过大的问题。在该触发板中,由于TCA785中锯齿波的线性度很好,同时由于输出脉冲的前沿很陡,因而变流设备中的晶闸管能够迅速导通。此外,该触发板还具有移相范围宽、输出脉冲宽度大、抗干扰能力强、漂移小、输出功率大等优点。

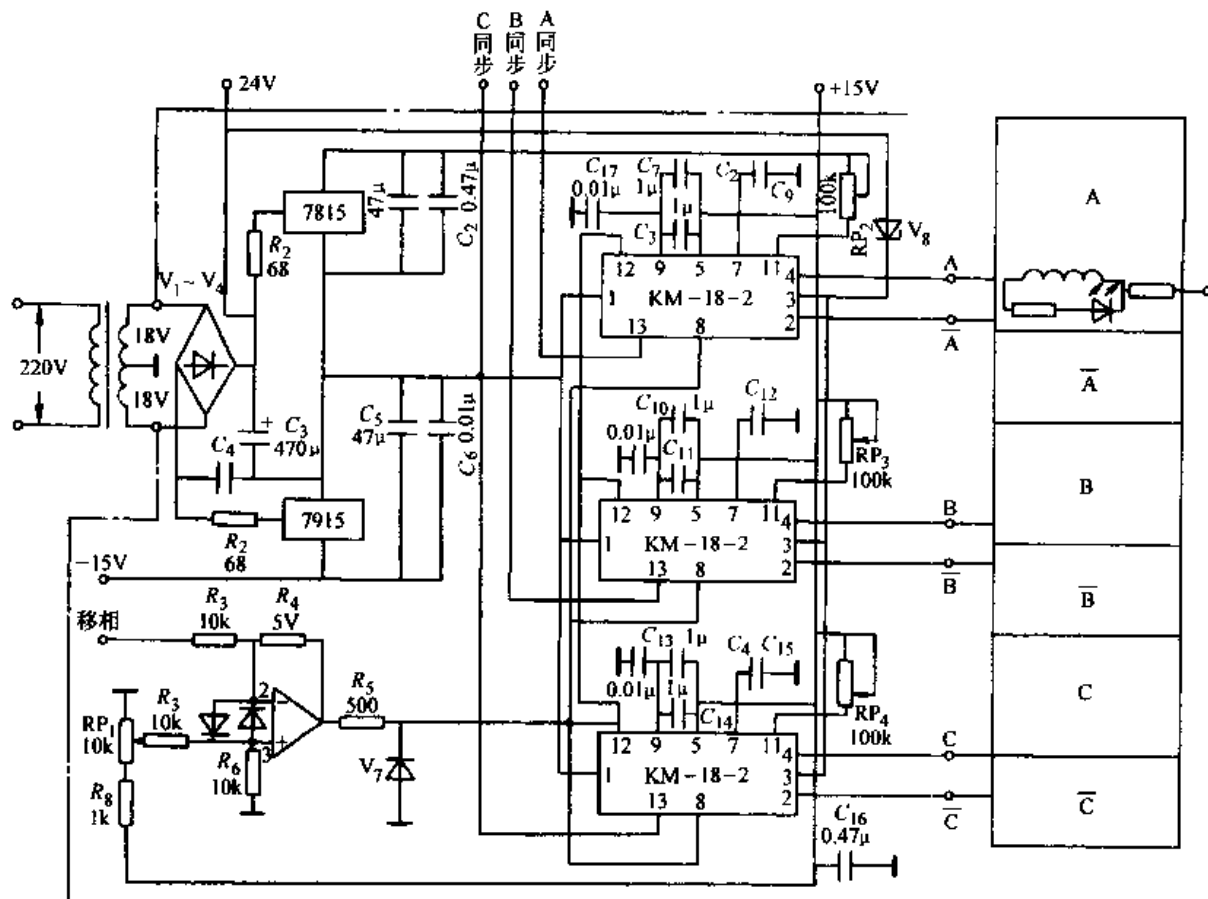


图 4-84 KM-33 晶闸管触发板的组成

4.19 KM-18-3 可补双脉冲晶闸管厚膜移相触发器集成电路

KM-18-3 采用单列直插式厚膜电路封装,内部集成有功率放大单元,输出可直接驱动脉冲变压器。外围元件极少,抗干扰性能极强,它的锯齿波不受电

网波形畸变的影响,电路设计可对同步信号产生相移,所以三个 KM-18-3 同时用于三相系统时可保证三相平衡。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KM-18-3 晶闸管厚膜移相触发器的引脚排列如图 4-85 所示,它采用单列直插式标准 19 引脚封装。各引脚的名称、功能及使用方法见表 4-15。

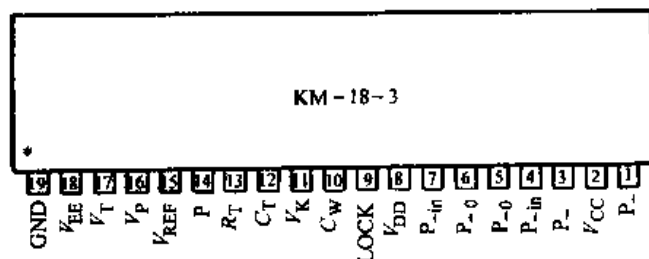


图 4-85 KM-18-3 的引脚排列

表 4-15 KM-18-3 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功能或用法
19	GND	地端	使用中, 接工作电源地
18	V_{EE}	负电源连接端	使用中, 接工作负电源, 一般取 $-12 \sim -15V$
17	V_T	同步信号输入端	应用时通过一个电阻接同步电源, 三相应用时还需通过一个电容接一个可调电位器中点, 该可调电位器接于引脚 16 与地之间
16	V_P	同步信号移相电位器连接端	单相使用时, 悬空; 三相使用时, 通过一个可调电位器接地, 可调电位器的中点通过一个电容接引脚 17
15	V_{REF}	参考电压输出端	该端输出一个参考电压, 使用中接给定电位器作为给定电压, 亦可悬空
14	P	调制脉冲输出端	如需 KM-18-3 输出调制脉冲, 可在该端输入一个 $5 \sim 10kHz$ 的方波, 如不需 KM-18-3 输出调制脉冲, 该端可悬空
13	R_T	锯齿波斜率调节电阻连接端	通过一个阻值为 $100k\Omega$ 的可调电位器接地
12	C_T	锯齿波电容连接端	通过一个电容接地
11	V_K	给定移相信号输入端	开环应用时, 接给定电位器中点; 闭环应用时, 接调节器输出
10	C_w	输出脉宽调节电容连接端	通过一个电容接地, 一般该电容取 $1500 \sim 4700pF$, 当该端接地时, KM-18-3 输出宽脉冲
9	LOCK	输出脉冲封锁端	接保护电路输出, 低电平有效
8	V_{DD}	工作正电源连接端	接用户控制正电源, 一般取 $+12 \sim +15V$
7	P_{+in}	正补脉冲输入端	该端在三相使用时, 输入对应同步电压正半周的补脉冲; 在单相使用时, 悬空
6	P_{+o}	正补脉冲输出端	该端在三相使用时, 输出对应同步电压正半周的补脉冲; 在单相使用时, 悬空
5	P_{-o}	负补脉冲输出端	该端在三相使用时, 输出对应同步电压负半周的补脉冲; 在单相使用时, 悬空
4	P_{-in}	负补脉冲输入端	该端在三相使用时, 输入对应同步电压负半周的补脉冲; 在单相使用时, 悬空
3	P_-	负脉冲输出端	该端输出对应同步电压负半周的触发脉冲, 接脉冲变压器一端
2	V_{CC}	功率放大级电源输入端	该端通过一个阴极接于该端的稳压管后接 $+24V$, $+24V$ 同时连接到所有脉冲变压器的一个端
1	P_+	正脉冲输出端	该端输出对应同步电压正半周的触发脉冲, 接脉冲变压器一端

2. 内部结构和工作原理

KM-18-3 的内部结构和工作原理电路如图 4-86 所示。由图可知,该厚膜电路内集成有一个 TCA785、一个运算放大器、两个功率放大晶体管及相应的电阻、电容等。其工作原理可分析为:来自同步电网的同步电压经 TCA785 变为锯齿波与引脚 11 的移相电压比较后,根据引脚 10 所接电容大小和引脚 14 是否加调制脉冲而输出相应的脉冲,该脉冲经功率放大晶体管进行功率放大后输出,可直接带动脉冲变压器。另外还应看到,由于内部引入了 $VD_1 \sim VD_4$,故内部 TCA785 的引脚 14 和引脚 15 的输出信号 Q_1 和 Q_2 除通过 VD_2 和 VD_3 加到本相触发电路中的输出晶体管 V_1 和 V_2 外,还通过 VD_1 和 VD_4 加到另一相触发电路中的输出晶体管 V_1 和 V_2 ,这样用于三相系统时便可输出双脉冲。此外,来自电网的同步电压经 IC_1 变为梯形波电

压,所以可使同步电压不受电网波形畸变的影响。外接的 RP_3 和电容 C_0 可对同步电压进行移相,以保证三相使用时可微调同步电压而保证三相平衡,单相应用时可不接这个环节。

3. 主要设计特点和参数限制

- (1) 主要设计特点
 - 1) 厚膜集成对环境适应性强。
 - 2) 输出脉冲宽度可方便地调节。
 - 3) 可外加调制脉冲进行输出脉冲调制。
 - 4) 有独立的封锁端,便于用来进行故障保护。
- (2) 主要参数和限制
 - 1) 工作电源电压: $\pm 15V \pm 10\%$
 - 2) 电源电流: $\leq 10mA$
 - 3) 同步电压: 任意值 (由同步电阻的阻值决定)
 - 4) 同步输入电流: $\leq 500\mu A$

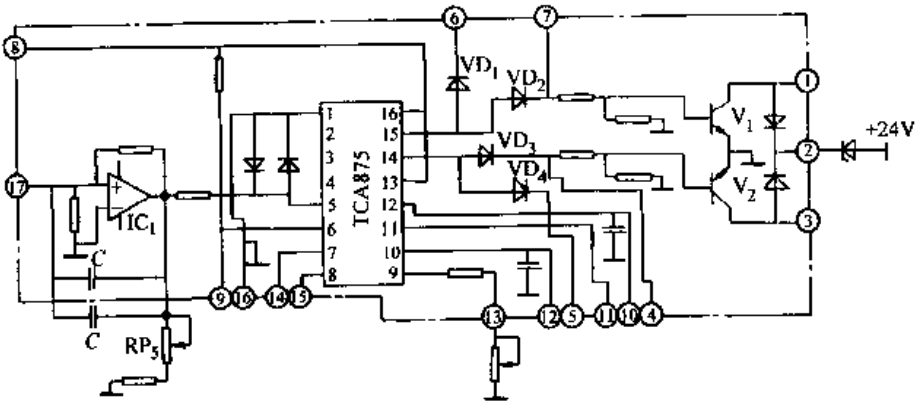


图 4-86 KM-18-3 的内部结构和工作原理电路

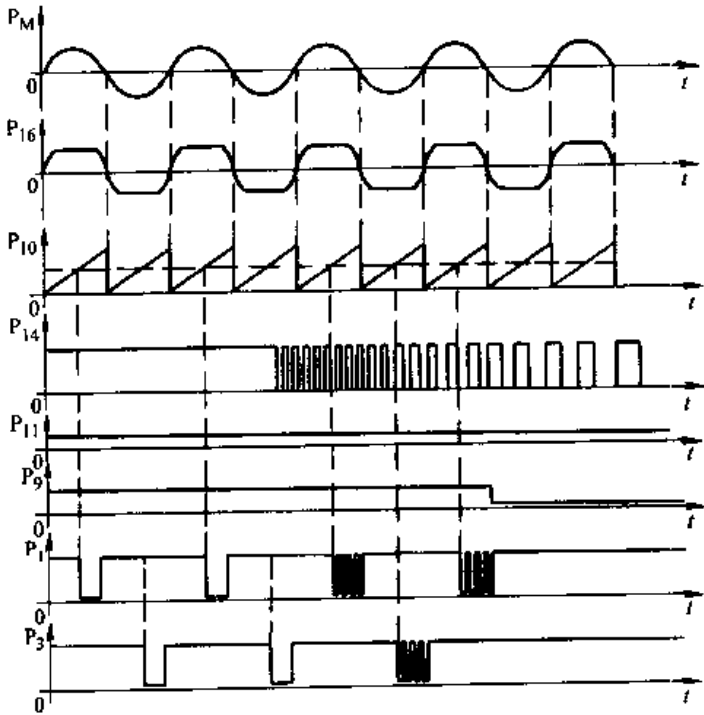


图 4-87 KM-18-3 正常工作时各引脚的典型波形

- 5) 移相范围: $0 \sim 180^\circ$
- 6) 锯齿波电压幅值: $\leq 10V$
- 7) 输出脉冲宽度: $550\mu s \sim (180^\circ \sim \alpha) / 360^\circ \times 10^3 \times 20$
- 8) 输出脉冲幅值: $\geq 12V$
- 9) 输出脉冲前沿上升时间: $\leq 1\mu s$
- 10) 最大输出电流: $\geq 1.5A$
- 11) 允许使用温度: $-10 \sim +70^\circ C$

4. 应用技术

(1) 正常工作波形 图 4-87 给出了 KM-18-3 正

常工作时各引脚的典型波形。

(2) 应用举例 KM-18-3 的上述性能, 决定了它可以方便地用于单相或三相晶闸管类电力电子设备中作为触发单元。应注意的是, KM-18-3 工作为负逻辑, 即控制电压越高, 晶闸管的导通角越小。图 4-88 给出了应用 KM-18-3 制成的 KM-CFB2-1 三相全控(半控)桥触发板的原理图, 图中应用 F741 构成差分器, 以解决 KM-18-3 的负逻辑问题, 还应用 555 作为调制列脉冲发生器, 所以该触发板输出为双脉冲列, 触发板的输出可直接带动脉冲变压器。

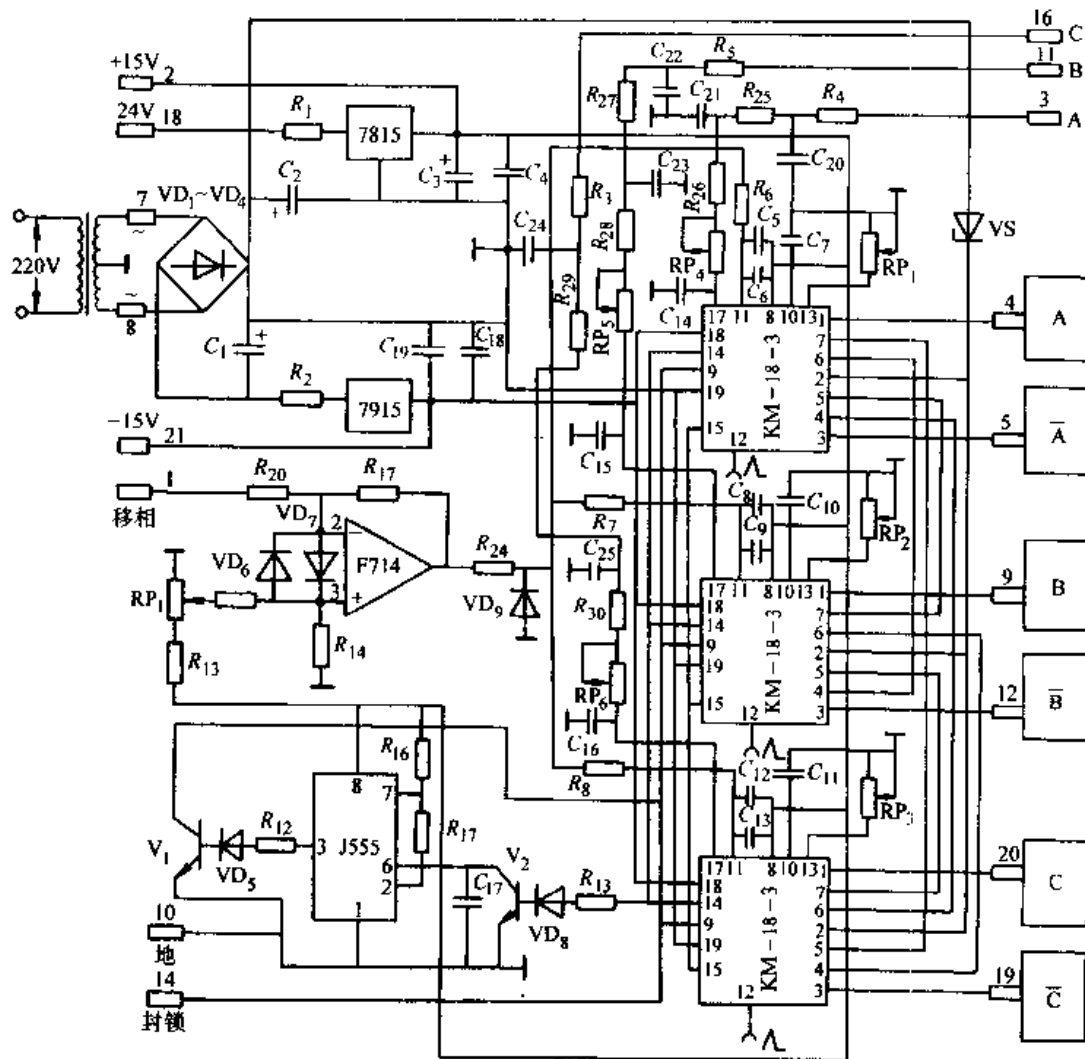


图 4-88 应用三只 KM-18-3 制成的三相触发板 KM-CFB2-1 的原理图

4.20 KTM03 性能优良的双向晶闸管无级调功触发器模块^[4-7]

KTM03 是一种多功能的无级调功模块, 它既可工作于移相触发控制方式, 也可工作于过零触发控制(比例控制)方式, 它还具有闭环稳压功能, 从而可使输出电压稳定在所调定的电压上。

KTM03 具有移相触发和零触发两种功能, 并可

提供一组直流电源。该模块输出级采用了光隔离技术, 省去了脉冲变压器, 实现了前后级的“电气绝缘”, 可与计算机接口, 对控制对象进行遥控、数控及闭环控制。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KTM03 采用双列直插式模块封装, 对外共引出 10 个引脚, 其引脚排列与外形如图 4-89 所示。

各引脚的名称、功能及用法如下。

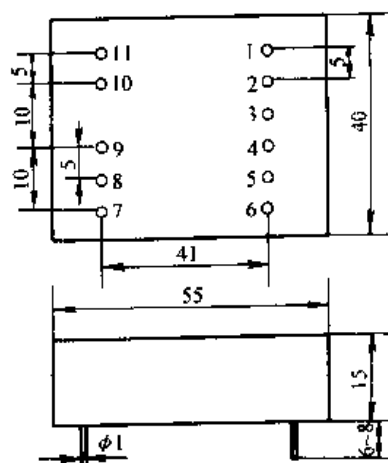


图 4-89 KTM03 的引脚排列

引脚 1 (V_{IN1})、引脚 2 (V_{IN2})：交流输入端。该端输入一个交流电压，既可作为脉冲输出同步，又提供模块内的工作电源，使用中接同步与电源变压器的二次侧。

引脚 3 (V_O)：稳压输出端。该端输出一个直流稳压信号 (+12V、50mA)，可提供给用户作为控制系统的电源。

引脚 4 (V_G)：给定模拟输入电压。该端输入的电压可以改变输出脉冲的相位，使用中，在该模块用作开环控制时，直接接给定电位器的中点电压。

引脚 5 (V_H)：闭环控制反馈电压输入端。使用中接用户电压反馈值。

引脚 6 (GND)：整个模块的工作参考地端。使用中，与用户系统地端直接相连。

引脚 7：触发脉冲输出端 (1)。使用中，直接接被触发的双向晶闸管门极。

引脚 8：触发脉冲输出端 (2)。使用中，通过一个适当阻值的电阻，接双向晶闸管的一个主电极及电网中连接到该主电极的那一相。

引脚 10 (V_D)：控制电平端。该端接高电平时，KTM03 正常输出触发脉冲；该端接低电平时，KTM03 输出脉冲被封锁。使用中，接用户保护电路的输出端。

引脚 11 (V_Z)：过零检测输出端。该端输出与电网电压同频率的方波脉冲信号，可用作与其他电路同步的同步信号。

2. 内部结构和工作原理

KTM03 的内部结构和工作原理框图如图 4-90 所示，它由内部稳压器、减法器、同步检零电路、锯齿波电路、比较器、门控电路及隔离输出器等组成。

KTM03 的工作原理：同步检零电路在输入交流电源过零时输出一列与电源电压过零点同步的检零脉

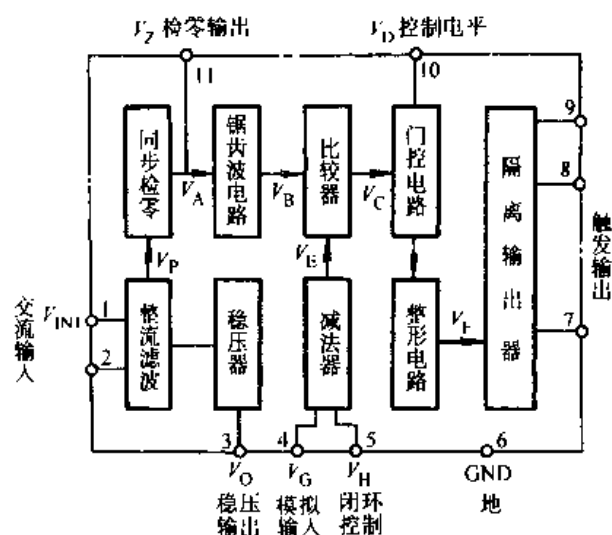


图 4-90 内部结构和工作原理框图

冲 V_A 。 V_A 分为两路：一路从 KTM03 的引脚 10 直接输出；另一路送入锯齿波电路。预置的模拟输入信号 V_G 和闭环反馈信号 V_H 在减法器中合成为 V_F ， V_E 与锯齿波输出电压 V_B 在比较器中进行比较，当这两个电压相等时，可产生触发脉冲 V_C 。触发脉冲 V_C 受门控电路 V_D 的控制，当 V_D 为高电平时，触发脉冲 V_C 有效，反之则无效。因通常调压调功装置的控制对象可以是阻性负载，也可以是感性负载，为提高工作可靠性，要求触发脉冲应有一定的宽度和前沿陡度，所以在 KTM03 中还加入了整形电路，整形后的输出脉冲信号 V_F 即可满足上述的要求。图中的隔离输出器是一个光控的晶闸管输出器，它接收到触发脉冲信号 V_C 后，晶闸管呈导通状态。该级不仅能实现前、后级的电气隔离，而且由于其漏极开路输出，给使用者带来很大的方便。

KTM03 无级调压调功模块内部各点的工作电压波形如图 4-91 所示。KTM03 中隔离输出器的内部等效电路如图 4-92 所示。KTM03 输入控制电压 V_G 与导通角的关系曲线如图 4-93 所示。

3. 主要设计特点和参数限制

KTM03 有三种规格，分别为 KTM03、KTM03A 及 KTM03B，所以其参数有所不同。

(1) 主要设计特点

- 1) 模块式结构，对环境的适应性强。
- 2) 输出可直接触发晶闸管，无需脉冲变压器。
- 3) 对同步要求低，使用方便。

(2) 主要电参数和限制

表 4-16 给出其主要电参数和限制。

4. 应用技术

KTM03 的上述优良性能与特点，决定了它可以

移相触发模式用于开环和闭环调压调功系统中，而且还可以过零触发模式工作。现举例说明其典型应用。

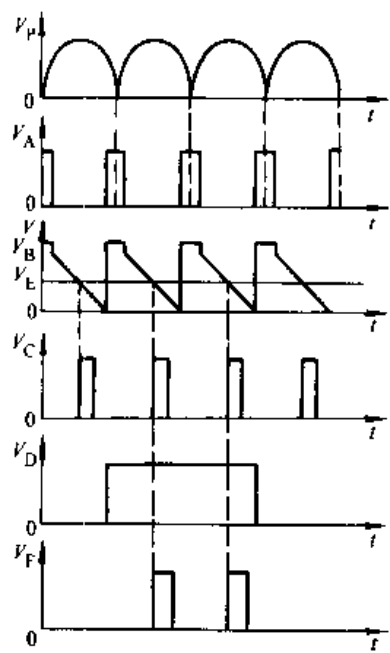


图 4-91 模块内部各点的工作电压波形

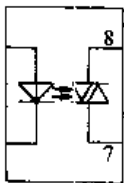


图 4-92 隔离输出器
内部等效电路

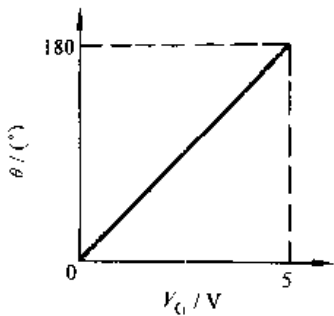


图 4-93 输入控制电压与
导通角 θ 的关系曲线

表 4-16 KTM03 的主要参数表

项 目 \ 型 号	KTM03	KTM03A	KTM03B	备 注
移相范围	1~180°	1~180°	1~180°	$V_{IN}=DC\ 0\sim+5V$
输出触发电流 (rms)	100mA	1A	1A	
输出端峰值耐压	$\geq 400V$	$\geq 400V$	$\geq 600V$	
触发脉冲宽度	$\geq 1.5ms$	$\geq 1.5ms$	$\geq 1.5ms$	
隔离电压	2500V	2500V	2500V	
控制电平 (V_G)	$V_H>4V\ V_L<0.7V$	$V_H>4V\ V_L<0.7V$	$V_H>1V\ V_L<0.7V$	高电平有效
环境温度	0~70℃	0~70℃	0~70℃	

(1) 移相触发模式用于开环无级调压调功系统中
KTM03 的开环移相触发无级调压电路如图 4-94 所示。调节电位器 RP_1 可改变预置模拟输入电压的大小，由此可改变负载 R_L 两端的电压。图 4-94 所示的开环移相触发无级调压电路，如遇到有干扰信号或电源电压波动时，负载 R_L 两端的电压会随之波动。

(2) 移相触发模式用于闭环无级调压调功系统中
在此系统中，可采用图 4-95a 所示的闭环移相触发无级调压电路。该电路的工作原理是：调节 RP_1 使负载 R_L 两端的电压 V_{RL} 为某一电压值，因图 4-95 中 V_H 正比于 V_{RL} ，当某种原因使 V_{RL} 高于调定值时， V_H 升高，KTM03 内的 V_E (见图 4-90) 电平降低，双向晶闸管 VT 的导通角减小，从而可使 V_{RL} 降到调定值；同样，当某种原因使 V_{RL} 低于调定值时， V_H 减小、 V_E 升高，VT 的导通角增加，使 V_{RL} 升高到调定值，从而达到闭环控

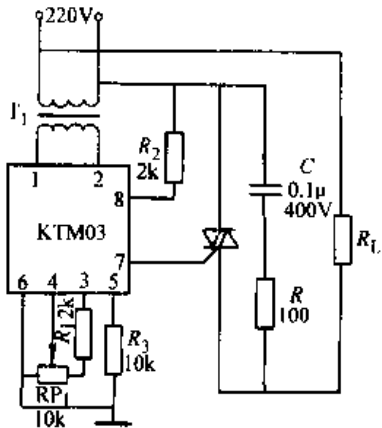


图 4-94 开环移相触发
无级调压电路

制稳压的目的，图 4-95b 给出了其工作波形。

(3) 过零触发 (零电压触发) 模式用于调压调功系

统中 上述两种电路均为移相触发控制方式, 它的优点是电路组成简单、安装使用方便, 但是它对周围环境的辐射干扰较大, 且晶闸管和负载要承受较大的冲击电压或冲击电流。为改进上述缺点, 可采用零电压触发控制 (比例控制) 方式, 其电路原理图如图 4-96 所示。所谓零电压触发控制就是在交流电压过零时, 触发晶闸管导通, 通过控制晶闸管的通断比来达到无级调压调功的目的。在此方式中, 负载 R_L 上获得的功率 P_L 由晶闸管 VT 导通的周波数 n_1 与阻断的周波数 n_2 之比决定, 其表达式为

$$P_L = (n_1/n_2) P$$

式中 P —— 晶闸管在周期内连续导通时负载 R_L 获得的额定功率值。

在图 4-96 中所示的电路中, 555 时基集成电路与其外围元器件组成了一个占空比可调的低频振荡电路。实际应用时, 首先调整电位器 RP_1 使晶闸管 VT 的导通角最大, 然后通过调节电位器 RP_2 来改变控制信号 V_D 的占空比, 从而对负载 R_L 实现功率无级调节。过零触发控制方式是相对于移相触发控制方式而言的, 它的主要优点是对周围的环境无辐射干扰, 并且晶闸管和负载都不会承受大的冲击电压或冲击电流。

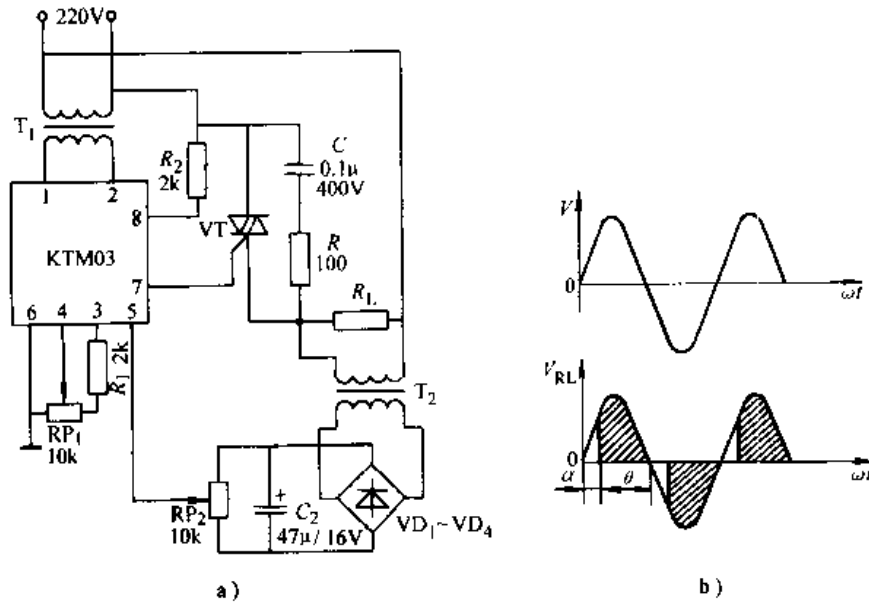


图 4-95 闭环移相触发无级调压电路及工作波形

a) 原理电路图 b) 工作波形

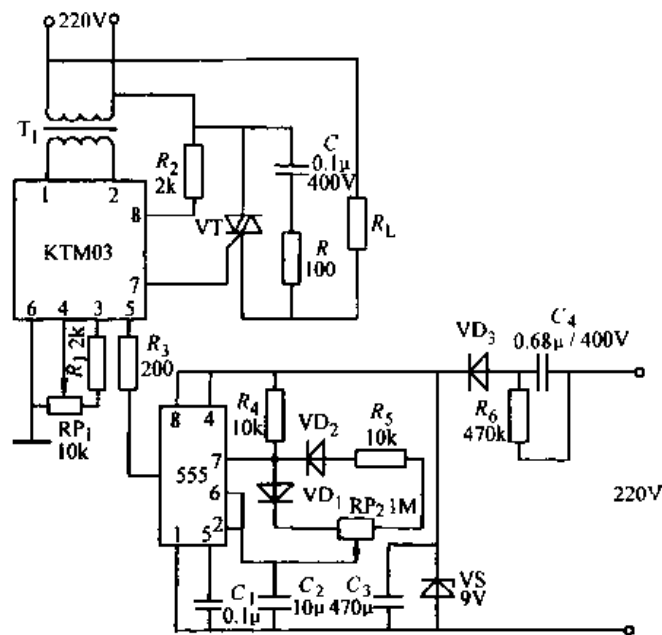


图 4-96 过零触发控制 (比例控制) 方式电路原理图

在上述图 4-94~图 4-96 所示的各电路中,双向晶闸管 VT 额定电流值的选取应视负载的功率大小而定。图中的电阻 R 和电容 C 是 VT 的吸收保护电路,用以防止冲击电流或浪涌电压损坏 VT,而电阻 R_2 用来限流,其阻值为

$$R_2 = V / (\alpha I)$$

式中 α —— 一般取 $1 \sim 4$;

V —— 电网电压有效值;

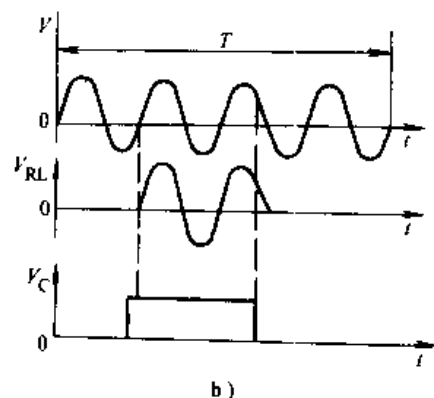
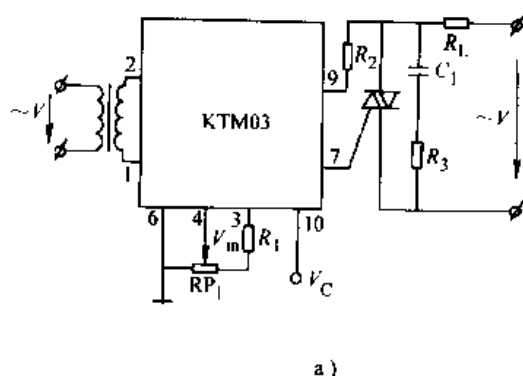


图 4-97 “固定周期式” 过零触发调功装置的接线图及工作波形

a) 接线图 b) 工作波形

载功率因数角), 当 φ 角较大时, 往往造成晶闸管换相失效、控制不灵, 此时应采用零电流触发, 调整方法如图 4-98 所示。调整图 4-97 中的 RP_1 , 使 KTM03 输出的触发脉冲滞后于交流电压过零点一个 α' 角, 当 α' 等于 φ 时可实现零电流触发。

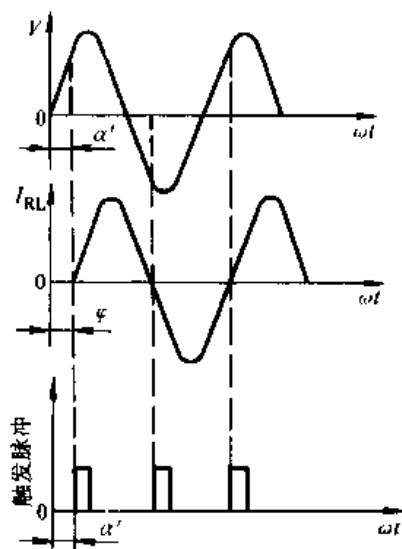


图 4-98 零电流触发的调整方法

用于任意负载, 所以它可以避免传统的自耦调压器体积大、重量重、材料消耗多、功耗大、活动部件寿命短及安装不便等固有缺点, 又可扬弃简单的晶闸管调压器可用于手动调节电阻性负载的电压, 如调光、调温, 但不适合于计算机控制的不足。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

ACRV01 采用双列直插 8 引脚模块型封装, 它的引脚排列如图 4-99 所示。

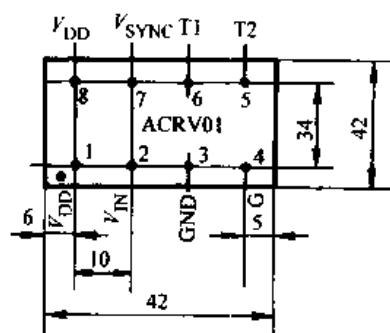


图 4-99 ACRV01 的引脚排列

各引脚的名称、功能和用法如下。

引脚 1 (V_{DD})、引脚 8 (V_{DD}): 电源端。该两端提供 ACRV01 内部电路工作的电源, 使用中, 接用户为 ACRV01 提供的工作电源。

引脚 2 (V_{IN}): 移相控制电压输入端。开环使用时, 接用户调节输出的给定电位器的中点; 闭环使用时, 接调节器的输出端。

4.21 ACRV01 负载为纯感抗时可程控的调压触发器模块^[4-8]

ACRV01 调压触发器模块, 既可用电位器调节, 又可用计算机控制, 而且与被控制部分完全隔离, 可适

引脚 3 (GND): 输入级参考地端。接用户移相触发脉冲形成部分的输出端。

引脚 4 (G): 触发脉冲输出端。该端输出与同步信号及移相控制电压 V_{IN} 相适应的触发脉冲, 使用中直接接双向晶闸管的门极。

引脚 5 (T2)、引脚 6 (T1): 分别为 ACRV01 输出触发脉冲的两个参考阴极。使用中, 直接接双向晶闸管的两个主电极;

引脚 7 (V_{SYNC}): 同步电压信号输入端。使用中, 接用户同步变压器的二次侧, 同步变压器二次电压可为 18V。

2. 内部结构和工作原理

ACRV01 的结构和工作原理框图如图 4-100 所示。从图可知, 从原理上讲, 它的内部电路由同步检测电路、锯齿波产生电路、移相控制放大、微分及放大、隔离电路五个部分组成。其工作原理: 同步检测电路检测出同步信号电压的过零点, 经锯齿波产生电路变为锯齿波。该锯齿波与用户给定的移相电压在移相控制放大环节中进行比较形成触发脉冲, 该触发脉冲经微分与放大电路处理后, 由隔离电路的二次侧去触发晶闸管, 从而使双向晶闸管按用户在 V_{IN} 端设定的值导通, 完成对负载电压的控制。

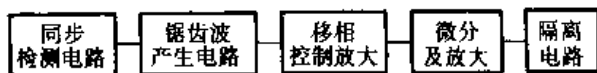


图 4-100 内部结构和工作原理框图

3. 功能特点

ACRV01 隔离调压触发模块, 适用于双向晶闸管或反并联晶闸管的交流相位控制。它的锯齿波线性好、移相范围宽、控制方式简单, 低压控制部分与其输出 (晶闸管触发脉冲部分) 的隔离电压峰-峰值达 7500V。

4. 应用技术

(1) 典型应用 ACRV01 的典型应用接线图如图 4-101 所示。

(2) 应用中应注意的问题 使用中如负载为感性

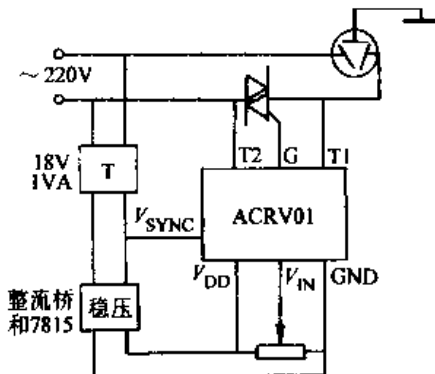


图 4-101 ACRV01 的典型应用接线图

时, 由于其电流滞后电源电压 90° (纯感性), 当晶闸管的输入控制信号变化很大时, 它在小于维持电流时关断, 此时器件承受 dv/dt 很高的反向电压。双向晶闸管属于四象限工作的器件, 该电压将造成双向晶闸管换相恢复时间长, 甚至换相失败。一般晶闸管由于处在单极型工作状态, 此时仅受静态电压上升率所限制 (典型值为 $200V/\mu s$), 比双向晶闸管的换向 dv/dt 指标高 5~20 倍, 因此适宜采用两个反并联的单向晶闸管线路。

(3) 实际应用举例 ACRV01 隔离型调压模块的上述优良性能, 决定了它可以方便地用来进行手动调压和自动调压。

1) 手动调压实例: 现在大多数大专院校、科研单位的实验室调压设备均采用又大又笨重的自耦调压器, 安全性差、调节不方便, 采用 ACRV01 制造的实验室调压设备, 不仅体积小, 重量轻, 而且可按键控制调压, 面板可做得很漂亮, 其电路如图 4-102 所示。

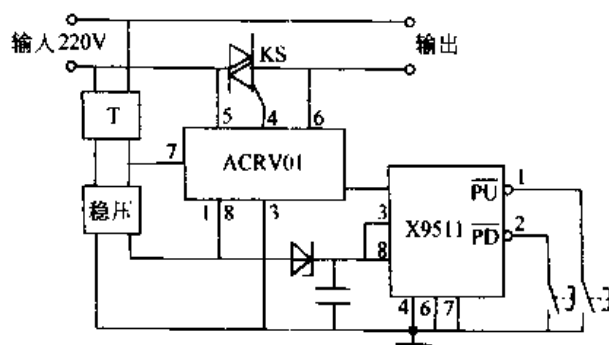


图 4-102 使用 ACRV01 的调压电路

图中, X9511 是一个按钮控制的电位器, 包含 31 个电阻阵列, 在每个单元之间和两个端点都有可被滑动单元访问的抽头点, 滑动单元的位置由 $\overline{PU}$ 、 $\overline{PD}$ 输入控制, 滑动端的位置可以被存储在一个 E^2PROM 中, 因而在下一次上电工作时被重新调用。

通过两个按钮的不同闭合, X9511 的滑动输出端在电阻阵列上即可相应地升降, 这样由分压电路从滑动输出端输出不同的电压到 ACRV01 中控制 KS 的工作, 进而控制负载的电压。

2) 自动调压实例: 使用 MCU 控制数字电位器来控制调节变压器 T_1 的输入电压, 以便控制 T_1 的负载状况, 这是在某项目系统中设计的一个关键功能模块, 与此有关的电路如图 4-103 所示。

T_1 为大功率高输出电压的变压器, 其负载的供电必须是连续的, 这样就不能使用过零触发方式或 PWM 方式控制。使用控制电机带动自耦变压器来调节 T_1 输入电压的方法显然要复杂得多, 经过多方咨询, 了解到 ACRV01 的情况后, 使用 D/A 转换器与

ACRV01 配合,使工作量减少很多。后来用可控的数字电位器取代 D/A 转换器,使得工作更简单,成本更低。目前几套这样的系统连续工作了四年多,这部分从来没有出现过任何故障,表明此设计是可行的。

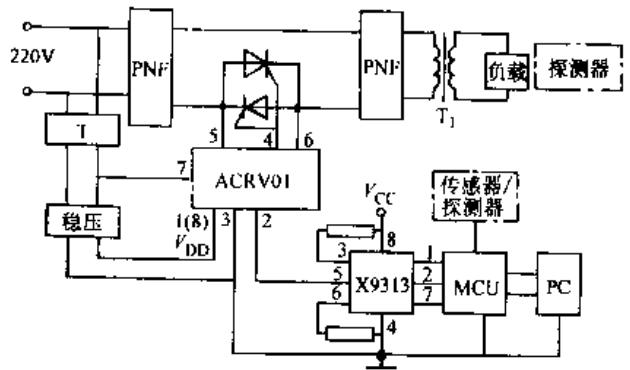


图 4-103 自动调压应用原理举例

使用 ACRV01 模块,可以设计出很多实用而且附加值高的产品。

4.22 CF 系列晶闸管触发器模块^[4-9]

CF 系列晶闸管触发器模块是 ZF 系列的改进和完善型产品,是专为晶闸管和晶闸管整流模块配套使用而设计的固态器件。全系列分为印制电路板上焊接式(A 型)和机箱中直接安装式(B 型)两大类,16 个品种,32 个规格,分别与大、中、小功率,单、双向晶闸管配套使用,既可用于调相触发,又可用于调功触发,广泛应用于可控整流、逆变、调功及调相场合,适用于星形和三角形两种负载的联结方式。

CF97011A/B 型是用于单相单个晶闸管的触发器,每个交流周期内,产生 1 个正触发脉冲;CF97022A/B 型用于单个双向晶闸管的触发器,每个交流周期内,产生两个相位相差 180°的正负触发脉冲;CF97033A/B 型是用于三相全控桥式整流与逆变装置的触发器,每个交流周期内产生三路相位相差 120°的六个(移相差范围为 0°~180°)双触发脉冲;CF97044A/B 型是用于三相半控桥共阳极连接方式的触发器,每个交流周期内产生三个相位相差 120°(移相范围为 0°~180°)的触发脉冲;CF97055A/B 型是用于三相半控桥共阴极联结方式的触发器,每个交流周期内产生三个相位相差 120°的触发脉冲;CF97066A/B 型是用于单相全控桥整流与逆变方式的触发器,每个交流周期内产生四个相位相差 180°的触发脉冲;CF97077A/B 型是用于单相半控桥共阳极联结方式的触发器,每个交流周期内产生两个相位相差 180°的触发脉冲;CF97088A/B 型是用于单相半控桥共阴极联结方式的触发器,每个交流周期内产生两个相位相差 180°的触发脉冲。

1. 引脚的排列、名称、功能和用法

在 CF 系列触发器的 32 个规格中,每种引脚的电气特性都相同,但引脚的数目多少和功能各不相同。限于篇幅,这里仅以 CF97033A/CF97033B 型为例,其引脚名称、电气特性和用法以及外形和安装尺寸如表 4-17、表 4-18 及图 4-104 所示。其他型号请查阅产品使用说明书。

表 4-17 CF97033A 的引脚名称、电气特性和用法

序号	符号	名 称	电 气 特 性	用 法
1	NC	空端		使用中悬空
2	A	A 相同步入端	AC 10~18V $I>1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 A 相或同步变压器二次侧 a 相
3	N	交流零线端		通过一个电阻接电网零线或同步变压器(Y 形联结)的中性点
4	B	B 相同步入端	AC 10~18V $I>1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 B 相或同步变压器二次侧 b 相
5	V_{GND}	直流地端		接用户为该触发器提供的工作电源地端
6	C	C 相同步入端	AC 10~18V $I>1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 C 相或同步变压器二次侧 c 相
7	V_{f}	反馈输入端	DC 0~-5V	闭环使用时,接用户反馈电压或电流信号(负极性);开环使用时,该引脚直接接地
8	V_{a}	移相控制端	DC 0~5V (有反馈时) DC 0~12V (无反馈时)	接用户给定电位器的中点信号或给定积分器的输出信号
9	L	脉冲封锁端	DC 0V 时有输出 5V 时无输出	接用户保护电路的输出,保护信号高电平(5V)有效
10	V_{CC}	直流电源端	DC 13~18V; $I\geq 0.5\text{A}$	接用户为该触发器模块提供的直流工作电源正端

(续)

序号	符号	名称	电气特性	用 法
11	K ₂	--C 触发负端	脉冲幅值: DC 14V/500mA/1ms	接对应电网 C 相负半周的晶闸管阴极
12	G ₂	C 触发正端		接对应电网 C 相负半周的晶闸管门极
13	K ₃	C 触发负端		接对应电网 C 相正半周的晶闸管阴极
14	G ₃	C 触发正端		接对应电网 C 相正半周的晶闸管门极
15	K ₄	--B 触发负端		接对应电网 B 相负半周的晶闸管阴极
16	G ₄	--B 触发正端		接对应电网 B 相负半周的晶闸管门极
17	K ₃	B 触发负端		接对应电网 B 相正半周的晶闸管阴极
18	G ₃	B 触发正端		接对应电网 B 相正半周的晶闸管门极
19	K ₄	--A 触发负端		接对应电网 A 相负半周的晶闸管阴极
20	G ₄	--A 触发正端		接对应电网 A 相负半周的晶闸管门极
21	K ₁	A 触发负端		接对应电网 A 相正半周的晶闸管阴极
22	G ₁	A 触发正端		接对应电网 A 相正半周的晶闸管门极

表 4-18 CF97033B 的引脚名称、电气特性和用法

序号	符号	名称	电气特性	用 法
1	G ₁	A 触发正端	DC 14V/500mA/1ms	接对应电网 A 相正半周的晶闸管门极
2	K ₁	A 触发负端		接对应电网 A 相正半周的晶闸管阴极
3	A	A 同步入端	AC 10~18V $I > 1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 A 相或同步变压器二次侧 a 相
4	N	交流零线端		通过一个电阻接电网零线或同步变压器二次侧中性点
5	B	B 同步入端	AC 10~18V $I > 1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 B 相或同步变压器二次侧 b 相
6	V _{GND}	直流地端		接用户为该触发器模块供电的直流电源的参考地
7	C	C 同步入端	AC 10~18V $I > 1\text{mA}$	通过一个电阻接电网 C 相或同步变压器二次侧 c 相
8	V _f	反馈输入端	DC 0~ -5V	闭环使用时, 接用户被稳定量的取样信号(负极性); 开环使用时, 该脚直接接地
9	V _R	移相控制端	DC 0~5V (有反馈时) DC 0~12V (无反馈时)	接用户给定电位器中点或用户给定积分器的输出
10	L	脉冲封锁端	DC 0V 时有输出 5V 时无输出	接用户保护电路的输出, 保护信号高电平有效
11	V _{CC}	直流电源端	DC 13~18V; $I \geq 0.5\text{A}$	接用户为该触发器正常工作提供的电源的正端

序号	符号	名称	电气特性	用法
12	K_2	C 触发负端	脉冲幅值: DC 14V/500mA/1ms	接对应电网 C 相负半周晶闸管的阴极
13	G_2	-C 触发止端		接对应电网 C 相负半周晶闸管的门极
14	K_5	C 触发负端		接对应电网 C 相正半周晶闸管的阴极
15	G_5	C 触发正端		接对应电网 C 相正半周晶闸管的门极
16	K_6	-B 触发负端		接对应电网 B 相负半周晶闸管的阴极
17	G_6	-B 触发正端		接对应电网 B 相负半周晶闸管的门极
18	K_3	B 触发负端		接对应电网 B 相正半周晶闸管的阴极
19	G_3	B 触发正端		接对应电网 B 相正半周晶闸管的门极
20	K_4	-A 触发负端		接对应电网 A 相负半周晶闸管的阴极
21	G_4	-A 触发正端		接对应电网 A 相负半周晶闸管的门极

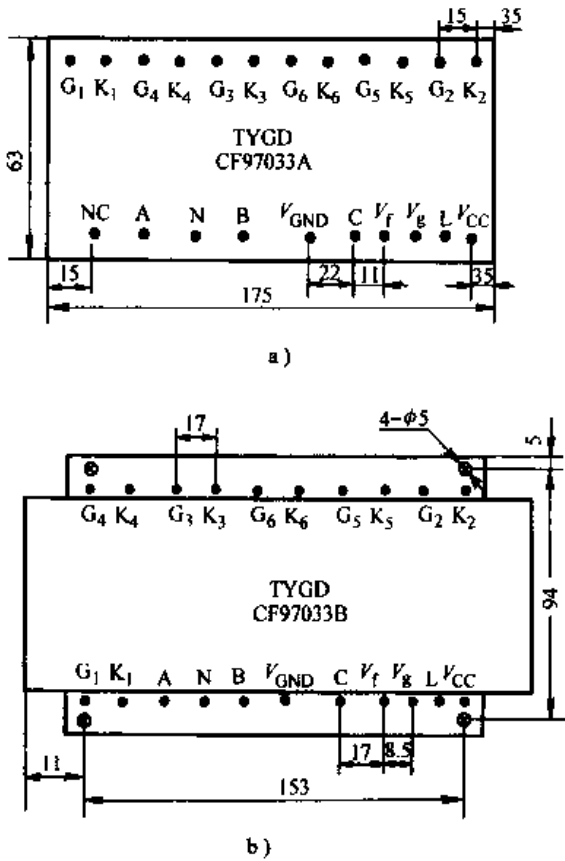


图 4-104 CF97033A/B 的外形及安装尺寸
a) CF97033A b) CF97033B

2. 内部结构和工作原理

CF 系列晶闸管触发器的内部结构及工作原理可按单相和三相来分类。单相系列的内部构成大同小异，三相系列内部构成基本类似。随着型号系列的不同，其引脚和内部构成稍有差异。限于篇幅，此处以

CF97033B 为例说明三相系列的内部结构和工作原理，其框图如图 4-105 所示。

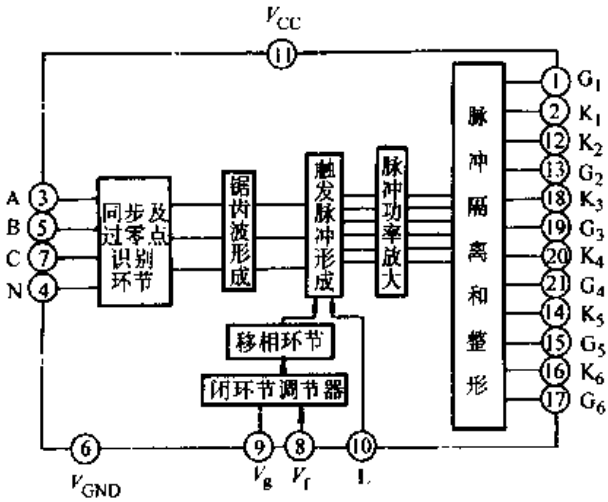


图 4-105 CF97033B 触发器模块
的内部构成框图

其工作原理可分析如下：来自三相电网或同步变压器二次侧的三相电压经同步及过零识别环节检测到过零点后，由锯齿波形成环节形成三路同步锯齿波，在触发脉冲形成单元内与移相环节的输出比较，产生六路触发脉冲。该脉冲经脉冲功率放大环节进行功率放大后，由脉冲隔离和整形环节进行电平匹配及隔离后输出，以适应三相全控桥式电路或其他电路拓扑结构中多个晶闸管的不同电位的需要。另外，应看到移相环节的控制电压来自把用户给定与实际输出电压或电流反馈进行比较调节的闭环调节器的输出，所以该类触发器可用于闭环系统，且具有很好的闭环控制效果。

3. 性能特点和参数限制

(1)性能特点 CF 系列触发器克服了传统的由单晶体管或晶体管组成的触发器的移相范围窄、线性度差、易受干扰等不足,与目前国内外市场上较为先进的同类产品(如西门子公司的 TCA785、TA787;上海电器科学研究所开发的 KC 系列产品等)相比较,具有功能强、性能好、技术先进、使用简便灵活及成本低等优点。

1)功能强:CF 系列产品内部已具备了触发电路的全部功能,如同步脉冲的产生、主触回路间的隔离、脉冲的功率放大等,另外,还有作闭环控制用的 PI 调节功能,过电流、过电压和故障封锁保护功能及相应的电磁兼容措施,具有较强的抑制干扰能力,无漏、误触发现象。

2)性能好:CF 系列产品既可用于调功触发,又可

用于调相触发。用于调功触发时,仅在移相控制输入端 V_k 上加直流 +5V 电压信号,即可实现晶闸管的过零导通和过零关断触发工作;如在 V_k 上加直流 0V 电压信号时,晶闸管则截止不导通。

3)技术先进:CF 系列触发器内部采用模拟电路,但电路中的各个工作点都工作在开关状态,既吸收了数字电路抗干扰能力强的优点,又克服了数字逻辑电路计数分频固定,容易造成因工频 50Hz 同步信号的偏差而引发的漏、误触发和因时间累计误差而引发的漏、误触发现象。此外,移相范围大、线性度好也是一般产品不能达到的。整个电路封装为一体,不易受酸、碱腐蚀,特别适应于化工、电镀、电解行业使用。

4)使用简便灵活:CF 系列触发器的功能强、品种多,使用时不需要外加任何元器件,即可满足各种联结方式和使用场合的要求,详见产品使用说明。

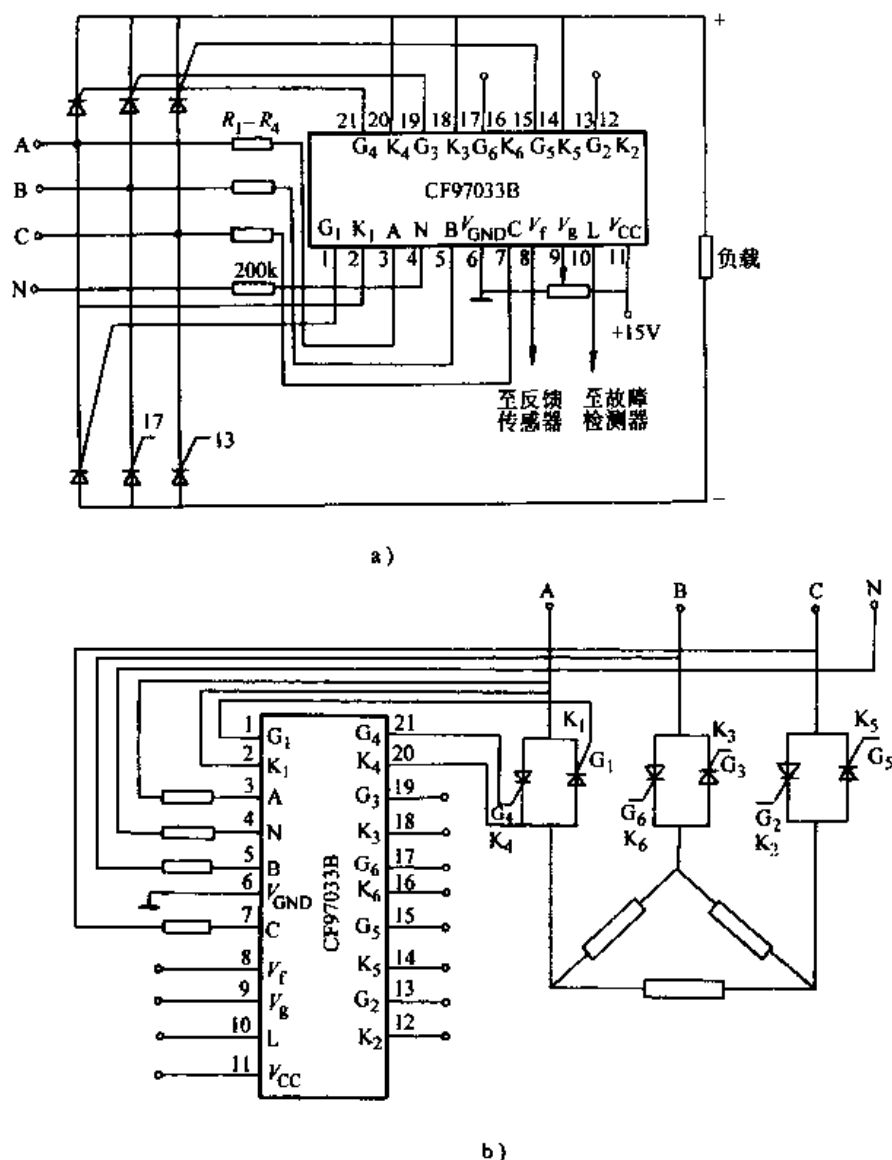


图 4-106 各种负载联结方式应用实例

a) 直流负载 b) 三角形交流负载

5) 成本低: 成本低, 包含生产厂家的生产成本和用户的使用成本两个方面的内容。对于生产厂家来说, CF 系列触发器内部采用了专用大规模集成电路芯片, 生产成本较低, 其主要表现是它的市场售价很低, 是同类产品的 30%~50%; 对于用户来说, 可省去费用较高的同步变压器和脉冲隔离变压器。使用 CF 系列触发器要比购买 TCA785 芯片自制触发电路板的费用还要低。

(2) 主要参数和限制 CF 系列晶闸管触发器模块用于调相触发时, 其主要技术参数为

- 1) 移相范围: $0^{\circ} \sim 180^{\circ}$
- 2) 移相线性度: $\phi = kV_g$ (是以 k 为斜率的直线)
- 3) 同步输入信号: 电压 AC 18V 或 AC 220V $\pm 20\%$; 频率 50Hz $\pm 10\%$
- 4) 输出触发脉冲: 幅度为 14V, 宽度为 1ms, 电流为 500mA, 极性为正, 平衡度 $< 0.1\%$
- 5) 输入移相控制电压 V_g : 无负反馈信号时为 DC 0~5V; 有负反馈信号时为 DC 0~12V
- 6) 故障封锁输入信号 V_k : DC 0V 或 DC +5V
- 7) 反馈输入信号 V_n : DC 0~-5V

8) 输入直流电源 V_{ic} : DC 15V $\pm 15\%$

9) 主电路-触发电路绝缘电阻: $\geq 10^6 \Omega$

10) 使用环境温度: $30 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 或 $0 \sim 50^{\circ}\text{C}$

4. 应用实例

CF 系列触发器既可用于调相触发, 又可用于调功触发, 既能满足桥式、双反星形联结方式, 也能满足三角形负载的联结方式。下面以 CF97033B 为例, 给出实际应用连接如图 4-106 所示。

4.23 KC188 智能型单片全数字化晶闸管三相触发器集成电路

KC188 是应用现代电力电子技术与最先进微电子技术相结合的产物, 它的内部全为数字化运算, 所以可由工厂掩膜编程制作, 便于大规模生产和进入电力电子行业及电气自动化领域使用。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KC188 采用双列直插式 18 引脚标准封装, 它的引脚排列如图 4-107 所示。各引脚的名称、功能及用法如表 4-19 所列。

表 4-19 KC188 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功 能 或 用 法
1 8	PHA- PHA+	对应于引脚 13 所接同步电压 (虚拟 A 相) 负、正半周移相脉冲输出端	接三相可控整流电路中 $4^{\#}$ 与 $1^{\#}$ 晶闸管的脉冲功率放大电路输入端
2 9	PHC+ PHC-	对应于引脚 11 所接同步电压 (虚拟 C 相) 正、负半周移相脉冲输出端	接三相可控整流电路中 $3^{\#}$ 与 $2^{\#}$ 晶闸管的脉冲功率放大电路输入端
7 10	PHB PHB-	对应于引脚 12 所接同步电压 (虚拟 B 相) 负、正半周移相脉冲输出端	接三相可控整流电路中 $6^{\#}$ 与 $3^{\#}$ 晶闸管的脉冲功率放大电路输入端
3 18	NC NC	空端	使用中, 悬空
4	RESET	复位端	与硬件复位电路或复位开关相接
5	V_{ss}	电源地端	接用户提供的工作电源地
6	LOCK	输入脉冲封锁端	封锁信号高电平有效, 使用中接保护电路的输出
11	PHC	虚拟 C 相同步电压信号输入端	同步信号为方波, 使用中与把交流正弦波变为三相方波的整形电路输出相连
12	PHB	虚拟 B 相同步电压信号输入端	
13	PHA	虚拟 A 相同步电压信号输入端	
14	V_{DD}	电源端	接用户为本集成块工作提供的供电电源, 一般取 +5V
15 16	CLK ₁ CLK ₂	输入时钟的两个连接端	可在此两端直接接晶体振荡器
17	V_K	移相电压输入端	开环使用时, 接给定电位器的滑动端; 闭环使用时, 接调节器的输出端

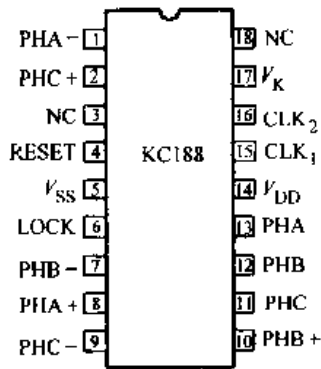


图 4-107 KC188 的引脚排列 (引脚向下)

2. 内部结构和工作原理

KC188 的内部结构和工作原理框图如图 4-108 所示。由图可知, 在它的内部包含有三个同步检测单元、一个异或门、一个 A/D 转换器、一个触发脉冲形成单元、一个自然换相点识别环节、一个输出脉冲控制逻辑、一个脉冲分配与补脉冲形成单元、一个缺相或三相严重不平衡保护网络及一个故障保护环节共 9 个功能单元。当然, 这些功能单元有的是纯硬件结构, 有的则为数字化软件来实现的。

该智能化触发器的工作原理可简析为: 来自三相电网或同步变压器的三相电压接该触发器的三个同步

信号输入端, 由内部电路检测出其过零点及高低电平时刻, 经内部的“异或”逻辑后由自然换相点识别单元记忆六个 $\alpha=0^\circ$ 的位置, 并送给触发脉冲形成环节。另一方面, 用户给定的移相电压经 A/D 转换后变为数字量, 也提供给触发脉冲形成单元, 该单元根据自然换相点识别单元记忆的 $\alpha=0^\circ$ 的六个时刻, 并按 A/D 转换的输出值确定输出脉冲的相位, 进而输出调制脉冲, 该调制脉冲由脉冲分配与补脉冲形成单元处理后确定从六个输出引脚中的哪两个引脚输出。一旦发生三相电源缺相或三相严重不平衡或外部故障时, 则输出脉冲控制单元迅速使脉冲分配与补脉冲形成单元停止输出脉冲, 并使六个输出引脚同时变为低电平。再应看到, 由于该芯片内部逻辑及巧妙的设计, 使其具有相位自适应功能, 因而不论三个同步输入引脚 13、12、11 所接同步电压相序如何组合, 均可实现输出引脚 1、8 严格与输入引脚 13 的同步电压正、负半周在相位上一一对应; 输出引脚 2、9 严格与输入引脚 11 的同步电压正、负半周在相位上一一对应; 输出引脚 7、10 严格与输入引脚 12 的同步电压正、负半周在相位上一一对应, 所以使用中并没有考虑同步电压相序的必要, 也避免了常规触发器需确定同步电压相序的麻烦。

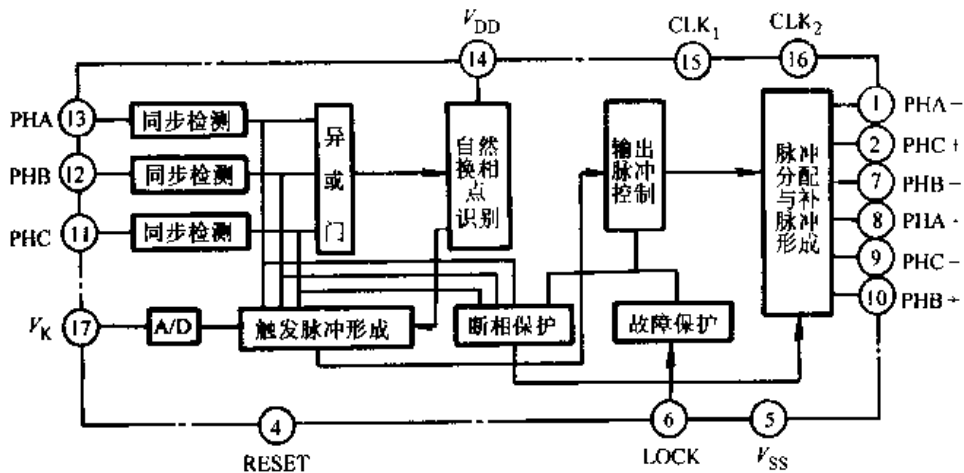


图 4-108 KC188 的内部结构和工作原理框图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 触发器采用单片集成电路, 实现了智能化, 具有很高的精确度。
- 2) 具有相位自适应功能, 使用时不需要像常规触发器那样确定同步电压的相序, 输出触发脉冲总是与所触发晶闸管阳、阴极电压同步。
- 3) 输出六路彼此严格互差 60° 的双窄调制脉冲列, 调制脉冲频率为 10kHz, 双窄脉冲每个脉冲宽度为 18° 。
- 4) 具有外部故障集中保护功能, 能在外部故障状

态下封锁输出脉冲, 封锁信号高电平有效。

- 5) 可进行同步电压缺相或三相严重不平衡保护, 保护迅速可靠;

6) 模拟式给定 ($0\sim 5V$), 由内部的 A/D 转化为数字式给定, 误差为 $\pm 1SLB$ 。

7) 一改传统的触发器需外接锯齿波电容, 使用中不需外接锯齿波电容环节, 故外围电路极为简单。

(2) 主要参数和限制

- 1) 输出脉冲驱动能力: 20mA
- 2) 工作电源电压 V_{CC} 范围: $3.0\sim 6.0V$
- 3) 工作时吸取的电流: $< 2mA$

4) 移相范围: $>175^\circ$

5) 输入同步电压: 方波, 高电平时 $>(2/3)V_{CC}$, 低电平 $<(1/3)V_{CC}$;

6) 外部故障保护: 高电平有效, 电平电压要求 $>(2/3)V_{CC}$ 。

4. 应用技术

(1) 控制精度及计算 触发器的精度是高性能晶闸管类电力电子设备的基本要求, 本触发器的精度可从分辨率与控制精度两个方面来考虑。

1) 分辨率: 由于本系列触发器集成电路有两个系列, A 系列工作时钟为 4MHz, B 系列工作时钟为 20MHz。对内部计算逻辑来讲, 软件设计满足了最长的延时为同步电压的 1/6 周期, 即 60° , 也就是说 3.33ms, 且各相触发脉冲延时上不重叠。

若选用 4MHz 晶体振荡器的 A 系列, 指令周期为 $1\mu s$, 其分辨率为

$$\sigma\% = (10^{-6} \times 60^\circ) / (3.33ms \times 10^{-3}) = 0.018^\circ/\text{位}$$

若选用 20MHz 晶体振荡器的 B 系列, 指令周期为 $1/5\mu s$, 其分辨率为

$$\sigma\% = (10^{-6} \times 60^\circ) / (3.33ms \times 10^{-3} \times 5\mu s) = 0.0036^\circ/\text{位}$$

2) 控制精度: 控制精度是指移相控制电压变化一个数字量时输出角的变化值, 因该触发器内部均为 8 位数字量运算, A/D 转换最大数字量值为 255, 程序设计保证了 255 对应移相范围为 60° , 故其控制精度为

$$\Delta\alpha = 60^\circ/255 = 0.235^\circ$$

虽然控制精度受到了内部 8 位 A/D 转换精度的限制, 但足以满足一般变流系统的需要。

(2) 应用时的注意事项

1) 复位电路: KC188 低电平复位, 所以可采用上电时复位, 也可人工随时复位, 复位电路可采用图 4-109 所示的简易电路, 图中 RC 组成上电复位电路, 而并于 C 旁边的开关 S 为人工复位开关。

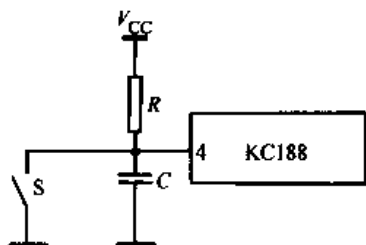


图 4-109 KC188 的复位电路

2) 同步电压: KC188 的同步电压为方波, 所以使用时需把用户的三相交流电压转化为方波电压, 图 4-110 给出了两种可满足要求的简易电路。

3) 输出功率放大隔离环节的考虑: 一般功率放大

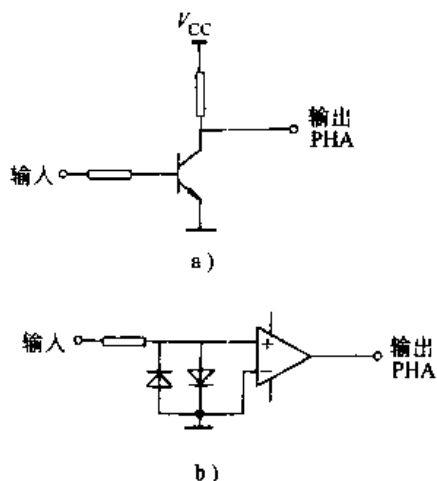


图 4-110 将交流同步电压转化

为方波的实用电路

环节采用晶体管放大、脉冲变压器隔离, 由于 KC188 为数字化触发集成电路, 输出为调制脉冲列, 且脉冲的上升、下降沿较陡, 所以为保证输出脉冲上升、下降沿的快速性, 建议功率放大管采用 MOSFET, 而脉冲变压器选用非晶材料或铁氧体为磁心的高频脉冲变压器, 这样既有利于保证输出脉冲的上升、下降沿的陡度, 又便于缩小功率放大部分的体积, 同时减小 KC188 的输出电流与功耗。

(3) 应用举例 KC188 的上述优良性能及设计特点决定了它可以用于三相半波、三相半控桥式、三相全控桥式整流电路及三相桥式逆变电路或其他电路拓扑结构的三相电路中作为晶闸管的触发器。

1) 在三相半波可控整流电路中的应用: 三相半波可控整流电路是大功率整流设备的最基本单元, 图 4-111 给出了 KC188 在这种系统中应用的原理简图。图中, 应用从集电极输出的晶体管来进行同步交流电压到方波电压的转化, 而应用了 KC188 输出的 PHA+、PHB+、PHC+ 来触发三相半波可控整流电路中的三个晶闸管。系统工作于开环状态, 并且有过电流保护功能及三相缺相或三相严重不平衡保护功能。图中, 应用电阻分压来作为同步电压输入, 省去了常用的同步变压器。

2) 在三相全控整流系统中的应用: 三相全控整流电路是直流调速、中频电源、电力回收等类电力电子设备常用的电路结构, 是构成多相大功率整流的最基本单元电路之一。KC188 在这类系统中的应用如图 4-112 所示。

图中给出的是一个直流调速的例子, BHL 为电流传感器, 该调速系统应用转速、电流双闭环, KC188 的移相电压来自双闭环调节器的输出, 系统具有过电压、过电流及电流截止等保护功能。图中同步变压器降压

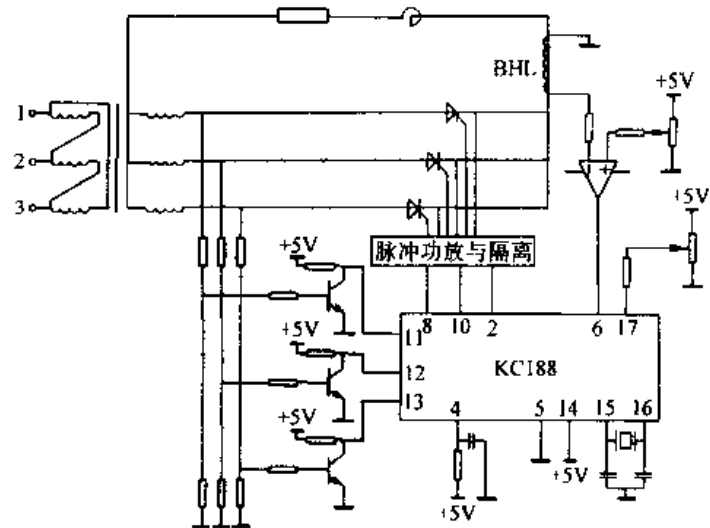


图 4-111 KC188 在三相半波可控整流系统中应用的电路

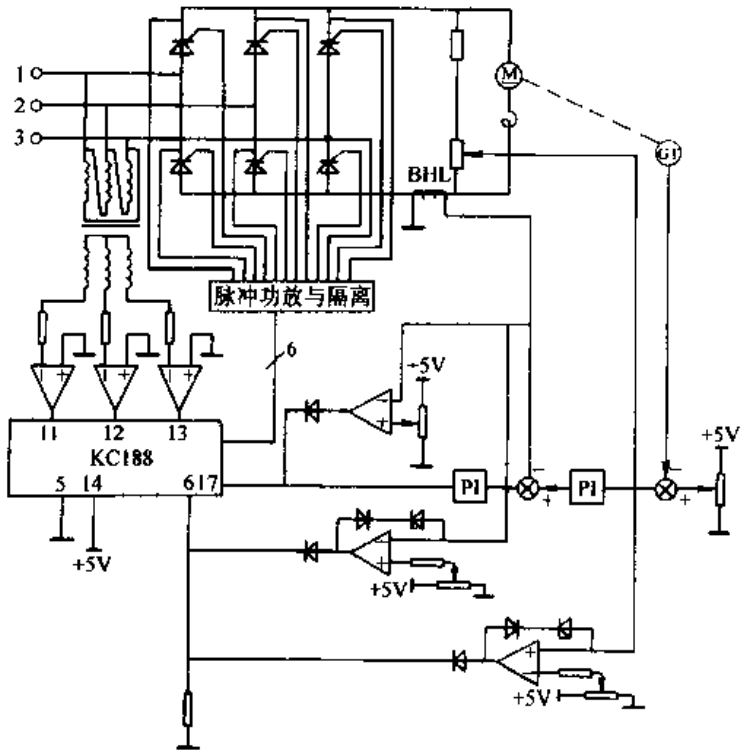


图 4-112 KC188 在三相全控整流系统中应用的电路

隔离后，采用比较器来完成交流同步到方波电压的转换。

3) 在三相交流调压设备中的应用：三相交流调压类电力电子设备是工业电炉、功率控制等领域经常应用的设备之一。KC188 上述优良的性能决定了它可以方便地用于这类设备中来实现反并联晶闸管的触发功能。图 4-113 给出了这种应用的一个原理图，图中所示系统已成功用于 X 光机成像管制作过程中的真空排气台控温设备中，该类设备要求连续工作 500h 不停电，KC188 的成功应用证明了其抗扰性能的优良。该系统用光隔离器来直接完成将交流同步电压转化为方波同步电压，系统省去了同步变压器，所以体积大为缩

小。

4) 多个 KC188 在三相交-直-交有源逆变系统中的应用：有源逆变是电力回收、交-直-交变频电源、串级调速等电力电子设备中常用的线路。KC188 优良的特性决定了它可以方便地用于这类系统中。图 4-114 给出了三个 KC188 用于这类系统中的 260kW 晶闸管电力回收装置中的原理简图。该系统中，KC188 1[#] 工作于 $\alpha < 90^\circ$ 的整流控制状态，而 KC188 1[#] 与 KC188 2[#] 输出的脉冲运行在 $\alpha > 90^\circ$ 的逆变控制角状态，因而决定了整流桥 REC₁ 把柴油发电机发出的交流电整流成直流电，而由 KC188 1[#] 和 2[#] 分别控制的两个晶闸管逆变桥 INV₁、INV₂ 把直流电逆变为交流方波电压

并经变压器实现波形合成后反馈到电网中,图中,应用光隔离器完成从交流同步到方波同步电压的转换,其

给定与控制输入分别来自相应的调节器,保护信号来自用户保护电路的输出。

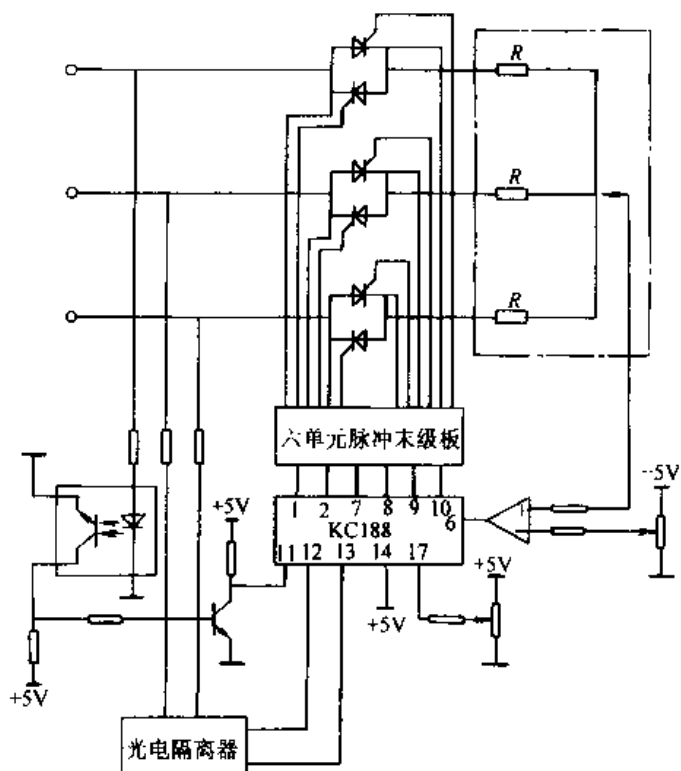


图 4-113 KC188 在三相交流调功及温控系统中应用的电路

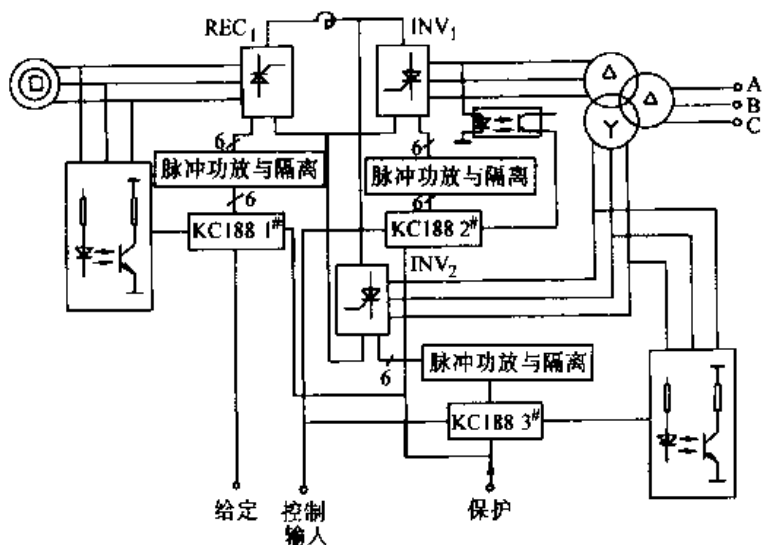


图 4-114 多个 KC188 在有源逆变系统中应用的电路

4.24 KTM2011A 新一代晶闸管触发模块

KTM2011A 是经过优化设计和精心研制的新一代晶闸管触发模块。它具有体积小、重量轻、触发功率大及波形对称性好等优点。它的输出可触发单相电路中两个相位互差 180° 的晶闸管, 所以可广泛用于单相交流调压、单相半控桥式整流电路中作为晶闸管的触发电路, 且内部集成有隔离单元, 故使用中不需要外接

脉冲变压器。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KTM2011A 的外形尺寸和引脚排列如图 4-115 所示。由图可见, 它对外引出 13 个引脚。

各引脚的名称、功能及用法如下。

引脚 1 (V_{T1}): 同步信号连接端 1。使用中, 直接接同步电源变压器二次侧的一端。同步电源变压器的二次电压取 16V。

引脚 2 (V_{T2}): 同步信号连接端 2。使用中, 直接

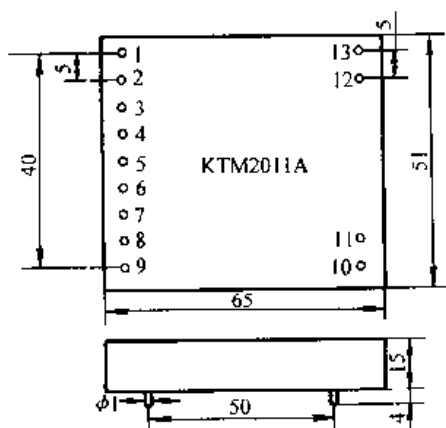


图 4-115 KTM2011A 的外形

尺寸和引脚排列

接同步电源变压器二次侧的另一端。

引脚 3 (V_{CC}): 电源端。使用中, 接用户为该模块提供的供电电源, 为抗干扰, 该端应接一去耦网络 (如电容) 到地。

引脚 4 (V_{-}): 该端为内部整流电路对同步信号整流后的输出。使用中, 接一滤波电解电容到地, 同时接三端稳压电路 (如 L7812 或 L7815) 的输入端。

引脚 5 (GND): 直流电源地端。使用中, 接三端稳压器的地及移相信号地端。

引脚 6 (Lock): 输出脉冲封锁端。当该端输入信号为高电平或悬空时, 封锁输出脉冲; 当该端接地时, 输出触发脉冲, 使用中, 接用户故障保护电路的输出。

引脚 7 (R_z): 锯齿波幅值和斜率调节电位器连接端。该端通过一可调电阻 (阻值为 $100k\Omega$) 接电源 V_{CC} 。

引脚 8 (V_z): 锯齿波输出端。该端用来监测锯齿波幅值和斜率。使用中, 可用来接示波器。

引脚 9 (V_K): 移相电压输入端。使用中接用户移相电压输入。开环使用时, 接移相电位器的可调端; 闭环使用时, 接闭环调节器的输出, 该端输入电压为 $0 \sim +10V$ 。

引脚 10 (V_{OUT1+})、引脚 11 (V_{OUT1-}): 对应引脚 1、2 之间输入的同步电压正半周的触发脉冲输出端。使用中, 分别接对应正半周导通晶闸管的门-阴极。

引脚 13 (V_{OUT2+})、引脚 12 (V_{OUT2-}): 对应引脚 1、2 之间输入的同步电压负半周的触发脉冲输出端。使用中, 分别接对应负半周导通晶闸管的门-阴极。

2. 内部结构和工作原理

KTM2011A 的内部结构和原理框图如图 4-116 所示。

由图可见, 它的内部集成有一个同步环节、一个锯齿波形成单元、一个整流电路、一个脉冲形成单元和一

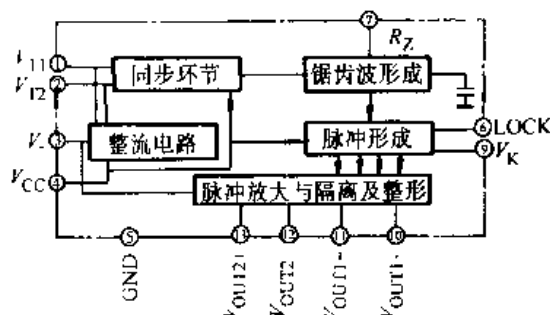
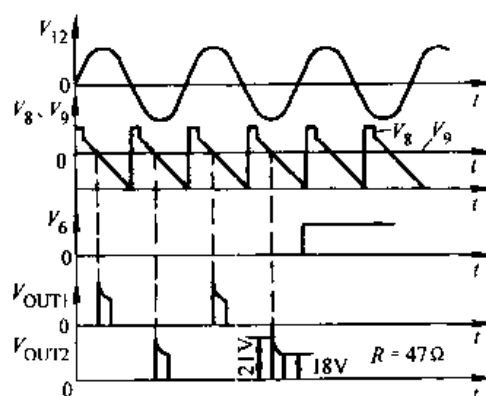


图 4-116 KTM2011A 的内部结构和工作原理框图
个脉冲放大与隔离及整形环节, 共有五个单元电路。其工作原理可简述为: 来自同步电源变压器二次电压信号, 由整流电路整流成直流从引脚 4 输入送给脉冲放大与隔离及整形电路作为输出级电源, 同时由用户滤波稳压后从引脚 3 输入作为锯齿波形成和脉冲形成部分的供电电源。另一方面, 来自同步电源变压器二次电压信号经同步环节检测出过零点, 在锯齿波形成环节根据用户在引脚 7 所接电阻的大小所决定的斜率形成锯齿波。该锯齿波与引脚 9 输入的控制电压 V_K 比较, 形成对应同步信号正、负半周的脉冲。如此时引脚 6 (Lock 端) 为低电平, 则所形成的脉冲经脉冲放大与隔离及整形电路后输出; 如引脚 6 (Lock 端) 为高电平, 则脉冲形成环节的输出便被封锁, 此时脉冲放大与隔离及整形环节无输出。图 4-117 给出了 KTM2011A 的典型工作波形, 其中下标为对应 KTM2011A 的引脚号。

图 4-117 KTM2011A 各引脚
的正常工作波形

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

1) 模块式封装且对外绝缘, 因此便于安装和使用。

2) 焊接板式安装, 可焊接在印制板上, 使用也十分方便。

3) 内含隔离环节, 使用中不需要脉冲变压器。

4) 内部集成有脉冲放大与隔离及整形环节, 输出

可直接触发 1650A 以下的晶闸管。

(2) 主要参数和限制

- 1) 工作电源电压 V_{CC} : +16V
- 2) 输入交流同步电压: 15~17V
- 3) 输出直流电压 V_+ : DC +22V
- 4) 输入移相电压 V_K : DC 0~+10V
- 5) 输出触发电流: $\leq 750\text{mA}$
- 6) 输出脉冲幅度: 18~21V
- 7) 移相范围: 0~180°
- 8) 脉冲宽度: $>2\text{ms}$
- 9) 需配变压器容量: 5~10VA
- 10) 输入、输出间隔离电压: DC 2500V
- 11) 使用温度范围: -10~70°C

4. 应用技术

KTM2011A 的上述性能和特点,使它可以方便地

用于单相半控桥式、单相半波整流电路及单相交流调压系统中用来触发晶闸管。现举例说明其应用。

(1) 典型应用接线 图 4-118 给出了 KTM2011A 应用中的典型接线图,图中应用 L7812 作为三端稳压器,故供电电源为 12V。

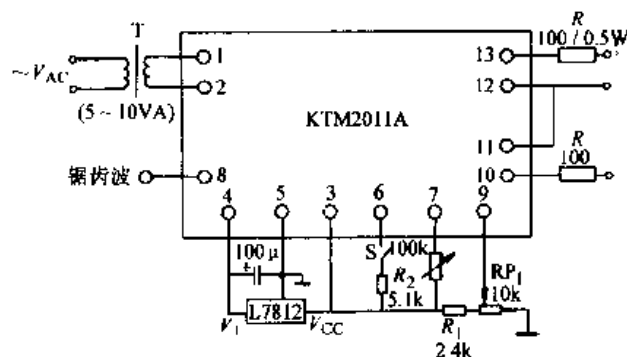
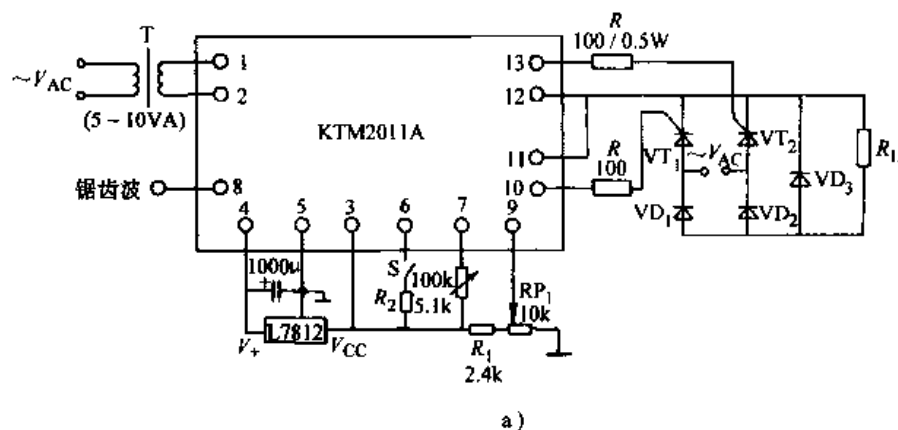
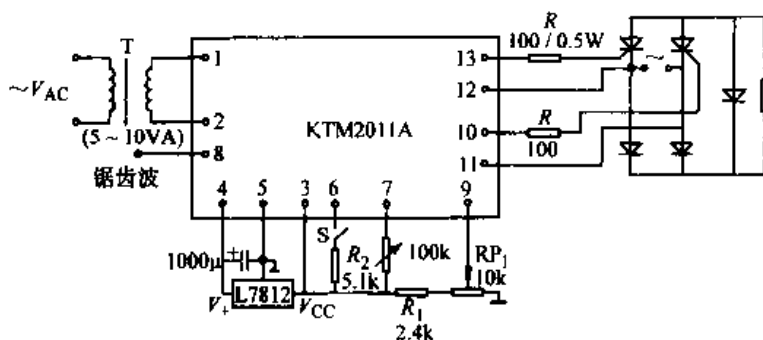


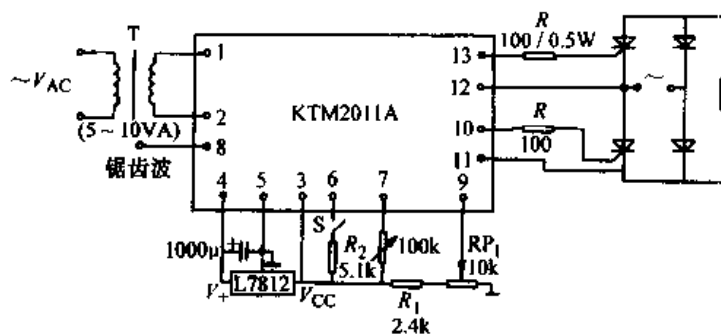
图 4-118 KTM2011A 应用中的典型接线图



a)



b)



c)

图 4-119 KTM2011A 用于单相半控桥式整流电路中的接线图

a) 用来触发共阴极电路 b) 用来触发共阳极整流电路 c) 用来触发同桥臂的 2 个晶闸管

(2) 应用举例

1) 在单相半控桥式整流电路中的应用: 图 4-119a、b、c 分别给出了 KTM2011A 用于单相半控桥式电路中的三种典型接线图。图 4-119a 是用来触发共阴极电路, 图 4-119b 用来触发共阳极整流电路, 图 4-119c 用来触发同桥臂的几个晶闸管, 图 4-119~图 4-122 中 S 为控制脉冲输出与否的开关, 使用中可用作系统的启动和停止控制开关。

2) 在触发双向晶闸管中的应用: 图 4-120 给出了 KTM2011A 用来触发交流调压系统中双向晶闸管的

接线图。图中将 KTM2011A 输出的两路脉冲“或”起来作为双向晶闸管的触发脉冲, 该调压装置可有较大的功率。

3) 在触发反并联晶闸管中的应用: 图 4-121 给出了应用 KTM2011A 触发单相交流调压系统中两个反并联晶闸管的接线图, 图中两个反共联晶闸管应有相同的容量。该系统中的晶闸管可选用较大的容量, 所以可应用于工业电炉及其他需要控温、调功的场合。

图 4-122 给出了 KTM2011A 用于单相半波可控整流电路中的接线图, 图中可应用 KTM2011A 输出

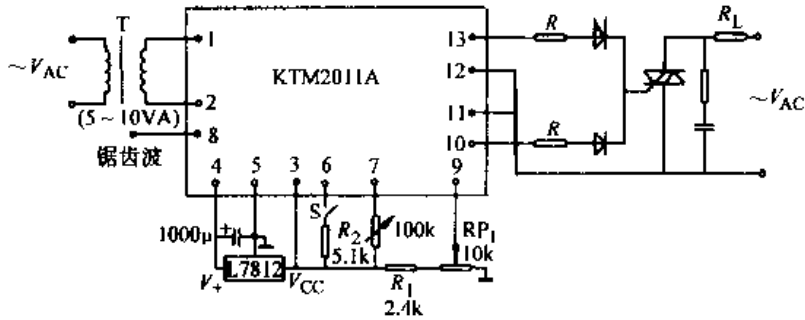


图 4-120 KTM2011A 用来触发双向晶闸管接线图

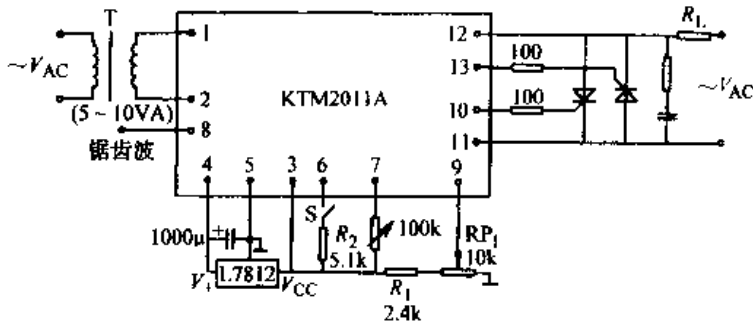


图 4-121 KTM2011A 用来触发反并联晶闸管接线图

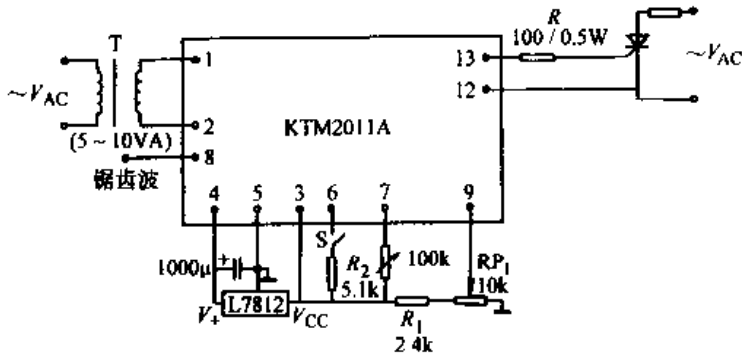


图 4-122 KTM2011A 用于单相半波整流系统中的接线图

的任一路来触发晶闸管。

(3) 在三相整流或调压系统中的应用 在三相系统应用中, 仅需使用三套图 4-119~图 4-122 中所示的 KTM2011A 使用电路便可组成三相半波、三相全控桥式及三相交流调压系统, 有关电路此处不再重复。

3. 应用时注意事项

有时使用 KTM2011A 时, 尽管按前述电路已接好线, 但 V_K 变化, 晶闸管不能触发。这是因为加到晶闸管两端的交流电压相位与触发脉冲相位不同而引起的。此时只要将同步电源变压器一次或二次绕组的两根线对调即可。

4.25 KTM05 晶闸管脉冲列触发器模块

KTM05 晶闸管脉冲列触发器模块是高新技术的产物。它可输出脉冲列,极大地减小了用户使用脉冲变压器的尺寸,具有移相范围宽、体积小、重量轻、模块型封装及使用方便等特点。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

KTM05 晶闸管脉冲列触发模块采用方形印制板安装式封装,其外形尺寸和引脚排列如图 4-123 所示。

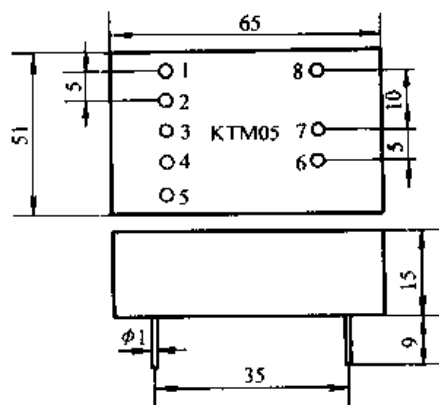


图 4-123 KTM05 晶闸管脉冲列触发模块的外形尺寸和引脚排列

KTM05 对外共引出 8 个引脚,各引脚的名称、功能及用法如下:

引脚 1 (V_{OA}): 同步电压正半周触发脉冲输出端。

使用中,接触发正半周晶闸管的脉冲变压器一端,脉冲变压器的另一端接地。

引脚 2 (V_{IN} 或 V_K): 移相电压输入端。使用中,接用户移相输入信号。开环应用时,接给定电位器的中间可调端;闭环应用时,接闭环调节器的输出。

引脚 3 (GND): 地端。使用中,接给定电位器的一个固定端及系统地。

引脚 4 (V_{CC}): 输出电压端。该端为 KTM05 内部整流电路的输出直流电源。开环使用时,可串联一个电阻再接给定电位器的另一个固定端;闭环应用时,可为外部调节器供电。

引脚 5 (V_{OB}): 同步电压负半周触发脉冲输出端。使用中,接对应同步信号负半周晶闸管触发脉冲变压器的一端,脉冲变压器的另一端接地。

引脚 6 (V_{T2})、引脚 7 (V_{T1}): 该两端均为同步电压输入端。使用中,分别通过一个电阻接交流同步电压,随同步电压的不同,该两个电阻有不同的取值范围。

引脚 8 (Lock): 封锁端。该端为高电平时,输出触发脉冲;该端为低电平时,输出脉冲被封锁。使用中,接用户故障保护电路的输出。

2. 内部结构和工作原理

KTM05 的内部结构和工作原理框图如图 4-124 所示。由图可知,它的内部集成有同步环节、降压整流滤波、锯齿波形成、脉冲形成、脉冲放大及保护环节。

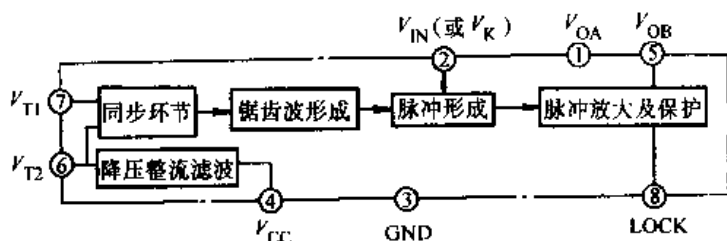


图 4-124 KTM05 的内部结构和工作原理框图

共有五部分电路。其工作原理可简述为:来自电网的交流电压在同步环节中检测出过零点,在锯齿波形成单元中形成锯齿波。该锯齿波与引脚 2 输入的移相控制信号 V_K 比较后形成触发脉冲,该触发脉冲由脉冲放大及保护环节放大后,如引脚 8 (Lock) 信号为高电平,则输出提供给用户后续电路;如引脚 8 (Lock) 信号为低电平,则直接封锁而不输出。图 4-125 给出了在正常工作情况下,KTM05 各主要引脚的正常波形,此波形对使用 KTM05 是有帮助的。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

1) 模块型绝缘外壳封装。

2) 输出可直接驱动脉冲变压器或光耦合器。

3) 输入同步电压范围宽。

4) 使用中不需外接锯齿波电容。

5) 外围接线和外围元器件很少。

6) 安装使用方便,适应能力强。

(2) 主要参数和限制

1) 输入移相电压范围 V_{IN} (或 V_K): DC 0~10V

2) 移相范围 α : 0~180°

3) 输出触发脉冲电流有效值: 40mA

4) 输出脉冲幅度: >14V

5) 选通信号 Lock (引脚 8) 电平: 高电平时 >4V, 低电平时 <0.7V

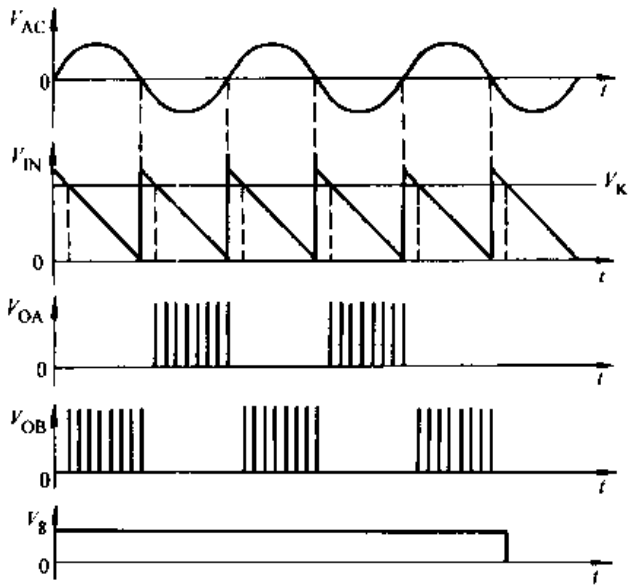


图 4-125 KTM05 正常工作时各引脚的波形

6) 使用环境温度: $0 \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。

4. 典型应用及应用举例

KTM05 的上述优良性能决定了它可用来触发两个互为反相的晶闸管, 所以它可用于单相半控桥式及三相或单相全控桥式电路中作为晶闸管的触发电路。现举几例说明其应用。

(1) 典型应用接线图 图 4-126 给出了 KTM05 的典型应用接线图, 图中 T_1 和 T_2 为脉冲变压器, 它可应用罐状磁心或 E 形铁心绕制。选通端可接高电平或用户保护电路。

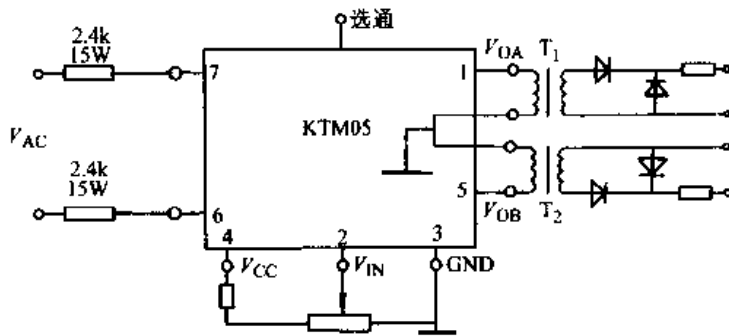


图 4-126 KTM05 的典型应用接线图

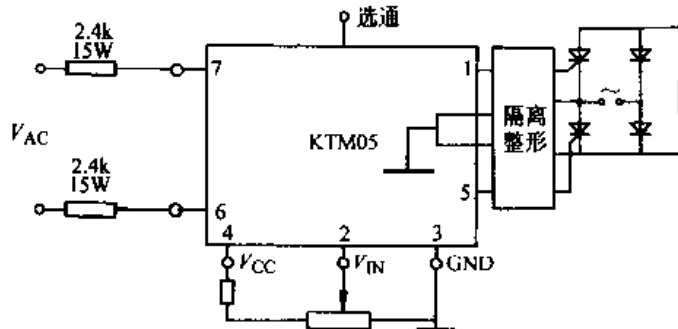


图 4-127 KTM05 用于单相半控桥式整流电路的原理图

(2) 应用举例

1) 在单相半控桥式整流电路中的应用: 图 4-127 给出了 KTM05 用于单相半控桥式整流电路中的原理图。随着图中晶闸管容量的不同, 该可控整流电路可有不同的输出电压与电流容量。

2) 在单相全控桥式整流电路中的应用: 图 4-128 给出了 KTM05 用于单相全控桥式整流电路中的原理图。图中, 脉冲变压器二次侧均为双绕组, 所以可触发四个晶闸管。该电路在中、小功率直流电机调速、电解电源领域有很广阔的应用市场。

3) 在交流调压系统中的应用: 图 4-129 给出了 KTM05 用于单相交流调压系统的原理电路图。三个这样的系统, 在输入同步电压为三相时, 可用于三相交流调压设备中。

4) 在三相全控桥式整流电路中的应用: 图 4-130 给出了三个 KTM05 用于三相全控整流电路中的原理图。图中, 三路输入使用了同一个电位器, 同步电压来自电网三相, 把三个 KTM05 输出的直流电源并联得到了给整个移相控制部分供电的电源。当然, 也可以使用其中任一个电源。

5) 其他用法探讨: 如我们仅使用 KTM05 的一路输出, 则它可用于单相半波可控整流电路, 如把其两路“或”起来使用, 则它可用来触发双向晶闸管并将其用于单相交流调压系统中。使用三个 KTM05 且每个使用一半输出, 三个使用同一个输入移相电压和三相同

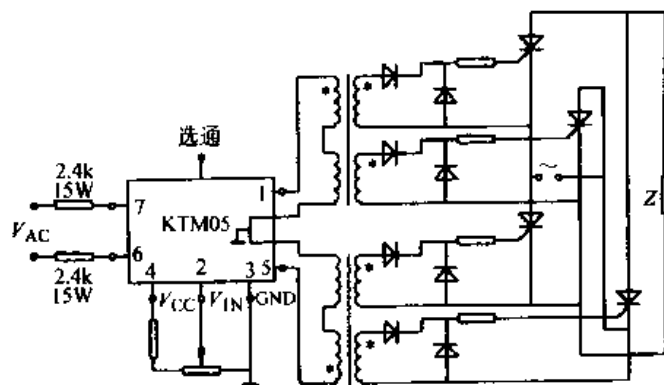


图 4-128 KTM05 用于单相全控桥式整流电路系统的原理图

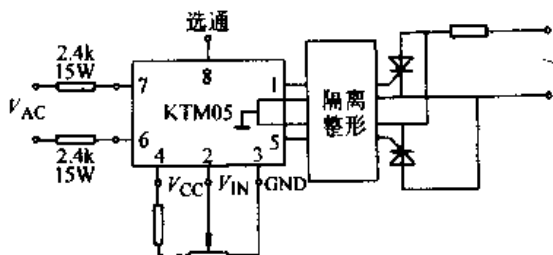


图 4-129 KTM05 用于单相交流调压系统的原理图

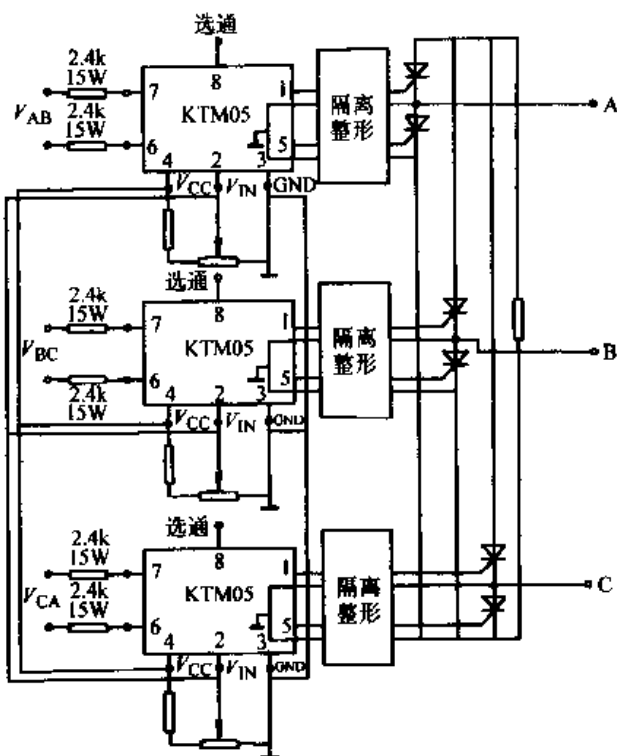


图 4-130 KTM05 用于三相全控整流电路的原理图

步电源电压, 则 KTM05 可用于三相半波可控整流中。将三个 KTM05 各自的两路输出“或”起来, 便可用于

双向晶闸管构成的三相交流调压系统中。有关这部分的电路及详细举例说明, 此处从略。

第5章 门极关断(GTO)晶闸管的门极控制电路

5.1 概述

门极关断晶闸管因具有正脉冲触发导通、负脉冲关断的良好性能而获得了飞速的发展。目前, GTO 是唯一容量仅次于晶闸管的全控型(又称自关断)电力电子器件, 已在大功率交流传动、电力机车斩波系统等领域获得广泛的应用。全世界公认日本在这一方面的应用技术最为先进和成熟, 但相对来说, 全世界 GTO 的生产和应用与其他电力电子器件相比, 仍然偏少, 故其控制集成电路也不多。我国在 GTO 的应用技术方面相对薄弱, 本章在前几章的基础上旨在抛砖引玉, 希望能推动我国 GTO 应用技术的进步。

在工作机理上, GTO 在开通时与普通晶闸管 SCR 相似, 但关断时则完全不同。想要正确触发和关断 GTO, 必须掌握正确的门极控制技术。

影响 GTO 导通的主要因素有: 阳极电压、阴极电流、温度及开通控制信号波形。阳极电压越高, GTO 越容易导通, 阳极电流较大时易于维持大面积饱和导通。温度低时, 触发困难; 温度高时, 容易触发。控制信号波形问题则需专门讨论。

影响 GTO 关断的主要因素有: 被关断的阳极电流、负载阻抗性质、温度、工作频率、缓冲电路及关断控制信号波形等。阳极电流越大, 关断越困难。电感性负载较难关断。结温越高越难关断, 结温过高时甚至会出现关不断的现象。工作频率高时关断亦困难。对关断控制信号的波形更有特殊的要求。

GTO 的门极控制技术关键在于关断。因此, 本章在第 2 章分析 GTO 工作原理和有关特性的基础上, 着重讨论门极关断控制的有关问题。从应用的角度出发, 首先介绍对门极控制信号波形的要求, 然后重点介绍影响关断特性的各种因素, 并列举了门极控制电路实例进行简要分析, 最后介绍国产的 HL301A GTO 门极驱动器集成电路。

5.2 GTO 要求的门极控制信号波形^[2-5]

GTO 门极电流、电压控制波形对 GTO 的特性有很大影响, 设计电路时应给以足够的重视。GTO 门极电流、电压控制波形, 分开通和关断两部分, 推荐的波形形状如图 5-1 所示。图中实线为门极电流波形, 虚线

为门极电压波形。 I_{GT} 为正向直流触发电流, I_{GRM} 为最大反向门极电流。

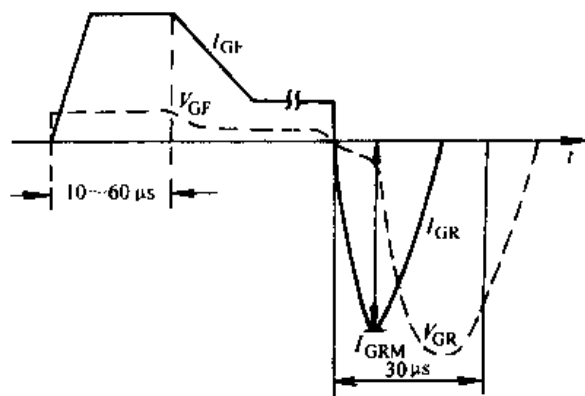


图 5-1 GTO 门极控制信号推荐波形

1. 开通信号波形

门极开通控制电流信号的波形要求是: 脉冲的前沿陡度和幅度高、宽度大、后沿缓。脉冲前沿对结电容充电, 前沿陡, 充电快, 正向门极电流建立迅速, 有利于 GTO 的快速导通。一般, 取门极开通电流变化率 dI_{GF}/dt 为 $5\sim 10\text{A}/\mu\text{s}$ 。门极正脉冲幅值高, 可以实现强触发, 一般该值为额定直流触发电流的 $3\sim 10$ 倍, 为了快速开通, 甚至还可以提高该值。门极触发电流的幅值不同, 相应的开通时间亦不同。强触发有利于缩短开通时间、减小开通损耗、降低管压降, 适于低温触发, 并易于 GTO 串并联运行。触发电流脉冲的宽度用来保证阳极电流的可靠建立, 一般为 $10\sim 60\mu\text{s}$ 。后沿则应尽量缓一些, 后沿过陡, 会产生振荡。

2. 关断信号波形

导通的 GTO 用门极反向电流来关断, 反向门极电流波形对 GTO 的安全运行有很大的影响。对关断控制电流波形的要求是: 前沿较陡、宽度足够、幅值较高、后沿平缓。脉冲前沿陡, 可缩短关断时间, 减少关断损耗; 但前沿过陡, 会使关断增益降低, 阳极尾部电流增加, 对 GTO 产生不利的影响。一般关断脉冲电流的上升率 dI_{GR}/dt 取 $10\sim 50\text{A}/\mu\text{s}$ 。门极关断负电压脉冲必须具有足够的宽度, 既要保证下降时间 t_f 内能继续抽出载流子, 又要保证剩余载流子的复合有足够的的时间。特别是 GTO 关断过程中尾部时间过长时, 必须用足够的门极负电压脉冲宽度保证 GTO 可靠关断。关断电流脉冲的幅值 I_{GRM} 一般取为 $(1/3\sim 1/5) I_{ATO}$ 值, 由关断增益的大小来确定。在 I_{ATO} 一定的条件下,

I_{GRM} 越大, 关断时间越短, 关断损耗越小, 但是关断增益下降。如关断增益保持不变, 增加 I_{GRM} 可提高 GTO 的阳极关断能力, 门极关断控制电压脉冲的后沿要尽量平缓一些。如果后沿陡度太陡, 由于结电容的效应, 尽管门极电压是负的, 也会产生一个门极电流。这个正向门极电流, 有使 GTO 开通的可能。即使因为这个正向门极电流时间短或幅度小, 不足以使 GTO 开通, 也会使刚刚关断的 GTO 耐压和阳极承受 dv/dt 的耐量降低, 影响 GTO 的正常工作。

5.3 影响 GTO 门极控制技术的关键因素^[2-5]

GTO 的门极控制技术包括开通电路、关断电路及反偏电路, 其结构如图 5-2 所示。GTO 的开通电路与普通晶闸管 (SCR) 类似, 此处不再重复。而 GTO 的关断控制是 GTO 门极控制的关键所在, 影响关断特性的关键因素是供电方式、电路参数及门极反偏电压。

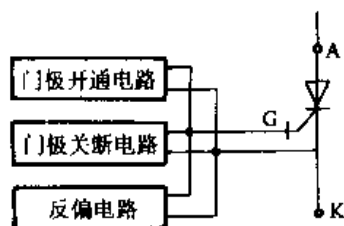


图 5-2 门极控制电路结构示意图

1. 供电方式的影响

图 5-3 给出了 GTO 的四种门极供电方式, 其中图

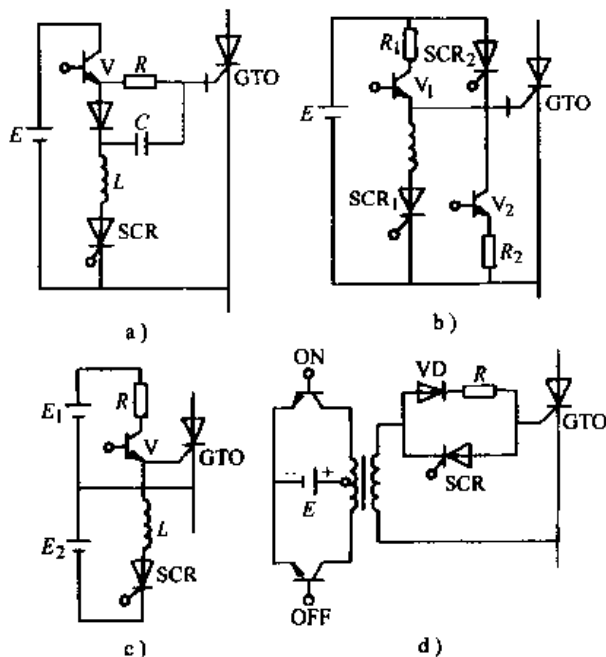


图 5-3 不同供电方式的门极电路

a)、b) 单电源方式 c) 双电源方式
d) 脉冲变压器方式

a 和 b 为单电源方式, 图 c 为双电源方式, 图 d 为脉冲变压器方式。图 a、b 及 c 三种方式用于 300A 以下的 GTO 控制, 图 d 用于 300A 以上的 GTO 控制。供电方式不同, GTO 的可关断阳极电流和工作频率也不同。图 5-4 给出 GFF90A6 型 GTO 在不同供电方式下, 它的阳极可关断电流与门极负电源电压的关系曲线。由图可知, 双电源方式比单电源方式可关断阳极电流要大。门极负电源电压增加, 可关断阳极电流也增加。

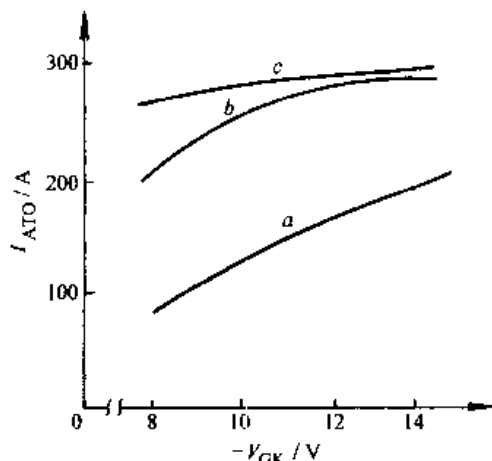


图 5-4 供电方式对关断的影响

a、b—单电源方式 c—双电源方式

2. 电路参数的影响

(1) 串并联电阻和电容的影响 GTO 门极回路中串联电阻, 将阻碍门极电流的抽出。如电阻过大且门极电压不高, 会使门极电流过小, 导致阳极电流的关断能力下降, 甚至会出现关不断的现象。为此, 大功率 GTO 应用中, 该电阻只是毫欧数量级, 有时根本不串电阻, 并尽量缩短门极引线长度, 以便缩小门极电阻和不必要的引线电感。

门极回路并联电阻或电容, 相当于外加短路发射极, 对提高 GTO 的 dv/dt 耐量、增加热稳定性有利。图 5-5 为用日立公司 1000A、2500V 器件在门-阴极间并联电阻或电容对阳极电压上升率 dv/dt 关系的实验曲线。图 5-5a 为并联电阻情况, 图 5-5b 为并联电容情况。图中纵坐标为临界电压上升率 dv/dt , 横坐标为再加电压 V_R 。由图可知, 并联电阻或电容均可提高 GTO 的 dv/dt 耐量。图 5-6 则表示 200A 的 GTO 门极并联不同电阻时, 阳极电压与结温的关系曲线。由图可知, 并联电阻越小, 阳极电压的温度范围越宽, 即热稳定性越好。

(2) 串联电感的影响 为了限制门极电流上升率, 提高关断能力, 有时串联微亨级的小电感。此时对 GTO 的可关断阳极电流、门极雪崩时间、存储时间、下

降时间及尾部电流均有影响。由于电感电流不能突变,在门极电流下降时,可使其延长作用时间,等于加宽关断信号的宽度。另外,电感产生的反向电压可使门极处于短时间的雪崩状态,有利于载流子从门极抽出,使可关断阳极电流增加。图 5-7 示出了串联电感 L_G 与可关断阳极电流 I_{A10} 的关系曲线,当 $L_G < 0.5 \mu\text{H}$ 时,可关

断阳极电流显著下降。

串入电感,使门极关断脉冲电流的上升率 dI_{GR}/dt 减小,门极负电流幅值也相应减小;在可关断阳极电流不变时,GTO 的存储时间 t_s 、下降时间 t_f 和雪崩时间均增长;关断增益提高,尾部电流的起始值 I_{11} 减小。

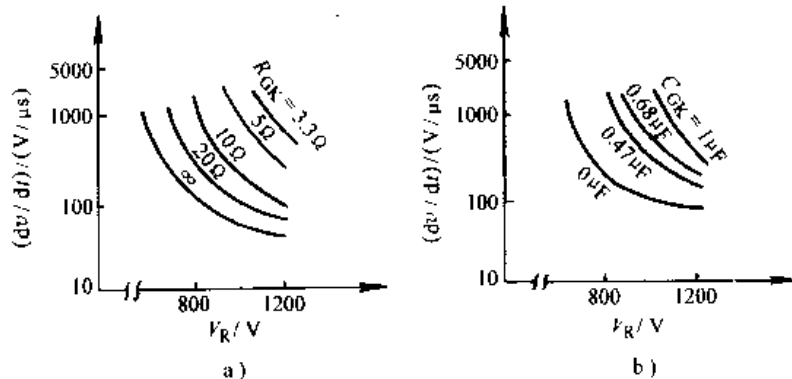


图 5-5 并联电阻或电容对阳极 dv/dt 耐量的关系

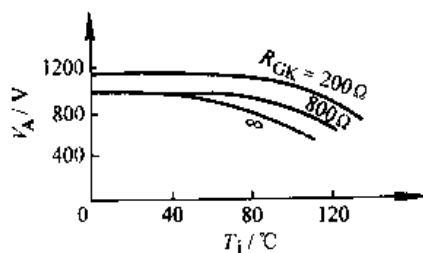


图 5-6 并联电阻提高电压热稳定性

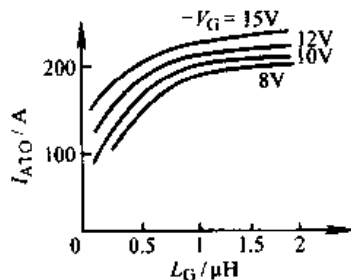


图 5-7 串联电感 L_G 与可关断阳极电流 I_{A10} 的关系曲线

(3) 门极反偏电压的影响 GTO 关断以后,仍然可以加一门极反向电压,其持续时间可以是几十微秒或是整个阻断状态时间。由图 5-7 可以看出,门极反偏电压越高,可关断阳极电流越大。另外,门极反偏电压越高,阳极电压 dv/dt 耐量也越大,有利于 GTO 的安全运行。

5.4 GTO 的典型门极控制电路举例^[2-5]

GTO 应用技术的发展出现了众多的驱动电路,但从原理上看,都基本类似。这里给出几种典型的 GTO

门极控制电路,并简要分析其原理,以达到使读者了解 GTO 门极控制过程的目的。

1. 双电源光耦隔离门极控制电路

双电源光耦隔离门极控制电路如图 5-8a 所示。图中门极电路由开通电路和关断电路两部分组成。每部分电路均由光隔离、整形及放大三级构成。采用电源 (5V 和 13V) 供电方式,为使开通和关断脉冲具有较陡的前沿和较大的幅值,电源两端均并联高频响应特性好的薄膜电容器。

以开通电路为例,说明其组成与工作过程。开通控制信号经光耦合器 VLC_1 输入,由于 VLC_1 的隔离,防止了 GTO 门极电路与前级逻辑信号电路的相互干扰;但光耦器件的输出波形有畸变,需进行整形。整形电路由晶体管 V_1 和 V_2 组成的施密特触发器来实现。整形后的控制脉冲经由 V_3 、 V_4 和 V_5 组成的放大级送至 GTO 的门极,触发 GTO 开通。

关断电路的组成和工作过程与开通电路相似,只是关断时为负脉冲,所以在放大级中增加了由 V_6 构成的反相器。另外,为了提高关断脉冲的幅值,输出级采用 13V 电源。

图 5-8b 给出了门极控制电路的信号波形。图中 e 为开关参考信号, e_{on} 为开通控制信号, e_{off} 为关断控制信号。为了防止开通和关断信号重叠,它们的前沿均延迟 $10\mu\text{s}$ 。这样既保证了开、关之间有可靠的死区时间,又保证了 GTO 的导通时间维持不变。

2. 双电源变压器隔离门极控制电路

由变压器作为隔离元件的双电源供电门极控制电路如图 5-9 所示。图中门极电路由开通、关断及反偏三

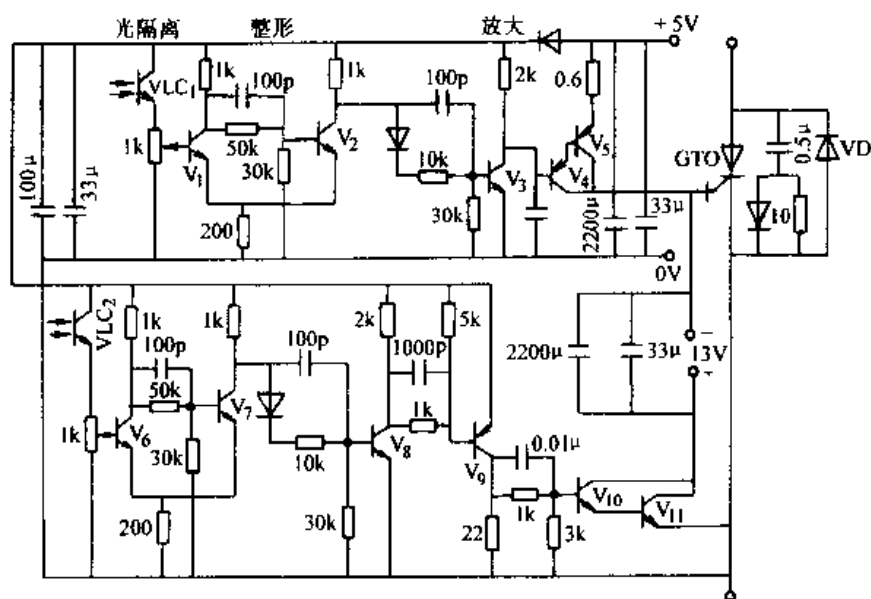


图 5-8 双电源光耦隔离门极控制电路

a) 电路 b) 门极控制电压波形

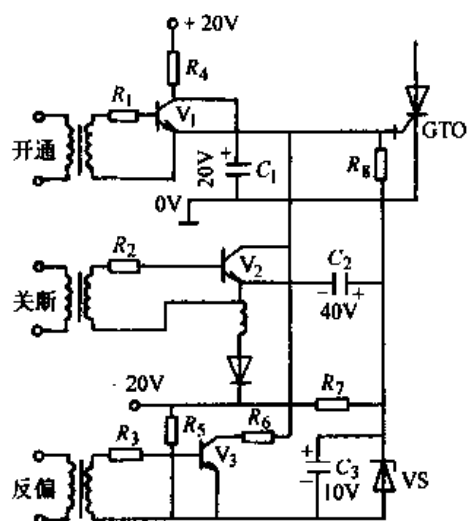


图 5-9 双电源变压器隔离门极控制电路

部分组成。

在开通信号控制下,晶体管 V_1 导通,经 V_1 输出门极触发电流。电容 C_1 加速 V_1 的导通,以便获得前沿较陡的门极导通电流,门极导通时间由开通信号控制。门极导通电流同时给电容 C_2 充电,充电电压可达 40V。

在关断信号控制下,晶体管 V_2 导通,此时电容 C_2 经 V_2 放电,形成门极关断电流脉冲。门极关断电流的峰值可达 90A,前沿陡度 dI_{GR}/dt 可达 $20A/\mu s$,脉宽大于 $10\mu s$ 。

在反偏控制信号作用下,晶体管 V_3 导通,将电容 C_3 上的电压加在 GTO 门极上,可以提高 GTO 的 dv/dt 耐量。电容 C_3 上的电压被稳压管 VS 钳位于 10V 左右。

3. 单电源脉冲变压器双信号驱动门极控制电路

图 5-10 为单电源供电方式,开通和关断电路都用脉冲变压器的门极控制电路来实现。这种电路可提供较大的门极负电流。使用中,应注意脉冲变压器的漏抗及传送脉冲的宽度,还应尽量采用高频脉冲列触发,以便减小体积。图中,点划线框内的电路 I 用于门极的开通控制。当在开通信号作用下,晶体管 V_1 导通时,在脉冲变压器 T_1 的二次侧感应出电压 e_{s1} ,经二极管 VD_3 向 GTO 门极提供触发电流,使 GTO 开通。电路 II 用于门极的关断控制。在关断信号作用下,晶体管 V_2 导通时,脉冲变压器 T_2 的二次侧感应出图中所示极性的电压 e_{s2} ,并用此电压触发晶闸管 VT。于是在 GTO 的门

极与阴极之间流过反向电流，迫使 GTO 关断。

晶闸管 VT 和二极 管 VD₃ 起互锁隔离作用，防止电路 I 和 II 之间的干扰。晶闸管 VT 防止门极开通电 流流入 T₂ 二次侧而不流入 GTO 门极，造成 GTO 不 能开通的后果。二极管 VD₃ 则阻止门极关断电流的一 部分流入 T₁ 的二次侧，防止不加 VD₃ 时关断电流的一 部分流入 T₁，在 T₁ 寄生电感中储存能量，造成一旦 门极关断电流消失，会使 GTO 再次触发而出现误导 通的现象发生。

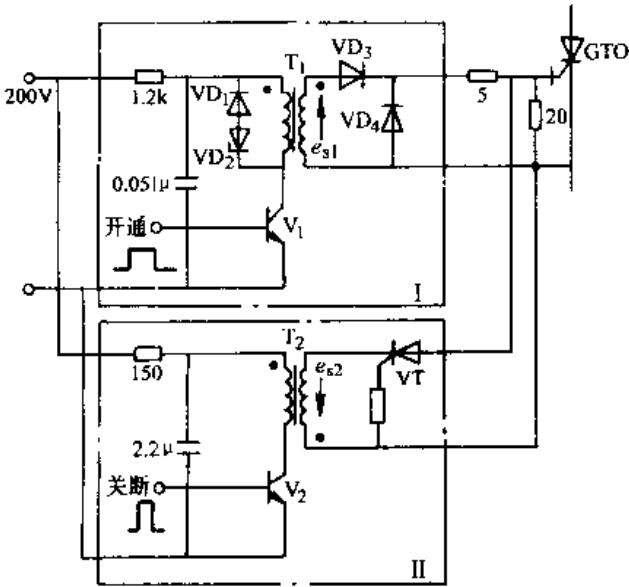


图 5-10 单电源脉冲变压器双信号驱动门极电路

4. 实际 GTO 门极驱动电路参数举例

表 5-1 给出了 1000A GTO 的实用门极驱动电路 的典型参数，该驱动器已成功地用于我国地铁线上。图 5-11 给出了在此门极驱动电路控制下，1000A GTO 的阳极电压和电流波形、门极驱动波形，用户使用中可 按此设计门极驱动电路。

表 5-1 1000A GTO 典型的门极驱动条件

脉冲分类	参数名称	参数符号	参数数值	单 位
门极正向脉冲	峰值电流	I_{FGM}	≥ 20	A
	保持电流	I_{FG}	≥ 5	A
	上升时间	t_r	≤ 1	μs
	脉冲底宽	t_{w1}	≈ 30	μs
门极反向脉冲	峰值电流	I_{RGM}	200~250	A
	脉冲电压	V_{RG}	20~25	V
	脉冲底宽	t_{w2}	40	μs
	电流上升率	di_{RG}/dt	30	A/ μs
	保持拖尾时间	t_{w3}	120	μs
	保持反偏电压	V_R	-5	V

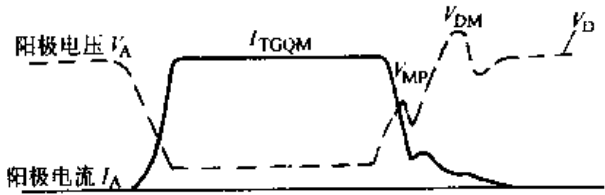


图 5-11 1000A GTO 典型的阳极电压、 电流及门极驱动波形

无感电阻 R_s 20Ω 快开通二极管 VD_s—100A
(耐压与 GTO 耐压一致) 无感电容 C_s 4μF

5.5 HL301A GTO 门极驱动器 控制集成电路

HL301A 是专门为 GTO 门极驱动而设计的前级 驱动电路，是国家“八五”攻关新成果。它能产生触发 GTO 驱动器的三组触发脉冲，可用来组装 600A 和 600A 以上 GTO 的驱动器。它使 GTO 驱动器的可靠 性增加，触发部分所占的面积大大减小，为在 GTO 驱 动器中增加更多的保护显示功能创造了条件。此 GTO 前级厚膜驱动器为国内首创，填补了国内空白，达到了 国际 20 世纪 80 年代末先进水平。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HL301A 采用标准单列直插式 20 引脚厚膜集成 电路封装，对外引出 15 个引脚。它的引脚和外形如图 5-12 所示，芯片厚度 $> 6mm$ 。各引脚的名称、功能及

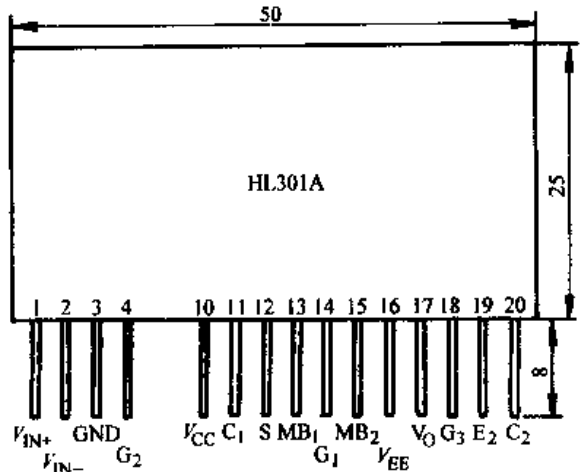


图 5-12 HL301A 的引脚排列

用法见表 5-2。

2. 内部结构和工作原理

HL301A 的内部结构和原理框图如图 5-13 所示。

由图可知,HL301A 内含三组脉冲发生器,它们分别为正强脉冲、平顶脉冲及负脉冲三组前级驱动信号,这便是 HL301A 的简单原理。

表 5-2 HL301A 的引脚说明

引脚号	符 号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{IN+}	控制信号输入正端	通过一个光耦合器分别接用户控制脉冲形成电路输出
2	V_{IN-}	控制信号输入负端	
3	GND	地端	整个 HL301A 的输出脉冲参考地端,接用户提供的输出级供电电源地
4	G_2	正平顶触发信号输出端	用法见图 5-13
10	V_{CC}	工作电源输入端	接用户提供的工作电源,该电源应与用户脉冲形成部分电位隔离
11	C_1	正强触发脉冲信号宽度调节电容连接端	通过一个电容接地端(引脚 3)
12	S	输出触发脉冲端	接典型应用图中 MOSFET 的漏极及 GTO 门极(见图 5-14)
13	MB_1	外接微分耦合变压器端 1	该端接微分变压器的一次绕组一端(另一端接地)
14	G_1	正强触发脉冲输出驱动信号连接端	接功率放大电路中功率放大场效应晶体管栅极(见图 5-14)
15	MB_2	外接微分耦合变压器端 2	该端接微分变压器二次绕组一端(另一端接负电源)
16	V_{EE}	负电源连接端	该端接用户提供的工.作负电源,该负电源应与 V_{CC} 共地电位
17	V_O	输出驱动信号端	接外接功率放大晶体管基极
18	G_3	负脉冲驱动信号输出端	接外接功率放大晶体管发射极或电力 MOSFET 栅极(见图 5-14)
19	E_2	负偏置电压连接端	该端向内部电路提供 -0.7V 电压,并接外接功率放大晶体管集电极
20	C_2	负触发脉冲宽度调节电容连接端	通过一个电容接地端(引脚 3)

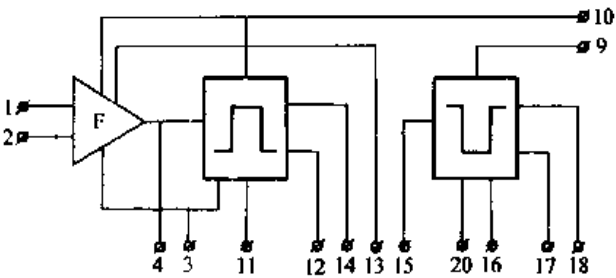


图 5-13 HL301A 的内部结构和工作原理框图

3. 主要设计特点和电参数

(1) 主要设计特点 HL301A 能产生与控制信号

前沿同步的正强触发脉冲信号,其宽度可通过外接电容 C_1 任意设定(一般设定为 $10\sim 30\mu s$),同时 HL301A 能产生与控制信号等宽的正平顶脉冲信号,在控制信号结束的后沿延迟 $1\mu s$ 后,产生负关断脉冲触发信号,此脉冲信号的宽度可通过外接电容 C_2 任意设定(一般设置为 $80\sim 150\mu s$)。

(2) 电参数和限制

- 1) 供电电压:两组互相隔离的 15V
- 2) 输入驱动信号:高电平 $>13V$,输入最大电流 $<20mA$

3) 正强触发脉冲信号电压幅值: 高电平 $>11\text{V}$, 低电平 $<-3\text{V}$

4) 正强触发脉冲电流幅值: 高电平时为 2A , 低电平时为 1A

5) 正平顶脉冲触发信号: 高电平时为 -11V 、 1A , 低电平时为 -3V 、 0.5A

6) 负脉冲触发信号: 在外接功率放大晶体管时为 $+14\text{V}$ 、 5A

7) 输入、输出间隔离电压: $>2500\text{V}$ 、 1min

4. 应用技术

(1) 典型应用接线 HL301A 的内部结构及工作原理决定了它可以用来组装 600A 及 600A 以上的 GTO 驱动器。图 5-14 给出了其典型应用接线。图 5-15 给出了应用它构成的 GTO 门极驱动器原理电路。图中 VF_1 、 VF_2 、 VF_3 、 V 分别用来进行脉冲功率放大, 而 H11L1 及 MB 是为了实现输入、输出间的电位隔离,

需要用户外加的光耦合器和微分离变压器。该图的工作原理可简述为: 输入信号 V_{in} 经 H11L1 高速光耦合器隔离后进入 HL301A 的 1、2 端, HL301A 的 14、1、18 端输出 V_{G1S} 、 V_{G2S} 和 V_{G3S} 分别驱动 GTO 触发器中的 VF_1 、 VF_2 、 VF_3 三组 MOS 晶体管, 其中 VF_1 、 VF_2 为单只 MOS 晶体管, VF_3 为多只 MOS 管并联。 VF_1 、 VF_2 、 VF_3 三组晶体管分别给出正强触发, 正平顶脉冲和负关断脉冲送至被驱动 GTO 元件的门-阴极。GTO 驱动器的 $+6\text{V}$ 、 $+15\text{V}$ 、 -15V 三组电源与 HL301A 端 10 的 $+15\text{V}$ 电源不共地。电容器 C_1 决定正强触发脉冲的宽度, 当宽度为 $30\mu\text{s}$ 时, C_1 约为 1000pF 。电容 C_2 决定了负脉冲的宽度, 当负脉冲宽度为 $120\mu\text{s}$ 时, C_2 约为 10000pF 。微分变压器 MB 实现正、负驱动脉冲的隔离, 采用 $\phi 7\sim 10\text{mm}$ 的 M2K 磁环, 一次、二次侧各绕 30 匝, 隔离耐压不低于 500V 即可。晶体管 V 实现前级负脉冲的放大, 可采用 TIP41C 。 VF_1 、 VF_2 可

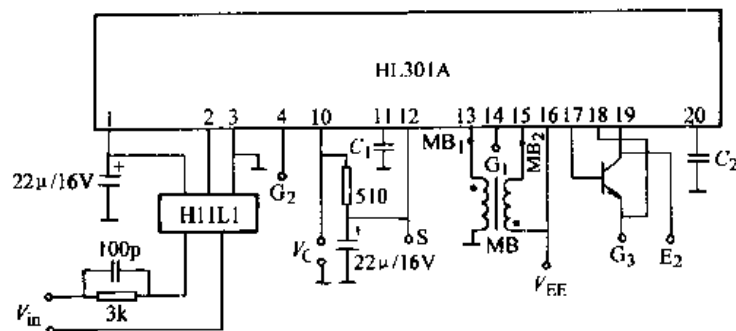


图 5-14 HL301A 的典型应用接线

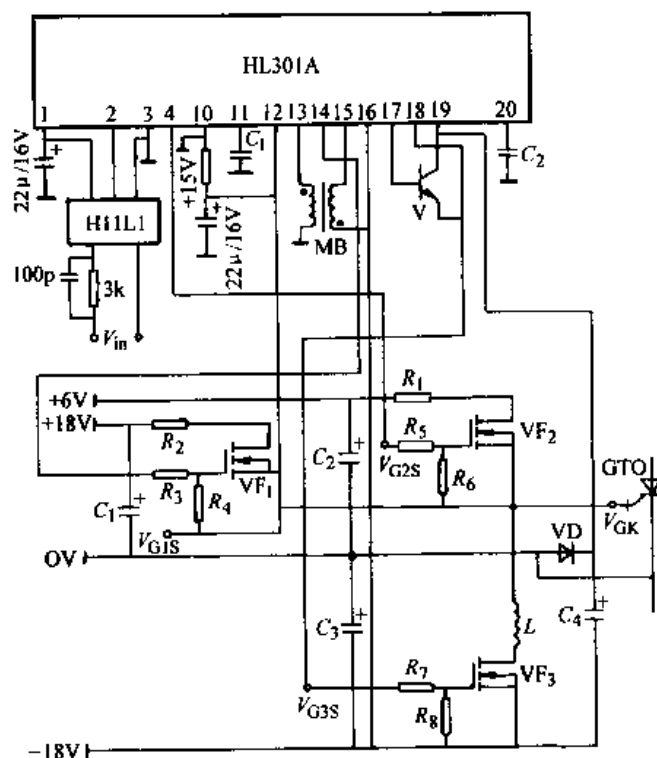


图 5-15 应用 HL301A 构成的 GTO 门极驱动器原理电路

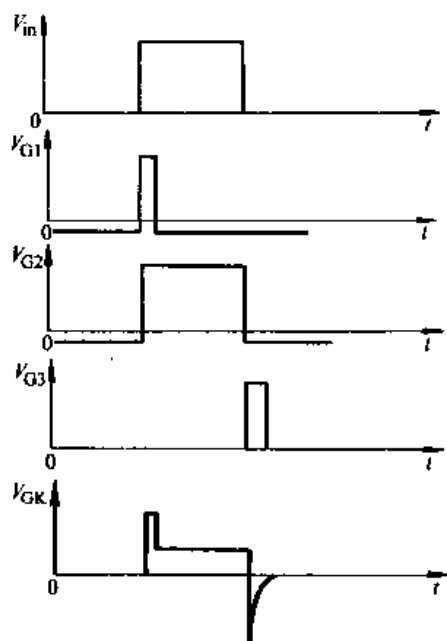


图 5-16 应用 HL301A 构成的 GTO 门极驱动器的输入、输出波形

采用 IRF540。VF₃ 采用 IRF054 或 2SK1389 多个并联，并联数决定于被驱动 GTO 的电流容量。

(2) 输入、输出波形 图 5-16 给出了应用 HL301A 构成的门极驱动器输入、输出波形，由图可以理解 GTO 门极驱动器应用的工作过程和 HL301A 的工作原理。

5.6 硬驱动——GTO 门极驱动技术的革命化进步^[2-8]

GTO 发明至今已大批量使用于直流输电、机车牵引、交流调速等大型电力电子成套装置中，GTO 使用的关键技术之一是其门极驱动电路的设计。瑞士 ABB 公司对大功率 GTO 门极驱动电路的研究证明，常规门极驱动电路的特点表现在：

1) 门极关断电流 I_{GK} (在关断 3000A GTO 时达 750A) 被注入到 300nH 的门极电路电感中。

① 单波电荷损失多： $Q_g = (1/2) t_s I_{GQM}$ (I_{GQM} 为门极关断电流最大值)。

② 在门极驱动电路的输出 MOSFET 上产生较大的损耗。

③ 如没有特殊保护措施，GTO 损坏时将损坏门极驱动电路中的输出 MOSFET。

2) 需要很大的门极后沿电流 (3000A 器件的典型值为 4~8A) 来维持 GTO 的开通或关断。

3) 需通过驱动控制，以减小开关时间。

4) 带有快速保护电路的 GTO 变流器即使 GTO 失效，保护电路亦可保证门极驱动电路不受损坏。

5) 门极驱动电路的电源单元应对地隔离，这增加了隔离部分的损耗 (对于 3000A、4500V 器件，10kV 隔离栅上的传输功耗为 50W)。

由于上述特点，导致了 GTO 应用中的下述技术难题：

1) 应用传统的门极驱动电路驱动 GTO 时，造成大容量 GTO 内部的数个并联 GTO 开通过程不同步。开通过程中，先是局部几个单元开通后，然后等离子体在整个芯片内向边沿扩展。横向扩展使阳极电流上升率限制在 $di_A/dt < 500A/\mu s$ 内。最初较高的电流上升率可能使最先导通的区域过载而导致器件损坏，因此必须采用较大的抑制电感来限制电流上升率。

2) 为获得数值为 3~5 的合理关断增益，对于 GTO 响应时间来说，只能施加较小的门极电流，从而导致其存储时间过长 (约 20 μs)，关断不同步， dv/dt 耐量低，并需要体积庞大的吸收电容。

正是由于这些原因，GTO 应用中的最高开关频率一般限制在 300~500Hz，同时因驱动电路造成串联器件的关断时间不同而难于串联使用。为解决这些棘手的问题，促使了“硬驱动”门极驱动技术的发展，并已证明双极型器件的门极“硬驱动”能够改善其关断特性，使被“硬驱动”的器件开关速度比 MOSFET 和 IGBT 的开关速度快得多，损耗也低得多。实际应用中的主要困难是如何获得极高的门极电流上升率，并如何正确控制由此产生的快速关断。

1. “硬驱动”门极驱动技术的优点

目前“硬驱动”技术已能用于大功率 GTO (HDGTO) 的门极驱动，实践证明了该技术的可行性，如今已开始进入商业化的门极驱动领域。它能向 3000A GTO 提供足够的门极关断电流，在 $di/dt > 3000A/\mu s$ 的条件下，其关断驱动电流 $I_{RGQ} > 3000A$ ，可将被驱动 GTO 的存储时间降至 2 μs 以下的水平，其偏差 $< \pm 100ns$ 。由于做到了同步开关，获得了方形安全工作区和器件的无吸收工作，使 GTO 的工作状况几乎可与 IGBT 相媲美。“硬驱动”技术的优点表现在：

1) 采用“硬驱动”技术，可使被驱动器件的存储时间下降至 1 μs 左右或基本得以消除。驱动多个并联或串联的器件时，可使各器件存储时间的差异 $< 1\mu s$ ，因此无需大的吸收电容或复杂的 di/dt 抑制电路及调时电路。

2) 采用基频开通和“硬驱动”，可使标准器件的关断能力大大超过其额定值，系统设计者可以根据应用要求在开通频率和功率控制能力之间加以选择，以达

图 5-19 是普通 3000A、4500V 采用常规门极软驱动条件下额定吸收电容为 $6\mu\text{F}$ 的 GTO (ABB 公司的型号为 5SGA 30L4502) 采用“硬驱动”使关断过程改善后的特性。这时器件很容易关断两倍于额定值的关断电流。图 5-20 示出了同一个器件在吸收电容为 $1\mu\text{F}$ (只有额定吸收电容的 $1/6$) 时, 关断 3000A 电流的波形, 其关断 dv/dt 为 $1500\text{V}/\mu\text{s}$, 而不是额定的 $500\text{V}/\mu\text{s}$ 。从图 5-20 的示波器波形还可以看出, 尾部电流接近阳极电流的一半 (持续时间不足 $5\mu\text{s}$), 因此约有 1500A 的电流流经吸收电容。

尽管门极驱动经改进为“硬驱动”后已适用于诸如多个 GTO 串联的某些特殊应用, 但由于器件数量多和电路复杂, 仍无法满足牵引和工业领域中竞争激烈的电机传动应用。当前面临的挑战是要大幅度降低门极驱动电路的复杂性。上述门极驱动电路用的是 200V 电源, 需要复杂的电荷控制电路。理想的驱动电路须消除这一不足, 其驱动电压应低于 GTO 的门-阴极雪崩击穿电压, GTO 的门-阴极雪崩击穿电压约为 20V。为此, 需将门极电路电感进一步减小 90%。

4. “硬驱动”门极电路的典型结构及分析

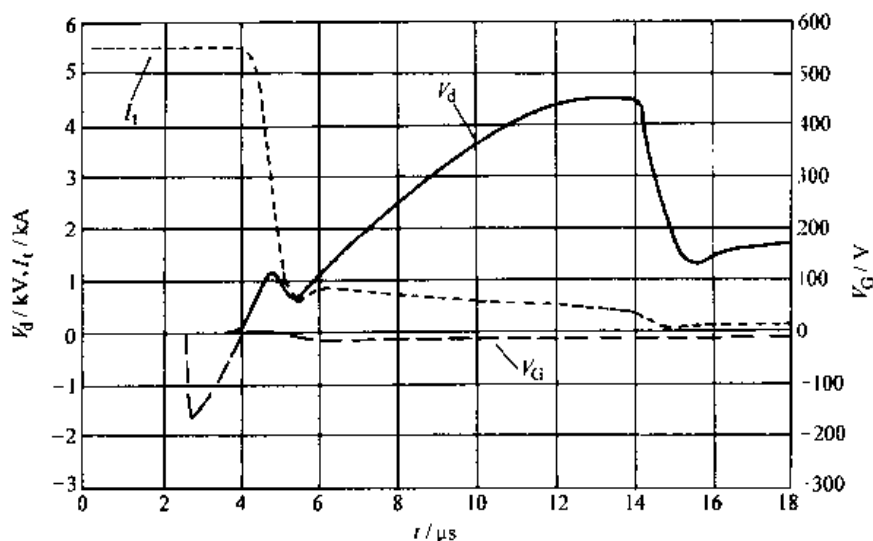


图 5-19 在 $T_j=125^\circ\text{C}$ 、吸收电容 $C_s=6\mu\text{F}$ 时, 带“硬驱动”的 3000A、4500V GTO 关断 5500A 电流的波形

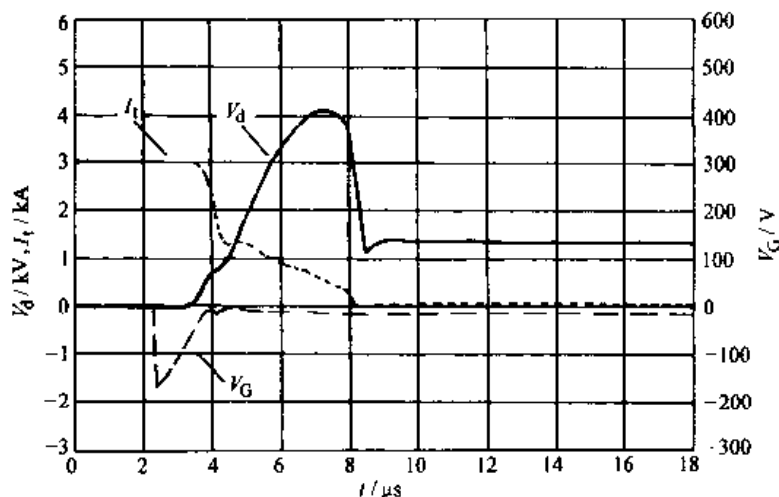


图 5-20 在 $T_j=125^\circ\text{C}$ 、吸收电容 $C_s=1\mu\text{F}$ 时, 带“硬驱动”的 3000A、4500V GTO 关断 3000A 电流的波形

(1) “硬驱动”门极单元的一般结构 图 5-21 是硬驱动门极单元的原理图, 要达到高的 di/dt 需要限制电压, 同时必须降低门极和阴极回路中的杂散电感 (图 5-21 中的 L_1 和 L_2), 采用最优设计的门极单元和它与 GTO 的连接接口, 有可能使杂散电感降到 5nH

以下。

开通时闭合上面的开关, 电容器 C_1 提供电流脉冲, 二极管 VD_1 组成续流通路, VD_2 则提供导通间隙的维持电流; 闭合下面的开关, 可实现关断功能, C_2 提供关断脉冲, VD_3 用于阻断期间的闭锁。开通时“硬驱

动”门极单元与常规门极软驱动单元性能比较的优越性可见表 5-3。

关断时的性能改进更大, 上述 GTO 额定关断最大电流为 3000A, 应用“硬驱动”技术后, 它却能关断 5500A, 几乎是额定电流的两倍。本实验使用了一个标准的 $6\mu\text{F}$ 吸收电容。采用硬驱动, 使 dv/dt 感应而导致再触发的危险大大减小, 这可以从电路中只需要一个小得多的吸收电容得到佐证。表 5-3 已给出应用“硬驱动”后, 存储时间从 $20\mu\text{s}$ 减小到 $1\mu\text{s}$ 的比较结果。

(2) 硬驱动门极单元的典型电路 “硬驱动”门极单元的典型电路如图 5-22 所示。它可分成两部分: 上部分电路控制开通过程, 下部分电路控制关断过程, 且两部分独立工作。设计电路时应使其电感最小值化, L_G 为杂散电感。

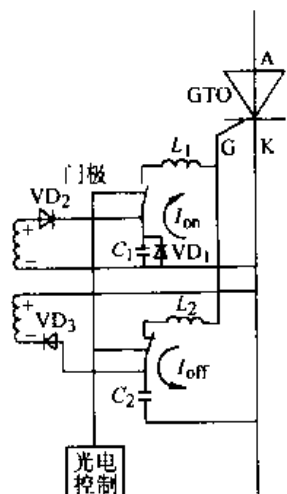


图 5-22 GTO 的硬驱动门极单元简图

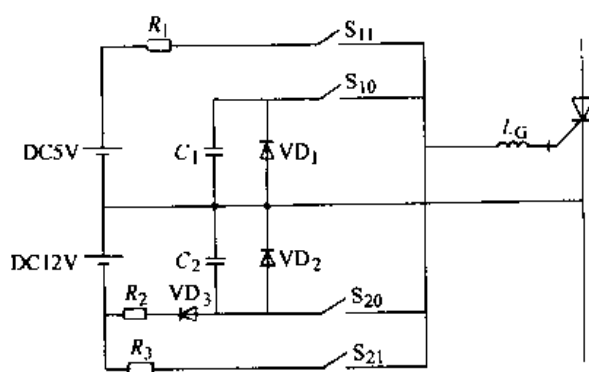


图 5-22 新型硬驱动门极单元电路简图

其工作过程可分析如下:

1) 开通期间的门极电路: 在开通期间, 门极电流波形由电容 C_1 和开关 S_{10} 决定。电容通过开关放电, 在约 250ns 内产生 1000A 的门极电流 (硬驱动)。门极电流通过续流二极管而维持在高水平上, 其后则通过 S_{11} 由 5V 电源维持。

在较大门极电流脉冲作用下, NPN 晶体管 (阴极

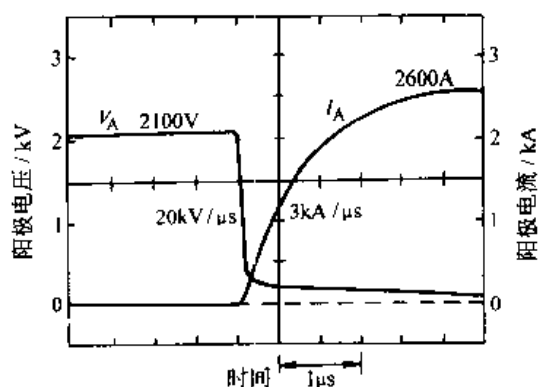


图 5-23 “硬驱动”技术驱动 GTO 的开通实验结果

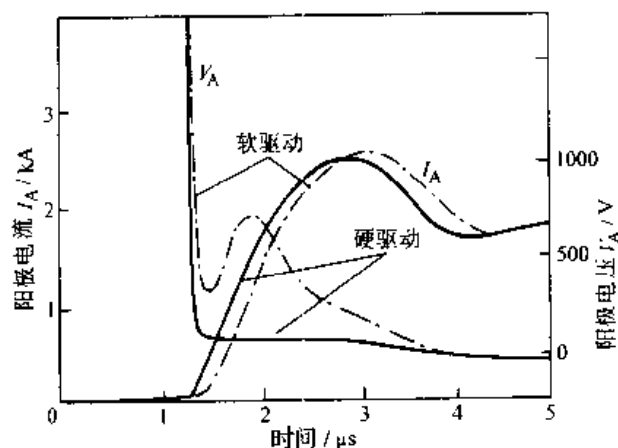


图 5-24 $I_{G\max}=1000\text{A}$ 时 (硬驱动) 和 $I_{G\max}=500\text{A}$ 时 (软驱动) 的开通瞬态实验结果

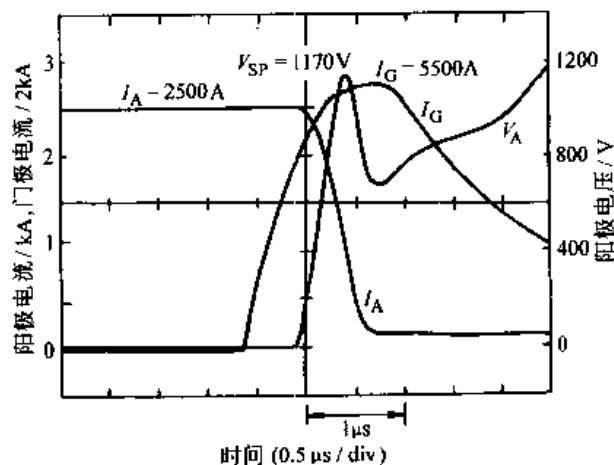


图 5-25 关断瞬间的实验结果: 阳极电流、门极电流及阳极电压与时间的关系

/P 基区/衬底) 开通, N^- 发射区注入电子, 并输送到 N^- 基区, 同时 N^- 基区产生相应空穴注入。空间电荷区开始减小, 阳极电压在 100ns 内下降到 $V_A \leq 200\text{V}$ 。此时, 主电流仍很小, 这就意味着晶体管作用强于晶闸管作用。图 5-23 给出了 1000A 电流的硬门极驱动下的开通瞬态波形。由图可知, 在延迟时间内, 阳极电压以 $20 \sim 25\text{kV}/\mu\text{s}$ 的斜率快速下降到 200V , 因而可以认为,

这是一个近乎完美的开通瞬态过程。

图 5-24 示出在 500A 门极电流下的另一个开通实验波形, 图中还给出了上一个试验的波形。对两种波形作一比较, 会发现其差别很明显。本实验中, 在 NPN 晶体管进入准饱和之前晶闸管效应就开始起作用, 因而增加了开通损耗。在“软驱动”条件下, 由于电子浓度低, 空间电荷区要维持一段时期 ($V_A > 200V$)。延迟的空穴被扫过空间电荷区到达 P⁺ 基区, 引发相应的电

子注入, 从而形成等离子体。

2) 关断期间的门极电路: 图 5-22 所示电路的下部分控制关断过程。电容 C_2 通过开关 S_{20} 吸收数千安的大电流脉冲。大电流脉冲的上升时间约为 $1.5\mu s$ 。另外, 开关 S_{21} 用来维持器件的阻断状态。

图 5-25 示出在 5500A 门极峰值电流下, $I_A = I_{TGM} = 2500A$ 的关断波形。存储时间为 $1.5\mu s$, 下降时间为 $1\mu s$, 阳极峰值电压为 1170V (寄生吸收电感所致)。由

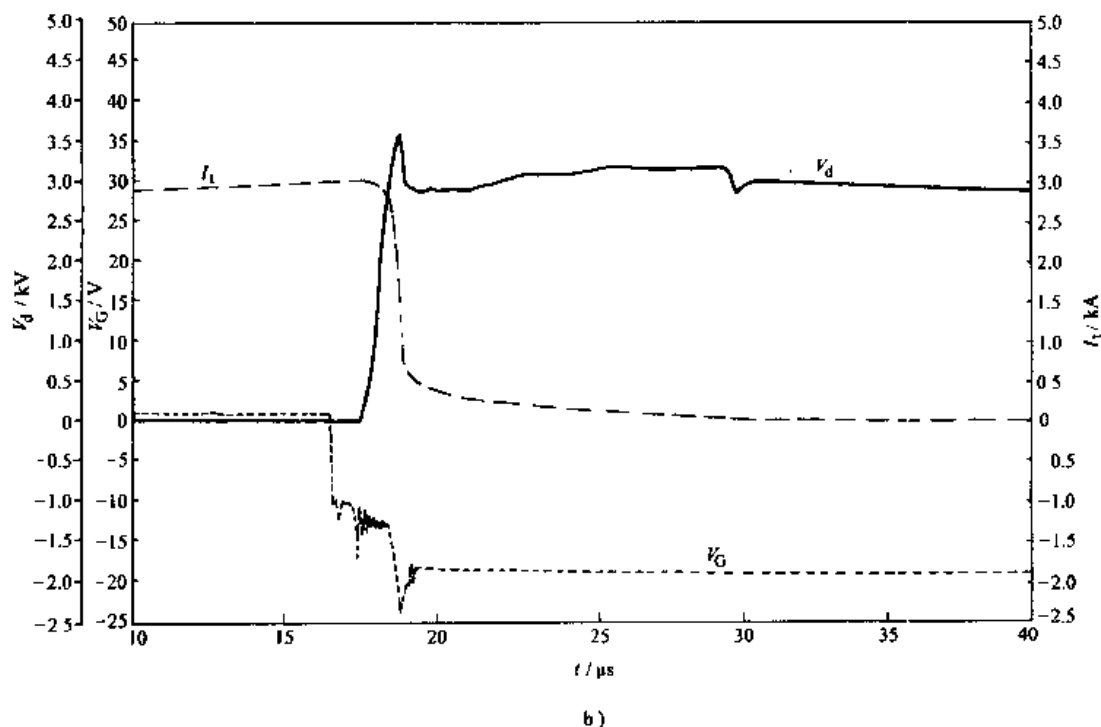
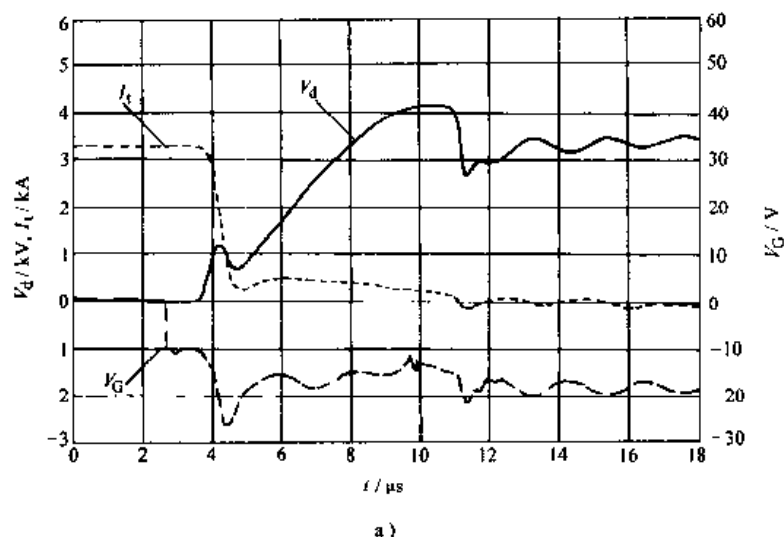


图 5-26 不同吸收电容时, 同一个 GTO 应用

“硬驱动”技术的关断过程瞬态实验波形

a) $T_j = 110^\circ C$ 、吸收电容 $C_s = 3\mu F$ 时关断 3300A GTO

b) $T_j = 125^\circ C$ 、无吸收电容, 即 $C_s = 0$ 时关断 3300A GTO

于门极电路电感低（总计为 $L_G = 36\text{nH}$ ）以及 GTO 门-阴结的雪崩效应，门极电流很快下降到 1000A 。由于采取了特殊措施，以保证拖尾期间门极电压总为负值（通过图 5-22 中的 VD_3 、 R_2 和 -15V 电源来实现），因此即使是在高结温、大拖尾电流工况下，也能保证较低的门极阻抗和足够的负偏压。

图 5-26a 和 b 示出了另外两个关断波形。其中图 5-26a 所示的是在 $3\mu\text{F}$ 吸收电容下，应用“硬驱动”技

术关断 3300A 阳极电流的实验结果；图 5-26b 所示的是在无吸收电路条件下，应用“硬驱动”技术关断 3300A 阳极电流的实验结果（ V_G 为扣除杂散电感后的门极电压， I_T 为阳极电流， V_A 为阳极电压）。这些结果清楚地表明了所推荐的硬驱动的潜力：电流关断能力大、吸收电容小、 dv/dt 耐量大以及在关断过程中可使用在接近于硅材料功率密度理论极限的工况（在关断瞬间已测到 $243\text{kW}/\text{cm}^2$ 的功率密度）下。

第6章 电力晶体管 (GTR) 基极驱动和控制专用集成电路

6.1 概述

电力晶体管 (GTR) 是 20 世纪 80 年代初期发明的, 现已得到广泛应用。在电力电子技术发达的西方国家 (如日本、美国、英国、德国等), GTR 正在逐渐被 IGBT 所取代。GTR 应用的关键技术是其基极驱动电路的设计和快速有效的保护。由于 GTR 内部由若干

个小功率晶体管并联而成, 所以 GTR 的驱动和保护问题要比晶闸管复杂得多。为了解决 GTR 的合理驱动问题, 许多功率半导体器件的制造商都开发了与本公司配套的 GTR 驱动电路。表 6-1 简要给出了国内常见或常用的 GTR 驱动电路的型号、基本特性、性能及生产、销售单位。以后各章将详细介绍其引脚排列、内部结构、工作原理及使用方法。

表 6-1 常见或常用 GTR 的驱动集成电路简表

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
UAA4002 ^①	标准双列直插式 16 引脚单片集成电路, 可对被驱动 GTR 进行快速有效的分散式就地保护, 并保证被驱动 GTR 运行于准饱和的理想临界状态	工作电源电压: $-6 \sim -7\text{V}$ $+8 \sim +10\text{V}$ 正向驱动电流最大值: 1.5A 反向驱动电流最大值: 3.5A	法国 THOMSON 公司
UAA4003 ^②	标准双列直插式 16 引脚单片集成电路, 可对被驱动 GTR 进行最优驱动及完善的保护, 保证被驱动 GTR 运行于临界饱和的理想状态, 自身含有 PWM 脉冲形成单元, 故与 GTR 配合特别适用于直流斩波器系统	工作电源电压: $-5 \sim -7\text{V}$ $+8 \sim +12\text{V}$ 正向驱动电流最大值: 1.5A 反向驱动电流最大值: 3.5A 输出 PWM 脉冲频率: 100Hz~几千赫	法国 THOMSON 公司
HL201 ^③	单列直插式 16 引脚厚膜电路封装, 属国内首创, 达到国际 80 年代末先进水平。内部设置了微分变压器实现信号隔离, 具有响应速度快的优点, 有贝克钳位端可实现贝克钳位, 双电源工作, 输入与输出间绝缘隔离, 适用于 75A 以下的 GTR 直接驱动	工作电源电压: $-5 \sim -7\text{V}$ $+8 \sim +10\text{V}$ 输入驱动信号: $>10\text{V}$, $<5\text{mA}$ 最大输出电流: $\geq \pm 2.5\text{A}$ 输入、输出间隔离电压: $\geq 2500\text{V}$	陕西高科电力电子有限责任公司
HL202 ^④	单列直插式 20 引脚标准厚膜电路封装, 在 HL201 的基础上增加了退饱和保护和负电源电压的欠电压保护, 内置光耦合器实现信号隔离, 隔离性好, 输出功率大, 可驱动 100A 以下的 GTR, 附加放大后可驱动 100A 以下的 GTR	工作电源电压: $+8 \sim +10\text{V}$ $-5.5 \sim -7\text{V}$ 最大输出电流: $>2.5\text{A}$ 负电源欠电压保护电压: $5 \pm 0.5\text{V}$ 输入驱动信号: $>13\text{V}$, $<50\text{mA}$	
EXB356 ^⑤	单列直插式 12 引脚封装, 采用光耦合器实现输入、输出之间的隔离, 用于驱动 GTR 逆变桥中或斩波器中的上功率管, 与 EXB357 为互补驱动管。可直接驱动 50A、1000V 的 GTR 模块	$V_{\text{iso(RMS)}}: 2500\text{V}$, 1min 最高工作频率 $f_{\text{max}}: 2.5\text{kHz}$ 正向最大驱动电流: 1.3A 反向最大驱动电流: 3.4A	日本富士电机公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)
EXB357 ^⑥	单列直插式 12 引脚封装, 采用光耦合器实现输入、输出之间隔离, 用于驱动 GTR 逆变桥中的下功率管或斩波器中的 GTR	正向最大驱动电流: 0.15A 反向最大驱动电流: 0.6A $dv/dt: \geq 4000\text{V}/\mu\text{s}$ 最高工作频率 $f_{\text{max}}: 2.5\text{kHz}$ $V_{\text{iso(RMS)}}: 2500\text{V}$, 1min	

(续)

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
ZTP100 ^① ZTP200 ^①	用于 GTR 驱动和保护集成电路, 它们可对 GTR 实现最优驱动, 保证被驱动 GTR 不被损坏, 如果检测到错误情况, 就立即关断晶体管, 同时置位故障状态	工作电源电压: 5~20V 基极驱动电流: 60mA 输入高电平最低电压: 2.4V	英国 ZTEX 公司
M57904L ^②	单列直插式 22 引脚封装, 由三个可驱动 50A、600V 以下 GTR 模块的单元组成, 内部不设置光隔离器, 输入、输出不隔离	V_{CC} : 10V 最高工作频率: 2kHz	日本三菱电机公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)
M57215BL ^①	单列直插式 8 引脚封装, 单电源自生负压工作, 可直接驱动 50A、1000V 以下的 GTR 模块一单元, 外加功率放大器可驱动 75~400A 以上的 GTR 模块	工作电源电压: +10V, -3V 工作频率: $\leq 2\text{kHz}$	
M57915L ^①	单列直插式 9 引脚封装, 单电源工作, 可驱动 20A 以下的 GTR 模块, 内置光耦合器实现输入、输出隔离	工作电源电压: 7~9V, 最大 14V 输入电压: -1~+7V 工作结温 T_J : 100°C	
M57916L ^①	单列直插式 18 引脚标准厚膜集成电路封装, 为两独立驱动器共同封装型, 每路独立电源工作, 内部分置隔离光耦合器, 可驱动 20A 以下的 GTR 模块两单元	工作电源电压: 7~9V, 最大 14V 输入控制电压: -1~+7V 工作频率: 2kHz 工作温度: +70°C	
M57917L ^②	单列直插式 9 引脚标准厚膜集成电路封装, 输入与 TTL 电平兼容, 内置光耦合器与控制电路隔离, 可直接驱动 20A、1000V 以下的 GTR 模块一单元	驱动电流 高电平输出电流 I_{B1} : -1A 低电平输出电流 I_{B2} : 3A (峰值)	
M57951L ^①	单列直插式 22 引脚封装, 内置三个相同的可独立驱动 50A 以下 GTR 模块的驱动器, 内部不包含输入与输出隔离的光耦合器	电源电压: 14V 工作频率: 2kHz 工作结温 T_J : 125°C 内部各单元间隔离电压: 2500V (RMS)	
M57955L	单列直插式 8 引脚标准封装, 内置光耦合器实现输入、输出隔离, 可直接驱动 50A 高放大倍数的 GTR 模块一单元	工作电源电压: 12V 工作频率: 2kHz 输入电压: -1~+7V	
M57925L ^① M57950L ^①	单列直插式 10 引脚封装, 内置光耦合器实现输入、输出隔离, 具有大电流驱动能力, 可驱动 50A 以下 GTR 模块一单元	工作电源电压 V_{CC} : 14V 驱动电流 I_{ON} : $\leq -1\text{A}$ I_{OL} : $\leq -3\text{A}$ 工作频率 f_{max} : $\leq 2\text{kHz}$	
MPD1202 ^②	单列直插式 8 引脚标准厚膜集成电路封装, 输入与 TTL 电平兼容, 可直接驱动 100A 1000V 以下的 GTR 模块一单元	双工作电源电压 V_{CC} : 14V V_{EE} : -3V 输入驱动信号幅值 V_{IH} : 4~5V	日本东芝公司 美国 MOTOL-OLA 公司

(续)

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
TF1202 ^①	单列直插式 8 引脚标准厚膜集成电路封装 内置光耦合器实现输入、输出隔离, 输入~J TTL 电平兼容, 可直接驱动 100A 以下 GTR 模块	工作电源电压 V_{CC} : 14V V_{EE} : -3V V_{IN} : 4~5V 输入、输出间绝缘电压: $V_{ISO(RMS)} \geq 2500V$	日本东芝公司
UAA4006	双列直插式 16 引脚封装, 与 UAA4002 属同一家族, 分别用来驱动斩波器中的 GTR, 功能与 UAA4003 类似, 仅引脚排列不同	同 UAA4002	法国 THOMSON 公司

① 指本章中有较详细介绍。

6.2 HL201 GTR 基极驱动厚膜集成电路

HL201A GTR 驱动器适用于 75A 以下 GTR 的直接驱动。它采用厚膜工艺制造, 内置微分变压器实现输入、输出隔离, 具有可靠性高、受环境因素影响小、性能优良及价格便宜的优点。HL201A GTR 厚膜驱动器为国内首创, 填补了国内空白, 达到国际 20 世纪 80 年代末先进水平, 它响应速度快, 具有贝克钳位端, 外接 MUR1100 高反压快速二极管就可实现贝克钳位, 且输出功率大。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HL201 采用标准单列直插式 16 引脚厚膜集成电路封装。它的引脚排列如图 6-1 所示, 各引脚的名称、功能及用法见表 6-2。

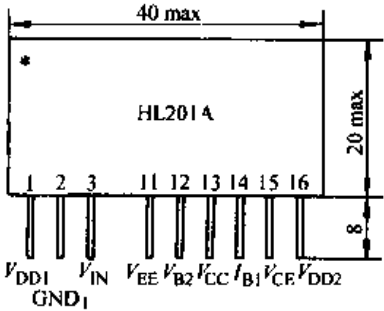


图 6-1 HL201 的引脚排列

表 6-2 HL201 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{DD1}	输入级电源端	接用户工作电源, +9~+15V
2	GND_1	输入级地端	接用户工作电源地
3	V_{IN}	控制脉冲输入端	接用户控制脉冲形成电路输出
11	V_{EE}	输出功率放大级负电源端	接-6V (-6V 应与输入级-15V 电位隔离)
12	I_{B2}	驱动 GTR 负电流输出端	通过一个电阻与电感并联的网络接被驱动 GTR 基极
13	V_{CC}	输出功率放大级电源端	通过一个限流电阻接引脚 16
14	I_{B1}	驱动 GTR 正电流输出端	通过一个电阻接被驱动 GTR 基极
15	V_{CE}	被驱动 GTR 集-射极电压监测端	通过一个快恢复二极管 (如 MUR1100) 接被驱动 GTR 集电极, 二极管阳极接该端
16	V_{DD2}	功率放大输出级正电源连接端	接用户提供的 +9V (+9V 应与输入级 +15V 电位隔离)

2. 内部结构和工作原理

HL201 的内部结构和原理电路如图 6-2 所示。其工作原理可简要分析如下: 来自用户控制回路的脉冲信号经 V_1 功率放大后带动隔离微分变压器, 再由脉冲放大和整形电路整形、放大后输出。当输出脉冲为高电平时, 由电阻 R_2 限流后使晶体管 V_2 导通, 驱动 GTR 饱和导通, 过饱和驱动电流经接于引脚 15 的贝

克钳位二极管分流。当输出脉冲为低电平时 V_2 截止, PNP 功率晶体管 V_3 导通, 迅速抽出被驱动 GTR 基-射结的剩余载流子, 使被驱动 GTR 快速关断。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 对电源的适应范围宽。
- 2) 输出驱动电流大。

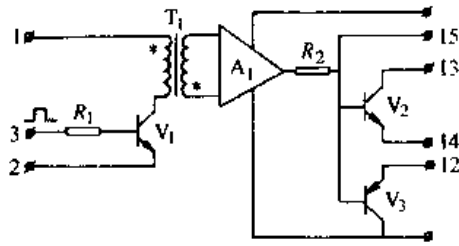


图 6-2 HL201 的内部结构和原理电路

3) 工作频率宽。

4) 电路为厚膜封装，提高了对环境的适应性。

(2) 参数限制

1) 供电电源电压： $V_{CC} = +8 \sim 10V$ ， $V_{EE} = -5 \sim -7V$

2) 最大输出电流：前沿 $\geq \pm 2.5A$ ，前沿上升时间 $< 1\mu s$ ，平顶 $1.5A$

3) 输入驱动信号：高电平 $\geq 5V$ ，其吸取电流 $\leq 5mA$

4) 输入、输出响应时间： $\leq 1.5\mu s$

5) 输入与输出间隔离电压：工频 $2500V$ ， $1min$

4. 应用技术

(1) 典型工作波形 图 6-3 给出了 HL201A 工作时的输入电压与输出电流的典型波形。

(2) 典型应用接线图 图 6-4 给出了 HL201A 典型应用接线图。图中二极管 VD 应选取快恢复二极管，如 FR107、MUR1100 等。

(3) 参数选取及计算 HL201 输出的正驱动电流 $I_{B1} = (V_{CC} - V_{CE(sat)}) / (R_C + R_{B1})$ ，对于 $50A$ 的达林顿 GTR， I_{B1} 取 $0.5A$ 左右，对于 $75A$ 的 GTR， I_{B1} 取 $1A$ 左右， R_{B1} 一般取 1Ω 。故

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE(sat)}) / I_{B1} - 1$$

式中 V_{CC} ——供电电压；

$V_{CE(sat)}$ ——被驱动 GTR 的饱和压降。

通常，电阻 R_C 约为 $5 \sim 10\Omega$ ，电感 L_B 一般为几微亨，使用中一般取 $R_{B2} > R_C$ 。

(4) 应用举例 图 6-5 给出了应用 HL201 驱动 GTR 制成的斩波式开关电源的原理图，所用的 GTR 为 $50A$ 三级达林顿型，输入信号由 TL494 PWM 发生器产生。

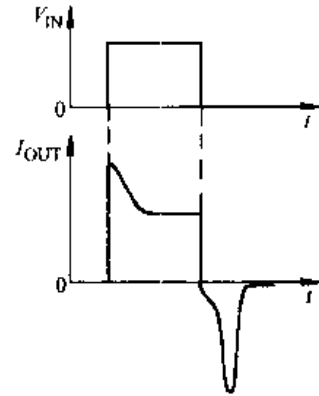


图 6-3 HL201A 工作时的典型波形

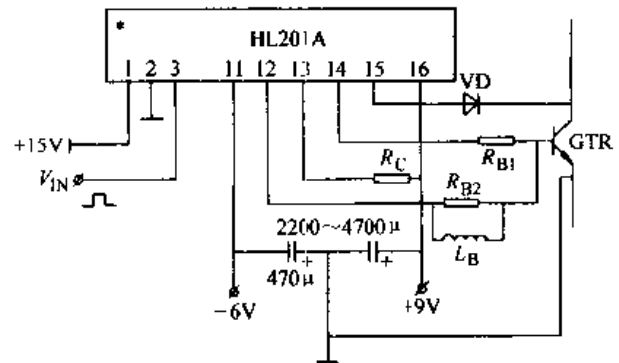


图 6-4 HL201A 应用中的典型接线图

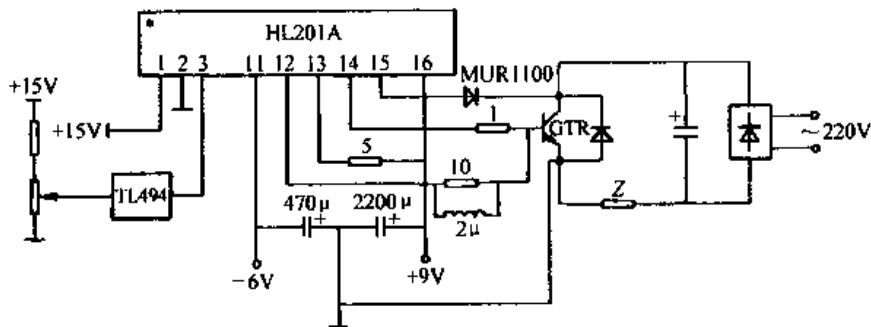


图 6-5 HL201A 用于斩波器系统中的原理图

6.3 HL202 GTR 基极驱动厚膜集成电路

HL202 是在 HL201 基础上改进开发的，它自身除具有 HL201 所具有的一切优点外，又增加了退饱和及负电源电压的欠电压保护功能。它可实现对被驱动

GTR 的过电流快速分散就地式保护，一旦被驱动的 GTR 因过电流而退饱和，其集-射极电压将迅速上升到某值（该值可由 HL202 电路的外接元件进行调整）时，HL202 能在 $3\mu s$ 内自动封锁正向驱动电路，在被驱动 GTR 的基-射极施加负驱动电压，使被驱动 GTR 可靠关断。另一方面，当 HL202 工作的负电源电压低

于5V时,能自动封锁输出脉冲,实现负电源电压的欠电压保护功能。该厚膜驱动电路的开发成功属于国内首创,填补了国内空白,达到了国际上20世纪90年代初的先进水平。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HL202是采用标准单列直插式封装20引脚的厚膜集成电路。它的外形尺寸及引脚排列如图6-6所示。

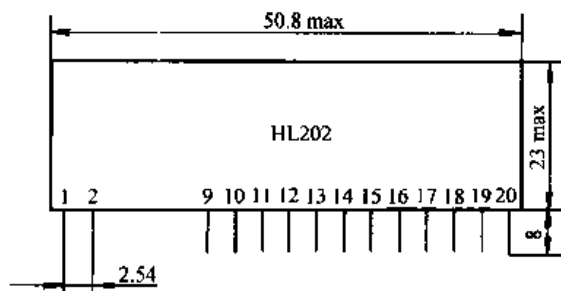


图 6-6 HL202 的引脚排列

各引脚的名称、功能及用法如下。

(1) 驱动信号输入端

引脚 1、2: HL202 的驱动信号输入端。应用中,引脚 1 接用户脉冲形成部分输出;而引脚 2 通过电阻和电容的并联网络接用户控制脉冲形成部分的电源,同时引脚 2 还通过电阻和电容的并联网络接用户控制电源的地。

(2) 电源端

引脚 20: 驱动电路正电源连接端。应用中,接用户为该驱动芯片提供的正隔离电源。

引脚 17: 驱动电路负电源连接端。应用中,接用户为该驱动芯片提供的与引脚 20 电源共地的负隔离电源。

(3) 地端

引脚 12: 驱动电路参考地端。应用中,直接接被驱动 GTR 的发射极及电源地端。

(4) 控制端

引脚 9: 退饱和保护死区时间设置端。该端所接电容大小决定了 HL202 在保护后输出脉冲的最窄宽度,应用中,通过一个 $0.047\mu\text{F}$ 的电容接负电源。

引脚 10: 退饱和电压检测输入端。该端通过一并联的电阻与电容接引脚 13,通过引脚 13 检测到的实际 V_{CE} 电压值提供给内部的退饱和电路,其典型参数,电容为 $0.047\mu\text{F}$,电阻为 100Ω 。

引脚 16: 退饱和和保护门槛电压设置端。该端外加电压的大小决定了退饱和和动作的快慢,应用中,通过一固定端分别接正负电源,而可调端接该端的电位器。为保证该端电压的可调范围及灵敏度,外接电位器最好选用多圈电位器,其电阻值应选 $0.5\sim 1\text{k}\Omega$ 。

引脚 13: 贝克钳位输出端。该端可使过驱动电流

流入被驱动的 GTR 的集电极。通过对基极驱动电流的分流实现贝克钳位,防止被驱动 GTR 的过饱和。同时该端还为退饱和保护提供一个实际检测信号。应用中,该引脚通过一个快恢复二极管接至被驱动 GTR 集电极。对二极管的要求是其耐压 V_{RRM} 大于被驱动 GTR 工作母线电压的 2~3 倍,而其恢复时间 $t_r \leq 1\mu\text{s}$ 。

(5) 输出端

引脚 15: 正驱动电流输出端。当 HL202 用来驱动电流容量 $< 50\text{A}$ 的 GTR 时,该端直接接被驱动 GTR 的基极。如 HL202 用来经功率放大后驱动电流容量在 $150\sim 400\text{A}$ 以下的 GTR 时,该端接外接功率放大的 NPN 晶体管的基极。

引脚 14: 内部接输出级互补功率放大的 NPN 开关晶体管集电极。该端外接电阻 R_{C1} 值的大小决定着 HL202 输出的正向驱动电流值,应用中,当 HL202 直接驱动容量为 50A 以下的 GTR 时,一般 R_{C1} 取为 $5\sim 10\Omega$ 。该端通过一电阻接 HL202 工作的正电源,该电阻的取值随被驱动的 GTR 的容量不同而不同。而当 HL202 经功率放大后用来驱动容量在 $150\sim 400\text{A}$ 的 GTR 时,该端外接功率放大开关晶体管的集电极后接正电源。

引脚 17: 接输出级互补功率放大 PNP 开关晶体管集电极。该端到负电源之间连接电阻 R_{C2} 值的大小决定着 HL202 输出的负向驱动电流值。应用中,当 HL202 直接驱动容量为 50A 以下 GTR 时,该端通过一电阻 R_{C2} 接 HL202 工作的负电源,对该电阻的取值要求 $R_{\text{C2}} > R_{\text{C1}}$,而当 HL202 经功率放大后用来驱动容量为 $150\sim 400\text{A}$ 的 GTR 时,则该端直接接外接功率放大 PNP 管集电极后接 HL202 工作的负电源。

引脚 18: 负基极电流输出端。当 HL202 直接用来驱动电流容量为 50A 以下的 GTR 时,该端直接通过一防止基极电流振荡的小电感接引脚 15 后,通过一个 1Ω 的电阻接被驱动的 GTR 基极,而当 HL202 用来经功率放大后驱动电流容量为 $150\sim 400\text{A}$ 的 GTR 时,该端接外接 PNP 功率放大开关晶体管的基极。

引脚 19: 退饱和和保护信号引入端。该端为 HL202 的退饱和和保护电路提供一个实际集-射极电压的输入信号。应用中,它一方面通过一阻值为 100Ω 的电阻接 HL202 的工作正电源;另一方面,通过一个快恢复二极管接至被驱动 GTR 的集电极。对该二极管的要求是,反向耐压 V_{RRM} 大于被驱动的 GTR 工作母线电压的 2~3 倍,而其恢复时间 $< 1\mu\text{s}$ 。

2. 内部结构和工作原理

HL202 的内部结构和原理框图如图 6-7 所示。在

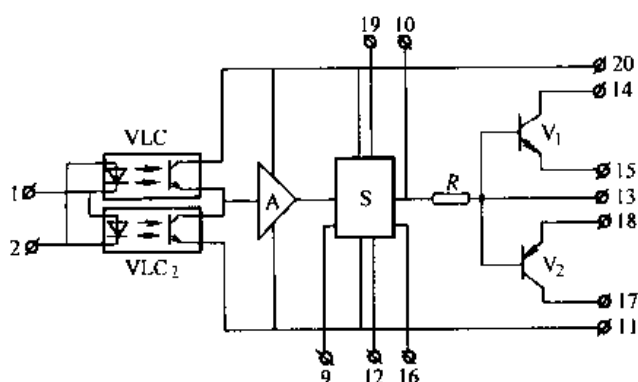


图 6-7 HL202 原理框图

其内部集成有两个光耦合器 VLC_1 、 VLC_2 ，两个小功率开关晶体管 V_1 和 V_2 ，一个脉冲整形逻辑 A 及一个脉冲匹配、保护和封锁逻辑 S。

它的工作原理可简析如下：用户脉冲形成部分的输出脉冲接 HL202 的引脚 1，在该脉冲的高电平区间，上部光耦合器 VLC_1 截止，下部光耦合器 VLC_2 中的二极管导通发光，其电流流通路径为引脚 1→引脚 2 后经过电阻与电容加速网络到脉冲形成部分的地。此时光耦合器 VLC_2 二次侧晶体管饱和导通输出地电平，经脉冲整形环节后，脉冲匹配及保护网络输出低电平，末级功率放大管 V_1 截止， V_2 导通，给被驱动的晶体管基-射极施加一负偏置电压，保证被驱动 GTR 可靠截止。另一方面，当脉冲形成环节输出为低电平时，光耦合器 VLC_1 中的发光二极管导通而发光（光耦合器 VLC_2 中的发光二极管因受反压而截止，相应的其二次侧晶体管也截止），其二次侧晶体管饱和导通，脉冲整形环节输出高电平。设被驱动的 GTR 未退饱和，则退饱和和保护电路不动作。同时，由于 HL202 工作的负电源电压未出现欠电压，欠电压保护环节亦不动作，脉冲匹配及保护网络输出高电平，末级功率放大电路中的 NPN 晶体管 V_1 导通，PNP 晶体管 V_2 截止，向被驱动的 GTR 基极提供足够的驱动电流，保证被驱动的 GTR 运行于准饱和状态。一旦被驱动的 GTR 退饱和或 HL202 工作负电源电压低于 $-4.5V$ ，则脉冲匹配及保护封锁逻辑 S 输出低电平，晶体管 V_2 导通， V_1 截止。由上述的分析可知，被驱动的 GTR 基-射极反偏而可靠截止。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点 HL202 的主要设计特点有：内部集成有光耦合器，以实现信号隔离，隔离电压可达 2500V 以上，从而满足了其用于晶体管逆变系统中被驱动的多个晶体管发射极电位不等的需要。同时，它的内部设计有抗被驱动 GTR 过饱和的贝克钳位电路，用户可在贝克钳位端外接高压快速二极管实现贝克钳位，防止被驱动的 GTR 过饱和。另一方面，它的内

部还设计有退饱和的保护功能，一旦被驱动的 GTR 因过电流或其他原因退饱和，内部电路可保证在 $3\mu s$ 内切断正向驱动电流，防止被驱动的 GTR 退出饱和区进入放大区而遭受二次击穿的损坏，因而应用 HL202 来驱动 GTR 可使被驱动的 GTR 运行于临界饱和的最优状态。HL202 采用双电源工作，其输出功率大，可直接驱动电流容量在 100A 以下的三级或两级达林顿晶体管，附加放大后还可驱动容量为 150~100A 的 GTR。为防止工作负电源电压不足造成的晶体管关断过程中基-射极负偏压不足而造成的不可靠关断，在 HL202 的内部还设计有自身工作负电源电压的欠电压保护电路，一旦负电源电压比额定值低 0.5V，则负电源电压保护电路动作，封锁被驱动 GTR 的驱动脉冲，保证被驱动的 GTR 不再导通。

(2) 主要参数限制

- 1) 工作正电源电压 V_{DD} : 15~16V
- 2) 工作负电源电压 V_{EE} : $-5.5\sim-6V$
- 3) 输出最大正向驱动电流: 0.5A
- 4) 输出最大反向驱动电流: $-3A$
- 5) 输入驱动脉冲幅值: 高电平 $>13V$ ，低电平 $<0.5V$
- 6) 欠饱和门槛电压可调范围: 0.5~5.5V
- 7) 输入、输出隔离电压 V_{RSM} : 交流 2500V, 50Hz, 1min

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) 当 HL202 引脚 9 的外接电容 C_1 为 $0.047\mu F$ 时，退饱和和保护动作的延迟时间为 $3\mu s$ ，也就是说，在被驱动的 GTR 退饱和 $3\mu s$ 之后，HL202 能自动封锁正向驱动电流。退饱和的动作延迟时间大小与电容 C_1 的电容量成比例地变化， C_1 越大，则延迟时间越长，如被驱动的 GTR 导通时的冲击电流较大，则应适当延长死区时间。

2) 退饱和和保护门槛电平在引脚 16 悬空时为 5V，当需改变退饱和和保护电平时，需外接电位器来改变引脚 16 的电平。

3) 引脚 18 所接的电感 L 约为几微亨，选择适当的电感值，可使被驱动的 GTR 的关断过程最优，并可避免被驱动的 GTR 基极电流的振荡。

4) 引脚 14 的外接串联电阻 (Ω) 的取值为

$$R_{C1} = (V_{CC} - V_{CES} - V_{BE}) / I_{B1}$$

式中 V_{CC} ——HL202 工作的正电源电压 (V)；

V_{CES} ——HL202 内部末级功率放大 NPN 开关晶体管 V_1 的饱和压降 (V)；

V_{BE} ——被驱动 GTR 的基-射极电压降 (V)，对

三级达林顿管,约为 2.1V;对两级达林顿管,约为 1.4V;对单管 GTR 约为 0.7V;

I_{B1} ——被驱动的 GTR 所希望的基极驱动电流 (A)。

当被驱动 GTR 的基极电流为 0.5~1.5A 时, R_{C1} 约为 5~10 Ω 。

5) 引脚 17 的外接电阻 R_{C2} 决定着被驱动的 GTR 关断过程中的负电流大小,较小的 R_{C2} ,可使 HL202 提供较大的负关断电流,加速被驱动的 GTR 的快速关断,减小关断损耗。但过快的关断,反而会减小被驱动的 GTR 的反向安全工作区,过大的 R_{C2} 将使被驱动的 GTR 的关断过程变长,增加了关断过程中的损耗,甚至不能保证被驱动的 GTR 可靠关断。因而 R_{C2} 的取值要综合考虑关断损耗、反向安全工作区、关断时间等众多因素,一般取 $R_{C2} > R_{C1}$ 。

6) HL202 合理应用的接线和推荐参数如图 6-8

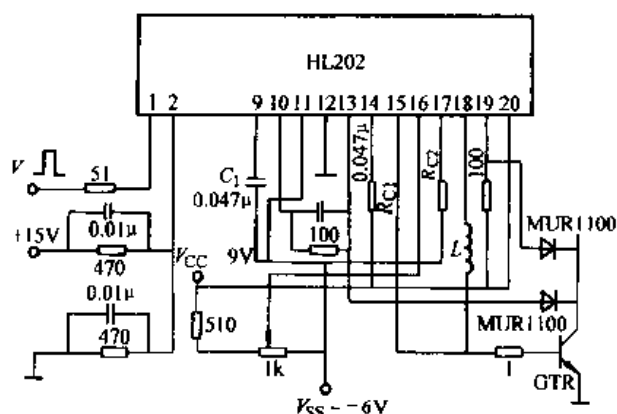


图 6-8 HL202 合理应用的接线和推荐参数

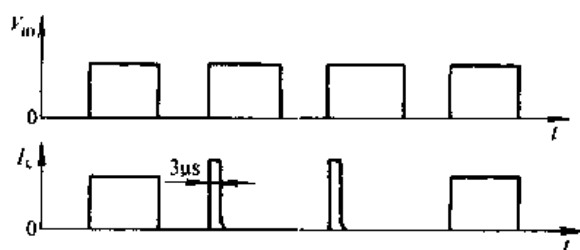


图 6-9 用 HL202 驱动 GTR 的退饱和和保护波形所示。用它驱动 GTR 时,被驱动的 GTR 退饱和后的保护波形如图 6-9 所示。

(2) 应用举例 HL202 独特巧妙的设计,使它可方便地用于主功率器件为 GTR 的供电的直流电动机斩波调速、PWM 正反转可逆调速、位置伺服系统以及交流电动机的变频调速、开关电源、正弦波逆变电源等领域中取代分立式 GTR 驱动电路,使被驱动的 GTR 高性能地工作。图 6-10 给出了应用 SG3524 作为 PWM 脉冲发生器,用 HL202 来驱动的直流电动机斩波调速系统的原理图。图中应用 SG3524 内部的运算放大器构成闭环调节器,而以其内部的比较器实现了集中过电流保护,因而该系统具有较好的稳速效果和较大的调速范围。在该应用中,HL202 工作的正电源电压选为 9V,负电源电压选为 6V,电阻 R_{C1} 选为 10 Ω ,电阻 R_{C2} 选为 15 Ω ,欠饱和保护的延迟时间选为 1.5 μ s,因而决定了 C_1 为 0.22 μ F。由于被驱动的 GTR 为 50A,直流母线电压为 220V,故应用 HL202 直接输出来驱动 GTR。贝克钳位及退饱和检测用快恢复二极管均选为 800V、1A 的 MUR180,其反向恢复时间为 35ns,图中的反馈信号来自霍尔电流传感器 BHL 的二次侧。

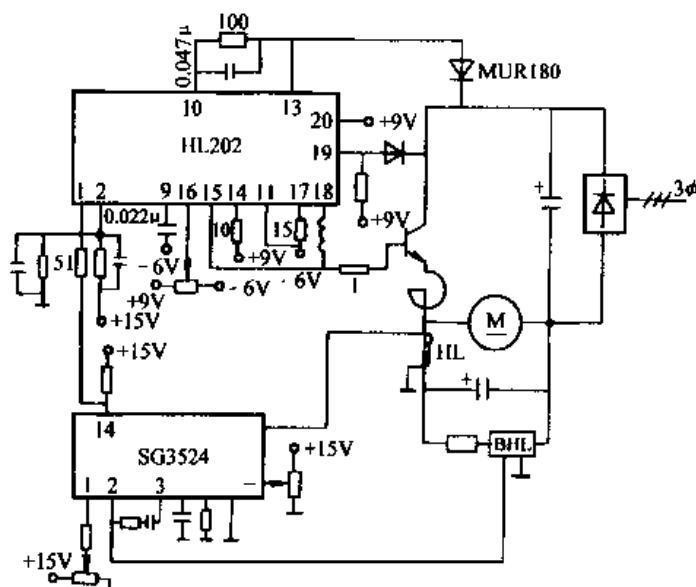


图 6-10 HL202 用于直流电动机斩波调速系统中的原理图

6.4 UAA4002 GTR 基极驱动和保护集成电路

UAA4002 是法国汤姆森半导体公司 (THOMSON SEMICONDUCTOR COMPANY) 于 1984 年前后开发并投放市场的, 是一种封装于 CB-79 芯片上的塑封 16 引脚双列直插式集成电路。它的设计体现了对 GTR 的最优基极驱动和其完整、快速的综合保护这两个双重要求功能, 实现了对被驱动的 GTR “主动分散保护”这一新概念。无论晶体管的应用环境多么恶劣, 都可使晶体管设备的性能明显改善。UAA4002 完善的设计, 使其可对被驱动的 GTR 实现过电流、最大导通时间、最小导通时间、欠饱和、过饱和及驱动电源正负电压欠电压保护和芯片自身工作温度的检测和保护等功能。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

UAA4002 为标准双列直插式 16 引脚封装的集成电路, 它的引脚排列如图 6-11 所示。

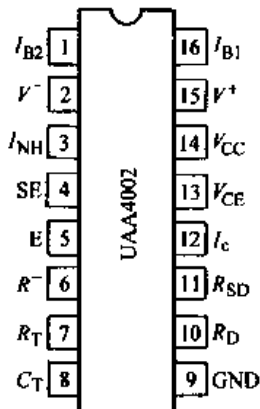


图 6-11 UAA4002 的引脚排列 (引脚向下)
各引脚的名称、功能和用法如下。

(1) 输出端

引脚 1 (I_{B2}): 反向基极驱动电流输出端。当 UAA4002 用来驱动电流容量为 50A 以下的达林顿晶体管时, 该引脚直接与被驱动的 GTR 的基极相连接; 而当 UAA4002 经功率放大后用来驱动容量 > 50A 的达林顿晶体管时, 该端与功率放大单元第一级的 PNP 晶体管基极相连。

引脚 16 (I_{B1}): 正向基极驱动电流输出端。当 UAA4002 用来直接驱动电流容量 < 50A 的达林顿晶体管时, 该端通过一个外接电阻 R_B 与被驱动 GTR 的基极相连接, 而当 UAA4002 用来经功率放大后驱动电流容量 > 50A 的功率晶体管时, 该端通过一外接电阻接功率放大级第一个 NPN 开关晶体管的基极。

(2) 控制端

引脚 7 (R_T): UAA4002 内部偏置电流与逻辑处理

器工作时间设置端。它可通过一外接电阻 R_T 接地, 电阻 R_T (k Ω) 的大小在 UAA4002 的工作中起着重要的作用, 它决定该集成块工作偏置电流 I (mA) 的大小和 UAA4002 的其他外围参数以及 UAA4002 内部逻辑处理器的最小导通时间 t_{onmin} 和最大导通时间 t_{onmax} (μ s)。

$$I = 5/R_T$$

$$t_{onmin} = 0.06R_T \text{ (k}\Omega\text{)}$$

为了确保 GTR 开关辅助网络的电容充分放电, 逻辑处理器应确保输出脉冲有一最小脉宽 t_{onmin} , 因此 t_{onmin} 必须至少为 RC-D 网络时间常数的四倍。

引脚 8 (C_T): UAA4002 的最大导通时间 t_{onmax} 设置端。它通过一外部电容 C_T 接地, T_{onmax} 对 UAA4002 的可靠安全正常工作有重要的作用。在每次导通周期开始时, C_T 由一恒流 $I/2$ 充电, 当 C_T 两端的电压达到 5V 时, 逻辑保护单元便停止输出高电平脉冲。如通过斩波器电路来限制功率传递或防止 UAA4002 工作于脉冲模式时, 因传输信号中断而引起被驱动晶体管的错误持续导通。 t_{onmax} (μ s) 与 C_T (μ F) 的大小有关系, 即

$$t_{onmax} = 2R_TC_T \times 10^{-3}$$

t_{onmax} 的功能可通过短接电容 C_T 来删除。

引脚 4 (SE): 工作方式选择控制端。随着在该端施加信号的不同, UAA4002 有“电平”和“脉冲”两种不同的工作模式。如在 SE 端加一逻辑高电平或通过阻值最小为 4.7k Ω 的电阻把该端接到正电源, 则 UAA4002 被置为电平工作模式。UAA4002 的脉冲工作模式, 可通过在 SE 端施加一交变脉冲信号, 或在该端接一逻辑低电平, 或把该端直接接本集成块工作的地端 (引脚 9) 来实现。

引脚 3 (I_{NH}): 删除或降低 GTR 导通能力控制端。在 UAA4002 内部集成有一个可储存被驱动的晶体管导通期间所产生的任何删除信息, 直到下一个驱动导通的脉冲出现的 RS 触发器。引脚 3 与 CMOS 和 TTL 电平均兼容, 在该端接一逻辑高电平时, 则可停止被驱动晶体管的导通, 如在该端接一逻辑电平高低相间的脉冲信号 (最小脉宽 > 100 μ s), 则可降低被驱动开关晶体管的导通能力, 当系统中不需用此功能时, 可将该端接地来删除。

引脚 10 (R_D): 延时控制端。其功能是为 UAA4002 的输出与输入信号前沿间提供 1~12 μ s 的延时, 可通过外接电阻 R_D 接地来实现此功能。延时功能避免了在若干个晶体管的顺序控制中所有晶体管同时导通的危险。在不需要延时功能的场合, 可通过把 R_D 端接正

电源 V_{CC} 来删除, 延时时间 T_D (μs) 的大小与外接电阻 R_D ($k\Omega$) 的大小有关, 即

$$T_D = 0.05R_D$$

(3) 输入端

引脚 6 (R^-): 负电源电压监控保护动作门槛电平设置端。通过外接电阻 R^- 与负电源 V^- 相连, 随着负电源电压的绝对值 $|V^-|$ 的大小不同, 可选取不同的外接电阻 R^- (反之亦然)。如负电源电压的绝对值 $|V^-| < V_{R-}$, 则该集成块内部的逻辑处理器便自动封锁 UAA4002 的输出脉冲。对负电源电压的监控, 避免了在 UAA4002 的脉冲工作模式下, 因负封锁脉冲幅值不够, 而导致 GTR 持续导通的危险, 保证了 GTR 的正确开关。电压 V_{R-} 的大小可用下式来表示:

$$V_{R-} = R^- (10/R_T) - |V^-|$$

为了保证该集成块的内部电路 V_{R-} 为 5V 的恒值, 就必须使负电源电压的最小值为

$$|V^-|_{\min} = 10 (R^-/R_T) - 5$$

负电源电压的监控功能可通过把 R^- 端直接接地或负电源 V^- 来删除。

引脚 13 (V_{CE}): 被驱动的 GTR 集-射极之间的电压检测输入端。通过一正极接到该端, 而负极接到 GTR 集电极的二极管与被驱动的 GTR 相连。当 GTR 导通时, 该二极管导通, V_{CE} 上的电压与 GTR 集-射极电压相同。当 GTR 关断时, 二极管也关断, V_{CE} 上的电压与该集成电路的正电源电压 V_{CC} 相同, 在 GTR 导通期间, 一个比较器监控引脚 V_{CE} 上的电压。当 GTR 的集-射结电压 V_{CE} 大于引脚 11 (R_{SD}) 设定的电压 V_{RSD} 时, 则 UAA4002 的内部逻辑处理器便通过封锁其输出脉冲来保护 GTR, 因而可对 GTR 进行任何欠饱和保护 (如基极驱动电流不足或集电极电流过载引起的晶体管欠饱和)。

引脚 11 (R_{SD}): 被驱动的 GTR 退饱和保护门槛设置端。该端设置的门槛电压决定着被驱动 GTR 欠饱和的动作门限, 其门槛值的高低与该端到地之间所接的电阻 R_{SD} 的值有关:

$$V_{RSD} = 10R_{SD}/R_T$$

当该端悬空时, 则 UAA4002 内部就自动地把欠饱和门槛电压设置为 5.5V, 在不加外部电路的条件下, 欠饱和保护的最高门槛电压为 5.5V, 欠饱和保护功能可通过直接将 R_{SD} 端接负电源 V^- 来删除。

引脚 12 (I_C): GTR 集电极电流限制保护输入端。该端直接与接到晶体管发射极的分流器或电流互感器的一个输出端 (其另一端接地) 相连, UAA4002 内部的比较器对此端输入的电流进行监控, 一旦其大于设

定值, 则 UAA4002 内部的逻辑处理器便通过封锁 UAA4002 的输出信号来停止 GTR 的导通, 从而对晶体管进行过电流保护。如不用时, 可把 I_C 端直接接地来删除。

引脚 14 (V_{CC}): 正电源电压监控输入端。该端与正电源输入端 V_{CC} 共用, 此监控功能是不能被删除的, 且 UAA4002 的内部电路结构保证了当 UAA4002 的正电源电压低于 7V 时, 其内部逻辑处理器便封锁 UAA4002 的输出信号来停止 GTR 的导通, 从而对晶体管进行过电流保护。如不用该保护时, 可把 I_C 端直接接地来删除。

引脚 5 (E): GTR 的基极驱动信号输入端。接光耦合器或脉冲变压器的二次侧, 通过光隔离或脉冲变压器来实现与脉冲形成部分的隔离。在电平工作模式下, E 端信号的脉冲宽度应 $\geq 300ns$, 在脉冲工作模式下, E 端信号正负脉冲的幅值必须大于 $\pm 2V$ 而小于电源电压的绝对值 V_{CC} 和 $|V^-|$, 且正、负脉冲的宽度都必须 $> 100ns$ 。

(4) 电源端

引脚 14 (V_{CC}): 正电源电压输入端, 使用中, 与用户为该集成电路提供的独立隔离电源正端相连。

引脚 2 (V^-): 负电源电压输入端。使用中与用户为该集成电路提供的独立负电源负端相连, 负电源 V^- 可与 V_{CC} 共地。在没有负电源的场合, 可通过一正极接 UAA4002 的引脚 9 (地端), 而负极由接于该端的二极管上的负偏压来代替。

引脚 15 (V^-): UAA4002 输出级电源输入端, 通过一个外接电阻接到正电源 V_{CC} 上。

(5) 地端

引脚 9 (GND): 提供整个 UAA4002 工作的参考地电平。

2. 内部结构和工作原理

UAA4002 的内部结构和工作原理简图如图 6-12 所示。由图可知, 在 UAA4002 的内部集成有自身工作电源电压 V_{CC} 检测及 V^- 检测的两个单元、一个输入接口逻辑、一个逻辑处理器、一个输出脉冲最大导通时间 $t_{on(max)}$ 和一个输出脉冲最小导通时间 $t_{on(min)}$ 设置单元、两个用来进行过电流或欠饱和保护的比较器、一个正向输出脉冲放大与一个负向输出脉冲放大网络。

UAA4002 的工作原理可简析为: 来自用户的控制脉冲形成单元的脉冲, 经 UAA4002 内部的输入接口电路, 根据其引脚 4 的电平高低所设定的工作模式, 实现匹配后提供给逻辑处理器, 假设进行欠饱和保护及过电流保护的两个比较器都未翻转, 也就是说被驱动的 GTR 未发生欠饱和及过电流等故障, 则逻辑处

理器根据用户在其引脚 10、8 和所设定的延迟时间,最大 t_{onmax} 时间以最大或最小脉宽输出对应的正向驱动脉冲,该驱动脉冲经集成于 UAA4002 内部的正向末级功率放大晶体管放大后,向被驱动的 GTR 的基极提供合适、足够的正向驱动电流和电压,确保被驱动的 GTR 运行于临界饱和的最优状态,从而减小被驱动 GTR 的工作损耗,提高其开关频率,实现最佳驱动。一旦发生过电流或欠饱和故障,则 UAA4002 输出级中的下端晶体管导通,负电源电压加到被驱动的 GTR 的基极,从而产生一幅值较高的负基极电流 I_{B2} ,迅速抽出存储在被驱动的 GTR 基-射结的电荷,使被驱动的 GTR 快速关断,保证被驱动的 GTR 不会损坏。另一方面,如发生用户系统故障,则外保护电路翻转,只要 UAA4002 引脚 3 得到一高电平信号,则逻辑处理单元输出便为低电平,此时 UAA4002 仅向被驱动的 GTR 提供负向驱动电流和在被驱动的 GTR 基-射极之间加一负偏压,确保被驱动的 GTR 处于可靠截止状态,防止任何可导致其导通损坏的可能。

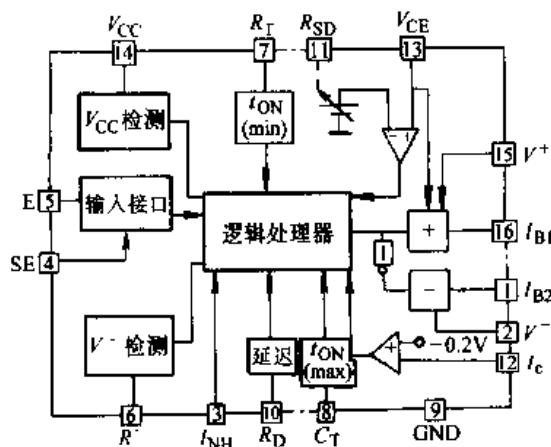


图 6-12 UAA4002 原理框图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

1) UAA4002 可为用户脉冲形成部分与被驱动的 GTR 之间提供理想的匹配,它是一个智能接口,其输入与 TTL 电平和 CMOS 电平均兼容,其输入信号与输出信号之间的延时时间可人为调节。

2) 能把接收到的、以逻辑信号输入的 GTR 的导通信息,转变为加到 GTR 上的基极电流,来保证开关晶体管运行于临界饱和的最佳状态,从而显著减少了开关晶体管关断过程中的存储时间。UAA4002 可为开关晶体管提供一个最大为 0.5A 的正向基极驱动电流,且电路自身的设计保证了这一电流值可以通过增加一个或几个外部晶体管加以放大。

3) UAA4002 可为开关 GTR 提供一个幅值为 3A 的反向基极电流,这一电流值足以使 GTR 快速关断,

保证了 GTR 集电极电流的下降时间极短,从而显著减少了关断损耗。同样,反向基极电流亦可通过增加一个或几个外部晶体管来放大。

4) UAA4002 应用封装于它内部的高速逻辑处理器来保护开关 GTR。在 GTR 导通过程中,该处理器监控 GTR 的基-射结饱和压降和 GTR 的集电极电流,同时也监控该集成块工作的正负电源电压和芯片的工作温度。该逻辑处理器的最大和最小导通时间可由用户设定。此外,在 GTR 导通过程中,如发生任一非正常情况,UAA4002 内部电路就存储了错误的信息,并在该导通周末封锁基极驱动信号,向被驱动的 GTR 提供反向驱动电压和电流,使其快速关断,这样就避免了任何可导致 GTR “重新开通”的可能。

5) UAA4002 的有些功能是可删除的,用户可根据实际需要取舍。

(2) 主要参数限制

- 1) 工作电源正电压 V^+ : 10~15V
- 2) 工作电源负电压 V^- : -4~-6V
- 3) 正电源监控动作门槛电压: $\leq 7V$
- 4) 正、负工作电源的极限值: $V_{cc} + |V^-| \leq 15V$

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) UAA4002 除了前面所介绍的保护功能外,它的内部还集成有自身工作正电源电压 V_{cc} 监控功能,当 $V_{cc} < 7V$ 时,UAA4002 内部的逻辑处理器可保证其不输出正向驱动信号,且这一电压阈值是不可调的。

2) UAA4002 内部还集成有自身极度过热保护功能,一旦 UAA4002 芯片温度超过 $150^\circ C$,则 UAA4002 便自动切断输出脉冲,一旦芯片温度降低到极限温度以下,输出驱动脉冲就又重新出现。这一功能可用来防止 UAA4002 输出因任何原因而对地短路所造成的芯片损坏。

3) UAA4002 应用中必须正确配线。合理的布线应以 GTR 的发射极作为中心接地点,且在 UAA4002 的各保护门槛设置电阻两端并联去耦电容,UAA4002 自身工作电源对地及 UAA4002 输出的引脚 16 与地之间并联必要的去耦电容,且去耦电容必须是低电感和低串联电阻值的高质量电容,该电容以无感卷绕的聚丙烯或聚乙烯电容为最好。这个合理的布线可以用图 6-13 来说明。

4) 解决坚持 $t_{\text{on(max)}}$ 运行状态的方法。有时应用 UAA4002 于开关电路中时,由于电路中干扰等因素的存在,会引起 UAA4002 的诸多保护中的某一个动作,这表现在 UAA4002 坚持 $t_{\text{on(max)}}$ 工作,即总输出最小脉宽,为了排除干扰需寻找干扰源。这就要求逐个地

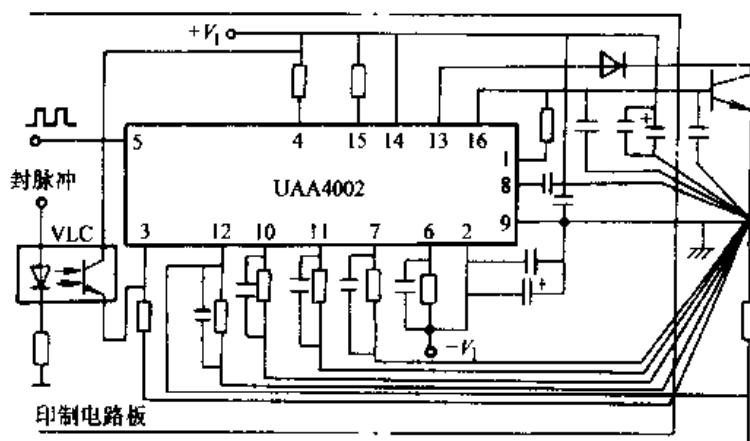


图 6-13 UAA4002 应用中的合理布线图

将保护功能删除，直到获得了被驱动的 GTR 的正常导通，此时删除的保护功能便是受到干扰而引起误动作的那一个。

5) 抗过饱和器件的删除。在 UAA4002 的常规应用中，开关 GTR (即被驱动的开关 GTR) 的基极电流是自动调节的，被驱动的 GTR 处于临界饱和状态，但当被驱动 GTR 的工作频率很低时，开关损耗微不足道，此时，主要损耗是低导通损耗，因而可人为地删除抗过饱和网络，使被驱动的 GTR 运行于过饱和状态。实现此目的的方法有两个：一是把 UAA4002 的引脚 V_{CE} 与被驱动的 GTR 集电极的二极管断开，并直接把引脚 V_{CE} 与 V^+ 相连后通过一电阻接 V_{CC} (见图 6-14)，此种处理方法的缺点是，在被驱动晶体管退饱和以后，不能进行快速有效的保护。图 6-15 给出了删除抗饱和网络又保留退饱和和保护功能的连接图。图中给二极管 VD_3 串联连接了两个二极管 VD_1 和 VD_2 ，UAA4002 产生的电流由电阻 R 确定，集-射极电压仍被监控，尽管 UAA4002 引脚 V_{CE} 端与被驱动的 GTR 集电极之间的电压差等于三个二极管的电压阈值，但由于被驱动的 GTR 工作于过饱和状态，这不会引起被驱动的 GTR 退饱和后保护不了的问题。

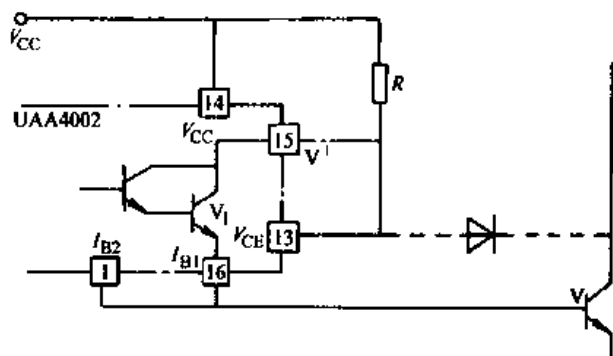


图 6-14 抗过饱和功能的直接删除电路原理图

6) 电压阈值超过 5.5V 的退饱和和保护电路。实际应用中，当 UAA4002 用来驱动多级达林顿晶体管时，

正常工作情况下，被驱动晶体管的集-射极饱和电压有可能 $> 5.5V$ ，此时如直接应用 UAA4002 的 R_{SD} 端 (引脚 11) 来设置欠饱和和保护门槛电压，便无法使被驱动的 GTR 正常工作，其原因在于此时要求 R_{SD} 端的等效门槛电压高于 5.5V。图 6-16 给出了设计等效门槛电压为 10V 的一种方案。图中，检测的门槛电压在 LM339 比较器的反向输入端设置，在图示参数下，该等效欠饱和保护门槛电压为 10V，只要引脚 V_{CE} 上的电压低于 10V，则比较器的输出便为低电平，引脚 R_{SD} 上的电压近似为 $-4V$ ，退饱和和保护功能被删除，一旦 V_{CE} 上的电压超过 10V，比较器输出即改变状态，退饱和和保护功能动作，故障被检测。

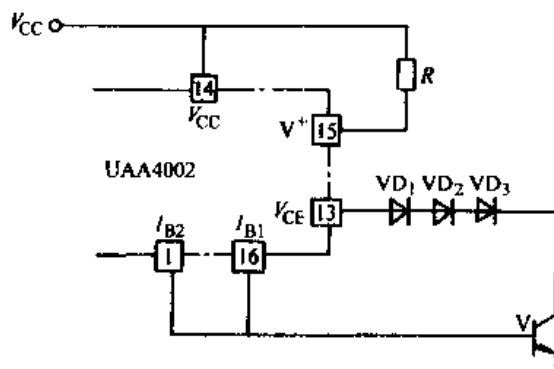


图 6-15 具有退饱和保护的抗过饱和功能删除电路原理图

7) 无负电源情况下 UAA4002 的应用。在有些应用场合下，用户基极驱动电路的供电电源为单电源，此时可用图 6-17 的电路保证 UAA4002 正常工作的适当负偏压，如一个二极管的压降不足以使 UAA4002 正常偏置的话，可考虑将两个或三个二极管串联。

8) 应用 UAA4002 来驱动电力场效应晶体管 (MOSFET) 或绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。UAA4002 的独特设计，使它非常适用于驱动电力 MOS 器件，如电力 MOSFET 或 IGBT。图 6-18 给出

动,其负电源由阳极接到脉冲变压器二次侧的地,而阴极由接到 UAA4002 引脚的两个相串联的二极管上的压降来提供,此种结构省去了通常需要的负电源。上述结构决定了 GTR 基极驱动信号的调频范围为 4~71.3Hz (在正弦调制条件下),且具有较高的频率分辨率。

2) 在直流电动机 PWM 调速系统中的应用: 直流电动机的 PWM 调速在位置伺服系统、机器人系统等领域得到了广泛的应用。如果在这些系统中用

UAA4002 来代替分立器件或其他电路构成的基极驱动电路来驱动 GTR, 将会极大地简化基极驱动电路的设计, 提高基极驱动电路的集成度、可靠性、快速性、稳定性及抗干扰性。图 6-20 给出了 UAA4002 用于直流电动机 PWM 调速系统中的简化原理图。图中, 四个 UAA4002 均设置为脉冲工作模式, 且采用光隔离器作为主电路与脉冲形成部分的隔离器件。随着主电路中所用 GTR 的不同, 该系统可用来驱动功率为几百瓦至几千瓦的直流电动机。

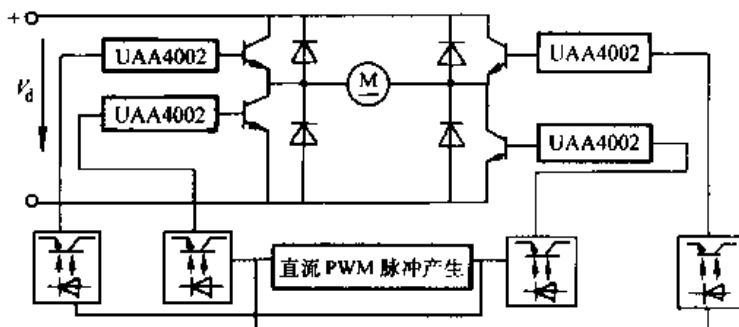


图 6-20 UAA4002 用于直流电动机 PWM 调速系统中的原理图

6.5 UAA4003 含有 PWM 发生器的 GTR 斩波器专用基极驱动集成电路^[6-8]

GTR 斩波器性能的好坏主要取决于用作斩波管的 GTR 的基极控制, 因此基极驱动电路是斩波器的核心。法国汤姆森 (THOMSON) 公司研制和生产的 GTR 斩波器专用基极驱动集成电路, 不但完成了斩波器中 PWM 脉冲的形成, 还解决了 GTR 的最优驱动和快速保护等问题, 应用它来驱动 GTR 斩波器具有简单、经济、稳定性好及可靠性高等优点。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

UAA4003 采用标准双列直插式 16 引脚封装, 它的引脚排列如图 6-21 所示。

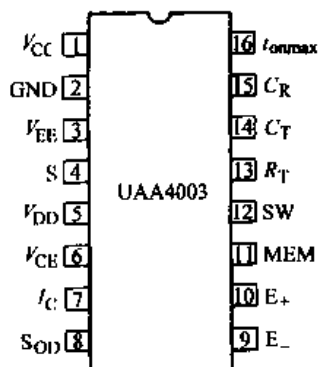


图 6-21 UAA4003 的引脚排列 (引脚向下)

各引脚的名称、功能及用法如下。

引脚 1 (V_{CC}): 工作正电源端。该端提供工作时的正电源, 此电源电压一般取 +12V, 内部电路逻辑可随

时对该电压进行监测, 如其值小于 -7V, UAA4003 便无脉冲输出, 内部电路自动封锁输出脉冲。

引脚 2 (GND): 工作参考地端。使用中与用户控制回路地端相连。

引脚 3 (V_{EE}): 工作负电源端。该端提供工作时的负电源, 此电源电压的推荐值为 -5V, 内部电路逻辑可随时对该负电压进行监控, 以防负电源电压不足使被驱动的斩波管关断不可靠而烧坏斩波管。当负电源电压 $< -4V$ 时, 内部逻辑便自动封锁输出脉冲。

引脚 4 (S): 输出端。该端输出驱动 GTR 的基极信号, 使用中通过一电阻接被驱动 GTR 基极, 该串联电阻值通常取 $1\Omega/1W$ 。

引脚 5 (V_{DD}): 输出级电源连接端。该端可外加一个与 V_{CC} 不同的电源, 亦可通过一个电阻接 V_{CC} , 使用同一电源。

引脚 6 (V_{CE}): 被驱动斩波晶体管集电极电压检测端。该端使用中, 通过一个高反压快恢复二极管接被驱动功率 GTR。当 UAA4003 检测到该端电压 $> 4.5V$ 时, 则自动封锁输出驱动脉冲, 对被驱动 GTR 进行退饱和保护。

引脚 7 (I_C): 被驱动的 GTR 集电极电流信号检测端。使用中, 可通过一分流器检测 GTR 的集电极电流, 当该端输入信号 $> -0.2V$ 时, 则其内部的比较器翻转, 并将这一变化传送到逻辑单元, 由逻辑单元封锁输出脉冲, 直到输入信号再次转正。当正常工作电流取样值 $> -0.2V$ 时, 可利用分压桥路, 并通过减小斩波比和斩波频率, 使 UAA4003 电路起作用来限制集电

极电流。

引脚 8 (S_{d1}): 内置调节器输出端。应用中, 可通过该端直接输入一模拟信号 (1.5~7.5V) 来调节斩波器中 GTR 的导通时间, 亦可把该端与内部调节器的负端 (引脚 9) 相连接, 作为跟随器使用。

引脚 9 (E_{-}): 内部运算放大器反相输入端。当 UAA4003 用于闭环斩波系统时, 可在该端与引脚 8 之间构成比例、积分 (PI) 调节器, 而从引脚 10 输入给定及反馈信号; 当 UAA4003 用于开环斩波系统时, 可把该端与引脚 8 相连, 构成射极跟随器; 如用户直接从引脚 8 输入给定信号, 则该端悬空。

引脚 10 (E_{+}): 内部运算放大器同相输入端。当 UAA4003 用于闭环斩波系统时, 该端输入给定与反馈信号之差的误差信号; 当 UAA4003 用于开环系统时, 该端输入 1.5~7.5V 的给定信号; 如用户不使用内部的调节器而直接从引脚 8 输入给定信号, 则该端悬空。该端也称为斩波比调节端。

引脚 11 (MEM): 比较器保护记忆输出端。该端可记忆内部比较器的状态, 可设置复位电路是否起作用, 使用中悬空或接其他电路。

引脚 12 (SW): 复位端。该端接地, 可对保护功能复位; 使用中, 通过一开关接地。

引脚 13 (R_T): 决定输出 PWM 脉冲频率的电阻连接端。UAA4003 输出的 PWM 脉冲频率与该端所接电阻 R_T 的阻值成反比, 使用中通过一电阻接地。

引脚 14 (C_T): 决定输出 PWM 脉冲频率的电容连接端。UAA4003 输出的 PWM 脉冲频率 f_H 与该端所接电容 C_T 的容量成反比, 使用中通过一电容接地。输出的 PWM 脉冲频率 f_H 的计算公式为

$$f_H = 2 / (R_T C_T)$$

式中, R_T 的单位为欧姆, C_T 的单位为法拉。

引脚 15 (C_R): UAA4003 驱动的斩波器过电流延时截止电容连接端。当驱动的斩波用晶体管过电流时, 则 GTR 的截止由 $>I_{Cmax}$ 的过电流来表现。引脚 15 所接的电容值 C_R 决定出现过电流后, UAA4003 输出信号使 GTR 截止的延时时间 t_d 。 t_d (s) 与 C_R 的关系为

$$t_d = 0.319 C_R$$

式中, C_R 单位为微法。例如: $C_R = 47 \mu F$, 则出现事故电流约 15s 后 GTR 将截止。

引脚 16 (t_{onmax}): 最大导通时间定时电容连接端。使用中通过一电容接地, 该电容的作用为在当引脚 7 输入的电流检测信号表现出过电流时, 则通过 UAA4003 的内部电路自动调节 GTR 的导通时间。

2. 内部结构和工作原理

UAA4003 的内部结构和工作原理框图如图 6-22 所示。由图可知, 它的内部集成有一个振荡器、一个调节器、三个比较器、一个热保护单元、一个 V_{CC} 检测逻辑、一个逻辑处理单元、一个 PWM 单元、一个输出正脉冲功率放大和一个负脉冲功率放大单元以及一个 t_{onmax} 单元, 共有 12 个单元电路。它输出正、负脉冲单元的详细原理电路如图 6-23 所示。该电路的工作原理可简述为: 在正、负电源电压不欠电压、UAA4003 本身不过热、被驱动 GTR 不过电流且不欠饱和时, UAA4003 根据 R_T 、 C_T 端所接电阻和电容值决定的振荡频率输出三角波与内部运算放大器输出的给定信号, 经 PWM 单元比较后输出 PWM 脉冲, 该脉冲经逻辑处理器处理后高电平送正脉冲功率放大单元输出, 直接驱动 GTR 饱和和导通; 而低电平由负脉冲功率放大单元输出, 使 GTR 关断。一旦发生过电流、欠饱和、过热、电源欠电压等故障之一时, UAA4003 内部相应的保护单元立即动作, 封锁输出脉冲, 保证被驱动的 GTR 不损坏。

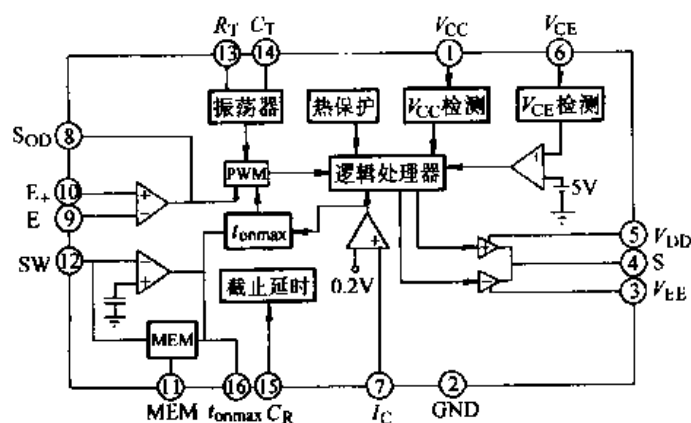


图 6-22 UAA4003 的内部结构和工作原理框图

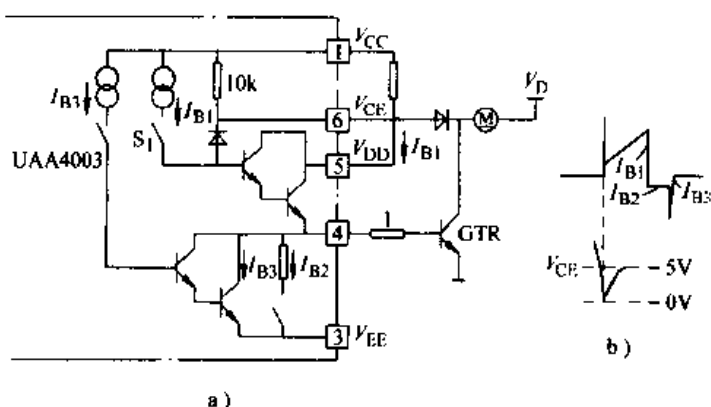


图 6-23 UAA4003 脉冲输出功率放大单元

a) 电路原理图 b) I_B 和 V_{CE} 波形

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点 UAA4003 内部集成有产生振荡和脉宽调制 (PWM) 信号的逻辑单元。其内部电路结构可保证被驱动 GTR 基极电流能自动调节, 使 GTR 导通期间总处于临界饱和状态。在 GTR 关断过程中, 它可以给被驱动 GTR 基-射极之间施加一较大反向基极电流, 保证了 GTR 的快速关断。当被驱动 GTR 过电流时, 它可以通过导通比自动减小来限制集电极电流。UAA4003 本身还具有对自身工作电源正、负电压进行监控和对芯片自身工作温度进行监控的功能, 一旦自身工作电源电压不足或芯片超温时, 它会自动封锁输出脉冲。用它来驱动斩波器中的 GTR, 可对 GTR 进行过电流、短路、欠饱和、过饱和等分散式就地快速保护。

(2) 主要参数限制

1) 工作电源电压: 正电源 V_{CC} 为 12V, 负电源 V_{EE} 为 -5V

2) 输出功率放大级电源电压 V_{DD} : 9~12V

3) 最大输出正向驱动电流: 1.5A

4) 最大输出反向驱动电流: -1.5A

5) 过电流保护门槛值: 0.2V

6) 欠饱和保护门槛电压: 4.5V ($>4.5V$ 时, 可通过外部电路处理)

7) 欠饱和故障门槛值 $V_{CE(sat)}$: $\geq 4.5V$

8) 输出 PWM 脉冲频率: 0.5~2kHz

9) 输出 PWM 脉冲占空比调节范围: 0~100%

4. 应用技术

(1) 应用注意事项 当 UAA4003 应用于带有换流辅助电路 (或缓冲电路) 的 GTR 驱动时, 必须要有足够的时间来释放储存在 C_S 和 L_{SL} 中的能量, 所以选取 UAA4003 的外围参数时, 应设置 GTR 的最小导通时间和最小关断时间至少是换流辅助电路时间常数的三倍以上, 即 $t_{on(min)} > 3R_S C_S$, 否则 UAA4003 将坚持

$t_{on(min)}$ 工作, 电路不能正常运行。即是说, 斩波器的最小斩波比 α_{min} 应满足

$$\alpha_{min} \geq 3R_S L_S / (0.5R_T C_T) = 6R_S L_S / (R_T C_T)$$

又因被驱动 GTR 的最小关断时间 $t_{off(min)} = 3L_{SL} / R_{SL}$, 则最大导通时间 $t_{on(max)} = 0.5R_T C_T - L_{SL} / R_{SL}$, 故斩波器的最大斩波比 α_{max} 应满足

$$\alpha_{max} = (0.5R_T C_T - 3L_{SL} / R_{SL}) / (0.5R_T C_T)$$

式中 R_T 、 C_T ——UAA4003 的外围参数;

L_{SL} 、 R_{SL} 、 R_S 、 L_S ——GTR 缓冲电路中的电阻、电感的电参数。

(2) 应用实例 图 6-24 给出了 UAA4003 用于 3kW 直流电动机斩波调速系统中的原理电路图。图中 R_S 、 VD_S 、 C_S 组成 GTR 关断时的辅助换流电路; L_{SL} 、 R_{SL} 、 VD_{SL} 组成 GTR 开通时的换流辅助电路。它们的作用是既减小了 GTR 的开通换流损耗, 又减小了 GTR 关断时的电压尖峰和开通时的电流尖峰。

(3) 应用中的参数选择 为便于理解 UAA4003 的应用与外部参数选择, 我们给出了图 6-24 中有关参数的计算。

1) 电容 C_T (引脚 14): 电阻 R_T 和电容 C_T 决定振荡器的周期, 即决定斩波器的频率 f_H 。根据电路要求, 选斩波器的频率 $f_H = 1000\text{Hz}$, 并设 $R_T = 10\text{k}\Omega$ (引脚 13)。由斩波周期 t_H 与 R_T 、 C_T 的关系 ($t_H = 0.5R_T C_T$) 得

$$C_T = 2t_H / R_T = 2 / (f_H R_T) = 2 / (10 \times 10^3 \times 10^3) = 0.2 \times 10^{-6} \text{F}$$

现取 $C_T = 0.22\mu\text{F}$ 。

2) 斩波比调节 (引脚 10): 因振荡器产生的锯齿波电压在 +1.5~+7.5V 间变化, 为使引脚 10 的电压 V_{10} 也在同样间隔内变化, 选取与它相连的电位器 $R_{RP} = 6/10^{-3}\text{k}\Omega = 6\text{k}\Omega$, 电阻 $R_1 = (12 - 7.5)/10^{-3}\text{k}\Omega = 4.5\text{k}\Omega$, $R_2 = 1.5/10^{-3}\text{k}\Omega = 1.5\text{k}\Omega$ 。

当使用换流辅助电路时, 必须要有足够的时间来

释放储存在 C_s 和 L_{SL} 中的能量, 因此 GTR 的最小导通时间和最小关断时间至少是换流辅助电路时间常数的 3 倍, 即 $t_{on(min)} = 3R_S C_S$ 。

斩波器的最小斩波比为

$$\alpha_{min} = 3R_S C_S / t_H \text{ (在电位器 RP 的上端)}$$

GTR 的最小关断时间 $t_{off(min)} = 3L_{SL} / R_{SL}$, 则最大导通时间 $t_{on(max)} = t_H - L_{SL} / R_{SL}$ 。

斩波器的最大斩波比为

$$\alpha_{max} = (t_H - 3L_{SL} / R_{SL}) / t_H \text{ (在电位器 RP 的下端)}$$

因此, 使用一个电位器 RP 和可调整电阻 R_1 、 R_2 就可调节斩波器的斩波比。

3) 集电极电流的限制: 通过在电源负回线接一分流器 R_S 来检测 GTR 的集电极电流。当 I_C 输入端 (引脚 7) 的电压 $< -0.2V$ 时, 比较器状态发生变化, 并将这一变化传送到逻辑单元, 由逻辑单元封锁输出脉冲, 直到输入信号再次转正。当 R_S 两端电压 $> -0.2V$ 时, 可利用分压桥路, 并通过减小斩波比和斩波频率, 使 UAA4003 电路起作用来限制集电极电流。

如采用的 GTR 为 BUV37, $I_{CM} = 15A$, 分流器 R_S 的电阻 $R_S = 0.4\Omega$, 则

$$R_3 = 0.2 / I_{34} = 0.2 / 0.9 \times 10^{-3} \Omega = 220\Omega \quad (I_{34} = 0.9mA)$$

$$R_4 = (0.4 \times 15 - 0.2) / 0.9 \times 10^{-3} \Omega = 6450\Omega$$

现取 $R_3 = 220\Omega$, $R_4 = 6.8k\Omega$ 。

4) 转子截止选定 (引脚 15): 转子的截止由 $> I_{Cmax}$

的过电流来表现, 引脚 15 所接的电容 C_K 确定了转子趋于起动的最大期限。取 $C_K = 47\mu F$, 在出现事故大约 15s 后, GTR 将截止。

5) 引脚 16 上外接电容 C_b 的作用: 当分流器 R_S 上出现过电流时, 与引脚 16 连接的电容 ($C_b = 0.1\mu F$) (见图 6-24) 通过 UAA4003 的内部电路, 可自动调节 GTR 的导通时间。

6) 输出级 (引脚 5 和 4): 根据所选用的 BUV37 给定的参数, 可知

$$I_B = (I_C + \Delta I) / \beta_F = (10 + 2) / 60A = 0.2A$$

$$V_{34} = V_{CE(sat)} = 2V \quad V_{BE(sat)} = 2.7V$$

$$t_{on} = 1\mu s \quad t_d + t_r = 1.2\mu s$$

稳态时

$$R_C = (12 - 2 - 0.2 - 2.7) / 0.2\Omega = 35.5\Omega$$

取 $R_C = 33\Omega (2W)$ 。

瞬态时, R_0 和 R_C 的并联值为 6.3Ω ,

$$1/6.3 = 1/R_0 + 1/R_C$$

$$R_0 = (33 \times 6.3) / (33 - 6.3)\Omega = 7.8\Omega$$

取 $R_0 = 8.2\Omega (1/4W)$ 。

为保证 GTR 足够导通, 电容 C_0 的充电时间必须大于 GTR 的电流建立时间, 即 $3R_0 C_0 \gg (t_d + t_r)$ 。如设 $3R_0 C_0 = 5(t_d + t_r)$, 则

$$C_0 = (5 \times 1.2) / (3 \times 8.2)\mu F = 0.24\mu F$$

取 $C_0 = 0.22\mu F$ 。

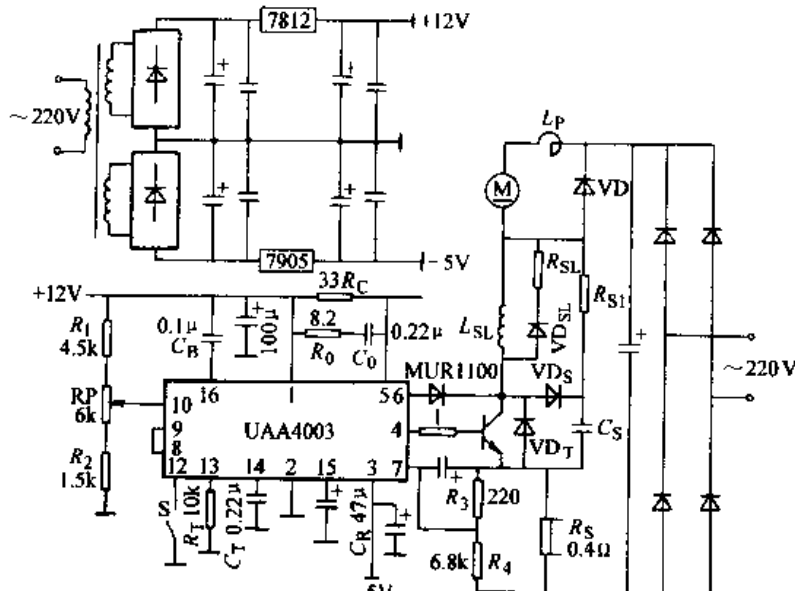


图 6-24 UAA4003 用于直流电机斩波调速系统电路

6.6 EXB356/EXB357 GTR 基极驱动厚膜集成电路

EXB356/EXB357 大功率晶体管基极驱动厚膜集成电路由日本富士 (Fuji) 电机公司生产。它内置光耦合器实现输入、输出间的隔离, 绝缘电压高达 AC

2500V (RMS)、1min, 其 dv/dt 耐量高达 $4000V/\mu s$ 。可直接用于 50A 以下 GTR 模块的驱动。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

EXB356/EXB357 均采用标准单列直插式厚膜集成电路封装, 它们的引脚排列如图 6-25 所示。各引脚的名称、功能及用法见表 6-3 和表 6-4。

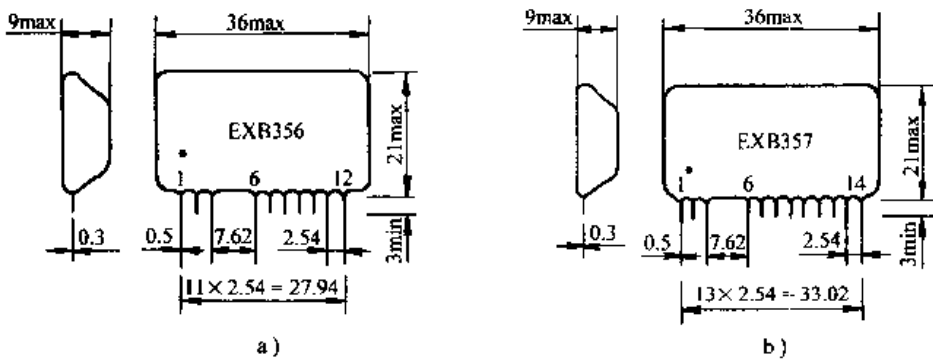


图 6 25 EXB356/EXB357 的引脚排列
a) EXB356 b) EXB357

表 6-3 EXB356 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	V_{CC}	用户控制脉冲输出电源端	使用中接用户脉冲形成部分正电源
2	V_{IN1}	正向驱动脉冲输入端 1	该端与引脚 3 输入互为“非”信号，接导通脉冲形成电路
3	V_{IN2}	关断驱动脉冲输入端 2	该端接关断脉冲产生电路
6	V_{EE}	光耦合器输出级负电源连接端	接负电源
7	GND	功率放大输出级地端	接被驱动的 GTR 发射极
8	R_G	反向驱动峰值限流电阻连接端	通过一个电阻接 V_{EE}
9	P	驱动脉冲输出端	接被驱动 GTR 基极
10	R_{C2}	正向驱动峰值限流电阻连接端	通过一个电阻接功率放大级正电源
11	$V_{\perp}$	抗干扰端	使用中可悬空或接 V_{CC} (引脚 12)
12	V_{CC}	功率放大输出级正电源端	接功率放大级正电源

表 6-4 EXB357 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	V_{CC}	同 EXB356	同 EXB356
2	V_{IN1}		
3	V_{IN2}		
6	V_{CC}	功率放大输出正电源连接端	接用户提供的功率放大级正电源
7	P	导通驱动脉冲输出端	当 EXB357 不外接导通驱动脉冲功率放大晶体管时，直接与引脚 8 相连，当外接功率放大晶体管时，接外部 NPN 晶体管基极
8	B	内部集成的 NPN 晶体管基极连接端	使用中通过一个合适电阻接引脚 9，同时与外接功率放大的 NPN 晶体管发射极相连 (图 6-28)
9	I_{E1}	正向驱动电流输出端	直接接被驱动 GTR 的基极，同时通过一个电阻接引脚 8 及外接功率放大 PNP 晶体管发射极 (见图 6-28)
10	I_{P2}	反向驱动电流输出端	直接与外接反向电流放大晶体管的基极相连，当不外接反向电流放大晶体管时，直接通过一个电阻接被驱动 GTR 基极
11	V_{EE}	负电源电压输入端	直接与用户负电源相连
12, 13	GND	输出级两个地端	使用中，可用两个地端中的任一个接被驱动的 GTR 的发射极及驱动输出级正、负电源地端，另一个未用的地端通过二极管与引脚 14 相连 (二极管阳极接引脚 14)
14	Comp	补偿端	使用中通过二极管阴极接引脚 12 或 13 中未连接的引脚，以便对内部集成的稳压管性能进行补偿

2. 内部结构和工作原理

EXB356 和 EXB357 的内部结构和工作原理电路如图 6-26 所示。由图可知, 两种驱动器均采用双光耦合器输入, 故有较高的工作频率。下面仅说明 EXB356 的工作原理, EXB357 的工作原理读者可自行分析。

通常 EXB356 的引脚 1 接一固定电源, 引脚 2 和 3 接至互为“非”逻辑的驱动 GTR 脉冲的信号。当引脚 2 为高电平时, EXB356 中的上光耦合器不导通, 引脚 3 因为为低电平而使 EXB356 中的下光耦合器导通, 内部的 PNP 晶体管 V_2 导通, 迅速抽出被驱动 GTR 基-射极的载流子, 使其快速关断; 相反, 当输入驱动脉冲使引脚 3 为高电平、引脚 2 为低电平时, EXB356 的

上光耦合器导通, 晶体管 V_1 导通、 V_2 截止, 向被驱动 GTR 提供正向驱动电流, 使 GTR 快速导通。

3. 主要设计特点和参数限制及性能

(1) 主要设计特点

- 1) 互为共轭配对驱动管。
- 2) 工作频率范围宽。
- 3) 采用厚膜封装, 对环境适应性强。
- 4) 外形尺寸小, 使用方便。

(2) 参数限制及性能

1) EXB356 的最大额定值及电参数: 表 6-5 给出了 EXB356 在环境温度为 25℃ 时的最大额定值。表 6-6 给出了它的电气特性参数。

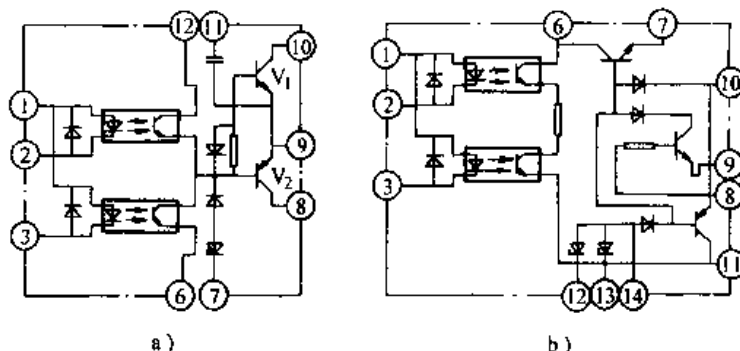


图 6-26 EXB356/357 的内部结构和工作原理电路

a) EXB356 b) EXB357

表 6-5 EXB356 的最大额定值

参数名称	符号	条 件	额 定 值
正向偏置电源电压	V_{CC}/V		10
反向偏置电源电压	V_{EE}/V		-10
光耦合器输入电流	I_{IN}/mA		2.6~9
正向偏置输出电流	I_{B1}/A	占空比为 0.5	1.3
反向偏置输出电流	I_{B2}/A	$t_w=20\mu s, f=2.5kHz$ (max)	3.4
内部产生的损耗	P_D/W	$T_A=55^\circ C$	0.7
输入、输出间绝缘耐压	V_{iso}/V	AC 50/60Hz, 1min	2500
工作时的环境温度	$T_I/^\circ C$		-10~55
工作时的表面温度	$T_C/^\circ C$		-10~85
贮存温度	$T_{stg}/^\circ C$		-25~125

表 6-6 EXB356 的电气特性参数

参数名称	符 号	参 数 值		参 数 名 称	符 号	参 数 值	
		最 小	最 大			最 小	最 大
正向偏置输出延迟时间	$t_d/\mu s$	—	6.0	正向偏置电流	I_{B1}/A	0.42	1.0
正向偏置输出上升时间	$t_r/\mu s$	—	1.0	反向偏置电流	I_{B2}/A	2.2	3.0
反向偏置输出延迟时间	$t_{sig}/\mu s$	—	5.0	模块输入-输出间 dv/dt 耐量	$(dv/dt) / (V/\mu s)$	4000	—
反负偏置电流下降速率	$(-di_{B2}/dt)/(A/\mu s)$	1.5	—				

表 6-7 EXB357 的最大额定值

参数名称	符 号	条 件	额 定 值
正向偏置电源电压	V_{CC}/V		11
反向偏置电源电压	V_{EE}/V		-11
光耦合器输入电流	I_{IS}/mA		2.6~9
正向偏置输出电流	I_{B1}/A	占空比为 0.5	0.15
反向偏置输出电流	I_{B2}/A	$t_w=20\mu s, f=5kHz(max)$	0.60
内部产生的功耗	P_D/W	$T_A=55^{\circ}C$	0.7
输入、输出间绝缘耐压	V_{iso}/V	AC 50/60Hz, 1min	2500
工作时环境温度	$T_j/^{\circ}C$		-10~55
工作时壳温	$T_C/^{\circ}C$		-10~85
贮存温度	$T_{stg}/^{\circ}C$		-25~125

表 6-8 EXB357 的电特性参数

参 数 名 称	符 号	参 数 值		参 数 名 称	符 号	参 数 值	
		最 小	最 大			最 小	最 大
电流限制检测电压	V_C/V	0.5	1.2	正向偏置电流	I_{B1}/A	0.79	1.06
正向偏置输出延迟时间	$t_d/\mu s$	--	7.0	反向偏置电流	I_{B2}/A	13.6	16.4
正向偏置输出上升时间	$t_r/\mu s$	-	1.5	模块输入-输出间 dv/dt 耐量	$(dv/dt)/(V/\mu s)$	4000	—
反向偏置输出延迟时间	$t_{sig}/\mu s$	—	5.0				
反向偏置电流下降速率	$(-di_{B2}/dt)/(A/\mu s)$	3.5	-				

2) EXB357 的最大额定值及电参数：表 6-7 给出了 EXB357 在环境温度为 25℃ 时的最大额定值。表 6-8 给出了它的电气特性参数。

4. 应用技术及举例

(1) EXB356 在直流斩波系统中的应用 EXB356 和 EXB357 的上述特点和性能，决定了它们可以方便地用来驱动电力电子设备中的 GTR 模块。图 6-27 给出了 EXB356 用于驱动直流斩波器中 GTR 的原理图。图中 PWM 脉冲信号由 SG3524 产生，EXB356 工作所需的正、负电源由变压器的两个二次绕组的电压分别整流后得到，所驱动的 GTR 模块型号为 QM50DY-H。

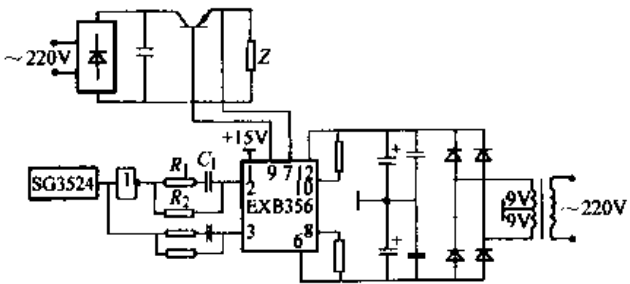


图 6-27 EXB356 用于 GTR 直流斩波系统中的原理图

(2) EXB357 应用中的典型接线图 EXB357 的内部结构和巧妙设计，决定了它可方便地用于 GTR 模块的驱动中，不加放大时，它可以用于 50A 以下 GTR 模块的驱动，在外接晶体管对正、反向电流进行放大的情况下，它可以方便地用来驱动 50A 以上的 GTR 模块。图 6-28 给出了这种应用的典型接线图。图中 V_1 、 V_2 可选用 MOTOROLA 公司生产的 D44VH10 和 D45VH10 高频对管。 V_{CC} 与 V_{EE} 可分别选用 $\pm 10V$ 电源。

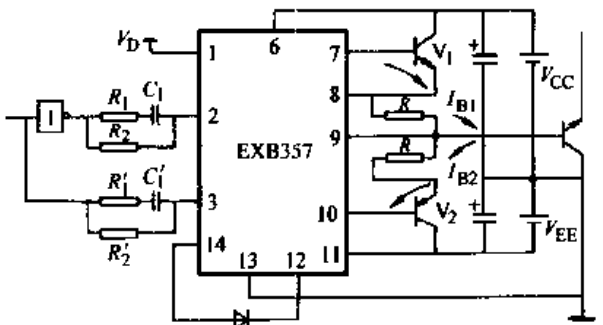


图 6-28 应用 EXB357 驱动 50A 以上 GTR 的典型接线图

6.7 M 57215 BL / M 57925 L / M57950L 驱动大电流 GTR 的厚膜驱动器集成电路

M57215BL/M57925L/M57950L 是专门设计用来直接驱动 50A 以下的一单元 GTR 模块的混合厚膜集成电路。它们经放大后可驱动 75A 以上的 GTR 模块, 其输入与 TTL 电平兼容, 属内部不具有对 GTR 进行保护的 GTR 模块驱动器。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

表 6-9 M57215BL/M57925L/M57950L 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{CC}	输入级电源	与用户脉冲形成部分电源相连
2	V_{IN}	驱动脉冲输入	接用户脉冲形成部分输出
3	GND	驱动输出级参考地	接用户驱动输出级地及被驱动 GTR 发射极
4	V_{EE}	驱动输出级负电源输入端	接用户驱动输出级负电源
5	I_{B2}	驱动负电流输出端	通过一个电阻 R_{C2} 接被驱动 GTR 基极
6	I_{B1}	驱动正电流输出端	直接接被驱动 GTR 基极
7	R_{C1}	驱动输出功率放大级限流电阻连接端	通过一个电阻 R_C 接引脚 8 或驱动级正电源
8	V_{DD}	驱动输出级正电源输入端	接用户驱动输出级正电源

2. 内部结构和工作原理

M57215BL 的内部结构和工作原理图如图 6-30 所示。

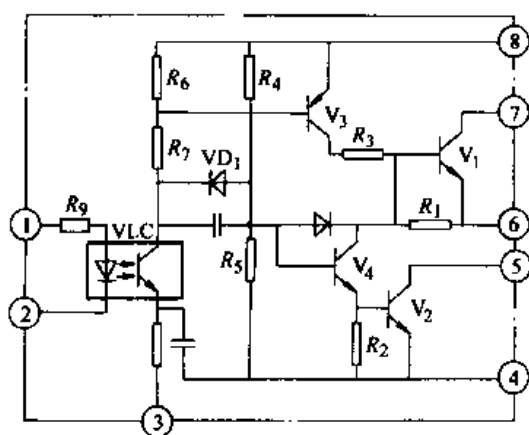


图 6-30 M57215BL/M57925L/M57950L 的内部结构和工作原理图

其工作原理可简述为：引脚 1 固定接 +5V，当引脚 2 接低电位信号时，光耦合器 VLC 导通， VD_1 、 V_3 、 V_1 亦导通，电源通过外接电阻由 V_1 向 GTR 模块基极提供开通电流，模块处于导通状态。当引脚 2 接高电平信号时，VLC、 VD_1 、 V_3 、 V_1 全截止，而 V_4 、 V_2 导通，GTR 模块基极通过 V_2 加上负电压，并加速 GTR 模块关断。

M57215BL/M57925L/M57950L 采用标准单列直插式 8 引脚封装。它们的引脚排列如图 6-29 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 6-9。

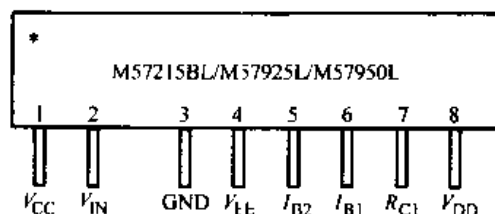


图 6-29 M57215BL/M57925L/M57950L 的引脚排列

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 可驱动的 GTR 功率大。
- 2) 能快速保护被驱动的 GTR。
- 3) 工作频率范围宽。
- 4) 对环境适应性强。

(2) 主要参数和限制

- 1) V_{IN} : 4~5V
- 2) V_{EE} : -5V (最大)
- 3) V_{DD} : 14V (最大)
- 4) 输入电流: 10mA
- 5) 最大输出基极驱动电流: 1A
- 6) 最大输出基极负驱动电流: 3A
- 7) 工作频率 f : 2kHz
- 8) $V_{ISO(RMS)}$: 输入与输出 2500V, 1min
- 9) 工作温度范围: -20~+70℃

4. 应用技术和应用实例

(1) 直接驱动 75A 以下的 GTR 模块

M57215BL/M57925L/M57950L 的内部结构决定了它们可以方便地用于 75A 以下 GTR 模块的基极驱动。图 6-31 给出了可作此种应用的典型接线图, 其中 V_{CC} 、 V_{EE} 分别为正、负电源, R_{C1} 、 R_2 为外接电阻, 按不同的 GTR 模块要求调节电流大小。 C_{ext} 为外接电容。当

引脚 2 为高电平时, GTR 模块关断, 向 GTR 模块基极提供负峰值电流(电压)。表 6-10 给出了此种应用中随

模块容量的不同, 所采用外围元器件的参数表。

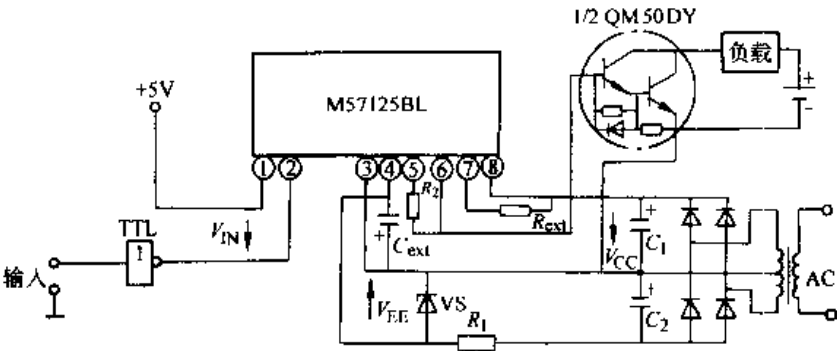


图 6-31 应用 M57125BL 直接驱动 75A 以下 GTR 模块的典型接线图

表 6-10 应用 M57125BL 驱动 75A 以下 GTR 模块的外围元器件参数表

参数	模 块 电 流			单 位
	30A	50A	75A	
V_{CE}	10	10	10	V
V_{EE}	-3	-3	-3	V
V_{IN}	4~5	4~5	4~5	V
R_{ext}	20	12	9	Ω
R_2	2.2	1	1	Ω
R_1	150	150	150	Ω
VS	MZ303	MZ303	MZ303	
C_{ext}	22	22	47	μF
C_1	3300	3300	4700	μF
C_2	470	470	470	μF
f	2	2	2	kHz

(2) 经功率放大后驱动 75A 以上的功率 GTR 模块 M57215BL/M57925L/M57950L 的内部结构决定了它们可以方便地经功率放大后驱动 75A 以上的 GTR 模块。图 6-32 给出了应用 M57215BL 驱动 75A 以上 GTR 模块的典型接线图。表 6-11 给出了随着 GTR 模块容量的不同其外围元器件参数的选用表。

(3) 用来驱动 300A GTR 模块的实例 图 6-33 是采用 M57215BL, 并经 QM10HB-2H 中间放大模块驱动 300A GTR 模块的原理图。由于 GTR 模块需要较大的基极开通电流, 因此加接一个 QM10HB-2H 放大模块 (10A、1000V 绝缘式)。GTR 模块所需的较大关断电流是通过接在 QM10HB-2H 基-射结的反向二极管和输出端 6 的高速开关管放大来实现的。

表 6-11 应用 M57215BL 驱动 75A 以上 GTR 模块的外围元器件参数表

元件代号	模 块 型 号						单位
	QM75DY-2H	MJ100BK100	MJ150BK100	QM200DY-2H	QM300DY-2H	QM400HA-2H	
R_1	18	15	12	10	8.2	6.8	Ω
R_2	5.6	4.7	3.3	2.2	2.2	1.0	Ω
R_3	3.3	2.7	2.2	1.5	1.0	0.68	Ω
V_1	QM5HG-24	QM5HG-24	QM5HG-24	QM10HB-2H	QM10HB-2H	QM10HB-2H($\times 2P$)	
V_2	2SA1441	2SA1441	2SA1441	2SA1442	2SA1442	2SA1442	
VD_1	21DQ03	21DQ03	31DQ03	5KQ30	5KQ30	16KQ30	
VD_2	21DQ03	21DQ03	31DQ03	5KQ30	5KQ30	16KQ30	
VD_3	21DQ03	21DQ03	31DQ03	5KQ30	5KQ30	16KQ30	
C_1	0.22	0.22	0.33	0.33	0.47	0.47	μF
C_2	47	68	100	150	220	330	μF

注: 1. V_2 可用美国 MOTOROLA 公司生产的 D45VH10 (15A、30V、83W、53MHz) 代换。
2. VD_1 、 VD_2 可用美国 MOTOROLA 公司生产的 MUR1550 (15A、500V $t_{rr} \leq 60ns$), VD_3 可用 MUR8100 (8A、1000V、 $t_{rr} \leq 60ns$) 代换。

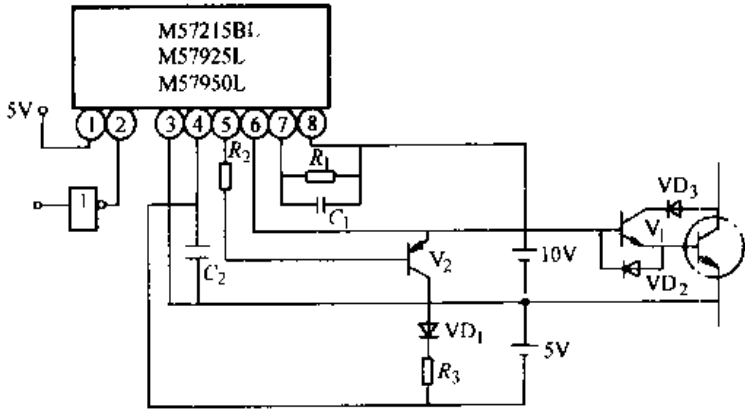


图 6-32 应用 M57215BL 经放大后驱动 75A 以上 GTR 模块的典型接线图

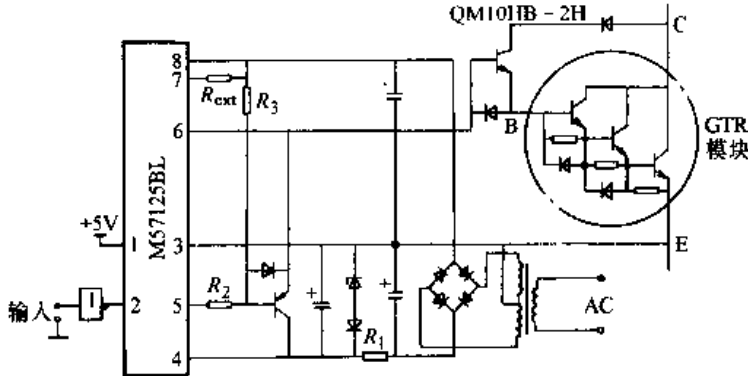


图 6-33 M57215BL 驱动 300A GTR 模块的电路

6.8 M 57915 L / M 57916 L / M57917L 小电流 GTR 模块 厚膜驱动器集成电路

M57915L 与 M57917L 是专门为驱动 20A 以下一个单元的 GTR 模块而设计的单列直插式 GTR 厚膜驱动器。M57916L 可以看作是两个独立的 M57915L 或 M57917L 的封装。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

M57915L 和 M57917L 均采用标准单列直插式 7

引脚封装，其引脚排列如图 6-34 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 6-12。

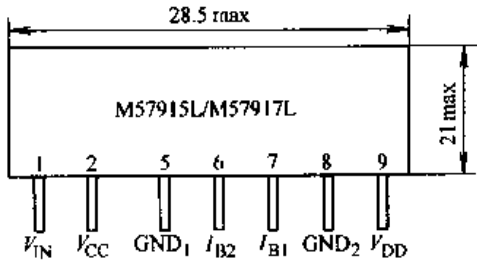


图 6-34 M57915L 与 M57917L 的引脚排列

表 6-12 M57915L/M57917L/M57916L 的引脚名称、功能和用法

M57915L M57917L 引脚号	M57916L 引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	1、11	V_{IN}	输入驱动脉冲连接端	直接接用户脉冲形成电路输出脉冲的“非”
2	2、12	V_{CC}	输入级电源端	直接接 +5V
5	5、15	GND_1	功率放大驱动脉冲输出地端	直接接输出功率放大级电源地端
6	6、16	I_{B2}	驱动负电流输出端	直接接被驱动 GTR 基极
7	7、17	I_{B1}	驱动正电流输出端	通过一个电阻接被驱动 GTR 基极
8	无	GND_2	等效反压输出端	直接接被驱动 GTR 发射极
9	8、18	V_{DD}	功率放大级输出电源连接端	直接接脉冲功率放大级电源

2. 内部结构和工作原理

M57915L 与 M57917L 的内部结构和工作原理简图如图 6-35 所示。

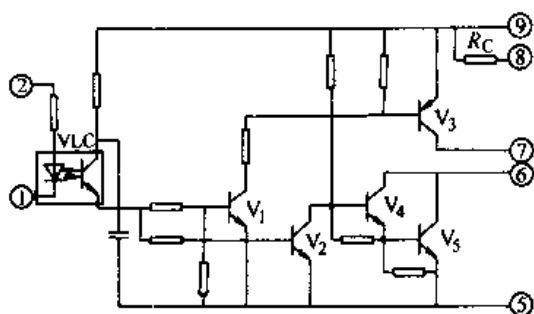


图 6-35 M57915L 与 M57917L 的内部结构和工作原理图

其工作原理可以简述为：当接于引脚 1 的脉冲为低电平时，因引脚 2 始终接着高电平，发光二极管导通，晶体管 V_1 、 V_2 同时导通， V_4 、 V_5 截止， V_3 导通，给被驱动 GTR 提供正向驱动电流，其电流大小由电阻 R_c 决定。而当引脚 1 为高电平时，因 VLC 中的发光二极管截止， V_1 、 V_2 、 V_3 截止， V_4 、 V_5 导通，迅速抽出被驱动 GTR 基-射极之间的剩余载流子，并向 GTR 基-射极间施加一个反压，使被驱动 GTR 快速关断。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 单电源工作。
- 2) 输入与 TTL 和 CMOS 兼容。
- 3) 输入、输出间绝缘电压高达 2500V。

(2) 主要参数限制

- 1) 电源电压 V_{CC} : 14V
- 2) 输入脉冲电压: $-1 \sim 7V$
- 3) 输出正向驱动电流 I_{B1} : 1A
- 4) 输出反向驱动电流 I_{B2} : $-3A$
- 5) 工作温度: $-20 \sim +70^\circ C$
- 6) 结温: $100^\circ C$
- 7) 输入、输出间绝缘电压 $V_{iso(RMS)}$: $\geq 2500V$

4. 应用技术

M57915L 与 M57917L 的内部结构及上述特点，决定了它可以方便地用来驱动 20A 以下的功率 GTR 模块。图 6-36 给出了其典型应用接线图，图中的电阻 R_{ext} 可参照被驱动 GTR 的放大倍数及驱动电流的需要来选用，即

$$R_{ext} \geq (V_{CC} - 0.3 V_{BES}) / (I_C / h_{EF})$$

式中 V_{BES} ——被驱动 GTR 的基-射极饱和压降；

I_C ——被驱动 GTR 的额定工作电流；

h_{EF} ——被驱动 GTR 的放大倍数。

图 6-37 给出了上述典型接线图中的输入脉冲与输出驱动电流波形。

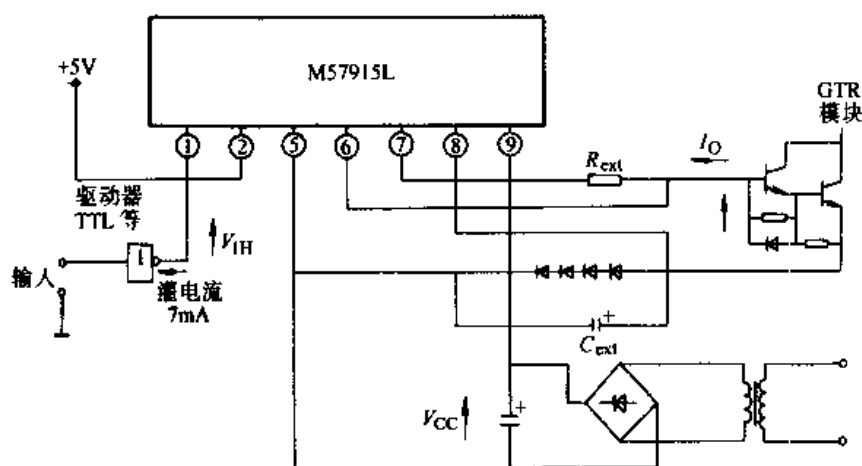


图 6-36 M57915L 与 M57917L 的典型接线图

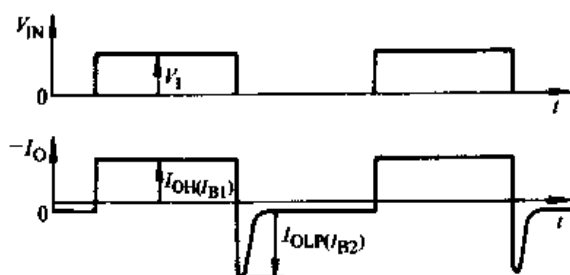


图 6-37 M57915L 与 M57917L 的典型输入、输出波形

注： I_{OH} 和 I_{OL} 分别对应被驱动的 GTR 模块的正向基极电流 I_{B1} 和反向基极电流 I_{B2} 。

6.9 M57951L/M57904L 可同时驱动三个独立 GTR 单元的厚膜驱动器集成电路

为了解决单相或三相变流器中多个不同工作电位 GTR 的同时驱动问题，又要缩小驱动器的体积，日本三菱电机公司开发出了 M57951L 可驱动 50A 以下三个独立 GTR 单元的驱动器及 M57904L 可驱动 50A、600V 以下三个独立 GTR 单元的厚膜驱动器。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

M57951L 与 M57904L 均采用标准单列直插式 22 引脚封装, 且引脚的排列完全相同。图 6-38 给出它们的引脚排列。各引脚的名称、功能和用法可见表 6-13。

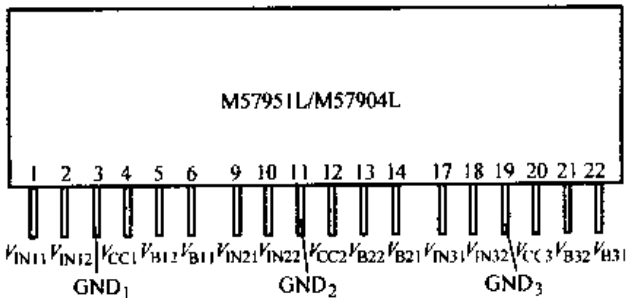


图 6-38 M57951L 与 M57904L 的引脚排列

表 6-13 M57951L 与 M57904L 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1、9、17	V_{IN1}	输入驱动脉冲连接端 1	使用中, 接外部光耦合器二次侧集电极
2、10、18	V_{IN2}	输入驱动脉冲连接端 2	使用中, 接外部光耦合器发射极
3、11、19	GND_i	本身工作电源参考地端	接工作电源地
4、12、20	V_{CC_i}	工作电源连接端	接用户提供的正控制电源
5、13、21	I_{B2}	负驱动脉冲输出端	直接接被驱动 GTR 基极
6、14、22	I_{B1}	正驱动脉冲输出端	经过一个电阻 R_{ext} 接被驱动 GTR 基极

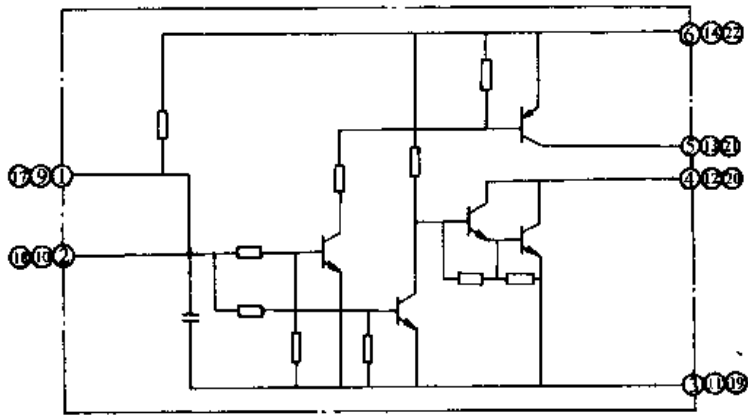


图 6-39 M57951L 与 M57904L 的内部结构和工作原理电路

(2) 主要参数限制

- 1) 电源电压 V_{CC_i} ($i=1, 2, 3, \dots$): 14V
- 2) 最高工作频率: 2kHz
- 3) 输出最大基极正向驱动电流 I_{B1} : 0.8A
- 4) 输出最大基极反向驱动电流 I_{B2} : -4A
- 5) 工作温度: $-20 \sim +70^{\circ}\text{C}$

4. 应用技术

M57904L 与 M57951L 可用来直接驱动 50A、600V 以下的三单元的 GTR 模块。应注意的是 M57904L 仅用于 600V 以下的 GTR 模块的驱动。图 6-40 给出了应用 M57904L 及 M57951L 驱动 QM50DY

2. 内部结构和工作原理

M57951L 与 M57904L 的内部结构和工作原理电路如图 6-39 所示, 其工作原理的分析从略。由图可知, 它们内部不含输入、输出之间隔离的光耦合器, 故当它们用于驱动不同电路拓扑中三个电位互不相同的晶体管时, 应外接光隔离部件或采用别的电位隔离措施。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 可同时驱动三单元 GTR 模块。
- 2) 三个通道可并联使用。
- 3) 每通道单电源工作, 且彼此间严格隔离。
- 4) 对环境适应性强。

一个单元的典型应用接线图, 图 6-41 给出了这种应用条件下的典型工作波形。图中, 驱动器的电源由变压器供电, 光耦合器可选用 PC812 或 PC817。二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 的作用是使引脚 3 的电位低 2V, 以利关断过程中给 GTR 施加等效反压。电容 C_{ext} 向 GTR 模块提供负峰值电流通路。该电路的主要参数在被驱动的 GTR 为 50A 时, $R_{ext}=8.7\Omega$ 、 $C_{ext}=47\mu\text{F}$ 、 $C_1=4700\mu\text{F}$ 、 $V_{CC}=10\text{V}$ 。当被驱动 GTR 为 30A 时, $R_{ext}=15\Omega$ 、 $C_{ext}=33\mu\text{F}$ 、 $C_1=3300\mu\text{F}$ 、 $V_{CC}=10\text{V}$ 。 V_{IN} 在两种情况下, 都取 4~5V。

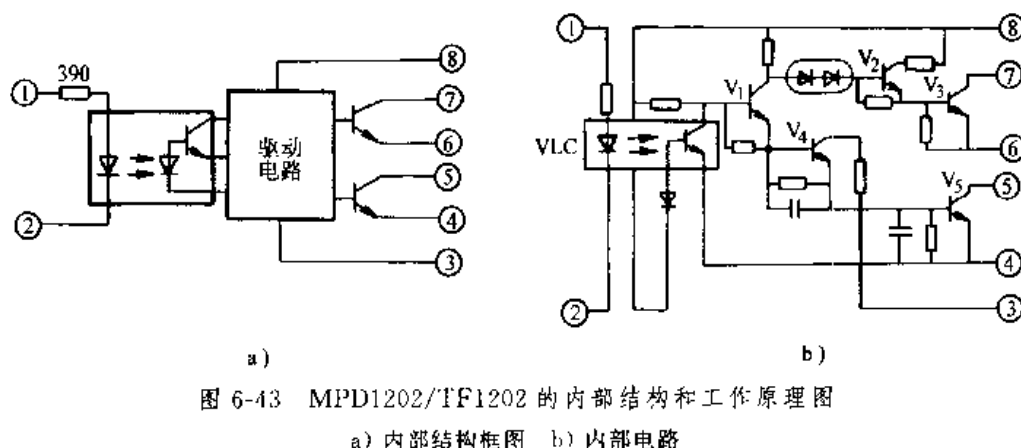


图 6-43 MPD1202/TF1202 的内部结构和工作原理图

a) 内部结构框图 b) 内部电路

其工作过程可分析如下：在引脚1接 V_{CC} （通常是5V或15V），当引脚2为低电平时，内置的光耦合器导通， V_1 导通， V_2 、 V_3 导通， V_{DD} 电源通过外接电阻 R_{ex1} 和 V_3 由引脚6输出正向驱动电流使GTR模块导通。当引脚2为高电平时，光耦合器不导通，VLC中晶体管截止、 V_1 导通， V_4 、 V_5 导通，引脚5输出负电压加在被驱动GTR基-射极上，使被驱动GTR快速关断。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 正、负双电源工作。
- 2) 输出驱动电流大。
- 3) 工作频率范围宽。
- 4) 输入、输出响应时间短。
- 5) 可用于驱动GTR的场合。

(2) 参数限制

- 1) 输入级工作电源电压 V_{CC} ：5V（最大可达15V，随限流电阻的不同而定）
- 2) 输出级工作正电源电压 V_{DD} ：7V（最大可为8.5V）

- 3) 输出级工作负电源电压 V_{EE} ：-4V（最大可为-5V）
- 4) 输出正向驱动电流 I_{B1} ：2A
- 5) 输出反向驱动电流 I_{B2} ：-4.6A（最大可为-6A）
- 6) 工作频率 f_{max} ：2kHz
- 7) 开通滞后时间 t_{PLH} ：2 μ s（最大7 μ s）
- 8) 关断滞后时间 t_{PHL} ：3 μ s（最大7 μ s）
- 9) 使用温度 T ：-20~+70℃
- 10) 输入、输出间绝缘电压 $V_{iso(RMS)}$ ： $\geq 2500V$

4. 应用技术

MPD1202/TF1202的上述结构和工作原理决定了它们可以方便地用来驱动100A以下的GTR模块。图6-44给出了这种应用的典型接线图，图中 R_{ex1} 和 R_{ex2} 分别为调节电阻， R_D 为限流电阻。这三个电阻(Ω)可分别按下式计算：

$$R_{ex1} = (V_{DD} - 0.3 - V_{BES}) / (I_C / h_{EF})$$

$$R_{ex2} = (V_{EE} - V_{BES}) / I_{B2}$$

$$R_D = [(V_{CC} - V_f) / I_m] - R_m - [(V_{DD} - 1.6) / 3.5] \times 10^3 - 390$$

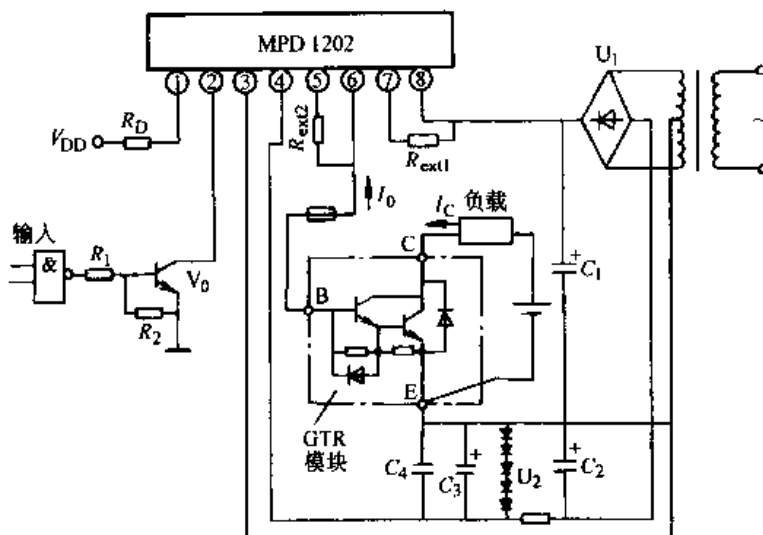


图 6-44 应用 MPD1202/TF1202 直接驱动 100A GTR 模块的典型接线图

- 式中 h_{EF} ——GTR 的放大倍数;
 V_{BEs} ——基-射结饱和压降;
 I_c ——额定工作电流;
 I_{R2} ——最大允许反向电流 (一般为 I_{BI} 的 2~3 倍);
 V_i ——MPD1202 的内部压降 ($\approx 1.6V$);
 R_{in} ——输入电阻 (390 Ω);
 I_{in} ——应用中的输入电流 (8.5mA)。

图中的电路参数: $R_1=10k\Omega$ 、 $R_2=10k\Omega$ 、 $R_{cx1}=3.9\Omega$ 、 $R_{cx2}=0.5\Omega$ 、 $C_1=1000\mu F$ 、 $C_2=3300\mu F$ 、 $C_3=100\mu F$ 、 $C_4=0.1\mu F$ 。电阻 R_D 的计算公式仅限于 $V_{CC}>5.5V$ 时, 当 $V_{CC}\leq 5V$ 时, R_D 可省略不接。

6.11 ZTP100/ZTP200 GTR 驱动保护集成电路^[6-9]

ZTP100/ZTP200 是英国 ZETEX 公司推出的两

种专门用于 GTR 驱动和保护集成电路, 它可保证被驱动的 GTR 免遭损坏, 并可对外接的晶体管进行监视、驱动和保护。此器件和 ZETEX 公司的高性能晶体管配合使用, 也可以和其他公司类似的晶体管配套工作。ZTP100/ZTP200 通过检测晶体管的集电极电压和发射极电流, 来完成晶体管的保护功能。如果检测到错误情况, 就立即关断晶体管, 同时置位故障标志。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

ZTP100/ZTP200 均采用标准双列直插式 (DIP-8) 封装, 其引脚排列如图 6-45 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 6-15。

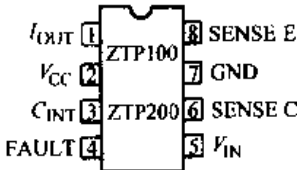


图 6-45 ZTP100/ZTP200 的引脚排列 (引脚向下)

表 6-15 ZTP100/ZTP200 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	I_{OUT}	驱动电流输出端	使用中, 直接接被驱动的 GTR 基极
2	V_{CC}	工作电源电压输入端	接用户为该芯片工作提供的正电源, 为抗干扰, 应接一个去耦网络到地
3	C_{INT}	抗干扰电容连接端	使用中, 通过一个电容接地
4	FAULT	保护动作后故障信号输出端	可接用户脉冲形成部分的封锁控制脉冲, 亦可接用户控制微机进行中断请求
5	V_{IN}	控制信号输入端	使用中, 接用户控制脉冲形成电路的输出
6	SENSE C	电流取样信号输入端	使用中, 接被驱动的 GTR 发射极取样电流输入, 为抗干扰, 可接一小容量滤波电容到地
7	GND	工作地端	接被驱动的 GTR 系统的地端及 V_{CC} 的参考地
8	SENSE E	欠驱动信号取样输入端	使用中, 通过一个电阻或一个超快恢复二极管接被驱动的 GTR 的集电极, 对被驱动的 GTR 的工作状况进行监控

2. 内部结构和工作原理

ZTP100 和 ZTP200 的内部结构完全相同, 两者的不同之处表现在 ZPT100 输入与输出同相, 当 $V_{IN}=“1”$ 时, 被驱动的 GTR 导通; 而 ZPT200 输入与输出反相, 当 $V_{IN}=“0”$ 时, 被驱动的 GTR 导通。它们的内部结构和工作原理框图如图 6-46 所示。其工作原理可简析为: 来自用户脉冲形成部分的输入经输入级整形电路后, 由脉冲匹配及控制网络后输出, 再经脉冲功率放大环节后驱动 GTR。一旦发生过电流或被驱动 GTR 集-射极电压 V_{CE} 过高的欠驱动情况, 则保护电路动作, 迅速封锁驱动输出, 对被驱动的 GTR 进行快速

有效的保护, 同时输出故障保护信号给用户系统。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 工作电源电压范围宽。
- 2) 可对被驱动的 GTR 进行过电流、短路、过饱和及欠饱和保护。
- 3) 两种输入电平结构满足了不同用户的需要, 并且直接驱动 GTR, 线路简单。

(2) 参数限制 ZTP100 和 ZTP200 的电参数基本相同。表 6-16 给出了其主要参数。

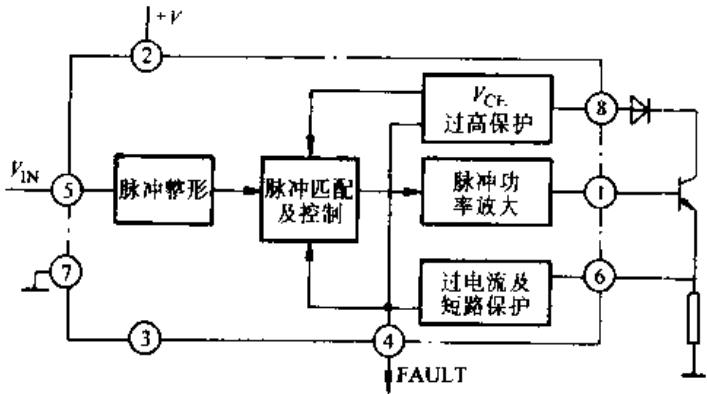


图 6-46 ZTP100/ZTP200 的内部结构和工作原理框图

表 6-16 ZTP100 与 ZTP200 的主要参数

型 号	电源电压/V	非工作时电流/mA	基极驱动电流/mA	集电极门限电压/V	发射极门限电压/mV	晶体管工作逻辑电平	输入低电平时的最高电压/V	输入高电平时的最低电压/V
ZTP100	5~20	5	60	2	100	H _i	0.5	2.4
ZTP200	5~20	5	60	2	100	L _o	0.5	2.4

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) 由于 ZTP100/ZTP200 输出功率有限, 所以仅可用于几十安以内的 GTR 驱动, 对于更大功率的 GTR, 应对 ZTP100 或 ZTP200 的输出进行功率放大后才可使用。

2) ZTP100/ZTP200 从被驱动的 GTR 发射极测得的电流信号电压仅 100mV, 所以使用中要充分考虑干扰的影响及处理, 以防引起误动作。

3) ZTP100/ZTP200 的输入、输出信号没有隔离, 所以用于多个晶体管系统时, 当被驱动的 GTR 的发射极电位不同时, 应在输入端加隔离, 且各 ZTP100 或 ZTP200 应使用不同的电位彼此隔离的工作电源。

(2) 典型应用电路

图 6-47 给出了 ZTP100 /ZTP200 的典型应用电路接线图。多个 ZTP100 或 ZTP200 结合使用, 便可用于单相半控桥、单相全控桥及三相全控桥的 GTR 驱动器系统中。

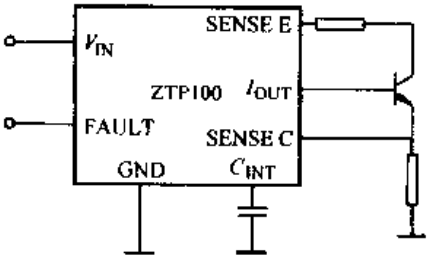


图 6-47 ZTP100 或 ZTP200 用来驱动 GTR 的典型电路

第 7 章 电力 MOS 场效应晶体管 (MOSFET) 栅极驱动控制专用集成电路

7.1 概述

MOS 场效应晶体管 (MOSFET) 因具有电压驱动、控制功率小、开关频率高等优良性能,成为电力电子设备中高频应用的极为理想器件。直到如今,还没有发现有一种电力电子器件其功率和频率可同时和 MOSFET 相媲美。尽管限于材料和半导体工艺等原因,现在还难以制造出同时兼有高电压、大电流的电力 MOSFET。但 MOSFET 优良的自均流特性使其极易并联,所以其扩大功率使用并不存在很大的障碍。正由于此, MOSFET 成为当今开关电源、DC/DC 变换器、家用电器等领域使用

的电力电子设备中广泛应用的器件。

与所有全控型电力电子器件一样, MOSFET 应用的关键问题之一同样是栅极驱动电路的设计。现今几乎世界上各生产 MOSFET 的公司都在生产 MOSFET 的同时,推出了配套的栅极驱动电路,形成了一个庞大的家族。且各自形成了自己的系列产品,给从事电力 MOSFET 应用的工程技术人员带来了极大的方便。本节先以表 7-1 给出常见的部分 MOSFET 栅极驱动集成电路简介。后续章节将详细介绍其各引脚的排列、名称、功能、用法、内部结构、工作原理分析、参数限制及应用技术。

表 7-1 常见的部分 MOSFET 栅极驱动集成电路简表

型号	主要性能和特点	主要参数和限制	生产企业 (供货商)
IR2110 ^①	是应用无门锁 CMOS 技术制作的 MOSFET 和 IGBT 专用驱动集成电路,内部为自举操作设计了悬浮电源,有较宽的输出栅极驱动电压范围。双列直插式 14 引脚封装,可驱动逆变器中间桥臂的两个 IGBT 或 MOSFET	允许驱动 MOSFET 工作最高母线电压: 500V 焊接温度 T_{I} (焊接时间 10s): 300℃ 最高工作频率 f_{max} : 40kHz 输出栅极驱动电流最大值 I_{omax} : 2A	美国国际整流器 (IR) 公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)
IR2130 ^①	可用来驱动工作母线电压不高于 600V 电路中的功率 MOS 门器件,其可输出的最大正反向峰值驱动电流大,内含过电流、过电压及欠电压保护、封锁及指示网络。输出可直接驱动六个 MOSFET,六个输出可分高端与低端单独使用,双列直插式 28 引脚封装	工作温度范围: $-55\sim+150^{\circ}\text{C}$ 工作频率范围: 几十赫~几百千赫 工作电源电压最大值: 20V 输出驱动电压: $V_{\text{o}}=V_{\text{B}}\pm 0.5$ 可工作母线最高电压: 600V	
IR2125 ^①	高速高压 MOS 栅极驱动器集成电路,可直接用于母线工作电压为 500V 的系统中,驱动 N 沟道 MOSFET 或 IGBT 一单元,内部含有故障封锁端,单一标准的双列直插式 8 引脚封装集成电路	工作母线最高工作电压: 500V 最大输出驱动电流 $I_{\text{O}_1}/I_{\text{O}_2}$: 1/2A 开通关断时间典型值 $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$: 150/150ns 输入与 TTL 及 CMOS 兼容 自身工作电源电压: $V_{\text{B}}=0.5\sim 20\text{V}$ 输出驱动电压: $V_{\text{o}}=V_{\text{B}}\pm 0.5\text{V}$	
IR2121	与 IR2125 配合使用,可用来驱动逆变桥中低端的 MOSFET 或 IGBT 一单元,标准的双列直插式 8 引脚封装,输入与 CMOS 及 TTL 电平兼容,输出具有较高的电流缓冲器,可极大地减小被驱动 MOSFET 或 IGBT 的损耗,同时自身具有故障封锁端,可用来进行故障状态下的保护	工作电源电压: 20V 最大输出驱动电流 $I_{\text{O}_1}/I_{\text{O}_2}$: 1/2A 开通关断时间典型值 $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$: 150/150ns 栅极驱动电压范围: 3~20V 输出输入延迟时间: 140ns 工作温度范围 T_{A} : $-35\sim 150^{\circ}\text{C}$	

(续)

型号	主要性能和特点	主要参数和限制	生产企业 (供货商)
IR2132	应用自举悬浮技术设计的高速高压六输出 MOSFET 或 IGBT 栅极驱动集成电路, 自身具有欠电压及过电流封锁逻辑, 内部有互锁逻辑, 可为被驱动逆变桥臂的两个功率器件提供合适的互锁时间间隔, 可直接用来驱动三相桥式逆变器中的六个 N 沟道 MOSFET 或 IGBT, 标准的双列直插式 28 引脚或 44 引脚 PLCC 封装	工作母线电压: 625V 输出驱动能力: 200~420mA 输出驱动电压: 10~20V 输出脉冲开通及关断时间: $t_{on}=120ns$, $t_{off}=91ns$ 死区时间: 0.8 μs	美国国际整流器 (IR) 公司 (陕西高科电力电子有限公司)
IR2133 ¹ IR2233 ¹ IR2135 ¹ IR2235 ¹	为高电压、高速度的 MOSFET (可用于 IGBT) 驱动而设计的专用集成电路, 内部均集成了互相独立的 3 组半桥驱动电路, 可对上下桥臂提供死区时间, 特别适合于三相变频电源等场合使用, 输入与 TTL 及 CMOS 电平兼容, 同时内部集成有独立的运算放大器, 保护功能齐全	最高结温 T_{jmax} : 125℃ 工作电源电压: V_{CC} : 15V 贮存温度 T_{stg} : -55~150℃ 用于驱动的 MOSFET 或 IGBT 最高工作母线电压: IR2133、IR2135 为 625V IR2233、IR2235 为 1200V	
IR2151	应用及自举悬浮技术设计, 可用于母线工作电压为 600V 的场合, 内部具有封锁逻辑和 PWM 脉冲形成单元, 是为单相半桥逆变器驱动而设计的, 可直接驱动单相半桥逆变器中的两个 MOSFET 或 IGBT, 标准的双列直插式 8 引脚封装, 为了避免逆变桥中同桥臂的两个功率器件发生直通短路, 内部电路可为被驱动的两个栅极信号提供 1 μs 的互锁间隔时间	工作母线电压: 600V 占空比: 50% 输出电压: 10~15V 上升及下降时间典型值: 100ns (上升) 与 50ns (下降) 死区时间: 1 μs	
IR2155	应用高压悬浮工艺制作的廉价功率 MOSFET 及 IGBT 栅极驱动器, 它可同时驱动逆变桥中同桥臂的两个高端及低端的电力 MOS 器件, 自身集成有振荡源, 可产生 PWM 脉冲, 输出 PWM 脉冲的占空比可在 0~99% 范围内调节, 内部集成的互锁逻辑可保证被驱动逆变桥的上下两个电力 MOS 器件的栅极信号之间具有 1 μs 的互锁延时, 标准的双列直插式 8 引脚封装	工作母线电压: 600V 最大输出驱动电流 I_{o+}/I_{o-} : 210/420mA 振荡频率: 直流~80kHz 占空比 (最大): 99% 死区时间: 1 μs	
UC3724 ¹ UC3725 ¹	是一组 MOSFET 隔离驱动芯片, 它们利用变压器进行隔离, 能同时传递驱动逻辑信号与驱动功率, 内部包含欠电压, 过电流保护电路, 它们组合使用时具有电路简单、隔离度高、供电方便的特点	UC3724 输入输出驱动电流: 500mA 工作电压: 8~35V UC3725 输出连续驱动电流: 0.5A 输出峰值驱动电流: 2A	美国 UNITRODE 公司
HV400	为单个 MOSFET 驱动器, 可提供极大的峰值驱动电流, 用来驱动大功率或并联的 MOSFET	输出拉电流峰值: 6A 输出灌电流峰值: 30A 工作频率: 300kHz 最高工作电压: 20V	美国 HARRIS 公司
HIP2500	为 500V 半桥变频器的 MOSFET 驱动器, 直接驱动高压 IGBT 或 MOSFET, 可代替 16~18 个元器件组成的传统驱动电路	输出栅极驱动电流: 2A 工作频率: 300kHz 工作电流: 2mA	
HIP5500	为 500V 半桥变频器的 MOSFET 驱动器, 更适用于开关式电源, 具有较高的开关速度, 可提高效率, 缩小散热片面积, 内含 300kHz PWM 振荡器	输出栅极驱动电流: 2A 工作频率: 300kHz	

(续)

型号	主要性能和特点	主要参数和限制	生产企业 (供货商)
TPS2832 ^① TPS2833 ^①	是用于同步降压功率级的 MOSFET 驱动器, 该驱动器可对大容性负载设计提供 2A 的峰值电流, 可将高边驱动器配置为以地为基准的驱动器或以引脚 6 为参考的可变的自举式驱动器, 自适应停滞时间控制电路消除了开关变换时通过主功率器件的过冲电流, 并提高了降压调节器的效率	工作电压范围: 4.5~13V 静态电流: 3mA 工作结温 T_J : 0~125°C 最高工作频率 f_{max} : 100kHz	美国 IR 公司
IR2237 IR2137	新一代 600V 及 1200V 栅极驱动器, 保护性能和抑制电磁干扰能力更强, 并具有软启动功能, 采用三相栅极驱动器集成电路, 能够在线间 (Line-to-Line) 短路及接地故障时, 利用软停机功能抑制短路造成的过高尖峰电压, 其利用非饱和检测技术, 可感应出高端 MOSFET 或 IGBT 的短路状态, 此外, 内部的软停机功能, 经过三相同步处理, 即使发生因短路引起的快速电流断开现象, 也不会出现过量的瞬变过电压浪涌, 同时配有多种集成电路保护功能而无需其他额外的外部元件, 采用 MQFP64 引脚封装, 取代原来应用的 IR2233 及 IR2133	适用于 3.75kW 或 5hp 的 230V (IR2137) 及 460V (IR2237) 系统中的交流电机驱动装置	
EL7202C ^② EL7212C ^② EL7222C ^②	均为匹配的双路 MOSFET 驱动器, 可改善工业标准 DS3026 时钟驱动器的性能, 外接大的容性负载时, 能够输出 2A 峰值电流, 由于上升和下降时间相同, 提高了速度, 并增强了驱动能力, 该驱动器的电源电流约为双极性驱动器的 1/10, 并且也没有普通 CMOS 驱动器具有的时间延迟问题	电源电压 V_{+} : 16.5V 两路总峰值输出电流 I_{omax} : 4A 贮存温度 T_{stg} : -65~150°C 功耗 P_D : 670mW	美国 ELANTEC 公司
IR2101 ^③ IR2102	单相半桥 MOSFET 驱动器, 内置悬浮自举悬浮工作单元, 栅极驱动电压适应范围宽, 有欠电压封锁功能, 输入与 TTL 及 CMOS 电平兼容, 输出输入延迟时间极短, 输出与输入反相, 可驱动同桥臂的两 N 沟道 MOSFET	最高工作母线电压 V_{OFFSET} : 600V 输出峰值脉冲电流: 100/210mA 开通与关断延迟时间 $t_{on/off}$: 130/90ns 输入输出延迟时间 t_d : 30ns 栅极驱动电源范围: 10~20V	美国 IR 公司
IR2103	单相半桥 MOSFET 驱动器, 内置自举工作单元, 有欠电压封锁逻辑, 栅极驱动电压范围宽, 输入与 TTL 及 CMOS 电平兼容, 内含交叉导通 (直通) 保护逻辑, 死区时间内部设置, 高边输入与 H_{IN} 同相, 低边输出与 L_{IN} 反相	最高工作母线电压 V_{OFFSET} : 600V 最大输出高/低电平电流 I_{o+}/I_{o-} : 100/210mA 输出电压范围 V_{OUT} : 10~20V 开通与关断时间 $t_{on/off}$: 600/90ns 死区时间 t_{dead} : 500ns	
IR2104	8 引脚封装, 可驱动同桥臂的两个 MOSFET, 内部自举工作, 允许在 600V 母线电压下直接工作, 栅极驱动电压范围宽, 单通道施密特逻辑输入, 输入与 TTL 及 CMOS 电平兼容, 死区时间内置, 高边输出输入同相, 低边输出经死区时间调整后与输入反相, 独立封锁端可同时封锁两路输出, 使输出同时变为低电平, 内部电路可防止直通短路	最高工作母线电压 V_{OFFSET} : 600V 最大输出高/低电平电流 I_{o+}/I_{o-} : 100/210mA 输出电压范围 V_{OUT} : 10~20V 开通与关断时间 t_{on}/t_{off} (典型值) 600 和 90ns 死区时间 t_{dead} : 500ns	
IR2111	主要指标同 IR2104, 但不含独立封锁端, 与 IR2104 引脚排列不同		

(续)

型号	主要性能和特点	主要参数和限制	生产企业 (供货商)
IR2112	除输出驱动电流、最高工作母线电压及输入输出响应时间与 IR2110 不同外, 其余指标同 IR2110	$V_{\text{OFFSET}}: 600V_{\text{max}}$ $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}: 100/420\text{mA}$ $V_{\text{OUT}}: 10\sim 20V$ $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}: 125 \text{ 和 } 105\text{ns}$ $t_{\text{dead}}: 30\text{ns}$	美国 IR 公司
IR2113	除最高工作母线电压 V_{OFFSET} 为 600V 外, 其引脚排列、主要性能和特点等指标与 IR2110 完全相同	$V_{\text{OFFSET}}: 600V$ 其余同 IR2110	
IR2117 ^① IR2118	8 引脚封装, 单个 MOSFET 驱动器, 内部自举工作, 有欠电压封锁功能, 输入与 CMOS 施密特推挽输出兼容, 输入与输出同相位, 栅极驱动电源电压范围宽, IR2117 为同相输入, IR2118 为反相输入	$V_{\text{OFFSET(max)}}: 600V$ $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}: 200/420\text{mA}$ $V_{\text{OUT}}: 10\sim 20V$ $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}: 125/105\text{ns}$	
IR2127 IR2128	8 引脚封装, 均为带独立故障输出指示及电流检测输入的单个 MOSFET 或 IGBT 驱动器, 输入与 CMOS 或 TTL 电平兼容, 内含欠电压封锁逻辑, 允许工作母线电压高, 输出与输入同相, 栅极驱动电源电压范围宽, IR2127 为同相输入, IR2128 为反输入, 它们与 IR2124 的不同还表现在使用电源结构及典型使用电路的不同	$V_{\text{OFFSET(max)}}: 600V$ $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}: 200/420\text{mA}$ $V_{\text{OUT}}: 10\sim 20V$ $V_{\text{ce(th)}}: 0.25V$ $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$ (典型): 150/150ns	
IR2131	与 IR2130 的不同均表现在有独立封锁端, 内部不含过电流保护比较器, 并有独立复位端, 输入输出响应时间比 IR2130 稍长	$t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$ (典型): 1300/600ns t_{dead} (典型): 700ns 其余同 IR2130	
IR2132	除死区时间比 IR2130 短之外, 其余与 IR2130 完全相同	t_{dead} (典型): 2.5 μs 其余同 IR2130	
IR2151 IR2152	双列直插式 8 引脚封装, 内置 PWM 发生器, 可驱动逆变桥中同桥臂的低端 MOSFET 或 IGBT, 有欠电压封锁功能, 输出与 R_1 上的波形同相, IR2151 与 IR2152 的不同仅表现在输出驱动信号互为反相	$V_{\text{OFFSET(max)}}: 600V$ 最大占空比 D : 50% $I_{\text{on}}/I_{\text{off}}: 100/210\text{mA}$ $V_{\text{OUT}}: 10\sim 20V$ t_{dead} (典型): 1.2 μs	
SI9976DY ^②	半桥驱动芯片, 可驱动推挽式 MOS 管, 并对其高端和低端分别提供驱动信号, 且具有自举供给、电荷补偿、短路保护、故障反馈等特性, 与该公司的低通态电阻的 MOS 管配合, 可为电动机提供 5A/60V 的驱动能力	电源电压 $V_{\text{CC}}: -0.3\sim +8V$ 工作温度 $T_A: -40\sim +85^\circ\text{C}$ 贮存温度 $T_{\text{stg}}: -50\sim +150^\circ\text{C}$	美国 SILICONIX 公司
MC34151 ^③ MC33151 ^④ MC34152 ^⑤ MC33152 ^⑥ DS0026 MMH0026	双路单片高速 MOSFET 驱动器, 专门设计采用需要小电流的数字电路, 以高转换速率来驱动大容量负载电路中的 MOSFET 开关, 具有低输入电流、输入与 TTL 和 LSTTL 逻辑电平兼容、对快速输出转换、输出滞后不随输入瞬态时间变化, 内含滞后和欠电压锁定功能, 8 引脚双列 SOIC 及 DIP 封装	电源电压 $V_{\text{CC}}: 20V$ 输入电压 $V_{\text{IN}}: -0.3\sim V_{\text{CC}}$ 驱动输出电流 $I_O: 1.5A$ 工作结温 $T_{\text{jmax}}: 150^\circ\text{C}$	美国 MOTOROLA 公司

(续)

型号	主要性能和特点	主要参数和限制	生产企业 (供货商)
HT04 ^①	利用 HVCMOS (高压 CMOS) 专利技术研制的双路输出、高压隔离驱动器, 用于驱动 MOSFET 组成的双向或单向开关。它利用 CMOS/TTL 电平直接驱动 400V 电压的高端 N 沟道 MOSFET 开关, 内含一个时钟, 当两路逻辑输入为高电平时, 便可在输出端产生两个相互独立的直流隔离电压, 该两电压可直接用来驱动两个 MOSFET	两输出隔离电压最大值: +700V 驱动逻辑输入电平: 3.15~5.5V 输入端最大电流: 1mA	美国 SUPERTEX 公司
EL7144C ^①	为双输入驱动器, 不仅开关性能好, 而且还有很大的灵活性, 由于它有两个输入控制, 配合绝缘栅极结构, 使该器件应用于要求非对称驱动、谐振充电电路控制等场合, 对大功率 MOSFET 和电容性负载更能显示出其优势	电源电压 V_i : 4.5~16.5V 峰值输出驱动电流 I_{omax} : 4A 贮存温度: T_{stg} : -65~+50℃ 允许工作环境温度 T_A : -40~+85℃	美国 ELANTEC 公司
TLP250 ^①	内含一个光发射二极管和一个集成光探测器, 8 引脚双列直插式封装, 适用于驱动 MOSFET 或 IGBT, 具有输入输出隔离、开关时间短、输入电流小、输出驱动电流大等特点	输入阈值电流 I_F : 5mA 最大电源电流 I_{CC} : 11mA 输入输出隔离电压 $V_{iso(min)}$: 2500V (有效值)	日本东 芝公司
MDC110CA ^①	是硅关断器件, 设计用于降低一个 MOSFET 的关断时间, 同时也将 MOS 栅极电压钳制在安全量级, 此器件通过把分立器件集成为一个器件, 省去了使用分立器件, 使用它可以降低系统的成本和线路板空间, 同时优化了 MOSFET 的开关特性	输入连续电流 I_{IN} : 100mA 输入电流峰值 I_{INmax} : 1A 工作温度 T_A : -65~+150℃ 焊接温度 T_L : 260℃	美国 MOTOROLA 公司

① 指本章中有详细介绍。

7.2 高速 MOSFET 驱动器设计中应考虑的问题^[7-25]

功率 MOSFET 的工作频率越来越高, 国外发达国家的实用频率已接近或超过 1MHz, 我国目前实用频率为 50~200kHz, 为缩小与发达国家的差距, 提高工作频率显得尤为重要。MOSFET 驱动电路的设计对提高 MOSFET 的工作频率具有举足轻重的作用, 在兆赫范围工作的高速 MOSFET 的转换(过渡)过程成为 MOSFET 高频率正确应用的关键技术问题, 对 MOSFET 类电力电子设备的效率、可靠性、寿命都有重要的影响。

1. 高速转换过程对驱动电路的要求

MOSFET 一个周期的高速转换过程有两个: 一为导通转换过程; 另一为关断转换过程。这两个过程的漏极电压与漏极电流、栅源电压与电荷之间的关系分别如图 7-1 与图 7-2 所示。现以图 7-1 截止-导通转换过程为例进行分析, 该过程可分为四个阶段。

t_0-t_1 区间: 栅极电压从 0 上升到门限电压

$V_{GS(th)}$, 称作延迟时间, 在这一区间, MOSFET 漏源极间的电压及漏极电流都不发生变化。

t_1-t_2 区间: 从栅极电压达到 $V_{GS(th)}$ 时刻 t_1 开始, 漏极电流开始增长, 至 t_2 时刻 I_D 达到最大值, 在这一过程中, 栅源电压也在上升, 而漏源电压保持截止时的高电平不变, 在这一过程中, 由于电压与电流重叠, MOSFET 功耗最大。

t_2-t_3 区间: 从 t_2 时刻开始, 漏源电压开始下降, 引起从漏极到栅极的密勒电容效应(C_{GD}), 使得栅极电压不能上升而出现平台, 从 t_2 到 t_3 时刻电荷量等于 Q_{GD} , 在 t_3 时刻漏极电压下降到最小值。

t_3-t_4 区间: 在这一区间, 栅极电压从平台上升到最后的驱动电压。上升的栅压使漏源电阻 $R_{DS(on)}$ 减少, t_4 以后, MOS 管进入导通状态, 然而当栅极电压上升到 10~20V 之后, 继续升高其电压对减少 $R_{DS(on)}$ 效果很小。

图 7-2 的导通-截止的转换过程与图 7-1 转换过程波形相同, 仅顺序相反。

图 7-1、图 7-2 虽然给出的是转换过程波形, 其实

也已包含了导通和截止 (t_0 以后) 的波形, 所以从上面波形分析就可得出工作在兆赫的功率 MOSFET 开关对高速驱动器的要求如下:

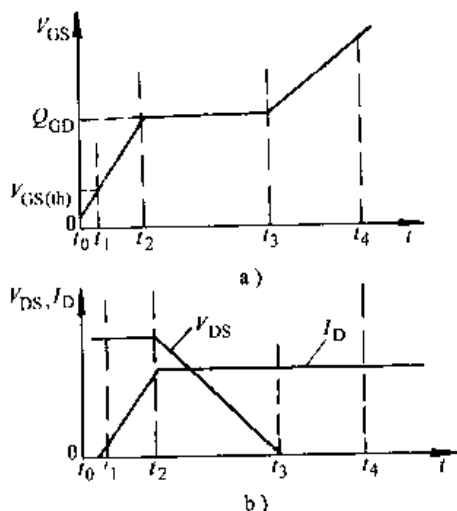


图 7-1 截止-导通转换过程波形

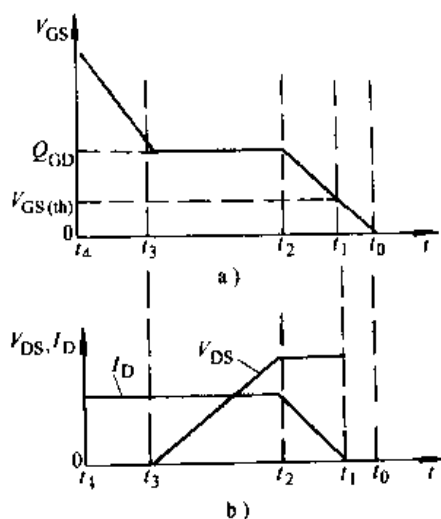


图 7-2 导通-截止转换过程的波形

(1) 驱动电路延迟时间 t_d 要小 若开关频率高达兆赫, 则从输入到输出的传输延迟时间 t_d 要小于 15ns。

(2) 驱动电路峰值电流 I_{max} 要大 大的 I_{max} 可大大缩短密勒电容的充放电时间, 从而缩短平台的持续时间。

(3) 栅极电压变化率 dv/dt 要大 dv/dt 大, 可缩短栅压上升时间 (t_0-t_2) 或下降时间 (t_2-t_0)。工作在兆赫的 MOSFET 开关, 其典型上升和下降时间应为 35ns 左右。

理想的 MOSFET 驱动器是高速开关和高峰值电流能力两者的完美结合。在导波形的 t_0-t_2 段, 和关断波形的 t_2-t_0 段, 需要电压高速变化, 所需电流很

小; 在平台区注入的电荷或放掉的电荷要能迅速克服 MOSFET 的密勒效应, 故驱动器要有足够大的负载能力, 在此阶段, 电流负载能力不能用到极限。在此之后, 驱动器电流迅速跳变到最大值 I_{max} , 所以在 t_3-t_1 和 t_4-t_3 阶段, 需要高转换速率和大电流来完成栅极驱动循环。

2. MOSFET 转换过程的功率损耗

从图 7-1 与图 7-2 可以看出, 功率损耗主要发生在图 7-1 与图 7-2 所示的 t_1-t_3 之间, 把 t_2 作为波形上升或下降的转换点, 功率损耗方程式可以分成两个没有联系的方程式。为了简便起见, 把线性变化部分作为三角波, 不变部分作为常量处理, 并设 t_0-t_4 为转换周期 T , 则 t_1-t_3 之间的功耗为

$$P_{S_1} = 0.5 I_{on} V_{ds(off)} (t_2 - t_1) / T$$

$$P_{S_2} = 0.5 I_{on} V_{ds(off)} (t_3 - t_2) / T$$

将 t_1 到 t_2 的区间定义为净转换时间 T_1 , 并将上述两方程相加得转换过程总损耗。

$$P_{L_s} = 0.5 V_{ds(off)} I_{on} T_1 / T$$

上述损耗在每个周期发生两次, 先是开通, 然后是关断, 所以一个周期的转换功耗应为 P_{L_s} 表达式的 2 倍, 即

$$P_L = V_{ds(off)} I_{on} T_1 / T$$

这个关系式是表示在任何开关频率上都需要快速的转换, 特别是在 1MHz 上更有意义, 使用大电流的驱动电路可以使 MOSFET 的转换功率损耗最小。

3. 栅极有效电容的计算及驱动电流的确定

MOSFET 驱动不足将造成转换过程长、开关功耗大。这主要是低估了驱动器的有效负载。MOSFET 栅极输入电路本质上是电容性的, 但它的实际负载由于密勒效应与一个真正的容性负载有很大的差别。更不能仅将 MOSFET 的输入电容 C_{iss} 当作驱动器的实际负载来考虑。实际上, 一个 MOSFET 的有效输入电容 C_w 要比 C_{iss} 高得多, 所以搞好驱动电路设计选型, 不仅要知道 MOSFET 最大有效负载, 更重要的要知道驱动器在一次给定的开关过程中的瞬时负载。这可从厂家数据手册提供的栅源电压 V_{GS} 与总的栅极电荷 Q_G 之间的曲线上得到, 如图 7-1a、图 7-2a 所示, 从该曲线四个时间段, 就可确定出相应时刻的栅极有效电容。由该段有效电容的大小, 就可确定该段对驱动器电流的要求。

有效电容 C_w 为

$$C_w = \Delta Q_G / \Delta V_{GS}$$

驱动电流 I_{GE} 为

$$I_{GE} = \Delta Q_G / T$$

栅极所需驱动功率为

$$P=CV^2f=Q_cVf$$

4. 驱动电路方案的选择

早期,由于没有大电流高速驱动集成电路,迫使使用者不得不自行设计栅极驱动电路,如图 7-3 所示。

7-3a 所示的 NPN-PNP 射随器用在低频中,图 7-3b 电路用于高频中。图 7-3a 由于晶体管存储延迟时间的影响而存在直通现象,而图 7-3b 中,由于两种类型的管子阈值电压不同,当输入电压大于 NMOS 的阈值电压而小于 PMOS 的阈值电压时,也存在直通现象。在两漏极之间串入 0.5Ω 电阻可减小浪涌电流,但会因此而限制驱动电路峰值电流。

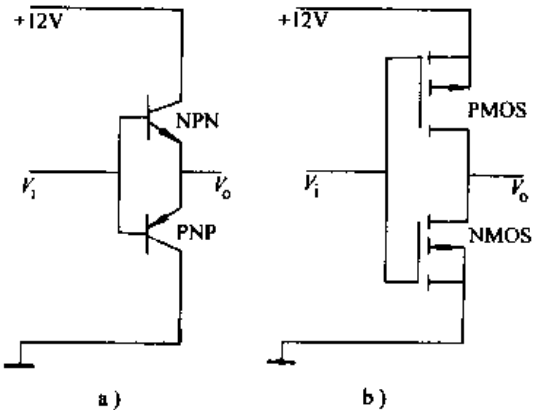


图 7-3 简易驱动器电路

随着集成电路技术的发展,现在已研制出第三代集成电路驱动器,它不仅克服了上述不足,而且 dv/dt 高、峰值电流大。有的还可远程关闭输入控制,大大简化了高速 MOSFET 工程应用中驱动电路的设计。例如 UC 公司的 UC1710 输出峰值电流可达 6A,在传输 1.5A 平均电流时, dv/dt 可达 500V/ μ s,可驱动三个并

联的大型 MOSFET;该公司的 UC1711 高速驱动器,典型的传输延迟仅为 3~10ns,空载 dv/dt 可达 1700V/ μ s,1ns 将近 2V;UC1708 介于 UC1710 和 UC1711 之间,它在传输 1A 平均负载电流时, dv/dt 仍为 300~400V/ μ s,所以适宜驱动小功率 MOSFET。对于一个具体的应用来说,新一代集成 MOSFET 驱动电路的每一种都远比分离元件的和早期的产品性能优越。

本章将介绍十几种 MOSFET 驱动器集成电路,这将给从事 MOSFET 类电力电子设备设计的工程技术人员带来很大的灵活性及选择性。

7.3 IR2101 带欠电压封锁功能的半桥 MOSFET 驱动器

IR2101 是专为驱动半桥逆变器中同桥臂的两个 MOSFET 或 IGBT 而设计的高压、高速驱动器,也可用来独立驱动逆变器中一个桥臂的高端或低端 MOSFET 或 IGBT,先进的高压集成电路和无闩锁 CMOS 技术使其封装在一个标准双列直插式外壳中,其输入与 CMOS 和 LSTTL 电平兼容,较大脉冲电流缓冲驱动输出级设计,使高低端的交叉导通可能减到了最小。悬浮通道技术使其高端可直接用来驱动工作母线电压为 600V 的 N 沟道 MOSFET 或 IGBT。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2101 的引脚排列及封装形式如图 7-4 所示,它有标准双列直插式 8 引脚 (DIP-8) 及双列扁平表面贴装式 8 引脚 (SOIC-8) 两种封装形式,两种封装引脚排列完全相同。图 7-4a 给出了其外形,图 7-4b 给出了其引脚排列示图,各引脚的名称及功能和用法见表 7-2。

表 7-2 IR2101 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	V_{CC}	输入级工作电源连接端	使用中,接用户为该芯片提供的工作电源;为抗干扰,该端应接一个去耦网络到地
2	HIN	高端驱动信号输入端	与用户控制半桥中高端器件的脉冲形成电路输出相连
3	LIN	低端驱动信号输入端	与用户控制半桥中低端器件的脉冲形成电路输出相连
4	COM	芯片输入输出参考地端	与 V_{CC} 地端及逆变器中低端功率器件漏极 (MOSFET) 或发射极 (IGBT) 及母线电压负端相连
5	LO	低端驱动输出端	直接通过电阻与逆变器中低端 MOSFET 或 IGBT 栅极相连
6	V_S	高端驱动输出参考端	直接与高端 MOSFET 的源极或 IGBT 的发射极相连
7	HO	高端驱动输出端	通过电阻接高端 MOSFET 或 IGBT 的栅极
8	V_B	驱动级工作电源端	该端通过一个超快恢复二极管接引脚 1 (V_{CC}) (二极管阳极接引脚 1),二极管的反压必须大于 600V,同时通过高质量的电容量为 0.1~1 μ F 电容接引脚 V_S

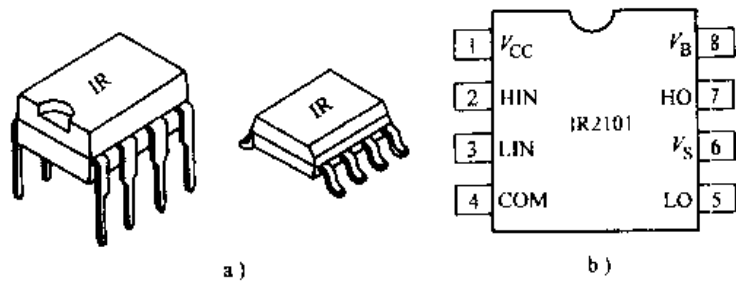


图 7-4 IR2101 的引脚排列及封装形式

a) 封装形式 b) 引脚排列 (引脚向下)

2. 内部结构和工作原理

IR2101 的内部结构及工作原理框图如图 7-5 所示。从图可见, 它的内部集成有两个带有反向的施密特触发器、两个或非门、一个欠电压检测及保护单元、一个脉冲放大环节、一个高压电平移位网络、一个脉冲滤波器、一个 RS 触发器、四个两两接为推挽输出的 MOSFET、一个反相器, 共有九个功能单元。其工作原理可简析如下:

在供电电源 V_{CC} 不发生欠电压时, 欠电压保护电路输出无效低电平, 来自用户脉冲形成环节的 HIN 与

LIN 信号经独立的施密特触发器后由或非门输出, 低端直接再经一次反相后推动低端通道中的推挽输出级, 由该输出级增大功率后提供给低端通道 MOSFET 或 IGBT 的栅极, 而高端信号最初由脉冲增益电路放大, 电平移位网络实现电平移位, 再从脉冲滤波器中通过, 滤去干扰脉冲, 然后控制 RS 触发器输出, 最后由高端的推挽输出级功率放大后推动高端通道中的 MOSFET 或 IGBT, 一旦发生欠电压等故障, 则欠电压检测环节输出高电平, 从而直接使 LO 与 HO 输出都变为低电平。

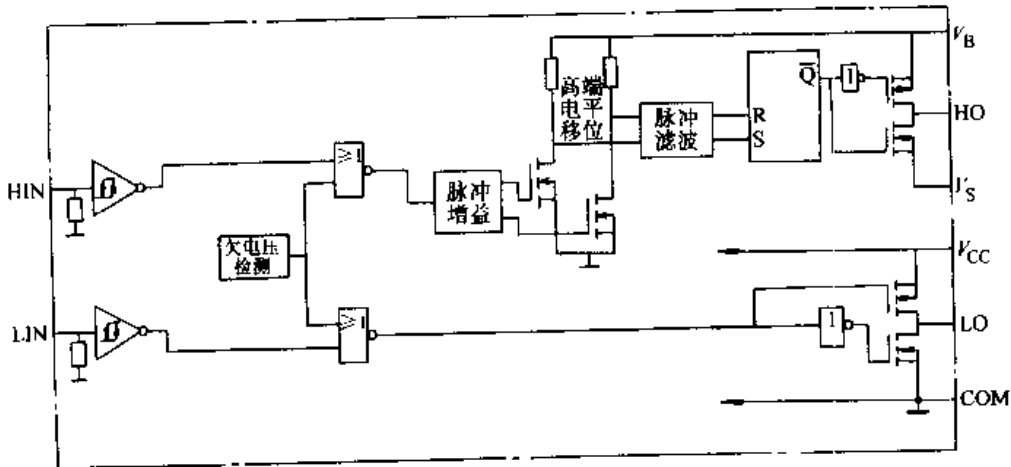


图 7-5 IR2101 的内部结构及工作原理示意图

3. 主要设计特点、参数限制和推荐工作条件

(1) 主要设计特点

- 1) 悬浮通道设计可自举工作, 允许工作母线电压高达 600V 以上
- 2) 对负的通态电压上升率 dv/dt 无限制
- 3) 栅极驱动电源电压范围为 10~20V
- 4) 有欠电压封锁功能
- 5) 内含 5V 施密特触发输入逻辑单元
- 6) 可同时实现两通道信号的适当延时
- 7) 输出与输入同相

(2) 参数限制

- 1) 高端悬浮电源电压 V_B : $-0.3 \sim 625V$
- 2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : $V_B - 25V \sim V_B +$

0.3V

- 3) 高端悬浮输出电压 V_{H+} : $V_S - 0.3V \sim V_B +$

0.3V

- 4) 工作电源电压 V_{CC} : $-0.3 \sim 25V$

- 5) 低端输出电压 V_{LO} : $-0.3V \sim V_{CC} + 0.3V$

- 6) 逻辑输入电压 V_{HIN} 和 V_{LIN} : $-0.3V \sim V_{CC} +$

0.3V

- 7) 允许高端电源电压上升率最大值 dV_S/dt :

50000V/ μs

- 8) 功耗 P_D : SOIC-8 封装为 0.625W; DIP-8 封装为 1W

- 9) 最高允许结温 T_{max} : $150^\circ C$

- 10) 贮存温度 T_{stg} : $-55 \sim 150^\circ C$

11) 焊接温度 (焊接时间 10s) T_L : 300℃

12) 低电平最大输出灌电流 I_{OL} : 125mA (脉宽小于 10μs)

13) 高电平输出拉电流 I_O : 250mA (脉宽小于 10μs)

(3) 推荐工作条件

1) 高端悬浮绝对值电压 V_B : $V_S + 10V \sim V_S + 20V$

2) 高端悬浮参考电压 V_S : 600V

3) 高端悬浮输出电压 V_{HO} : $V_S \sim V_B$

4) 低端和逻辑工作电源电压 V_{CC} : 10~20V

5) 低端输出电压 V_{LO} : 0~ V_{CC}

6) 逻辑输入电压 V_{HIN} 和 V_{LIN} : 0~ V_{CC}

7) 使用温度范围 T_A : -40~125℃

(4) 动态参数 (典型值/最大值)

1) 开通延迟时间 t_{ond} : 130/200ns

2) 关断延迟时间 t_{offd} : 90/200ns

3) 开通上升时间 t_r : 80/120ns

4) 关断下降时间 t_f : 40/70ns

4. 应用技术

(1) 应注意事项

1) IR2101 虽然允许工作电压 V_S 及 V_B 最高为 600V, 但使用中为安全起见, 建议最高使用母线电压不要超过 500V, 一般应用在母线直流电压为 310V 的场合。

2) 当 IR2101 的 V_B 与 V_{CC} 用同一电源通过自举技术产生时, 接于 V_{CC} 与 V_B 之间的二极管必须选超快恢复型, 且耐压应不低于 600V, 否则将不利于高边 MOSFET 或 IGBT, 并接在 V_B 与 V_S 之间的电容应为高质量 (漏电小、电容量稳定、串联电感小、频率特性好) 的铝电容或陶瓷电容。

3) IR2101 可采用外加电路提供负偏置, 如图 7-13 与图 7-14 所示。

4) 从 IR2101 输出至被驱动 MOSFET 或 IGBT 之间的引线应尽可能的短 (不超过 100mm), 并尽可能用双绞线或同轴电缆屏蔽线, 最好将被驱动 MOSFET 与 IR2101 布于同一印制板上, 使引线最短。

5) IR2101 由于输出电流容量的限制, 所以其仅能驱动小功率 MOSFET 或 IGBT, 对电流容量高达 100A 以上的 MOSFET 或 IGBT, 可采用对 IR2101 输出的驱动功率进行放大, 放大电路的典型结构如图 7-11 所示, 为防止关断过程中过高的漏源极或集射极尖峰电压过冲, 应在 IR2101 与被驱动 MOSFET 或 IGBT 栅极之间串联一合适的电阻, 该电阻同时可减缓关断过程中的负向过冲。

(2) 典型应用电路 图 7-6 给出了 IR2101 的典型应用电路, 图中 HIN 及 LIN 均来自用户控制脉冲形成电路。

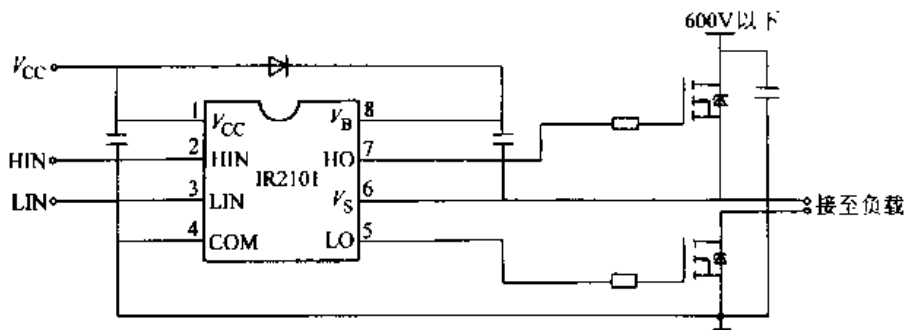


图 7-6 IR2101 的典型应用电路

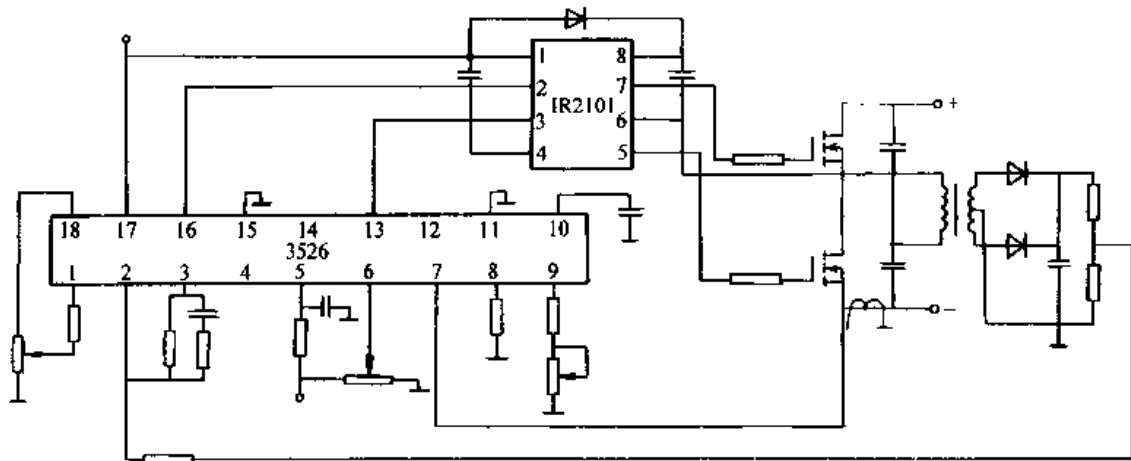


图 7-7 IR2101 应用于单相半桥逆变器中的电路

(3) 应用举例 IR2101 的上述性能和特点决定了它可以用于斩波器和单相半桥、单相全桥及三相全桥逆变器系统中作为 MOSFET 或 IGBT 的驱动电路, 图 7-7 给出了其主电路为单相半桥的开关电源系统中的应用原理图, 图中应用 IR2101 来驱动 MOSFET, PWM 脉冲形成电路采用 SG3526, 系统具有电压闭环及过电流保护功能。

7.4 IR2110 具有两输出的桥臂 MOSFET 或 IGBT 栅极驱动器集成电路

IR2110 是美国国际整流器 (IR) 公司利用自身独有的高压集成电路及无闩锁 CMOS 技术, 于 1990 年前后开发并投放市场, 并至今独家生产的大功率 MOSFET 和 IGBT 专用驱动集成电路。经过近 10 年的发展, 国际整流器公司依靠自身在高频 MOS 器件

及驱动电路方面雄厚的技术实力和生产工艺, 已批量推出了 IR21 系列近几十种功率 MOS 器件的驱动电路, 其技术处于世界先进行列。IR2110 的研制成功, 使 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路设计大为简化, 加之它可实现对 MOSFET 和 IGBT 的最优驱动, 又具有快速完整的保护功能, 因而它的应用可极大地提高控制系统的可靠性, 并极大地缩小控制板的尺寸。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2110 采用标准双列直插式 14 引脚 (DIP-14)、双列直插少引出 1 个引脚的式 DIPw/o-14、标准双列直插的 DIP-16 和双列直插少引出两个引脚的 DIPw/o-16 四种封装外形, 其引脚排列如图 7-8 所示, 表 7-3 给出了不同封装形式相同功能的引脚对照表, 现以 DIP-14 封装为例说明各引脚的名称、功能及用法。

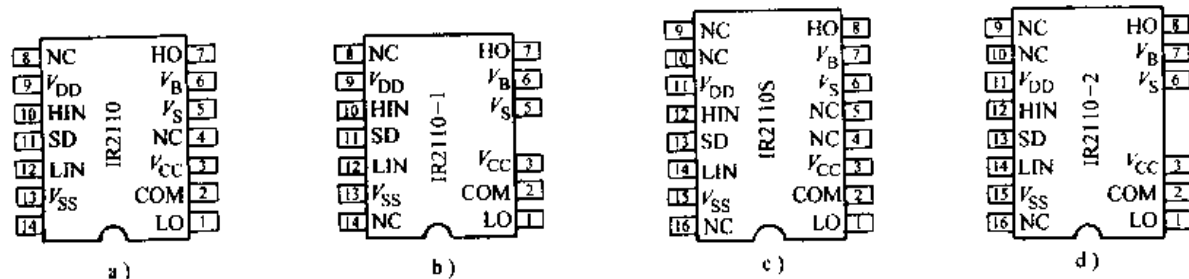


图 7-8 IR2110 的引脚排列 (引脚向下)

a) DIP-14 b) DIPw/o-14 c) DIP-16 d) DIPw/o-16

表 7-3 IR2110 不同封装外形的引脚对照

引脚 符号	不同封装的引脚号			
	DIP-14	DIPw/o-14	DIP-16	DIPw/o-16
LO	1	1	1	1
COM	2	2	2	2
Vcc	3	3	3	3
NC	4, 8, 14	8, 14	4, 5, 9, 10, 16	9, 10, 16
Vs	5	5	6	6
Vb	6	6	7	7
HO	7	7	8	8
VDD	9	9	11	11
HIN	10	10	12	12
SD	11	11	13	13
LIN	12	12	14	14
Vss	13	13	15	15

引脚 10 (HIN) 及引脚 12 (LIN): 驱动逆交桥中同桥臂上下两个功率 MOS 器件的驱动脉冲信号输入端, 应用中, 接用户脉冲形成部分的对应两路输出, 对此两个信号的限制为 $V_{ss} - 0.5V \sim V_{cc} + 0.5V$, 这里 V_{cc} 与 V_{ss} 分别为连接到 IR2110 的引脚 13 (V_{ss}) 与引脚 9 (V_{DD}) 端的电压值。

引脚 11 (SD): 保护信号输入端。当该脚接高电平时, IR2110 的输出信号全被封锁, 其对应输出端恒为低电平, 而当该端接低电平时, 则 IR2110 的输出跟随引脚 10 与 12 而变化, 应用中, 该端接用户故障 (过电流、过电压) 保护电路的输出。对该端信号的限制同 LIN 及 HIN 端。

引脚 6 (V_b) 与引脚 3 (V_{cc}): 上下通道互锁输出级电源输入端。应用中引脚 3 直接接用户提供的输出级电源正极, 且通过一个较高品质的电容接引脚 2, 而引脚 6 通过一阴极连接到该端阳极连接到引脚 3 的高反压快恢复二极管, 与用户提供的输出级电源相连, 对 V_{cc} 的参数要求为大于或等于 $-0.5V$, 而小于或等于 $+20V$ 。

引脚 9 (V_{DD}): 芯片输入级工作电源端, 使用中, 接用户为该芯片工作提供的高性能电源, 为抗干扰, 该端应通过一高性能去耦网络接地, 该端可与引脚 3 (V_{CC}) 使用同一电源, 也可分开使用两个独立的电源。

引脚 2 (COM): 下通道 MOSFET 驱动输出参考地端, 使用中, 与引脚 13 (V_{SS}) 直接相连, 同时接主电路桥臂中下通道 MOSFET 的源极。

引脚 1 (LO) 与引脚 7 (HO): 对应引脚 12 及引脚 10 的两路驱动信号输出端, 使用中, 分别通过一电阻接主电路中同桥臂上下通道 MOSFET 的栅极, 为防止干扰, 通常分别在引脚 1 与引脚 2 及引脚 7 与引脚 5 之间并接一个 $10k\Omega$ 的电阻。

引脚 5 (V_S): 上通道 MOSFET 驱动信号输出参考地端, 使用中, 与主电路中上通道被驱动 MOSFET 的

源极相通。

引脚 8 (NC)、引脚 14 (NC)、引脚 4 (NC): 芯片制造工艺中的空引脚, 使用中悬空。

引脚 13 (V_{SS}): 芯片工作参考地端, 使用中, 直接与供电电源地端相连, 所有去耦电容的一端应接该端, 同时与引脚 2 直接相连。

2. 内部结构和工作原理

(1) 内部结构 IR2110 的内部结构和工作原理框图如图 7-9 所示。从图显而易见, 其内部集成有一个逻辑信号输入级及两个独立的、分别以高压、低压为基准的输出通道, 它的主要构成有三个独立的施密特触发器、两个 RS 触发器、两个 V_{DD}/V_{CC} 电平转换器、一个脉冲放大环节、一个脉冲滤波环节、一个高压电平转换网络及两个或非门、六个 MOS 场效应晶体管、一个具有反相输出的与非门、一个反向器和一个逻辑网络。

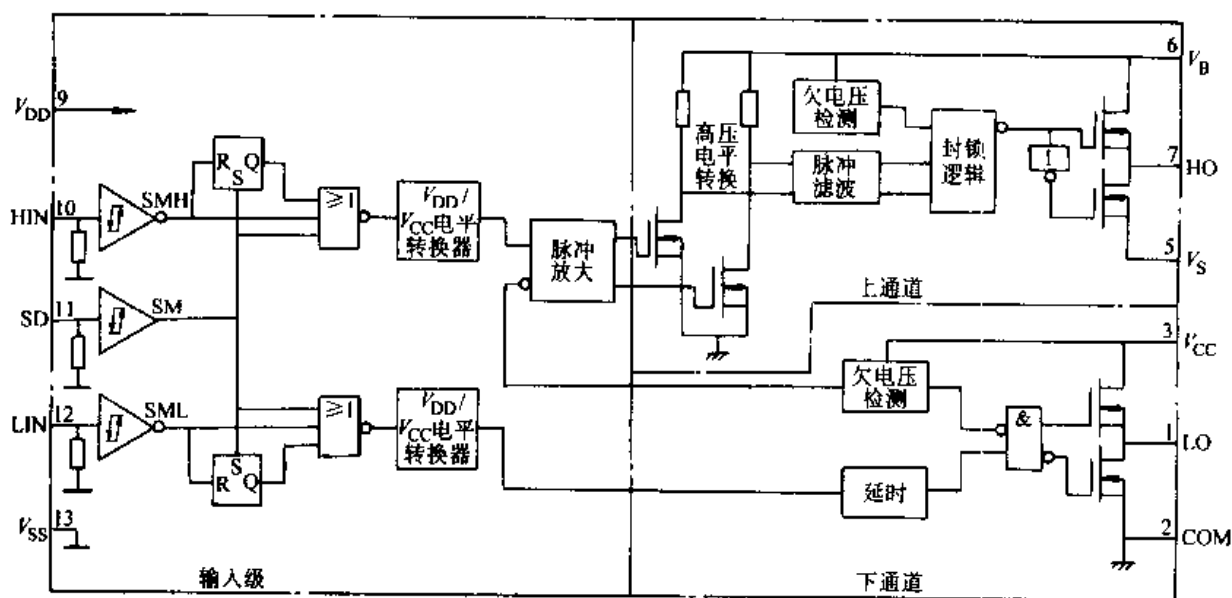


图 7-9 IR2110 的内部结构和工作原理框图

(2) 工作原理分析 IR2110 的工作原理可简述如下: 两个输出通道 (上通道及下通道) 的控制脉冲通过逻辑电路与输入信号相对应, 当保护信号输入端为低电平时, 同相输出的施密特触发器 SM 输出为低电平, 两个 RS 触发器的置位信号无效, 则两个或非门的输出跟随 HIN 及 LIN 端信号变化, 控制输入信号有效; 而当 SD 端输入高电平时, 因 SM 输出高电平, 两个 RS 触发器置位, 两个或非门输出恒为低电平, 控制输入信号无效, 此时即使 SD 变为低电平, 但由于 RS 触发器由 Q 端维持高电平, 所以两个或非门输出将保持低电平, 直到施密特触发器 SMH 和 SML 输出脉冲的上升沿到来, 两个或非门才因 RS 触发器翻转为低电平而跟随 HIN 及 LIN 变化, 由于逻辑输入级中的施密特触发器具有 $0.1V_{DD}$ 的滞后带, 因而整个逻辑输入

级具有良好的抗干扰能力, 并可接受上升时间较长的输入信号, 再则逻辑电路以其自身的逻辑电源为基准, 这就决定了逻辑电源可用比输出工作电源电压低得多的电源电压。为了将逻辑信号电平转变为输出驱动信号电平, 片内应用了两个抗干扰性能很好的 V_{DD}/V_{CC} 电平转换电路, 该电路的逻辑地电位 (V_{SS}) 和功率电路地电位 (COM) 之间允许有 $\pm 5V$ 的额定偏差, 因此决定了逻辑电路不受由于输出驱动开关动作而产生的耦合干扰的影响。集成于片内下通道内的延时网络实现了两个通道的传输延时, 此种结构简化了控制电路时间上的要求; 两个通道分别应用了两个相同的交替导通的推挽式连接的低阻场效应晶体管, 该两个场效应晶体管分别由两个 N 沟道的 MOSFET 驱动, 因而其输出的峰值电流可达 $2A$ 以上, 由于这种推挽式结

构,所以驱动容性负载时上升时间比下降时间长,对于上通道,很窄的开通和关断脉冲由脉冲发生器产生,并分别由HIN的上升和下降沿触发,脉冲发生器产生的两路脉冲用以驱动两个高压DMOS电平转换器,这两个转换器接着又对工作于悬浮电位上的RS触发器进行置位或复位,这便是以地电位为基准的HIN信号电平转换为悬浮电位的过程。由于每个高压DMOS电平转换器仅在RS触发器置位或复位时开通一段很短的开关脉冲时间,因而使功耗达到最小。再则, V_s 端快速 dv/dt 瞬变造成的RS触发器的误触发,可通过一个鉴别电路与正常的下拉脉冲有效地区别开来。这样,上通道基本上可承受任意幅值的 dv/dt 值,并保证了上通道的电平转换电路即使在 V_s 端电压降到比COM端还低4V时,仍能正常工作。对于下通道,由于正常时,SD为低电平, V_{cc} 不欠电压,所以施密特触发器SML的输出使下通道中的或非门输出跟随LIN而变化,此变化的逻辑信号经下通道中的 V_{DD}/V_{CC} 电平转换器后加给延时网络,由延时网络延时一定的时间后加到与非门电路上,其同相和反相输出分别用来控制两个互补输出级中的低阻场效应晶体管驱动级中的MOS管,当 V_{cc} 低于电路内部整定值时,下通道中的欠电压检测环节动作,在封锁下通道输出的同时封锁上通道的脉冲产生环节,使整个芯片的输出被封锁;而当 V_s 欠电压时,则上通道中的欠电压检测环节输出仅封锁上通道的输出脉冲。

3. 主要设计特点和参数限制及推荐工作条件

(1) 主要设计特点

1) IR2110内部应用自举技术来实现同一集成电路可同时输出两个驱动逆变器中高端与低端的通道信号,它的内部为自举操作设计了悬浮电源,悬浮电压保证了IR2110直接可用于母线电压为 $-4\sim+500V$ 的系统中来驱动功率MOSFET或IGBT。同时器件本身允许驱动信号的电压上升率达 $\pm 50V/ns$,故保证了芯片自身有整形功能,实现了不论其输入信号前后沿的陡度如何,都可保证加到被驱动MOSFET或IGBT栅极上的驱动信号前后沿很陡,因而可极大地减少被驱动功率器件的开关时间,降低开关损耗。

2) IR2110的功耗很小,故可极大地减小应用它来驱动功率MOS器件时栅极驱动电路的电源容量,从而可减小栅极驱动电路的体积和尺寸。当其工作电源电压为15V时,其功耗仅为1.6mW。

3) IR2110的合理设计,使其输入级电源与输出级电源可应用不同的电压值,因而保证了其输入与CMOS或TTL电平兼容,而输出具有较宽的驱动电压范围,它允许的工作电压范围为 $5\sim 20V$ 。同时,允

许逻辑地与工作地之间有 $-5\sim+5V$ 的电位差。

4) 在IR2110内部,不但集成有独立的逻辑电源与逻辑信号相连接来实现与用户脉冲形成部分的匹配,而且还集成有滞后和下拉特性的施密特触发器的输入级,及对每个周期都有上升或下降沿触发的关断逻辑和两个通道上的延时及欠电压封锁单元,这就保证了当驱动电路电压不足时封锁驱动信号,防止被驱动功率MOS器件退出饱和区、进入放大区而损坏。

5) IR2110完善的设计,使它自身可对输入的两个通道信号之间产生合适的延时,保证了加到被驱动的逆变器中同桥臂上的两个功率MOS器件的驱动信号之间有一互锁时间间隔,因而防止了被驱动的逆变器中两个功率MOS器件同时导通而发生直流电源直通短路的危险。

6) 由于IR2110是应用无闩锁CMOS技术制作的,因而决定了其输入输出可承受大于2A的反向电流。它的最高工作频率高,内部对信号的延时极小。对两个通道来说,其典型开通延时为120ns,而关断延时为94ns,且两个通道之间的延时误差不超过 $\pm 10ns$,因而决定了IR2110可用来实现最高工作频率大于1MHz的栅极驱动。

7) IR2110的输出级采用推挽结构来驱动所需驱动的功率MOSFET或IGBT,因而它可输出最大为2A的驱动电流,且开关速度较快,当所驱动的功率MOS器件的栅源极等效电容为1000pF时,该开关时间的典型值为25ns。

(2) 极限参数和限制

- 1) 最大高端工作电源电压 V_B : $-0.3\sim 525V$
- 2) 门极驱动输出最大(脉冲)电流 I_{omax} : 2A
- 3) 最高工作频率 f_{max} : 1MHz
- 4) 工作电源电压 V_{CC} : $-0.3\sim 25V$
- 5) 贮存温度 T_{stg} : $-55\sim 150^\circ C$
- 6) 工作温度范围 T_A : $-40\sim 125^\circ C$
- 7) 允许最高结温 T_{jmax} : $150^\circ C$
- 8) 逻辑电源电压 V_{DD} : $-0.3V\sim V_{SS}+25V$
- 9) 允许参考电压 V_s 临界上升率 dV_s/dt : $50000V/\mu s$
- 10) 高端悬浮电源参考电压 V_s : $V_B-25V\sim V_B+0.3V$
- 11) 高端悬浮输出电压 V_{HO} : $V_s-0.3V\sim V_B+0.3V$
- 12) 逻辑输入电压 V_{IN} : $V_{SS}-0.3V\sim V_{DD}+0.3V$
- 13) 逻辑输入参考电压 V_{SS} : $V_{CC}-25V\sim V_{CC}+0.3V$
- 14) 低端输出电压 V_{LO} : $-0.3V\sim V_{CC}+0.3V$

15) 功耗 P_D : DIP-14 封装为 1.6W; DIP-16 封装为 1.6W

(3) 推荐工作条件

1) 高端悬浮电源绝对值电压 V_B : $V_S + 10V \sim V_S + 20V$

2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : 500V

3) 低端输出电压 V_{LO} : $0 \sim V_{CC}$

4) 低端工作电源电压 V_{CC} : $10 \sim 20V$

5) 逻辑电源电压 V_{DD} : $V_{SS} + 5V \sim V_{SS} + 20V$

6) 逻辑电源参考电压 V_{SS} : $-5 \sim 5V$

7) 逻辑输入电压 V_{IN} : $V_{SS} \sim V_{DD}$

8) 工作环境温度 T_A : $-40 \sim 125^\circ C$

4. 应用技术

(1) 应用注意事项 IR2110 独特的结构决定了它通常可用于驱动单管斩波和单相半桥、单相全桥、三相全桥逆变器或其他电路结构中的两个相串联或以其他方式连接的高压 N 沟道功率 MOSFET 或 IGBT, 其下通道的输出直接用来驱动逆变器 (或以其他方式连接) 中的低端功率 MOSFET 或 IGBT, 而它的上通道输出则用来驱动需要高电位栅极驱动的高端的功率 MOSFET 或 IGBT, 在它的应用中需注意下述问题:

1) IR2110 的典型应用连接如图 7-10 所示。通常, 它的输出级工作电源是一悬浮电源, 这是通过一种自举技术由固定的电源得来的。充电二极管 VD 的耐压能力必须大于高压母线的峰值电压, 为了减小功耗, 推荐采用一个超快恢复的二极管。自举电容 C 的值依赖于开关频率、占空比和功率 MOSFET 或 IGBT 栅极的充电需要, 应注意的是, 电容两端耐压不允许低于欠电压封锁临界值, 否则将产生保护性关断。对于 5kHz 以上的开关应用, 通常采用 $0.1\mu F$ 的电容是合适的。

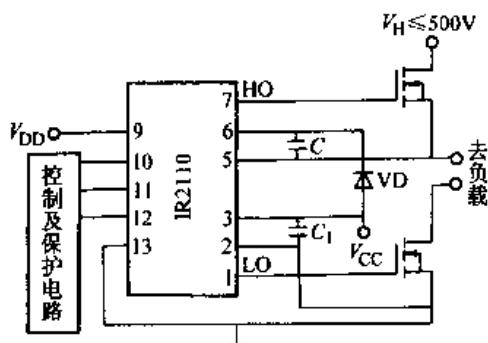


图 7-10 IR2110 的典型应用连接示意图

2) 为了向需开关的容性负载提供瞬态电流, 应用中应在 V_{CC} 和 COM 间、 V_{DD} 和 V_{SS} 间连接两个旁路电容, 这两个电容及 V_B 和 V_S 间的储能电容都要与器件

就近连接。建议 V_{CC} 与地之间的旁路电容用一个 $0.1\mu F$ 的陶瓷电容和一个 $1\mu F$ 的钽电容并联, 而逻辑电源 V_{DD} 与 COM 间有一个 $0.1\mu F$ 的陶瓷并联电容就足够了。

3) 大电流的 MOSFET 或 IGBT 相对需要较大的栅极驱动能力, IR2110 的输出即使对这些器件也可进行快速的驱动。为了尽量减小栅极驱动电路中的电感, 每个 MOSFET 应分别连接到 IR2110 的引脚 2 和引脚 5 作为栅极驱动信号的反馈。对于较小功率的 MOSFET 或 IGBT, 可在输出处串一个栅极电阻, 栅极电阻的值取决于电磁兼容 (EMI) 的需要、开关损耗及最大允许 dv/dt 值。

4) IR2110 的总功耗是高压母线电压、 V_{CC} 和 V_{DD} 电压、开关频率、占空比、传输栅极驱动电量、工作结温的函数。总功耗可分为两部分: 高压开关损耗和低压损耗。高压开关损耗可用下式来计算:

$$P_{D(HV)} = V_H I_{LK} d + (V_{BON} + V_{BOFF}) Q_P f$$

式中 V_H —— 高压母线电压;

I_{LK} —— V_B 到地的漏电流;

d —— 高压侧开关通断的占空比;

Q_P —— 高压电平转换脉冲的平均电量;

V_{BON} 及 V_{BOFF} —— 开通脉冲及关断脉冲的平均电压;

f —— 高压通道的开关频率。

显见, $V_H I_{LK} d$ 为静态高压开关损耗, 而 $(V_{BON} + V_{BOFF}) Q_P f$ 为动态高压开关损耗。由于电平转换损耗通常比漏电损耗要大得多, 因而静态损耗通常可忽略。实验证明: 当 V_B 为定值时, 对容性负载来说, 在一定的工作温度下, 随着被驱动的 MOSFET 或 IGBT 工作开关频率的提高, 在固定的高压母线电压 V_H 下, P_D 值将线性增大, 并且随着被驱动 MOSFET 或 IGBT 工作电路中高压母线电压的提高, P_D 亦增大, 而实际上, 在电平转换期间, V_S 是变化的。

低压功耗可用下式来计算:

$$P_{D(LV)} = V_B I_{Q_{TOT}} + 2V_{bias} Q_G f + V_{bias} Q_{Cmos} f$$

式中 V_{bias} —— 低压偏压, 假设 $V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}$, V_{BS} 为 IR2110 上通道输出功率放大级的工作电源电压, V_{bias} 即图 7-10 中电容 C 两端的电压;

$I_{Q_{TOT}}$ —— 总静态电流;

f —— 开关频率;

Q_G —— 每次驱动 MOSFET 传输的栅极电量;

Q_{Cmos} —— 与内部 CMOS 电路有关的开关损耗电量。

显见, 式中, $V_B I_{Q_{TOT}}$ 为静态低压损耗, 而 $2V_{bias} Q_G f$

$+V_{\text{bus}}Q_{\text{mos}}f$ 为动态低压开关损耗。由于此时静态损耗通常比动态损耗小得多,因而可忽略静态损耗。实验证明,在 $V_{\text{DD}}=V_{\text{CC}}=V_{\text{BS}}$ 条件下,对一定的容性负载来说,随着开关频率的提高, $P_{\text{D(LV)}}$ 值线性增大,并且随着容性负载电容值的增大, $P_{\text{D(LV)}}$ 亦增大。

5) 功率输出驱动级的电源 V_{B} 可与逻辑输入部分的电源 V_{CC} 使用同一电源并通过自举技术来产生,此时接于 V_{CC} 与 V_{B} 之间的二极管应为超快恢复二极管,且其电流定额取决于被驱动 MOSFET 或 IGBT 的容量与工作频率,一般 1A 的电流容量可满足使用,其反压不应低于 600V。接于 V_{B} 与 V_{S} 之间的电容应为低串

联电感、高稳定性、低漏电、高频率特性的钽电容或瓷片电容,电容量选 $0.1\sim 10\mu\text{F}$ 均可,自举电容的电容量可按式计算:

$$C_{\text{BOOT}} \geq 2I_{\text{QBS}}t_{\text{on}} / (V_{\text{CC}} - 1.5 - 10)$$

式中 I_{QBS} —— 高边通道的静态电流;

t_{on} —— 高边通道功率器件的每周周期导通时间;

V_{CC} —— 逻辑部分的电源电压。

6) 当 V_{CC} 与 V_{B} 使用不同的两独立电源时,应注意两电源电位上严格隔离,且 V_{CC} 的地端为引脚 COM,而 V_{B} 的参考地端为 V_{S} ,此时接于 V_{CC} 与 V_{B} 之间的二极管已不需要。

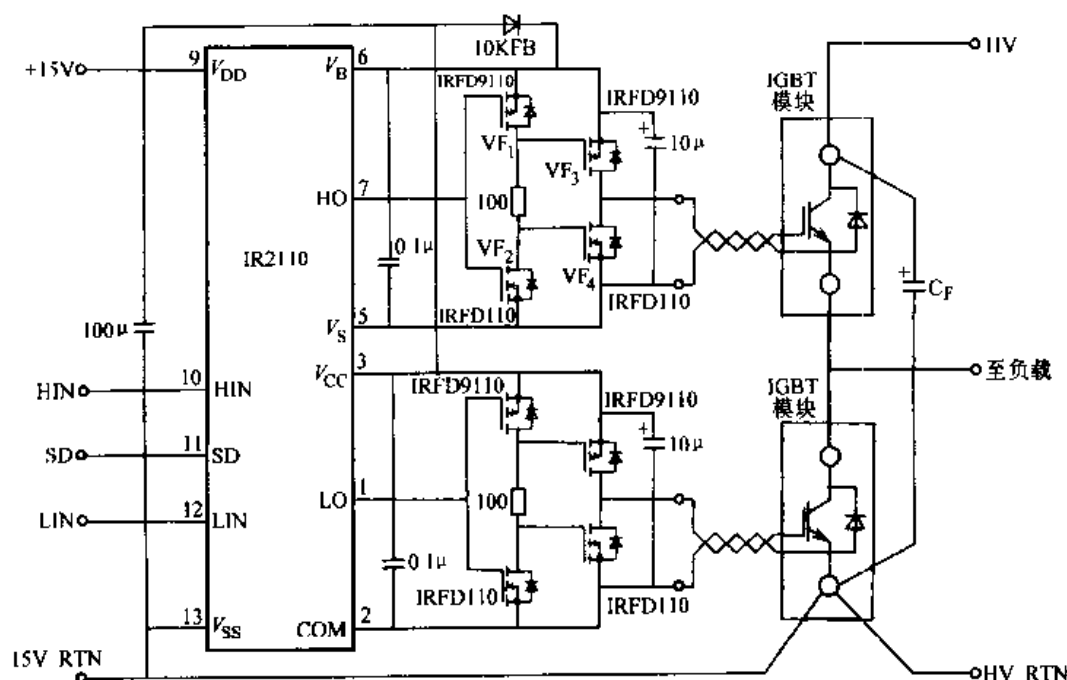


图 7-11 应用 IR2110 经功率放大后驱动电力 MOSFET 或 IGBT 模块的电路

7) IR2110 可直接用来驱动电流容量小于几十安、母线电压不高于 600V 的 MOSFET 或 IGBT,当应用其来驱动更大功率的 MOSFET 或 IGBT 时,可采用图 7-11 所示的放大缓冲电路,该电路在输入控制脉冲改变状态时, R 在几十纳秒内限制通过 IRFD9110 (VF_1) 与 IRFD110 (VF_2) 的导通电流,当输入信号改变状态为低电平时,驱动用 MOSFET [IRFD9110 (VF_1)] 的栅极电容快速放电,从而使被驱动 MOSFET 或 IGBT 快速关断,在输入信号变为高电平时, VF_4 通过 R_1 快速充电,其导通时间将延迟——由 R_1 与被驱动 MOSFET 或 IGBT 栅极输入电容 C_2 决定的时间常数。

图 7-12 (a) (b) 分别给出了应用上述缓冲器后驱动 MOSFET 模块 (IR2110) 输出及缓冲器输出与 MOSFET 模块漏极电流的关系。

8) 不论使用功率放大缓冲器与否, IR2110 使用中,应使用尽可能短的连线与被驱动功率器件相连,并尽可能使用双绞线或同轴电缆屏蔽线,当使用功率放大输出级时,从 IR2110 至功率放大输出级输入及功率放大输出级至被驱动 MOSFET 或 IGBT 的引线都应为尽可能短的双绞线或同轴电缆屏蔽线。

9) 当使用 IR2110 驱动 MOSFET 或 IGBT 时,应采用单点接地技术,集中接地点应为被驱动 IGBT 的射极或 MOSFET 源极,当多个 IR2110 用来驱动桥式电路时,应将下通道中的两个功率器件的射极或源极用一较粗的短线相连,并将该公共线作为集中接地点。

10) 当应用功率放大输出级时,并于 VF_3 与 VF_4 之间的电容 (见图 7-11) 应为低串联电感的高质量电容,其电容量与布线质量和被驱动功率器件的容量及开关电流的大小有关,其典型取值范围为 $10\sim 1000\mu\text{F}$ 。

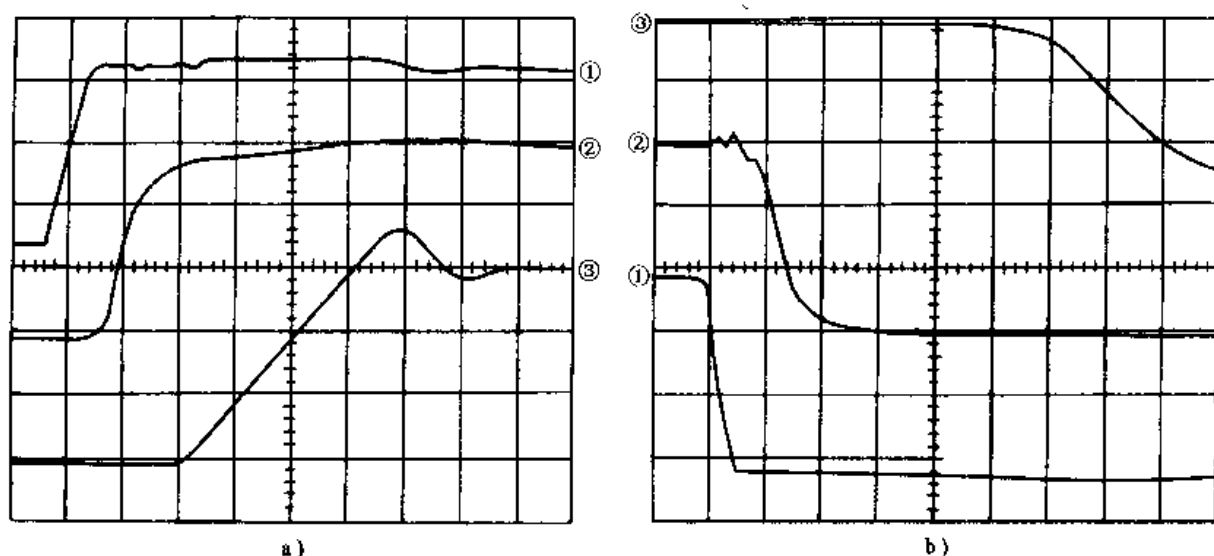


图 7-12 IR2110 输出经功率放大后驱动 MOSFET 模块的典型波形 (感性负载为 60A)

a) 开通过程 b) 关断过程

①—IR2110 输出 ②—放大缓冲器输出 ③—MOSFET 漏极电流

11) 应用 IR2110 驱动 MOSFET 或 IGBT 时, 若采用单极性电源 V_{cc} 工作, 由于 IR2110 本身不可提供负偏置, 为了使被驱动 MOSFET 或 IGBT 可靠关断, 此时可应用图 7-13 所示的负充电泵电路来形成负偏置。图 7-14a 给出了应用负充电泵构成的实际半桥 IGBT 模块驱动器电路, 图 7-14b 给出了该电路的实际工作波形。

12) 对小功率 MOSFET 或 IGBT 应用图 7-13 所示电路有点复杂, 此时可采用图 7-15a 所示的简化电路, 图 7-15b 给出了其工作波形。

13) 当应用 IR2110 直接驱动 MOSFET 或 IGBT 时, 在图 7-16a 所示的典型电路中, 经常看到

图 7-16b 所示的负向过冲, 这种过冲很容易引起电路工作的噪声, 影响电路的正常工作, 解决的办法有两个:

① 通过增加 IR2110 与被驱动器件栅极之间的电阻来降低被驱动器件的关断速度, 以减小关断过程中的电压过冲, 图 7-17 给出了典型的串联电阻与负向过冲之间的关系。

② 在 V_s 与 V_{cc} 参考地 COM 之间串接高压超快开通时间及超快恢复时间的二极管, 同时在 V_s 与被驱动 MOSFET 源极或 IGBT 射极之间串联电阻, 其电路如图 7-18 所示, 这种处理方法的典型工作波形如图 7-17b 所示。

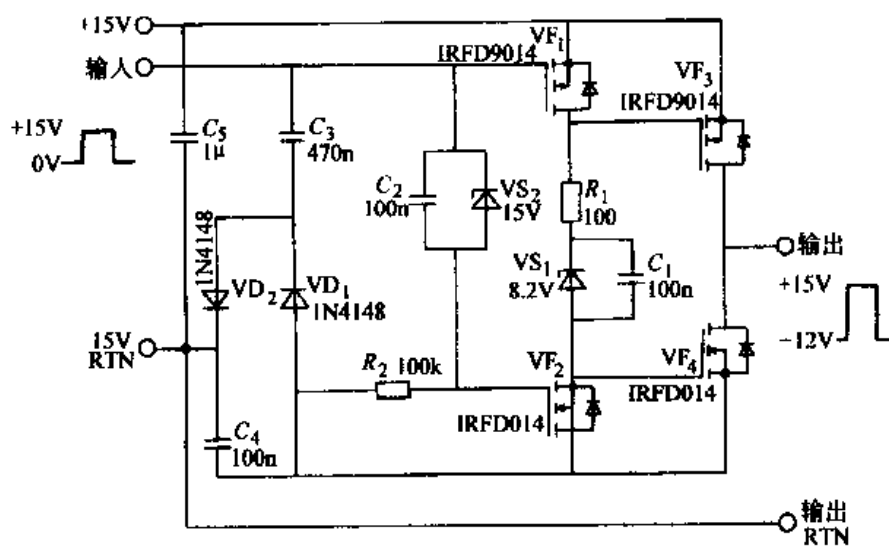


图 7-13 在输出缓冲级增加负充电泵的典型电路

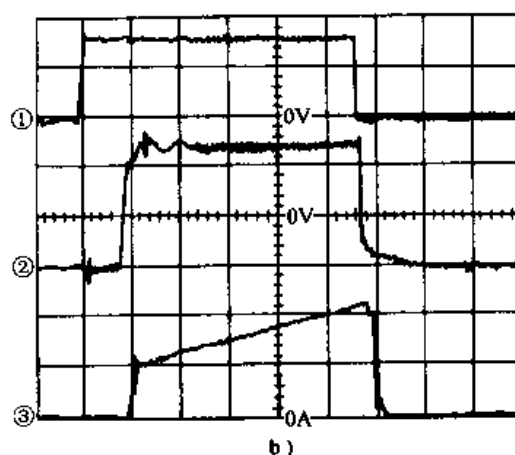
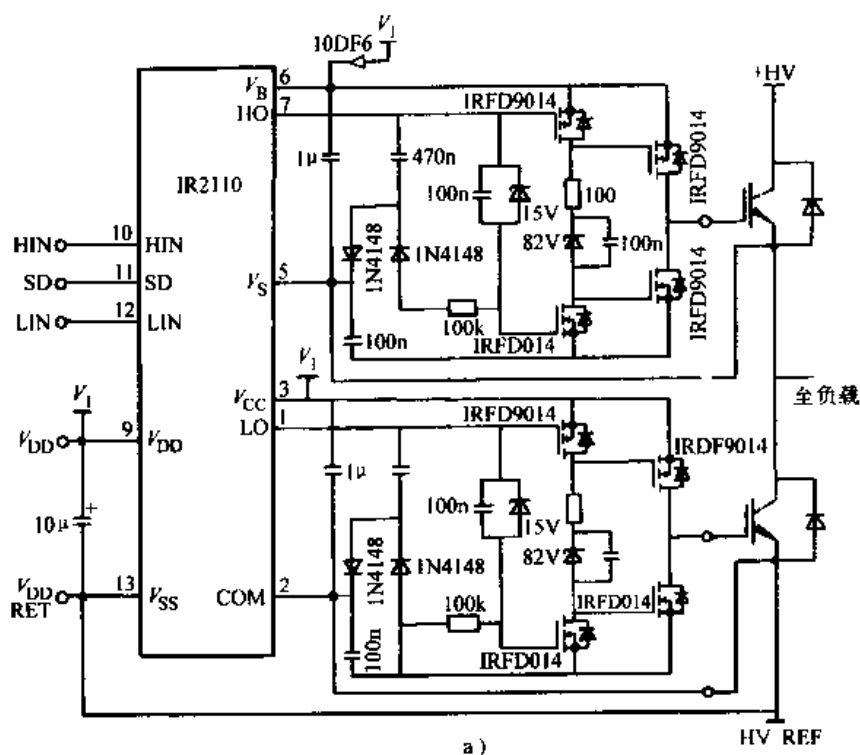


图 7-14 具有负偏置的半桥驱动器电路及工作波形

a) 实际电路 b) 工作波形

①—缓冲级输入 (10V/div, 1μs/div)

②—IGBT 栅极电压 ③—集电极电流

14) 尽管 IR2110 允许用来驱动母线电压为 600V 的 MOSFET 或 IGBT, 但考虑到实际电路工作时, 电路中分布电感 L 存在, 引起 $L di/dt$ 的影响, 因而一般使用中多用 IR2110 于输入为单相交流 220V, 整流后直流电压为 310V 或直流母线电压低于 310V 的系统中, 对采用三相 380V 进线、整流直流电压为 510V 的变流系统, 应用 IR2110 时电压安全裕量太小, 故一般不采用。

15) IR2110 的引脚 1 与引脚 13 提供了两个地端, 这是为抑制干扰而设计的, 内部并没有连通, 单电源使用中, 必须用外电路将其短接。

16) 调试中观测波形时, 应注意示波器的地线问

题, 防止由于双通道示波器内部地线相通造成同时观察高端及低端通道引起系统短路, 使用中最好把示波器的地线接于被驱动功率器件上, 而不是 IR2110 的引脚上。

17) 排列印制电路板上元器件时, 应尽可能减小被驱动功率器件栅极充放电回路的长度及所包围元器件的面积, 以尽可能减少干扰的影响。这有利于提高开关速度和抑制振荡、减小分布电感的影响及 IR2110 的功耗, 被驱动 MOSFET 或 IGBT 的源极或射极应独立地直接接于 IR2110 的引脚 2 或引脚 5 上, 图 7-19 给出了 IR2110 使用中的合理排列印制电路板图。

18) 若需要在 IR2110 的输出与被驱动 MOSFET

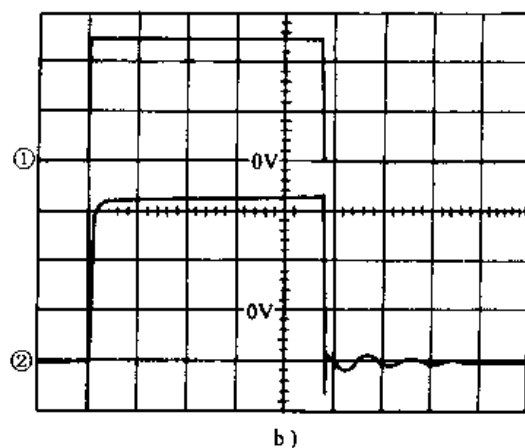
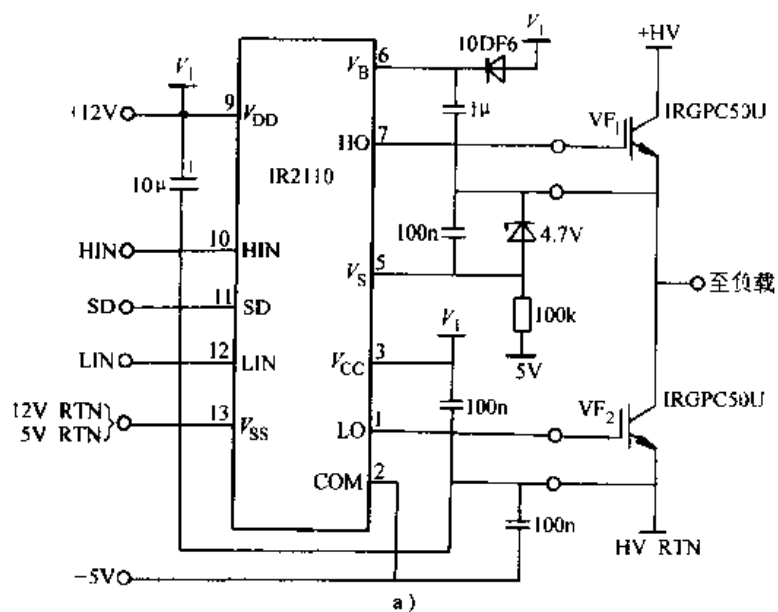


图 7-15 减化后的负偏压电路及工作波形

a) 电路图 b) 波形

① - IR2110 输入 (5V/div, 2μs/div) ② - MOSFET 栅极电压波形

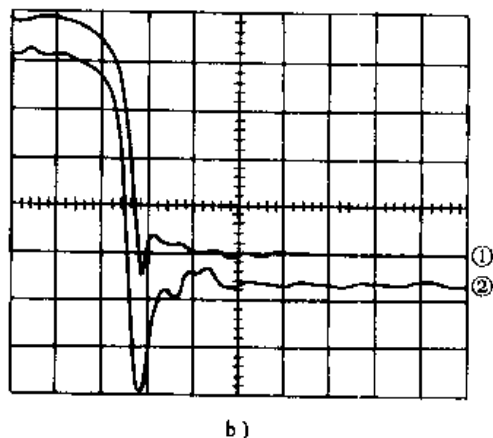
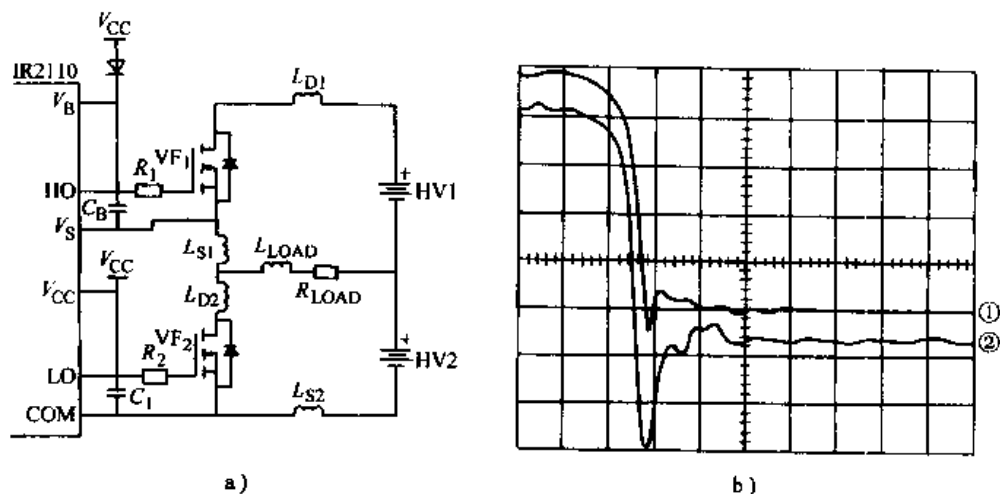


图 7-16 应用 IR2110 驱动 MOSFET 的典型电路与常见工作波形

a) 典型电路 b) 常见工作波形

①—续流二极管上的负过冲 ②—IR2110 V_S 引脚的负过冲注: L_{D1} 、 L_{S2} 、 L_{S1} 、 L_{D2} 为分布参数。

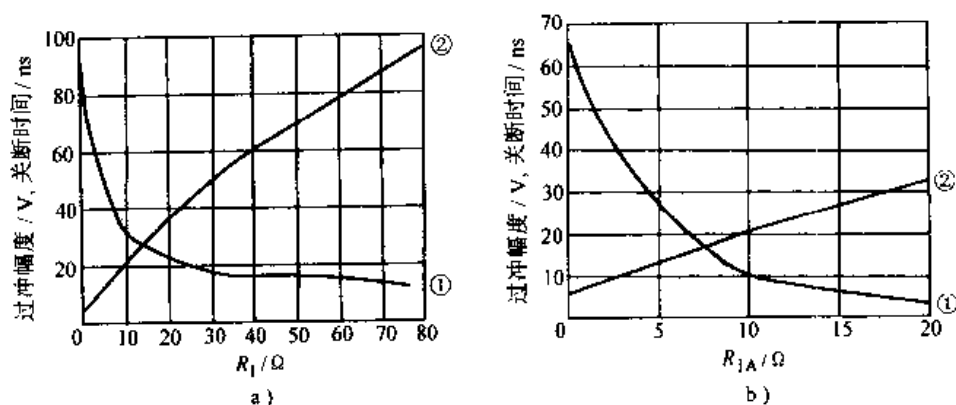


图 7-17 串联电阻与负向过冲的关系

a) 仅在 IR2110 的 HO 端与被驱动器件栅极之间串联电阻 R_1 b) 仅在 IR2110 的 V_S 端与 MOSFET 源极之间串联电阻 R_{1A} ($R_1 = 0$)

① 过冲幅度 ② 关断时间

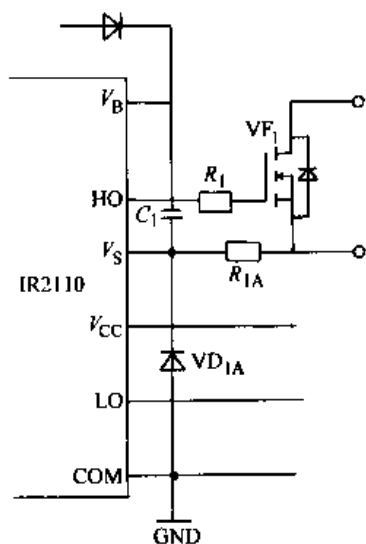


图 7-16 限制反向过冲的另一种方法

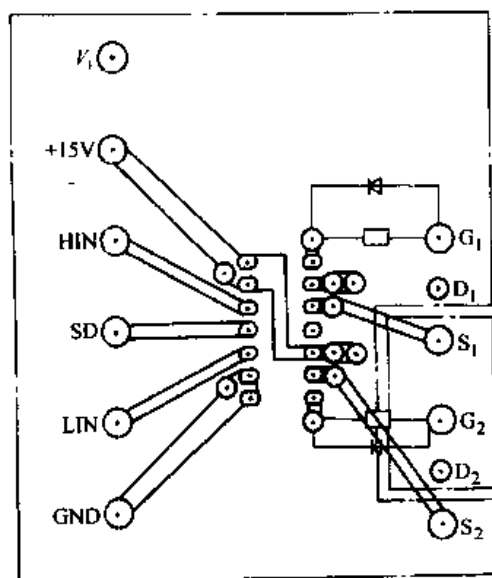


图 7-19 IR2110 使用中合理的印制板排版图

或 IGBT 栅极之间串联电阻，则应保证该电阻是低串联电感的金属膜或氧化膜电阻。

(2) 应用举例 IR2110 可用于单管斩波电路和单相半桥、单相全桥、三相全桥逆变器以及其他电路拓扑结构的电路中，限于篇幅本文仅举三例说明其应用。

1) 在单管 MOSFET 构成的斩波器系统中的应用：IR2110 用于这种线路时的连接如图 7-20 所示。图中，悬浮电源 V_B 是通过自举技术获得的， C 为自举电容， VD 为充电二极管， VD_1 为续流二极管。在这种应用中，IR2110 仅用了—个单独的电源 V_{CC} ，下通道的输入直接接地，其逻辑电路电源与主电路为共地电位。

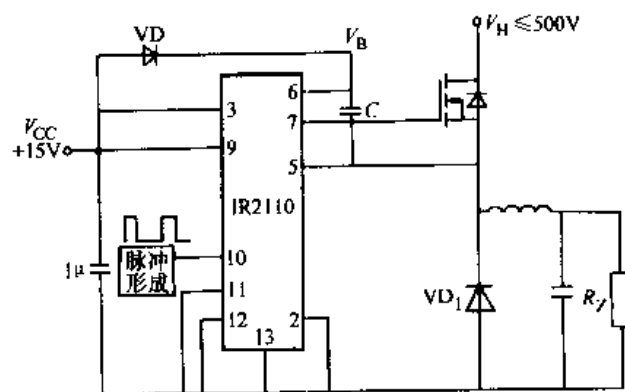


图 7-20 IR2110 用于单管斩波器系统中的原理图

2) 在正向逆变器系统中的应用：IR2110 用于这种线路时的接线如图 7-21 所示，在该应用中，IR2110 的下通道及上通道共用一个输入脉冲信号，因而决定了其输出 HO 与 LO 同相位。该逆变器的工作原理为，当上通道输出 HO 为高电平时， VF_1 导通，此时因下通道输出 LO 亦为高电平，因而 VF_4 导通， VF_3 关断， VF_2 导通，电流经高压电源 HV、场效应晶体管 VF_1 、负载 Z 及场效应晶体管 VF_2 流通。而当上侧通道的输出 HO

及下侧通道的输出 LO 为低电平时, VF_1 及 VF_4 关断, VF_3 导通, 感性负载 Z 的续流通路为 VF_3 、 Z 及 VD_1 到高压电源。由此可见, 这种逆变器无论输入控制信号为高电平还是低电平, 在负载 Z 上的电流及电压都为一种正方向 (从左到右), 所以称为正向式逆变器, 图中 BHL 为负载电流取样环节。它的作用为向保护电路提供一个过电流保护信号, 以进行过电流保护。

3) 两片 IR2110 相结合在控制 H 桥中的四个大功率 MOSFET (或 IGBT) 中的应用: 这种电路常用于

可逆直流调速系统、不间断电源、VVVF 电源等领域。IR2110 用于这种电路中的原理如图 7-22 所示。图中, 负载 Z 可以为直流电动机, 也可以为 VVVF 电源中的滤波器和变压器等。TA 为电流取样环节, 由此构成过电流保护, 而 V_f 为电压反馈信号, 它可以用来构成闭环调压网络。该电路的工作原理可简述如下: 在控制电路输出的上和下通道输入信号的作用下, VF_1 、 VF_2 和 VF_3 、 VF_4 交替轮流导通, 从而在负载 Z 上形成一个交替变化的交流电压和电流。

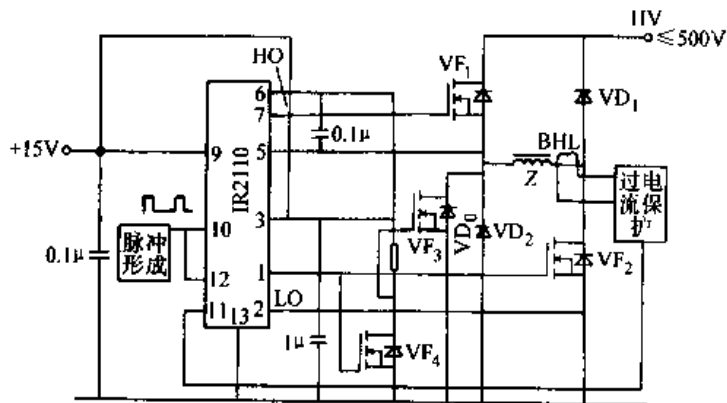


图 7-21 IR2110 用于正向式逆变器系统中的原理电路

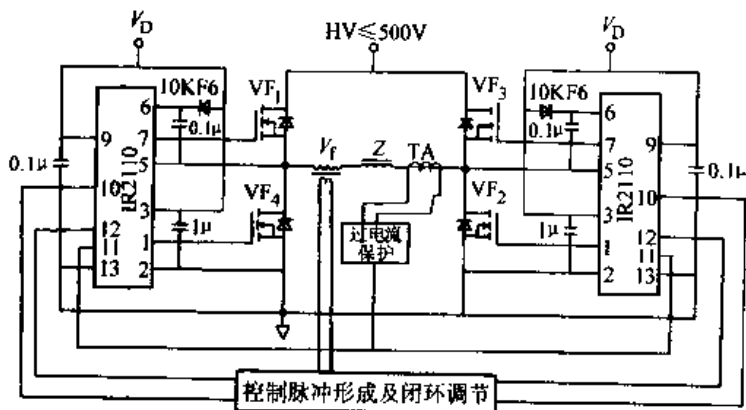


图 7-22 两片 IR2110 用于 H 型桥式逆变器系统中的原理电路

7.5 IR2130 可同时驱动三相桥电路中六个 MOSFET 的栅极驱动器集成电路

IR2130 是美国国际整流器公司继 IR2110 之后于 1991 年推出, 并至今独家生产的 MOS 功率器件专用栅极驱动集成电路, 一片 IR2130 可取代三片 IR2110, 且仅需一个输入级电源。所以其广泛应用于三相 MOSFET 或 IGBT 逆变器控制中。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2130 具有三种封装外形, 即 DIP-28、PLCCw/o-44、SOIC-28, 三种封装引脚排列分别如图 7-23 所示, PLCCw/o-44 封装的 1、2、26、27、28、32、33、

34、38、39、40、44 共 12 个引脚未引出。表 7-4 列出了各种封装形式、相同功能的引脚对照表, 现以 DIP-28 为例按引脚功能分类说明。

各引脚的名称、功能及用法如下。

(1) 输入端

1) 引脚 28 (V_{B1})、引脚 24 (V_{B2})、引脚 20 (V_{B3}): 悬浮电源连接端。该三端的作用表现在为集成于 IR2130 内部的驱动变流器中三个高压侧功率管的驱动器提供电源, 实际应用中, 分别与三个阳极都接 IR2130 工作电源 V_{CC} (引脚 1) 的高反压超快恢复二极管中的一个阴极相连, 且该三个引脚分别通过一自举电容接对应的引脚 26 (V_{S1})、引脚 22 (V_{S2}) 或引脚 18 (V_{S3})。

2) 引脚 2 ($\overline{\text{HIN1}}$)、引脚 3 ($\overline{\text{HIN2}}$)、引脚 4 ($\overline{\text{HIN3}}$): 驱动变流器中三个高压侧功率管的对应信号

输入端。实际应用中,与六路脉冲形成电路中输出的三个高压侧功率管驱动控制信号相连接。

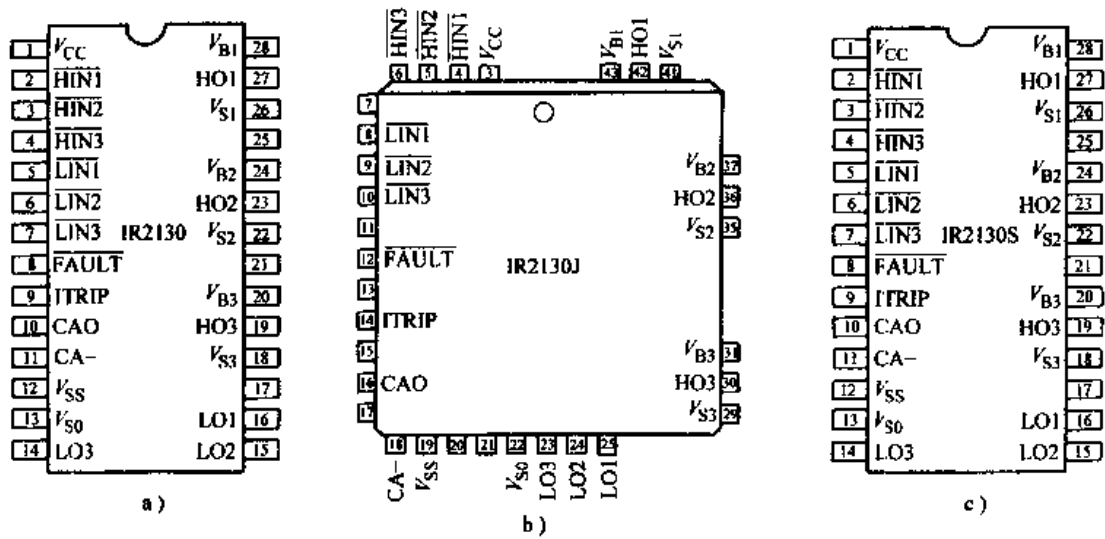


图 7-23 引脚排列 (引脚向下)

a) IR2130 (DIP-28) b) IR2130J (PLCCw/o-44) c) IR2130S (SOIC-28)

表 7-4 IR2130 的不同封装形式的引脚对照

引脚符号	不同封装的引脚号	
	DIP-24 及 SOIC-24	PLCCw/o-44
V_{CC}	1	3
$\overline{\text{HIN1}}$	2	4
$\overline{\text{HIN2}}$	3	5
$\overline{\text{HIN3}}$	4	6
$\overline{\text{LIN1}}$	5	8
$\overline{\text{LIN2}}$	6	9
$\overline{\text{LIN3}}$	7	10
FAULT	8	12
ITRIP	9	14
CAO	10	16
CA ⁻	11	18
V_{SS}	12	19
V_{SO}	13	22
LO3	14	23
LO2	15	24
LO1	16	25
NC	17, 21, 25	7, 11, 13, 15, 17, 20, 21
V_{S3}	18	29
HO3	19	30
V_{B3}	20	31
V_{S2}	22	35
HO2	23	36
V_{B2}	24	37
V_{S1}	26	41
HO1	27	42
V_{B1}	28	43

3) 引脚 5 ($\overline{\text{LIN1}}$)、引脚 6 ($\overline{\text{LIN2}}$) 引脚 7 ($\overline{\text{LIN3}}$): 驱动变流器中三个低压侧功率管的对应信号输入端。实际应用中,接六路脉冲形成电路中输出的三个低压侧功率管驱动控制信号。

4) 引脚 9 (ITRIP): 过电流信号检测输入端。该端的作用是可输入电流信号来完成过电流或直通短路保护,实际应用中,接电流检测环节(分流器或互感器)的输出。

5) 引脚 11 (CA⁻)、引脚 13 (V_{SO}): 电流放大器信号检测输入端。该两端可用来完成电流信号输入,引脚 11 (CA⁻) 为反相端,而引脚 13 (V_{SO}) 为同相端,应用中,分别接电流检测环节输出的负端及正端。

(2) 输出端

1) 引脚 27 (HO1)、引脚 26 (V_{S1})、引脚 23 (HO2)、引脚 22 (V_{S2})、引脚 19 (HO3)、引脚 18 (V_{S3})、引脚 16 (LO1)、引脚 15 (LO2)、引脚 14 (LO3)、引脚 13 (V_{SO}): 六路驱动器输出端。该几个引脚的作用是把经过 IR2130 内部逻辑处理过的六路驱动信号加到变流器中六个对应的电力 MOSFET 的栅源极(或 IGBT 的栅射极)上,应用中 HO1、HO2、HO3 接变流器高压侧三个功率管的栅极,而对应的 V_{S1} 、 V_{S2} 、 V_{S3} 接高压侧三个功率管的源极(或射极); LO1、LO2、LO3 分别接与 HO1、HO2、HO3 相对应的变流器中低压侧三个功率 MOS 器件的栅极, V_{SO} 同时接低压侧三个电力 MOSFET 的源极(或 IGBT 的射极)。

2) 引脚 8 (FAULT): 过电流、直通短路及过电压、欠电压保护输出端。该端提供一个过电流、直通或过电压、欠电压保护的指示信号,应用中,接指示用发光二

极管或用户系统封锁端。

3) 引脚 10 (CAO): IR2130 内部电流放大器的输出端。该端可提供正比于负载电流的电压信号, 使用户可用来与引脚 11 (CA-) 端构成调节器, 应用中, 该端输出信号可接用户系统进行显示, 亦可构成调节器后接用户系统来实现输出稳流控制等功能。

(3) 电源端 引脚 1 (V_{CC})、引脚 12 (V_{SS}) 分别为电源连接端。该两端的作用是为 IR2130 提供一工作电源, 当 IR2130 选正电源工作时, 引脚 1 接正电源, 而引脚 12 接电源地。

(4) 空端 (NC) IR2130 在制作中因工艺原因, 它的引脚中还有三个空脚, 分别为引脚 17 (NC)、引脚 21

(NC)、引脚 25 (NC)。使用中, 这三个引脚悬空。

2. 内部结构和工作原理

IR2130 的内部结构及工作原理框图如图 7-24 所示。从图可显见, 在它的内部集成有一个电流比较器 CC、一个电流放大器 CA, 一个自身工作电源欠电压检测器 UVD、一个故障逻辑处理单元 FL、及一个封锁逻辑 CL。除上述外, 它的内部还集成有三个输入信号处理器 ISG、三个脉冲处理器和电平移位器 PGLS、三个高压侧驱动信号锁存器 LT、三个高压侧驱动信号的欠电压检测器 UVDR 及六个低阻抗输出驱动器 DR 和一个或门电路 OR。

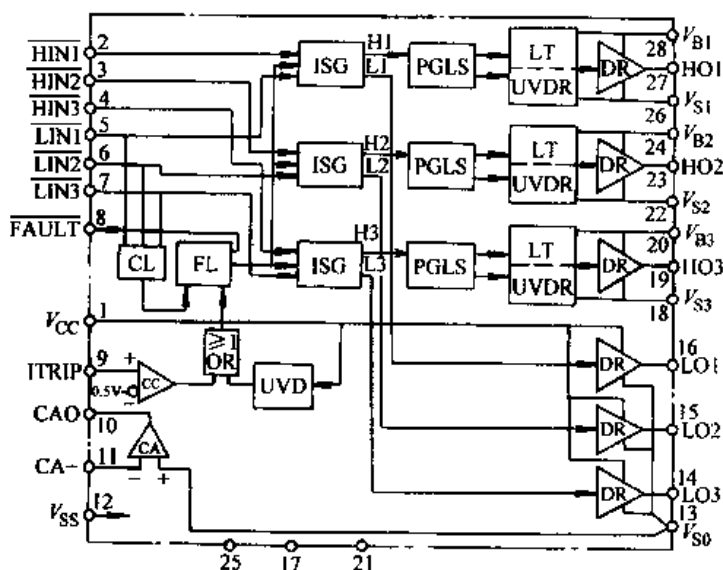


图 7-24 IR2130 的内部结构及工作原理框图

IR2130 的工作原理可简析如下: 正常工作时, 当外部电路不发生过电流、直通故障, 且 IR2130 的工作电源 V_{CC} 不欠电压, 以及脉冲处理和电平移位器 PGLS 输出的高压侧栅极驱动信号不发生欠电压情况时, 则从封锁逻辑 CL 和故障逻辑处理单元 FL 及欠电压检测器 UVD 和 UVDR 来的封锁信号均为无效。从脉冲形成部分来的六路脉冲信号, 经三个输入信号处理器按真值表处理之后, 变为六路输出脉冲, 其对应的驱动三路低压侧电力 MOS 器件的信号, 经三路输出驱动器功率放大后, 直接送往被驱动电力 MOS 器件的栅源极。而另外三路高压侧驱动信号 H1、H2、H3 先经集成于 IR2130 内部的三个脉冲处理和电平移位器 PGLS 中的自举电路进行电位变换, 变为三路电位悬浮的驱动脉冲, 再经对应的三路输出锁存器锁存, 并经严格的驱动脉冲欠电压与否检验之后, 送到输出驱动器进行功率放大, 最后才加到被驱动的电力 MOS 器

件的栅源极。一旦外电路发生过电流或直通短路故障, 即电流检测单元送出的信号高于 0.5V 时, 则 IR2130 内部的比较器 CC 迅速翻转, 促使故障逻辑处理单元 FL 输出低电平, 一则封锁三路输入脉冲处理器 ISG 的输出, 使 IR2130 的输出全为低电平, 保证六个被驱动的电力 MOS 器件栅源极迅速反偏而全部截止, 保护功率管; 另一方面, 经 IR2130 的引脚 8 输出信号, 封锁脉冲形成部分的输出或给出声光报警。若发生 IR2130 的工作电源欠电压, 则欠电压检测器 UVD 迅速翻转, 同以上的分析一样, 可得到被驱动电力 MOS 器件全部截止而得到可靠保护, 并从引脚 8 得到故障信号的结果。

再有当 IR2130 因某种原因驱动高压侧功率管的某路自举电源工作电压不足时, 则该路的驱动信号检测器 UVD 迅速动作, 封锁该路的输出, 保护该路所驱动功率 MOS 器件不因驱动信号幅值不足而损坏。

还有,当用户脉冲形成环节输出发生故障,IR2130 接收到对应变频器中同一桥臂上、下主开关功率器件的栅极驱动信号 $\overline{\text{HIN}}$ 及 $\overline{\text{LIN}}$ 输入都为高电平时,则内部的巧妙设计保证该通道实际输出的两路栅极驱动信号全为低电平,从而可靠地保护该桥臂上的两个功率 MOS 器件,防止驱动信号有误而引起的直通现象的发生。

3. 主要设计特点和参数限制及推荐工作条件

(1) 主要设计特点 IR2130 的工作频率从几十赫到上百千赫,其独特的设计使它可用来驱动工作在母线电压不高于 600V 电路中的电力 MOSFET。其可输出的最大正向峰值驱动电流为 250mA,而反向峰值驱动电流为 500mA。它的内部设计有过电流、过电压及欠电压保护,封锁和指示网络,使用户可方便地用来保护被驱动的电力 MOSFET。加之,内部自举技术的巧妙运用,使它可用于高压系统,它还可对同一桥臂上下两功率 MOSFET 的栅极驱动信号产生 2 μ s 的互锁延时时间。它自身工作电源的电压范围较宽,为 3~20V,在它的内部还设有与被驱动的功率器件所通过的电流成线性关系的电流放大器,电路设计还保证了内部的三个通道中的高压侧驱动器与低压侧驱动器可单独使用,使用户既可仅用其内部的三个高压侧驱动器,亦可只用其内部的三个低压侧驱动器,并且输入信号与 TTL 及 CMOS 电平兼容。输入端具有噪声抑制功能。

(2) 参数限制 IR2130 的输入、输出端引脚符号及应用电源的参数限制见表 7-5。

表 7-5 IR2130 的参数限制

引脚符号	参数限制范围
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	$V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) - 0.5V \sim V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) + 20V$
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	$V_{S0} - 5V \sim V_{S0} + 600V$
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	$V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) - 0.5V \sim V_{B1}(V_{B2}, V_{B3}) + 0.5V$
V_{CC}	$-0.5 \sim 20V$
$V_{IN} (\overline{\text{HIN}}, \overline{\text{LIN}}, \text{ITRIP})$	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$
dV_S/dt	50000V/ μ s
P_D	1.5W
V_{CA-}	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$
V_{CAO}	$-0.5V \sim V_{CC} + 0.5V$

(3) 推荐工作条件 IR2130 的推荐工作条件见

表 7-6。

4. 应用技术

(1) 应用注意事项 IR2130 独特的设计使其可方便地用来驱动三相全桥或其他拓扑结构电路中的六个电力 N 沟道 MOSFET 或 IGBT,由于应用场合多为高频领域,加之 IR2130 的电源设计为单电源工作,故在实际应用中应注意的许多问题,概括来讲有以下几点(以 DIP-28 封装为例说明):

表 7-6 IR2130 的推荐工作条件

引脚符号	推荐工作条件
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	$V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) + 10V \sim V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) + 20V$
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	$V_{S0} - 5V \sim V_{S0} + 600V$
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	$V_{S1}(V_{S2}, V_{S3}) \sim V_{B1}(V_{B2}, V_{B3})$
V_{CC}	10~20V
$V_{LO1}, V_{LO2}, V_{LO3}$	$V_{S0} \sim V_{CC}$
V_{IN}	$V_{SS} \sim 5V$
V_{CA-}	$V_{SS} \sim 5V$
V_{CAO}	$V_{SS} \sim 5V$
V_{FAULT}	$V_{SS} \sim V_{CC}$

1) 因 IR2130 内部的三路驱动高压侧电力 MOSFET 的输出驱动器的电源是通过自举技术来获得的,所以连接到固定电源的二极管其反向耐压必须大于被驱动的电力 MOSFET 工作的主电路中的峰值母线电压,且为了防止自举电容两端电压的放电,对二极管,应选用高频快恢复二极管。另一方面,自举电容的容量取决于被驱动的电力 MOSFET 的开关频率、导通关断的占空比及栅极电容充电电流的需要。为防止自举电容放电造成其两端电压低于欠电压保护动作的门槛电压值,电容的取值应充分大,当被驱动的功率 MOS 器件的开关频率大于 5kHz 时,该电容值应不小于 0.1 μ F,且以瓷片电容为好。

2) 为满足自举电容充电及电容负载接通与断开的需要,通常应在 IR2130 的 V_{CC} 端与 V_{SS} 端上并接其位置尽可能靠近 IR2130 的钽电容,该电容的容量应为自举电容的 10 倍以上,为减少栅极驱动回路中电感的影响,每一个高压侧驱动器的自举电容应直接接于其相应的 V_B 与 V_S 端之间。

3) IR2130 的静态功耗为 40mW,在环境温度为 25℃时,它可承受 1W 的功耗。IR2130 的引脚 8 是故

障输出端,内部电路结构使该脚连接在一个源极接于 V_{SS} (12脚)而漏极开路的MOS管上,因该MOSFET内部的二极管具有负的温度系数,这相当于IR2130内部集成着一个温度计,故可以向引脚8输入1mA电流来测试芯片的温度。

4) 由于应用中IR2130是用户逻辑部分与功率变换部分的接口,故逻辑信号地线与主功率电源的地线应合理布置,为减少交叉干扰,既要避免因布线原因引起的负载电流在信号回路中流动引起的共模干扰,还应使负载回路的引线尽可能的短,以减少回路电感,同时还应在大电流母线的开关点上增加必要的去耦来减少电感引起的尖峰电压,再有还应在高 dv/dt 点与低信号电路间增加足够的屏蔽,以及设计系统中的控制变压器、线圈之间与铁心之间的电压梯度应取尽量小的值,以避免分布电容引起的耦合电流流入敏感的信号电路。

5) 应用中,还应注意的另一个问题是,保持电力MOSFET集射极(或漏源极)间的电压上升率尽可能小,这样既可减少主电路母线上的尖峰电压,还可保持整个系统的效率。

6) 当IR2130与被驱动的电力MOSFET之间的距离较远(如超过150mm时),IR2130输出到被驱动电力MOSFET栅射极(或栅源极、栅阴极)之间的引线应采用绞线与同轴电缆屏蔽线。

7) 由于IR2130内部的六个驱动器输出阻抗较低,直接应用它来驱动电力MOSFET会引起被驱动的电力MOS器件的快速开通和关断,这有可能造成被驱动的电力MOSFET漏源极间电压的振荡。这样,一则会引起射频干扰;二则有可能造成电力MOSFET遭受过高的 dv/dt 而击穿损坏。为避免此现象的发生,通常可在被驱动的电力MOSFET栅极与IR2130的输出之间串联一个15~22 Ω 、功率为1/4W的无感电阻(对电容量较小的电力MOSFET,该电阻值可增加到30~50 Ω)。

8) 在IR2130用于电动机调速系统中时,由于负载电感较大,当变流器中的某个主电力MOSFET关断时,负载电流会通过逆变桥中与主电力MOSFET并联的二极管续流,若在这时与续流二极管同桥臂的另一个主电力MOSFET驱动导通,则在该续流二极管反向恢复关断的时间内将会有有一个宽度很窄而幅值很大的短路电流通过该桥臂,同样这将产生射频干扰,并引起该桥臂两个电力MOSFET集射(或漏源)极两端电压的振荡,导致过高的 dv/dt 而损坏该电力MOSFET。解决这一问题的方法,同样是在被驱动的电力MOSFET的栅极串联一个合适的无感电

阻。

9) IR2130的故障输出只有一个通道,在实际应用中很难判断是过电流还是欠电压故障,特别是在上电过程中,控制电源必然从0上升至某值,在此过程中,IR2130的故障输出端因内部欠电压而动作,将此信号作为过电流信号去触发前级保护电路时,如果前级保护电路具有自锁功能,可能使电路无法启动。

10) 有时为使应用线路简单,IR2130的电流检测输入端直接与主电路连接,这就很容易引入干扰而使系统停机或出现异常,因此,此时电流检测电阻应采用无感电阻。

11) 由于IR2130采用了不隔离的驱动方式,若主电路功率器件损坏,高压将直接串入IR2130,引起IR2130永久性损坏,严重时还会将IR2130前级电路击穿,所以应合理地选用其工作母线电压,一般用于最高母线工作电压不大于310V的场合。

12) 当IR2130的输入信号来自微处理器时,必须采取隔离措施,由于IR2130具有高端驱动功能,因此可使用普通光耦合器,以降低成本。

(2) 应用举例 IR2130的上述优点,使它可方便地用于直流斩波调速、直流伺服系统、三相变频电源、功率开关电源以及变频电源、不间断电源(UPS)和交流调速系统中,现举五例说明其应用。

1) 在六阶梯波三相固定频率输出电源系统中的应用:图7-25给出了一个典型的三相固定频率输出电源的原理图。图中,IR2130自身工作的电源来自7805三端稳压器,其输入脉冲来自74175N六分频器,而555非稳态多谐振荡器用作固定频率发生器,它输出六倍于输出频率的固定频率。显而易见,图中应用分流器来测取负载电流的大小,且IR2130输出的故障信号直接用来驱动发光二极管进行故障显示。该电源可用于进行功率试验,并可用来把工频交流电变为60Hz交流电作为兵工、航天系统实验室中的供电电源。

2) 在1kW高压汞灯镇流器系统中的应用:图7-26给出了IR2130用于一个1kW高压汞灯镇流器系统的原理图。图中,IR2130不仅用来驱动一个单相全桥逆变器中的四个电力MOSFET,而且也用来驱动高压侧的斩波器,三相交流输入经不控整流后变为510V直流电压,经此斩波器斩波滤波后提供给后续电路,单相逆变器的输出直接驱动1kW灯泡。该系统中,MOSFET的工作频率均为25kHz,由于正常工作时高压汞灯需要恒流源,故UC3843PWM集成电路工作为电流型,图中,场效应晶体管VF₁是为了满足IR2130的逻辑工作需要而添加的。该系统中,因斩波后的滤波

电容仅为 $1\mu\text{F}$ ，所以全桥逆变器输入电压实际的占空比为 50% 的方波。这样带来的一个很大优点在于，虽然 IR2130 内部的最大互锁时间仅为 $2\mu\text{s}$ ，即使发生瞬时负载短路，也因主电路工作为恒流源而不致烧坏电力 MOSFET。

3) 与单片机及 SLE4520 相结合，在三相电动机变频调速系统中的应用：由于 SLE4520 可通过改变其内部的四位分频控制器的分频系数而改变其输出 SPWM 脉冲的频率，因此其与 IR2130 相结合可方便地用于工频或中频及高频电动机变频调速系统中。在这些系统中，主电路开关器件可为电力 MOSFET，亦可为 IGBT、MCT 等。图 7-27 给出了以单片机最小系统作为 SLE4520 三相高频 SPWM 集成块的外围支持来产生六路 SPWM 脉冲波，而由 IR2130 完成三相逆变器中六个主电力 MOSFET 驱动的三相电动机变频调速系统的原理图，图中，BHL 为霍尔电流传感器，它把检测到的过电流或短路电流信号提供给 IR2130 内部的比较器使之翻转输出故障信号，既可用于封锁 SLE4520 的输出，又向单片机申请中断，单片机响应后即进行中断处理，并完成相应的操作。

4) IR2130 在直流永磁无刷电动机控制系统中的应用^[7-22]：中、小功率的直流永磁无刷电动机，若采用常规的光隔离或脉冲变压器驱动电路，线路很复杂，成本也较高。采用 IR2130 作为驱动电路时，外围元件少，性能价格比明显提高。图 7-28 为其线路图，UC3625 为无刷直流电动机控制器，其 H1、H2、H3 为转子位置检测输入端，其输出端 PUA、PUB、PUC、PDA、PDB、PDC 的信号经电平变换后（IR2130 输入电平为 5V）送至 IR2130 输入端，再经三相半桥逆变电路后驱动电动机，实现电动机转速或转矩调节。

5) IR2130 在太阳能水泵逆变器中的应用^[7-22]：太阳能水泵是利用太阳能电池发电，再将太阳能电池发出的直流电经过变频调速器供给三相交流异步电动机。由于太阳能电池的转换效率较低，且价格昂贵，因此在应用中应尽量提高系统效率。IR2130 正好能满足低功耗的要求，采用 IR2130 驱动的太阳能水泵逆变器如图 7-29 所示，UC3844 为 DC/DC 变换控制器，用以提供 $\pm 15\text{V}$ 控制电源，控制信号经电压/频率 (v/f) 转换、信号环路分配后送给 IR2130，IR2130 的输出直接驱动电力 MOSFET，实现变频调速。

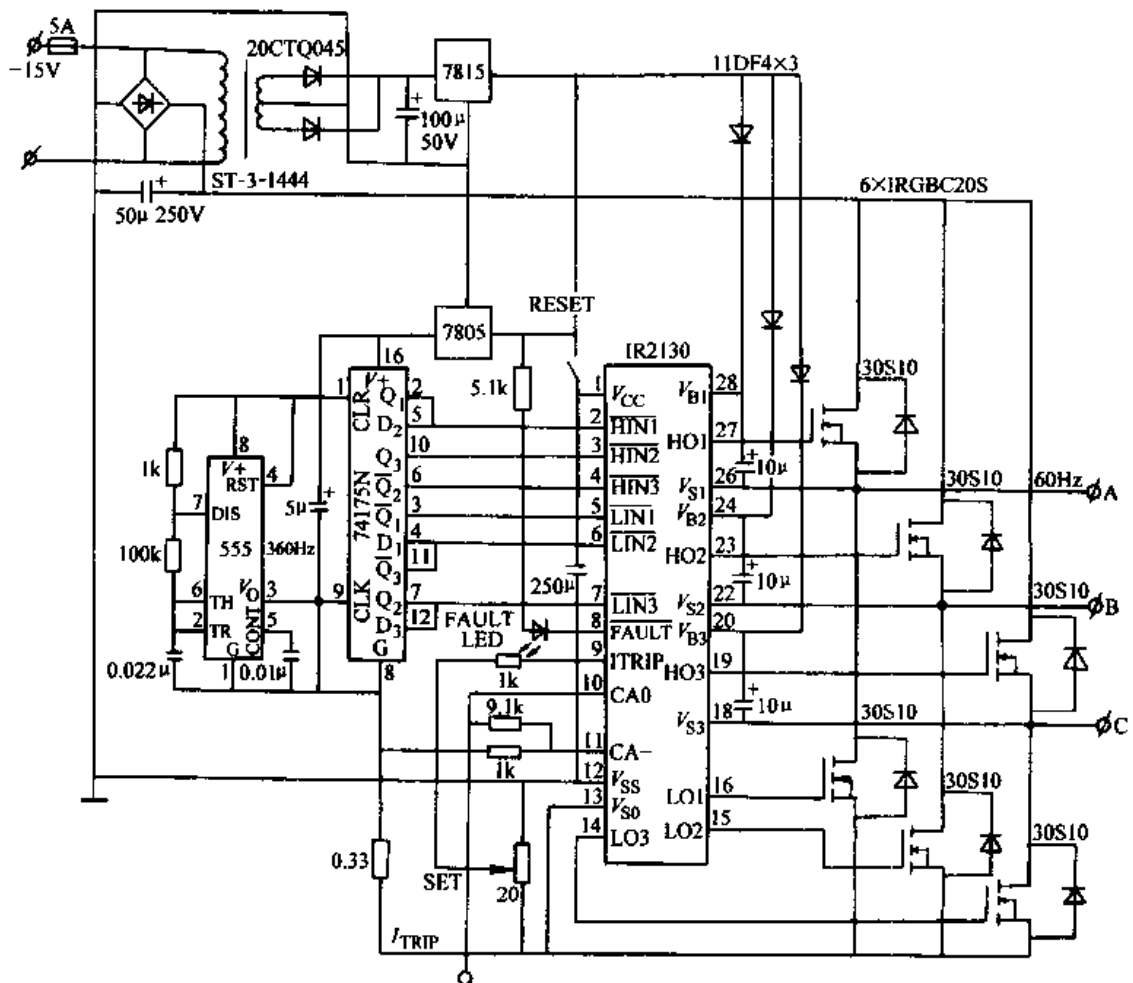


图 7-25 IR2130 用于三相固定频率输出电源系统中的原理电路

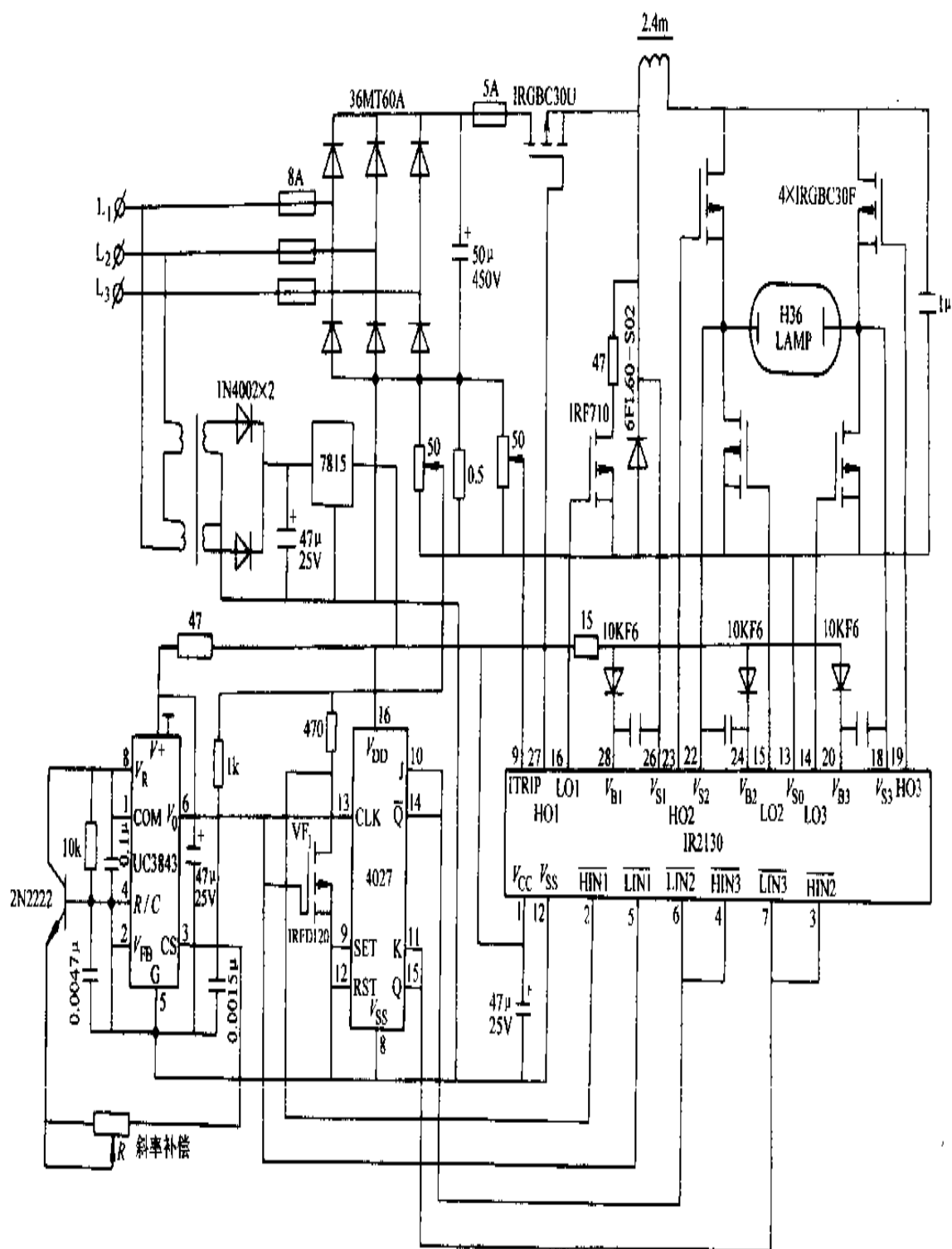


图 7-26 IR2130用于1kW高压汞灯镇流器系统中的原理图

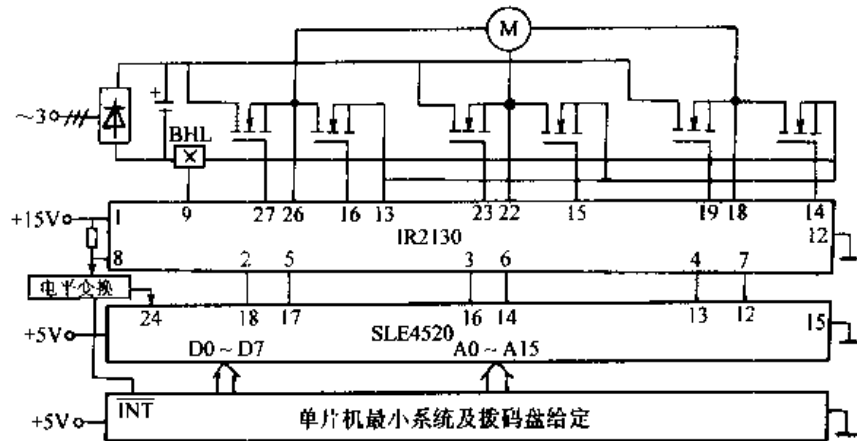


图 7-27 IR2130 用于三相 SPWM 变频系统中的原理电路

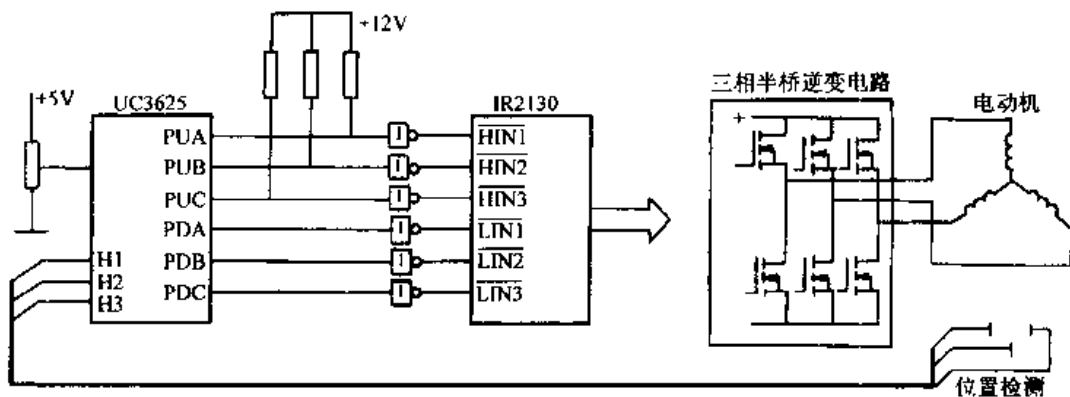


图 7-28 IR2130 在直流永磁无刷电动机控制系统中的应用电路

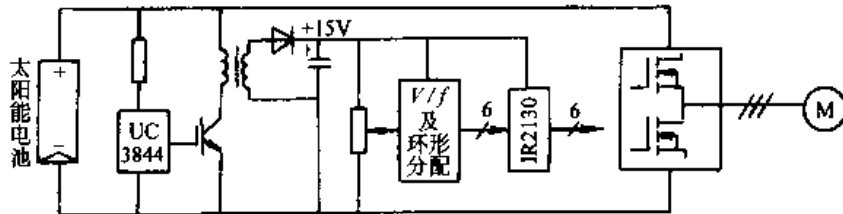


图 7-29 IR2130 在太阳能水泵逆变器中的应用电路

7.6 IR2117 单通道 MOSFET 或 IGBT 栅极驱动器集成电路

IR2117 是专为驱动单个 MOSFET 或 IGBT 而设计的栅极驱动器, 由于采用高压集成电路技术和无闩锁 CMOS 技术, 所以其采用双列直插式封装, 并可用于工作母线电压高达 600V 的系统中, 其输入与标准的 CMOS 电平兼容, 输出驱动特性满足使交叉导通时间最短的大电流驱动输出级设计要求, 悬浮通道与自举技术的应用使其可直接用来驱动一个工作于母线电压高达 600V 的在高端或低端工作的 N 沟道 MOSFET 或 IGBT。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2117 采用标准双列直插式 8 引脚 (DIP-8) 及小型双列扁平表面贴装式 8 引脚 (SOIC-8) 两种封装, 两种封装外形的引脚排列相同, 其封装形式与引脚排列如图 7-30 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 7-7。

2. 内部结构和工作原理

IR2117 的内部结构及工作原理框图如图 7-31 所示。从图显见, 它的内部集成有一个施密特触发器、一个脉冲增益电路、两个欠电压检测及保护电路、一个电平移位网络、一个与非门、一个由两个 MOSFET 组成的互补功率放大输出级及一个 RS 触发器、一个脉冲滤波器, 共有九个单元电路, 其工作原理可分析如下:

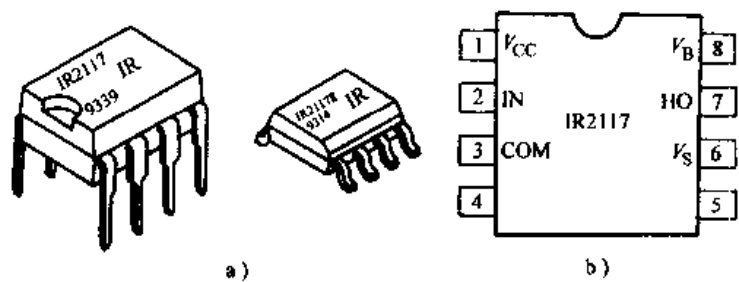


图 7-30 IR2117 的封装形式及引脚排列

a) 封装外形 b) 引脚排列 (引脚向下)

表 7-7 IR2117 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V_{CC}	输入级工作电源端	使用中, 接用户为该芯片工作提供的供电电源, 为抗干扰, 该端应接一去耦网络到地
2	IN	控制脉冲输入端	直接接用户控制脉冲形成电路的输出
3	COM	输入级地端及 V_{CC} 参考地端	接用户供电电源 V_{CC} 地
4, 5	NC	空脚	使用中悬空
6	V_S	输出级参考地端	接被驱动 MOSFET 的源极或 IGBT 射极及负载端
7	HO	驱动脉冲输出端	通过一电阻接被驱动 MOSFET 或 IGBT 的栅极
8	V_B	输出级工作电源端 (又称高端悬浮电源端)	当 V_B 与 V_{CC} 使用独立电源时, 接用户提供的另一路电源, 此时 V_B 的参考地为 V_S , 而 V_{CC} 的参考地为 COM, 两电源之间电位应隔离, 当 V_B 与 V_{CC} 利用自举技术产生时, 此端分别通过一个电容及一个二极管接 V_S 及 V_{CC}

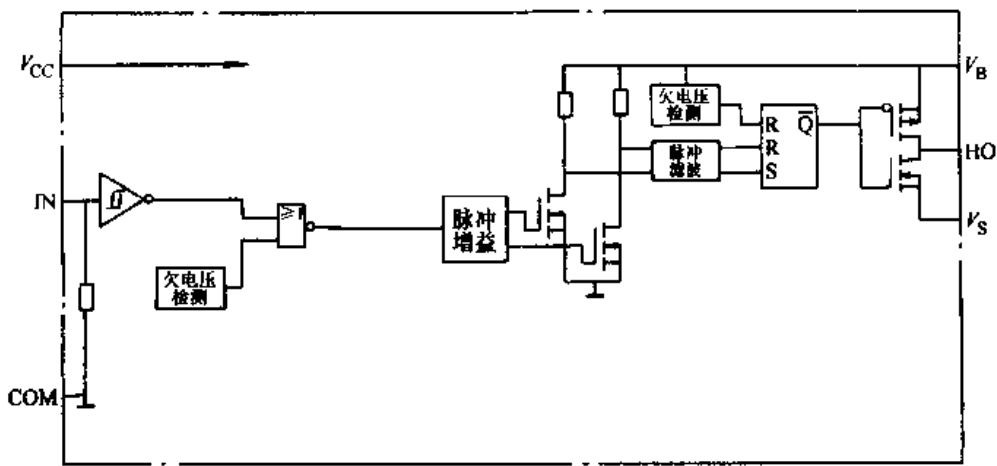


图 7-31 IR2117 的内部结构和工作原理框图

若 IR2117 的逻辑电源部分及输出电源部分不欠电压, 来自用户控制脉冲形成单元的信号, 先由施密特触发器整形, 后经脉冲增益环节放大后, 由电平移位网络进行电平移位与匹配, 再经 RS 触发器后由互补推挽输出级输出驱动外接 MOSFET 或 IGBT, 一旦输入逻辑部分电源或输出功率放大级悬浮电源中, 有一个

发生欠电压, 则两部分中有一个输出封锁信号, 从而使输出驱动脉冲变为低电平。

3. 主要设计特点和参数

(1) 主要设计特点

1) 采用悬浮通道设计, 内部自举工作可用来驱动从低压到 600V 工作母线电压中的 MOSFET 或

IGBT。

- 2) 对负的瞬态电压上升率无限制。
- 3) 栅极驱动电压范围宽, 达 $10 \sim 20\text{V}$ 。
- 4) CMOS 施密特触发器输入, 推挽功率放大输出。

5) 有欠电压封锁功能。

6) 输出与输入同相。

(2) 极限参数

1) 高端悬浮电源电压 V_B : $-0.3 \sim 625\text{V}$

2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : $V_B - 25\text{V} \sim V_B + 0.3\text{V}$

3) 高端悬浮输出电压 V_{HO} : $V_S - 0.3\text{V} \sim V_B + 0.3\text{V}$

4) 逻辑输入部分工作电源电压 V_{CC} : $-0.3 \sim 25\text{V}$

5) 逻辑输入电压 V_{IN} : $-0.3\text{V} \sim V_{CC} + 0.3\text{V}$

6) 允许的参考电源电压上升率 dV_S/dt : $50000\text{V}/\mu\text{s}$

7) 功耗: SOIC-8 封装为 0.625W , DIP 封装为 1W

8) 允许最高工作结温 T_j : 150°C

9) 贮存温度 T_{stg} : $-55 \sim 150^\circ\text{C}$

10) 焊接温度 (焊接时间为 10s) T_L : 300°C

(3) 推荐工作条件

1) 高端悬浮电源电压绝对值 V_B : $V_S + 10\text{V} \sim V_S + 20\text{V}$

2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : 600V

3) 高端悬浮输出电压 V_{HO} : $V_S \sim V_B$

4) 逻辑电源电压 V_{CC} : $10 \sim 20\text{V}$

5) 逻辑输入电压范围: V_{IN} : $0 \sim V_{CC}$

6) 工作环境温度范围 T_A : $-40 \sim 125^\circ\text{C}$

4. 动态参数 (典型值/最大值)

1) 开通延迟时间 t_{on} : $125/200\text{ns}$

2) 关断延迟时间 t_{off} : $105/180\text{ns}$

3) 开通上升时间 t_r : $80/130\text{ns}$

4) 关断下降时间 t_f : $40/60\text{ns}$

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) IR2117 使用中, 若 V_B 由 V_{CC} 采用自举技术得到, 则接于引脚 V_{CC} 与 V_B 之间的二极管应为超快恢复二极管, 其反向耐压要大于 600V 。

2) 在使用自举技术产生 V_B 时, 接于 V_B 与 V_S 之间的电容应为高稳定性、低串联电感、高频率特性的优质电容, 可选满足该要求的瓷片电容或钽电容, 电容容量为 $0.1 \sim 1\mu\text{F}$ 均可, 且所用电容的电容量随 IR2117 工作频率的提高而下降。

3) IR2117 可直接用来驱动电流容量较小的 MOSFET 或 IGBT, 对电流容量大于 100A 以上的 MOSFET 或 IGBT, 应用 IR2117 直接驱动则不合适, 此时应考虑对输出脉冲进行功率放大, 功率放大电路的结构如图 7-11 所示。

4) IR2117 使用时可用来驱动工作母线电压不高于 600V 系统中的 MOSFET 或 IGBT, 但实际使用中, 考虑到电路中电感存在, Ldi/dt 等因素引起的电压过冲, 所以实际使用中, 应用于母线电压不高于 400V (如国内电网对单相交流整流后为 310V) 的系统中。

5) IR2117 可用来驱动高端或低端通道中的一个 MOSFET 或 IGBT。

6) 从 IR2117 到被驱动 MOSFET 或 IGBT 的引线应尽可能的短, 其往返引线长度应限于 200mm 以内, 并尽可能使用绞线或同轴电缆屏蔽线, 最好将被驱动 MOSFET 或 IGBT 与 IR2117 装于同一块印制板上, 并用印制线条直接相连。

(2) 典型应用电路 图 7-32 给出了 IR2117 的典型应用电路。图中, 二极管 VD 可选用 MUR1100。

(3) 应用举例 IR2117 的上述结构及特点, 决定了其可用来驱动一个高端或低端 MOSFET 或 IGBT, 图 7-33 给出了应用 IR2117 驱动的 MOSFET 斩波器系统原理示图, 图中, PWM 脉冲形成由 TL494 专用集成电路来获得, V_B 应用自举技术获得, 图 7-33a 与 b 分别给出了 IR2117 用来驱动低端及高端 MOSFET 的主电路原理图。

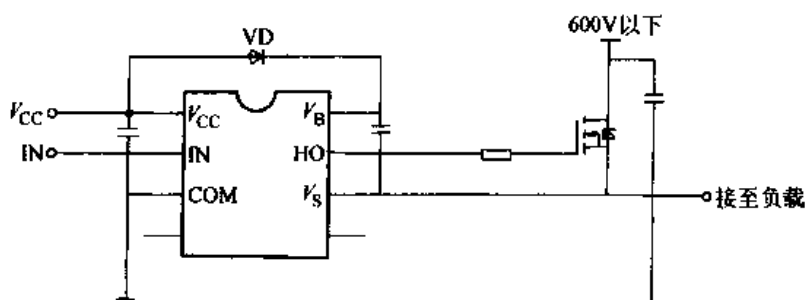


图 7-32 IR2117 的典型应用电路

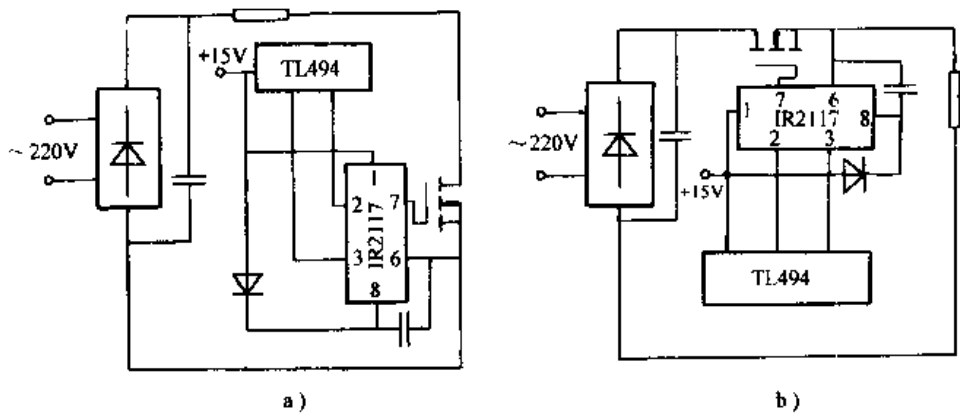


图 7-33 IR2117 用于斩波器系统中的电路
a) 驱动低端 MOSFET b) 驱动高端 MOSFET

7.7 IR2125 带电流限制的 MOSFET 或 IGBT 驱动器集成电路

IR2125 是一个高压、高速 MOSFET 及 IGBT 驱动器，其内部集成有过电流限制和保护电路，采用先进的高压集成电路和无锁 CMOS 技术制作，整个芯片封装在一标准的集成电路内部，它的输入与标准的 CMOS 和 TTL 电平兼容，其对应驱动低端通道 MOSFET 或 IGBT 的集成电路为 IR2121，IR2125 中具有大电流脉冲缓冲级设计的输出驱动特性，可把交叉导通时间降到最短，保护电路检测被驱动 MOSFET 或 IGBT 的过电流，并限制栅极驱动电压，巧妙的设计使用户可通过外接电容来设置逐周电流限制的间隔，并可编程检测到过电流与封锁脉冲之间的时间间隔，由于内部采用了自举技术，因而 IR2125 可用来驱动一

个工作于电路中高端或低端的 N 沟道 MOSFET 或 IGBT，并可用于工作母线电压低于 500V 的任意场合。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2125 采用标准的双列直插式 8 引脚封装，它的封装外形及引脚排列如图 7-34 所示。各引脚的名称功能和用法见表 7-8。

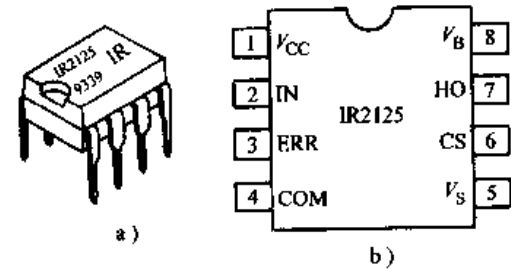


图 7-34 IR2125 的封装形式及引脚排列
a) 封装外形 b) 引脚排列（引脚向下）

表 7-8 IR2125 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名 称	功 能 或 用 法
1	V _{cc}	逻辑输入级电源连接端	使用中，直接接用户为该芯片逻辑部分工作提供的正电源；为抗干扰，该端应接一个去耦网络到地
2	IN	控制逻辑信号输入端	接用户控制脉冲，形成电路的输出
3	ERR	设置逐周限制电流电容连接端	按用户要求，接一个合适电容到引脚 COM
4	COM	整个芯片工作参考地端	使用中接 V _{cc} 的地
5	V _s	驱动输出参考地端	通过一电容，接 V _b 端的同时，与被驱动 MOSFET（或 IGBT）的源（或射）极相连
6	CS	电流检测输入端	接被驱动 MOSFET 或 IGBT 工作电流取样环节的正输出端
7	OUT	驱动信号输出端	通过一个电阻与被驱动 MOSFET 或 IGBT 的栅极相连
8	V _b	驱动输出级电源连接端（又称高端悬浮电源连接端）	使用中，按用户决定是采用自举技术产生，还是接一个独立于 V _{cc} 的隔离电源，采用自举技术产生时，分别通过一个二极管及电容，接引脚 8 及引脚 5

2. 内部结构和工作原理

IR2125 的内部结构及工作原理框图如图 7-35 所示。从图可见, 它的内部集成有三个带有施密特触发特性的比较器、两个欠电压检测环节、两个 RS 触发器、两个电平移位网络、两个脉冲增益放大网络、两个脉冲滤波器、一个预驱动器单元、一个放大器、一个缓冲输出级、一个错误(或称故障)定时器、一个由电流放大器控制的开关及一个 500ns 消隐脉冲形成单元、两个电压源、一个三端输入的与门, 共计有 14 个单元电路。它的工作原理可简析如下: 当不发生欠电压及过电流故障时, 欠电压及过电流保护单元输出均为无效状态, 图中唯一的与门两反相输入端均为无效电平, 此时用户从 IN 端输入的控制脉冲与 1.8V 的固定偏移比较, 该施密特触发器输出经上通道脉冲增益电路功率放大后, 由上通道电平移位网络进行电平匹配, 再经上脉冲滤波环节滤去干扰脉冲, 然后控制 RS 触发器

按输入脉冲周期而置高电平与低电平, 该 RS 触发器输出经预驱动器后由输出缓冲放大器进行功率放大后驱动外接的 MOSFET 或 IGBT。

当发生输出级 V_B 欠电压故障时, 输出级欠电压保护环节输出低电平, 直接使 RS 触发器清零, 驱动输出级恒为低电平, 一旦发生逻辑电源 V_{CC} 欠电压, 则输入级欠电压保护环节动作, 与门输出恒为低电平, 经脉冲放大、电平移位、脉冲滤波后使 RS 触发器清零, 输出变为恒低电平, 一旦发生过电流, 则过电流比较器翻转, 500ns 消隐脉冲电路输出, 经下通道的电平移位网络(电平下移)后输出一个脉冲, 由下半部的脉冲滤波器滤波后使 RS 触发器输出一个脉冲, 该脉冲控制故障定时器输出一个脉冲, 从而使与门输出脉冲的宽度减小, 进行逐脉冲限流, 当严重过电流时, 电流放大器输出高电平, 在 500ns 消隐脉冲的作用下, 直接从输出端来降低被驱动的 MOSFET 或 IGBT 的导通时间。

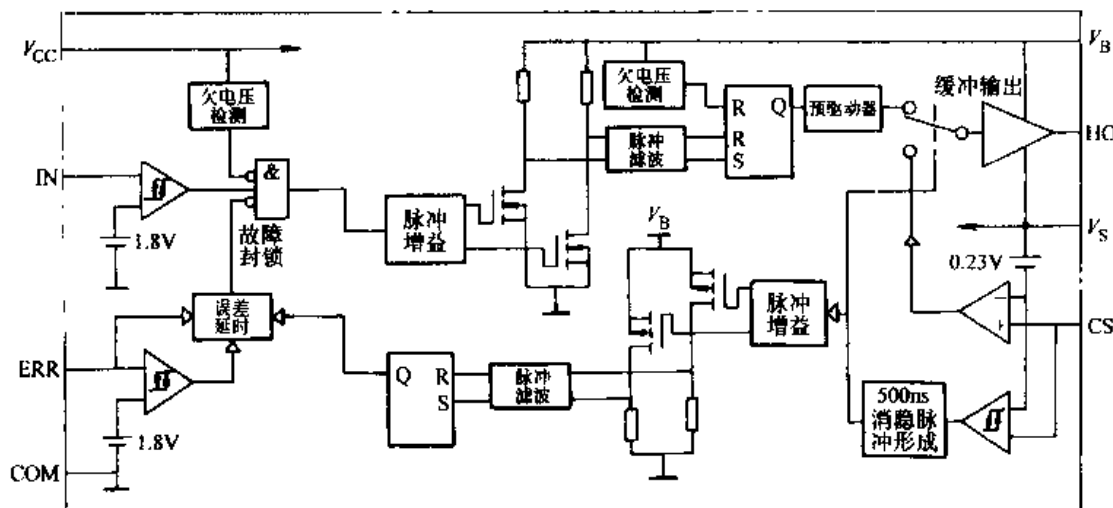


图 7-35 IR2125 的内部结构和工作原理框图

3. 主要设计特点和参数

(1) 主要设计特点

- 1) 悬浮通道设计, 内部自举工作, 允许工作母线电压范围从低压到 500V 全范围。
- 2) 对负的瞬态电压上升率无限制。
- 3) 栅极驱动电源范围宽, 达 12~18V。
- 4) 有欠电压封锁功能。
- 5) 故障指示条件和关断时间可编程。
- 6) 具有电流检测和限制闭环, 可限制被驱动的电力 MOSFET 或 IGBT 的工作电流。

7) 输出与输入同相。

(2) 极限参数和限制

- 1) 高端悬浮电源电压 V_B : $-0.3 \sim 525V$
- 2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : $V_B - 25V \sim V_B + 0.3V$

3) 高端悬浮输出电压 V_{OH} : $V_S - 0.3V \sim V_B + 0.3V$

4) 逻辑输入电源电压 V_{CC} : $-0.3 \sim 25V$

5) 逻辑输入电压范围 V_{IN} : $-0.3V \sim V_{CC} + 0.3V$

6) 错误(故障)信号电压 V_{ERR} : $-0.3V \sim V_{CC} + 0.3V$

7) 电流检测输入电压: $V_S - 0.3V \sim V_B + 0.3V$

8) 允许的临界电压上升率 dV_S/dt : $50000V/\mu s$

9) 功耗 P_D : 1W

10) 允许最高结温 T_{jmax} : $150^\circ C$

11) 贮存温度 T_{stg} : $-55 \sim 150^\circ C$

12) 焊接温度(焊接时间为 10s) T_L : $-55 \sim 150^\circ C$

(3) 推荐工作条件

1) 高端悬浮电源电压 V_B : $V_S + 12V \sim V_S + 18V$

2) 高端悬浮电源参考电压 V_S : 500V

- 3) 高端悬浮输出电压 V_{OH} : $V_S \sim V_B$
- 4) 逻辑电源电压 V_{CC} : 18V
- 5) 逻辑输入电压: V_{IN} : $0 \sim V_{CC}$
- 6) 错误(故障)信号电压 V_{ERR} : $0 \sim V_{CC}$
- 7) 电流检测信号电压 V_{CS} : $V_S \sim V_B$
- 8) 工作温度范围 T_A : $-40 \sim 125^\circ\text{C}$
- (4) 动态电参数(典型值/最大值)
- 1) 开通延迟时间 t_{ond} : 150/200ns
- 2) 关断延迟时间 t_{offd} : 150/190ns
- 3) 开通上升时间 t_r : 43/60ns
- 4) 故障关断延时 t_{sd} : 1.7/2.2ns
- 5) 关断下降时间 t_f : 25/96ns
- 6) CS 端关断延时 t_{cnd} : 0.7/1.2ns
- 7) CS 端到输出封锁延时 t_{errd} : 9/12ns

4. 应用技术

IR2125 的应用注意事项可参见 IR2117 及 IR2104 的应用技术中的注意事项, 此处不再重复, 仅举例说明其应用。

(1) 典型应用线路 IR2125 的典型应用电路如图 7-36 所示。图中, 电流取样电阻可按用户的实际工作应用电流选取, 亦可为一个电流取样的传感器。

(2) 应用举例 图 7-37 给出了应用两片 IR2125 及两片 IR2121 构成的单相 MOSFET 逆变器的原理电路图, 这种逆变器是开关电源、小功率直流调速、DC/DC 变换等场合的多用线路。图中, 应用了对每个 MOSFET 进行电流限制的方案, 图中 Z 可以为变压器, 也可以为电阻负载或感性负载。

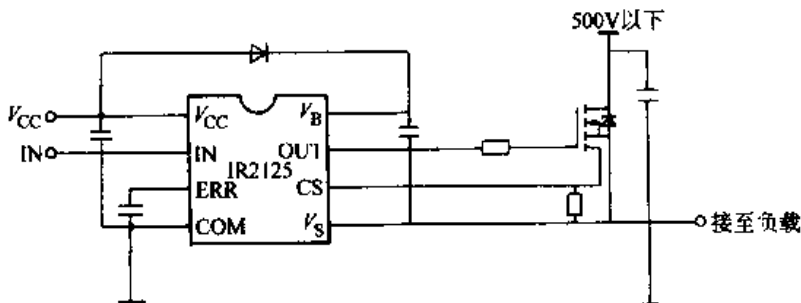


图 7-36 IR2125 的典型应用电路

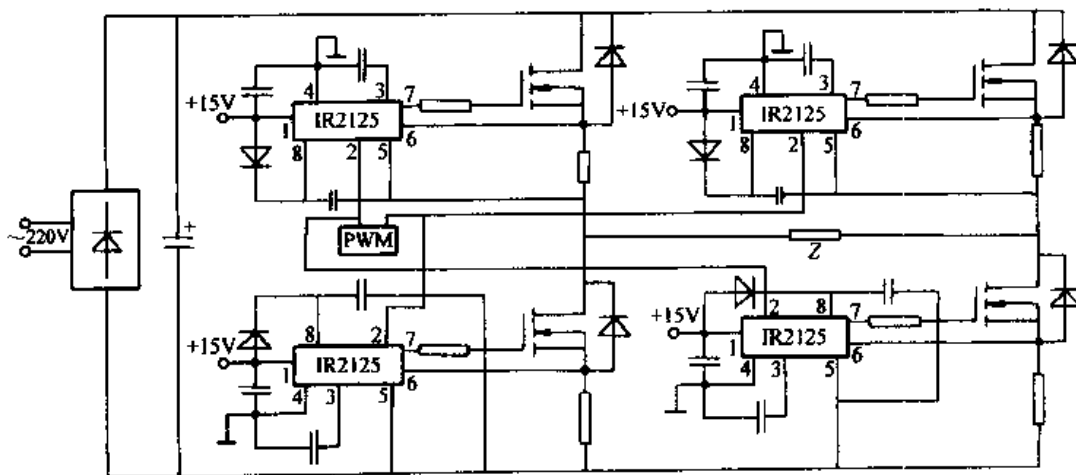


图 7-37 多个 IR2125 用于单相变流系统中的原理电路图

7.8 TPS2832/TPS2833 停滞时间控制同步降压 MOSFET 驱动器集成电路^[7-3]

TPS2832/TPS2833 是用于同步降压功率级的 MOSFET 驱动器。该驱动器可对大容量负载提供 2A 的峰值电流, 可将高端驱动器配置为以地为基准的驱动器或以引脚 6 为参考可变的自举式驱动器。自适应

停滞时间控制电路消除了开关变换时通过主功率器件的过冲电流, 并提高了降压调节器的效率。TPS2832 为同相信号输入, TPS2833 为反相信号输入。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TPS2832/2833 采用双列小型扁平表面贴装式 (SOIC) 封装, 对外共引出 8 个引脚, 其引脚排列如图 7-38 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 7-9。

表 7-9 TPS2832/TPS2833 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	输入/输出	功能或用法
1	V_{IN}	输入信号端	输入	给 MOSFET 驱动器输入信号; 使用中, 接用户脉冲形成电路的输出
2	PGND	地端	输入、输出	接供电电源 V_{CC} 地及作为整个系统集中接地点
3	T_C	停滞时间控制端	输入	停滞时间控制端, 在降压变换器控制时接引脚 6
4	V_{CC}	电源正输入端	输入	为保证器件正常工作, 使用时, 最好在电源正与电源地之间接入一个 $1\mu\text{F}$ 的电容器, 接用户提供的正供电电源
5	L_O	低端驱动信号输出端	输出	为低端 MOSFET 提供驱动信号, 通过一个电阻接主电路中同桥臂低端被驱动 MOSFET 的栅极
6	V_{B-}	自举负端	输出	在自举正与自举负间接入自举电容, 同时接主电路被驱动的高端 MOSFET 源极
7	H_O	高端驱动信号输出端	输出	为高端 MOSFET 提供驱动信号, 通过一个电阻接驱动高端 MOSFET 的栅极
8	V_{B+}	自举正端	输入	在该引脚与自举负 (引脚 6 之间) 应接入一个 $0.1\sim 1\mu\text{F}$ 的瓷片电容器。为了使这个自举电容有放电通路, 应在这个电容两端并接一个 $1\text{M}\Omega$ 的电阻

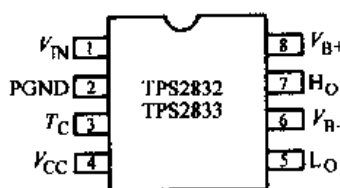


图 7-38 TPS2832/TPS2833 的引脚排列 (引脚向下)

2. 内部结构和工作原理

TPS2832/TPS2833 的内部结构及工作原理框图如图 7-39 所示。从图可见, 它们的内部都集成有三个反相器、两个与门及两个功率放大输出级和一个自举电压形成环节。同时 TPS2833 比 TPS2832 多了一个反相器, 其工作原理可分析如下:

来自用户 PWM 脉冲形成电路的输入信号, 一方

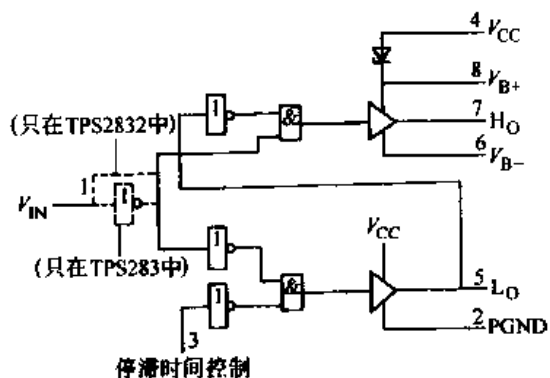


图 7-39 TPS2832/TPS2833 的内部结构和工作原理框图

面直接提供给高端驱动输出级的同时, 经内部的反相器倒相后提供给低端驱动输出级, 从而保证了高端及低端输出的驱动信号相位互差 180° , 防止同桥臂主功率器件的同时导通, 再应看到低端输出的驱动信号经反相后与高端输入信号相与, 故保证了低端输出驱动信号为高电平时, 高端 100% 为低电平, 内部的自举电路为高端输出提供悬浮电源, 停滞时间的控制仅通过直接控制低端通道来完成, 驱动级输出的信号满足了外接功率 MOSFET 最佳驱动的需要。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 内部集成有可变的自举式或以地为基准的高端驱动器。
- 2) 采用有效的停滞时间控制。
- 3) 最大上升/下降时间短, 在 3nF 容性负载下的驱动最大延迟时间为 100ns 。

- 4) 峰值输出电流大。
- 5) 工作电源电压范围宽。
- 6) 内置肖特基自举升压二极管。
- 7) 静态工作电流小。

(2) 主要参数和限制

- 1) 最大上升/下降时间 t_r/t_f : 50ns
- 2) 静态工作电流 I_0 : 3mA
- 3) 最大延迟时间 t_{max} : 100ns (3nF 容性负载条件下)

电源供应端,必须和 MOSFET 所用电源为同一个电源;使用中,接用户提供的正供电电源;为抗干扰,应通过一去耦网络接地。

引脚 4 (V_{DD}): 内部所产生的低电源输出端,一般需外加一个 $0.01\mu\text{F}$ 的旁路电容到地。

引脚 5 (IN): 逻辑输入端。低电平时,关断高端 MOS 功率管,开启低端 MOS 管;高电平时,正好相反。输入电压值(高电平)可为 5、12、15V,使用中接用户脉冲形成电路的输出。

引脚 6 (EN): 使能输入端。低电平时,关断高端和低端 MOS 功率管;高电平时,可进行正常的工作。如果因输出短路而造成工作失常,需要在该端加一个脉冲(从低电平到高电平)来清除故障,重新恢复工作。其输入电平值与 IN 端相同,使用中可用作保护输入端,接用户保护电路的输出,亦可用作复位端,接用户复位电路。

引脚 7 (V_{CC}): 故障指示电源端。如果需要对故障信号 FAULT 端进行指示, V_{CC} 必须和逻辑信号所用电源相连,如果不需要 FAULT 输出,该脚可悬空。使用中,按用户的需要,决定是把该端接 V_{DD} 还是悬空。

引脚 8 (FAULT): 故障输出端。当检测到短路状态时,该端被锁存到高电平,直到故障消失。可通过 EN 端的控制使其变为低电平。当 V_{DD} 端出现欠电压时,该端也会变为高电平,然而当欠电压消失时,该端可自动恢复到低电平。使用中,串联电阻后可接发光二极管来指示故障状态。

引脚 9 (G2): 低端 MOSFET 驱动输出端,使用中,连到外部低端 MOS 功率管的栅极,驱动低端 MOS 管。

引脚 10 (GND): 参考地端,使用中,作为 V_{+} 及逻辑信号的参考地,并和低端 MOS 功率管的源极相连。

引脚 12 (G1): 高端 MOS 功率管的驱动信号输出端,使用中通过一个电阻直接接被驱动高端功率 MOSFET 栅极。

引脚 13 (S1): 驱动输出参考地端,使用中,与外接高端 MOS 功率管的源极、低端 MOS 功率管的漏极、自举电容和系统负载的负极相连。

引脚 1 (NC)、引脚 11 (NC)、引脚 14 (NC): 空引脚,使用中,悬空。

SI9976DY 为推挽式电力 MOS 管提供输入驱动信号,因而其有一个控制信号输入端、两个控制信号输出端,再加一个使能控制输入端及一个故障指示输出端,共计两个输入端、三个输出端。其输出与输入关系可用表 7-10 所示的真值表来描述。

表 7-10 SI9976DY 的真值表

EN	IN	条 件	故障指示	输出 G1	输出 G2
1	0	正常工作	0	L	H
1	1	正常工作	0	H	L
0	X	禁止工作	X	L	L
1	0	负载和 V_{+} 短路	1	L	L
1	1	负载和地短路	1	L	L
1	1	电容 C_{BOOT} 欠电压	0	L	L
1	0	电容 C_{BOOT} 欠电压	0	L	H
X	X	V_{DD} 欠电压	1	L	L

2. 内部结构和工作原理

(1) 内部结构 SI9976DY 可驱动由 NMOS 构成的推挽式功率管,其内部结构如图 7-42 所示。从图显见,它的内部集成有低压调节器、充电泵、两个欠电压封锁单元、一个短路和欠电压封锁检测环节、一个使能锁存器及一个 300ns 延时环节与一个 250ns 延时环节、两个与非门、两个与门、三个反相器、两个比较器、一个三态控制门、两个二极管及一个功率 MOSFET,共有 13 个单元电路。

(2) 各构成部分的功能

1) 低压调节器:芯片外加电源的电压范围为 20~40V,由低压调节器进行调整,以满足工作需要。

2) 施密特触发器:该触发器是电平式触发,可使输入信号具有较强的兼容性及抗干扰能力。

3) 欠电压切断:当内部的 V_{DD} 端或自举电容端出现欠电压时,自动切断输出驱动信号。

4) 短路及欠电压检测:检测到输出短路或出现欠电压时,发出切断控制信号。

5) 自举调节器:与外加的自举电容一起构成自举网络,为高端 MOS 功率管的驱动提供所需电压。

6) 电荷补偿充电泵:静态工作时,高端 MOS 管在导通时,对因为漏电流引起的电压降低所造成的影响进行补偿,保持高端一直处于开通状态。

7) 延时网络(250ns 延时/300ns 延时):阻止两个 MOS 功率管同时导通。

(3) 各构成部分的工作原理

1) 电源:该集成块需一个外部电源 V_{+} ,为内部的电荷补偿网络及自举网络供电,其值可在 20~40V 之间。内部低压调节器将该电压降至 16V 加到 V_{DD} 端,作为低端驱动逻辑和输出驱动网络的电源。

2) 重叠导通防护:在两个栅极驱动输入端之间有两个延时网络,使得一个输出驱动信号由导通变成关断一段时间之后,另一个输出驱动才能由关断变成导通状态。这样,就可防止两个被驱动的同桥臂

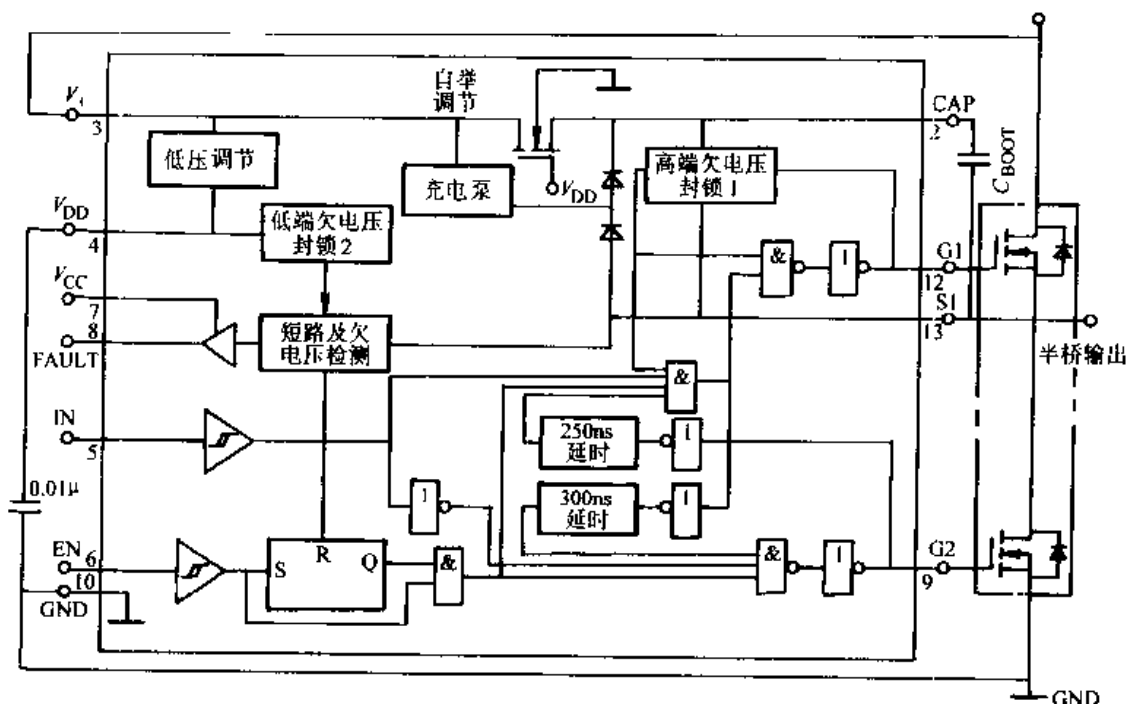


图 7-42 SI9976DY 的内部结构示意图

MOSFET 同时处于导通状态。其电路图如图 7-43 所示。其中高端部分延时要比低端部分稍长一些,这是因为高端输出 G1 相对于 S1 而言有一个电平移动。

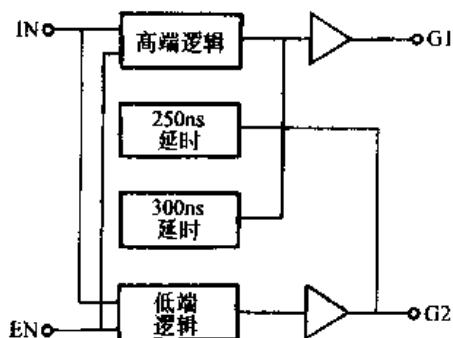


图 7-43 重叠导通的防护电路原理

3) 欠电压切断: 该芯片内部的两个栅极驱动信号在开启时所用的电源是不同的。低端 MOSFET 开启所用的电源是 V_{DD} , 高端所用的是自举电源, 若两个电源出现了欠电压, 就不能使 MOSFET 正常导通。为此, 在两个电源旁分别加了一个欠电压封锁网络。若 V_{DD} 出现欠电压 (小于 $V_{DD}-0.7V$), 则欠电压切断网络 2 同时切断两路驱动输出, 使得其输出 G1、G2 均为低电平, 关断外接的两个 MOS 管, 同时若 V_{CC} 加上则 FAULT 端置为高电平。当欠电压消失后, 系统自动恢复。同样, 当自举电源出现欠电压时, 欠电压封锁网络 1 将阻止 G1 输出高电平。若 S1 为高电平, 欠电压消失时, 高端 MOS 管立即被开启; 若 S1 为低电平, 当欠电压消失时, 在 IN 端加一个高电平后, 高端 MOS 才能被导通。

4) ESD 保护: 在 V_{DD} 到地、 V_{CC} 到地、从 IN 端、EN 端、G2 端和 FAULT 端到 V_{DD} 和地之间均已设计有静电放电器件, 这样就完成了 SI9976DY 的抗 ESD 保护, 但在 V_{+} 、CAP、S1 和 G1 端没有 ESD 保护。

5) 故障指示: 若 V_{CC} 加上的话, 当电源端 (指 V_{DD} 及自举电源) 出现欠电压时, 故障 FAULT 端置为高电平, 发出报警信号。当故障消失后, FAULT 不能自动复位, 要在 EN 端加一个脉冲后, 才能复位, V_{CC} 一般取 4.5~16.5V 之间。若 V_{CC} 不加, FAULT 无输出, 但其内部故障保护网络仍工作。

6) 短路保护: 系统把输出端 S1 应为高电平 V_{DD} 而实际数值小于 $V_{DD}/2$ 和输出 S1 端应为低电平而实际数值大于 $(1/2)V_{DD}$ 两种情况均视为短路状态。当输入由低电平变到高电平时, 在特定时间内, 输出端 S1 的电压没有变到 V_{DD} 或当输入由高电平变为低电平, 在特定时间内, 输出端 S1 没有变为低电平 (仍大于 $V_{DD}/2$), 则故障指示端变为高电平, 表示短路出现, 其中变到 V_{DD} 所需时间不得大于 300ns, 变到地所需时间不得大于 200ns。之所以变到 V_{DD} 时间较长, 是由于传导延迟较长的缘故。

7) 输出驱动: 该芯片为满足高、低两端 MOS 管, 驱动输出信号采取了不同的形成方式。

① 高端驱动信号: 该芯片最有特色的部分就在于高端驱动输出信号的形成电路。它包括逻辑信号电平移动、自举电源供给、电荷补偿和一个 40mA 的栅输出驱动器。其中, 栅输出驱动器的开启和开启后的保

持是由自举电源供给网络（包括一个外接的自举电容 C_{BOOT} ）和电荷补偿网络共同来完成的。两者缺一不可，原因是：若只由自举网络来驱动栅输出驱动器，由于栅漏电流不断地消耗自举电容所存电荷，使得网络不能保证栅输出一直处于高电平状态。另外，由于每一次栅的开启，要消耗自举电容的电荷，当高端 MOSFET 的栅关闭后（低端开启）就需要给自举电容再充电。反之，如只用电荷补偿网络来驱动栅输出驱动器，虽然可以提供连续不断的电荷，但不能在瞬时提供大量电荷来完成驱动栅的开启，这对于频率较高的应用不适合。两者综合在一起就解决了这一难题，自举网络提供瞬态大电荷，完成驱动栅的开启功能，电荷补偿提供连续不断的电荷，补偿漏流损失所引起的电荷减少。

由于自举电容是为每一次高端栅开启提供大电荷量用，因而在刚开始时，自举电容必须充电，而且在每一次高端栅关闭后，自举电容必须重新再充电。这就需要在电源刚接通时，低端栅输出驱动器输出高电平，进而使得低端 MOS 管导通，为自举电容提供充电回路。因此，在刚开始时，EN 端必须加高电平，IN 端必须加低电平。这样刚加电时高端 MOSFET 关断，低端 MOSFET 导通，可使自举电路得到电荷补充，即再充电。

② 低端驱动信号：低端输出信号的形成仅由 V_{DD} 就可完成，不需要电容的再充电过程，连到 V_{DD} 的旁路电容在低端栅开启时，为其提供大电流。

3. 主要设计特点和参数

(1) 主要设计特点

- 1) 高端和低端 MOS 功率管只需一个控制信号。
- 2) 电源可在 20~40V 之间任意选择。
- 3) 采用直流方式工作。
- 4) 自身能可靠防止两个功率管同时导通。
- 5) 可欠电压切断。
- 6) 设有 ESD 和短路保护。
- 7) 具有故障指示。

(2) 主要参数和限制

- 1) IN、EN 脚输入对地电压 V_{IN} ：-0.3V~ V_{DD} +0.3V
- 2) V_{CC} 脚电压 V_{CC} ：-0.3~+8V
- 3) V_{+} 、S1 脚电压 V_{DD} ：-0.3~+50V
- 4) CAP、G1 脚电压 V_{G} ：-0.3~+60V
- 5) 漏电流 I ：0.5A
- 6) 工作温度 T_{A} ：-40~85℃
- 7) 贮存温度 T_{stg} ：-50~150℃
- 8) 功耗 P_{D} ：1W
- (3) 电气参数

1) 电源 V_{+} ：20~40V

2) V_{CC} ：4.5~16.5V

3) G1 端（高电平）输出电压 V_{GH} ：≥10V；典型值为 12V

4) G2 端（高电平）输出电压 V_{G2H} ：≥12V；典型值为 15V

5) V_{DD} ：15~17.5V

6) EN、IN 电压（高电平最小值 V_{H} ）：≥4.0V

7) EN、IN 电压端输入电压低电平最大值 V_{L} ：≤1.0V

8) G1、G2（低电平）输出电压 V_{GL} ：≤3V；典型值为 1.2V

4. 应用技术

(1) 外接电容的选取 在使用时，需要在其外部接两个外接电容：自举电容 C_{BOOT} 及 V_{DD} 旁路电容。由于自举电容是为高端栅开启提供大电流用，因而其数值应为所需要数值的 10 倍。利用公式 $C_{\text{BOOT}} = 10Q_{\text{G}} / V_{\text{GS}}$ ，可算出一个典型值，其中 Q_{G} 是在 $V_{\text{GS}} = 10\text{V}$ 条件下，从 MOS 管的特性曲线上得到的电荷量，若 $V_{\text{GS}} = 10\text{V}$ 、 $Q_{\text{G}} = 10\text{nC}$ ，则可求得 $C_{\text{BOOT}} = 0.01\mu\text{F}$ 。对于 SI9955DY MOS 管来说，当它开启后，自举电压会降低近似 1V。表 7-11 给出不同型号及导通电阻不同的 MOS 管，在 $V_{\text{GS}} = 10\text{V}$ 的相同条件下，不同 Q_{G} 所需的电容值。同样，对于 V_{DD} 的旁路电容来讲，其数值选取必须保证 V_{DD} 不得低于 14V，利用同样的计算公式及同样的 Q_{G} 、 V_{GS} ，可算出电容值也为 0.01 μF ，因此表 7-11 也适用于它。

表 7-11 不同型号及导通电阻不同的 MOS 管的 C_{BOOT} 值与 Q_{G} 关系表

型号	$R_{\text{DS(ON)}}$ /Ω	Q_{G} /nC ($V_{\text{GS}} = 10\text{V}$)	$C_{\text{BOOT}}/\mu\text{F} \geq$
SI9940DY	0.05	30	0.039
SI9945DY	0.10	15	0.018
SI9955DY	0.13	8	0.01
SI9959DY	0.30	4.7	0.0056

由于高端驱动需要自举电容不断再充电，这样对充电所需最小时间要加以充分考虑，因为这直接影响到系统的工作频率。再充电时间是开启高端栅所需电荷量、自举电容值及芯片内部 MOS 管漏极电流的函数。对于同一个 SI9976DY 而言，这些参数都是定值，因而其再充电时间仅与 V_{+} 有关。当 V_{+} 增加时，再充电时间会降低。这其中部分原因是缘于电荷补偿网络为自举电容补偿了部分损失的电荷。随着 V_{+} 增加，电荷补偿网络的作用也在增大。在某些情况下，电荷补偿

可成为自举电容再充电唯一的电荷供给源。

图 7-44 示出了不同导通电阻时 MOS 管的再充电时间和 V_+ 的关系曲线。

若要降低再充电时间, 需要在 V_{DD} 和自举电容端加一个二极管, 这样可增加充电电流, 尤其是 V_+ 较小时, 效果更明显, 但会使 V_{DD} 端的电容值相应增加。

(2) 应用举例 图 7-45 是采用 SI9976DY 和

SI9955DY 组成的全桥电路。每个半桥由一个 SI9976DY 驱动 IC、一个 SI9955DY 小管脚双 N 沟道 MOSFET、一个自举电容、一个 V_{DD} 滤波电容、一个耦合电容组成。用这样一个电路, 就可得到额定驱动电流为 3A 的全桥驱动器。如果把 SI9976DY 换为 SI9959DY 或 SI9940DY, 对应的额定电流将变为 2.5A 或 5A。

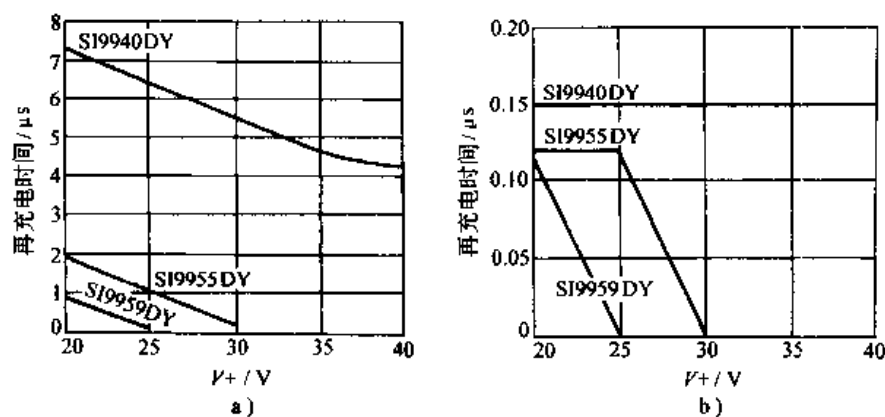


图 7-44 不同 MOSFET 的充电曲线

a) V_+ 的充电曲线 b) 修正后的 V_+ 充电曲线

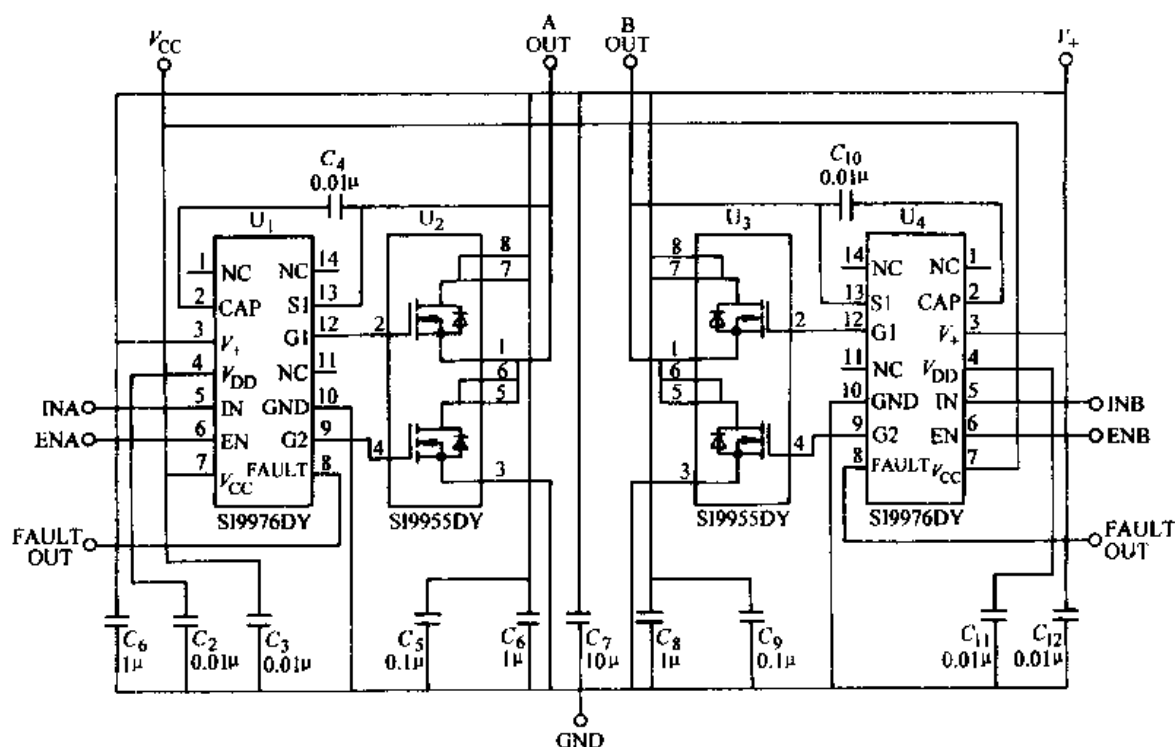


图 7-45 用 SI9976DY 和 SI9955DY 组成的全桥驱动电路

由于考虑到信号的快升和快降都会产生噪声, 如果这种噪声不加以适当处理, 就会影响电路的正常工作。因此, 在设计中要对电路板的布线和器件之间的去耦认真考虑。SI9976DY 的信号地线和低端 MOSFET 源极引线要通过不同的布线, 分别和公共地线相连, 这样就可防止 MOSFET 的高速开通和关断对 SI9976DY 信号的影响。同样, SI9976DY 中 V_+ 的引线

和高端 MOSFET 漏极的引线也要经过不同的布线接至电源旁路电容。

除了通过印制电路板布线的精心设计来减少干扰之外, 还要通过去耦电容对噪声进行抑制。在电源线 V_+ 、 V_{DD} 、 V_{CC} 之间跨接电容可以提供一个噪声到地的低阻抗通道, 使噪声直接归入地线, 同时这些电容还可以作为能量存储以备大电流所需的储能元件, V_{DD} 端的电

容就可为低端 MOSFET 的开启提供所需的大电流。除了这些基本的去耦电容外,在两个半桥之间加一电容器可以使电源布线上的浪涌电流降至最小,从而降低噪声。尽管在一个指定引脚接一个典型值为 $0.01\mu\text{F}$ 的去耦电容就可正常工作,但最好在电源线 V_{CC} 和地之间再加一个电容,以避免由于印制电路板布线造成的噪声,高频小电容值电容在布线时要尽可能靠近去耦的元件,大电容则应尽可能地远离这些控制元件。

7.10 UC3724/UC3725 隔离 MOSFET 驱动器集成电路^[7-18]

UC3724/UC3725 是 UNITRODE 公司推出的一组 MOSFET 隔离驱动芯片,它们利用变压器进行隔离,能同时传递驱动逻辑信号与驱动功率,内部包含欠电压、过电流保护电路。它们配合使用,具有电路简单、隔离度高、使用方便等特点。

UC3724 与 UC3725 配合使用,提供了一套独特的功率 MOSFET 驱动方案,它们特别适用于驱动高压 H 桥中的高端 MOSFET。

UC3724 为一隔离驱动传送器,它采用低成本的脉冲变压器传递驱动逻辑信号与功率到 UC3725 隔离驱动电路,而 UC3725 接收 UC3724 传递的信号,完成信号解调、MOSFET 的驱动与保护。由于采用了独特

的占空比调制技术,保证了 $0\sim 100\%$ 占空比的驱动信号均能被可靠地传输。高达 600kHz 的调制频率大大降低了隔离变压器的成本与体积。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

(1) UC3724 的引脚说明 UC3724 隔离 MOSFET 驱动器采用标准双列直插式 DIP-8、双列扁平表面贴装式 SOIC-16 及方形 PLCC-20 三种封装形式,引脚排列如图 7-46 所示,表 7-12 给出了三种封装形式的引脚对照表。现以 DIP-8 为例说明其引脚名称、功能和用法,见表 7-13。

表 7-12 不同封装形式的 UC3724 相同功能引脚对照

引脚符号	不同封装的引脚号		
	DIP-8	SOIC-16	PLCC-20
C_T	1	1	17
Gnd	2	4	20
V_{CC}	3	5	2
B Out	4	8	5
Pwr Gnd	5	9	7
A Out	6	12	10
PHI	7	13	12
R_T	8	16	15
NC	---	2,3,6,7,10,11,14,15	1,3,4,6,8,9,11,13,14,16,18,19

表 7-13 UC3724 (DIP-8) 引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	C_T	可重复触发脉冲发生器定时电容连接端	使用中通过一小电容接地
2	Gnd	参考地端	使用中接系统地及电源 V_{CC} 地
3	V_{CC}	工作电源连接端	接用户为该芯片工作提供的正电源,为抗干扰应接去耦网络到地
4	B Out	B 通道输出端	接隔离变压器的一端
5	Pwr Gnd	输出级地端	接引脚 2 (Gnd)
6	A Out	A 通道输出端	使用中,接隔离高频变压器的另一端
7	PHI	封锁信号输入端	高电平有效,使用中,接用户保护电路输出
8	R_T	可触发脉冲发生器定时电阻连接端	使用中,通过一电阻接地

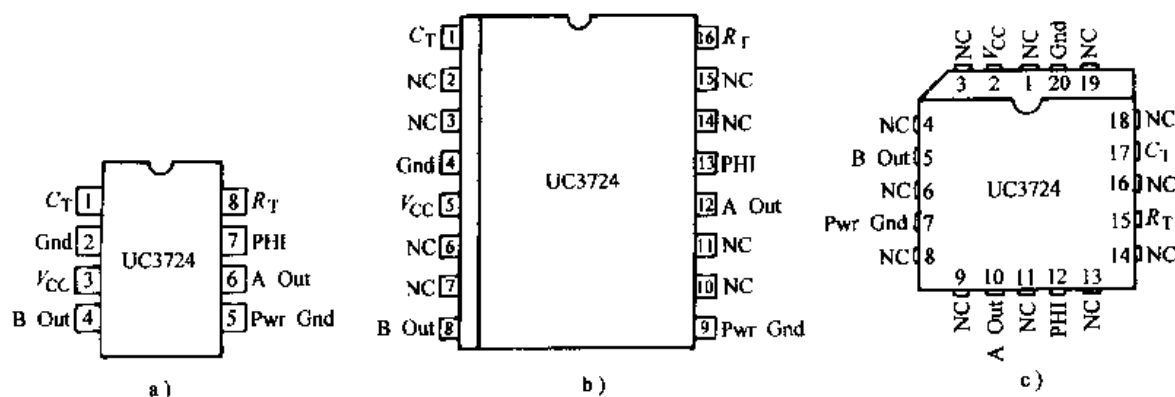


图 7-46 UC3724 的引脚排列

a) DIP-8 b) SOIC-16 c) PLCC-20

(2) UC3725 的引脚说明 UC3725 采用标准双列直插式 DIP-8、小型双列扁平表面贴装式 SOIC-16、标准双列直插式 DIP-16 及方形 PLCC-20 四种封装形式。其引脚排列如图 7-47 所示, 表 7-14 给出了不同封装形式的引脚功能对照表, 表 7-15 以双列直插 DIP-8 为例说明了各引脚的名称、功能及用法。

表 7-14 UC3725 的不同封装形式的引脚号对照

引脚符号	不同封装形式的引脚号			
	DIP-8	SOIC-16	DIP-16	PLCC-20
Gnd	1	16	4, 5, 12, 13	16
Output	2	4	3	20
V _{CC}	3	1	1	17
I _{SENSE}	4	6	6	2
Timing	5	8	8	6
Enable	6	11	11	7
Input A	7	13	14	11
Input B	8	14	15	15
NC	—	2, 3, 5, 7, 9, 10, 12, 15	2, 7, 9, 10, 16	1, 3, 4, 5, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 18, 19

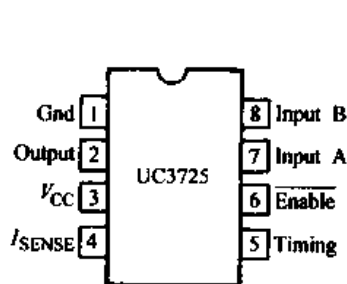
2. 内部结构和工作原理

(1) UC3724 的内部结构和工作原理

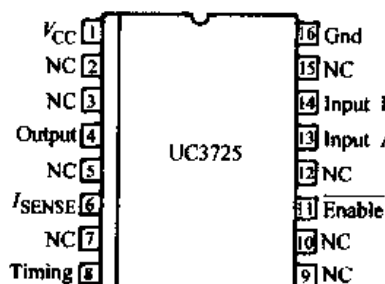
1) 内部结构: UC3724 的内部组成如图 7-48 所示, 主要包含欠电压锁定电路、控制逻辑与单稳态触发

表 7-15 UC3725 (DIP-8) 的引脚名称、功能或用法

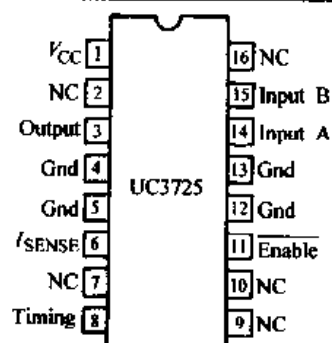
引脚号	引脚符号	名称	功能或用法
1	Gnd	参考地端	使用中, 接供电电源地及系统地, 和被驱动 MOSFET 源极
2	Output	输出端	直接接被驱动 MOSFET 栅极
3	V _{CC}	芯片工作电源端	接用户为该芯片工作提供的电源端, 为抗干扰, 应接一去耦网络到地
4	I _{SENSE}	电流检测输入端	接被驱动 MOSFET 源极电流取样输入正, 为抗干扰, 应并接一电容到地
5	Timing	内部定时器定时电容连接端	使用中接一电阻与电容并联的定时网络到地, 定时时间 $T_{off} = 1.28RC$
6	Enable	使能端	该端可用来封锁输出, 使用中可接用户保护电路输出
7	Input A	输入 A 端	接隔离变压器二次侧一端
8	Input B	输入 B 端	接隔离变压器二次侧另一端



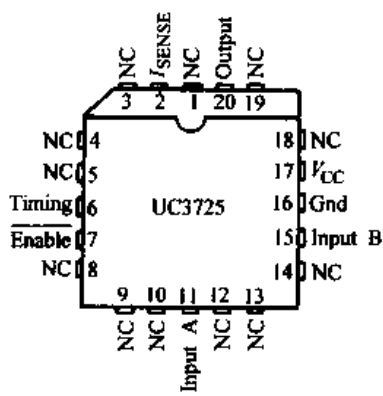
a)



b)



c)



d)

图 7-47 UC3725 的引脚排列

a) DIP-8 b) SOIC-16 c) DIP-16 d) PLCC-20

器、输入比较器、两个带有零电流比较器的三电平输出级。

欠电压保护电路门限电压为 7.75V，有一个 1V 滞环。欠电压时，该电路将关断输出，一旦供电电压足够高时，内部偏置电路产生适当的电压、电流，使输出使能，从而保证在上电时或工作电源电压较低但不低于欠电压锁定门限时，能正常操作。

单稳态触发器用来产生占空比调制所需的载波，载波周期为单稳态触发器输出脉宽时间与磁心复位时间之和，单稳态触发器输出脉宽时间为载波周期的 1/3。脉冲宽度 (ns) 可由下式表示：

$$T_{pw} = 0.51R_T C_T + 150$$

引脚 7 (PHI) 为控制输入端。输入电平与 TTL 电平兼容，该输入信号将被载波调制。

引脚 6、引脚 4 为两路输出，接脉冲变压器一次侧，连续输入/输出电流达 0.3A，最大脉冲电流为 1A，输出被调制的 PHI 控制信号。

2) 工作原理分析：UC3724 驱动芯片采用了独特的占空比调制技术，可以由一个脉冲变压器同时传递驱动逻辑信号与驱动功率到 UC3725，无论传递交流信号或直流信号都不必担心变压器饱和，占空比调制波形如图 7-49 所示。

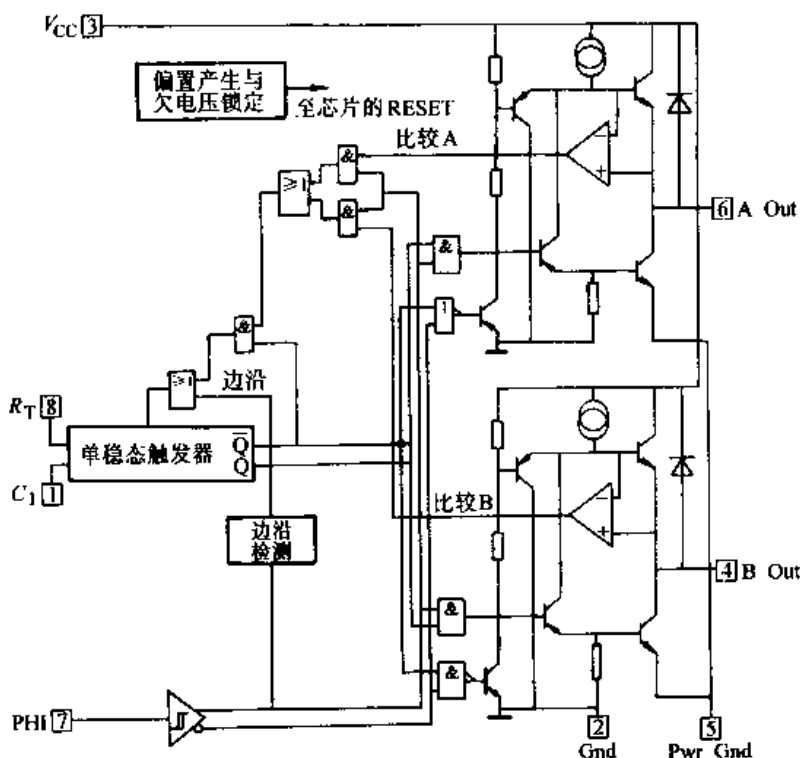


图 7-48 UC3724 的内部结构和工作原理图

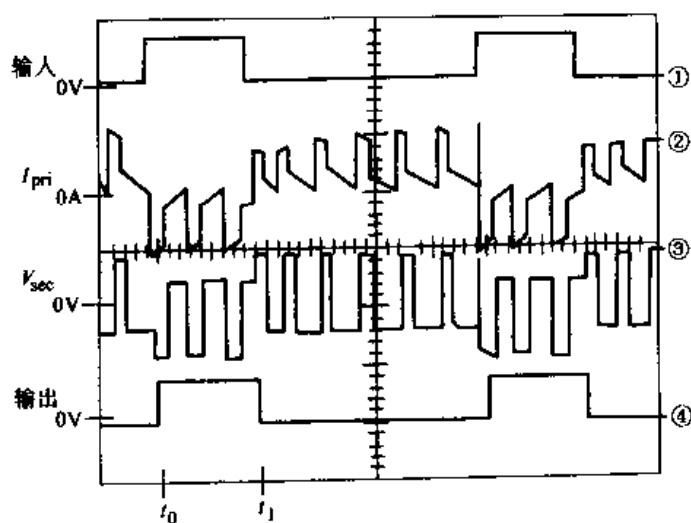


图 7-49 UC3724 的占空比调制波形

横轴 50μs/div 纵轴：曲线①为 5V/div；曲线②为 50mA/div；曲线③为 20V/div；曲线④为 20V/div

当控制信号 PHI 输入为低电平时,单稳态触发器输出为高电平期间,A Out 输出高电平 V_{CC} ,而 B Out 输出置于零。这样变压器一次绕组中励磁电流均匀上升。单稳态触发器复位后,A 输出置为 $V_{CC}/2$,一次绕组两端电压反向,电流下降。电流下降斜率为上升斜率的一半。在绕组两端所加电压为 V_{CC} 时,驱动功率被传输到变压器二次侧,此时一次侧中流动的电流仅有磁心复位电流。内部的零电流检测电路保证仅在一次励磁电流为零时,才再次触发单稳态触发器,开始下一周期,从而保证变压器可以可靠地复位,而不会发生磁饱和。

当 PHI 输入为高电平时,A Out、B Out 输出刚好与上述相反,不再赘述。

PHI 状态发生改变时,振荡周期立即被终止,重新开始一个新的振荡周期。由于零电流检测器的作用,使得一次电流首先达到零,这样就保证了 PHI 信号占空比为 0~100% 变化时,均可以可靠地传输,变压器不会饱和。载波周期为三倍单稳态输出脉宽,最高载频为 600kHz,大大减小了脉冲变压器的成本及体积。

(2) UC3725 的内部结构及工作原理分析
UC3725 的基本组成如图 7-50 所示,主要包含输入/输出级、电流限制/定时电路、欠电压保护与使能电路。

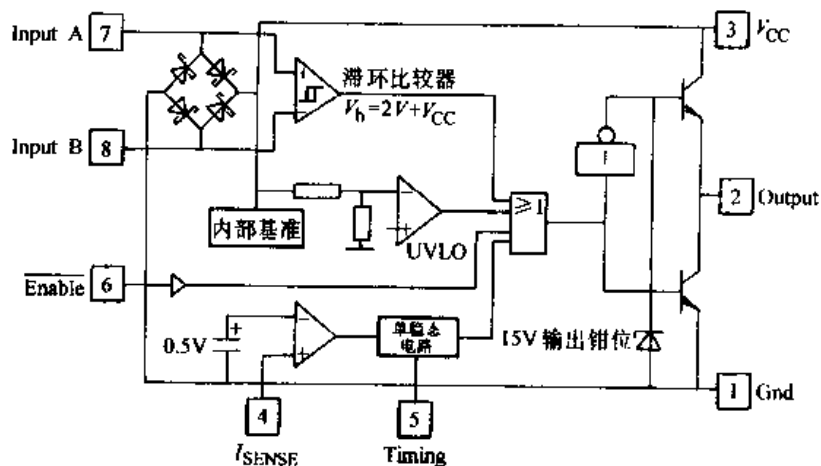


图 7-50 UC3725 的基本构成框图

UC3725 的 A、B 输入端（引脚 7、引脚 8）分别接脉冲变压器二次侧,该脉冲变压器一次侧连接 UC3724 的输出。输入端包含有一个肖特基全波整流桥,它将 UC3724 传递过来的调制波整流,把能量储存在引脚 3 (V_{CC}) 与引脚 1 (GND) 之间的外接电容上而获得供电电压 V_{CC} 。该电源电压比输入信号峰值电压低。接于引脚 7、引脚 8 之间的滞环比较器将调制波中幅值超过 V_{CC} 部分整形,从而获得驱动控制信号。为防止二次侧振铃引起滞环比较器误触发,可在变压器二次侧并一个阻尼电阻,图 7-51 给出了变压器振铃中引起脉冲输出的波形,在变压器二次侧并联阻尼电阻可防止发生这一问题。

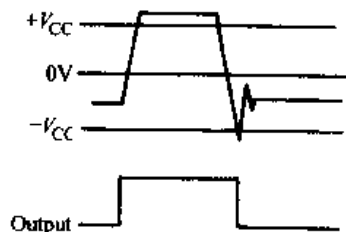


图 7-51 由变压器振铃引起的输出脉冲波形

限流比较器的门限电压为 0.5V,当引脚 4 (I_{SENSE}) 电压大于 0.5V 时,限流比较器触发单稳态触

发器,从而将输出关闭。为防止因分布电容充电引起的电流前沿尖峰误触发,可在引脚 4 外串一简单的 RC 滤波器。该滤波器电容应十分靠近 Gnd 端子,以防因地线环流而误触发。过电流时,触发的单稳态输出脉宽为

$$t_{off} = 1.28 R_{off} C_{off}$$

R_{off} 、 C_{off} 分别为并接在引脚 5 与地之间的定时电阻、电容。经 t_{off} 时间后触发器复位,输出使能。选择 R_{off} 、 C_{off} 时,应保证连续过电流时 MOSFET 结温在安全范围内,若不使用限流功能时,可将引脚 4 接地,引脚 5 开路。

输出级可以提供连续 0.5A 或峰值 2A 的电流,欠电压锁定电路保证输出电平不低于 9V,最高钳位到 15V。由于采用了推挽输出结构,可以不使用门极并联电阻。实际应用时,应在门极中串一个小阻值电阻,以防振荡。

引脚 6 (Enable) 提供了一个数字关断接口,可根据情况使用。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) UC3724 的主要设计特点和参数限制

1) 主要设计特点

① 输出驱动能力强。

- ② 工作电压范围宽。
- ③ 逻辑信号传递迅速。
- ④ 工作频率可编程。
- ⑤ 内含欠电压保护功能。
- ⑥ 可通过变压器传递直流信号。
- ⑦ 工作频率高达 600kHz。

2) 参数限制

- ① 工作电源电压范围 V_{CC} : 8~20V
- ② 输出驱动能力 (脉冲电流) I_{omax} : 500mA
- ③ 最高工作频率 f_{max} : 600kHz
- ④ 工作温度范围 T_A : -55~125°C
- ⑤ 贮存温度 T_{stg} : -65~150°C
- ⑥ 焊接温度 T_L (焊接时间为 10s): 300°C

(2) UC3725 的主要设计特点和参数限制

1) 主要设计特点

- ① 驱动电压范围宽。
- ② 内含欠电压保护功能。
- ③ 可编程过电流关断及重新启动功能。
- ④ 输出驱动能力强, 驱动电流大。

2) 参数限制

- ① 驱动电压范围 V_{CC} : 9~30V
- ② 工作温度范围 T_A : 0~70°C
- ③ 输出驱动电流 I_o : 连续 0.5A, 最大脉冲电流

2A

- ④ 焊接温度 (焊接时间为 10s) T_L : 300°C
- ⑤ 引脚 $\overline{Enable}$ 和 I_{SENSE} 输入电压 V_{IN} : -0.3~

6V

- ⑥ 功耗 P_D : SOIC-16 封装为 725mW, DIP-8 封装为 1W

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) UC3725 内部同时对输入信号进行整形和整流, 以便检测其是否超过 $\pm V_{CC}$, 使用中经常在 V_{CC} (引脚 3) 与 Gnd 之间并联旁路电容 C_T , 以删除尖峰脉冲电流的影响, C_T 应尽可能靠近引脚 1 与引脚 3, 只

有输入信号超过 $\pm V_{CC}$ 时, 内部的比较器才翻转状态, 所以经常需要在变压器二次侧并联限幅电阻, 以使振铃影响降到最小并防止内部滞环比较器的误触发。

2) UC3725 的电流检测可直接通过在被驱动 MOSFET 的源极串联电阻来实现, 通常需要在取样信号与引脚 4 之间串联一电阻, 同时在引脚 4 与地之间并联一个由电容形成滤波器滤去电流信号的尖峰脉冲, 此时应在引脚 5 与地之间连接定时电阻与电容的并网络, 若不使用电流限制时, 则引脚 4 与引脚 5 应悬空。

3) UC3725 输出级为推挽输出, 峰值驱动电流超过 1A, 欠电压封锁门电压为 9V, 使用中有时需串联几欧姆的电阻于输出与 MOSFET 栅极之间, 并在输出与 MOSFET 源极之间并接电阻, 以防信号振荡及防止被驱动 MOSFET 关断过快而引起 V_{DS} 过冲太大。

(2) 应用电路及举例 UC3724/UC3725 的典型应用电路如图 7-52 所示。该电路中高端 MOSFET 用 UC3724/UC3725 隔离驱动, 低端 MOSFET 用 UC3725 直接驱动。该电路驱动参数如下:

1) 平均栅极驱动功率: 200mW

2) 开关频率: 100kHz

3) 供电电压: 15V

4) 隔离电压: 1kV

其参数计算过程如下:

单稳脉宽 $T_{pw} = 1 / (3 \times 600\text{kHz}) = 556\text{ns}$

选定电阻 $R_T = 2\text{k}\Omega$, 则 $C_1 = (556 - 150)\text{ns} / (0.51 \times 2\text{k}) = 398\text{pF}$ (用 390pF)

取峰值磁化电流为 30mA, 则励磁电感

$L_{pm} = (15 - 2) \times 556\text{ns} / 30\text{mA} = 241\mu\text{H}$, 其中, 15V

为供电电压, 2V 为管压降, 取电感系数为 2000mH/1000 匝:

$$N_T = 241 \times 10^3 / 2000 N_T^2 = 11 \text{ 匝}$$

取 $\Delta B = 0.05\text{T}$, 估算磁心截面积:

$$A_c = (13\text{V} \times 556\text{ns} \times 1000) / (11 \times 0.05) = 0.131\text{cm}^2$$

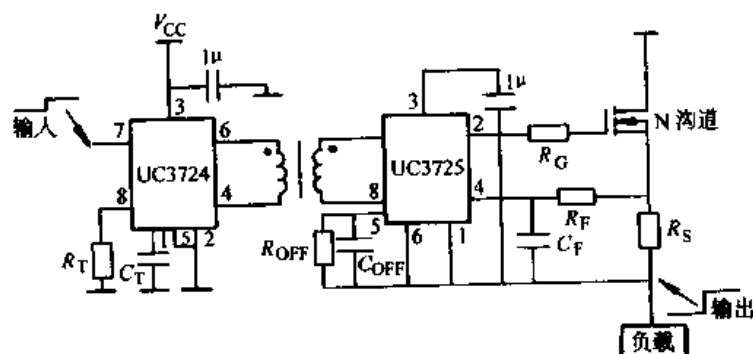


图 7-52 UC3724/UC3725 的典型应用电路图

由此可选用相应磁心,但必须进行二次核算。此驱动电路在高端供电电压达 300V 的应用中,当电压变化率达 $25\text{kV}/\mu\text{s}$ 时,未引起误导通。

半桥应用电路如图 7-53 所示,参数设计同上。

必须注意的是,为避免 VF_1 、 VF_2 直通,半桥应用中,电路关断时,栅极电阻与开通时栅极电阻不同,以实现快关/缓开,该技术也可用来减少 MOSFET 本体内寄生二极管的反向恢复电流。

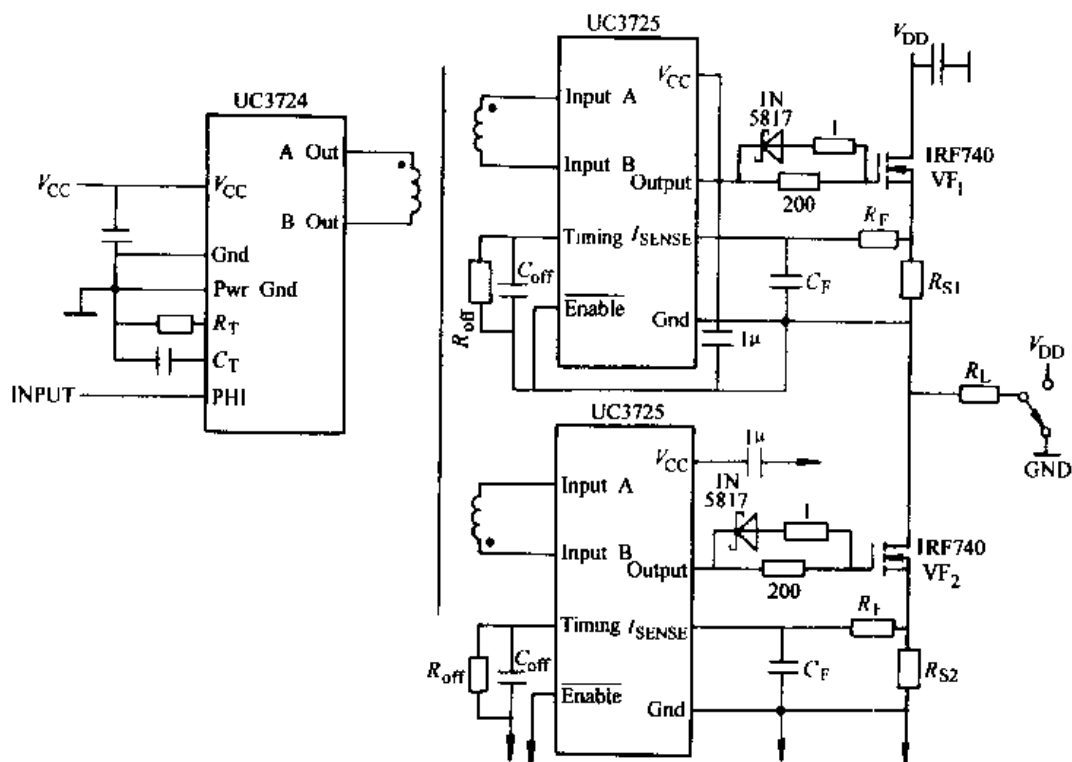


图 7-53 UC3724/UC3725 用于半桥系统中的电路

7.11 EL7144C 双输入高速大电流 MOSFET 驱动器集成电路

EL7144C 双输入驱动器不仅开关性能好,而且使用时还具有很大的灵活性。由于它有 2 个输入控制端,配合“绝缘漏极”结构,使该器件应用于要求非对称驱动、谐振充电、电路控制等场合。EL7144C 尤其对大功率 MOSFET 系列和电容性负载,更能显示出其优势。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

EL7144C 采用标准双列直插式 DIP-8 及双列小型表面贴装式 SOIC-8 两种外形封装。两种封装的引脚排列均如图 7-54 所示。各引脚的名称、功能和用法如下。

引脚 1 (V_-) 与引脚 8 (V_+): 该集成电路工作电源连接端,使用中,接用户提供的供电电源,为抗干扰,使用中应接一去耦网络到地,去耦网络到该芯片的引线应尽可能的短。

引脚 2 (A IN): 同相控制信号输入端,使用中,接用户脉冲形成部分的输出,其输入信号应与 B 端输入信号互为逻辑非。

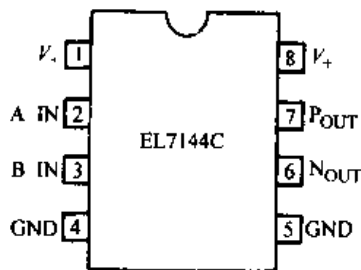


图 7-54 EL7144C 的引脚排列 (引脚向下)

引脚 3 (B IN): 反相控制信号输入端,使用中,接用户控制脉冲形成信号的非,其输入信号应与 A 端输入信号互为逻辑非。

引脚 4 (GND) 与引脚 5 (GND): 芯片工作参考地端,使用中,与用户供电电源 V_+ 的地及输出系统地相连。

引脚 6 (N_{OUT}): 内部集成的 N 沟道 MOSFET 源极输出端,使用中,通过一个电阻接被驱动的 MOSFET 栅极。

引脚 7 (P_{OUT}): 内部集成的 P 沟道 MOSFET 漏极输出端,使用中,通过一个电阻接被驱动的 MOSFET 栅极。

2. 内部结构和工作原理

EL7144C 的内部结构及工作原理框图如图 7-55

所示。从图显见,它的内部集成有一个双输入与非门及两个功率放大用 MOSFET,其工作原理可分析为:从引脚 2 (A IN) 与引脚 3 (B IN) 输入的两路信号经与非门整形后,分别控制内部两个功放用 MOSFET,当与非门输出为高电平时,上 N 沟道 MOSFET 导通,对该信号进行放大后驱动外接功率 MOSFET,此时下 P 沟道 MOSFET 关断,当与非门输出低电平时,下通道 P 沟道 MOSFET 导通,使被驱动功率 MOSFET 栅源极电容放电,从而使被驱动 MOSFET 快速关断。

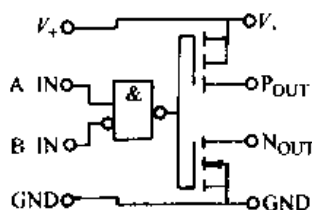


图 7-55 EL7144C 的内部结构和工作原理图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 内含逻辑输入电路。
- 2) 输入电压和 3、5V 电平兼容。
- 3) 时钟频率高。
- 4) 开关/延迟时间短。
- 5) 峰值驱动电流大。
- 6) 采用绝缘漏极。
- 7) 输出阻抗低 (2.5Ω)。
- 8) 工作电压范围宽。

(2) 参数限制

- 1) 电源电压 V_+ : $4.5\sim 16.5V$
- 2) 输入引脚电压 V_{IN} : $V_+ \pm 0.3V$
- 3) 峰值输出驱动电流 I_{OMAX} : $4A$
- 4) 贮存温度 T_{stg} : $-65\sim +150^\circ C$
- 5) 环境工作温度 T_A : $-40\sim +85^\circ C$
- 6) 最高工作结温 T_j : $120^\circ C$
- 7) 允许工作时钟最高频率 f_{max} : $10MHz$
- 8) 最大开关延迟时间 t_{dmax} : $20ns$
- 9) 功耗 P_D : SOIC-8 封装为 $670mW$; DIP-8 封装为 $1050mW$

4. 应用技术

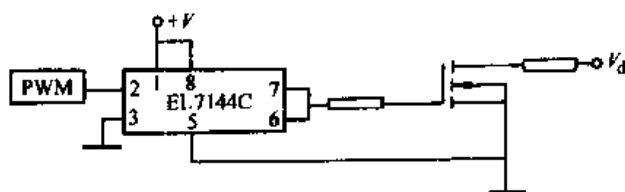


图 7-56 EL7144C 的典型应用示意图

EL7144C 的上述特点和性能,决定了其可以用驱动一个 MOSFET 开关,用于各种电力电子系统中驱动互为逻辑非的反相信号,图 7-56 应用 A IN 输入对 MOSFET 驱动, B IN 输入直接接地。

7.12 EL7202C/EL7212C/EL7222C 高速双路电力 MOSFET 驱动器集成电路

EL7202C/EL7212C/EL7222C 均是匹配的双路 MOSFET 驱动器。它们都可在外接大容量负载时输出 2A 峰值电流。由于上升和下降延迟时间相同,提高了速度,并增强了驱动能力。该驱动器工作中消耗的电源电流约为双极型驱动器的 $1/10$,并且没有普通 CMOS 驱动器具有的延迟时间问题。由于采用非重叠驱动技术,所以该器件的动态开关损耗大大减少。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

EL7202C/EL7212C/EL7222C 系列高速双路功率 MOSFET 驱动器集成电路统一采用标准双列直插式 DIP-8 及双列扁平表面贴装式 SOIC-8 两种封装形式,两种封装形式的引脚排列完全相同,其引脚排列如图 7-57 所示。现以 EL7212C 为例说明各引脚的名称、功能和用法,见表 7-15。应注意的是,EL7222C 的 IN A 与 OUT A 反相,而 EL7222C 的 IN B 与 OUT B 同相。EL7212C 的 IN A 和 IN B 均与 OUT A 及 OUT B 反相,而 EL7202C 的 IN A 和 IN B 均与 OUT A 及 OUT B 同相。

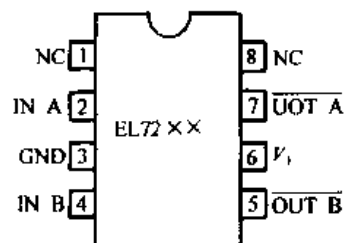


图 7-57 EL72 系列的引脚排列（引脚向下）

2. 内部结构和工作原理

EL7202C/EL7212C/EL7222C 的内部结构及工作原理简图如图 7-58 所示。从图显见,它们的内部带有反相 (EL7202C 及 EL7212C) 或不反相 (EL7222C) 的缓冲输出级。

所以它们的工作原理可简述为一句话,这就是 EL7202C/EL7212C/EL7222C 按内部电路结构对输入信号进行反相 (或不反相) 整形、缓冲放大、功率匹配后提供给外接功率 MOSFET 栅极,从而实现对外接 MOSFET 的最佳驱动。

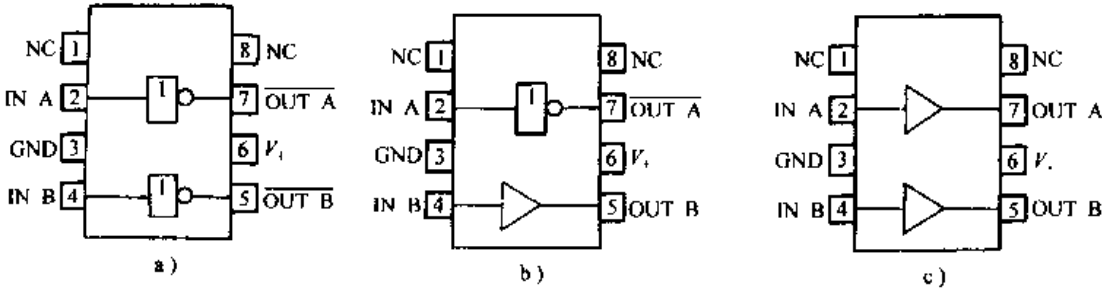


图 7-58 EL72××系列双路高速 MOSFET 驱动器的内部结构及工作原理示意图

a) EL7212C b) EL7222C c) EL72202C

表 7-15 EL7212C 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1, 8	NC	空端	使用中悬空
2	IN A	A 通道输入端	该端输入对应输出 OUT A 的控制信号, 使用中, 接用户控制上通道脉冲产生电路的输出
3	GND	地端	接用户供电电源地及系统地
4	IN B	B 通道输入端	该端输入对应输出 OUT B 的非信号, 使用中, 接用户下通道脉冲产生电路的输出
5	OUT B	B 通道输出端	直接接用户外接下通道功率 MOSFET 的栅极
6	V ₊	工作电源端	接为该芯片工作供电的正电源端, 为抗干扰, 应考虑并接一去耦网络到地
7	OUT A	A 通道输出端	接用户外接上通道功率 MOSFET 的栅极

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 改善了响应时间。
- 2) 上升和下降时间一致。
- 3) 降低了时钟的时滞。
- 4) 输出阻抗低。
- 5) 输入电容小。
- 6) 能抑制高频噪声干扰。
- 7) 提高了时钟频率。
- 8) 工作消耗电源电流很小。
- 9) 工作电压范围宽。
- 10) 可代替工业标准驱动器

(2) 参数限制

- 1) 电源电压 V_+ (V_+ 到地): 16.5V.
- 2) 输入引脚电压 V_{IN} : $V_+ \pm 0.3V$
- 3) 两路总峰值输出电流 I_{omax} : 4A
- 4) 贮存温度 T_{stg} : $-65 \sim +150^\circ C$
- 5) 工作环境温度 T_A : $-40 \sim +85^\circ C$

6) 功耗 P_D : SOIC-8 封装为 670mW, DIP-8 封装为 1050mW

4. 应用技术

图 7-59 给出应用一个 EL7212C 驱动单相桥式逆变器中两个低端 MOSFET 的原理电路图, 应用两个 EL7212 便可驱动单相桥式变流器中四个 MOSFET。

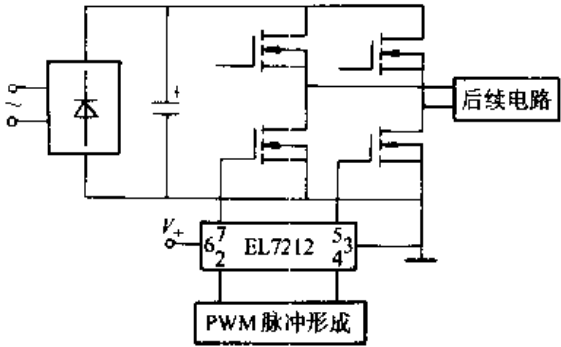


图 7-59 应用 EL7212 驱动单相桥式逆变器中两个低端 MOSFET 的原理电路图

7.13 HT04 高压隔离 MOSFET 驱动器集成电路^[7-27]

HT04 是美国 SUPERTEX 公司利用 HVCMOS 专利技术研制的双路输出、高压隔离 MOSFET 驱动器。它不需要外接电源, 利用输入控制信号本身的能量, 就可以把 TTL/CMOS 电平的控制信号变成悬浮电位高达 400V 的 MOSFET 驱动信号, 可用于驱动由 MOSFET 组成的双向或单向开关。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HT04 采用双列扁平表面贴装式 SOIC-8 封装, 对外共引出八个引脚, 其引脚排列如图 7-60 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 7-17。

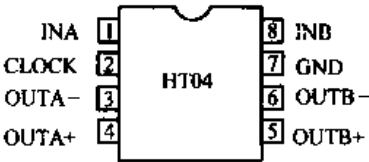


图 7-60 HT04 的引脚排列 (引脚向下)

表 7-17 HT04 的引脚名称、功能或用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	INA	控制输入信号正端	使用中, 接用户控制脉冲输出正
2	CLOCK	外同步时钟输入端	使用外部时钟控制时, 接输入时钟; 使用内部时钟时, 该脚可悬空
3	OUTA-	上通道驱动输出负端	接上通道被驱动 MOSFET 源极
4	OUTA+	上通道驱动输出正端	接上通道被驱动 MOSFET 栅极
5	OUTB+	下通道驱动输出正端	接下通道被驱动 MOSFET 栅极
6	OUTB-	下通道驱动输出负端	接下通道被驱动 MOSFET 源极
7	GND	逻辑输入信号参考地端	接用户脉冲形成部分地端
8	INB	输入控制信号负端	接用户脉冲形成部分输出的控制脉冲相对电位负端

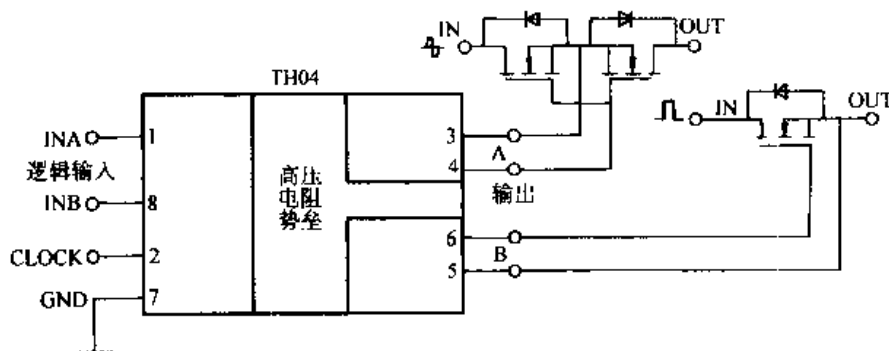


图 7-61 HT04 的内部结构及工作原理图

2. 内部结构和工作原理

HT04 内有一内部时钟, 当逻辑输入 INA 和 INB 处于逻辑高电平时, 该时钟就会在输出端产生两个相互独立的直流隔离电压 V_{OUTA} 和 V_{OUTB} , 如图 7-61 所示。在内部时钟 (CLOCK) 引脚上加入外部时钟信号时, 可使内部时钟失效, 实现外同步工作, 并可用来满足电源损耗和交流特性的特殊要求。HT04 不需要任何外部电源。内部电源电压由输入 INA 或 INB 中处于逻辑高电平的任意一个提供。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 可将以接地为基准的低电位电平转换为悬浮高电位。
- 2) 两输出端具有较高的隔离电压。
- 3) 不需要浮置电源来偏置 MOSFET。
- 4) 每个输入端的输入电流小。
- 5) 以最低的逻辑输入电平驱动隔离的 MOSFET。

6) 不需要高压电源提供偏置电流。

7) 采用微型表面贴装式的封装方式。

(2) 主要参数限制

- 1) 地基准低电平转换最高悬浮电压 V_a : $\pm 400V$
- 2) 逻辑输入最低电平 V_{INmin} : 3.15V
- 3) 两输出端之间最高隔离电压 V_{iso} : $\pm 700V$
- 4) 逻辑输入最高电平 V_{INmax} : 5.5V
- 5) 输出端最大电流 I_{omax} : 1mA

4. 应用举例

(1) N 沟道高端开关 通常, 由接地基准电平驱动高端 N 沟道 MOSFET 需要一个独立的电源, 其电动势应比高端电压高 10~15V, 以提供控制 MOSFET 所需的栅偏压。另外, P 沟道 MOSFET 与电平变换电路结合, 也能使栅源之间维持稳定的 10~15V 电压。如图 7-62a 所示, N 沟道 MOSFET 可由 HT04 提供的悬浮栅极驱动器驱动。在该电路中, HT04 的输入端与微处理器的输出端相连, 由此可提供方便而可靠的接口。另外, 当要求通态电阻较低时, N 沟道 MOSFET 的成本比 P 沟道 MOSFET 的成本要低得多。

(2) 推拉输出电路的高端 MOSFET 驱动 推拉输出电路中的高端开关需要复杂的驱动电路和电平变换电路。输出可从电源正电压直接转换为电源负电压的简便方法是: 两个 N 沟道 MOSFET 同 HT04 结合应用, 如图 7-62b 所示。HT04 的悬浮输出和隔离输出直接驱动高端和低端的 N 沟道 MOSFET。利用逻辑输入信号可实现同桥臂的两个 MOSFET 开关应关断的先关断, 要导通的后开通, 以免电源正负端短路。采用这种电路后, 只须给 HT04 的两个输入端加入 +5V 逻辑控制信号, 输出电压即可在 $\pm 350V$ 之间转换, 无需另外的电路。当开关速度要求较低时, 该电路是非常理想的, 这时可采用频率比内部时钟频率 (1MHz) 低的外部时钟, 以减小逻辑控制引脚的输入电流。在这种情况下, 引脚 2 应直接接在外部时钟上, 而不能接地。

与以前所用的 MOSFET 驱动方法 (如脉冲变换

器和光隔离器)相比,这种技术使用了体积小、价格低的器件,因而可使电子设备的体积缩小,成本降低。

(3) 恒阻模拟开关 有时,在模拟信号幅度变化较大的范围内,要求模拟开关要具有恒定的导通电阻。这时可以用 HT04, 由 HT04 驱动 MOSFET 都具有恒定的通态电阻,其原因在于 MOSFET 栅源极之间的电压值恒定,如图 7-63b 所示,图 7-63a 给出了应用

HT04 构成恒阻模拟开关的原理电路图。MOSFET 的通态电阻与模拟信号的电平和极性无关,其值是恒定不变的。该电路可用于高端音频电路、取样保持电路和数据转换电路。

图 7-64 给出了采用 N 沟道和 P 沟道 MOSFET 的模拟开关常用电路,以及有关特性曲线。该电路的主要缺点是模拟开关的导通电阻随信号电平而变。

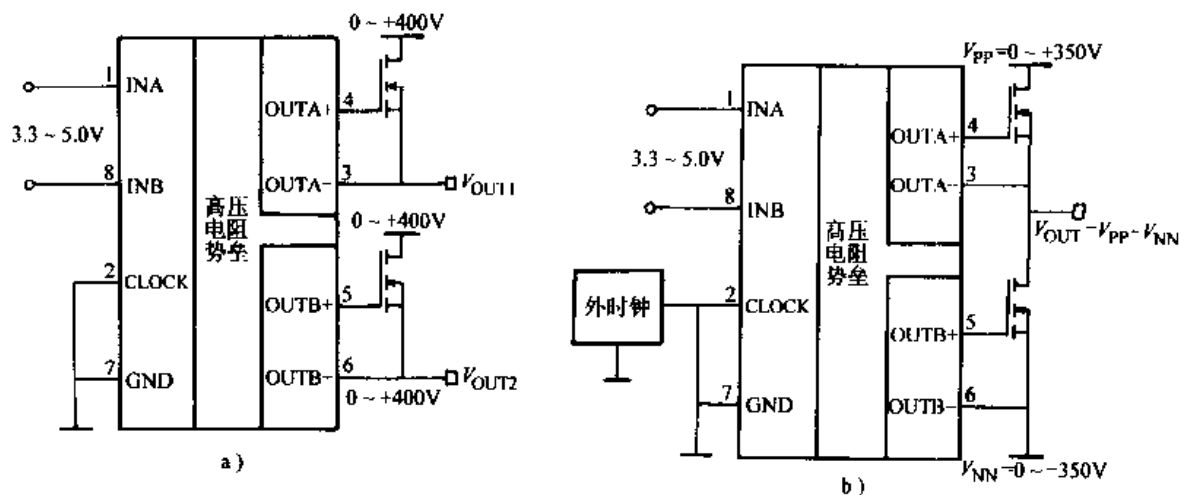


图 7-62 应用 HT04 驱动 MOSFET 的原理电路

a) 应用 HT04 驱动两个独立的 N 沟道高端 MOSFET 的原理图

b) 应用 HT04 驱动推挽输出级中的两个 MOSFET 原理图

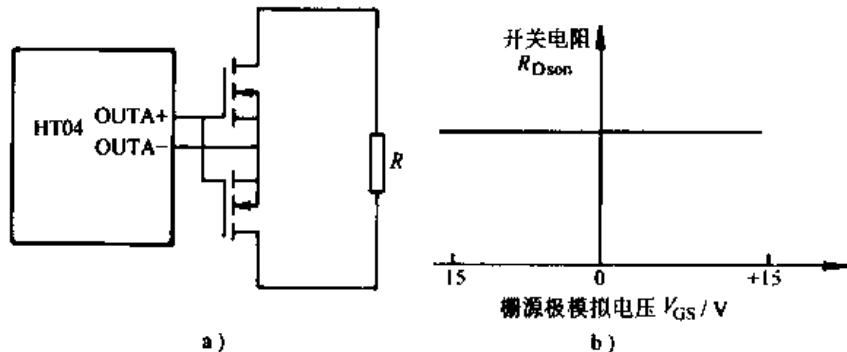


图 7-63 应用 HT04 驱动 MOSFET 构成的恒阻模拟开关

a) 原理电路 b) 恒阻特性

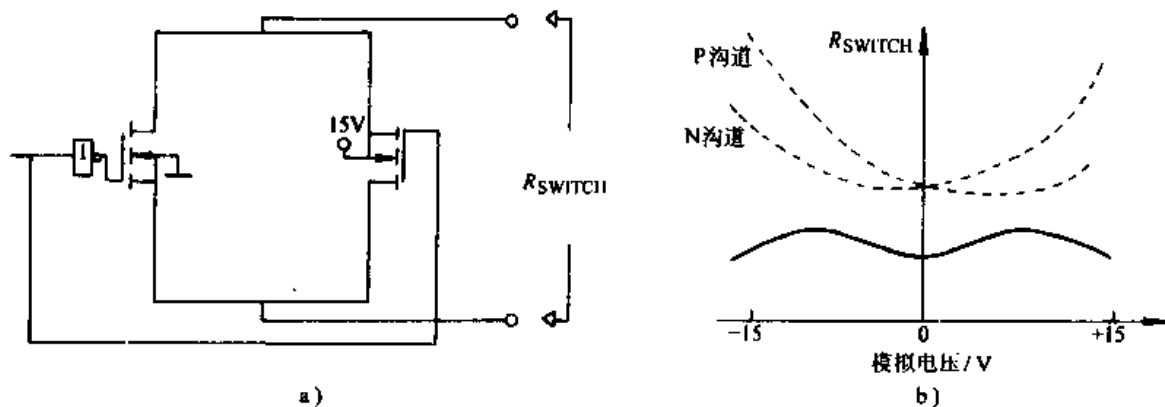


图 7-64 模拟开关电路及曲线

a) 开关电路 b) 工作曲线

(4) 电源控制电路 在电源控制电路中,要求各输出端相互隔离,有时甚至要求与逻辑控制端和接地端都隔离,此时应当选用 HT04。通过简单的输入逻辑信号,就能利用高压 N 沟道 MOSFET 将负载电压直接变换至 400V。HT04 的绝缘性能很好,它能单独控制两个相互独立的电源电路。这些电源电路甚至不需要同逻辑信号具有相同的接地端;它们可以是具有自己的“接地”基准的完全悬浮的系统。其电路连接如图 7-65 所示。

(5) 背景光驱动器 由于 HT04 驱动器的两输出端具有很好的隔离特性,故可用来驱动正、负电源之间的推挽输出 N 沟道 MOSFET,如图 7-66 所示。HT04 输入逻辑电流很小,而且不需要由电源供电,因此能大

大节省电子设备中电池的能量;同时,HT04 采用表面贴装式封装,外形尺寸很小,所以用于便携式设备的背景光系统十分理想。

(6) 高压选择开关 HT04 与 SUPERTEX 公司生产的其他高压驱动器 IC 一样,都具有很宽的电压范围。图 7-67 给出用于超声探测系统的 HV2216 模拟开关。

为了控制接在 HV2216 输出端的压电式换能器,模拟开关应加入不同的电压。利用 HT04 驱动器,这个控制过程很容易实现。在实际应用中,由于 HT04 的功耗很低,而且又采用了表面贴装封装形式,因此可以实现高密度安装。

(7) 汽车高端开关 在汽车电子控制系统中,需

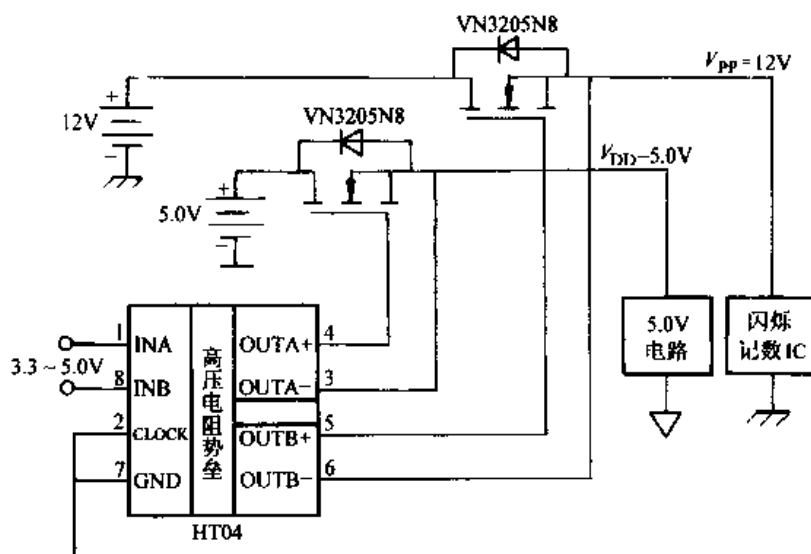


图 7-65 HT04 用于隔离电源系统中的原理电路

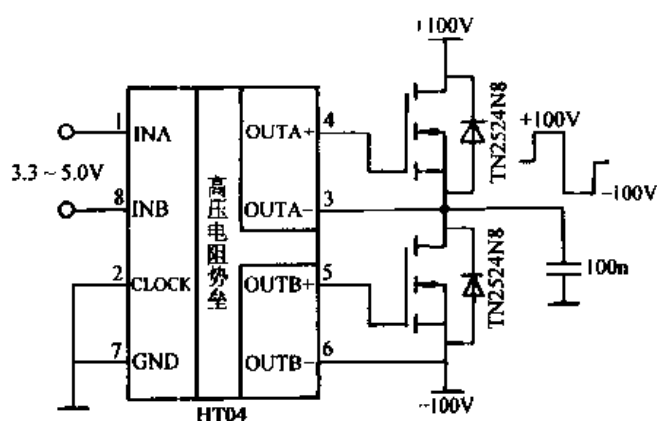


图 7-66 应用 HT04 驱动 H 桥中的两高端 MOSFET 构成背景光驱动器

要额定容量很大的 MOSFET,在 R_{ON} 和 BV_{DS} 等参数相同的条件下, N 沟道 MOSFET 的体积只有 P 沟道 MOSFET 的 1/2,而且价格也很低,因此应当尽量采用 N 沟道器件。

HT04 高压隔离驱动器具有悬浮栅极驱动能力,

因此微处理器 5V 输出信号可以直接与 N 沟道 MOSFET 接口。采用 HT04,还可以实现各种负载之间的隔离。这些负载通常处于高压电路和低压控制电路中。由 HT04 组成的高压线圈和灯光控制电路如图 7-68 所示。

(8) 用于数据采集系统中 目前,收集模拟数据并把它送入数据检测系统的方法,通常是采用继电器或光耦合系统。虽然这些方法能保证从模拟线到控制线之间必要的隔离,但是存在许多弊端。这些器件的功耗较大,而且开关速度很低。HT04 具有较高的开关速度,且隔离电压也很高。另外,HT04 采用 SOIC-8 封装,可增加电路板的安装密度,减小系统尺寸,功耗也可大大降低。图 7-69 所示为采用 HT04 的数据检测系统电路图。图中, LND150N8 (耗尽型 MOSFET)、TN2540N8 (增强型 MOSFET) 都是表面贴装器件,由美国 SUPERTEX 公司生产。

(9) HT04 用于多通道驱动装置中 采用 HT04,多通道驱动装置可以由单片集成电路构成。HT04 两

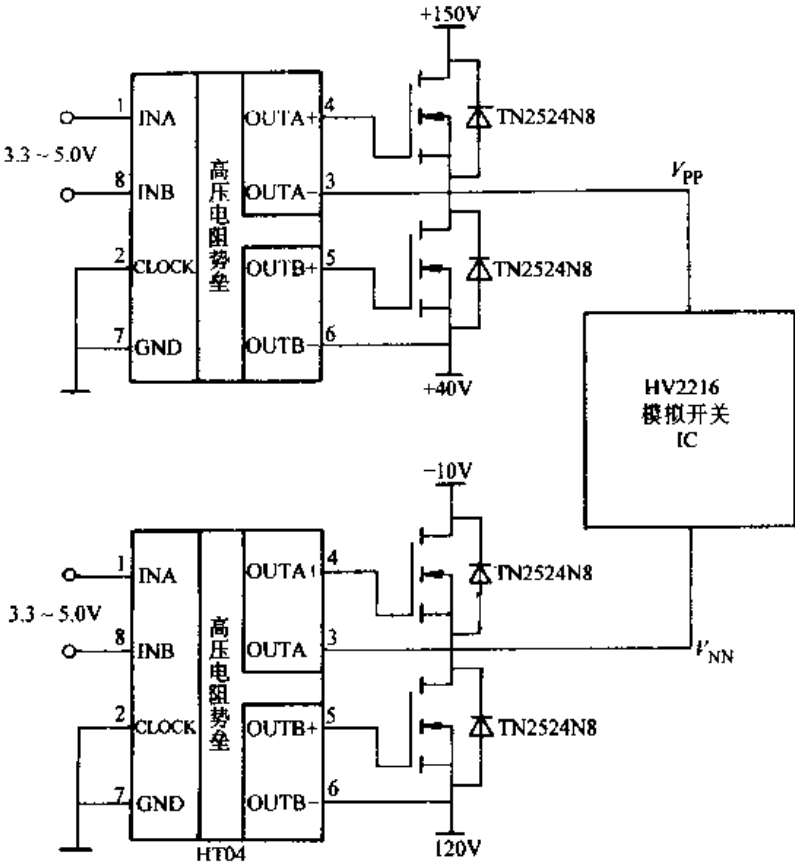


图 7-67 HT04 用于超声检测系统中的原理电路

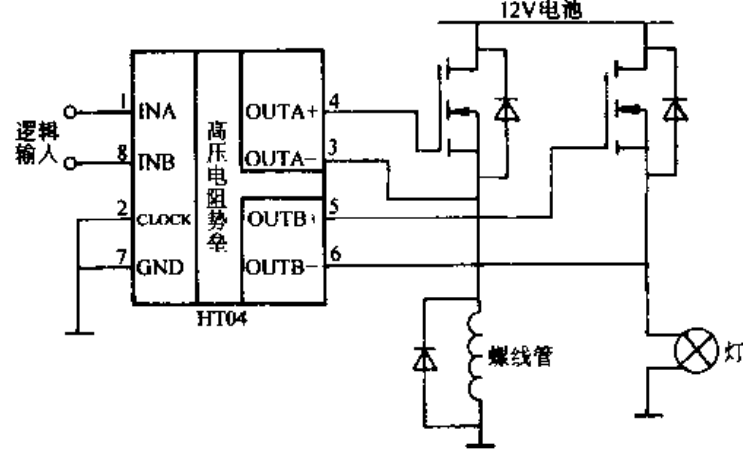


图 7-68 应用 HT04 组成的高压线圈和灯光控制电路

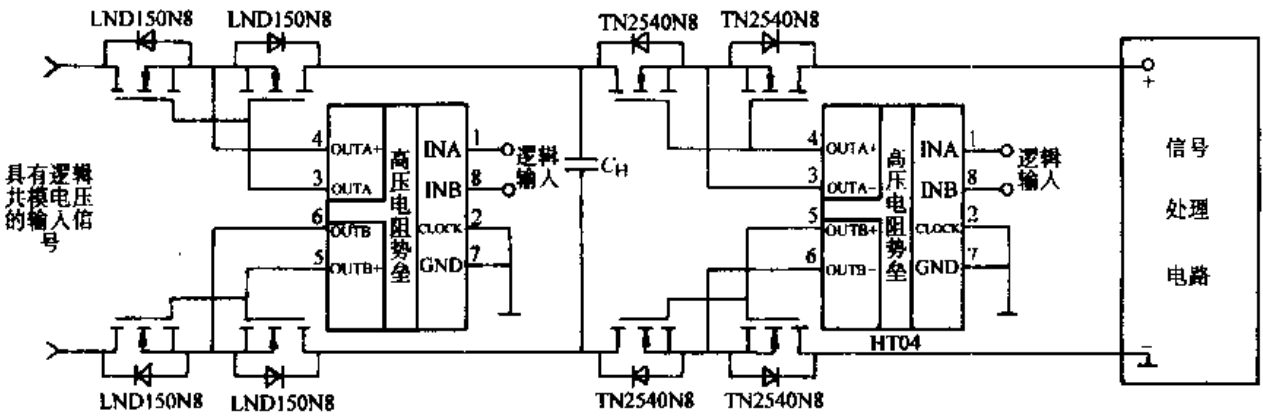


图 7-69 HT04 在数据采集系统中的应用电路

路输出与输入之间的隔离电压为 $\pm 400\text{V}$ ，两路输出之间的隔离电压为 $\pm 700\text{V}$ 。HT04 驱动器和 MOSFET 开关可组成继电器。如图 7-70 所示。HT04 既可驱动耗尽型 MOSFET，也可驱动增强型 MOSFET，因此可以产生常开或常闭两种开关状态。另外，由于 HT04 采用 SOIC-8 封装，使固态继电器体积减小，且造价较低。

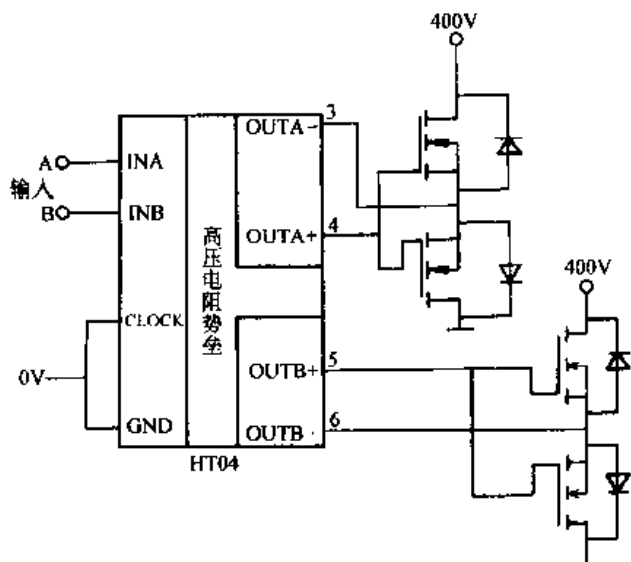


图 7-70 HT04 在多通道驱动装置中的应用电路

(10) 高端与低端电动机驱动器 要求同时具备开/关和关/开控制的电动机驱动器，通常要在 H 型桥式电路的顶端配置 P 沟道 MOSFET 开关。采用 HT04，这些 P 沟道 MOSFET 就可由价格更低的 N 沟道开关管代替。这种方法特别适用于只要求正向/反向控制而对速度控制要求不很严格的情况。由 4 个 N 沟道 MOSFET 与一个 HT04 组成的电动机控制电路如图 7-71 所示。

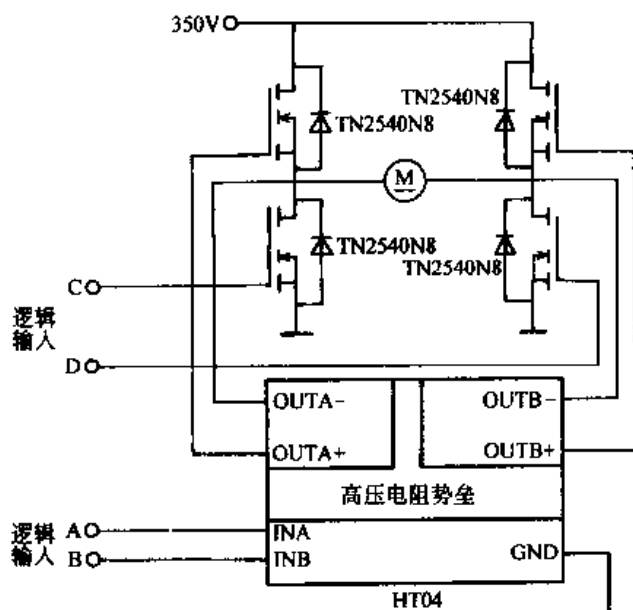


图 7-71 HT04 在直流电机控制系统中的应用

7.14 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 三相全桥 MOSFET 驱动器集成电路^[7-21]

美国 IR 公司生产的 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 系列驱动芯片是专为高电压、高速度的功率 MOSFET 和 IGBT 驱动而设计的。该系列驱动芯片内部集成了互相独立的三组半桥驱动电路，可对上下桥臂提供死区时间，特别适合于三相电源变换等方面的应用。芯片的输入信号与 5V CMOS 或 LS TTL 电路输出信号兼容，因此，可直接驱动 MOSFET 或 IGBT，而且其内部集成了独立的运算放大器，可通过外部桥臂电阻取样电流构成模拟反馈输入；具有故障电流保护功能和欠电压保护功能，可关闭六个输出通道，同时芯片能提供具有锁存的故障信号输出，此故障信号可由外部信号清除。各通道良好的延迟时间匹配简化了其在高频领域中的应用。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 有标准双列直插式 DIP-28 和双列扁平表面贴装式 SOIC-28 及方形 PLCC-44 三种封装形式，其引脚排列如图 7-72 所示，表 7-18 给出了三种不同封装形式的引脚功能对照表。现以 DIP-28 封装为例说明各引脚的名称、功能及用法，见表 7-19。

2. 内部结构和工作原理

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的内部电路结构和工作原理框图如图 7-73 所示。从图可以看出，该芯片由输入控制逻辑、欠电压保护、电流故障保护、故障逻辑、电流检测及放大和输出驱动等电路构成。其工作原理可分析如下：

当用户外接封锁信号 SD 为低电平，内部不发生欠电压及过电流保护时，则这些封锁及保护信号无效。从 $\overline{\text{HIN1}} \sim \overline{\text{HIN3}}$ 及 $\overline{\text{LIN1}} \sim \overline{\text{LIN3}}$ 输入的控制脉冲经输入信号发生器进行整形、滤波和处理后，对应 $\overline{\text{LIN1}} \sim \overline{\text{LIN3}}$ 的信号直接经输出驱动器进行功率放大，后去驱动逆变桥低端的三个 MOSFET 或 IGBT，而对应 $\overline{\text{HIN1}} \sim \overline{\text{HIN3}}$ 的信号先经内部集成的脉冲电平转换网络进行电平移位；然后由锁存器锁存后，经输出驱动器进行功率放大后去驱动逆变桥中高端的三个 MOSFET 或 IGBT，一旦发生任一欠电压（VCC 或 VB1 或 VB2 或 VB3），则相应的欠电压保护环节动作封锁掉六路驱动输出，当该路输出发生过电流故障时，则过流比较器输出为高电平或当 SD 端封锁信号为高电平时，则六路的输出全被封锁而置为低电平。

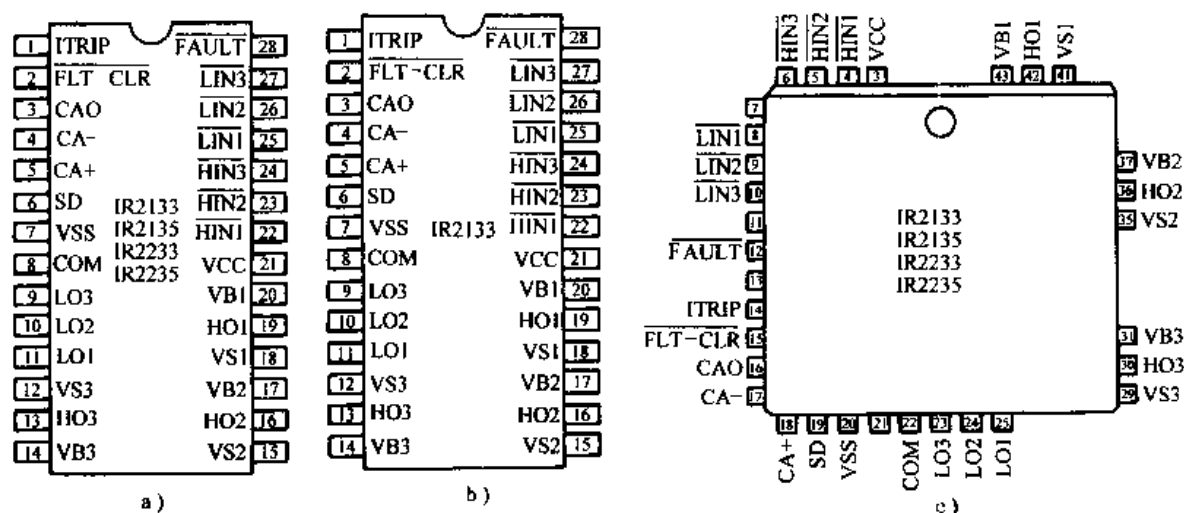


图 7-72 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的引脚排列

a) DIP-28 b) SOIC-28 c) PLCCo/w 44

表 7-18 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的不同封装形式的引脚对照

引脚符号	不同封装形式的引脚号			备注
	DIP-28	SOIC-28	PLCCo/w-44	
ITRIP	1	1	14	
FLT-CLR	2	2	15	
CAO	3	3	16	
CA-	4	4	17	
CA+	5	5	18	
SD	6	6	19	
VSS	7	7	20	
COM	8	8	22	
LO3	9	9	23	
LO2	10	10	24	
LO1	11	11	25	
VS3	12	12	29	
HO3	13	13	30	
VB3	14	14	31	
VS2	15	15	35	
HO2	16	16	36	
VB2	17	17	37	
VS1	18	18	41	
HO1	19	19	42	
VB1	20	20	43	
VCC	21	21	3	
HIN1	22	22	4	
HIN2	23	23	5	
HIN3	24	24	6	
LIN1	25	25	8	
LIN2	26	26	9	
LIN3	27	27	10	
FAULT	28	28	12	

1. PLCCo/w 44 封装的 FLT-CLR 为低电平有效, 而 SOIC-28 及 DIP-28 封装的 FLT-CLR 为高电平有效

2. PLCCo/w 44 封装时, 引脚 7、11、13、21 为空脚, 使用中悬空

3. PLCCo/w-44 封装时, 引脚 1、2、26、27、28、32、33、34、38、39、40、44 未引出

3. 主要设计特点和特性参数

(1) 主要设计特点 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的输入信号与 15V CMOS 或 LS TTL 电路输出信号相兼容, 其高电平最小值 V_{IH} 为 2.2V, 低电平最大值 V_{IL} 为 0.8V。为防止噪声干扰, 输入电路中还可设计了 310ns 的输入滤波电路。当六路输入中的一路为低电平时, 其相对应的驱动输出为高电平。另外, 芯片中的输入控制逻辑电路还为同一桥臂的高端和低端提供了死区时间, 以避免同一桥臂上的被驱动功率器件在开关转换过渡期间发生同时导通。如果同一桥臂的高端和低端输入信号同时为低电平, 则输入控制逻辑电路可关闭同一桥臂的高端和低端驱动输出。

(2) 特性参数 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的主要电特性参数见表 7-20。表中的参数测试条件为 V_{BIAS} 、 V_{CC} 、 V_{B1} 、 V_{B2} 、 $V_{B3} = 15V$, V_{S1} 、 V_{S2} 、 $V_{S3} = V_{SS}$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。除非另外说明, 静态时 V_{IN} 、 V_{TH} 和 I_{IN} 参数的参考点均为 V_{SS} 。V 和 I 参数的参考点为 V_{SS} 和 V_{S1} 、 V_{S2} 、 V_{S3} , 而动态时的负载电容值为 100pF。

(3) 极限参数限制 IR2133/IR2135 系列驱动器的极限参数限制见表 7-21。

(4) 推荐工作条件 (见表 7-22)

4. 应用技术

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 上述特点和性能, 使它们可以方便地用来驱动三相或单相逆变器中的功率 MOSFET 或 IGBT, 现以 IR2233/IR2133 为例说明其应用技术。

(1) 应用注意事项 利用 IR2133/IR2233 驱动逆变器中的功率 MOSFET 或 IGBT 时应注意下列问题:

1) 如果要求驱动电路输出的正沿脉冲宽度较宽,

表 7-19 IR2133/IR2135 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
22、23、24	HIN1、HIN2、HIN3	高端逻辑输入端	对应三路高端门驱动输出（HO1、HO2、HO3）的逻辑输入，使用中，接用户控制脉冲形成电路，对应三路高端的输出
25、26、27	LIN1、LIN2、LIN3	低端逻辑输入端	对应三路低端栅极驱动输出（LO1、LO2、LO3）的逻辑输入，使用中，接用户控制脉冲形成电路，对应三路低端输出
28	FAULT	故障输出端	当过电流或欠电压保护（低端侧）发生时，输出逻辑低电平，接外部报警指示灯或小功率扬声器
21	VCC	电源连接端	逻辑电源和低端控制电源，接用户提供的正供电电源，为抗干扰，应接去耦网络到地
1	ITRIP	过电流信号输入端	当发生过电流时，关闭驱动输出，接用户电流传感器对电流取样的输出
2	FLT-CLR	清除故障输入端	驱动芯片具有故障锁存功能，此输入信号可清除故障锁存，接用户外部复位的电路输出
6	SD	关闭驱动输入端	此逻辑输入信号强制关闭驱动芯片输出，接用户外部保护电路的输出
3	CAO	电流放大器输出端	可在该端与引脚4之间接不同的反馈网络，将电流放大器设置为不同的类型，该放大器可提供用户控制系统作为闭环调节器
4	CA-	电流放大器反相输入端	电流放大器负极性输入，构成同相输入放大器时，通过反馈网络接 CAO 的同时，通过一电阻接地，构成反相输入放大器时，通过一电阻接输入信号
5	CA+	电流放大器同相输入端	电流放大器正极性输入构成同相输入放大器时，通过电阻接输入信号；构成反相输入放大器时，通过一电阻接地
7	VSS	逻辑电源地端	逻辑输入信号参考地，接电源 Vcc 地及作为系统地端
8	COM	低端输出公共端	低端栅极驱动信号的参考端，接被驱动低端 MOSFET 公共地，同时与 GND 合理相连
20、17、14	VB1、VB2、VB3	高端浮动电源端	对应三路高端栅极驱动电源，自举形成该电源时，这三个端子通过超快恢复二极管接引脚 21（VCC）（二极管阴极接至这三个端子），同时这三个端子分别通过一个高质量电容接引脚 VS1、VS2、VS3，若与 VCC 使用独立电源，由该端分别与对应的电源端相连
19、16、13	HO1、HO2、HO3	高端驱动输出端	三路高端栅极驱动输出，分别通过一电阻接高端对应的三相 MOSFET 的栅极
18、15、12	VS1、VS2、VS3	高端浮动电源地端	分别对应三路高端驱动电源地，接高端被驱动三个 MOSFET 源极的同时，在 VB1、VB2、VB3 应用自举技术产生时，分别通过一个电容接引脚 VB1、VB2 及 VB3
11、10、9	LO1、LO2、LO3	低端驱动输出端	三路低端栅极驱动输出，分别通过一个电阻接低端被驱动 MOSFET 栅极

表 7-20 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的特性参数

名 称	符 号	测试条件	额定值			单位
			最小值	典型值	最大值	
输入电压逻辑“1”（输出为低电平）	V_{IH}		2.2			V
输入电压逻辑“0”（输出为高电平）	V_{IL}				0.8	
故障清除输入电压逻辑“0”	$V_{FLT-CLR,IL}$				0.8	
故障清除输入电压逻辑“1”	$V_{FLT-CLR,IN}$		2.2			
关闭信号 SD 正向阈值	$V_{SD,TH+}$			1.8		
关闭信号 SD 负向阈值	$V_{SD,TH-}$			1.5		

(续)

名 称	符 号	测试条件	额定值			单位
			最小值	典型值	最大值	
过电流信号 I_{TRIP} 正向阈值	$V_{I1TRIP,TH+}$			485		mV
过电流信号 I_{TRIP} 负向阈值	$V_{I1TRIP,TH-}$			100		
高电平输出电压 ($V_{BIAS}-V_o$)	V_{OH}	$V_{IH}=0V, I_o=0A$			100	
低电平输出电压 V_o	V_{OL}	$V_{IH}=5V, I_o=0A$			100	
电源 V_{BS} 静态电流	I_{QBS}	$V_{IH}=0V$ 或 $5V$		50		μA
电源 V_{CC} 静态电流	I_{QCC}	$V_{IH}=0V$ 或 $5V$		4.0		mA
V_{BS} 和 V_{CC} 电源欠电压正向阈值	V_{BSUV-}	IR2133/IR2233		8.7		V
	V_{CCUV+}	IR2135/IR2235		10.4		
V_{BS} 和 V_{CC} 电源欠电压负向阈值	V_{BSUV-}	IR2133/IR2133		8.3		
	V_{CCUV-}	IR2135/IR2235		9.4		
V_{BS} 和 V_{CC} 电源欠电压封锁保护滞环	V_{BSUVH}	IR2133/IR2233		0.1		
	V_{CCUVH}	IR2135/IR2235		1.0		
高电平输出拉电流	I_{o+}		200	250		mA
低电平输出灌电流	I_{o-}		420	500		
导通延迟时间	t_{on}	$V_{IN}=0V$ 或 $5V$ $V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}=0\sim 600V$ 或 $1200V$		700		
关断延迟时间	t_{off}			700		
导通上升时间	t_r			75		
关断下降时间	t_f			35		
关闭信号 SD 使输出关闭延迟时间	t_{sd}	$V_{IN}, V_{ITRIP}, V_{SD}=0V$ 或 $5V$		700		ns
过电流信号 I_{TRIP} 使输出关闭延迟时间	t_{trip}	$V_{IN}, V_{ITRIP}=0V$ 或 $5V$		700		
过电流信号 I_{TRIP} 使故障输出 FAULT 动作延迟时间	t_{flt}	$V_{IN}, V_{ITRIP}=0V$ 或 $5V$		500		
输入滤波时间 (HIN 、 LIN 和 SD)	$t_{fault,in}$	$V_{IN}=0V$ 或 $5V$		310		
清除故障信号 FLT-CLR、清除故障输出 FAULT 延迟时间	$t_{fault,clr}$	$V_{IN}, V_{ITRIP}=0V$ 或 $5V$		650		
死区时间	DT	$V_{IN}=0V$ 或 $5V$		200		

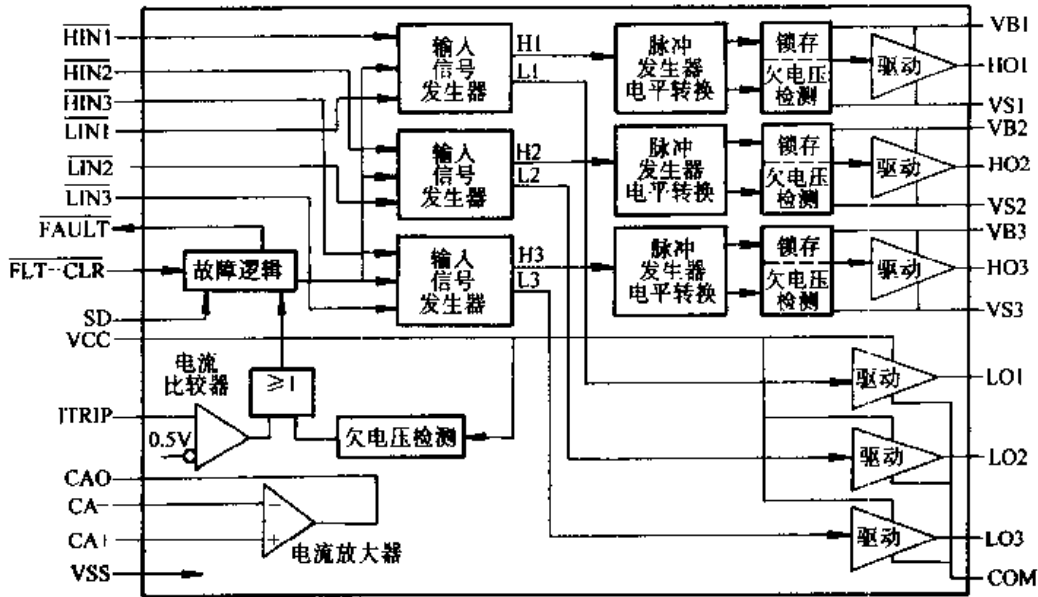


图 7-73 IR2133/IR2135/IR2233/IR2235 的内部结构及工作原理框图

表 7-21 IR2133/IR2135 系列驱动器的参数限制

符 号	参 数 定 义	最 小 值	最 大 值	单 位
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	高端悬浮工作电源电压 (IR2133/IR2135)	-0.3	625	V
	高端悬浮工作电源电压 (IR2233/IR2235)	-0.3	1225	
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	高端悬浮电源参考电压	$V_{B1}-0.3, V_{B2}-0.3, V_{B3}-0.3$	$V_{B1}+0.3, V_{B2}+0.3, V_{B3}+0.3$	
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	高端悬浮电源输出电压	$V_{B1}-0.3, V_{B2}-0.3, V_{B3}-0.3$	$V_{B1}+0.3, V_{B2}+0.3, V_{B3}+0.3$	
V_{CC}	工作电源电压	0.3	25	
V_{SS}	低端驱动参考电压	$V_{CC}-25$	$V_{CC}+0.3$	
$V_{LO1}, V_{LO2}, V_{LO3}$	低端输出电压	-0.3	$V_{CC}+0.3$	
V_{IN}	逻辑输入电压 ($\overline{HIN}$ 、 $\overline{LIN}$ 、ITRIP、SD 和 FLT-CLR)	$V_{SS}-0.3$	$V_{CC}+0.3$	
$V_{IN.AMP}$	误差放大器输入电压	$V_{SS}-0.3$	$V_{CC}+0.3$	
$V_{OUT.AMP}$	误差放大器输出电压	$V_{SS}-0.3$	$V_{CC}+0.3$	
V_{FLT}	FAULT 输出电压	$V_{SS}-0.3$	$V_{CC}+0.3$	
dV_s/dt	允许临界电源电压上升率		50	V/ns
P_D	功耗@TA≤25℃ (28 引脚 PDIP)	—	1.5	W
	功耗@TA≤25℃ (28 引脚 SOIC)	—	1.6	
	功耗@TA≤25℃ (44 引脚 PLCC)	—	2.0	
R_{thja}	结对壳的热阻 (28 引脚 PDIP)	—	83	C/W
	结对壳的热阻 (28 引脚 SOIC)	—	78	
	结对壳的热阻 (44 引脚 PLCC)	—	63	
T_{jmax}	结温		125	℃
T_{stg}	贮存温度	-55	150	
T_L	焊接温度 (焊接时间 10s)	—	300	

表 7-22 IR2133/IR2135 系列驱动器的推荐工作条件

符 号	参 数 定 义	最 小 值	最 大 值	单 位
V_{B1}, V_{B2}, V_{B3}	高端悬浮电源电压	$V_{S1} (V_{S2}, V_{S3}) +10/12$	$V_{S1} (V_{S2}, V_{S3}) +10/12$	V
V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}	高端悬浮电源参考电压 (IR2133/IR2135)		600	V
	高端悬浮电源参考电压 (IR2233/IR2235)		1200	V
$V_{HO1}, V_{HO2}, V_{HO3}$	高端悬浮输出电压	$V_{S1} (V_{S2}, V_{S3})$	$V_{B1} (V_{B2}, V_{B3})$	V
V_{CC}	工作电源电压	10 或 12	20	V
V_{SS}	低端驱动参考电压	-5	5	V
$V_{LO1}, V_{LO2}, V_{LO3}$	低端驱动输出电压	0	V_{CC}	V
V_{IN}	逻辑输入电压 ($\overline{HIN}$ 、 $\overline{LIN}$ 、ITRIP、SD 和 FLT-CLR)	V_{SS}	V_{CC}	V
$V_{IN.AMP}$	误差放大器输入电压 (CA- 和 CA+)	V_{SS}	V_{CC}	V
$V_{OUT.AMP}$	误差放大器输出电压 (CAO)	V_{SS}	V_{CC}	V
V_{FLT}	FAULT 输出电压	V_{SS}	V_{CC}	V

则必须加大自举电容容量，否则会造成欠电压保护电路工作。

2) 如果驱动电路与被驱动功率器件距离较远, 则连接线应使用双绞线。

3) 驱动电路输出串联电阻一般应为 $10 \sim 33\Omega$ ，而对于小功率器件，串联电阻应该增加到 $30 \sim 50\Omega$ 。

4) 逆变器电路带轻负载或低功率因数负载时, 直流侧会出现反向电流, 这时电流放大器输出会出现负值, 为避免发生这种现象, 电流放大器可设计成带电压偏移的差分输入形式。

5) 为了增强系统的抗干扰能力, 可使用高速光耦合器, 如 6N136、TLP2531 等元器件将控制部分 (如上述 PWM 控制电路) 与由 IR2233 构成的驱动电路隔离, 这样可使控制电路的逻辑地和驱动电路的逻辑地相互独立。

6) 如 VB1、VB2、VB3 是通过 V_{cc} 应用自举技术产生的, 则自举电路中应用的二极管必须是超快恢复高耐压的, 而所用电容应为低串联电感、高稳定容量、高频率特性的优质电容。

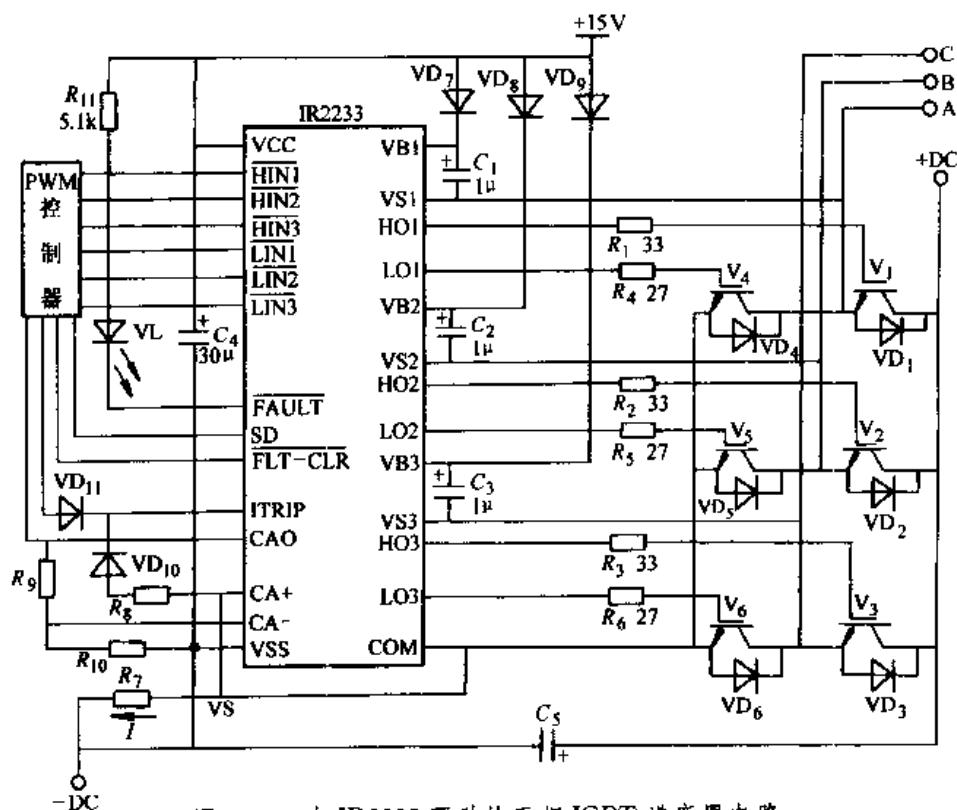
7) IR2233/IR2133 可直接驱动几十安以内的 MOSFET 或 IGBT, 对容量更大的器件可增加外部缓冲放大电路 (参见 IR2110 应用的注意事项中图 7-11)。

8) IR2133/IR2233 可通过外部电路达到对被驱

动功率器件实现负偏压的目的, 有关这部分电路与本书 IR2110 应用注意事项中图 7-13 的电路相同。

(2) 典型应用电路 图 7-74 为 IR2233 的典型应用电路, 图中的功率开关器件可以为 MOSFET 亦可以为 IGBT, 由于 1200V 以上的 MOSFET 电容容量很小, 因而图中给出的开关器件为 IGBT, 在开关器件为 MOSFET 时, 对该图不需做任何改动, 仅需把 $V_1 \sim V_4$ 换为 MOSFET 即可。

此电路可将直流电压+DC 逆变为三相交流输出电压 A、B、C。直流电压+DC 来自三相桥式整流电路, 交流最大输入线电压为 460V。逆变电路功率器件选用耐压为 1200V 的 IRGPH50KD2 型 IGBT。驱动电路使用 IR2233, 单电源+15V 供电电压经二极管隔离后又分别作为其三路高端驱动输出供电电源, 电容 C_1 、 C_2 和 C_3 分别为高端三路输出的供电电源的自举电容。PWM 控制电路为逆变器提供六路控制信号、SD 信号以及 FLT-CLR 控制信号。在图 7-74 中, R_7 为逆变器直流侧的电流检测电阻, 它可将电流 I 转换为电压信号 V_s , 并送入 IR2233 驱动芯片的过电流信号输入 ITRIP 端, 同时将电压信号 V_s 送到 IR2233 芯片内部电流运算放大器的同相输入 CA+ 端, 并将放大器的输出电压 V_{CAO} 送到 PWM 控制电路。电阻 R_9 和 R_{13} 可根据系统对过电流的要求来选取。如电流 I 过大, IR2233 将关闭其六路驱动输出。



7.15 TLP250 单 MOSFET 驱动器
器集成电路

TLP250 是日本东芝公司生产的一单元 MOSFET 驱动器,它具有输入输出隔离、工作电源电压范围宽、开关速度快等优点,并已经 UL 认证。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

TLP250 采用双列直插式 8 引脚封装,其引脚排列如图 7-75 所示,各引脚的名称、功能及用法见表 7-23。

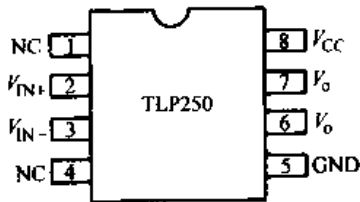


图 7-75 TLP250 的引脚排列 (引脚向下)

表 7-23 TLP250 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1, 4	NC	空脚	使用中,悬空
2	V_{IN+}	发光二极管阳极	使用中,通过一电阻接用户控制脉冲形成电路的输出正端
3	V_{IN-}	发光二极管阴极	使用中,接用户控制脉冲形成电路的输出负端
5	GND	输出参考地端	接被驱动 MOSFET 源极
6, 7	V_o	驱动输出端	通过一电阻接被驱动 MOSFET 栅极
8	V_{CC}	驱动输出级正电源端	接用户为输出级提供的正电源,为抗干扰,应接一去耦网络接地

2. 内部结构和工作原理

TLP250 的内部结构及工作原理框图如图 7-76 所示。它的内部集成了一个发光二极管、一个集成光探测器、一个脉冲整形电路和一个互补功率放大晶体管输出级,其工作原理可分析如下:当引脚 2 的输入信号 V_{IN+} 为高电平时,发光二极管发光,集成光探测器检测出光信号,并输出与输入同相位的脉冲,该脉冲使 V_1 导通,向被驱动 MOSFET 提供正驱动信号,使被驱动 MOSFET 饱和导通,一旦输入信号 V_{IN+} 为低电平时,发光二极管停止发光,同上的分析可得 V_2 导通, V_1 关断,迅速使被驱动 MOSFET 栅源极之间的电容放电,

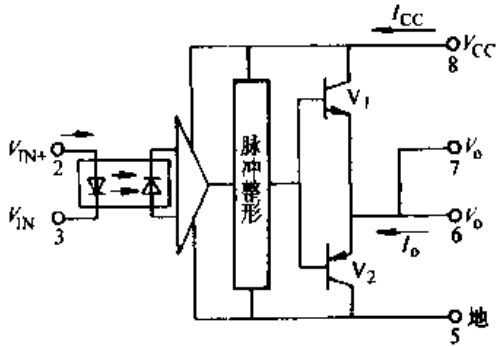


图 7-76 TLP250 的内部结构及工作原理框图

被驱动 MOSFET 快速关断。

3. 主要设计特点与参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 输入电流小。
- 2) 工作电源电压范围宽。
- 3) 输出驱动电流大。
- 4) 一次、二次隔离电压高。
- 5) 工作电源电流小。

(2) 参数限制

- 1) 输入阈值电流 $I_F=50\text{mA (max)}$
- 2) 电源电流 $I_{CC}: 11\text{mA (max)}$
- 3) 电源电压 $V_{CC}: 10\sim 35\text{V}$
- 4) 输出电流 $I_o: \pm 0.5\text{A (min)}$
- 5) 开关时间 $t_{PLH}/t_{PHL}: 0.5\mu\text{s (max)}$
- 6) 隔离电压有效值: 2500V (min)
- 7) 工作温度范围 $T_A: -20\sim +85\text{ }^\circ\text{C}$
- 8) 焊接温度 (焊接时间为 10s) $T_L: +260\text{ }^\circ\text{C}$
- 9) 工作频率 $f_o: 25\text{kHz}$
- 10) 最高结温 $T_{max}: 125\text{ }^\circ\text{C}$

4. 应用技术

TLP250 可用来驱动一个功率 MOSFET,多个 TLP250 可用于单相半桥或单相全桥中多个 MOSFET 的驱动,图 7-77 给出了 TLP250 用于斩波系统中驱动 MOSFET 的原理图。

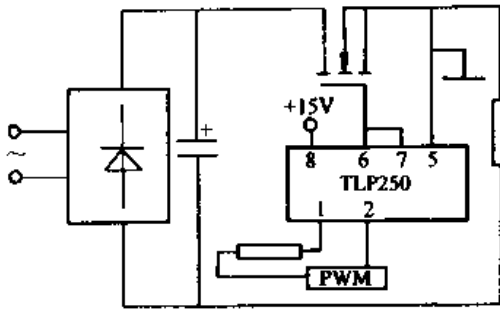


图 7-77 TLP250 在 MOSFET 斩波系统中应用的原理图

7.16 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152高速双MOSFET 驱动器集成电路

MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 是双路单片高速 MOSFET 驱动器，专门设计采用需要低电流的数字电路，而以高转换速率来驱动负载电路中的功率 MOSFET 开关。它具有低输入电流，可与 CMOS 和 LS TTL 逻辑电平兼容；对快速输出转换，输入滞后不随输入瞬态时间变化；并且具有完全适合于驱动功率 MOSFET 的两个大电流推挽输出。它也包含滞后的欠电压锁定，以防止低电源电压情况下系统发生误动作。它们均用肖特基钳位双极模拟技术制成，所以提供了高性能和复杂工业环境中的耐用性。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 均采用标准双列直插 DIP-8 及双列小型扁平平面安装 SOIC-8 两种外形，两种外形的引脚排列均如图 7-78 所示，各引脚的名称、功能和用法见表 7-24。

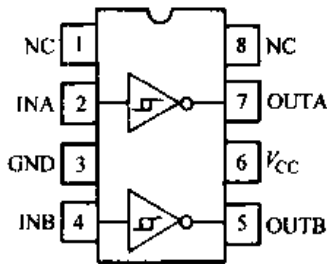


图 7-78 MC33151 系列的引脚排列（引脚向下）

2. 内部结构和工作原理

MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 的内部结构及工作原理框图均如图 7-79 所示。从图显示，它的内部集成有三个比较器、两个带有同相及反相输出的与门、两个互补功放输出级。其工作原理可按构成单元分析如下。

(1) 输入级 逻辑输入与 1.67V 为中心的输入阈值有 170mV 的滞后。输入阈值对 V_{cc} 不敏感，使器件在整个工作电压范围内可与 CMOS 和 LS TTL 逻辑类器件直接相容。输入滞后提供的快速输出转换不随输入信号瞬态时间变化，在越过输入阈值时可防止输出振荡。设计的输入信号幅度可在地到 V_{cc} 之间变化，对于主从工作，它允许一个通道的输出直接驱动第二个通道的输入，每个输入端有一个 30kΩ 的降压电阻，以便未连接的开路输入使相关的驱动输出端处于已知的高阻态。

表 7-24 MC33151 系列的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1, 8	NC	空脚	使用中悬空
2	INA	逻辑输入 A 端	接用户控制脉冲形成电路的一个输出
3	GND	参考地端	作为工作电源 V_{cc} 地及整个系统工作地端
4	INB	逻辑输入 B 端	接用户控制脉冲形成电路的一路输出
5	OUTB	对应 INB 驱动输出端	通过一电阻接对应 INB 的被驱动 MOSFET 栅极
6	V_{cc}	电源端	接用户提供的工作电源，为抗干扰，应接一去耦网络到地
7	OUTA	对应 INA 驱动输出端	通过一电阻接对应 INA 的被驱动 MOSFET 栅极

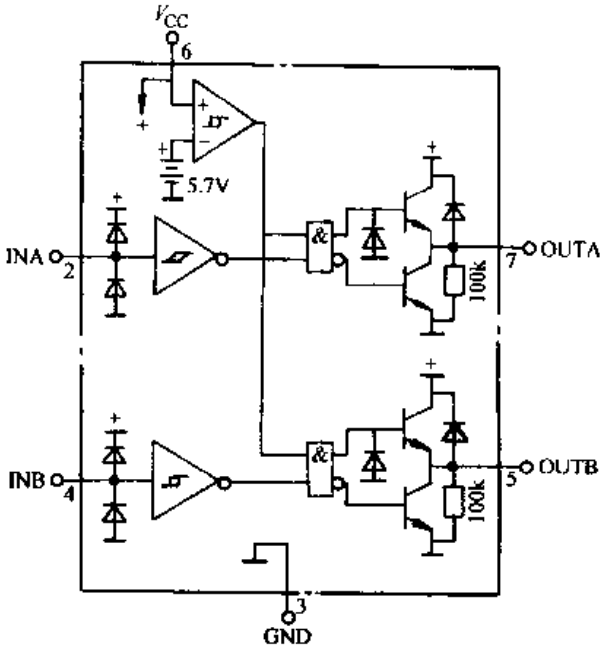


图 7-79 MC33151 系列的内部结构和工作原理框图

(2) 输出级 每个推挽电路驱动输出端输出和吸收电流能够达到 1.5A，在 1.0A 时的标准通态电阻为 2.4Ω。低通态电阻使它比相当的 CMOS 驱动器在较低

的 V_{CC} 下可获得高输出电流。每个输出端有一个 $100\text{k}\Omega$ 的降压电阻, 这是为了保证 V_{CC} 低于 1.4V 时保持 MOSFET 栅极处于低电位。因为器件中没有设计过电流或过热保护, 所以必须避免将输出短路到 V_{CC} 或地。

与负载串联的寄生电感会导致驱动器输出在开通瞬间超过 V_{CC} , 而在关断瞬间低于地。对于 CMOS 驱动器, 这种工作方式会损坏输出锁定状态。MC34151 不受输出锁定的影响。驱动输出级含有接到 V_{CC} 的一个内置二极管, 用于钳制正电压的瞬态变化。当 V_{CC} 等于 18V 时, 合理的电源旁路是必要的, 这样做, 可以防止输出扰动超过器件的最大额定值 20V 。负输出瞬态变化由内置 NPN 提升晶体管钳位。由于全部电源电压在负输出瞬态时加到 NPN 提升管上, 所以在高频时, 功耗会变得过大。图 7-80、图 7-82、和图 7-83 示出了用肖特基钳位二极管降低驱动器功耗的方法。

(3) 欠电压锁定 (UVLO) 滞后欠电压锁定防止了低电源电压时系统的误动作。当 V_{CC} 从 1.4V 升到较高的 5.8V 阈值电压时, UVLO 会强制驱动输出处于低电平。较低的 UVLO 阈值是 5.3V , 会产生约 500mV 的滞后。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 具有 1.5A 推挽电路输出的两个独立通道。
- 2) 与 CMOS/LS TTL 兼容的有滞后输入。
- 3) 对于 1000pF 负载, 输出上升和下降时间的典型值为 15ns 。

4) 有滞后的欠电压锁定。

5) 低辅助电流。

6) 有效的高频工作。

7) 用通用的转换稳压控制 IC 可改进系统性能。

8) 引脚输出与 DS0026 和 MMH0026 兼容。

(2) 主要参数限制

1) 工作电源电压 V_{CC} : 20V

2) 逻辑输入电压 V_{IN} : $-0.3\text{V} \sim V_{CC}$

3) 驱动输出电流最大值 I_{OMAX} : 1.5A

4) 最大功耗 P_D : SOIC-8 封装为 0.56W ; DIP-8 封装为 1W

5) 最高工作结温 T_{JMAX} : 150°C

6) 贮存温度范围 T_{STG} : $-65 \sim +150^\circ\text{C}$

7) 工作环境温度范围 T_A : MC33151/MC33152 为 $-40 \sim +85^\circ\text{C}$; MC34151/MC34152 为 $0 \sim +70^\circ\text{C}$

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) 印制板的布局考虑, 高频印制电路布局技术对防止过大的输出瞬时扰动和尖峰是必不可少的。不要把驱动器电路布置在线绕的或插入式的试验板上。当驱动大容量负载时, 印制电路板必须包含一个低感抗的地线, 以减小地的大脉冲电流引起的电压脉冲尖峰。所有大电流回路要尽可能短, 要用粗铜线来提供低阻抗的高频通道。为达到最佳驱动性能, 建议最初的线路设计要包含两个电源旁路电容, 这些电容在布局许可的情况要用最短的导线与 V_{CC} 脚和地相接。推荐的电容是一个低感抗 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容和并联的一个 $4.7\mu\text{F}$ 钽电容, 额外的旁路电容需要与否, 要根据驱动输出负载和电路布局的情况来决定。

2) 在应用 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 驱动器驱动 MOSFET 时, 可通过在 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 与被驱动 MOSFET 栅极之间串联电阻 R_G 抑制高频寄生振荡, 此振荡是由 MOSFET 输入电容和任何在栅源电路中的串联分布阻抗相互作用引起的。 R_G 会降低 MOSFET 的开关速度。使用中, 可通过在 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 的输出引脚与被驱动 MOSFET 源极之间并联肖特基二极管 VD_1 , 既防止了输出引脚在负压时受干扰, 使被驱动 MOSFET 导通, 同时可降低因过大扰动而引起的驱动器功耗。该应用原理如图 7-80 所示。

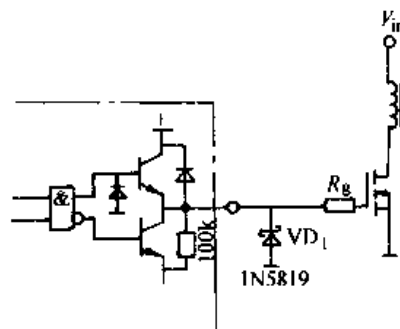


图 7-80 消除寄生振荡的方法

3) 在用 MC34151 / MC33151 / MC34152/MC33152 驱动器驱动 MOSFET 使用于对噪声灵敏的领域, 可通过控制 MOSFET 的开通和关断时间来大幅度降低传导和辐射引起的噪声。

4) 在使用 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 在高频工作领域时, 被驱动 MOSFET 的负载为感性时, 建议采用输出肖特基二极管, 该二极管通过阻止输出引脚在高于 V_{CC} 或提供负电压来降低 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 驱动器的功

耗。

(2) 应用举例 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 MOSFET 驱动器的典型应用包括开关电源、DC/DC 变换器、电容充电倍压器/逆变器、电机控制器等场合。下面举几例说明其应用。

1) 用于普通的开关稳压器来改进系统性能: MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 MOSFET 驱动器良好的性能大大改进了普通开关稳压器和 CMOS/TTL 逻辑器件的驱动能力, 图 7-81 给出了 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 驱动器用于开关电源中的原理图, 图中变压器二次绕组及高频整流部分省略没有画出。

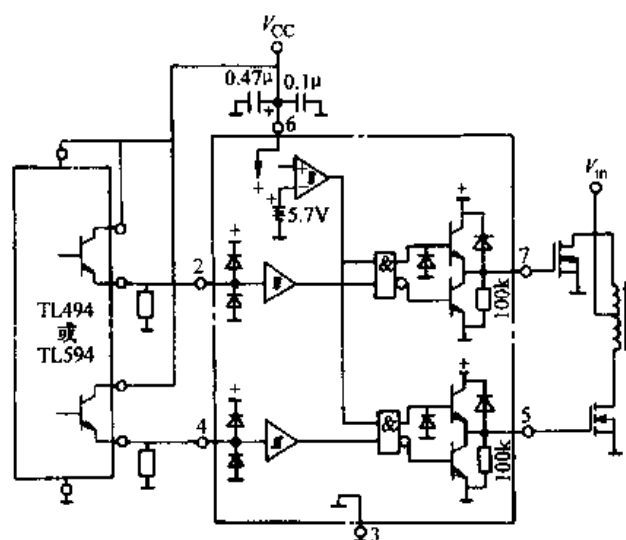


图 7-81 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 在开关电源系统中应用的电路

2) 用来直接驱动变压器: 图 7-82 给出了这种应用的原理图, 图中的肖特基二极管用来降低感性负载时驱动器的功耗, 图中省画了变压器二次电路。

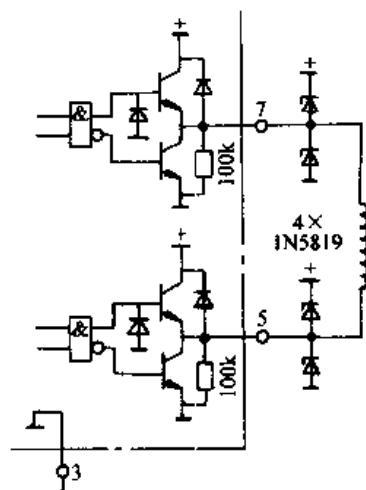


图 7-82 MC33151 系列在直接驱动变压器中应用的电路

3) 输出经隔离后驱动 MOSFET: 这种应用的原理电路如图 7-83 所示, 这种应用在多 MOSFET 系统 (如三相 MOSFET 逆变器) 中具有广阔的应用前景。

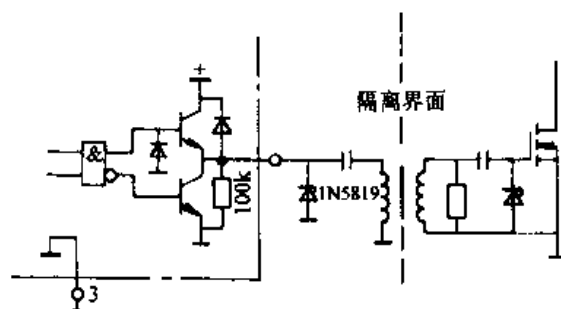


图 7-83 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 在输出经隔离后驱动 MOSFET 中应用的电路

4) 通过对输出的调整来驱动 MOSFET 或 GTR: 图 7-84a 与 b 分别示出了通过在 MC34151/MC33151

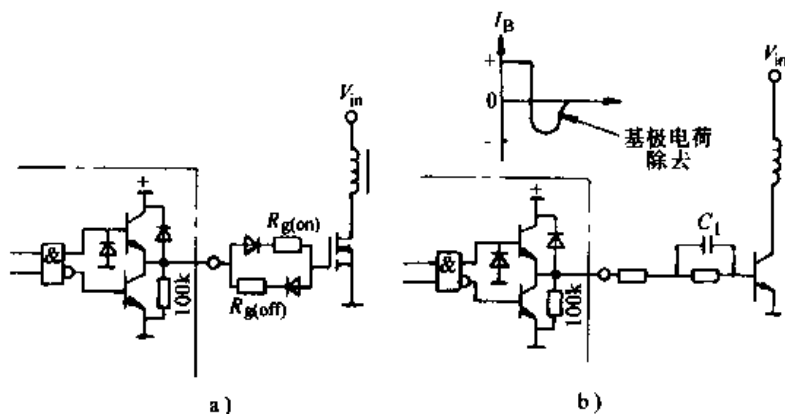


图 7-84 通过对 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 驱动器输出的调整实现可控驱动
a) 驱动 MOSFET b) 驱动 GTR

/MC34152/MC33152 与 MOSFET (或 GTR) 的栅极 (或基极) 之间串联可调整的网络以改进 MOSFET 或 GTR 的开关性能的原理图。图中 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152 推挽输出级的栅极电压 (或基极电流) 加速了 MOSFET (或 GTR) 的关断, C_i 起加速作用。

5) 用于双电荷增压转换器系统: 图 7-85 给出了这种应用的电路原理图。图中, 电容的等效串联电阻将驱动输出电流限制到 1.5A, 若采用钽电容或其他低串联电感的电容时, 应增加一个串联电阻。表 7-25 给出了该转换器的输出电压和电流关系。

表 7-25 双电荷增压转换器的输出电压和电流关系

输出负载稳压		
I_o/mA	$+V_o/\text{V}$	$-V_o/\text{V}$
0	27.7	-13.3
1.0	27.4	-12.9
10	26.4	-11.9
20	25.5	-11.2
30	24.6	-10.5
50	22.6	-9.4

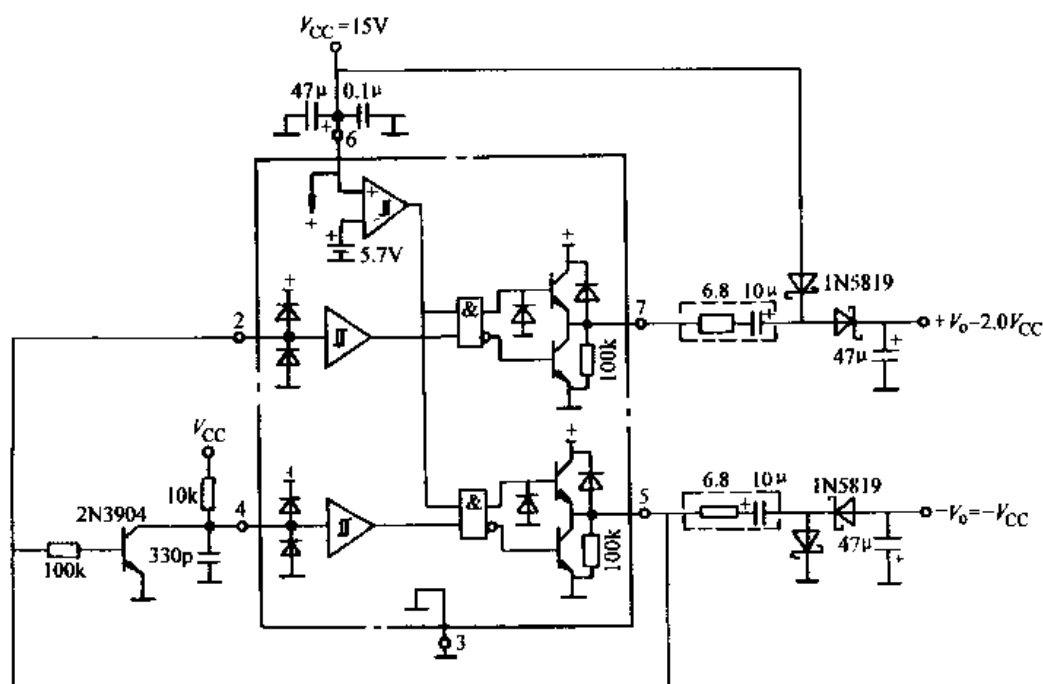


图 7-85 MC34151/MC33151/MC34152/MC33152

在双电荷增压转换器系统中应用的电路

7.17 MDC1100A 具有集成门电路钳位的 MOSFET 关断器件

MDC1100 系列是硅关断器件, 设计用于降低一个 MOSFET 的关断时间, 同时也将 MOS 栅极电压钳制在安全量级。此器件通过把分立元器件集成为一个器件, 省去了外部使用的多个分立元器件, MDC1100 系列可降低系统的成本和线路板空间, 同时也优化了 MOSFET 的开关特性。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

MDC1100A 采用 TO-226AE 或 TO-92 型封装, 对外引出三个引脚, 其引脚排列和电气符号如图 7-86 所示, 各引脚的名称、功能和用法如下:

引脚 1 (IN): 输入端, 使用中, 接用户脉冲形成

电路的输出。

引脚 2 (RETUN): 返回端, 使用中, 接被驱动 MOSFET 源极。

引脚 3 OUT 输出端, 使用中, 接被驱动 MOSFET 栅极。

2. 内部结构和工作原理

MDC1100A 的内部结构和工作原理简图如图 7-87 所示。其工作原理可分析如下:

MDC1100 系列提供了关断一个功率 MOSFET 的既经济又节省空间的方法, 同时也改进了电路, 它减少了主动式 MOSFET 栅极关断网络的元器件数量。在去掉输入信号时, 它可迅速放掉栅源电容和栅漏电容上的电荷, 在控制线过电压时, 它能够保护栅源极。

为关断 MOSFET, 必须放掉 MOSFET 输入级输

入电容上的电荷,使栅源电压低于 $V_{GS(th)}$, 开通 MOSFET 是相当简单的,但是关断它往往需要一些主动式关断网络来加速关断过程。通常,这是由包含几个主动式和被动式元器件的网络来完成的。关断网络的作用是为 MOSFET 输入电容提供低阻抗放电通道,这样也就加速了关断过程。

代替通常用于关断作用的单个 PNP 晶体管,增加一个 NPN 管,与 PNP 连接形成一个 SCR 结构。这种

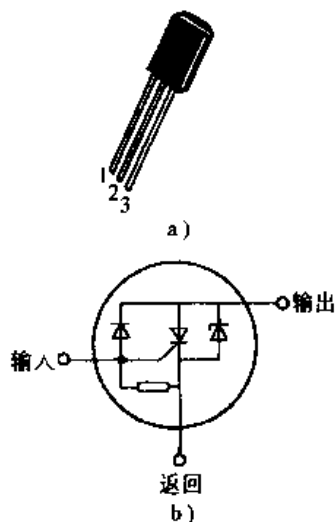


图 7-86 MDC1100A 的引脚排列及图形符号
a) 引脚排列 b) 图形符号

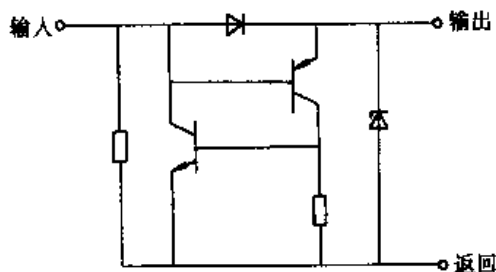


图 7-87 MDC1100A 的内部结构和工作原理图

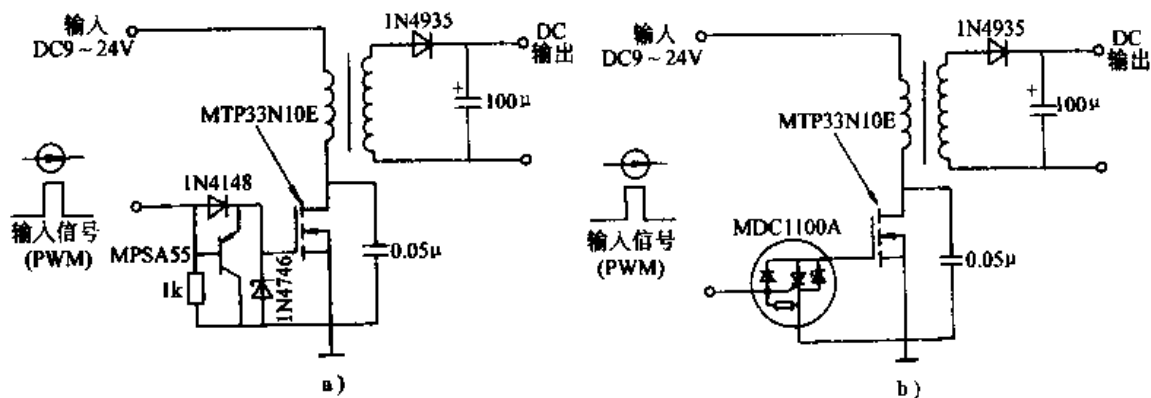


图 7-88 应用 MDC1100A 与使用分立元器件构成主动式 MOSFET 栅极关断电路的比较
a) 用分立元器件 b) 用 MDC1100A

结构提供了一个 SCR 的再生式关断作用,也加速了 MOSFET 栅极的放电过程。它也包含了一个 10.4V 的集成齐纳二极管,为 MOSFET 栅极提供了过电压保护。

从输出端看, MDC1100 像一个齐纳二极管,这样,通过器件的电流必须保持在功耗限制范围内。因此,此器件基本由一个开关式电流源或一个有限流电阻的电压源来驱动。使用 MDC1100 系列来关断 MOSFET,电力 MOSFET 基本上可在几十纳秒内关断。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 输出电压被钳制到 12.5V, 以保护 MOSFET 栅极。
- 2) 非常快的关断时间, 典型标准值为 15ns。
- 3) MOSFET 开通时间由驱动电路决定。
- 4) 简化了使用中的电路设计。
- 5) 减少了常规方法的电路板空间。
- 6) 封装形式: TO-92 插装式 (1W) 和 SOT-223 表面安装式。

(2) 参数限制

- 1) 输入连续电流 I_{IN} : 100mA
- 2) 热阻 (结对环境) R_{QJA} : 125 °C/mW
- 3) 输入峰值电流 $I_{IN(max)}$: 1000mA (脉宽为 20μs, 占空比 ≤ 2%)
- 4) 总功耗 P_D ($T_A = 25^\circ\text{C}$): 1W
- 5) 工作和贮存温度范围 T_A, T_{stg} : $-65 \sim +150^\circ\text{C}$
- 6) 焊接温度 (焊接时间为 10s) T_L : 260 °C
- 7) 输入电压范围 V_{IN} : DC 9.5~12V
- 8) 输出钳位电压 V_{out} : 9.0~12.5V
- 9) 关断时间 t_{off} : 15ns
- 10) 输入电容 C_{IN} : 8.0pF
- 11) 开断电流 I_{SUS} : 50~110μA

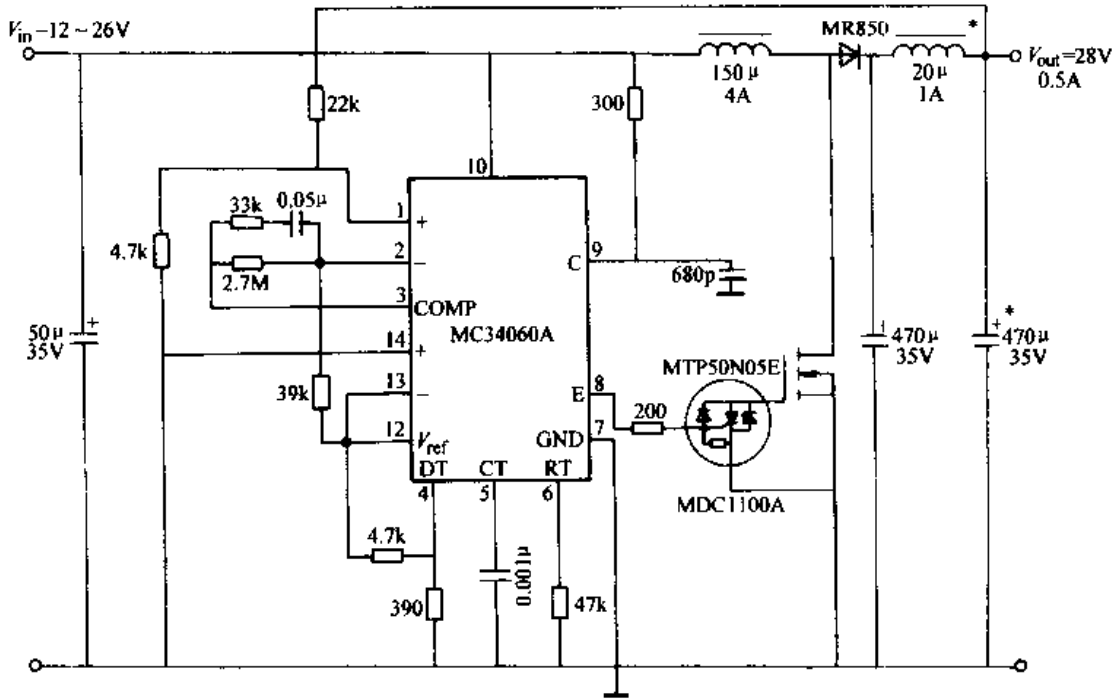


图 7-89 MDC1100A 在 DC-DC 变换器系统中应用的电路
* 可选用使输出脉动最小

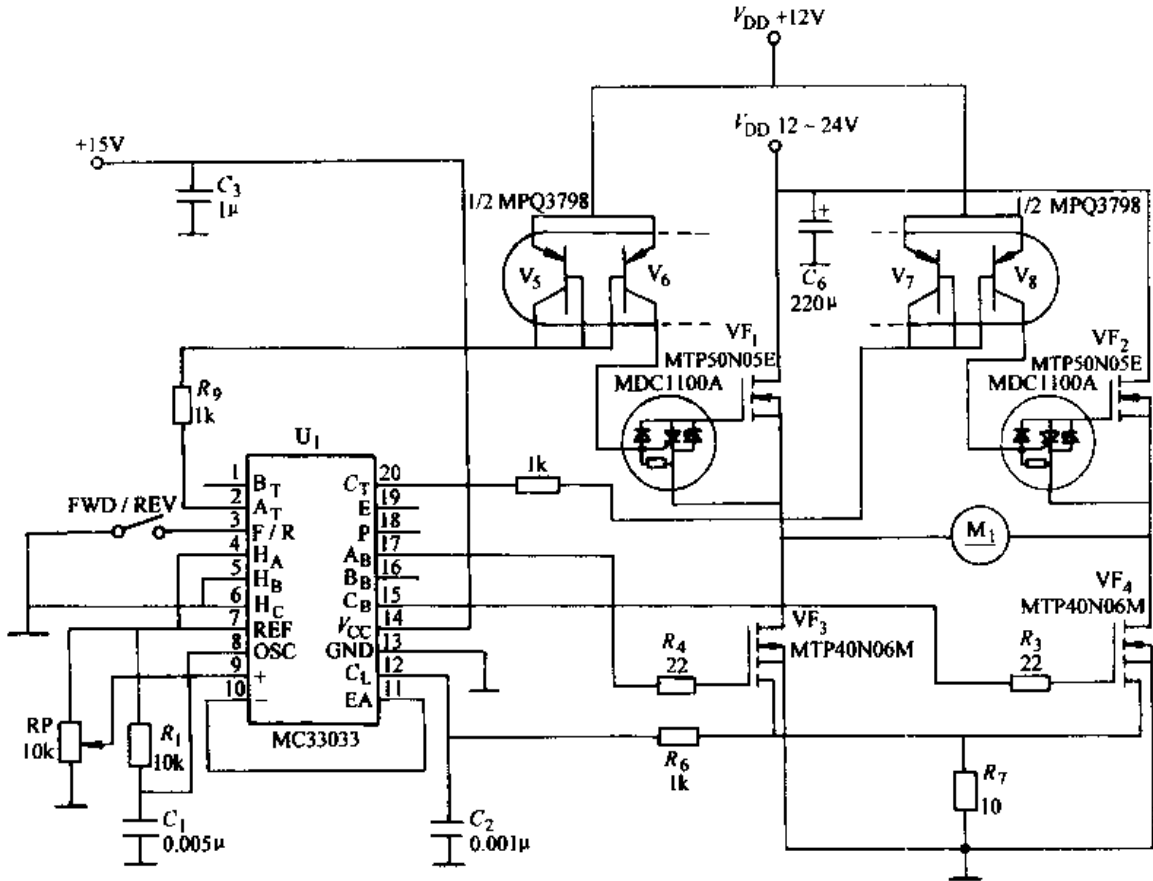


图 7-90 MDC1100A 在高端 MOSFET 开关控制直流电动机系统中应用的电路

4. 应用技术

(1) 应用注意事项

1) 参数表中输入钳位电压是指输出引脚开路时，输入引脚到返回引脚间的电压。

2) 参数表中的输出钳位电压是指输入与输出引脚短接时与返回引脚间的电压。

3) MDC1100A 应安装在尽可能靠近 MOSFET 的位置，以抑制噪声的影响，返回引脚与 MOSFET 源

极之间的距离要尽可能的短,另外,MDC1100 返回引脚和 MOSFET 源极的合理连接将增强抗噪声能力。

4) 输入电流 I_{IN} 低于参数表中的 I_{SUS} 将不能保证可靠驱动 MOSFET。

(2) 应用举例

1) 应用 MDC1100A 构成主动式 MOSFET 关断电路(见图 7-88b),可取代常规 MOSFET 关断电路(见图 7-88a)中的分立器件,从而实现 MOSFET 的最

优驱动,并简化外围元器件,使电路简化。

2) 用于 DC-DC 交换电源中:图 7-89 给出了 MDC1100A 用于功率因数校正的升压 DC-DC 变换器中的原理图,图中 MC34060A 为带有功率因数校正功能的 PWM 控制器。

3) 用于直流电机控制系统中:图 7-90 给出了 MDC1100A 在高端 MOSFET 开关控制直流电动机系统中应用的电路。

第8章 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 栅极驱动控制专用集成电路

8.1 概述

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 是当代电力电子设备中应用广泛的全控型电力半导体器件之一。它的单管容量已超过功率 GTR, 而价格也愈来愈便宜。因它具有高的开关频率、小的驱动功率, 是当今电力电子设备中使用的热门产品, 并已在 UPS、交流变频调速、开关电源、AC/DC/AC 变换电源、DC/DC 变换电源等电力电子类成套装置中获得了愈来愈广泛的应用, 并不

断在挤占 GTR 和晶闸管的使用领域。由于 IGBT 应用的关键问题同样是其栅极驱动电路的合理设计及其快速有效的保护, 为了解决栅极驱动的问题, 世界上至今已出现了众多的集成栅极驱动器。本节先以表 8-1 列出国内至今可以买到或已获较多应用的 IGBT 驱动器的型号、主要设计特点、性能、极限参数及制造厂或供货商。后续章节再分别详细讨论其引脚排列、内部结构、工作原理并介绍其使用方法及应用举例。

表 8-1 常用 IGBT 栅极驱动电路一览表

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
M57962L ^①	专为 N 沟道功率 IGBT 驱动而设计的单列直插式 14 引脚厚膜集成电路, 输入与输出经光耦合器隔离, 可用来驱动 400A、600V 以下的 IGBT 或 400A、1200V 以内的 IGBT 一单元, 内部集成有短路保护逻辑, 输入与 TTL 及 CMOS 电平均兼容	输入与输出隔离电压: 2500V 工作电源电压: 18~15V 工作频率: 20kHz	日本三菱电机公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)
EXB850 ^②	专为驱动 150A、600V 及 75A、1200V 以下的 IGBT 设计的单列直插式 15 引脚厚膜集成电路, 驱动电路的信号延迟 $<4\mu\text{s}$ 。适用于在高达 10kHz 的开关操作系统中工作, 内部集成有过电流保护及封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 32mA 最高工作频率: 15kHz	日本富士电机公司 (陕西高科电力电子有限责任公司)
EXB851 ^③	专为驱动 400A、600V 及 300A、1200V 以下的 IGBT 设计的单列直插式 15 引脚厚膜集成电路, 驱动电路的信号延迟 $<4\mu\text{s}$ 。适用于在高达 10kHz 的开关操作系统工作, 内部集成有过电流保护及故障低速切断封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 54mA 最高工作频率: 15kHz	
EXB840 ^④	专为驱动 150A、600V 和 75A、1200V 的 IGBT 而设计的单列直插式 15 引脚厚膜集成电路, 驱动电路的信号延迟 $<1\mu\text{s}$ 。适用于在高达 40kHz 的开关电路中工作, 内部集成有故障及低速切断封锁逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 25mA 最高工作频率: 40kHz	
EXB841 ^⑤	专为驱动 400A、600V 和 300A、1200V 以下的 IGBT 而设计的单列直插式 15 引脚厚膜集成电路, 驱动电路的信号延迟 $\leq 1\mu\text{s}$ 。适用于在高达 40kHz 的开关电路中工作, 内部集成有过电流保护及故障低速切断逻辑	工作电源电压: 20V 最大负载能力: 47mA 最高工作频率: 40kHz	

(续)

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
HL401A ¹	国家“八五”攻关成果,属1995年国家级新产品。采用标准单列直插式9引脚封装。内置微分变压器,以实现信号隔离,具有响应速度快、隔离电压高的特点	供电电压: V_{CC} 为 15~18V, V_{EE} 为 -6~-12V 输出脉冲 幅值: 高电平为 $V_{CC}-1V$, 低 电平为 $V_{EE}-1V$ 驱动 IGBT 最大容量: 300A/ 600V 或 150A/1200V	陕西高科电力电子有 限责任公司
HL402A ^① HL402B ^②	采用标准的单列直插式17引脚厚膜集成电路工艺封装,可直接驱动150A、1200V以下的IGBT。具有降栅压及软关断双重保护功能,它的降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定,能适应不同饱和压降的IGBT驱动,且内置有静电屏蔽层的高速光耦合器实现信号隔离,抗干扰能力强,响应速度快、隔离电压高	工作电源电压 V_{CC} : 15~18V V_{EE} : -10~-12V 输入驱动信号: $\geq 10mA \sim \leq 20mA$ 降栅压及软关断阈值电压: (8 ± 0.5) V 和 ($8.5 \pm$ 0.8) V 降栅压报警信号延迟时间及软 关断信号延迟时间: $\leq 1\mu s$	
HL403A ^③ HL403B ^④	是在HL402的基础上对外附加功放晶体管改型而成,输出峰值电流可达6A,可直接驱动200~600A/1200V的IGBT,其余参数同HL402	工作电源电压 V_{CC} : 15~18V V_{EE} : -10~-12V 输出峰值电流(频率40kHz,脉 宽2 μs 时): 6A	
HR065 ^⑤	单列直插式10引脚封装,内有高速、高电压光耦合器实现隔离,除提供驱动电流外,还具有过电流保护功能,可直接驱动100A、1200V以下的功率IGBT模块	电源电压: +23V 最高工作频率 f_{DMA} : 20kHz 绝缘电压 $V_{iso(RMS)}$: 2500V	日本英达公司 (陕西高科电力电子 有限责任公司)
UC3727 ^⑥ UC2727 ^⑦ UC1727 ^⑧	高边IGBT驱动器,双列直插式18引脚封装,采用内部自生及自举电源。驱动IGBT采用了软开关技术,设置了欠电压、欠饱和保护。可用于驱动IGBT逆变器中桥臂功率管或斩波器中的功率IGBT	电源电压: +15V 与 -5.5V 最大脉冲工作电流: 4A 参考电压: 4.4V 欠电压保护阈值电压: 6.5V	美国UNITRODE公 司 (陕西高科电力电子 有限责任公司)
GH-038 ¹	单列直插式8引脚封装的IGBT驱动器,内有高速、高电压光耦合器实现隔离,单一工作电源,可直接驱动300A、600V以下的功率IGBT模块	工作电源电压: 26V dv/dt 耐量: $\geq 15000 \sim 30000V/\mu s$ 绝缘电压 $V_{iso(RMS)}$: 2500V 外形尺寸(宽×长): 38.5mm×28mm	日本三社电机公司 (陕西高科电力电子 有限责任公司)
GH-039 ^①	单列直插式12引脚封装高速、大容量IGBT驱动器,单一工作电源,内部集成有高速光耦合器实现输入、输出隔离,片内有过电流保护电路,过电流保护输出端可供用户使用。可直接驱动300A、600V以下的IGBT	工作电源电压: 23~28V dv/dt : $\geq 5000V/\mu s$ 输入、输出隔离电压 $V_{iso(RMS)}$: 3750V	

(续)

型 号	主要特点及性能	极限参数	生产企业 (供货商)
M57957L ^①	专为驱动作为栅极放大器应用中的N沟道IGBT模块而设计的单列直插式8引脚厚膜集成电路,采用双电源驱动技术,输入与TTL电平兼容,内置高速光耦合器实现隔离。可直接驱动200A、600V及100A、1200V以下的IGBT	电源电压 V_{DD} : +18V V_{EE} : -12V 最大输入电压: +7V 输入、输出隔离电压: $V_{iso(RMS)}$: 2500V	日本三菱电机公司 (陕西高科电力电子 有限责任公司)
M57957A	是M57957L的改进型,内置工作电源欠电压保护单元,其余性能同M57957L	保护门槛电压: 输出允许电压为最小5.2~最大17.5V 停止输出电压为最小9V,最大10.9V	
M57958L ^①	单列直插式8引脚封装IGBT厚膜集成电路,工作频率为30kHz,可驱动400A、600V以下或200A、1200V以下的功率IGBT模块	高电平输出电流: 0.8A 工作温度: -20~+70℃ 其余同M57957L	
M57959L ^①	单列直插式14引脚封装IGBT厚膜驱动器,内置短路保护,定时复位及门极封锁单元,直接驱动200A、600V或100A、1200V以下的IGBT模块	输入电压 V_{max} : 50V 短路保护检测电压: 最小值15V 保护后的复位时间: 2ms 输入、输出隔离电压 $V_{iso(RMS)}$: 2500V	
M57959AL ^①	是M57959L的改进型,在M57959L的基础上增加了检测点和专门检测结果的锁存单元	短路检测电压: 最小值15V 工作频率 f_{max} : 20kHz	
M57962AL ^①	是M57962L的改进型,可直接驱动600A、600V及400A、1200V以下的IGBT模块	短路检测电压: $\geq 15V$ 故障输出电流: 20mA 输入、输出隔离电压 $V_{iso(RMS)}$: 2500V	
M57963L ^①	是一种专为驱动N沟道IGBT而开发的14引脚单列直插式IGBT驱动器,内部集成有输出端口的短路保护电路	输出电流(脉宽2 μs , $f < 5kHz$): $\pm 2A$ 最大输入检测电压: 50V 故障输出电流: 10mA 工作温度: +20~+70℃	德国西门康公司 青岛赛米控公司
SKHI21 ^① SKHI22 ^①	是混合双路IGBT、MOSFET驱动器、可直接驱动IGBT半桥模块,工作频率为14kHz,输入与CMOS兼容,内部有 V_{CE} 监控和自动关断电路,可提供有效的短路保护	电源电压 V_s : 15V 电源电流 I_S : $\geq 160mA$ 输入电压 V_{IN} : +12.9V 初、次级隔离电压 V_{iso} : $\geq 2500V$	

① 指本章中有详细介绍。

8.2 HL401A IGBT 厚膜驱动器 集成电路

HL401A IGBT 厚膜驱动器是国家“八五”攻关新成果,1995 年国家级新产品。它内置微分变压器以实现信号隔离,具有响应速度快、隔离电压高的特点,可直接用来驱动 300A/600V 或 150A/1200V 以下的 IGBT 模块。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HL401A 采用标准单列直插式 9 引脚封装,它的外形和封装形式如图 8-1 所示。各引脚的名称、功能和用法见表 8-2。

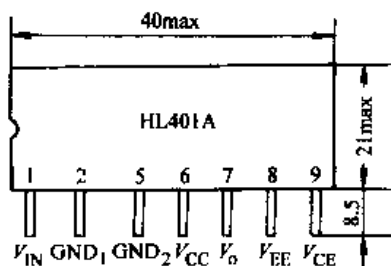


图 8-1 HL401A 的引脚排列

2. 内部结构和工作原理

HL401A 的内部结构和原理框图如图 8-2 所示。由图可知,它的内部集成有一个微分变压器、一个脉冲整形网络、两个互补功率放大晶体管及电阻和电容。它的工作原理可简述为:来自用户脉冲形成环节的驱动脉冲信号经 R_1C 网络加速,再由微分变压器隔离后经脉冲整形环节输出。当该脉冲为高电平时,PNP 晶体管导通,直接向被驱动 IGBT 提供正向栅极驱动电压信号,使被驱动的 IGBT 饱和导通;当该脉冲为低电平时,PNP 晶体管截止,PNP 晶体管导通,给被驱动的 IGBT 施加一负栅-射极电压,使被驱动的 IGBT 快速关断。

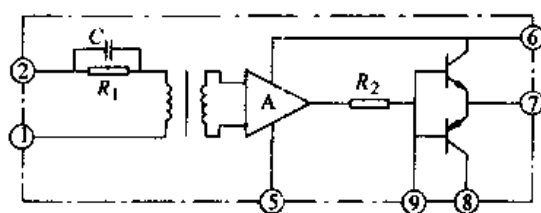


图 8-2 HL401A 的内部结构和工作原理图

表 8-2 HL401A 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符号	名称	功能或用法
1	V_{IN}	驱动脉冲输入端	与用户的驱动脉冲形成电路输出相连
2	GND_1	驱动脉冲输入地端	直接接用户驱动脉冲形成电路地端
5	GND_2	驱动输出级地端	接驱动输出级正、负电源地并与被驱动的 IGBT 发射极相连
6	V_{CC}	驱动输出级正电源端	直接接 +15V 电源,与 GND_2 同地电位
7	V_O	驱动脉冲输出端	通过一电阻接被驱动的 IGBT 栅极
8	V_{EE}	驱动输出级负电源端	直接接 -18V,该负电源与 +15V 电源共地,但与 GND_1 电位隔离
9	V_{CE}	贝克钳位端	在驱动 IGBT 时悬空,驱动 GTR 时通过一个快恢复二极管接至 GTR 集电极

3. 主要设计特点和特性参数

1V

(1) 设计特点

- 1) 单列直插式封装。
- 2) 采用陶瓷基片,散热性好。
- 3) 输入与输出间隔离电压高。
- 4) 工作频率高。
- 5) 输出驱动峰值电流大。

(2) 特性参数

1) 供电电压: V_{CC} 为 +15~+18V, V_{EE} 为 -6~-12V

2) 输入驱动信号: $V_{IN} \geq 10V$; 输入电流幅值: $\leq 20mA$

3) 输出脉冲幅值: 高电平 $V_{CC}-1V$, 低电平 $V_{EE}-$

4) 输出峰值电流: 频率 40kHz、脉冲宽度 $2\mu s$ 时 $\geq \pm 2.5A$

5) 输出正、负脉冲电流的峰值电流: 在频率 40kHz、脉冲宽度 $2\mu s$ 时 $\geq 2.5A$, 适用于 300A、600V 及 150A、1200V 以下的 IGBT 驱动

6) 响应时间: 开通延迟时间与上升时间之和 $< 0.5\mu s$, 关断延迟时间与下降时间之和 $< 1\mu s$

7) 输入、输出间的响应延迟时间 $t_d: \leq 1\mu s$

8) 输出响应时间: 低电平至高电平延迟时间 $\leq 0.3\mu s$; 低电平至高电平上升时间 $\leq 0.2\mu s$; 高电平至低电平延迟时间 $\leq 0.6\mu s$; 高电平至低电平下降时间 $\leq 0.4\mu s$

9) 输入、输出间绝缘电压 $V_{iso(RMS)} \geq 2500V, 1min$

4. 应用技术

(1) 直接驱动 IGBT HL401A 的上述特点使其可方便地用来驱动一单元的 IGBT 模块, 由于它内部不含对被驱动 IGBT 的保护功能, 所以此时用户应外加保护电路与 HL401A 配套使用。图 8-3 给出了这种应用的典型接线图, 图中 V_1 、 V_2 可选 15V、1W 的稳压管, 也可选一只 10k Ω 、1/4W 的电阻代替。电阻 R

的大小与 IGBT 关断过程中的过冲尖峰电压有很大的关系, 电阻 R 小, 则被驱动的 IGBT 通断快速, 但因电路中电感性负载的存在, 使 IGBT 关断过程中的过冲电压升高; 如 R 选得过大, 则 IGBT 导通和关断速度较慢, IGBT 开关功耗增大, 所以 R 的阻值要选得合适。通常 R 值可按式计算:

$$R = (V_{IC} - V_{EE}) / I_B$$

一般取 $R \geq 5\Omega$ 。

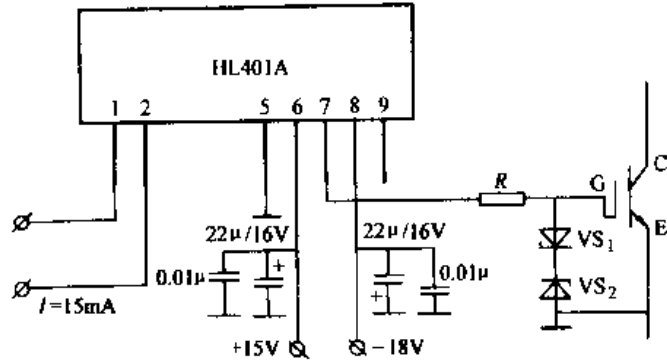


图 8-3 应用 HL401A 驱动 IGBT 时的典型接线图

(2) 驱动 GTR 模块 HL401A 的内部结构和巧妙的设计, 决定了它还可以用来驱动 GTR 模块, 并可保证被驱动的 GTR 模块不过驱动, 提高了 GTR 的开关速度。此种应用时的典型接线如图 8-4 所示。

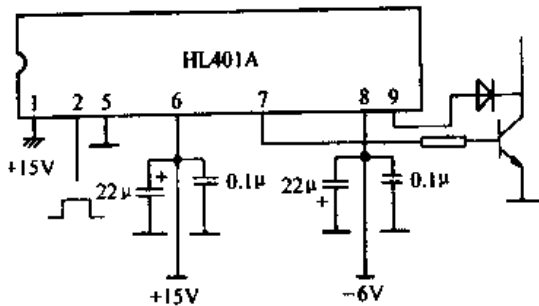


图 8-4 应用 HL401A 驱动 GTR 时的接线图

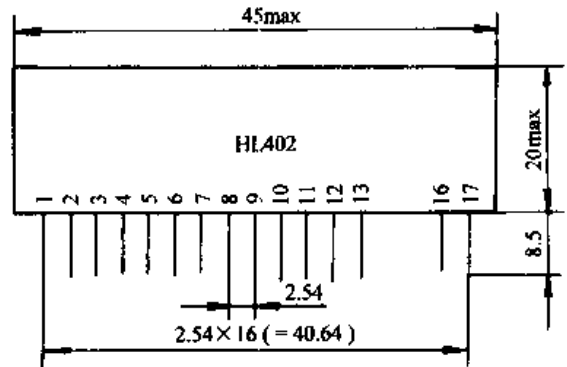


图 8-5 HL402 的引脚排列

共引出 15 个引脚。

各引脚的名称、功能及用法如下。

引脚 1: 驱动输出脉冲负极连接端。使用时, 接被驱动的 IGBT 的发射极。

引脚 2: 被驱动的 IGBT 脉冲功率放大输出级正电源连接端。应用中, 接驱动输出级电源, 要求提供的电压为 +25~+28V。

引脚 3: 驱动输出脉冲正极连接端。使用中, 经电阻 R_G 后直接接被驱动的 IGBT 的栅极, 电阻 R_G 的取值随被驱动的 IGBT 容量的不同而不同。当被驱动的 IGBT 为 50A、1200V 时, R_G 的典型值为 0~20 Ω 、1W。

引脚 4、10: 被驱动的 IGBT 脉冲功率放大输出级正电源参考地端。接用户为输出级提供的正电源(一般为 +24~+25V) 地端。

引脚 5: 软关断斜率电容器 C_S 的接线端及驱动信号的封锁信号引入端。使用中, 可通过光耦合器二次侧

8.3 HL402A(B)具有自保护功能的 IGBT 厚膜驱动器集成电路

HL402 驱动器是国家“八五”攻关新成果, 1995 年国家级新产品。它具有先降栅压、后软关断的双重短路保护功能, 其降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定, 因而能适应不同饱和和压降的 IGBT 的驱动和保护。它的研制成功填补了国内空白, 达到了国际 90 年代的先进水平。

1. 引脚的排列、名称、功能及用法

HL402 的外形尺寸及引脚排列如图 8-5 所示。它采用标准单列直插式 17 引脚厚膜集成电路封装, 对外

并联于 C_5 两端(集电极接引脚 5, 发射极接引脚 10, 发光二极管接用户集中封锁信号输入)来直接封锁被驱动 IGBT 的脉冲输出。引脚 5 与引脚 10 之间所接电容器的电容容量大小决定着被驱动 IGBT 软关断斜率的快慢, C_5 的推荐值为 $1000 \sim 3000\text{pF}$ 。

引脚 6: 软关断报警信号输出端, 最大负载能力为 20mA 。它可作为被驱动的输入信号封锁端, 可通过光耦合器(引脚 6 接光耦合器中发光二极管的阴极)来封锁控制脉冲形成部分的脉冲输出, 亦可通过光耦合器来带动继电器分断被驱动的 IGBT 所在的主电路。

引脚 7: 空端。使用中, 悬空。

引脚 8: 降栅压报警信号输出端。最大输出电流为 5mA 。该端可通过光耦合器(引脚 8 接光耦合器阴极)来封锁控制脉冲形成部分的脉冲输出, 亦可通过光耦合器来带动继电器分断被驱动的 IGBT 所在的主电路。

引脚 9: 降栅压信号输入端。使用中, 需经快恢复二极管接至被驱动的 IGBT 的集电极, 当需要降低动作门槛电压值时, 可再反串入稳压管(稳压管的阴极接引脚 9)。需要注意的是, 该快恢复二极管必须是高压、超高速快恢复型, 其恢复时间应不超过 50ns , 经反串稳压管后, 由原来的动作门槛电压 (8.5V) 减去稳压管的稳压值即为新的门槛电压。降栅压功能可通过将引脚 13 与引脚 10 短相接而删除。

引脚 11: 降栅压延迟时间电容器 C_6 的连接端。使用中, 该端与引脚 10 之间接一个降栅压延迟时间设置电容器。该两端所接电容器电容容量的大小决定着降栅压延迟时间的长短, 该电容推荐值为 $0 \sim 200\text{pF}$, 当该电容值的电容容量大时, 短路电流峰值较大, 所以此电容一般可不接。

引脚 12: 降栅压时间定时电容器 C_7 的连接端。使用中, 该端与引脚 10 之间接一降栅压时间定时电容器。当该电容器较大时, 降栅压时间较长后被驱动的 IGBT 才关断, 这意味着造成被驱动的 IGBT 损坏的危险性在增加, 所以 C_7 的值不能取得太大; 但 C_7 的值也不能取得太小, 过小的 C_7 将造成被驱动的 IGBT 快速降栅压后关断, 这有可能导致回路中的电感因被驱动的 IGBT 快速关断而引起过高的 di/dt 产生尖峰过电压 Ldi/dt , 从而击穿被驱动的 IGBT, 所以 C_7 的取值要适当, 一般推荐使用值为 $510 \sim 1500\text{pF}$ 。

引脚 13: 饱和电压检测输出端。使用中, 通过一个阴极接该端的稳压管与一个快恢复二极管阳极相连, 然后把快恢复二极管的阴极接被驱动的 IGBT 集电极。稳压管的稳压值取 $3 \sim 5.5\text{V}$, 当被驱动的 IGBT 集电极电压较高时, 稳压管的取值要小, 而当被驱动的 IGBT 集电极电压低时, 稳压管的取值可高点。

引脚 16: 内置静电屏蔽层的高速光耦合器阴极连接端。应用中, 直接接用户脉冲形成部分的输出(当引脚 17 通过电阻接正电源时), 亦可直接接控制脉冲形成部分的地(当引脚 17 接脉冲形成部分的脉冲输出时)。

引脚 17: 内置静电屏蔽层的高速光耦合器阳极连接端。应用中, 通过一电阻接正电源, 亦可通过一电阻接用户脉冲形成单元输出端, 要求提供的电流幅值为 12mA , 无论是接用户脉冲形成部分的输出还是接正电源, 串入的电阻值 ($\text{k}\Omega$) 可按下式计算:

$$R = V_{IN} - 2\text{V} / 12\text{mA}$$

2. 内部结构和工作原理

HL402 原理框图如图 8-6 所示。图中, VLC 为带

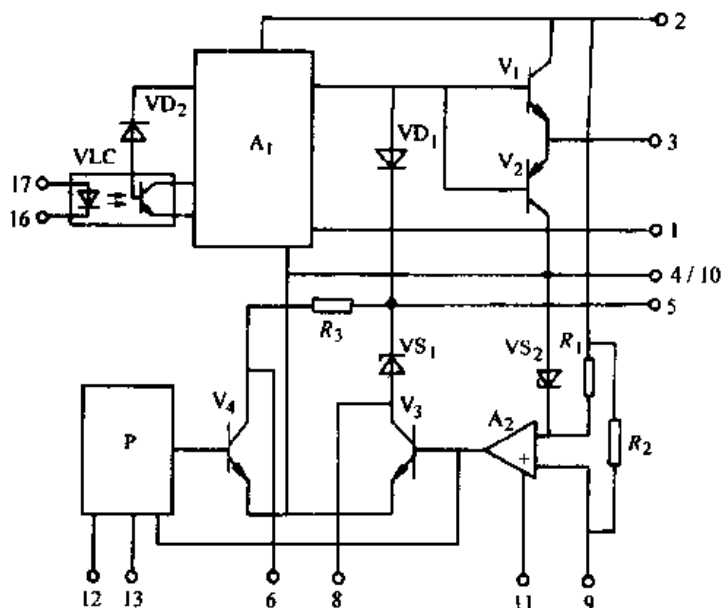


图 8-6 HL402 的内部结构和工作原理图

静电屏蔽的光耦合器,它用来实现与输入信号的隔离。由于它具有静电屏蔽,因而显著提高了HL402抗共模干扰的能力。图中 A_1 为脉冲放大器,晶体管 V_1 、 V_2 实现驱动脉冲功率放大, A_2 为降栅压比较器,正常情况下,由于引脚9输入的IGBT集电极电压 V_{CE} 不高于 A_2 的基准电压 V_{REF} , A_2 不翻转,晶体管 V_3 不导通,故从引脚17、16输入的驱动脉冲信号经 A_1 整形后不被封锁。该驱动脉冲经 V_1 、 V_2 放大后提供给被驱动的IGBT使之导通或关断,一旦被驱动的IGBT退出饱和,则引脚9输入的集电极电压取样信号 V_{CE} 高于 A_2 的基准电压 V_{REF} ,比较器 A_2 翻转后输出高电平,使晶体管 V_3 导通,由稳压管 VS_1 将驱动器输出的栅极电压 V_{GE} 降低到10V。此时,软关断定时器P在降栅压比较器 A_2 翻转达到设定的时间后,输出正电压使晶体管 V_4 导通,将栅极电压软关断降到IGBT的栅极-发射极门槛电压,给被驱动的IGBT提供一个负的驱动电压,保证被驱动的IGBT可靠关断。图8-7给出了HL402正常工作时的波形,而图8-8给出了HL402保护动作后的输出波形。

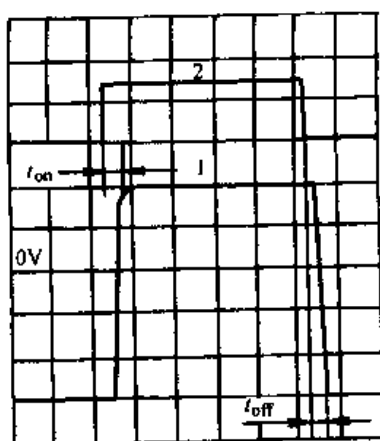


图 8-7 HL402 的正常工作波形

1— V_{GE} (10V/div) 2— V_{in} (10V/div) t —2 μ s/div

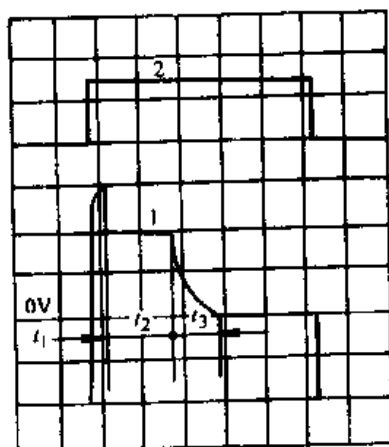


图 8-8 HL402 保护动作后的输出波形

1— V_{GE} (10V/div) 2— V_m (10V/div) t —5 μ s/div

3. 主要设计特点、参数限制及特性参数

(1) 主要设计特点 HL402 内置有静电屏蔽层的高速光耦合器实现信号隔离,抗干扰能力强,响应速度快,隔离电压高。它具有对被驱动功率 IGBT 进行降栅压、软关断双重保护功能,在软关断及降栅压的同时能输出报警信号,实现封锁脉冲或分断主电路的保护。它输出驱动电压幅值高,正向驱动电压可达 15~17V,负向驱动电压可达 10~12V,因而可用来直接驱动容量为 150A、1200V 以下的 IGBT。

(2) 参数限制

1) 供电电压 V_{CC} : 30V (V_{CC} 为 15~18V, V_{EE} 为 -10~-12V)

2) 光耦合器输入峰值电流 I_I : 20mA

3) 正向输出驱动电流 $+I_G$: 2A (脉宽 < 2 μ s、频率为 40kHz、占空比 < 0.05 时)

4) 负向输出驱动电流 $-I_G$: 2A (脉宽 < 2 μ s、频率为 40kHz、占空比 < 0.05 时)

5) 输入、输出隔离电压 V_{iso} : 2500V 工频, 1min

(3) 推荐工作参数

1) 电源电压 V_{CC} : 25V ($V_{CC} = +15V$, $V_{EE} = -10V$)

2) 光耦合器输入峰值电流 I_I : 10~12mA

(4) 特性参数

1) 输出正向驱动电压 $+V_G$: $\geq V_{CC} - 1V$

2) 输出负向驱动电压 $-V_G$: $\geq V_{EE} - 1V$

3) 输出正电压响应时间 t_{on} : $\leq 1\mu$ s (输入信号上升沿 < 0.1 μ s, $I_I = 0 \rightarrow 10mA$)

4) 输出负电压响应时间 t_{off} : $\leq 1\mu$ s (输入下降沿 < 0.1 μ s, $I_I = 10 \rightarrow 0mA$)

5) 软关断报警信号延迟时间 t_{ALM1} : $< 1\mu$ s (不包括光耦合器 VLC₁ (见图 8-9) 的延迟), 输出电流 < 20mA

6) 降栅压报警信号延迟时间 t_{ALM2} : $< 1\mu$ s (不包括光耦合器 VLC₂ (见图 8-9) 的延迟), 输出电流 < 5mA

7) 降栅压动作门槛电压 V_{CE} : $8V \pm 0.5V$

8) 软关断动作门槛电压 V_{CE} : $8.5V \pm 0.8V$

9) 降栅压幅值: 8~10V

4. 应用技术

(1) 使用注意事项

1) HL402 正常应用的典型接线如图 8-9 所示, 图中的 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 需尽可能靠近 HL402 的引脚 2、1、4 安装。

2) 为尽可能避免高频耦合及电磁干扰, 由 HL402 输出到被驱动 IGBT 栅-射极的引线需要采用双绞线或同轴电缆屏蔽线, 其引线长度不超过 1m。

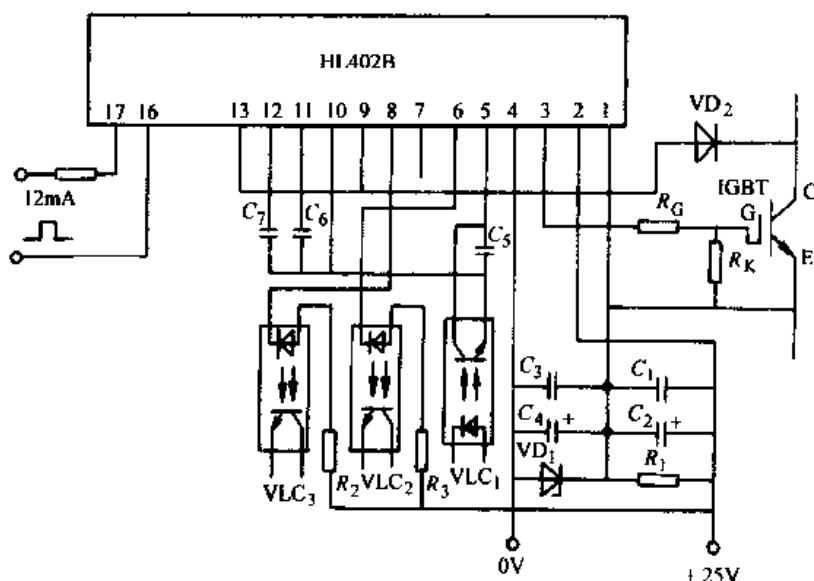


图 8-9 HL402 正常应用的典型接线

3) 由 HL402 的引脚 9、13 接至 IGBT 集电极的引线必须单独分开走,不得与栅极和发射极引线绞合,以免引起交叉干扰。

4) 在典型接线图中,光耦合器 VLC₁ 可输入脉冲封锁信号,当 VLC₁ 导通时,HL402 输出脉冲立即被封锁至 -10V。光耦合器 VLC₂ 提供软关断报警信号,它在驱动器软关断的同时,导通光耦合器 VLC₃,提供降栅压报警信号。

5) 在不需封锁和报警信号时,可不接 VLC₁、VLC₂ 及 VLC₃。

6) 在高频应用时,为了避免 IGBT 受到多次过电流冲击,可在光耦合器 VLC₂ 输出数次或一次报警信号后,将输入引脚 16、17 间的信号封锁。

7) 使用中,通过调整电容器 C₅、C₆、C₇ 的值,可以将保护波形中的降栅压延迟时间 t_1 、降栅压时间 t_2 、软关断斜率时间 t_3 调整至合适的值。

8) 对于低饱和压降的 IGBT ($V_{CES} \leq 2.5V$),可不接降栅压延迟时间电容器 C₆,从而使降栅压延迟时间 t_1 最小。此种情况下,降栅压时间定时电容器 C₇ 取 750pF 便可得到降栅压定时时间为 6μs。软关断斜率电容器 C₅ 可取 1000pF 左右,由此决定的软关断时间 t_3 为 2μs。

9) 对于中饱和压降的 IGBT ($2.5V \leq V_{CES} \leq 3.5V$),一般推荐 C₆ 取 0~100pF,则降栅压延迟时间 t_1 为 1μs, C₅ 取 1500pF, C₇ 取 1000pF,则降栅压时间 t_2 为 8μs,而软关断时间 t_3 为 3μs。

10) 对于高饱和压降的 IGBT ($V_{CES} \geq 3.5V$), C₅、C₆、C₇ 推荐取值: C₅ 取 3000pF, C₆ 取 200pF, C₇ 取

1200pF,此时降栅压延迟时间 t_1 约为 2μs,降栅压时间 t_2 约为 10μs,软关断时间 t_3 约为 4μs。

11) 在高频使用场合,出现软关断时能封锁输入信号的应用电路如图 8-10 所示。图中, LM555 在电源合闸时置“1”,输入信号 V_{IN} 通过与门 4081 进入 HL402 的引脚 17、16。当出现软关断时,光耦合器 VLC₁ 导通,晶体管 V₂ 截止, V₂ 集电极电压经 10kΩ 电阻、330pF 电容延迟 5μs 后,使 LM555 置“0”,通过 4081 与门将输入信号封锁。此电路延迟 5μs 动作是为了使 IGBT 软关断后再停止输入信号,避免立即停止输入信号造成的硬关断。图中, C₁、C₃ 的典型值为 0.1μF, C₂、C₄ 为 100μF/25V, VS₂、VS₃ 可取 0~5V。

(2) 应用举例 HL402 的优良性能,决定了它可用于一切主功率器件为 IGBT 的电力电子设备中作为驱动电路,以完成对 IGBT 的最优驱动,防止 IGBT 因驱动电路不理想造成的损坏。这里列举几个例子说明其在电力电子变流系统中的应用。

1) 在开关电源系统中的应用:功率开关电源是通信、邮电、电力等领域的常用设备。过去,开关电源一般主功率器件都用 MOSFET,由于半导体材料及工艺水平的制约,至今功率 MOSFET 要么就是低压大电流(如 200A、50V),要么就是高压小电流(如 10A、1000V),这就为制作大功率开关电源应用功率 IGBT 展现了广阔的前景。图 8-11 给出了应用四个 HL402 来完成开关电源系统中四个功率 IGBT 驱动的开关电源系统原理图。图中 IGBT 的驱动脉冲由 SG3526 来产生, BHL 为霍尔电流传感器,用它来进行过电流、短路等故障的保护。

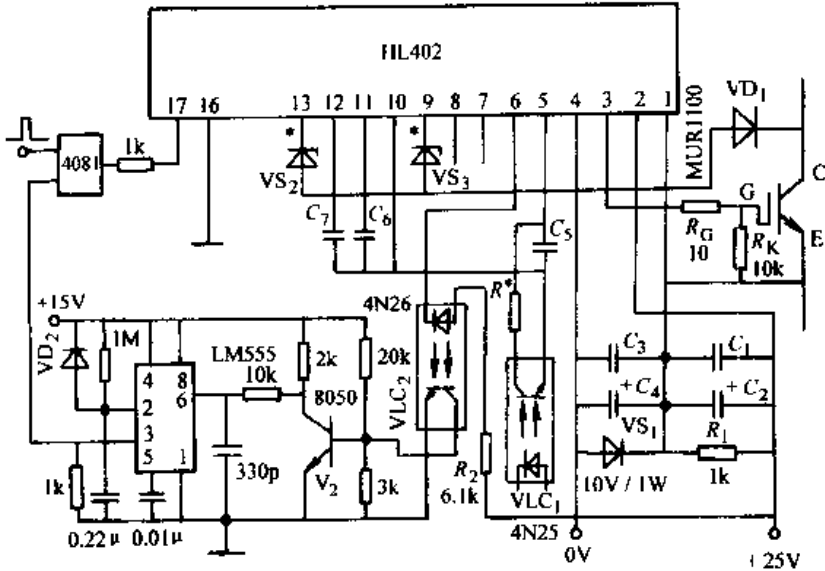


图 8-10 高频领域中 HL402 的正确应用接线图

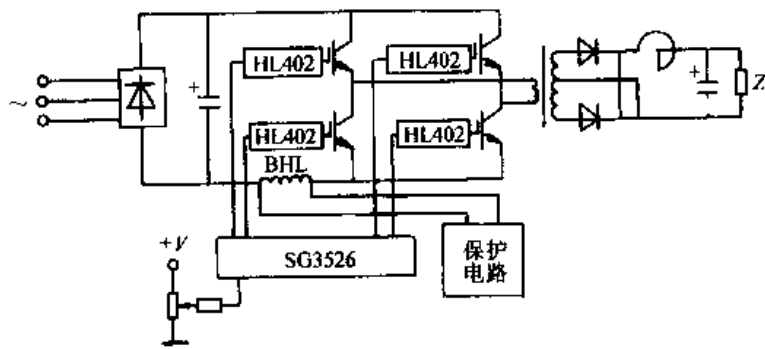


图 8-11 多个 HL402 在开关电源系统中的应用电路

(2) 在直流斩波调速系统中的应用：直流斩波系统是直流调速系统中的常用方案，随着功率 IGBT 容量的不断扩大，为其在直流斩波系统中的应用展现了广阔的前景。HL402 可用于此类系统来完成功率 IGBT 的驱动。图 8-12 给出了直流斩波调速系统中应用 HL402 驱动 IGBT 的原理图。该系统是闭环稳速系统，其速度的反馈信号来自测速传感器，可通过调节 TL494PWM 调制器输出的 PWM 脉冲宽度来实现直流电动机转速的调节，因而该系统可获得很宽的调速范围和较高的调速精度。

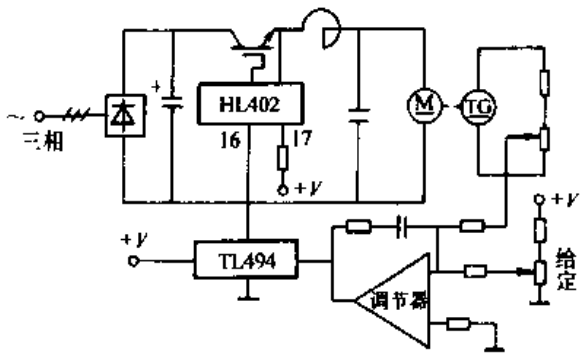


图 8-12 HL402 在直流斩波调速系统中的应用电路

8.4 HL403A (B) 可驱动 600A IGBT 模块的厚膜驱动器集成电路

HL403A (B) 是在 HL402A (B) 的基础上改进线路设计及工艺，采用高技术制作的厚膜集成驱动器。它在外加功放单元后可直接驱动 600A、1200V 的功率 IGBT，且本身又具有 HL402A (B) 的所有功能，该厚膜驱动器属世界首创，是我国“八五”攻关新成果，是国家级高新技术产品。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HL403A (B) 的引脚排列如图 8-13 所示，其 A 型与 B 型的差别仅在于内部电路稍有不同，但外部特性及用法完全相同。它们均采用标准单列直插式 17 引脚厚膜集成电路封装，其引脚名称、功能和用法除了引脚 3 和 4 与 HL402A (B) 不同外，其余引脚的名称、功能及用法与 HL402A (B) 完全相同。HL403 的引脚 3 为正向驱动脉冲输出端，使用中与外接 NPN 功率放大晶体管的基极相连；其引脚 4 为反向栅极驱动脉冲

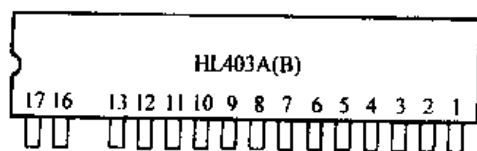


图 8-13 HL403A (B) 的引脚排列
输出端，使用中与外接 PNP 晶体管的基极相连。

2. 内部结构和工作原理

HL403A (B) 的内部结构如图 8-14 所示。由图可知，它的内部结构与 HL402A (B) 的差别仅在于它把 HL402B 内的反向放大晶体管移到了厚膜集成电路之外，所以它的工作原理几乎完全与 HL402 相同，故此从略。

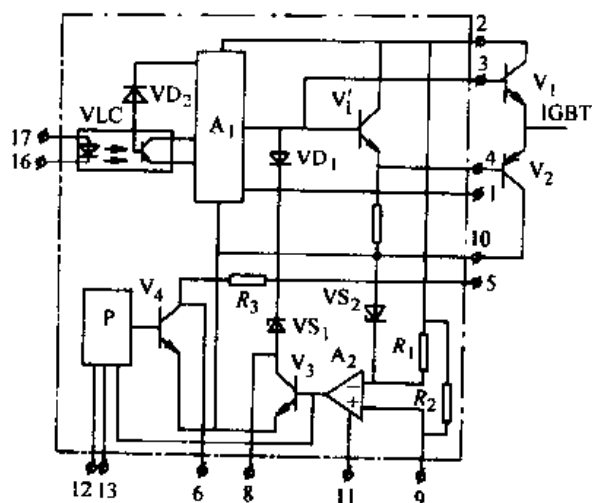


图 8-14 HL403A (B) 的内部结构
及工作原理示意图

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点

- 1) 通过外接功放晶体管，使驱动能力增强。
- 2) 可直接驱动 200~600A、1200V 以下的 IGBT。
- 3) 可通过改变稳压管的值来完成对不同饱和压降 IGBT 管的栅极驱动。

4) 具有对被驱动 IGBT 的完善保护功能。

(2) 主要参数和限制 HL403 除可输出最大脉冲峰值电流为 6A (脉宽 2μs) 外，其余的参数和限制同 HL402。

4. 应用技术

(1) 在高频应用中的典型接线 HL403A (B) 的电参数及各主要引脚的波形和外配元器件的选用与 HL402 完全相同，其输出波形也与 HL402 相同，不同之处在于它需要把输出脉冲功率放大后去驱动功率 IGBT 模块。图 8-15 给出了这种应用的典型接线图。由图可知，它与 HL402 的差别在于增加了外部的两个功率放大晶体管，其驱动功率增大了，所以它的典型应用接线可以用于一切应用 HL402 的地方去取代 HL402A (B)。在高频应用中，出现软关断时能封锁输入信号的应用电路如图 8-15 所示，图中 LM555 在电源合闸时置“1”，输入信号 V_{IN} 通过 4081 与门进入 HL403 的引脚 17、16，当出现软关断时，VLC 导通， V_1 截止， V_1 的集电极电压经 10kΩ 电阻、330pF 电容延迟 5μs 后使 LM555 置“0”，通过 4081 与门将输入信号封锁。此电路延迟 5μs 动作是为了使 IGBT 软关断后再停止输入信号，避免立即停止输入信号造成硬关断。

(2) HL403 输出的降栅压和软关断波形的试验

HL403 输出的降栅压和软关断波形很容易通过模拟试验来确定，其模拟试验电路如图 8-16 所示。在该图

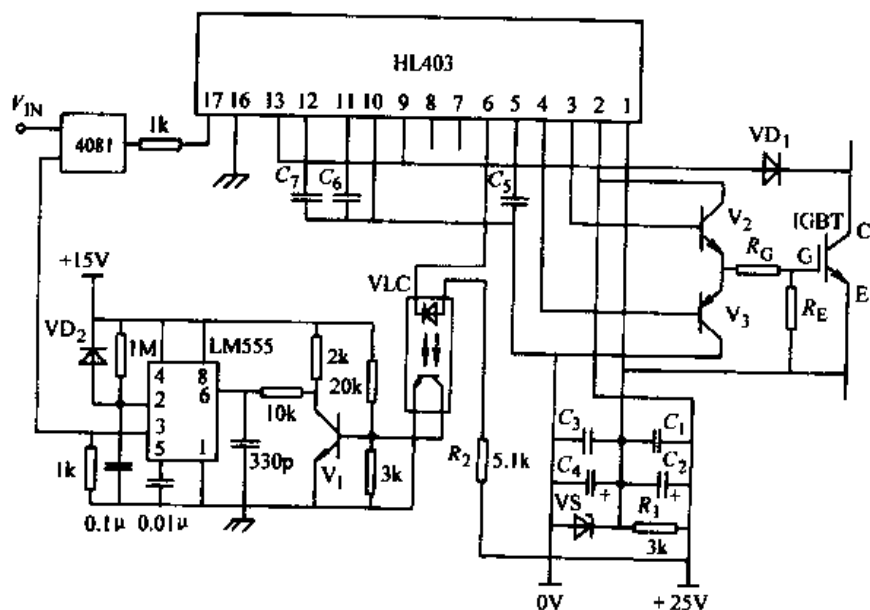


图 8-15 HL403 的典型应用接线图

中,将典型应用接线图中的电阻 R_1 改为电位器 RP ,其电阻值取 $1\sim 2k\Omega$,将二极管 VD_2 的阴极端接至 RP 的中点,IGBT 的栅-射极用等效电容 C_{GE} 代替(约 $0.1\mu F$ 左右)。当电位器 RP 的滑动触点在左边时,从示波器上可以看到正常的输入波形 V_{IN} 及输出波形 V_{GE} ,如图 8-17a 所示;当逐渐将电位器 RP 的滑动触点向右移时,就可以看到很理想的降栅压波形和软关断波形,如图 8-17b 所示。根据观察到的图 8-17b 所示降栅压和软关断波形,通过选择电容器 C_6 、 C_7 、 C_5 的值,就可以将降栅压延迟时间 t_1 、降栅压时间 t_2 、软关断时间 t_3

整定到所需的值。这样电容 C_5 、 C_6 、 C_7 电容值的确定变得较直观和方便,使得电路的调试比较容易。

IGBT 能承受的短路时间是在低频(几赫兹)下测出的,在高频的情况下,短路即使每次软关断前导通的时间不长(约 $10\mu s$),但由于电流幅值高、重复次数较多,产生的热积累也会造成 IGBT 损坏。为此,在出现软关断后,可由图 8-15 中的光耦合器 VLC 的输出信号使引脚 17、16 的输入信号截止,就能保证 IGBT 不致损坏。

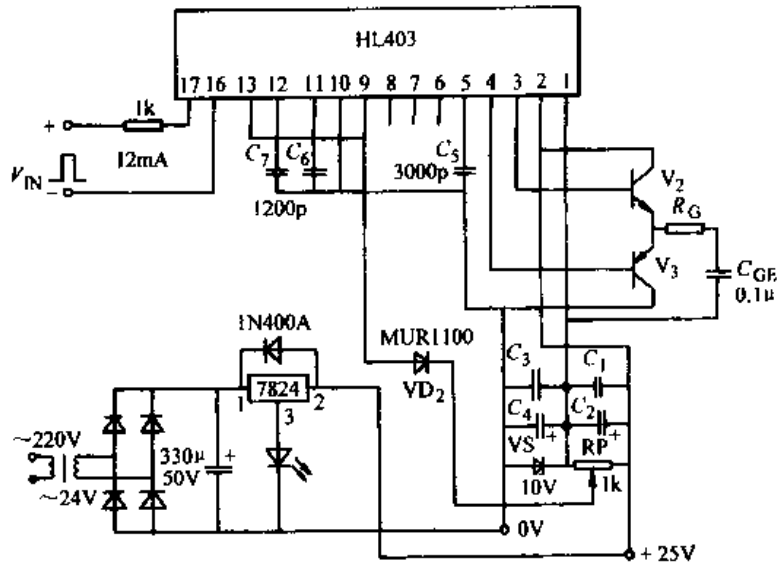


图 8-16 HL403 降栅压及软关断输出波形的模拟试验电路

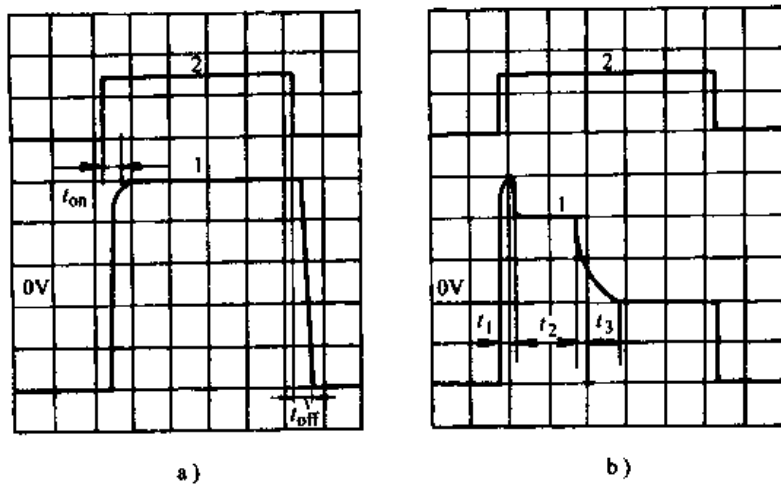


图 8-17 HL403 的输出波形

a) 正常输出波形 t_{on} 为输出正电压响应时间 t_{off} 为输出负电压响应时间

1— V_{GE} (5V/div) 2— V_{IN} (10V/div) 横轴—时间 (2μs/div)

b) 保护动作时的输出波形 t_1 为降栅压延迟时间 t_2 为降栅压时间 t_3 为软关断时间

1— V_{GE} (5V/div) 2— V_{IN} (10V/div) 横轴—时间 (5μs/div)

8.5 UC1727/UC2727/UC3727

隔离高端 IGBT 驱动器集成 电路

美国 UNITRODE 公司生产的 UC1727/UC2727/UC3727IGBT 驱动器，只需很少的外部元件就可以从单隔离变压器吸收功率和信号去驱动一个功率 IGBT。它可以广泛地用于对电机、开关及其他需要完

全电隔离的负载（如半桥或全桥）的控制和驱动。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

UC1727 系列的 IGBT 驱动器集成电路具有标准双列直插式 18 引脚（DIP-18）、20 引脚（DIP-20）、双列扁平表面贴装式 28 引脚（SOIC-28）及方形 28 引脚（PLCC-28、LCC-28）共五种封装形式。图 8-18 分别给出各种封装的引脚排列，表 8-3 给出了各种封装形式的引脚对照。

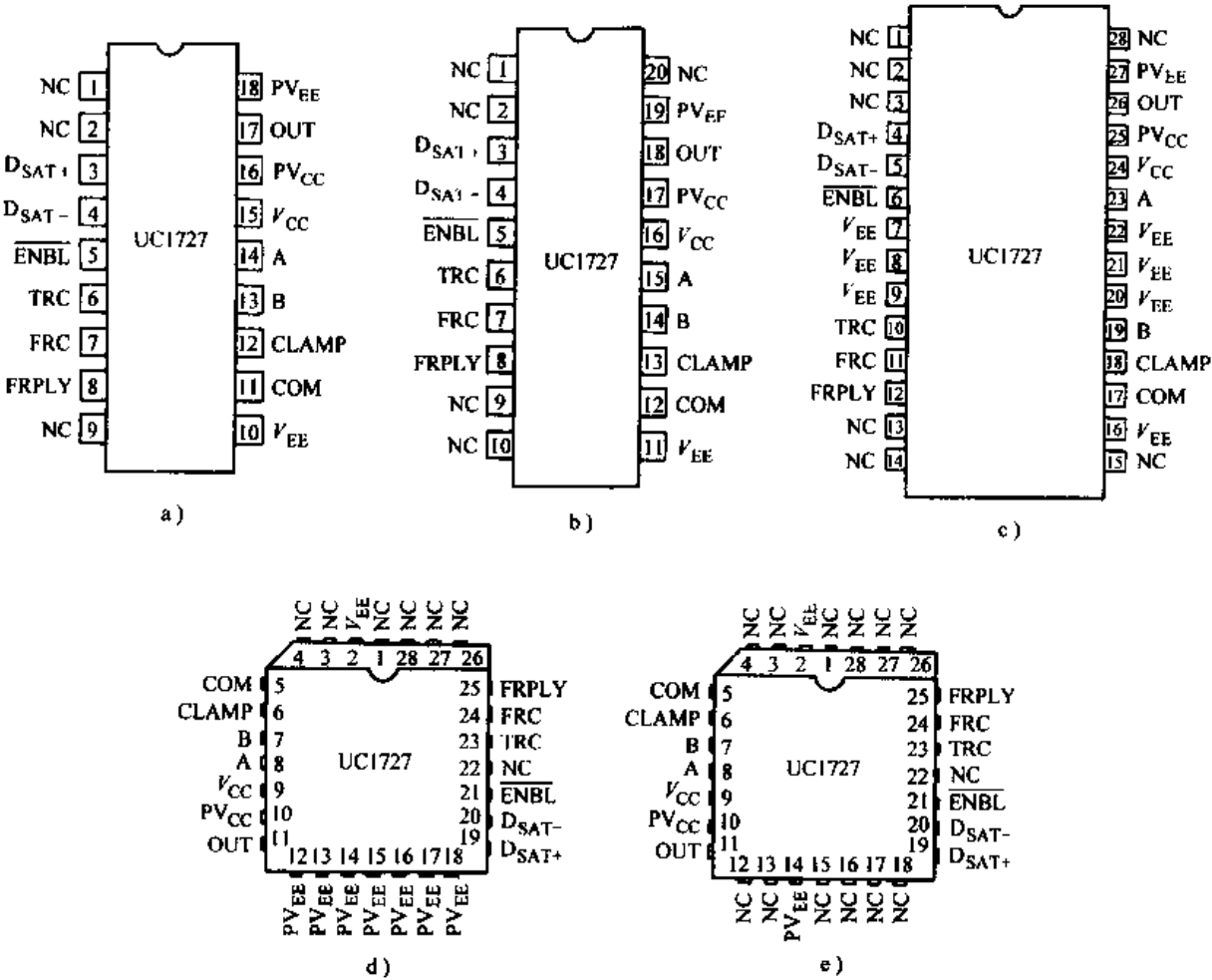


图 8-18 UC1727 的引脚排列

a) DIP-18 (J 封装) b) DIP-20 (N 封装) c) SOIC-28 (DWP 封装)
d) PLCC-28 (QP 封装) e) LCC-28 (LP 封装)

表 8-3 不同封装形式的 UC1727/UC2727/UC3727 的引脚排列对照

引脚符号	DIP-18 引脚号	DIP-20 引脚号	SOIC-28 引脚号	PLCC-28 引脚号	LCC-28 引脚号
NC	1、2、9	1、2、9、10、20	1、2、3、13、14、15、28	1、3、4、22、26、27、28、	1、3、4、12、13、15、16、17、18、22、26、27、28
VEE	10	11	7~9、16、20~22	2	2
COM	11	12	17	5	5
CLAMP	12	13	18	6	6

(续)

引脚符号	DIP-18 引脚号	DIP-20 引脚号	SOIC-28 引脚号	PLCC-28 引脚号	LCC-28 引脚号
B	13	14	19	7	7
A	14	15	23	8	8
V _{CC}	15	16	24	9	9
PV _{CC}	16	17	25	10	10
OUT	17	18	26	11	11
PV _{EE}	18	19	27	12、13、14、 15、16、17、18	14
D _{SAT+}	3	3	4	19	19
D _{SAT-}	4	4	5	20	20
ENBL	5	5	6	21	21
TRC	6	6	10	25	23
FRC	7	7	11	24	24
FRPLY	8	8	12	25	25

现说明它们的各引脚名称、功能及用法如下。

A、B：信号和功率输入端。通常和隔离变压器的二次绕组相连接。

CLAMP：在导通或响应于欠饱和场合，对中间驱动电平模拟编程端。

COM：双极性电源公共端，该端比 V_{CC} 低 16.5V。

D_{SAT+}、D_{SAT-}：欠饱和比较器输入端。只要信号 D_{SAT+} > D_{SAT-}，则被比较器检测。

ENBL：负使能输入端。连接至 V_{CC}，将禁止芯片工作，如果该端被用作二次绕组的输入，应将 A 与 V_{CC}、B 与 V_{EE} 短路。

FRC：故障电阻和电容连接端。在输出 (OUT) 保持在 CLAMP 电位期间并没有完全进入低电平之前的未饱和场合，该端所接电阻和电容的大小决定了编程该状态的持续时间，同时还调节 OUT 保持低电平状态的时间间隔。使用中通过一个电容接地，同时通过一个电阻接故障报警用光耦合器一次侧发光二极管的阳极。

FRPLY：故障答复端。通常串联一个电阻接故障报警用光耦合器一次侧发光二极管的阴极。

OUT：栅极驱动输出端。该端通过 > 3Ω 的电阻连接到 IGBT 的栅极。

TRC：定时电阻和电容连接端。用作编程 OUT 保持在 CLAMP 电位上的持续时间和在上升沿期间欠饱和和比较器被忽略的时间间隔。使用中接一个电容到地，同时通过一个电阻接故障报警用光耦合器一次侧发光二极管的阳极。

V_{CC}：正电源电压连接端。使用中，接供电正电源，并通过一个旁路电容接 COM。

V_{EE}：负电源电压连接端。使用中，接供电负电源，并通过一个旁路电容接 COM。

PV_{CC}：输出驱动器正电源连接端。用 2.2Ω 的电阻，连接到 V_{CC} 并与 COM 间接电容旁路。

PV_{EE}：输出驱动器负电源连接端。用 2.2Ω 的电阻，连接到 V_{EE} 并与 COM 间接有旁路电容。

2. 内部结构和工作原理

UC1727/UC2727/UC3727 主要由功率输入全桥整流接收器、信号检测比较器、V_{CC} 电压调整器、输出驱动器、导通时序定时器、故障处理器、欠饱和检测比较器、欠电压锁定及热关闭等单元电路组成，内部结构和工作原理框图如图 8-19 所示。

3. 主要设计特点和参数限制

(1) 主要设计特点 UC1727/UC2727/UC3727 及其性能兼容的 UC1726 驱动器可为用 TTL 输入信号驱动一个被隔离的 IGBT 提供一切所必需的功能。UC1727/UC2727/UC3727 的欠电压锁定、故障处理、过热关闭及欠饱和检测等保护功能，使其具有很高的可靠性。该驱动器为了限制浪涌电流及短路，设置了软导通。UC1727/UC2727/UC3727 能产生双极性电源，使高电平栅极驱动信号达 16V，低电平栅极驱动信号可低至 -5V 以下。当高共模电压上升率出现时，可保证 IGBT 仍然可靠关断。

(2) 极限参数

1) 电源电压 (V_{CC}-V_{EE})：40V

2) 差模输入电压 (V_A-V_B)：45V

3) 模拟输入电压 (ENBL、CLAMP)：-0.3V ~ V_{CC}+0.3V

4) FRPLY 输出电流：30mA

5) 模拟输入电压 (D_{SAT+}、D_{SAT-})：V_{EE}-0.3V ~ V_{CC}+0.3V

6) DC 输出电流 I_{OUT1}：0.8A

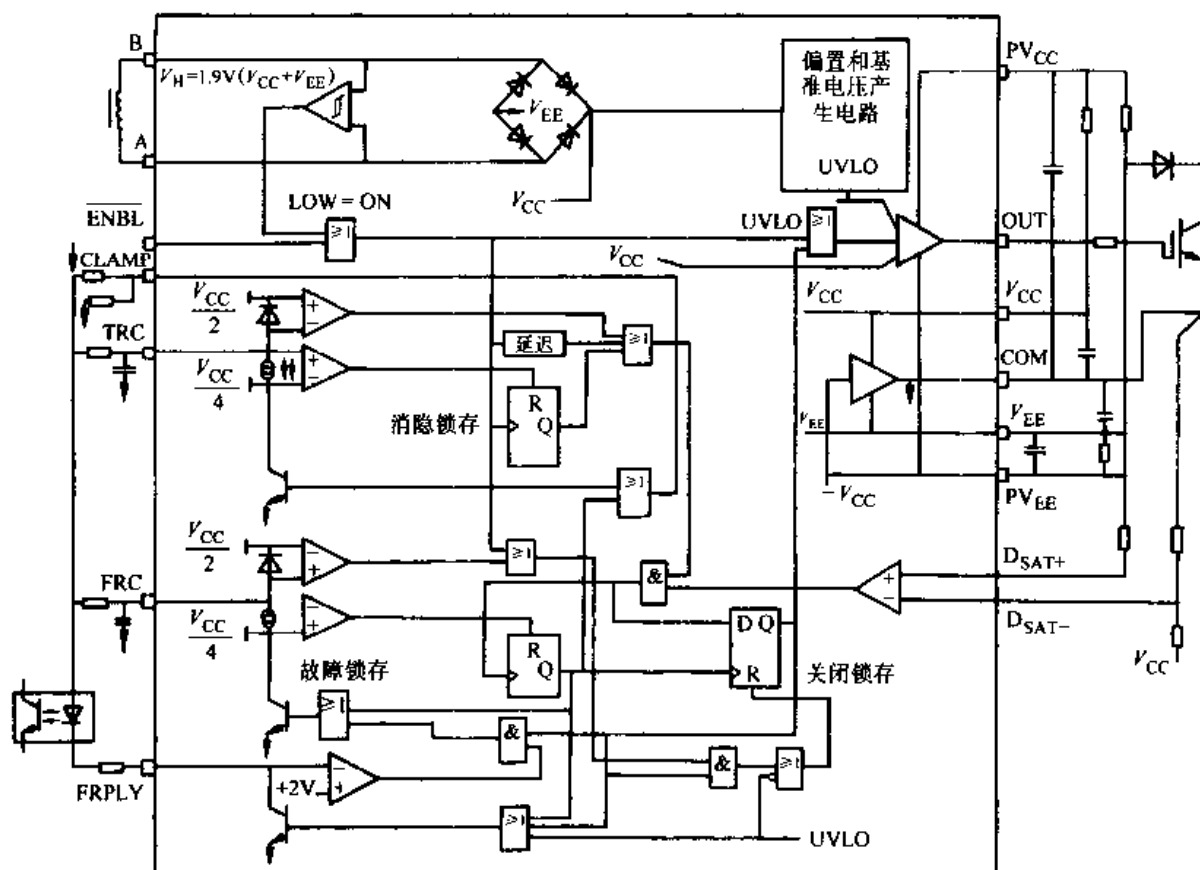


图 8-19 UC1727/UC2727/UC3727 的内部结构和工作原理框图

7) 模拟输入电流 (D_{SAT+} 、 D_{SAT-}): $-10 \sim 10\text{mA}$

8) 脉冲输出电流 ($0.5\mu\text{s}$): 4A

(3) 主要电气特性

1) 正电源电压: $V_{CC} = 16.5\text{V} \pm 1\text{V}$, 总支持电流为 24mA 。

2) 滞后比较器: 输入开路电压为 12.5V , 输入阻抗典型值为 $100\text{k}\Omega$, 滞后值为 $47.5\text{V} \pm 2.5\text{V}$;

3) 使能输入: 高电平输入电压为 12V , 低电平输入电压为 5V , 输入偏置电流典型值为 $-460\mu\text{A}$ 。

4) 输出驱动器: 在 $I_{OUT} = 20\text{mA}$ 时, V_{CC} 的饱和电压为 $1.7 \sim 2.3\text{V}$, 对 V_{EE} 的 V_{CC} 饱和电压为 $2 \sim 3\text{V}$, 对 V_{EE} 的 V_{CC} 欠饱和和锁定电压为 $1.5 \sim 2\text{V}$ 。在 $I_{OUT} = 100\text{mA}$ 时, 导通和故障钳位电压均为 $7 \sim 11\text{V}$, 波形上升/下降时间典型值为 75ns 。

5) 导通时序定时器: 驱动器钳位时间为 $1\mu\text{s} \pm 0.5\mu\text{s}$, 消隐时间为 $5\mu\text{s} \pm 2\mu\text{s}$;

6) 故障处理器: 故障锁断时间为 $25\mu\text{s} \pm 10\mu\text{s}$, 驱动器钳位时间 $1\mu\text{s} \pm 0.5\mu\text{s}$, FRPLY 端饱和电压为 $0.8 \sim 1.2\text{V}$ 。

7) 欠饱和检测比较器: 输入失调电压为 $0 \sim 20\text{mV}$, 输入偏置电流典型值为 $-1.5\mu\text{A}$, 至输出的延迟时间为 150ns 。

8) 欠电压锁定输出: V_{CC} 阈值电压为 $16\text{V} \pm 1\text{V}$, 滞后为 $1\text{V} \pm 0.5\text{V}$, V_{EE} 阈值电压为 $5.5\text{V} \pm 0.5\text{V}$, 滞后值为 $0.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$ 。

9) 热关闭电路: 关闭温度为 175°C 。

4. 应用介绍

UC1727 系列 IGBT 驱动器的上述性能和特点, 决定了单个集成电路可用于斩波器中 IGBT 的栅极驱动, 而多个集成电路可以用于一切工作电源电位彼此隔离的全桥、半桥逆变器中多个 IGBT 的驱动。UC1727/UC2727/UC3727 输入级及双电源供电电路简图如图 8-20 所示。 V_{CC} 与 V_{EE} 电源通过驱动器内部的

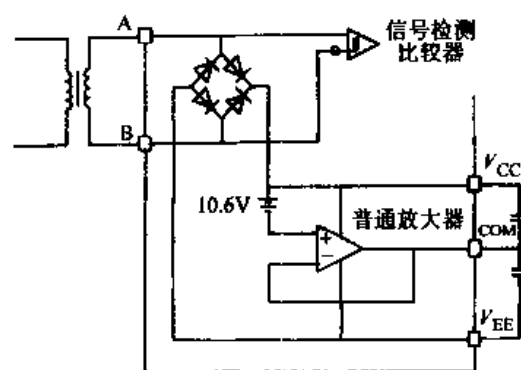


图 8-20 输入级及双极性电源

桥式整流器对输入信号的峰值进行检测。驱动器内的放大器始终维持 $V_{CC}-COM=16.5V$ 。为保证 V_{CC} 和 V_{EE} 的纹波尽可能小一些,应选用两个容量足够大而且等电容值的电容器,滞后比较器能传感输入信号的极性,只有输入信号超过 $0.95(|V_{CC}-V_{EF}|)$ 时,输入信号才被检测。为了减小振铃现象,防止比较器假触发,可在隔离变压器二次侧加一个阻尼电阻。

两级阶跃时序上升沿输出波形如图 8-21 所示。平顶电压约等于 CLAMP 端电压,平顶时间由 TRC 与 V_{CC} 之间的电阻及 TRC 到 COM 的电容决定:

$$t_p = RC \ln[(R - 7.6k\Omega)/(R - 12.4k\Omega)]$$

消隐时间 $t_b = t_p + 0.4RC$

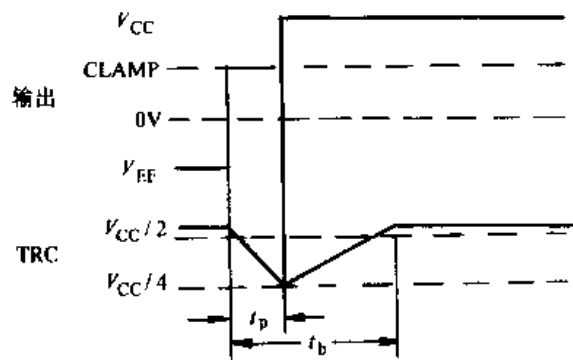


图 8-21 输出栅极驱动上升沿波形

$\overline{ENBL}$ 可作为控制输出的另一手段。如果 $\overline{ENBL}$ 被用作变压器二次绕组输入,A、B应分别与 V_{EE} 、 V_{CC} 相连接。 $\overline{ENBL}$ 能被光耦合器驱动,如图 8-22 所示。

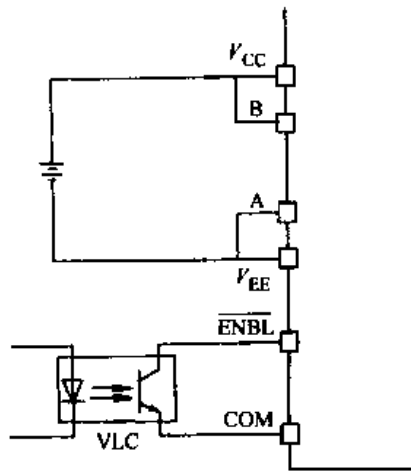


图 8-22 $\overline{ENBL}$ 用作一次侧输入

如果 UC1727 驱动一个发射极接地的 IGBT,应采用图 8-23 所示的连接方式,并且要求 $V_{CC} \geq 12V$, $V_{CC} - V_{EF} \geq 23.5V$ 。

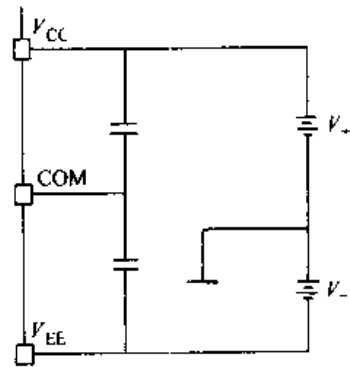


图 8-23 使用外部电源接线图

UC1727、UC2727 及 UC3727 这三种驱动器的主要区别是温度范围不同。对于 UC1727, $T_A = -55 \sim +125^\circ C$; 对于 UC2727, $T_A = -25 \sim +85^\circ C$; 而 UC3727, $T_A = 0 \sim +70^\circ C$ 。

8.6 HR065 IGBT 栅极驱动器集成电路

HR065 是日本英达公司生产的 IGBT 厚膜驱动器。它能输出适当的正、反向驱动电压,具有满足被驱动的 IGBT 可靠导通和关断的瞬时功率或瞬时电流输出能力,且输入、输出间完全隔离,能对被驱动的 IGBT 进行可靠的短路保护及过电流保护,是一种性能很好的 IGBT 驱动器。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

HR065 采用标准单列直插式厚膜集成电路封装,它对外有 10 个引脚,其引脚排列如图 8-24 所示。各引脚的名称、符号、功能和用法见表 8-4。

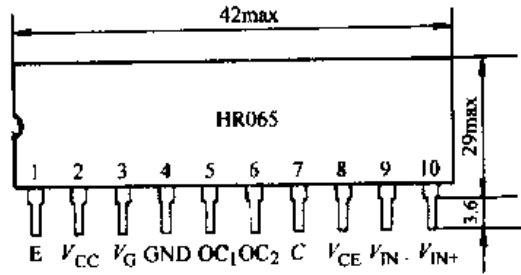


图 8-24 HR065 的引脚排列

表 8-4 HR065 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	E	输出驱动脉冲参考地端	直接接被驱动 IGBT 发射极
2	V_{CC}	驱动输出级电源端	接用户提供的驱动输出级正电源
3	V_G	驱动信号输出端	通过一电阻接被驱动的 IGBT 栅极

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
4	GND	驱动输出级电源参考地端	使用中接驱动输出级电源参考地端
5	OC ₁	故障保护输出正端	接报警光耦合器发光二极管阳极
6	OC ₂	故障保护输出负端	接报警光耦合器发光二极管阴极
7	C	过电流保护抗干扰电容连接端	通过一电容接引脚4 (GND)
8	V _{CE}	欠饱和保护信号检测端	通过一快恢复二极管接被驱动的 IGBT 集电极
9	V _{IN+}	输入驱动信号正端	接用户脉冲形成单元输出
10	V _{IN-}	输入驱动信号负端	接用户脉冲形成单元地, 该地与 GND 在电位上隔离

2. 内部结构和工作原理

HR065 的内部结构框图如图 8-25 所示。输入脉冲信号经高速光耦合器隔离后, 经传输级即可送到输出级产生正、负偏压加到 IGBT 栅极。然而, 这还不能满足要求, 特别是对付过电流故障, 必须增设相应的检测和保护电路。检测过电流故障有很多方法, 其中比较好的方法是利用 IGBT 通态压降与集电极电流成正比特性, 通过监视通态压降 $V_{CE(ON)}$ 来判断是否发生过电流。一旦通态压降超过设定值 (具体视 IGBT 的特性而异), 故障检测电路动作, 经开关 SW_2 向故障信号输出电路及导通保持电路发出动作信号。故障信号输出

电路驱动外接光耦合器, 将故障信号传递给上级控制电路。导通保持电路的作用是实现所谓的“软关断”, 即过电流发生后不立即关断 IGBT, 而是继续保持一小段适当的开通时间, 此时的正向驱动电压必须下降 (一般要 $<10V$), 尔后再输出负向偏压真正关断 IGBT。软关断的好处是可延长 IGBT 承受短路的时间, 同时能有效地抑制 C、E 端的关断尖峰电压, 避免器件因过电压而击穿。逻辑电路的作用是保证只有在输出正向偏压期间, 故障检测电路才起作用, 其余时间不起作用。HR065 的内部电路原理图如图 8-26 所示。

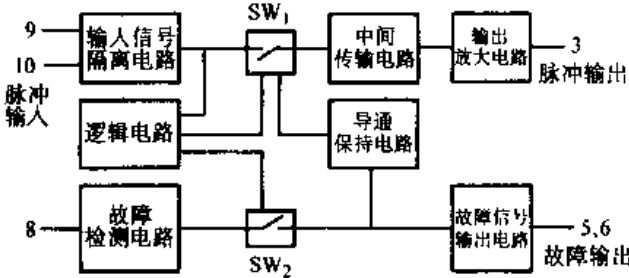


图 8-25 HR065 的原理框图

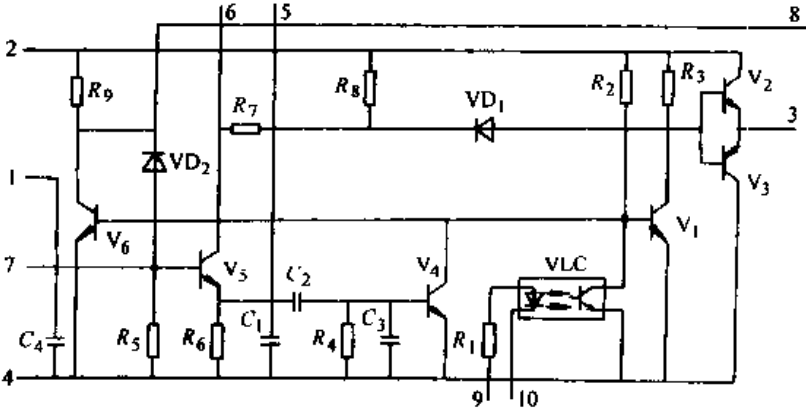


图 8-26 HR065 的内部电路原理图

具体工作原理如下：光耦合器 VLC、晶体管 V_1 、 V_2 、 V_3 及电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 构成了驱动器的基本电路。其中 V_2 、 V_3 为一对互补推挽输出管， V_2 导通时 V_3 必

须截止，驱动器向 IGBT 栅极输出正电压，反之输出负电压。 V_1 为信号中间推动管。光耦合器 VLC 起传递输入信号和实现输入、输出隔离的双重作用。 V_4 、 V_5 、 VD_2

及 $R_1 \sim R_5$ 、 $C_1 \sim C_3$ 构成了过电流检测、故障信号输出及导通保持电路。当 IGBT 正常导通时,引脚 8 和引脚 1 之间的电压(为 IGBT 饱和压降与外接检测二极管正向压降之和)较低,故 VD_2 中无电流通过, V_3 基极没有正向偏置而处于截止状态,故障输出端 5、6 之间无电流输出。当发生过电流时,IGBT 的饱和压降 V_{CE0} 随着短路电流的增大而升高,当增大到超过某一设定值时(第二代 IGBT 一般选为 7V 左右), VD_2 反向导通为 V_3 提供基极电流, V_3 由截止转为导通,故障输出端有电流输出。此时 VD_1 导通,强行将 V_2 、 V_1 的基极电流减小,使 V_2 从饱和区退回到放大区,造成输出正向驱动电压下降,以实现软关断。另一方面, V_3 导通时产生正向脉冲信号经 C_2 耦合到导通保持电路,由于 C_3 的作用,可使 V_4 保持约 $30 \sim 45 \mu s$ 的导通状态,保证了 V_1 在这段时间内可靠截止,不受输入端信号的影响。如果在这段时间内,过电流故障撤销,则 VD_1 截止,正向驱动电压恢复正常,IGBT 照常工作。如在此段时间以后,过电流故障仍然存在,在输入封锁信号作用下,光耦合器 VLC 中的晶体管截止,使 V_1 导通,立即在 IGBT 栅极上形成负偏电压而关断器件。同时 V_6 导通,故障检测电路不起作用。 V_6 起着一个逻辑电路的作用,即只在驱动器输出正向电压时才开放过电流检测电路,其他情况下均使其无效,这样才能可靠地防止“假过电流”。

3. HR065 的设计特点及与 EXB 系列电路的对照

从上述分析可知,HR065 与 EXB 系列不但工作原理非常接近,而且电路亦有不少相似之处,所用元器件也大致相同,但 HR065 仍有不少特色。为了说明 HR065 的特点,不妨先与 EXB 系列作一比较,其内容包括以下几个方面。

(1) 外部特性 HR065 的外形尺寸与 EXB 基本相同(见图 8-27),但它的引脚较少。各引脚的名称、功能及用法可见表 8-3。

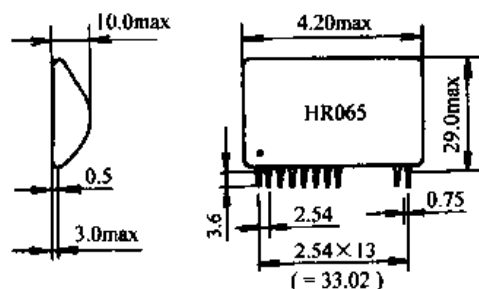


图 8-27 HR065 外形尺寸

HR065 的封装与 EXB 系列的封装不同。尽管两者都采用微片元件和表面贴装技术(SMT)工艺,但前者用陶瓷基片,外用双组分硬质环氧树脂灌封,而后

者则为环氧基片,封装材料较松脆。因此 HR065 的抗热、防潮、抗震及绝缘强度等要优于 EXB 系列。HR065 的温度特性:工作温度为 $-20 \sim +70^\circ C$,存储温度为 $-40 \sim +100^\circ C$;而对应 EXB 系列分别为 $-10 \sim +85^\circ C$ 、 $-25 \sim +125^\circ C$ 。但实验测定结果表明,前者的静态和动态温升明显低于后者,可以肯定,手册给出的参数留有非常大的裕量。

(2) 最大额定参数和电气特性 为了便于比较,列出表 8-5。由表中可以得知,HR065 的输出电流界于 EXB841 和 EXB840 之间,故 HR065 的最大驱动能力没有 EXB841 的大,最高工作频率(手册给出参数)没有后者高。但实际测试结果表明,实际工作频率完全可以达到 EXB 系列覆盖的范围。从电气特性看,前者的开通和关断滞后时间较后者小,这从另一个角度说明它完全可以工作在高于 20kHz 的场合。

(3) 保护特性 保护特性见表 8-6,短路保护动作曲线如图 8-28 所示。

表 8-5 HR065 与 EXB 系列参数和电气特性的比较

比较内容	HR065	EXB841	EXB840
电源电压/V	25	20	20
输入电压/V	$-0.5 \sim 5.5$		
正向偏置输出电流/A	2.5	4.0	1.5
反向偏置输出电流/A	-2.5	-4.0	-1.5
最大报警输出电流/mA	100		
最大工作频率/kHz	20	40	40
最大输出绝缘电压/kV	2.5	2.5	2.5
输入高电平/V	4		
输入低电平/V	0.5		
输入正向电流/mA	10	10	10
输出高电平电压/V	16	14.5	14.5
输出低电平电压/V	-8	-4.5	-4.5
供电电压/V	25	20	20
开通延迟时间/ μs	0.4~0.8	1.5	1.5
开通上升时间/ μs	0.06	1.5	1.5
关断延迟时间/ μs	0.07~0.4	1.5	1.5
关断下降时间/ μs	0.01	1.5	1.5

表 8-6 保护特性

比较内容	HR065	EXB840/841
过电流保护时间/ μs	5.8	10
过流保护输出电压/V	4.0	
报警信号延迟时间/ μs	1.4	1.0
报警信号上升时间/ μs	1.9	1.0
报警信号保持时间/ μs	45	
过电流检测电压/V	10	7.5

图 8-28 中, 最上面一根曲线是驱动器输入信号, 第二根曲线是输出信号, 第三根曲线是 IGBT 集-射极电压, 最下面一根曲线是集电极电流。该组曲线表明, 在输入信号有效时, IGBT 从关断转为开通, 如此时发生过电流故障, 则驱动器输出电压立即从 +15V 下跌到 +10V, 并继续维持此电压约 35 μ s。这期间, 不管输

入信号是否已消失, 均将集电极电流限制到较低的水平, 然后才真正关断。这是因为在关断时, 由于存在漏感, 集-射极电压有尖峰, 如不采用软关断技术, 而是在过电流点处立即关断 IGBT, 则此关断尖峰电压的值将大幅度提高, 对器件的耐压安全直接构成威胁。

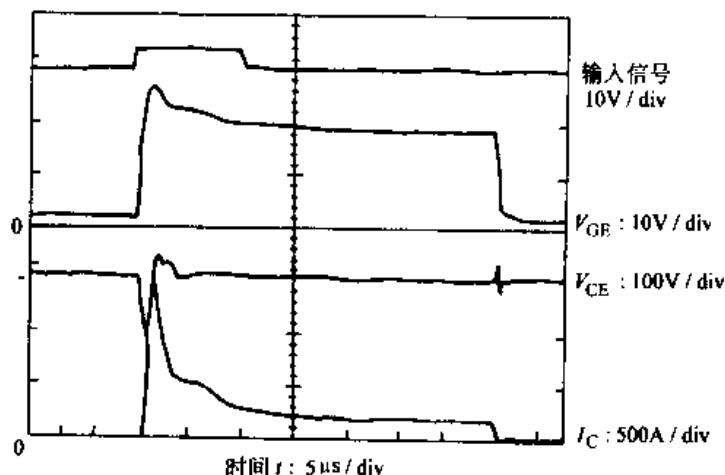


图 8-28 短路保护动作波形

4. 应用技术

(1) 应用中应注意的问题

1) 合理配置外围电路: HR065 采用 25V 单电源供电, 为了获得正、负输出驱动电压, 可用一个稳压二极管产生负偏压 (这里选用稳压值为 9V、功率为 1~1.5W 的稳压二极管), 只要二极管的功率允许, 串联的限流电阻尽可能选得小一些, 以保证电压在动态过程中较为稳定。图 8-29 是一个典型的外围电路。 C_1 、 C_2 尽可能选得大一些, 因为尽管 IGBT 要求提供的平均驱动功率和电流均很小, 但要求有较高的瞬时功率和电流。如果 C_1 、 C_2 不够大, 将会导致工作电压的瞬时跌落, 严重影响工作的可靠性。 C_1 、 C_2 的容量大小与 IGBT 的额定容量成正比。为了防止振荡, 有必要加上电容 C_3 、 C_4 (高频电容)。

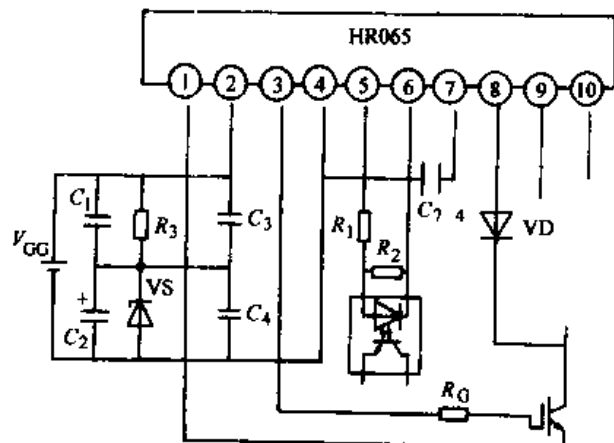


图 8-29 典型的外围电路

2) 过电流保护动作点整定: IGBT 饱和压降的大小与诸多因素有关, 在不同生产企业、不同型号、不同制作工艺、不同技术档次及不同使用条件下, IGBT 的饱和压降是各不相同的。HR065 的过电流保护临界电压动作值为 10V, 且不能调整, 因此为了保证任意一个 IGBT 在规定使用条件下具有基本相同的过电流倍数, 必须通过合理选择取样二极管来匹配。特别是当使用具有低通态压降的第三代或第四代 IGBT 时更应注意这一问题, 否则有可能起不到保护作用。取样二极管的选取至关重要, 必须对反向耐压、恢复时间、通态压降这三个关键参数作出严格规定。反向耐压, 原则上应大于等于所配 IGBT 的额定电压; 恢复时间应小于 IGBT 的关断时间, 即 $<1\mu$ s; 通态压降应等于或略大于过电流保护动作电压 (10V) 与 IGBT 的短路电流值所对应的饱和压降值之差, 此饱和压降可通过查 I_C - V_{CE0} 曲线获得。在 EXB 系列中, 推荐用 ERA34-10 器件 ($V_F=3V$); 而在 HR065 电路中, 如驱动英达公司或富士公司等第二代 IGBT 时, 则必须再串联一个二极管才能达到同样效果, 实验已证实了这一点。

3) 合理选择抗干扰电容 C_{7-11} : 在标准使用条件下, 由于过电流保护检测电路的过电流检测时间为 5.8 μ s, 比 EXB 系列的短, 保护动作更加迅速, 因此 IGBT 更安全。但是, 对过电流反应太灵敏常常会引起误动作, 特别是在大多数应用场合下, 当 IGBT 从关断状态转为开通状态时, 往往在与其集电极相串联的二极管中有瞬时很大的反向恢复电流流过, 很容易引起

过电流保护动作,这是我们所不希望的。为此,HR065增加了一个功能,即可以调整过电流保护的動作时间,这只要改变电容 C_{7-4} 的值即可。图8-30清楚地说明了过电流检测反应时间与电容 C_{7-4} 值的关系。一般情况下,用较小的电容值,如果经常误动作,则可适当加大此电容值,推荐参数为2200pF。

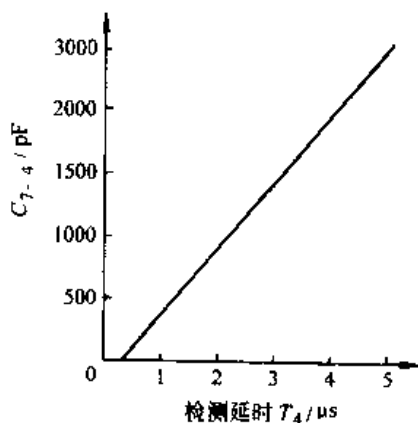


图 8-30 电容 C_{7-4} 与过电流检测反应时间的关系

4) 故障输出信号保持时间的调整:故障输出信号保持时间不能太短,否则上级电路来不及处理,输入信号不能可靠封锁,会造成保护失败。由前面的原理分析可知,在HR065的引脚5、6之间的外接电路参数将直接影响到故障输出信号的保持时间。其中,电阻 R_1 的影响最明显,图8-31反映了这一关系,即电阻 R_1 越大,保持时间越短。但 R_1 的值又不能太大,否则光耦合器的输入电流会过小,不能很好地传递故障信号,图8-32为合理选择 R_1 提供了依据。

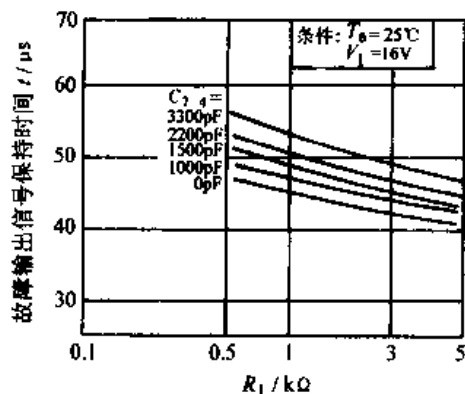


图 8-31 电阻 R_1 与故障输出信号保持时间的关系

5) 栅极电阻 R_G 的选配: R_G 的选择直接影响到IGBT的开关速度、开关损耗、安全工作区、关断尖峰电压、续流二极管的最大反向恢复电流及恢复损耗等,

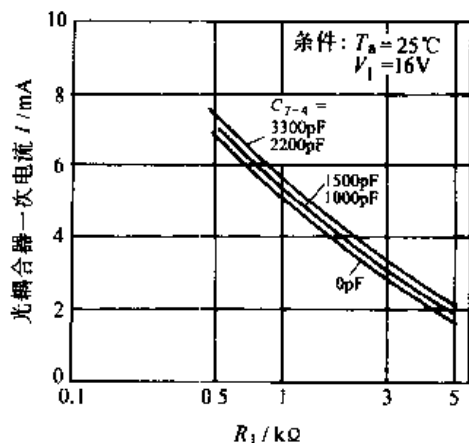


图 8-32 电阻 R_1 与故障信号输出光耦合器一次电流的关系

因此它是一个非常重要的参数,其值见表8-7。

6) 驱动大容量或并联的IGBT:HR065的输出功率适合于直接驱动输入电容 $<18000\text{pF}$ 的IGBT,即能直接驱动日本英达公司的第二代IGBT的上限容量为400A、600V或200A、1200V。如果直接驱动富士电机公司的第二代IGBT,则上限容量下降为200A、600V或150A、1200V,因为此类器件的输入电容要比英达公司的高出近30%。如果用EXB841驱动英达公司的IGBT,则上限容量将有所提高。

要驱动大容量IGBT可以外接一对晶体管。当要进一步扩大容量时,则可采用IGBT并联的方法,并联的两个器件必须具有基本相同的特性。英达公司的每个器件都有非常详尽的测试数据,这为使用者提供了技术保证。此外,双管或多管并联时不能简单地将三个极接在一起,特别是栅极应该经过电阻 R_G 后再进行并联,其基本原理如图8-33所示。

(2) HR065的应用举例 在许多应用场合中,IGBT采用较高的开关频率。如在伺服系统中,为了减小转矩脉动和提高系统响应速度,要求开关频率为20kHz;在开关电源、UPS等装置中,为了减小体积、降低噪声,频率可高达30~40kHz。无疑HR065对这些应用场合都是能适应的。在变频器中,由理论和实践表明,IGBT采用的开关频率应随着功率的增大而下降,上限不超过10kHz,否则其开关损耗将急剧上升,而高频化以后,带来的低谐波、低噪声等优点却不明显。在变频器应用中,开关频率的高低并不是主要问题,关键问题是如何有效地抑制 di/dt 和 dv/dt 以及反向恢复电流峰值、恢复损耗及IGBT本身的开关损耗,以确保器件在相当紧张的安全工作区内可靠地工作。文献中的结果表明,为了换取安全和可靠性,可适当牺牲一些工作频率,其主要问题是如何合理选择栅极驱

表 8-8 EXB 系列驱动器的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	V_1	驱动脉冲输出相对地端	使用中, 接被驱动的 IGBT 发射极
2	V_{D0}	输出功率放大级电源连接端	使用中, 接用户提供的 +25V 电源
3	V_C	驱动脉冲输出端	接被驱动的 IGBT 的栅极
4、7、8、10、11	NC	空端	使用中, 悬空
5	I_o	过电流保护动作信号输出端	接用户外接报警光耦合器一次侧二极管的阴极
6	V_{CE}	过电流保护取样信号连接端	通过一个快恢复二极管接被驱动的 IGBT 的集电极
9	GND	驱动输出级电源地端	接 +20V 电源地端, 该地应与引脚 14 与 15 脉冲的参考地端电位隔离
14	V_{IN-}	驱动信号输入连接负端	接用户脉冲形成部分的地 (或脉冲形成部分的输出端)
15	V_{IN+}	驱动信号输入连接正端	通过一个电阻接用户脉冲形成部分的脉冲输出端 (或脉冲形成部分的正电源)

2. 内部结构和工作原理

EXB 系列驱动器的内部结构框图如图 8-35 所示, 其内部的详细电路原理如图 8-36 所示。该图所标参数为 EXB841 的参数。

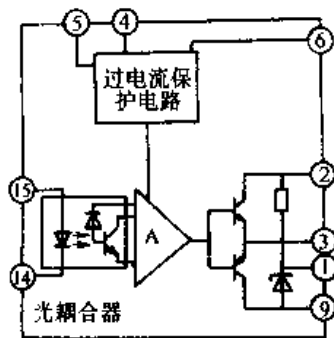


图 8-35 EXB 系列驱动器
内部结构框图

由图 8-35 可知, EXB 系列由放大部分、过电流保护部分及 5V 基准电压几部分组成。

放大部分由光耦合器 VLC (TLP550)、 V_2 、 V_4 、 V_5 和 R_1 、 C_1 、 R_2 、 R_3 组成, 其中 VLC 负责隔离, V_2 是中间级, V_4 和 V_5 组成推挽输出。

过电流保护部分由 V_1 、 V_3 、 VD_1 、 VS_1 和 C_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 、 C_3 、 R_7 、 R_8 、 C_4 等组成。它们实现过电流检测和延时保护功能。EXB841 的引脚 6 通过快速二极管 VD_2 接至 IGBT 的 C 极, 显然它是通过检测 V_{CE} 的高低来判断是否发生短路。

5V 基准电压部分由 R_{10} 、 VS_2 和 C_5 组成, 既为驱动 IGBT 提供 -5V 反偏压, 同时也为输入光耦合器 VLC 提供二次侧电源。

下面详细叙述其工作原理。

(1) 正常开通过程 当控制电路使 EXB841 输入端引脚 14 和 15 有 10mA 的电流流过时, 光耦合器 VLC 导通, A 点电位迅速下降至 0V, 使 V_1 和 V_2 截止。 V_2 截止使 D 点电位上升至 20V, V_4 导通、 V_5 截止, EXB841 通过 V_4 和栅极电阻 R_G 向 IGBT 提供电流使之迅速导通, V_{CE} 下降至 3V。与此同时, V_1 截止使 +20V 电源通过 R_3 向电容 C_2 充电, 时间常数

$$\tau_1 = R_3 C_2 = 2.42\mu s$$

又使 B 点电位上升, 它们由 0V 升到 13V 的时间可由下式求得:

$$13 = 20(1 - e^{-t/\tau_1})$$
$$t = 2.54\mu s$$

然而, 由于 IGBT 约 $1\mu s$ 后已导通, V_{CE} 下降至 3V, 从而将 EXB841 的引脚 6 电位钳制在 8V 左右, 因此 B 点和 C 点电位不会充至 13V, 而是充到 8V 左右, 该过程时间为 $1.24\mu s$ 。稳压管 VS_1 的稳压值为 13V, IGBT 正常开通时不会被击穿, V_3 不通, E 点电位仍为约 20V, 二极管 VD_1 截止, 不影响 V_4 和 V_5 的正常工作。

(2) 正常关断过程 控制电路使 EXB841 输入引脚 14 和 15 无电流流过, 光耦合器 VLC 不通, A 点电位上升使 V_1 和 V_2 导通, V_2 导通使 V_4 截止、 V_5 导通, IGBT 的栅极电荷通过 V_5 迅速放电, EXB841 的引脚 3 电位迅速下降至 0V (相对于 EXB841 的引脚 1 低 5V), 使 IGBT 可靠关断, V_{CE} 迅速上升使 EXB841 的引脚 6 “悬空”。与此同时, V_1 导通, C_2 通过 V_1 更快放电, 将 B 点和 C 点电位钳制在 0V, 使 VS_1 仍不通,

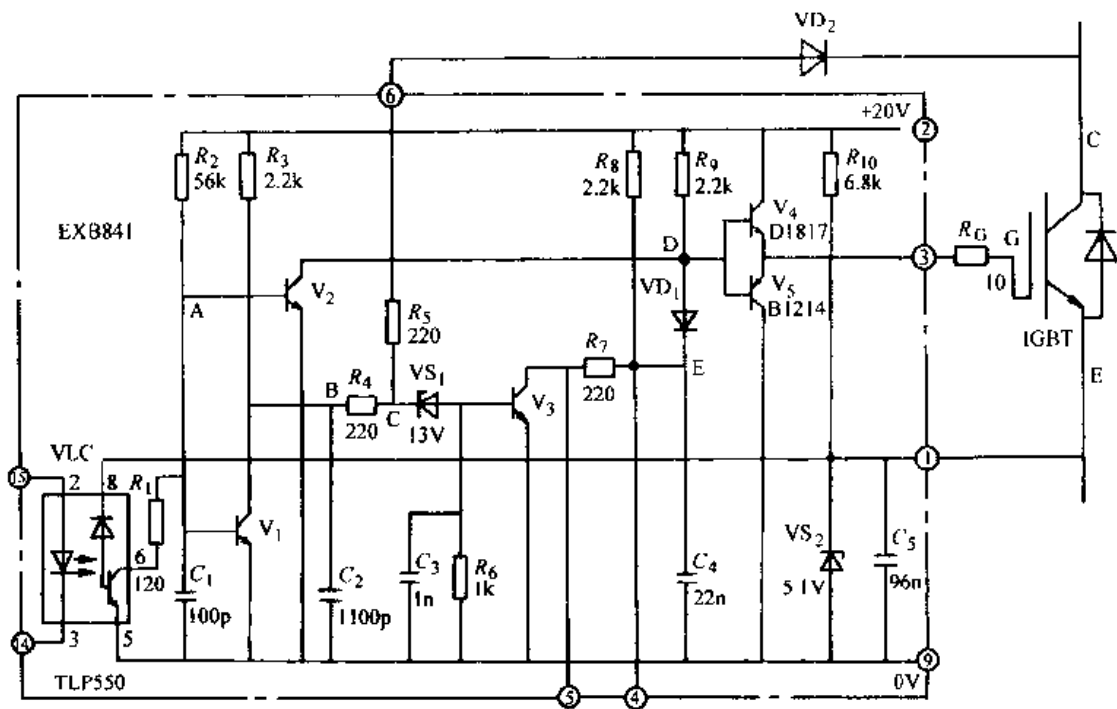


图 8-36 EXB841 的内部电路原理图

后续电路不会动作, IGBT 正常关断。

(3) 保护动作 设 IGBT 已正常导通, 则 EXB841 中 V_1 和 V_2 截止, V_4 导通、 V_5 截止, B 点和 C 点电位稳定在 8V 左右, VS_1 不被击穿, V_3 不导通, E 点电位保持为 20V, 二极管 VD_1 截止。如此时发生短路, IGBT 承受大电流而退饱和, V_{CE} 上升很多, 二极管 VD_2 截止, 则 EXB841 的引脚 6 “悬空”, B 点和 C 点电位开始由 8V 上升, 当上升至 13V 时, VS_1 被击穿, V_3 导通, C_4 通过 R_7 和 V_3 放电, E 点电位逐步下降, 二极管 VD_1 导通使 D 点电位也逐步下降, 从而使 EXB841 的引脚 3 电位也逐步下降, 慢慢关断 IGBT。

其中, B 点和 C 点电位由 8V 上升到 13V 的时间可由下式求得:

$$13 = 20(1 - e^{-t/\tau_1}) - 8e^{-t/\tau_1}$$

$$t \approx 1.3\mu s$$

C_4 和 R_7 组成的时间常数为

$$\tau_2 = C_4 R_7 = 4.84\mu s$$

则 E 点由 20V 下降到 3.6V 的时间可由下式求得:

$$3.6 = 20e^{-t/\tau_2}$$

$$t \approx 8.3\mu s$$

此时慢关断过程结束, IGBT 栅极上所承受的偏压为 0V (设 V_3 管压降为 0.3V, VD_1 和 V_5 的结压降为 0.7V)。

这种状态一直持续到控制信号使 EXB841 中的光耦合器 VLC 截止, 此时 V_1 和 V_2 导通, V_2 导通使 D 点下降至 0V, 从而 V_4 完全截止, V_5 完全导通, IGBT 栅

极所受偏压由慢关断时的 0V 迅速下降到 -5V, IGBT 完全关断。 V_1 导通使 C_2 迅速放电、 V_3 截止, 20V 电源通过 R_8 对 C_1 充电。RC 时间常数为

$$\tau_3 = R_8 C_1 = 48.4\mu s$$

则 E 点由 3.6V 充至 19V 的时间可由下式求得:

$$19 = 20(1 - e^{-t/\tau_3}) + 3.6e^{-t/\tau_3}$$

$$t = 135\mu s$$

即 E 点恢复到正常状态约需 135 μs , 至此 EXB841 完全恢复到正常状态, 可进行正常的驱动。

3. 主要设计特点、参数限制、推荐参数及电特性数

(1) 主要设计特点

- 1) 采用高密度的单列直插式封装。
- 2) 不同系列的设计, 满足了可驱动全范围 IGBT 的要求。

3) 单电源工作, 供电比较简单。

4) 全部内置过电流保护电路。

- 5) 过电流保护后在封锁自身输出的同时, 给出专门的故障信号输出端。

6) 内置高速光耦合器实现输出、输入的隔离, 隔离电压可达 AC2500V。

(2) 电参数及限制 EXB 系列驱动器分为标准型和高速型, 其中 EXB850、EXB851 为标准型, 而 EXB840、EXB841 为高速型。EXB840 和 EXB850 可驱动 150A、600V 或 75A、1200V 以下的功率 IGBT 模块; 而 EXB841 和 EXB851 可驱动 400A、600V 或 300A、1200V 以下的功率 IGBT 模块, 所以 EXB840、

EXB850 可用来驱动中容量的 IGBT 模块, EXB841 和 EXB851 可用来驱动大容量的 IGBT 模块。它们的大额定值见表 8-9, 推荐的运行工作条件见表 8-10, 其电特性见表 8-11。

表 8-9 EXB 系列驱动器的最大额定值 ($T_a=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

项 目	符 号	条 件	额 定 值		单 位
			EXB850、EXB840 (中容量)	EXB851、EXB841 (大容量)	
电源供电电压	V_{CC}		25		V
光耦合器输入电流	I_{in}		10		mA
正向偏置输出电流	I_{OL}	$t_W=2\mu s$, 占空比为 0.05 或更小	1.5	4.0	A
反向偏置输出电流	I_{OS}	$t_W=2\mu s$, 占空比为 0.05 或更小	1.5	4.0	A
输入、输出隔离电压	V_{ISO}	AC50/60Hz, 1min	2500		V
工作表面温度	T_C		$-10\sim+85$		$^{\circ}\text{C}$
贮存温度	T_{stg}		$-25\sim+125$		$^{\circ}\text{C}$

表 8-10 EXB 系列驱动器推荐的运行工作条件

项 目	符 号	推荐工作条件				单 位
		标 准 型		高 速 型		
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841	
供电电压	V_{CC}	20±1				V
光耦合器输入电流	I_m	5		10		mA

表 8-11 EXB 系列驱动器的电特性参数 ($T_a=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

项 目	符 号	条 件	额 定 参 数						单 位
			EXB840、EXB841 (高速)			EXB850、EXB851 (中速)			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
导通时间 1	t_{on1}	$V_{CC}=20V$ $I_F=5mA$			1.5			2.0	μs
导通时间 2	t_{on2}	$V_{CC}=20V$ $I_F=5mA$			1.5			4.0	μs
过电流保护电压	V_{OCP}	$V_{CC}=20V$ $I_F=5mA$		7.5			7.5		V
过电流保护延迟时间	t_{OCD}	$V_{CC}=20V$ $I_F=5mA$			10			10	μs
报警延迟时间	t_{ALM}	$V_{CC}=20V$ $I_F=5mA$			1			1	μs
反向偏置电源电压	V_{RB}	$V_{CC}=20V$		5			5		V

4. EXB 系列驱动器的应用

EXB 系列驱动器尽管引脚排列和外形完全相同, 但 EXB850、EXB851 用于 10kHz 以内频率的开关操作, 分别用来驱动 150A、600V 和 400A、600V 或 75A、1200V 和 300A、1200V 以下的功率 IGBT; 而 EXB840、EXB841 用于开关频率为 40kHz 以下的开关

操作, 用来驱动 150A、600V 和 400A、600V 或 75A、1200V 和 300A、1200V 以下的功率 IGBT。

(1) 典型应用线路 EXB 系列驱动器的典型应用线路如图 8-37 所示。

该图在使用时应注意以下几个方面:

- 1) 被驱动的 IGBT 栅-射极驱动回路往返接线必

- 须 $<1\text{m}$ ，且栅-射极接线应采用绞线。
- 2) 如在 IGBT 集电极产生较大的电压尖脉冲，那么可增加 IGBT 栅极串联电阻 R_G 。
- 3) 图中电容 C 用来吸收由电源接线阻抗引起的供电电压变化，它不是电源滤波电容器。
- 4) 图中 R_1 的选取应满足 EXB840、EXB841 输入
- 电流为 10mA 的要求，而 EXB850、EXB851 为 4mA 。
- 5) 电容 C 的选取对 EXB840、EXB850 为 $33\mu\text{F}$ ，而对 EXB841、EXB851 为 $47\mu\text{F}$ 。
- (2) 栅极串联电阻的选用 EXB 系列驱动器的栅极串联电阻值见表 8-12~表 8-15。
- (3) 应用注意事项

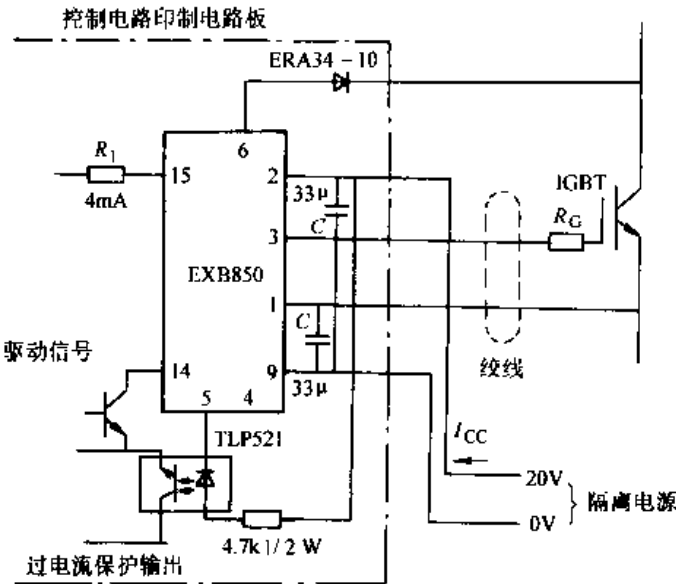


图 8-37 EXB 系列驱动器的典型应用线路示意图

注：EAR34-10 为快速恢复二极管；TLP521 为光耦合器

表 8-12 EXB850 驱动器推荐的栅极电阻和电流

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V		8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G/Ω		250	150	82	50	33	25	15
I_{CC}/mA	5kHz	24	—			24	—	
	10kHz					25		
	15kHz	25				27		

表 8-13 EXB851 驱动器推荐的栅极电阻和电流

IGBT 额定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	200A	150A	200A	300A
R_G/Ω		12	8.2	5	3.3
I_{CC}/mA	5kHz	27	29	30	34
	10kHz	31	34	37	44
	15kHz	34	39	44	54

表 8-14 EXB840 驱动器推荐的栅极电阻和电流

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G/Ω		250	150	82	50	33	25	15
I_{CC}/mA	5kHz	17	—			17	—	
	10kHz					18		
	15kHz	18				20		

表 8 15 EXB841 驱动器推荐的栅极电阻和电流

IGBT 额定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	100A	150A	200A	300A
R_G/Ω	—	12	8.2	5	3.3
I_{CC}/mA	5kHz	20	22	23	27
	10kHz	24	24	30	37
	15kHz	27	32	374	47

1) EXB841 只有 $1.5\mu s$ 的延时, 慢关断动作时间约 $8\mu s$, 与使用手册上标明的“对 $\leq 10\mu s$ 的过电流不动作”是有区别的。

2) 由于仅有 $1.5\mu s$ 的延时, 因此只要 $>1.5\mu s$ 的过电流都会使慢关断电路工作。由于慢关断电路的放电时间常数 τ_2 较小, 充电时间常数 τ_3 较大, 后者是前者的 10 倍, 因此慢关断电路一旦工作, 即使短路现象很快消失, EXB841 的引脚 3 输出也难以很快达到 $+V_{GE}=+15V$ 的正常值。如 EXB841 中的 C_4 已放电至终了值 ($3.6V$), 则它被充电至 $20V$ 的时间约为 $140\mu s$, 与本脉冲关断时刻相距 $140\mu s$ 以内的所有后续脉冲正电平都不会达到 $+V_{GE}=+15V$, 即慢关断不仅影响本脉冲, 而且可能会影响后续好几个脉冲。

3) 由图 8-36 可知, 光耦合器 VLC 由 $15V$ 稳压管供电, 这似乎简化了电路, 但由于 EXB841 的引脚 1 接在 IGBT 的 E 极, IGBT 的开通和截止会造成其电位很大的跳动, 可能会有浪涌电压尖峰和浪涌电流尖峰, 这无疑对 EXB841 的可靠运行不利。另外, 从其印制电路板 (PCB) 实际走线来看, 光耦合器 VL 的引脚 8 到稳压管 VS_2 的走线很长, 而且很靠近输出级 (V_1 、 V_5), 易受干扰。

4) IGBT 开通和关断时, 稳压管 VS_2 受浪涌电压和电流冲击易损坏。另外, 从其 PCB 实际走线上看, VS_2 的限流电阻 R_1 两端分别接在 EXB841 的引脚 1 和引脚 2 上, 在实际电路调试时, 易被示波器探头等短路, 从而损坏 VS_2 , 使 EXB841 不能继续使用。

(4) EXB 系列驱动器保护功能的扩展 根据 EXB 系列驱动器的内部结构和特性, 经扩展后可构成图 8-38 所示的驱动保护器电路框图。它除具有管压降保护功能外, 还增加了三种新的保护功能。

1) 无锁定钳位保护电路: 图 8-39 示出了无锁定钳位保护电路原理。当检测信号超过设定值时, 比较器 N_1 翻转为低电平, V_1 导通, VS_1 为 $10V$ 的稳压管, 使 IGBT 栅极驱动电压降为 $10V$, 以延长 IGBT 承受过载的时间。如果在本周脉冲时间内撤除过载信号, 则比较器 N_1 重新翻转为高电平, 驱动电压恢复正常。图 8-39

中的检测信号来自于图 8-38 中的检测电路, 它正比于被检测的流过 IGBT 的电流。检测电路可由霍尔电流传感器或小磁环构成, 图 8-40 示出检测电路原理。

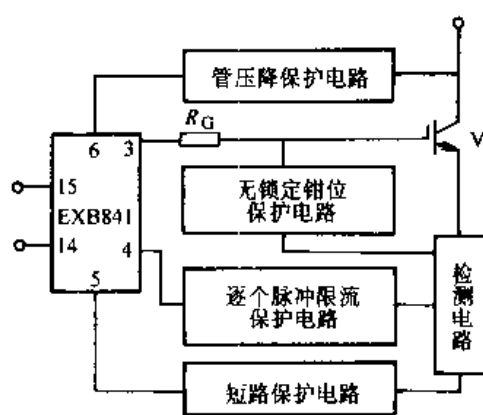


图 8-38 驱动保护电路框图

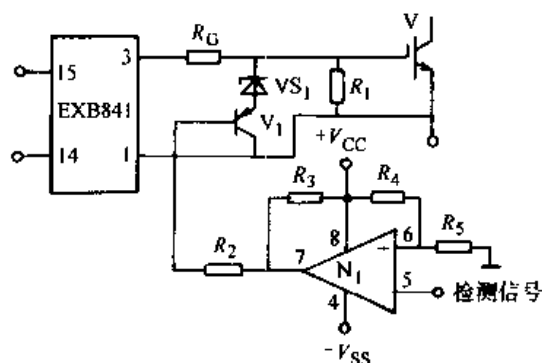


图 8-39 无锁定钳位保护电路原理

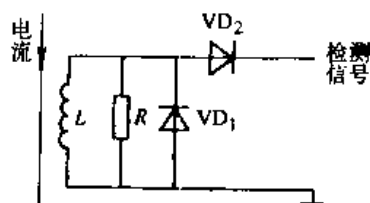


图 8-40 检测电路原理

2) 逐个脉冲过电流限流保护电路: 图 8-41 示出了逐个脉冲过电流限流保护电路原理。在过电流检测信号使比较器 N_2 翻转为高电平时, R_5C 组成延时电

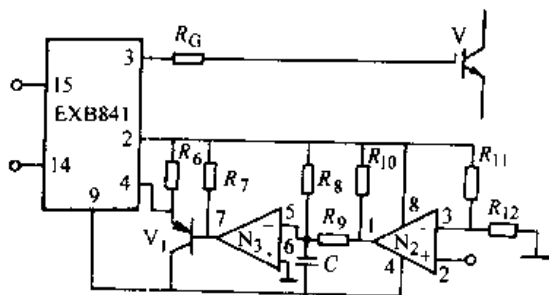


图 8-41 逐个脉冲过电流限流保护电路

路,如过载信号维持 $5\sim 10\mu\text{s}$ 之后,过载故障仍然存在,则比较器 N_3 翻转为低电平, V_1 导通, EXB 系列驱动器的引脚 4 变为低电平, IGBT 快速关断。在此之后过电流消失,过载信号撤除,但高电压加在 IGBT 两端,使 EXB 系列驱动器的引脚 6 电压升高,从而实现了管压降保护,使本周工作停止。在下周驱动脉冲到来后即重复上述过程。如过载信号在 $5\sim 10\mu\text{s}$ 之内消除,则说明是假过载信号,使得在比较器 N_1 翻转之前比较器 N_2 再次翻转为低电平,以使 IGBT 栅极驱动信号保持正常。

3) 短路保护电路:无锁定钳位保护电路和逐个脉冲过电流限流保护电路中的保护电流一般设置在 IGBT 额定电流的 $60\%\sim 70\%$,当电流超过 IGBT 额定电流时,其主要原因是负载短路。为防止损坏 IGBT,应立即对 IGBT 实行软关断,以免产生擎住效应。图 8-42 示出了短路保护电路原理图。当检测到短路故障信号时,比较器 N_1 翻转为低电平, EXB 系列驱动器的引脚 5 和 V_3 缓慢放电,以实现 IGBT 的软关断。此时因逐个脉冲限流保护电路的延时,使该保护电路来不及翻转,从而保证了软关断,避免了 IGBT 产生过大的 di/dt 而损坏。图 8-42 中 VD_2 为光耦合器的发光二极管,其作用是:①维持保护信号,使 EXB 系列再无驱动输出,直至排除故障后上电复位。②将故障信号传递到控制电路。当驱动信号在 $20\sim 25\text{kHz}$ 时,逐个脉冲限流保护电路中 R_8 的最佳取值范围为 $510\sim 1000\Omega$ 之间。该电路已应用于某雷达天线控制系统,应用结果表明其性能优良。

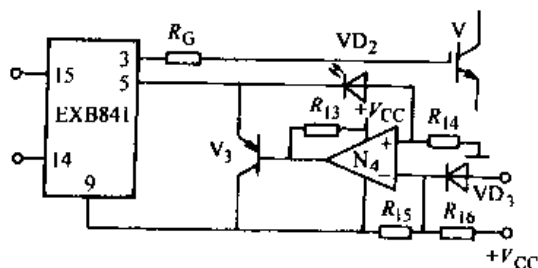


图 8-42 短路保护电路

8.8 M57957L/M57958L 不含保护性能的 IGBT 厚膜驱动器集成电路

M57957L 与 M57958L 是日本三菱公司生产的,不具有对被驱动的 IGBT 进行就地式任何保护的 N 沟道 IGBT 模块厚膜驱动器。该器件内部集成有可在输入与输出之间实现良好电气隔离的光隔离器,所以可对被驱动的 IGBT 模块实现可靠的驱动。M57957L 可用来直接驱动 $V_{CES}=600\text{V}$ 系列的电流容量在 200A 以下的 IGBT 模块及 $V_{CES}=1200\text{V}$ 系列的电流容量在 100A 以下的 IGBT 模块。而 M57958L 可用来直接驱动 $V_{CES}=600\text{V}$ 系列的电流容量在 400A 以下的 IGBT 模块及 $V_{CES}=1200\text{V}$ 系列的电流容量在 400A 以内的 IGBT 模块。它们均采用双电源驱动技术,输入信号与 TTL 电平兼容,且采用单列直插式厚膜集成电路封装。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

M57957L 与 M57958L 均采用单列直插式标准 8 引脚厚膜集成电路封装。它们的外形和引脚排列如图 8-43 所示,各引脚的名称、功能及用法可见表 8-16。

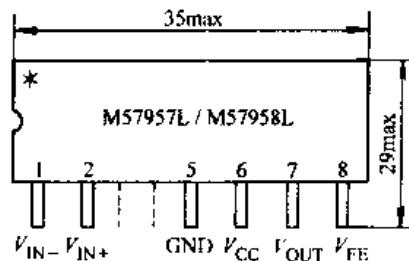


图 8-43 M57957L/M57958L 的引脚排列

2. 内部结构和工作原理

M57957L 与 M57958L 的内部结构和工作原理示图如图 8-44 所示。由图可知,它们的内部集成有光耦合器、接口及功率放大单元。其工作原理可简述为:来自脉冲形成单元的驱动信号为高电平时光耦合器导通,接口电路把该信号整形后由功率放大级的两级达林顿 NPN 晶体管放大后输出,驱动功率 IGBT 模块导通。在驱动电路输出脉冲为低电平时,光耦合器截止,此时接口电路输出亦为低电平,功率放大输出级 PNP 晶体管导通,给被驱动功率 IGBT 栅-射极间施加反向电压,使被驱动功率 IGBT 模块恢复关断状态。

3. 主要设计特点、极限参数、性能参数和推荐工作条件

(1) 主要设计特点

表 8-16 M57957L/M57958L 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	V_{IN-}	驱动脉冲输入负端	使用中通过一个反相器接用户脉冲形成电路的输出
2	V_{IN+}	驱动脉冲输入正端	使用中通过一个电阻接用户脉冲形成部分电源
5	GND	驱动脉冲输出地端	接驱动脉冲输出级电源地端, 该端电位应与用户脉冲形成部分完全隔离
6	V_{CC}	驱动功放级正电源端	接用户提供的驱动脉冲输出级正电源端
7	V_{OUT}	驱动脉冲输出端	直接串联一个电阻接被驱动的 IGBT 栅极
8	V_{EE}	驱动功放级负电源端	接用户提供的驱动脉冲功率放大级负电源端

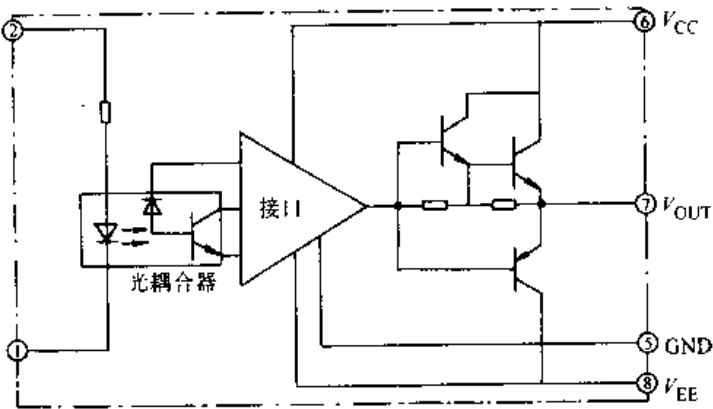


图 8-44 M57957L/M57958L 的内部结构及工作原理示意图

- 1) 功耗较小, 可以采用密集型的单列直插式厚膜电路封装。
- 2) 单电源工作, 供电极为简化。
- 3) 外接串联电阻可输入 CMOS 信号, 输入信号与 TTL 电平兼容。
- 4) 内置高速光耦合器, 可隔离 2500V、50Hz 的交流电压。
- (2) 极限参数和性能参数 M57957L 的极限工作参数见表 8-17。M57958L 此部分参数与 M57957L 大部分相同, 不同的参数在该表中为括号内的数字。M57957L 与 M57958L 的电性能参数完全相同, 该部分参数见表 8-18。

表 8-17 M57957L/M57958L 的极限参数 ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$)

符 号	参 数	测试条件	额 定 值	单 位
V_{CC}	电源电压	直流	18	V
V_{EE}			-12	V
V_{IN}	输入电压	加于引脚 1 和 2 之间	-1~+7	V
V_O	输出电压	高电平输出电压	V_{CC}	V
I_{OHP}	输出电流	脉冲宽度 $2\mu\text{s}$, $f=20\text{kHz}$ (30kHz)	2 (-5)	A
I_{OLP}			+2 (+5)	A
I_{OH}		直流	0.2	A
V_{iso}	绝缘电压 (有效值)	正弦波电压, 60Hz, 1min	2500	V
T_j	结温		100	$^{\circ}\text{C}$
T_A	工作温度		-20~+70	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	贮存温度		-25~+100	$^{\circ}\text{C}$

表 8-18 M57957L 与 M57958L 的电性能参数和推荐工作条件 ($T_A=25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{CC}=15\text{V}$ 、 $V_{EE}=-10\text{V}$)

符号	参 数	测试条件	参数规范			单位
			最小	典型	最大	
V_{CC}	电源电压	推荐值范围	14	15	—	V
V_{EE}			-9	-10	—	V
V_{IN}	输入上拉电压	推荐值范围	4.75	5	5.25	V
I_{IH}	高电平输入电流	$V_{IN}=5\text{V}$, $R=185\Omega$		16		mA
V_{OH}	高电平输出电压		13	14	—	V
V_{OL}	低电平输出电压		-8	-9	—	V
t_{PLH}	“低电平→高电平”传输延迟时间	$V_I=0\rightarrow 4\text{V}$, $T_J=100^{\circ}\text{C}$	—	1	1.5	μs
t_r	“低电平→高电平”传输上升时间	$V_I=0\rightarrow 4\text{V}$, $T_J=100^{\circ}\text{C}$		0.6	1	μs
t_{PHL}	“高电平→低电平”传输延迟时间	$V_I=5\rightarrow 0\text{V}$, $T_J=100^{\circ}\text{C}$	—	1	1.5	μs
t_f	“高电平→低电平”传输下降时间	$V_I=5\rightarrow 0\text{V}$, $T_J=100^{\circ}\text{C}$	—	0.4	1	μs

4. 应用技术

M57957L 与 M57958L 的上述结构和原理, 决定了它可以用于单管 IGBT 模块的驱动中。图 8-45 给出了这种应用的典型接线图, 图 8-46 给出了其典型工作波形。

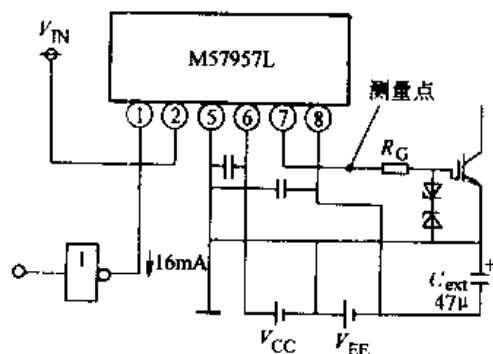


图 8-45 M57957L 与 M57958L 的典型应用接线图

注: $f=30\text{kHz}$, 占空比=50%,
 $V_{CC}=15\text{V}$, $V_{EE}=-10\text{V}$ 。

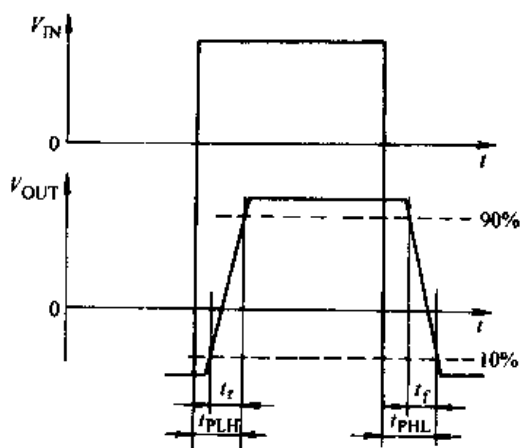


图 8-46 M57957L 与 M57958L 的典型工作波形

应注意的是, 栅极串联电阻 R_G 的值应与在有关 IGBT 模块数据表中推荐的栅极电阻值相同。

8.9 M57959AL / M57962AL / M57959L / M57962L 带保护和定时复位功能的厚膜驱动器集成电路

M57959AL 与 M57962AL 都是为驱动 N 沟道功率 IGBT 设计的厚膜混合集成电路。它们都内置可在输入与输出之间实现良好电气隔离的光耦合器, 所以可对被驱动的 IGBT 模块实现可靠的驱动。M57959AL 可用来直接驱动 $V_{CES}=600\text{V}$ 系列的电流容量在 200A 以下的 IGBT 模块及 $V_{CES}=1200\text{V}$ 系列的电流容量在 100A 以下的 IGBT 模块。M57962AL 可用来直接驱动 $V_{CES}=600\text{V}$ 及 $V_{CES}=1200\text{V}$ 系列的电流容量在 400A 以下的功率 IGBT 模块。它们均采用双电源驱动技术, 且输入与 TTL 电平兼容。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

M57959AL 与 M57962AL 均采用单列直插式标准 14 引脚封装, 其外形和引脚排列如图 8-47 所示。各引脚的名称、功能和用法可见表 8-19。

2. 内部结构和工作原理

M57959AL 与 M57962AL 的内部结构和工作原理框图如图 8-48 所示。由图可知, 这种驱动器较 M57957L 和 M57958L 多了锁存定时复位电路、栅极封锁单元及检测环节几部分。其工作过程可分析如下: 当从引脚 1 检测到被驱动的 IGBT 集-射极电压较高时, 该混合集成电路就认为负载短路或过载, 立即降低

栅极电压。不论输入为何种电平都封锁被驱动的 IGBT 的栅极脉冲, 保护电路动作输出故障信号低电平, 并从引脚 8 输出故障信号。当经过预定的 $1\sim 2\text{ms}$ 后, 如果保护电路输入的是低电平(低电平的脉宽时间要求 $< 5\mu\text{s}$), 保护电路就自行复位到正常输出状态。由以上可以看出, 通过此控制检测短路时间(典型值为 $2.6\mu\text{s}$)到输出脉冲封锁, IGBT 模块就能及时地得到

可靠的保护, 这便是 M57959AL 与 M57962AL 内部保护电路的工作过程。当引脚 1、2 检测到的信号为正常状态时, 则 M57959AL 与 M57962AL 的工作过程相当于不带保护功能的 M57957L 和 M57958L, 所以此处不再详述。

M57959AL 及 M57962AL 内部检测短路的操作程序如图 8-19 所示。

表 8-19 M57959AL 与 M57962AL 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	M	故障信号检测输入端	使用中, 通过一快恢复二极管接被驱动 IGBT 的集电极
2	SC	测量点端	通过一个电容接引脚 4 (V_{CC})
3、7、9、10	NC	空端	使用中悬空
4	V_{CC}	驱动输出级正电源端	接用户为功率放大输出级提供的正电源
5	V_o	驱动信号输出端	直接串联一个电阻接被驱动 IGBT 的栅极
6	V_{EE}	驱动输出级负电源端	使用中, 接用户为驱动功率放大级提供的负电源
8	I_o	故障信号输出端	接报警光耦合器一次侧发光二极管阴极
13	V_{IN-}	驱动脉冲输入负端	接驱动脉冲形成单元输出脉冲负端
14	V_{IN+}	驱动脉冲输入正端	接驱动脉冲形成单元电源端, 应注意该电源应与 V_{EE} 、 V_{CC} 电位隔离

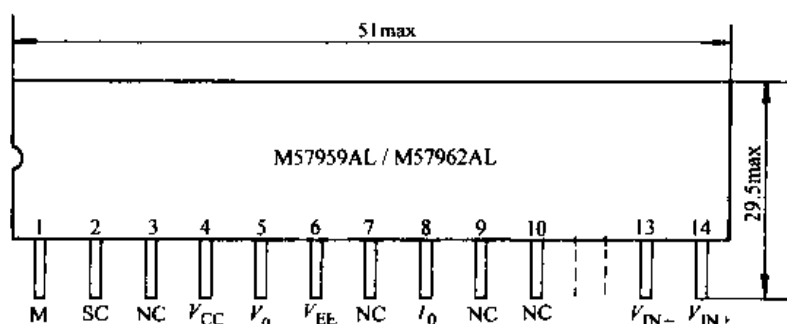


图 8-47 M57959AL 与 M57962AL 的引脚排列示意图

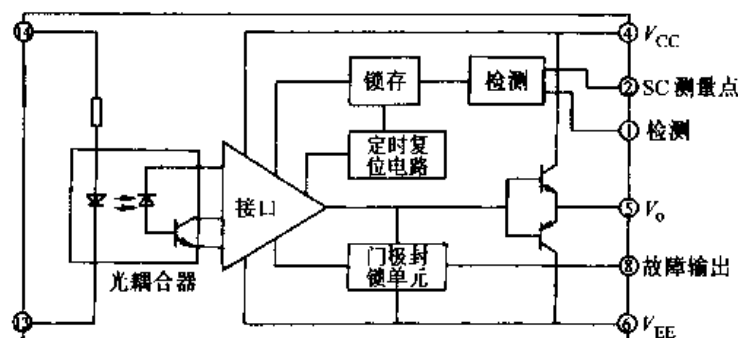


图 8-48 M57959AL 与 M57962AL 的内部结构和工作原理图

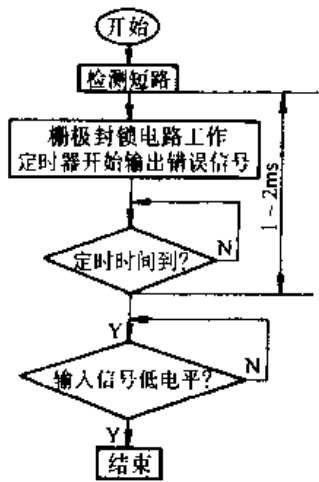


图 8-49 M57959AL 及 M57962AL 内部检测短路的操作程序

3. 主要设计特点、极限参数、性能参数及推荐工作条件

(1) 主要设计特点

- 1) 采用双电源驱动技术。
- 2) 内部集成有输出端口的短路保护电路。
- 3) 输入与 TTL 电平兼容。
- 4) 输入与输出间用光耦合器实现电气隔离(绝缘电压 V_{iso} 为 2500V (有效值), 1min)。

(2) 参数限制、性能参数及推荐工作条件

M57959AL 和 M57962AL 的极限参数(或称最大参数)见表 8-20, 表 8-21 给出了 M57962AL 的电性能参数, M57959AL 绝大部分电参数与 M57962AL 相同, 不同之处在表中括号内给出。应特别注意的是连接引脚 2、4 间电容的布线长度影响检测短路的时间, 一般要求连线长度限制在 5cm 之内。

表 8-20 M57962AL 与 M57959AL 的极限参数 ($T_A=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

符 号	参 数	测试条件	额 定 值	单 位
V_{CC}	电源电压	直流	18	V
V_{EE}			-15	V
V_I	输入电压	加于引脚 14 和 13 之间	-1~7	V
V_O	输出电压	高电平输出电压	V_{CC}	V
I_{OHP}	输出电流	脉冲宽度为 $2\mu\text{s}$, $f=20\text{kHz}$	-5 (-2)	A
I_{OLP}			5 (-2)	A
V_{iso}	绝缘电压	正弦波电压, 60Hz, 1min	2500	V_{rms}
T_C	壳温		85	$^{\circ}\text{C}$
T_{opr}	工作温度		-20~+60	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	贮存温度		-25~+100	$^{\circ}\text{C}$
I_{OH}	输出电流	直流	0.5	A
I_{FO}	故障输出电流	引脚 8 的负载能力	20	mA
V_{R1}	输入电压	加于引脚 1 的电压	50	V

表 8-21 M57962AL 与 M57959AL 的性能参数和推荐工作条件 ($T_A=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{CC}=+15\text{V}$ 、 $V_{EE}=-10\text{V}$)

符号	参 数	测试条件	参数规范			单位
			最小	典型	最大	
V_{CC}	电源电压	推荐值范围	14	15	—	V
V_{EE}			-7	—	-10	V
V_{IN}	输入上拉电源		4.75	5	5.25	V
I_{IN}	高电平输入电流		15.2	16	19	mA
f	开关频率		—	—	20	kHz
R_G	栅极电阻		2 (3)	—	—	Ω
I_{IN}	“高电平”输入电流	$V_{IN}=5\text{V}$		16		mA

(续)

符号	参 数	测试条件	参数规范			单位
			最小	典型	最大	
V_{OH}	“高电平”输出电压		13	14		V
V_{OL}	“低电平”输出电压		-8	-9	-	V
t_{PLH}	“低电平→高电平”传输延迟时间	$I_{IN} = 16\text{mA}$		0.5	1	μs
t_r	“低电平→高电平”传输上升时间		-	0.6 (0.5)	1	μs
t_{PHL}	“高电平→低电平”传输延迟时间		-	1	1.3	μs
t_f	“高电平→低电平”传输下降时间		-	0.4 (0.3)	1 (0.6)	μs
t_{timer}	定时时间	(在输入信号为低电平时)保护信号开始到结束的时间	1	-	2	ms
I_{FO}	故障输出电流	引脚 8 的负载能力, $R = 1.7\text{k}\Omega$		5	-	mA
t_{trip1}	可控的检测短路时间 1	引脚 1 接不低于 15V 电压, 引脚 2 开路		2.6	-	μs
t_{trip2}	可控的检测短路时间 2	引脚 1 接不低于 15V 电压, 引脚 2 与 4 之间接 1000pF 的电容	-	3		μs
V_{SC}	短路检测电压	模块集电极电压	15		-	V

4. 应用技术

非常重要的作用。M57959AL 的这些曲线与 M57962AL 类似。

(1) 特性曲线 图 8-50~图 8-55 分别给出了 M57962AL 的下列特性曲线, 这些曲线对用户使用有着

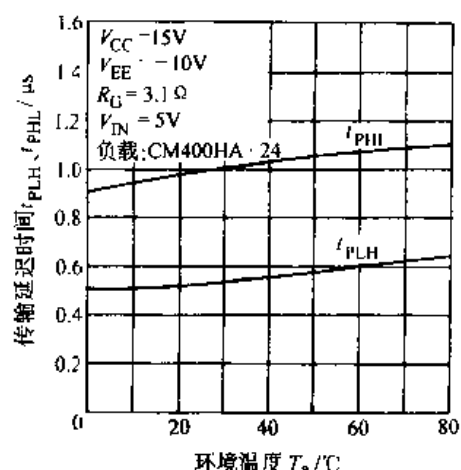


图 8-50 传输延迟时间与环境温度的典型关系曲线

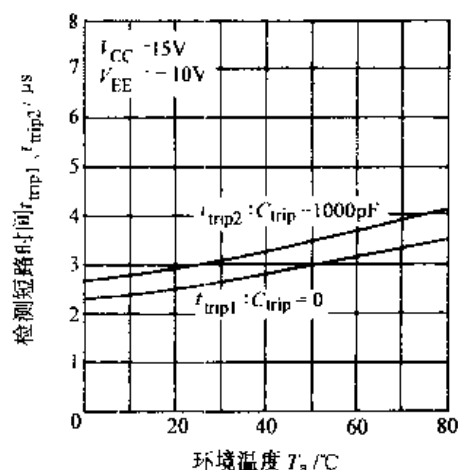


图 8-52 检测短路时间与环境温度的典型关系曲线

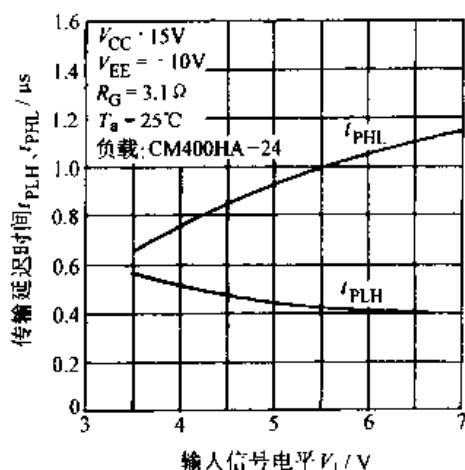


图 8-51 传输延迟时间与输入信号的典型关系曲线

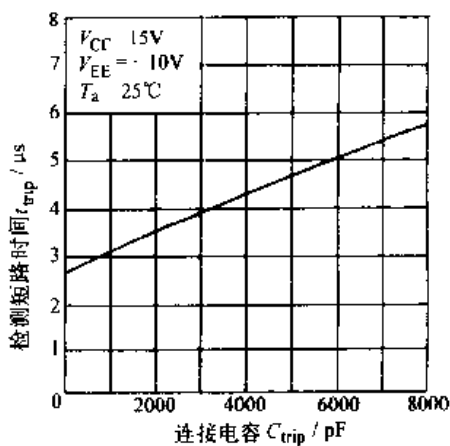


图 8-53 检测短路时间与引脚 2、4 之间连接电容大小的典型关系曲线

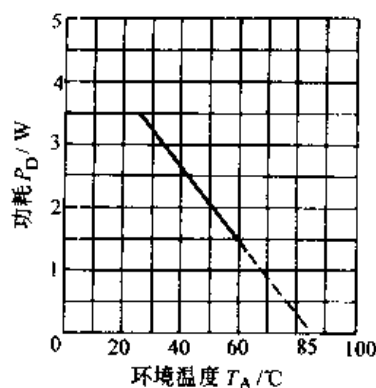


图 8-54 M57962AL 最大额定值时功耗与环境温度的关系曲线

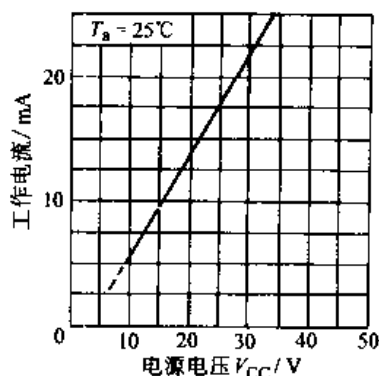


图 8-55 M57962AL 引脚 4、6 之间工作电流与电源电压之间的典型关系曲线

(2) 应用注意事项

1) M57962AL 与 M57959AL 的引脚 3、7、9、10 是用于测试的, 所以使用中不允许与外部电路相连接。

2) 电压补偿电容器与 M57962AL 和 M57959AL 之间的连接线应尽可能短。

3) 接于高压与 M57962AL 和 M57959AL 引脚 1 之间的快恢复二极管 VD_1 的反向耐压应与功率模块的耐压相同。

4) 如接于高压与 M57962AL 和 M57959AL 引脚 1 之间的快恢复二极管 VD_1 的反向恢复时间较长, 引脚 1 承受的电压较高, 作为钳位保护措施, 应在 M57962AL 和 M57959AL 的引脚 1 和 6 之间接入一个稳压二极管。

5) 如果引脚 2 处于工作状态, 引脚 2、4 之间的引线应尽可能的短 (标准长度 $< 5\text{cm}$)。

(3) 典型应用接线 M57962AL 与 M57959AL 的上述特点和性能, 决定了它们可单电源或双电源工作来驱动电力电子设备中的功率 IGBT 模块。图 8-

56 给出了由它们单电源供电时的典型应用接线图。在此种情况下, 要特别注意的是, 只有当提供的工作电源 V_{CC} 确已施加到该驱动器, 并且延时 $> R_1 C_{rev}$ 的时间常数后, 才可以向该驱动器的输入端输入驱动功率 IGBT 导通的信号。

图 8-57 给出了双电源应用时的典型接线图, 该图中要求 C_1 、 C_2 应为无感 (或电感特别小) 的高质量电容。所有这些应用中, 接于引脚 8 的光耦合器的作用是给出故障报警信号。

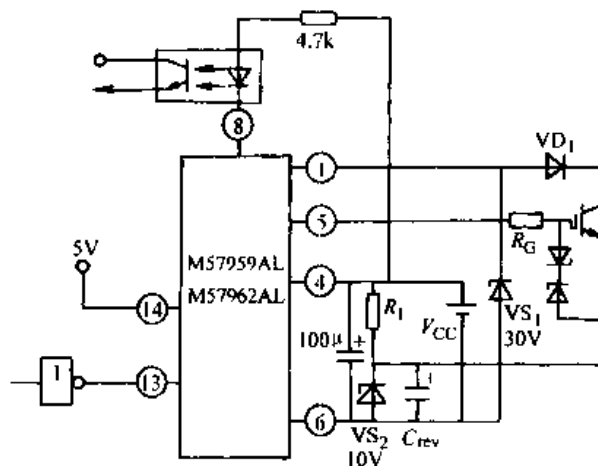


图 8-56 M57959AL 及 M57962AL 单电源工作示意图
 $V_{CC}=25\text{V}$ $C_{rev}=100\mu\text{F}$ $R_1=2.7\text{k}\Omega$

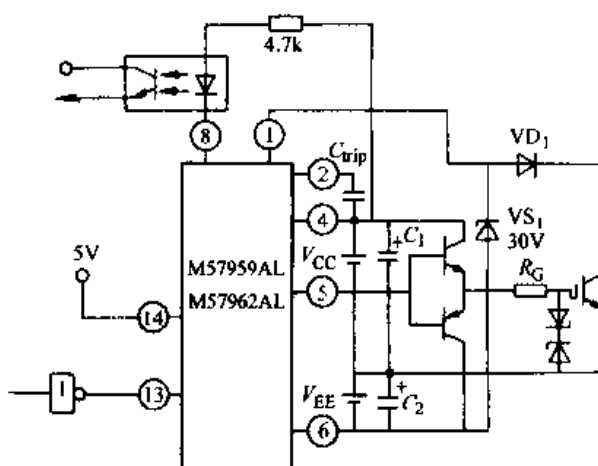


图 8-57 M57959AL 及 M57962AL 双电源工作示意图
 $V_{CC}=15\text{V}$ $V_{EE}=-10\text{V}$ $C_{trip}=1000\text{pF}$
 $C_1, C_2 \geq 100\mu\text{F}$

(4) 工作波形 图 8-58 给出 M57959AL 及 M57962AL 工作时的典型输入、输出波形和参数定义, 而图 8-59 给出短路保护操作时的输入、输出波形。

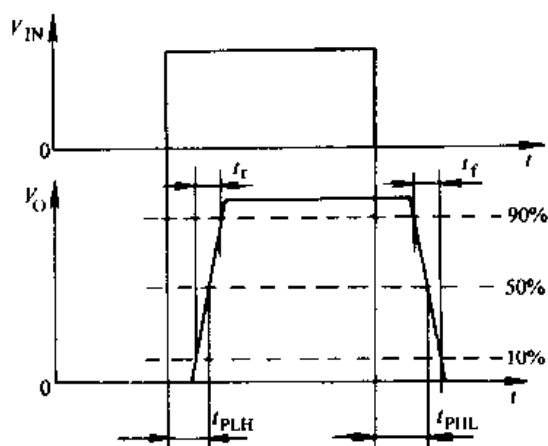


图 8-58 M57959AL 及 M57962AL
工作时的典型输入、输出波形

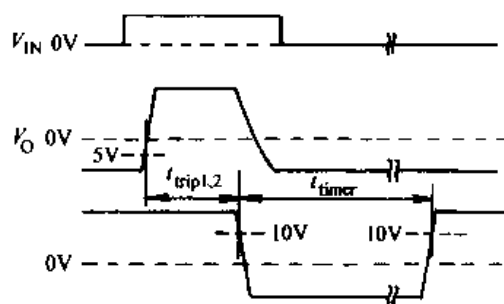


图 8-59 M57959AL 及 M57962AL
短路保护操作时的输入、输出波形

5. M57959L 及 M57962L——M57959AL 及 M57962-AL 的特例

M57959L、M57962L 与 M57959AL、M57962AL 的引脚形式完全相同，对应驱动的 IGBT 模块的容量

也相同，其极限参数和电特性相同，特性曲线极为接近。不同之处仅在于它的引脚中没有引脚 2，故内部比 M57959AL 及 M57962AL 少一个锁存单元，所以它们可分别看作是 M57959AL 及 M57962AL 的特例。使用中，它们的引脚 2 不允许外部接线，该引脚与引脚 3、7、9、10 仅用于测试，它们的典型应用仅需在 M57959AL 及 M57962AL 双电源使用图（见图 8-57）中把接于引脚 2 和 4 之间的电容 C_{in2} 去掉，并将 C_1 、 C_2 换成 $47\mu\text{F}$ 即可。单电源应用时，它们的典型接线图与图 8-56 完全相同。

8.10 M57963L 混合集成 IGBT 驱动器集成电路

M57963L 是日本三菱 (MITSUBISHI) 电机公司专门为驱动电力电子设备中的 N 沟道 IGBT 而设计的混合集成驱动器电路，它内置高速光耦合器实现输入与输出间的良好电位隔离，所以可对被驱动的 IGBT 实现可靠的驱动，可直接驱动 $V_{CES}=600\text{V}$ 系列的电流容量在 200A 以下及三菱电机公司生产的 E 系列电流容量在 100A 以下的 IGBT 模块和 $V_{CES}=1200\text{V}$ 系列的电流容量在 100A 及 E 系列电流容量在 50A 以下的 IGBT 模块。它采用双电源驱动技术，内部集成着具有输出端口的短路保护电路，且输入与 TTL 电平兼容。

1. 名引脚排列、名称、功能和用法

M57963L 采用单列直插式 14 引脚厚膜集成电路封装，对外引出 12 个引脚，其外形及引脚排列如图 8-60 所示，各引脚的名称、功能和用法可见表 8-22。

表 8-22 M57963L 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	M	故障信号检测端	通过一个快恢复二极管接被驱动的 IGBT 集电极
2, 7, 9, 10	NC	空端	使用中悬空
3	E	驱动脉冲输出参考地端	接被驱动的 IGBT 发射极，同时接一个合适的电容到引脚 6
4	V_{CC}	驱动输出级电源端	接用户提供的驱动级电源正端
5	V_O	驱动脉冲输出端	通过一个串联电阻接被驱动的 IGBT 栅极
6	GND	驱动输出级电源地端	接用户提供的驱动输出级电源地端
8	I_0	故障报警信号输出端	接外部报警光耦合器一次侧发光二极管阳极（需串一 $3.3\text{k}\Omega$ 电阻）
13	V_{IN-}	驱动脉冲输入级电源负端	通过一反相器接用户脉冲形成电路输出
14	V_{IN+}	驱动脉冲输入级电源正端	直接接用户提供的 $+5\text{V}$ 电源，应注意的是该电源应与 V_{CC} 电位隔离

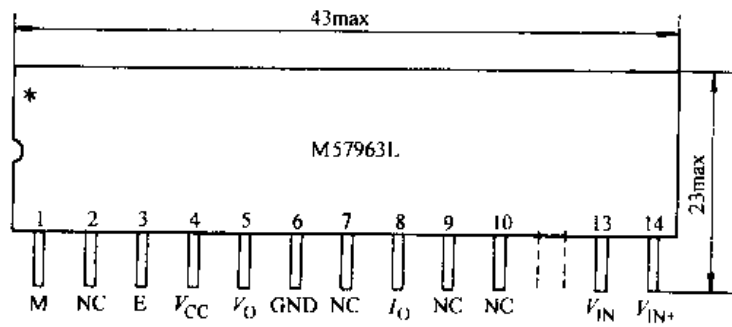


图 8-60 M57963L 的引脚排列

2. 内部结构和工作原理

M57963L 的内部结构和工作原理图如图 8-61 所示。由图可知,当输入驱动信号为高电平时,该高电平经内部的接口电路进行整形,并由内部的推挽式功率放大电路进行放大后输出高电平,使被驱动的 IGBT 导通。如被驱动 IGBT 集-射极间电压仍较高时,该混合集成电路就认为负载短路或过电流,立即降低栅极

驱动电压,并且输出故障信号低电平使保护电路动作,引脚 8 给出故障报警高电平信号。当输入信号由高电平变为低电平时,保护电路就自行恢复到正常状态。当驱动输入信号为低电平时,内部的接口整形电路也输出低电平,互补推挽电路中的下 PNP 管导通,给被驱动的 IGBT 栅-射极间施以反压,使被驱动的 IGBT 快速截止。

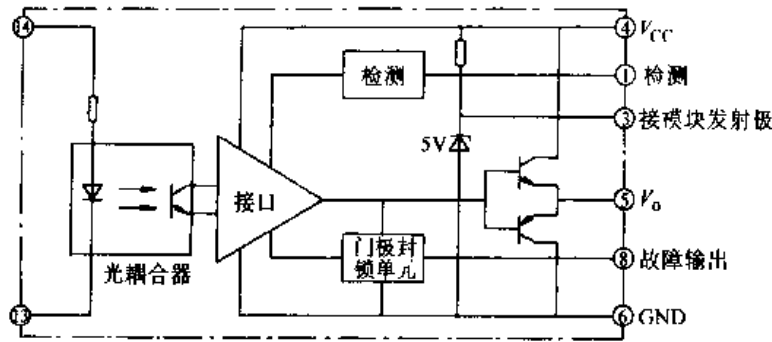


图 8-61 M57963L 的内部结构和工作原理图

3. 主要设计特点、极限参数、电特性参数和推荐工作条件

作条件

(1) 主要设计特点

1) 功耗较小,可以采用密集型的单列直插式厚膜集成电路封装。

2) 采用双电源驱动技术。

3) 内部集成有具有输出端口的短路保护电路。

4) 输出与 TTL 电平兼容。

5) 输入与输出间采用光电耦合器实现电气隔离(绝缘电压 $V_{iso(RMS)}$ 为 2500V, 1min)。

(2) 极限参数、特性参数和推荐工作条件

M57963L 的极限参数见表 8-23, 其特性参数和推荐工作条件见表 8-24。

表 8-23 M57963L 的极限参数

符 号	参 数	测试条件	额 定 值	单 位
V_{CC}	电源电压	直流	25	V
V_{IN}	输入电压	加于引脚 13 和 14 之间	-1~+7	V
V_O	输出电压	高电平输出电压	V_{CC}	V
I_{OHP}	输出电流	脉冲宽度为 $2\mu s$, $f \leq 5kHz$	-2	A
I_{OLP}			2	A
$V_{iso(RMS)}$	绝缘电压有效值	正弦波电压, 60Hz, 1min	2500	V
T_A	工作温度		-20~+70	℃
T_{stg}	贮存温度		-25~+100	℃
I_{FO}	故障输出电流	引脚 8 的负载能力	10	mA
V_{R1}	输入电压	加于引脚 1 的电压	50	V

表 8-24 M57963L 的电特性参数和推荐工作条件 ($T_a = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{V}$ 、 $V_{EE} = -10\text{V}$)

符号	参 数	测试条件	参数范围			单位
			最小	典型	最大	
V_{CC}	电源电压	推荐值范围	19	20	21	V
V_{IN}	输入上拉电压		4.75	5	5.25	V
I_{IN}	高电平输入电流		9.3	10	12	mA
f	开关频率		—	—	5	kHz
R_G	栅极电阻		3	—	—	Ω
I_{IH}	“高电平”输入电流	$V_{IH} = 5\text{V}$		10		mA
V_{OH}	“高电平”输出电压		18.5	19.5		V
V_{OL}	“低电平”输出电压		—	0.5	1.5	V
t_{PLH}	“低电平→高电平”传输延迟时间	$I_{IH} = 10\text{mA}$		4.5	8	μs
t_r	“低电平→高电平”传输上升时间	$I_{IH} = 10\text{mA}$	—	0.7	1.2	μs
t_{PHL}	“高电平→低电平”传输延迟时间	$I_{IH} = 10\text{mA}$	—	8	12	μs
t_f	“高电平→低电平”传输下降时间	$I_{IH} = 10\text{mA}$	—	0.5	1	μs
I_{FO}	故障输出电流	引脚 8 的负载能力, $R = 3.3\text{k}\Omega$	—	5	—	mA
V_{SC}	短路检测电压	模块集电极电压	15		—	V
I_{CC}	从电源吸收的电流	$I_{IH} = 10\text{mA}$, 占空比 = 50% 没有栅极驱动电流		19		mA

4. 特性曲线

M57963L 的特性可以用各种特性曲线来表示, 图 8-62~图 8-66 分别给出了它的传输延迟与环境温度、传输延迟与输入信号、功耗与环境温度、电流损耗与电源电压及保护后输入输出响应波形示图。这些曲线对正确使用它是非常重要的。

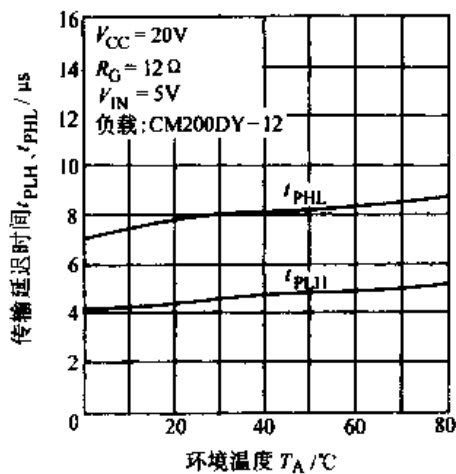


图 8-62 M57963L 的传输延迟时间与环境温度的典型关系曲线

5. 应用技术

(1) 应用注意事项 为了更加合理、有效地使用 M57963L, 需要特别注意下列问题:

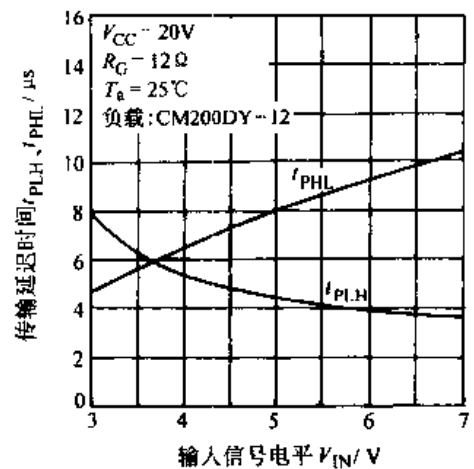


图 8-63 M57963L 的传输延迟时间与输入信号的典型关系曲线

- 1) 电压补偿电容器与 M57963L 之间的距离应尽可能短。
- 2) 在该混合集成驱动器通电后, 等到超过了周期时间 ($6200C_{mv}(\text{s})$) 时, 方可输入开始工作的信号。
- 3) 接于高压与 M57963L 引脚 1 之间的快恢复二极管 VD_1 的反向耐压要与 IGBT 模块的耐压相同。
- 4) 如果接于高压与 M57963L 引脚 1 之间的快恢复二极管 VD_1 的反向恢复时间较长, 则加于引脚 1 的电压就高, 作为钳位保护措施, 则应在 M57963L 的引脚 1 和引脚 6 之间接入一个稳压二极管。

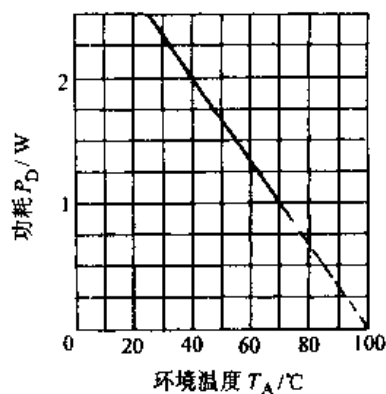


图 8-64 M57963L 的最大额定值
功耗与环境温度
的关系曲线

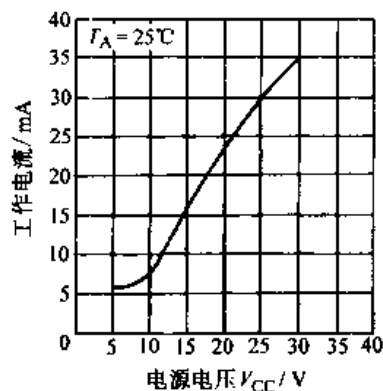


图 8-65 M57963L 的工作电流与
电源电压的典型关系曲线

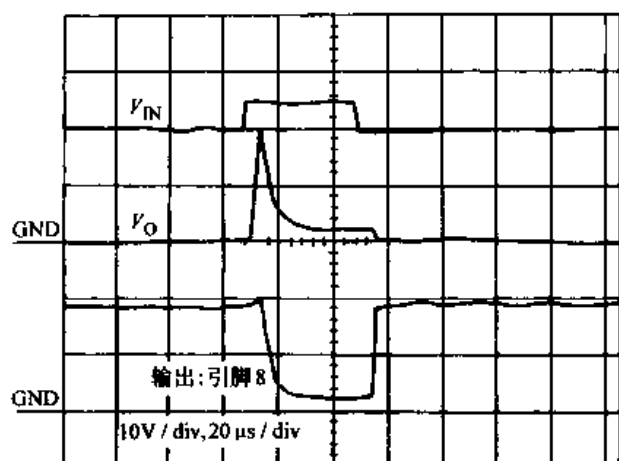


图 8-66 M57963L 的保护输入、输出响应波形

(2) 典型应用接线 M57963L 的典型应用接线如图 8-67 所示, 图中 VD_1 应选快恢复二极管, R_G 取 12Ω , V_{CC} 取 $20V$ 。图 8-68 给出该典型应用中的输入、输出波形。

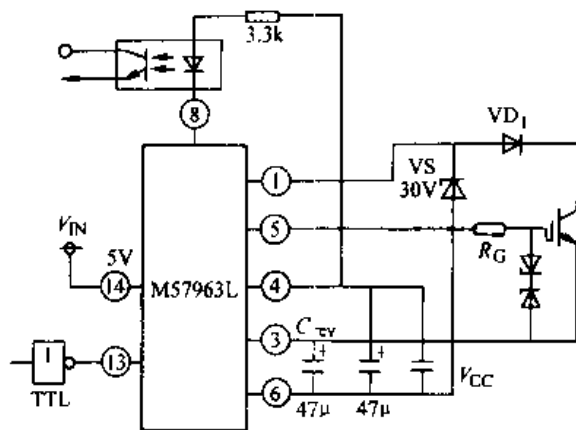


图 8-67 M57963L 的典型应用接线图
注: $f=5kHz$, 占空比 $=50\%$,
 $V_{CC}=20V$, $R_G=12\Omega$,
 VD_1 为快恢复二极管, $t_{rr} \leq 0.2\mu s$ 。

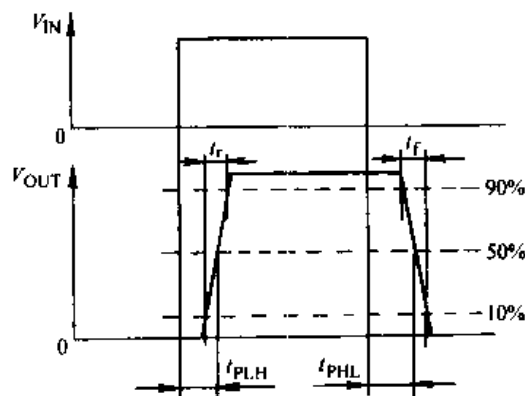


图 8-68 M57963L 的输入、输出波形图

8.11 GH-038 高速大容量 IGBT 驱动器集成电路

GH-038 是日本三社电机制作所 1997 年推出的高速大容量 IGBT 驱动器。它内置高速光耦合器实现输入、输出间的隔离, 内部高密度集成电路封装, 单一电源工作, 不需要输入级限流电阻, 可直接驱动 $300A$ 、 $600V$ 以内的功率 IGBT 模块。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

GH-038 采用标准双列直插式 8 引脚封装, 对外引出 6 个引脚。它的外形和引脚排列如图 8-69 所示, 各引脚的名称、功能和用法见表 8-25。

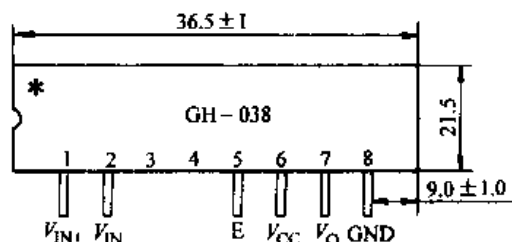


图 8-69 GH-038 的引脚排列

表 8-25 GH-038 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	V_{IN-}	驱动脉冲输入负端	接用户脉冲形成部分输出地端
2	V_{IN+}	驱动脉冲输入正端	串联一个电阻接用户脉冲形成部分输出正端
5	E	驱动脉冲输出参考地端	接被驱动的 IGBT 发射极
6	V_{CC}	驱动脉冲输出级电源端	接用户提供的驱动电源, 该电源应与引脚 1、2 所接脉冲形成部分的电源隔离
7	V_O	驱动脉冲输出端	直接串联一个电阻接被驱动的 IGBT 栅极
8	GND	驱动输出级电源地端	接用户提供的驱动输出级电源地

2. 内部结构及工作原理简析

GH-038 的内部结构及工作原理简图如图 8-70 所示。由图可知, 该驱动器应用集成在内部的电阻 R_1 来限流, 而由电阻 R_4 与稳压管 VS、电容 C_2 构成负偏压形成电路。该部分电路的作用是把用户提供的单一电源变为正、负双电源, 以满足关断过程中给被驱动的 IGBT 施加以反压, 加速 IGBT 的关断。该驱动器的原理为: 当加在引脚 2 与 1 之间的驱动脉冲信号为高电平时, GH-038 内的光耦合器导通, 其二次侧晶体管工

作经内部的整形电路 A 整形后输出高电平, 该高电平使互补功率放大输出级中的上 NPN 管导通, 向被驱动的 IGBT 施加以正向驱动电压, 此等效电压的幅值为 V_{CC} 减去稳压管 VS 的稳压值; 而当驱动输入脉冲信号为低电平时光耦合器截止, 整形电路 A 输出低电平, 互补功率放大输出级中的 NPN 管截止, PNP 管导通, 向被驱动的 IGBT 施加以幅值为稳压管 VS 稳压值的等效反压, 使被驱动的 IGBT 模块快速关断。

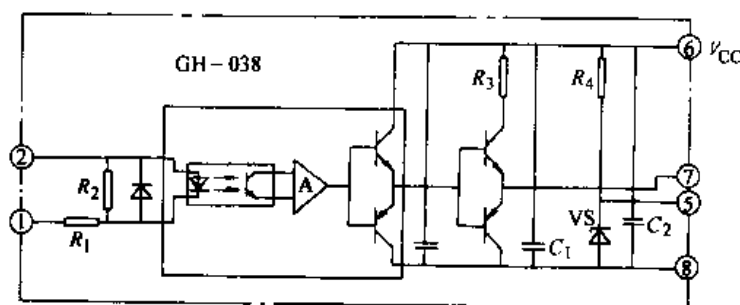


图 8-70 GH-038 的内部结构及工作原理图

3. 主要设计特点、极限参数及电特性

(1) 主要设计特点

- 1) 工作中功耗很小, 允许高密度安装。
- 2) 单正电源工作, 供电电源极为简单。
- 3) 可直接驱动 300A、600V 以下的 IGBT。
- 4) 片内的光耦合器已集成有 330Ω 的限流电阻 (当输入脉冲幅值最高为 5V 时, 可不接外部限流电阻)。

5) 内置高速光耦合器, 隔离电压高达 AC2500V。

(2) 极限和特性参数

GH-038 的极限参数和电特性参数见表 8-26。

4. 应用技术

(1) 典型应用接线 GH-038 可直接用来驱动 300A、600V 以下的功率 IGBT 模块, 图 8-71 给出其典型应用接线图。

表 8-26 GH-038 的极限和特性参数

参 数	符 号	测试条件	额定值			单位
			最小	典型	最大	
电源电压	V_{CC}		23.0	26	28.0	V
输出正向驱动电压	V_{OH}	$V_{CC}=26.0V$	16.0	18.0	19.0	V
输出反向驱动电压	V_{RB}	$V_{CC}=26.0V$	-7.0	-8.0	-9.0	V
输入电压	V_{IN}			5.0	7.0	V

(续)

参 数	符 号	测试条件	额定值			单位
			最小	典型	最大	
输入电流	I_{IN}	$V_{IN}=5.0V$	9.0	10.0	12.2	mA
正向驱动电流	I_{G1}	脉宽为 $2\mu s$ ，占空比为 0.05 以下		4.0	6.0	A
反向驱动电流	I_{G2}	脉宽为 $2\mu s$ ，占空比为 0.05 以下		4.0	6.0	A
“低电平→高电平”传输延迟时间	t_{PLH}	$V_{CC}=26.0V$ $I_F=10mA$			1.5	μs
“高电平→低电平”传输延迟时间	t_{PHL}	$V_{CC}=26.0V$ $I_F=10mA$			1.5	μs
上升时间	t_r	$V_{CC}=26.0V$ $I_F=10mA$			1.0	μs
下降时间	t_f	$V_{CC}=26.0V$ $I_F=10mA$			1.0	μs
临界电压上升率	dv/dt		15	30		kV/ μs
输入、输出间耐压	$V_{iso(RSM)}$	AC 50/60Hz, 1min	交流 2500			V
工作温度范围	T_A		$-25\sim+80$			°C
贮存温度范围	T_{stg}		$-40\sim+125$			°C

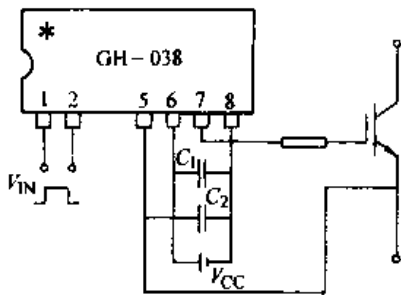


图 8-71 GH-038 的典型应用接线图

(2) 输入、输出波形 GH-038 的典型应用输入、输出波形如图 8-72 所示，图中同时给出 t_{PHL} 、 t_{PLH} 及 t_r 、 t_f 的定义。

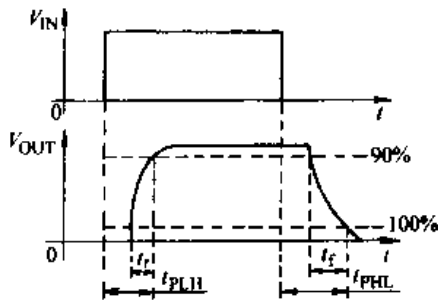


图 8-72 GH-038 的输入、输出波形

(3) 应用注意事项

- 1) 保证工作电压稳定的滤波电容应尽可能靠近 GH-038 安装，且电容量最小应选 $10\mu F$ 以上的高质量电容。
- 2) 串入栅极的电阻应按推荐的栅极电阻值来选用，在保证 GH-038 输出峰值电流不超过 8A 的条件下，可以根据传输延迟时间、被驱动的 IGBT 集-射极间的浪涌电压值来折衷考虑该电阻的最终取值。

8.12 GH-039 带有过电流保护功能的高速大容量 IGBT 厚膜驱动器集成电路

GH-039 是日本三社电机制作所于 1997 年推出的带有过电流保护功能的高速大容量 IGBT 厚膜驱动器。它为单电源工作，内置高速光耦合器实现输入、输出隔离，它高密度集成，具有对被驱动的 IGBT 进行过电流或短路保护的功能，可用来直接驱动 300A、600V 的功率 IGBT 模块。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

GH-039 采用标准单列直插式 12 引脚封装，对外引出 10 个引脚，它的芯片最大厚度为 7mm。它的引脚排列如图 8-73 所示，各引脚的名称、功能和用法见表 8-27。

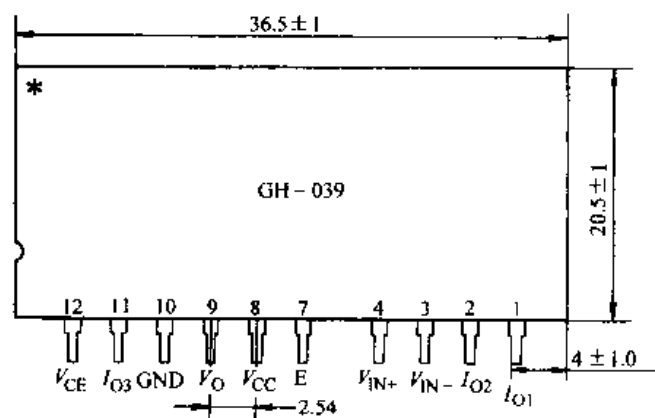


图 8-73 GH-039 的引脚排列及外形尺寸

表 8-27 GH-039 的引脚名称、功能和用法

引脚号	符 号	名 称	功能或用法
1	I_{O1}	内部集成的过电流保护用光电耦合器输出晶体管发射极端	接保护电路地
2	I_{O2}	内部集成的过电流保护用光电耦合器输出晶体管集电极端	接保护电路中报警或其他部分
3	V_{IN-}	输入驱动脉冲负端	接用户脉冲形成部分地
4	V_{IN+}	输入驱动脉冲正端	接用户脉冲形成部分输出
7	E	等效驱动脉冲输出参考地端	接被驱动的 IGBT 发射极
8	V_{CC}	驱动输出级电源端	接用户提供的驱动脉冲输出级电源
9	V_O	驱动脉冲输出端	串联一个电阻接被驱动的 IGBT 栅极
10	GND	驱动输出级电源地端	接用户提供的驱动输出级电源地，此地电位与引脚 3 的地电位应隔离
11	I_{O3}	过电流保护信号输出端	该端给出过电流保护信号，与引脚 1 与 2 不同之处在于，该引脚输出的过电流信号在光耦合器的一次侧，而引脚 1、2 在光耦合器的二次侧
12	V_{CE}	过电流信号检测输入端	GH 039 是应用 IGBT 的 V_{CE} 压降来检测被驱动 IGBT 的过电流及短路故障的，该端通过一电阻与二极管的串联网路接被驱动 IGBT 的漏极

2. 内部结构和工作原理

GH-039 的内部结构及工作原理简图如图 8-74 所示。由图可知，它与 GH-038 的区别仅在于内部多了一个过电流检测和保护电路；与 EXB 系列驱动器和带保护的 M57 系列驱动器所不同的是，该驱动器保护后给出报警或动作信号的光耦合器在片内已有，所以使用中不需像 EXB 系列或带保护的 M57 系列那样要外接光耦合器，因而使用起来更加方便，其性能比 EXB 系列和带保护的 M57 系列驱动器在保护性能上要更加优越。有关其工作原理的详细分析与 EXB 系列驱动器和带保护的 M57 系列驱动器相类似，此处不再赘述。

3. 主要设计特点、极限参数、电性能和推荐工作条件

(1) 主要设计特点

1) 低功耗设计，工作中发热很小，允许高密度安装。

2) 单电源工作，供电电源极为简单。

3) 片内集成有 330Ω 的光耦合器限流电阻。

4) 带有软关断过电流保护电路。

5) 过电流保护除封锁自身输出外，还给出供用户使用的同步输出端。

6) 内置高速光耦合器，可使隔离绝缘电压高达 AC2500V 以上。

(2) 极限参数、电性能参数和推荐工作条件 GH-039 可直接用来驱动 300A、600V 以下的功率 IGBT 模块。为了便于正确使用，应注意其极限参数和推荐工作条件，这对长期、可靠并有效地工作极为有利。表 8-28 给出其极限参数、电性能参数及推荐工作条件。

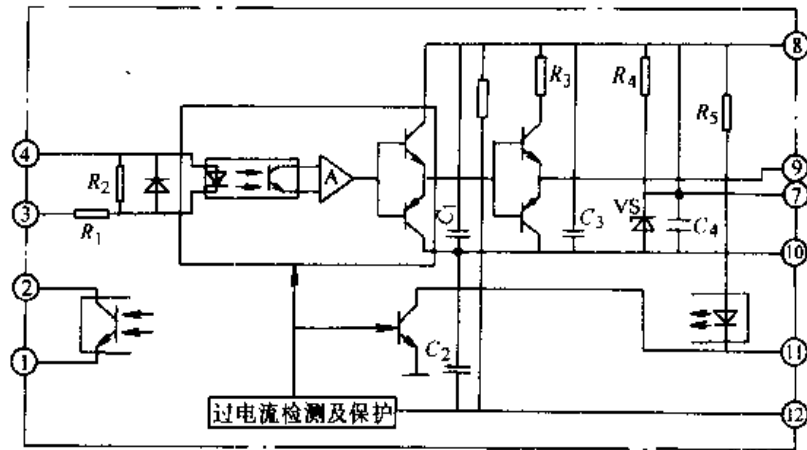


图 8-74 GH-039 的内部结构和工作原理图

表 8-28 GH-039 的极限参数、电性能参数和推荐工作条件

参 数 类 别	符 号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
工作电源电压	V_{CC}		23.0	26.0	28.0	V
高电平输出驱动电压	V_{OH}	$V_{CC}=26.0V$	15.4	17.5	18.0	V
低电平输出关断电压	V_{RB}	$V_{CC}=26.0V$	-7.0	-8.0	-10.0	V
输入电压	V_{IN}			5.0	7.0	V
输入电流	I_{IN}	$V_{IN}=5.0V$	9.0	10.0	11.5	mA
正向驱动电流	I_{G1}	脉宽为 $2\mu s$, 占空比为 0.05 以下		4.0	6.0	A
反向驱动电流	I_{G2}	脉宽为 $2\mu s$, 占空比为 0.05 以下		4.0	6.0	A
“低电平→高电平”传输延迟时间	t_{PLH}	$V_{CC}=26.0V$ $I_{IN}=10mA$			1.5	μs
“高电平→低电平”传输延迟时间	t_{PHL}	$V_{CC}=26.0V$ $I_{IN}=10mA$			1.5	μs
上升时间	t_r	$V_{CC}=26.0V$ $I_{IN}=10mA$			1.0	μs
下降时间	t_f	$V_{CC}=26.0V$ $I_{IN}=10mA$			1.0	μs
过电流输出电压	V_{OC}	$V_{CC}=26.0V$	11.5	12.0	12.5	V
光耦合器导通延迟时间	t_{OCP}	$V_{CC}=26V, I_{IN}=10mA$		4.0	10.0	μs
光耦合器下降时间	t_{poutf}	$V_{CC}=26V, I_{IN}=10mA$	2.0	5.0		μs
光耦合器上升时间	t_{ALH}	$V_{CC}=26V, I_{IN}=10mA$		1.0	5.0	μs
光耦合器二极管正向电流	I_{FO}			19.0	17.0	mA
临界电压上升率	dv/dt		5	10		kV/ μs
输入输出间绝缘电压	$V_{iso(RMS)}$	AC 50/60Hz, 1min	3750			V
工作温度	T_A		-25~+80			C
贮存温度	T_{stg}		-40~+125			C

4. 应用技术

(1) 典型应用接线 GH-039 的上述结构特点和

性能, 决定了它可以方便地用来直接驱动 300A、600V 以下的 IGBT 模块, 可用于主功率器件为 IGBT 的斩

波调速、变频电源、开关电源、DC-DC 电源变换系统等电力电子设备中。图 8-75 给出其典型应用接线图, 图 8-76 给出其输入、输出波形和有关时间参数的定义, 图 8-77 给出其过电流响应曲线。

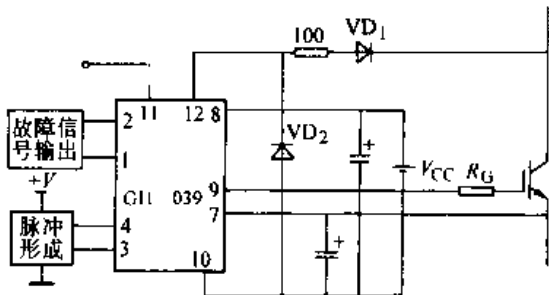


图 8-75 GH-039 的典型应用接线图

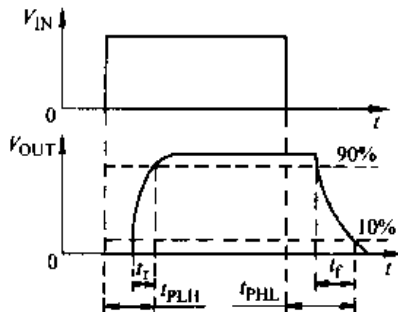


图 8-76 GH-039 的输入、输出波形

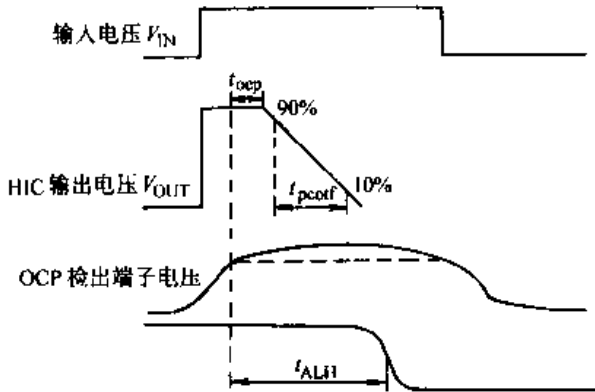


图 8-77 GH-039 的过电流响应曲线示意图

(2) 应用注意事项 为了充分发挥 GH-039 的优良性能, 使用中应注意下列问题:

1) 保证电压稳定的滤波电容器应尽可能靠近 GH-039 集成电路安装和使用, 且其电容值不能 $< 10\mu\text{F}$, 并应选用高质量的电容。

2) 串联在栅极的电阻值, 应按典型的推荐值来选用。在输出峰值电流不超过 6A 的范围内, 可根据传输延迟时间、被驱动的 IGBT 集-射极的浪涌电压过冲值来折衷考虑串入栅极的电阻值。

3) 串入 GH-039 引脚 12 与被驱动的 IGBT 集电极之间的二极管 VD_1 应选超快恢复二极管, 并且要保

证其反向耐压不低于被驱动的 IGBT 的集电极与栅极之间的额定电压。

4) 为防止所接电流保护端子光隔离器的误动作, 应在 VD_1 阳极与 GH-039 的引脚 12 之间串入 100Ω 的电阻。

5) 接于引脚 10 与引脚 12 之间的二极管 VD_2 亦可选用超快恢复二极管, 其反向耐压可以低于被驱动的 IGBT 的集-射极耐压。

8.13 SKHI21/SKHI22 性能优良的混合双路 IGBT、MOSFET 驱动器集成电路^[8-6]

SKHI21/SKHI22 混合双路 IGBT、MOSFET 驱动器是德国西门康 (SEMIKRON) 公司生产的专用新型 IGBT 和 MOSFET 混合驱动器。它有两路驱动器, 可以直接驱动 IGBT 半桥模块, 典型工作频率为 17kHz 。输入为 CMOS 兼容器, 内部有 V_{CE} 监控和自动关断电路, 可提供有效的短路保护。在驱动半桥模块时, 驱动器自动双路互锁, 防止发生直通, 并向用户提供“错误 (Error)”锁存信号。由于其采用变压器隔离技术, 驱动多路信号均只需要一路电源, 是 UPS、电焊机及逆变器应用中理想的 IGBT 和 MOSFET 驱动用集成电路。SKHI21 和 SKHI22 的内部电路结构基本相同, 两者的区别在于电路应用对象不同, SKHI21 用于驱动西门康公司自己生产的 IGBT, 而 SKHI22 可用于驱动各种 IGBT 模块, 但这两者都只能驱动 200A 以下的 IGBT 模块。

1. 各引脚的排列、名称、功能和用法

SKHI21/SKHI22 采用模块式封装, 它的封装形式如图 8-78 所示, 对外引出 16 个引脚。

各引脚的名称、功能和用法:

(1) 输入引脚

引脚 P_7 (GND)、 P_{14} (GND): 控制脉冲输入部分参考地端。使用中, 与用户脉冲形成部分的地相连。

引脚 P_8 ($V_{\text{IN}2}$)、 P_{12} ($V_{\text{IN}1}$): 两路互补驱动脉冲输入端。使用中, 接用户脉冲形成电路的输出, 两输入脉冲间应有一定的互锁时间, 以防止同桥臂两电力 IGBT 或 MOSFET 同时导通而发生直通。

引脚 P_9 ($R_{\text{TD}2}$)、引脚 P_{11} ($R_{\text{TD}1}$): 封锁延迟时间设置电阻连接端 1 和连接端 2。使用中分别通过一个电阻接工作电源端 (引脚 13)。该两个引脚所接电阻设置输出两路驱动信号的封锁延迟时间, 以防止该驱动器用来驱动同桥臂上、下两个 IGBT 时的直通情况发生。

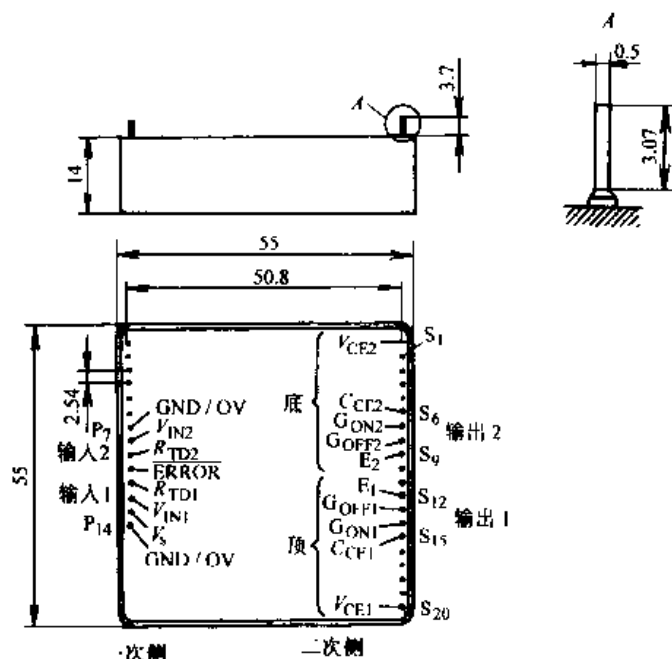


图 8-78 SKHI21/SKHI22 的引脚排列 (引脚向上)

引脚 P_{13} (V_s): 输入级电源端。接用户驱动脉冲形成级电源端。

引脚 P_{10} ($\overline{\text{ERROR}}$): 脉冲封锁信号输入端。低电平有效,该端低电平可封锁输出驱动脉冲,使用中接用户保护电路的输出。

(2) 输出引脚

引脚 S_1 (V_{CE2}) 和引脚 S_{20} (V_{CE1}): 被驱动 IGBT 集-射极间压降或被驱动 MOSFET 漏-源极间压降监视电压输入端。使用中,分别接被驱动半桥 IGBT 的集电极或 MOSFET 漏极。由于 SKHI21/22 内部已有高压快恢复二极管,所以使用中不需再串高压快恢复二极管。

引脚 S_6 (C_{CE2}) 和引脚 S_{15} (C_{CE1}): 两个被驱动功率开关器件 (IGBT 或 MOSFET) 欠饱和保护门槛设置端。使用中,分别通过一个电阻与电容的并联网路接被驱动功率 IGBT 的发射极或 MOSFET 的源极。

引脚 S_9 (E_2) 和引脚 S_{12} (E_1): 输出驱动信号参考地端。使用中,分别接被驱动的两个功率开关器件 IGBT 的发射极或功率 MOSFET 的源极。

引脚 S_7 (G_{ON2}) 和引脚 S_{14} (G_{ON1}): 两驱动脉冲信号输出端。使用中,分别通过一个适当的电阻接被驱动的功率 IGBT 或功率 MOSFET 的栅极。

引脚 S_8 (G_{OFF2}) 和引脚 S_{13} (G_{OFF1}): 被驱动功率开关器件关断速度设置端。使用中,分别通过一个电阻接被驱动的 IGBT 或 MOSFET 的栅极。

(3) 空引脚

输入引脚中的 P_1 、 P_2 、 P_3 、 P_4 、 P_5 、 P_6 与输出引脚中的 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 及 S_{16} 、 S_{17} 、 S_{18} 、 S_{19} 均为空脚,

使用中悬空。

2. 内部结构和工作原理

SKHI21/SKHI22 的内部结构和工作原理框图如图 8-79 所示。由图可知,它们的内部集成有两个施密特触发器、两个与门、两个隔离环节、两个电平匹配器、两个功率驱动级、两个过电流检测比较器、一个输入电源电压监视及一个误差监视网络,共有八个单元电路。

(1) 脉冲隔离驱动功能 作为驱动器,脉冲隔离驱动是它的基本功能。由图 8-79 可知,当信号经 V_{IN1} 、 V_{IN2} 进入驱动器后,经过输入施密特触发器对脉冲进行整形,此触发器有较大的阈值电压回差 ($V_{IN+} = 12.9V$, $V_{IN-} = 2.1V$),因此具有较强的抗干扰能力。整形后的脉冲经一与门后进入隔离变压器一次侧,在其二次侧得到与输入脉冲同相的驱动信号,具体传输特性如图 8-80 所示。同时,由于采用了隔离变压器技术,因此整个驱动器用一路电源即可将两路脉冲信号进行隔离驱动。同样,多路信号也可以只用一路电源,选用多个 SKHI21/SKHI22 驱动器即可完成隔离驱动功能。

整个驱动器采用了模块的封装形式,可以同时驱动两路信号。只用一路时,使用输出 1、输出 2 的 V_{CE2} (S_1) 端和 E_2 (S_9) 端短接。

(2) 内锁电路 内部具有双 IGBT 互锁电路,以防止两路信号同时为开态,一路 IGBT 的关信号与另一路 IGBT 的开信号互锁的典型时间 $t_{TD} = 2.7\mu s$,可避免 IGBT 半桥直通,如图 8-80 所示。

(3) 窄脉冲抑制 如果开关脉冲过窄,脉冲变压器则不能充分充磁,且其输出端的耦合电容也不能充

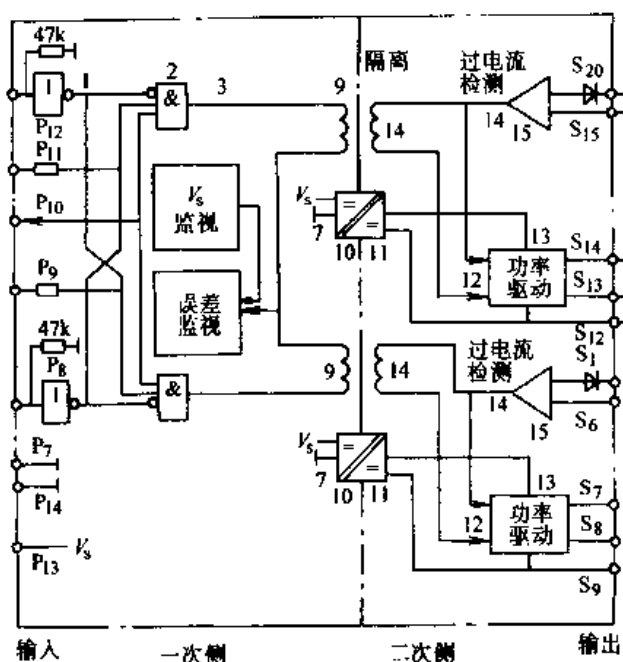


图 8-79 SKH121/SKH122 的内部结构及工作原理框图

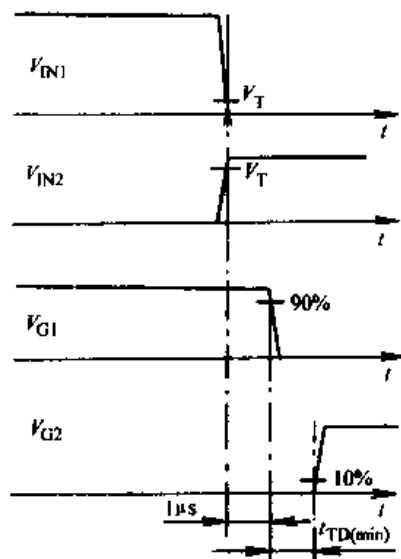


图 8-80 脉冲传输特性

分充电，这样驱动器输出端触发器将保持原状态。窄脉冲抑制功能可以确保只能传送有效触发脉冲。

(4) 错误监控与存储 SKH121/SKH122 的电路监控器主要有 V_s 监控和 V_{CE} 监控。当 V_s 低于某一门限值或 V_{CE} 高于某一门限值时，则 SKH121/SKH122 封锁输出驱动脉冲，防止被驱动功率开关器件损坏。

1) 电源监控：驱动器电源电压 V_s 最小值为 13V，如果低于该值，即产生错误信号，从而封锁 IGBT 驱动脉冲，电源达到其正常值 (15V) 4μs 以后，才允许输入脉冲。

2) V_{CE} 监控： V_{CE} 监控主要用于监视 IGBT 开态时集电极和发射极间的电压 V_{CE} ， V_{CE} 的门限为 10V。如

果 IGBT 的 C、E 间电压超出参考电压 V_{CEREF} ，输出信号会立即为零， V_{CEREF} 是可变的。IGBT 开启的瞬间高电压是允许的，利用“复位”信号可把 V_{CEREF} 设置成这个电压，参考电压 V_{REF} 的稳态电压值 V_{CEREF} 则用外接电阻 R_{CE} （连接在引脚 C_{CE} 和 E 之间）设置但不能超过 10V。并联在 R_{CE} 两端的电容 C_{CE} 可用来增加 V_{CEREF} 的延迟时间常数，此时间即为控制 IGBT 开通到 V_{CE} 监控激活的最小时间。当 IGBT 的 C、E 间电压超过 V_{CEREF} 的 t_{min} 时间后， V_{CE} 监控才起作用。

3) Error 存储：错误存储单元可对错误监控电路提供的信号进行存储，一旦有“错误存储”将同时阻止对两个 IGBT 的开脉冲，当错误监控电路无脉冲输出且双路输出均为零时，错误存储才能被清除。错误存储信号送至“ERROR”端子，并可连接至控制电路。

在错误监控电路中，有一个禁止脉冲发生器，主要用于区别形状信号和错误信号，它使错误监控功能只在形状脉冲上升沿才能起作用。因为脉冲变压器在充磁时二次侧会增加一个负向尖峰，如果没有禁止脉冲，该负向尖峰电压将触发错误监控电路。

3. 主要设计特点、主要参数和限制

(1) 主要设计特点

- 1) 集 IGBT 驱动与保护于一体。
- 2) 不需外接电子元器件，即可直接驱动 IGBT。
- 3) 绝缘式模块封装，使用十分方便。

(2) 主要参数和限制

- 1) 电源电压 V_s ：15V ± 0.6V
- 2) 电源电流 I_s ：≥ 160mA ($T_c = 85^\circ\text{C}$, $V_s = 15\text{V}$)
- 3) 最大脉冲频率：100kHz
- 4) 一、二次最大电压变化率：25kV/μs
- 5) 输入信号电压： $V_{IN+} = 12.9\text{V}$ (min); $V_{IN-} = 2.1\text{V}$ (max)
- 6) 耐压有效值电压：2500V（一次到二次侧）；1500V（二次侧两输出端之间）
- 7) 输入信号电流 I_{IN} ：0.34mA
- 8) 典型信号延迟时间：1μs（输入到输出关信号）；1μs（错误输入到错误信号输出）；1μs + t_{DT} （输入到输出开信号）
- 9) 输出导通电压：+15V
- 10) 输出关断电压：0/-15V (SKH121/SKH122)
- 11) 单路输出平均电流： $I_{outavmax} = 40\text{mA}$
- 12) 单路输出峰值电流： $I_{Gon/off} < 3.3\text{A}$
- 13) 工作温度范围 T_A ：-40 ~ +85°C

4. 应用技术

SKHI21/SKHI22 的上述优良性能和特点, 决定了它的单块可以用于单相半桥 IGBT 或 MOSFET 逆变器中, 多块可用于单相全桥或三相全桥逆变器中。

(1) 典型应用电路 图 8-81 给出了 SKHI21/SKHI22 用于单相半桥逆变器中的原理电路图, 这也是 SKHI21/SKHI22 应用的最典型电路。图中信号经过驱动模块功率放大后, 分别送到接成半桥形式的两个 IGBT 的 C、E 端。其典型电路如图 8-81 所示。

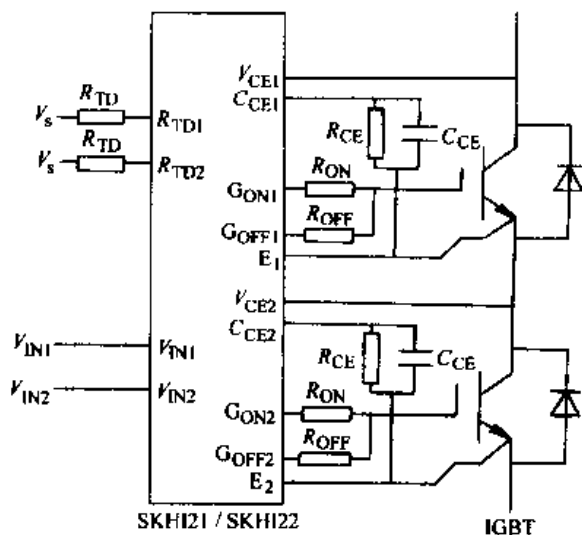


图 8-81 典型应用电路图

(2) R_{TD} 的选择 在一些特定电路中, 需要更长的内部互锁时间, 可通过在 R_{TD} 端外接电阻来实现。由两个外接电阻 R_{TD} 设置信号延迟时间, 电阻接在引脚 R_{TD} 和 V_s 之间, 其典型时间 $t_{TD} = 2.7 + 0.13R_{TD}$, $R_{TD} < 100k\Omega$ 。式中, R_{TD} 单位为 $k\Omega$ 。

(3) R_{CE} 、 C_{CE} 的选择

1) V_{CEstat} 的选择见图 8-82 所示。

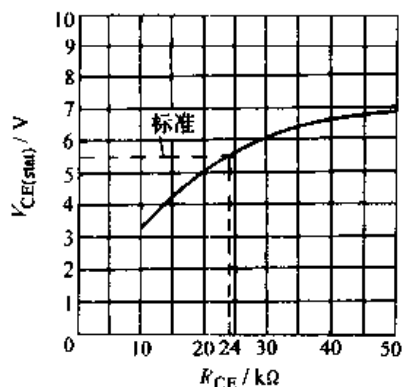


图 8-82 V_{CEstat} 与 R_{CE} 的关系曲线

2) 根据公式计算 R_{CE} ($R_{CE} > 10k\Omega$), 计算公式为 $V_{CEstat} = [9R_{CE} (k\Omega) - 25] / [10 + R_{CE} (k\Omega)]$

式中, V_{CEstat} 的单位为 V。

3) t_{min} ($t_{min} < 10\mu s$) 的选择

4) 根据公式计算 C_{CE} ($C_{CEmax} = 2.7nF$)

$$t_{min} = C_{CE} (nF) [10R_{CE} (k\Omega) / (10 + R_{CE})] \times \ln [(15 - V_{CEstat} (V)) / (10 - V_{CEstat})]$$

典型参数: $R_{TD} = 0$, $R_{CE} = 24k\Omega$, $C_{CE} = 330pF$, $V_{CEstat} = 5.6V$, $t_{min} = 1.75\mu s$ 。

(4) R_{ON} 、 R_{OFF} 的选择 外接电阻 R_{ON} 用于设置 IGBT 开启速度, R_{ON} 越大, 开启速度越低, 且续流二极管反向恢复峰值电流减小; 外接电阻 R_{OFF} 用于设置 IGBT 关断速度, R_{OFF} 越大, 关断越慢, 且寄生电感两端电压下降。典型值: $R_{ONmin} = 3.3\Omega$, $R_{OFFmin} = 3.3\Omega$ 。

(5) IGBT 模块过温保护电路的连接 模块温度监控可由 $\overline{ERROR}$ 端与 GND 端连接双金属热保护器来实现。超过标定温度时, 保护器触点打开, 使 $\overline{ERROR}$ 端有错误信号输出。

附录

附录 A 国产平板形派生晶闸管的标准系列

派生晶闸管有快速晶闸管、双向晶闸管 (Triac)、KG 型。表 A-1 及表 A-2 分别给出了现有国产产品的标准系列。
 对应国家标准的型号分别为 KK 型, KS 型, KN 型及

表 A-1 国产平板形快速晶闸管的标准系列

通态平均 电流 $I_{T(AV)}$	断态重复峰值电压 V_{DRM} 、反向重复峰值电压 V_{RRM}/V						关断时间 $t_{off}/\mu s$	主要生产企业
200 300 400 500 800 1000 1300 1650 2000 2500 3000	800/ 1000	1200	1400	1600	1800	2000	分 10、15、20、25 30、35、40 几档	西安电力电子技术研究所 襄樊仪表元件厂 西安电力整流器厂 上海整流器厂 北京整流器厂 北京椿树整流器厂 北京冶金自动化研究院电力 半导体器件研究所 清华大学电力电子厂
	各档均有产品							

注: 1. V_{DRM} 、 V_{RRM} 低于 1400V 的一般很少使用。

2. 该系列主要用于感应加热中频电源系统中。

表 A-2 国产平板形派生晶闸管的标准系列

V_{DRM} 、 V_{RRM} (对逆导晶闸管为 V_{RRM}) /V	电 流/A										KS 型双向晶闸管 (Triac)					
	KN 型逆导晶闸管 (RCT)			KG 型门极关断 (GTO) 晶闸管												
	200 /70	300 /100	400 /150	100	150	200	300	400	500	600	200	300	400	500	800	1000 1200
800 900 1000 1200 1400 1600 1800 2000 2200 2400 2600 2800 3000	各档均有产品			各档均有产品							各档均有产品					
生产企业	西安电力电子 技术研究所			株洲电力机车研究所半导体厂 西安电力电子技术研究所							西安电力整流器厂					

附录 B 国产平板形和螺栓形晶闸管、 整流管的标准系列

有关晶闸管、整流管模块的国内外产品系列参数及选用在本书第 3 章中已进行了详细介绍, 本附录旨在解决对平板形及螺栓形晶闸管和整流管系列的正确选用问题。国产平板形和螺栓形晶闸管的标准型号为

表 B 国产平板形、螺栓形、晶闸管及整流二极管的标准系列

通态平均 电流 $I_{T(AV)}/A$	断态重复峰值电压 V_{DRM} 、反向重复峰值电压 V_{RRM} (对整流型二极管为 V_{RRM})/V																												主要生产 企业																												
	100	200	300	400	500	600	(700)	800	(900)	1000	1200	(1400)	1600	(1800)	2000	2200	2400	2500	2600	2800	3000	3200	(3500)	3600	(3800)	4000	(4200)	(4400)		4500	(4800)	5000																									
5 10 16 20 25 (30) 40 50 60 (70) 80 100	各档均有螺栓形产品																												一般不生产螺栓形及平板形产品																												阜 新 晶 体 管 有 限 公 司 西 安 电 力 整 流 器 厂
(150) 160 200 250 300	各档均有螺栓形、平板形产品																												一般不生产螺栓形产品,有平板形产品																												阜 新 晶 体 管 有 限 公 司
400 500 (600)	各档均有螺栓形及平板形整流管产品,晶闸管全为平板形																												一般不生产螺栓形产品,有平板形产品																												西 安 电 力 整 流 器 厂
630 800 1000 (1200) 1250 (1500) 1600 (1800) 2000 (2300) 2500 3000 (3200)	各档均有平板形产品,2000A 以上管芯直径为 $\phi 77mm$																																																								西 安 电 力 电 子 技 术 研 究 所 西 安 电 力 整 流 器 厂
(3500) 4000 (4500) 5000	管芯直径为 $\phi 100mm$ 各档均有螺栓形、平板形产品														各档均无晶闸管产品,有整流二极管产品														西 安 电 力 电 子 技 术 研 究 所																												
V_{DRM} 、 V_{RRM}/V (对整流管 为 V_{RRM})	100	200	300	400	500	600	(700)	800	(900)	1000	1200	(1400)	1600	(1800)	2000	2200	2400	2500	2600	2800	3000	3200	(3500)	3600	(3800)	4000	(4200)	(4400)	4500	(4800)	5000																										

注:1. 带括号的电压或电流规格是国标中不推荐的产品,但国内许多生产企业仍在生产。

2. 表中所说的各档指竖列中一个电流种类对应横行中的每个电压都有一个相应的产品,如 $I_{T(AV)}=5A$,则有 KP5A/100V、KP5A/200V…KP5A/3000V。

KPXXXXA/YYYYV, 整流管的标准型号为 ZPXXXXA/YYYYV。

这里 XXX 与 YYY 分别代表通态平均电流与正向或反向重复峰值电压, 为便于读者选用标准系列, 表 A 给出国产平板形、螺栓形晶闸管及整流二极管的标准系列。

附录 C 系列化电力半导体器件控制和驱动板选型指南

在国内, 许多公司都已开发出了各种电力半导体

器件的系列控制和驱动板, 表 C-1~表 C-3 给出了如今已在国内有一定使用量并已定型系列化生产的几个公司的产品型号、性能特点及主要参数。

1. 晶闸管用触发控制板

晶闸管的触发控制板国内开发生生产的单位很多, 但形成严格的系列, 并在国内拥有一定的市场占有率的有陕西高科电力电子有限责任公司、航天工业总公司七七一所太乙电子中心、西安宏宇电气有限公司等, 表 C-1 给出了常用的晶闸管触发控制板及晶闸管类电力电子成套装置控制板的主要型号、性能参数和生产厂家。

表 C-1 常用晶闸管触发控制板简表

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
单相触发控制板	JQC1.0	采用平面安装方式的单相全控或单相半控桥或双半波及半波晶闸管整流的移相触发控制板, 内含 PI 调节器、脉冲功率放大电路、过电压和过电流保护、给定积分器及控制板自身工作的电源。该电源可供用户作给定、保护及取样电路使用, 需外配脉冲变压器及整形电路才可触发晶闸管	工作电压: 交流双 18V 输入同步电压值: AC 30V 移相范围: $0^{\circ} \sim 178^{\circ}$ 移相电压输入范围 V_K : $0 \sim 10V$ 反馈信号幅值 V_f : AC $0 \sim 10V$ 保护输出触点容量: 220V/1A 外形尺寸 (长×宽×高): $155mm \times 97mm \times 28mm$	陕西高科电力电子有限责任公司
	JQC1.1	该板应用 TCA785 作为主要芯片, 是专为单相调功温控系统而设计开发的晶闸管触发控制板, 采用电子开关控制输出脉冲的通断, 其余性能同 JQC1.0。可用于工业电炉及其他需调功温控的场合	工作电压: 交流双 18V 同步电压输入: AC 30V 移相范围: $0^{\circ} \sim 178^{\circ}$ 移相电压输入范围 V_K : $0 \sim 10V$ 保护输出触点容量: 220V/1A 外形尺寸 (长×宽×高): $147mm \times 151mm \times 28mm$	
	KCZ2	主芯片为 TCA785, 是晶闸管单相开环触发板。适用于主电路为单相全控桥、单相半控桥、单相双半波整流等系统中作晶闸管的触发, 输出为脉冲列, 内含工作电源部分。可用于单相直流或交流调压、调速装置中	工作电压: 交流双 18V 移相范围: $0^{\circ} \sim 178^{\circ}$ 移相电压输入范围 V_K : $0 \sim 10V$ 保护输出触点容量: 220V/1A 外形尺寸 (长×宽×高): $146mm \times 85mm \times 30mm$	
	KCZ6.5	具有相位自适应功能的数字化三相全控 (半控) 触发控制板, 使用中不需要确定三相电压的相位, 无需外配同步变压器和电源变压器, 内含脉冲变压器, 具有故障封锁、断相检测判断及保护功能, 输出为脉冲列。可直接触发 2500A 以下的六个晶闸管	输入电源电压范围: 单相 AC220V, 三相 AC24~380V (任一值) 移相范围: $0^{\circ} \sim 178^{\circ}$ 控制电压 V_K : $0 \sim 5V$	
	BC2M-1	单相闭环控制触发板, 具有稳压、稳流、限压、限流等功能, 板内带有双并联 PI 调节器, 锯齿波脉冲形成电路, 自身带工作电源和脉冲变压器。适用于单相半控桥式整流电路	交流供电电压: 交流双 18V 反馈电压: 直流 12V 单端输入移相范围: $0^{\circ} \sim 180^{\circ}$ 脉冲宽度: 25° 外形尺寸 (长×宽×高): $208mm \times 125mm \times 35mm$	西安宏宇电气有限公司

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
单相触发控制板	KC2M-1	单相开环过零触发板,可用于交流调压、调功、整流系统,带软启动功能,可相控或过零触发使用。还可与自动化仪表接口,实现闭环控制	外形尺寸(长×宽×高):205mm×140mm×30mm 其余参数同BC2M-1板	西安宏宇电气有限公司
	BC4M-1	单相全桥闭环控制触发板,有稳压或稳流、限压或限流等功能,可控制单相全桥进行有源逆变,自身带有软启动功能,可用于充、放电或单相稳压、稳流电源系统	外形尺寸(长×宽×高):208mm×165mm×30mm 其余参数同BC2M-1板	
三相触发控制板	KCZB	通用三相晶闸管触发控制板,内含给定积分、过电压、过电流、电流截止、断相等保护功能,板内自带脉冲功率放大及整形电路,输出可直接触发三相电路中的晶闸管。板内含有一个闭环调节器,可按用户的设定对控制系统的输出电压或电流或其他参数进行闭环调节,可从多个实施给定信号的控制台位进行控制	同步电压:三相交流30V 电源电压:两组三相交流9V 输出最大脉冲电流峰值:400mA 外形尺寸(长×宽×高):255mm×190mm×30mm	陕西高科电力电子有限公司
	KCZB1-1	在KCZB控制板的基础上增加了保护自复位功能,其余指标同KCZB板。特别适用于在晶闸管三相全控桥、三相半控桥、三相半波、双反星形系统中使用,已出口到东南亚等国	保护后继电器输出触点容量: 220V/1A、380V/0.5A 外形尺寸(长×宽×高):245mm×205mm×30mm	
	KCZ6-1T	主芯片为TC787,使用中不需要外配同步变压器及电源变压器,具有自对相及相位自适应功能,板内含脉冲形成、整形、功率放大、脉冲隔离、可直接触发晶闸管。板内还含有给定积分、过电压和过电流、电流截止、负载短路等保护功能,板内应用IP闭环调节器,使比例和积分部分单独解耦调节,其性能比常规使用的PI调节器要优越得多,而且在工程实际应用中调节更为方便。可在三相全控桥、三相半控桥、三相半波、双反星形整流系统,直流电动机调速系统及三相交流调压系统中用作晶闸管的触发	工作电源电压:单相交流220V 同步输入电压:三相交流30~380V内的任意值 输出脉冲移相范围:0°~177° 移相控制电压:0~12V	陕西高科电力电子有限公司
	KCZ6.0	采用平面式安装的开环三相晶闸管触发板,应用TC787作为主控制芯片,输出为脉冲列,板内含有脉冲功率放大及为自身工作提供直流电源的整流电源部分,具有独立封锁脉冲端。可用于三相桥式全控、半控及三相半波或双反星形电路中作晶闸管的移相触发用	工作电压:交流双18V及三相30V 移相控制电压范围 V_K :0~12V 外形尺寸(长×宽×高):155mm×68mm×28mm	
	KCZ6.1	开环三相晶闸管触发板,与KCZ6.0板相比,增加了差分器,控制逻辑为正逻辑,同时增加了给定积分器、过电流(或过电压)保护功能,给定积分时间可由用户整定,输出为脉冲列	输入交流电压:交流双18V 输入同步信号:三相30V 输入移相控制电压 V_K :0~12V 保护输出触点容量:220V/2A 外形尺寸(长×宽×高):145mm×105mm×30mm	

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
三相触发控制板	KCZ6.2	单闭环三相晶闸管触发板, 在 KCZ6.1 的基础上增加了一路保护功能及 PI 调节器, 有最大 α 及最小 α 角限幅功能, 板内含有脉冲功率放大、反馈系数调节, 保护门檻可按用户要求整定等功能	工作电压: 交流双 18V 及三相交流 30V 移相范围: $0\sim 177^\circ$ 控制电压 V_{ct} : $0\sim 12\text{V}$ 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $145\text{mm}\times 105\text{mm}\times 30\text{mm}$	陕西高科电力电子有限责任公司
	KCZ6.3	开环三相晶闸管触发板, 性能与 KCZ6.1 的差别仅在于 KCZ6.3 为反逻辑(即给定 V_{K} 最大, 控制角 α 最大)工作, 而 KCZ6.1 板给定 V_{K} 最大, 控制角 α 最小	输入信号 V_{f} 取值范围: $0\sim 10\text{V}$ 允许最大脉冲电流: 150mA 输出保护触点容量: 交流 $220\text{V}/1\text{A}$	
	KCZ6.4	是在 KCZ6.2 的基础上改 PI 调节器为开关控制而设计的, 在反馈回路中增加低零漂高放大倍数放大器, 特别适合于在低反馈取样值(如 mV 级)的系统中作闭环调节和控制用。可在交流调压、控温系统中作温度控制和调节用	输出电源电压: $\pm 15\text{V}$ 、 $+24\text{V}$ 输入工作电压: 交流双 18V 输入同步工作电压: 三相交流 30V 移相控制电压范围 V_{K} : $0\sim 12\text{V}$ 反馈取样信号范围: $0\sim 75\text{mV}$	
	JQC-3.1	三相半控晶闸管触发控制板, 具有稳压、稳流可供选择, 主控制芯片为 TCA785, 板内含有脉冲封锁单元, 保证起动或停机时主电路中主接触器在零电流下合闸及分闸。具有可进行过电压和过电流保护、保护后延时自动复位等功能, 保护到延时复位的时间可以调节	工作电压: 三路交流 8V、9V 及 30V 给定积分时间: $0\sim 30\text{s}$ 可调 保护后自动复位时间: $0\sim 10\text{s}$ 可移相范围: $0\sim 10^\circ$ 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $220\text{mm}\times 217\text{mm}\times 38\text{mm}$	
	KJZ3	应用 KJ001 的晶闸管三相半控桥触发控制板, 内含供自身工作的直流电源和脉冲功率放大晶体管, 使用中需外接脉冲变压器、电源变压器。可用于三相半波晶闸管整流系统中, 采用插件箱式结构	输入电压: 交流双 18V 及三相 10V 移相控制电压范围: $0\sim 10\text{V}$ 移相范围: $0^\circ\sim 170^\circ$ 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $190\text{mm}\times 140\text{mm}\times 30\text{mm}$	陕西高科电力电子有限责任公司 航天工业总公司七七一所太乙电子中心
	KJZ3-1	是在 KJZ3 板的基础上增加 PI 调节器及过电流保护单元而构成的。采用平板安装式结构, 其他指标同 KJZ3 板, 外形尺寸比 KJZ3 稍大	交流同步电压: 三相交流 30V 输出负载能力: 300mA 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $230\text{mm}\times 180\text{mm}\times 30\text{mm}$	
	KJZ6	应用 KJ 系列集成电路(三片 KJ004、一片 KJ041、一片 KJ042)而开发的三相全控桥开环触发控制板, 输出为脉冲列, 可有多种不同的移相控制电压输入, 内含脉冲功率放大电路, 使用中需外接脉冲变压器。插件箱式结构设计	工作电源电压: 交流双 18V 交流同步电压: 三相 30V 最大移相范围: $0\sim 170^\circ$ 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $190\text{mm}\times 140\text{mm}\times 30\text{mm}$	

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
三相触发控制板	KJZ6-3	是在 KJZ6 的基础上改型而设计的, 它将控制电压幅度转换为相应周波数且功率足够的触发脉冲, 输出为脉冲列。内含整流稳压单元, 主要芯片为 KJ 系列电路及 1Z210, 接交流输入电压即可工作, 插件箱式设计。主要用在大功率温控系统中作晶闸管的触发用	工作电源电压: 交流双 18V 交流同步电压: 三相 30V 功率控制范围: 0~100% 外形尺寸(长×宽×高): 190mm×140mm×30mm	陕西高科电力电子有限责任公司 航天工业总公司七七一所太乙电子中心
	KJZ6-4	是在 KJZ6 板的基础上增加 PI 调节器而设计开发的, 主芯片为 KJ 系列集成电路, 内含脉冲功率放大、脉冲形成及自身工作的电源, 输出为调制脉冲。采用平面安装结构, 使用中省去了应用插件箱的麻烦	输出级最大允许脉冲电流: 3A 脉冲列调制频率: 5~10kHz 可调 外形尺寸(长×宽×高): 260mm×200mm×30mm	
	KJZ6-5	专为电感性负载、大功率交流调压系统的三相全控桥晶闸管触发而设计的触发控制板。内部由电源、移相触发、PI 调节器、过电流保护四部分组成, 输出为脉冲列	交流同步电压: 交流三相 30V 输出级允许脉冲电流: $\leq 1.5A$ 使用环境温度 T_A : 0~70℃ 外形尺寸(长×宽×高): 260mm×200mm×30mm	
	KSC6M-1	三相开环过零触发板, 适用于三相交流调压、调功、整流系统, 带软启动, 可相控、过零触发和调节占空比, 输出为双窄脉冲, 板内带有故障指示发光二极管。可配自动化仪表使用, 可以组成闭环控制系统	给定电压: 直流 1~5V 或 4~20mA 外形尺寸(长×宽×高): 295mm×200mm×30mm 其余指标同 FSC6M-1	西安宏宇电气有限公司
	BSC3M-1	三相半控桥控制触发板, 内含 PI 调节器、限压、限流、过电流保护等功能。板内主要由电源、闭环调节器、移相控制、脉冲形成、脉冲功率放大及脉冲变压器组成。适用于三相半控桥及三相半波控制系统	移相范围 α : 0~210° 外形尺寸(长×宽×高): 275mm×205mm×35mm 其余指标同 FSC6M-1	
	BSC6M-1 BSC6F-1	三相闭环触发控制板, 内含 PI 调节器、限压、限流、过电流、断相等多种保护及指示功能, 适用于三相交流调压、整流及有源逆变系统, BSC6M-1 与 BSC6F-1 的差别在于前者带脉冲变压器, 后者不带	外形尺寸(长×宽×高): BSC6M-1 为 340mm×205mm×35mm; BSC6F-1 为 310mm×205mm×35mm	
晶闸管类电力电子成套装置控制板	KGPS II	专为中频电源开发的零电压启动板, 内含三相晶闸管整流桥及单相晶闸管逆变桥中晶闸管的触发控制电路及保护电路, 适用于工作频率为 400Hz~2.5kHz, 功率为 250~1000kW 的晶闸管中频电源中作控制用, 采用零压启动方式、单块大板结构	工作电源电压: 双交流 18V 及一个独立的交流 18V 取样信号: AC0~10V 给定电压: DC0~10V	陕西高科电力电子有限责任公司

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
晶闸管类电力电子成套装置控制板	KGPSR 型板	应用专利技术开发的晶闸管中频电源触发电控制板,它由三个获专利的专用模块单元构成,具有过电压、过电流、截压、截流保护功能。起动方式为撞击式,采用单块大板结构	工作电源电压:三相交流 30V 及直流 20V 移相电压范围:0~10V 外形尺寸(长×宽×高):200mm×120mm×30mm	陕西高科电力电子有限公司
	KGPSA 型板	单块大板结构,采用扫频启动方式,是应用锁相环构成的晶闸管中频先扫频后锁频式控制板,具有使用调试方便、保护功能齐全等优点	工作电源电压:交流双 18V 移相电压范围:0~10V	
	KGS	专为直流电动机调速而设计的专用控制板,内含双闭环调节器,具有过电压、过电流、断相、错相、电流截止等保护。输出八路触发脉冲,可触发电机电枢供电电路中的六个晶闸管及控制电机励磁的单相桥式半控励磁回路中的两个晶闸管	输入给定控制电压:0~10V 输入控制电压:交流两组 13V 及 14V 输入三相同步电压:三相 30V 外形尺寸(长×宽×高):327mm×202mm×30mm	
	KJZ12	为大功率直流电动机可逆调速系统设计的正、反转触发控制板,输出为脉冲列,板内增加有源滤波网络,抗干扰能力强,使用中只需要三个同步电压,系统配套方便。内部加有逻辑切换和封锁延时部分,使用中必须与 KSAF 调节保护板配套使用,才可以构成多功能高性能无环流调速系统	同步输入电压:3 相交流 30V 移相电压:0~8V 输出级允许电流最大脉冲值:800mA 工作环境温度范围 T_A : -10~70℃	陕西高科电力电子有限公司 航天工业总公司七七一所太乙电子中心
	KSAF	调节保护板,内含闭环调节器,可用于电力电子设备系统中构成调节板和闭环控制,与 KJZ12 及其他 KJ 系列触发控制板配套使用可以组成各种调速及电源系统	工作电源电压:交流双 18V 给定及反馈电压幅值:0~+10V	
	KCZ1	专为小功率直流电动机调速而开发的专用控制板,应用 TCA785 为主芯片,内含双闭环调节器、过电流保护单元,带有脉冲隔离、脉冲整形和抗干扰环节。输出可直接触发四个晶闸管,可方便地用于单相全控桥、单相半控桥及双半波电路中作晶闸管的触发用	输入工作电压:交流双 18V/0.5A 输入移相电压范围 V_K : 0~12V 输入反馈电压或转速值:直流 0~-12V 输入电流反馈值范围 I_f : 交流 0~10V/0.1A 移相范围:0~170° 外形尺寸(长×宽×高):154mm×149mm×30mm	陕西高科电力电子有限公司
	KJZ1	性能与 KCZ1 相类似,采用 KJ004 芯片,仅能用于单相半波或单相半控桥系统,采用插件箱式安装	输入电压:交流双 18V 输出电压: +24V、±15V 输入移相电压:0~10V	陕西高科电力电子有限公司 航天工业总公司七七一所太乙电子中心
	KJZ2	应用 KJ042 及 KJ004,输出为脉冲列,内部含有为自身提供工作电源的整流部分,性能与 KCZ2 类似,但为插件箱设计,使用设有 KCZ2 平面安装方便	工作电源电压:交流双 18V 同步电压:三相交流 30V 移相控制电压:0~10V 外形尺寸(长×宽×高):187mm×120mm×30mm	

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
晶闸管类电力电子成套装置控制板	KJZ2-1	单相调功控温板, 输出为脉冲列, 以 KJ042、KJ004、LZ210 等芯片作为主要控制芯片, 采用插件箱式安装设计, 内部带有供自身工作使用的整流稳压单元, 性能与 JQC1.1 类似, 但安装不如 JQC 1.1 方便	同步电压: 交流 30V 移相控制电压: 0~+10V 工作环境温度范围: 0~70℃ 外形尺寸(长×宽×高): 190mm×140mm×50mm	陕西高科电力电子有限责任公司 航天工业总公司七七一所太乙电子中心
	KC18	专为同步电机励磁开发的专用控制板, 内含脉冲形成、脉冲功率放大、脉冲整形、脉冲变压器等环节, 具有失步、失步自整定、过电压、过电流、负载短路等保护与报警显示功能, 板内含有 PI 调节器, 可进行恒流或恒压控制	工作电源电压: 单相 220V 同步电压: 三相 3V~380V 内任意值 移相控制电压范围: 0~10V 反馈电压或电流值: 0~10V	陕西高科电力电子有限责任公司
	KC-13A	专为晶闸管镍镉直流屏开发的专用控制板, 内含给定积分、单闭环 PI 调节器, 板内含有脉冲形成、脉冲功率放大及整形部分。可自动对直流屏系统的电池电压进行采样, 当电池电压 < 210V 时进行恒流充电; 当电池电压充到 270V 以上时自动切换到恒压充电; 恒压充电 7h 后自动转入浮充状态	供电电压: 交流三相 17V (相电压) 输出脉冲最大电流: 400mA 电流取样输入值: 直流 75mV 电池电压取样值: 直流 0~260V	
	KC11B	专为直流电弧炉控制而设计开发的控制板, 内部设计有一个比例积分放大器、两个比较器和一个锁定保护。可对系统进行稳压、稳流、正负反馈控制, 设计中由于各放大器输出、输入端分别引出和输入端两路切换, 所以可方便地实现开环或单闭环控制	工作电源电压: 仅单相 18V 或三相 18V 输出电压及电流: 50V/5A	
	FSC6M-1	专为蓄电池充、放电电源设计的控制板, 内含给定积分、PI 调节器、限压、限流、过电流、断相等多种保护及指示功能。适用于在三相全控桥式及三相反并联交流调压系统中完成控制功能	供电电压: 三路交流 18V 交流同步电压: 三相四线制 10V/0.5A 电压、电流反馈信号幅值: 分别为直流 12V 及 0~1V 外形尺寸(长×宽×高): 345mm×205mm×35mm	
	DSC6M-1	专为稳压或稳流电源而设计的触发控制板, 内含给定积分器、PI 调节器、触发脉冲形成、脉冲功率放大及隔离单元, 输出可直接触发晶闸管, 适合于在主电路为三相全控桥式的系统中使用	外形尺寸(长×宽×高): 280mm×205mm×35mm 其余参数同 KSC6M 1	西安宏宇电气有限公司
	ZSC6M-1 ZSC6F-1	专为直流电动机调速系统开发的双闭环控制板, 内含自身工作电源形成的整流环节、给定积分、双闭环 PI 调节器、电压和电流反馈、移相控制、脉冲形成、脉冲功率放大等单元, 并有丢脉冲自动补偿、故障检测、综合逻辑控制等功能, ZSC6M-1 板上直接带有脉冲变压器, 输出可直接触发晶闸管, 而 ZSC6F-1 不带脉冲变压器, 需外配脉冲末级板才可触发晶闸管	电流反馈信号: 直流 2V 或交流 100mA 外形尺寸(长×宽×高): ZSC6M-1 为 370mm×205mm×40mm ZSC6F-1 为 340mm×205mm×40mm	

(续)

分类	型号	性能特点	主要参数	生产企业
晶闸管类电力电子成套装置控制板	RSC6M-1 RSC6F-1	是为三相交流电动机软起动装置而开发的专用控制板,亦可用于需要软起动功能的晶闸管交、直流电源系统中,触发器部分使用中不需要任何调整,用户使用中仅需调整保护门限值设定电位器,RSC6M-1与RSC6F-1的区别是前者板内带有脉冲变压器,而后者不带	脉冲信号宽度: 70° 故障及起动完成输出触点容量: 直流 18V/2A 外形尺寸(长×宽×高): RSC6M-1 为 355mm×205mm×40mm RSC6F-1 为 325mm×205mm×40mm	西安宏宇电气有限公司
	HSC6M-1 HSC6F-1	专为电化学整流器如电解、电镀系统而设计的控制板,是在BSC6M-1及BSC6F-1的基础上改进而成的,增加了电流和电压给定积分器、外部开环给定等功能。适用于三相全控桥式整流及双反星形晶闸管整流类电力电子设备中作控制使用。同样HSC6M-1自身带有脉冲变压器整形电路,输出可直接触发晶闸管,而HSC6F-1不带脉冲变压器	脉冲对称度: <0.5° 软启动时间: 5~15s 故障保护触点输出容量: 直流 48V/2A 外形尺寸(长×宽×高): HSC6M-1 为 340mm×205mm×35mm HSC6F-1 为 310mm×205mm×35mm	
	LSC6M-1 LSC6F-1	是为三相交流同步电动机设计开发的励磁控制触发板,触发部分使用时不需任何调整,具有可靠性高、脉冲对称度高、抗干扰能力强、反应速度快等优点,采用测转差投励方式,保证了投励转速为额定转速的95%,提高了投励成功率	电压反馈信号: 直流 50V 脉冲信号宽度: 12° 双窄脉冲间隔: 60° 外形尺寸(长×宽×高): LSC6M-1 为 305mm×205mm×40mm LSC6F-1 为 275mm×205mm×40mm	
	ZSC6M-2	是为他励直流电动机恒转矩调速和恒功率调速而开发的非独立励磁控制板,板内含给定积分器、速度调节器、电流调节器、电枢电动势检测、移相控制脉冲功率放大及脉冲变压器等功能单元,输出可直接触发晶闸管。适用于三相全控桥式晶闸管整流系统	移相范围: $\alpha=0\sim150^\circ$ 外形尺寸(长×宽×高): 370mm×205mm×40mm 其余参数同FSC6M-1	
	ZC2M-2	是为单相直流调速开发的触发控制板,既可用于单相系统直流电动机的电枢控制,还可用于其他励磁控制回路,板内含有速度闭环和电流闭环的双闭环调节器及脉冲形成电路、直流工作电源和脉冲变压器	供电电源电压: 交流双 18V/0.5A 电流反馈信号: 单端输入直流 2V 或 75mV 外形尺寸(长×宽×高): 205mm×145mm×30mm	

2. 晶闸管类电力电子设备配套件

表 C-2 给出了几家公司已定型生产的,并在国内

占有一定市场的晶闸管类电力电子设备配套件的型号及生产厂家。

表 C-2 晶闸管类电力电子设备的配套件部分厂家产品简表

分类	型号	性能及特点	主要参数	生产企业
脉冲变压器	MBJ	外壳为塑料压模件,可直接焊接在印制电路板上使用,可按用户的要求制成电压比为 1:1、2:1 或 3:1,适用于调制脉冲列工作	工作调制脉冲频率: 5~10kHz 一次侧、二次侧耐压及一次侧、二次侧对外壳耐压: 有效值 2500V、1min 外形尺寸(长×宽×高): 25mm×25mm×25mm	陕西高科电力电子有限公司

(续)

分类	型号	性能及特点	主要参数	生产企业
脉冲变压器	MB2	应用 E 型铁心绕制, 线圈采用软线引出, 使用时需用螺钉固定。有二次单绕组及双绕组两种类型。宽脉冲及调制脉冲均可工作	一次侧、二次侧之间及一次侧、二次侧对外壳耐压: 有效值 2500V、1min 外形尺寸 (长×宽×高): 30mm×30mm×35mm 2-φ4mm 安装孔距: 50mm	陕西高科电力电子有限责任公司
同步变压器	MB	有三相、单相两种类型, 适用于单相及三相晶闸管类电力电子设备中作同步电源, 单相电压比 380/30V 或 220/30V 两种。三相一次侧、二次侧为开口接口, 用户可按主电路中主变压器的联结组别将同步变压器接为 Dy 或 Yy 结构, 并可随绕组头尾相连次序的不同, 满足不同联结的需要	C 型铁心容量: 单相为 15VA, 三相为 25VA 外形尺寸 (长×宽×高): 70mm×44mm×65mm 4-φ4.5mm 平面安装孔距: 50mm×42mm	
脉冲末级板	MJ1	是为单个晶闸管配套的一单元脉冲隔离及脉冲整形板, 可用来触发电流容量在 2500A 以下的单个晶闸管	电压比: 1:1、2:1 或 3:2 外形尺寸 (长×宽×高): 100mm×75mm×35mm 4 孔平面安装孔距: 93mm×68mm	陕西高科电力电子有限责任公司
	MJ2	是单独两个晶闸管脉冲隔离与整形环节的集成, 可用来触发两个容量在 1650A 以下的晶闸管, 带有脉冲正常指示, 调制脉冲工作。可用于单相半控桥式或单相全控桥式电路中与不带脉冲变压器的晶闸管控制板配合使用	电压比: 2:1 一次、二次隔离电压: 有效值 2500V 外形尺寸 (长×宽×高): 86mm×63mm×30mm 4-φ4.0mm 平面安装孔距: 80mm×57mm	
	MJ3	是单独三个晶闸管脉冲隔离与脉冲整形环节的集成, 可用来触发容量在 1650A 以下的晶闸管, 带有脉冲正常指示, 调制脉冲工作。可用于三相全控桥式及三相半控桥式整流或三相交流调压晶闸管类电力电子设备中与不带脉冲变压器的触发控制板如 KCZ6.0、KCZ6.2 配套使用	最大输出脉冲电流: 600mA 电压比: 2:1 一次、二次隔离电压: 有效值 2500V 外形尺寸 (长×宽×高): 98mm×90mm×30mm 4-φ4.0mm 平面安装孔距: 88mm×78mm	
	MJ4	可看作是两块 MJ2 的合成, 广泛用于单相全控桥式或单相全控交流调压系统中, 与不带脉冲变压器的晶闸管触发控制板如 JQC1.0、KJZ2、KCZ2 等配套使用	外形尺寸 (长×宽×高): 130mm×90mm×30mm 4-φ4.0mm 平面安装孔距: 118mm×80mm 其余参数同 MJ2	
	MJ6	可看作是两块 MJ3 的集成, 广泛应用于三相全控桥式或三相全控交流调压系统中, 与不带脉冲变压器的晶闸管触发控制板如 KCZ6.0、KCZ6.1、KCZ6.3 等配套使用	外形尺寸 (长×宽×高): 190mm×95mm×30mm 4-φ4.0mm 平面安装孔距: 181mm×82mm 其余参数同 MJ3	

(续)

分类	型号	性能及特点	主要参数	生产企业
脉冲末级板	PA6-1 PA2-2 PA3-1 PA1-5	是专为触发大电流晶闸管(如电流容量为3000A以上)而设计的,采用光隔离,省去了常规的脉冲变压器,工作时每路需独立的电源,从而构成电子式触发电路,脉冲前沿 $<0.4\mu\text{s}$ 。特别适用于电化学用晶闸管电力电子设备中作多个并联晶闸管的触发应用,从而保证各并联晶闸管的触发脉冲相位误差极小,且触发脉冲带有强触发功能。PA6-1、PA2-2、PA3-1、PA1-5分别对应触发1、2、3个独立(或并联)的晶闸管及5个并联的晶闸管,外壳为塑料压模件	工作供电电源电压:交流14V 强触发脉冲幅度: $\geq 6\text{A}$ 输出脉冲上升沿最大延时:0.4 μs 可触发晶闸管的最大电流容量:4500A,最多可同时触发6个4500A的晶闸管 一次侧、二次侧隔离电压 V_{iso} : $\geq$ 有效值2500V	陕西高科电力电子有限责任公司
	MF-1 MF-2	一单元脉冲末级板,性能指标类似于MJ1板	工作电源电压:24V/0.5A 触发脉冲最大电流:1A 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高): MF2为80mm $\times$ 60mm $\times$ 45mm MF1为85mm $\times$ 60mm $\times$ 45mm	西安宏宇电气有限公司
	MF-4	是为并联应用而设计的脉冲变压器,外壳为ABS塑料、环氧树脂封装,带有脉冲指示端,对外接线端子连接,使用极为方便,性能类似于PA6-1	强触发脉冲电流:1A 脉冲前沿上升时间: $<1\mu\text{s}$ 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):80mm $\times$ 60mm $\times$ 45mm	
	MF-5 MF-7	均为适应双窄脉冲触发板配套使用而开发的,采用塑料压模件外壳,环氧树脂封装。所用脉冲不调制,具有可靠性高、防震、防潮、前沿陡度好等特点	工作电源电压:24V/0.5A 触发脉冲最大电流:1A 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):80mm $\times$ 60mm $\times$ 45mm	
	MF-6 MF-6	是在MF-5与MF-7的基础上改型而成的,适用于宽脉冲列工作,脉冲宽度可达90°,其余指标同MF-5、MF-7	工作电源电压:24V/0.5A 工作调制频率:30kHz 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):80mm $\times$ 60mm $\times$ 45mm	
取样及保护板	YB-1	是专为电力电子设备中电压取样而设计的,用于将主电路的直流高压变换成控制板所需要的电压反馈信号。由高阻输入网络及差模运算放大器组成,所需工作电源可由系统中应用的触发板提供	工作电源: $\pm 15\text{V}/20\text{mA}$ 输入额定电压:直流440、220或110V 最大输出电压:8V 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):140mm $\times$ 120mm $\times$ 30mm	
	LB-1	无功电流检测板,用于将同步电动机的无功电流信号转换成电压信号	输入额定电压:直流440、220或110V 输入额定电流:交流5A 输出信号电压:直流5V 外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):140mm $\times$ 130mm $\times$ 30mm	
	LMC-1	主要用于同步电动机直流励磁回路的自动灭磁保护系统	额定励磁电压: $<200\text{V}$ 最大外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 高):150mm $\times$ 140mm $\times$ 40mm	

(续)

分类	型号	性能及特点	主要参数	生产企业
直流屏配套控制板	KC-13A	专为 KC-13 型镍镉直流屏控制板配套的输出直流电压稳压切换板, 用来控制串在主电路中硅链 (指多个二极管的串联) 的个数, 以实现输出直流电压的稳定	工作电源电压: $\pm 15\text{V}$ 输出触点容量: $24\text{V}/5\text{A}$, $220\text{V}/0.5\text{A}$, 分 5 路 输入电压: 直流 $220\text{V}\sim 260\text{V}$	陕西高科电力电子有限责任公司

3. 电力晶体管 (GTR) 驱动板

电力晶体管应用的关键问题是其基极驱动电路与保护电路的合理设计, 为防止驱动电路不好而造成 GTR 二次击穿等故障引起的损坏, 国内许多公司开发了 GTR 专用基极驱动板, 形成系列和定型的有陕

西高科电力电子有限责任公司。该公司利用国家“八五”攻关新成果, 开发出 GTC 系列电力晶体管专用 GTR 基极驱动板。表 C-3 给出其型号、设计特点、性能及主要参数。

表 C-3 电力晶体管 GTR 基极驱动板简表

型 号	设计特点及性能	主 要 参 数	应用领域
GTC3.0	单相半桥多功能 GTR 基极驱动板, 应用 HL202 这一国家“八五”攻关新成果, 可以直接驱动额定容量为 $100\text{A}/1200\text{V}$ 以下的双单元 GTR 模块。具有退饱和和负电源欠电压就地分散保护及过电流、过电压、欠电压、直通、短路集中式保护功能, 且各自的保护门檻可人为调节与设定, 内含积分器及 PWM 脉冲形成电路, 积分上升及下降时间可调	工作电源电压: 三个独立的交流 $18\text{V}/0.5\text{A}$, 两路电位彼此隔离的 9V 及两路电位彼此隔离的交流 7V 外形尺寸 (长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $198\text{mm}\times 140\text{mm}\times 40\text{mm}$	单相直流 PWM 调速系统, 单相半桥逆变器、开关电源等
GTC3.1	以 HL202 自保护型 GTR 基极驱动厚膜集成电路为核心单元, 可用于两单元 GTR 模块的直接驱动, 具有对被驱动 GTR 退饱和及负电源欠电压就地分散式保护功能	工作电源电压: 直流 $+15\text{V}$ 、交流 9V 及交流 7V 共 3 个电位隔离的电源 驱动 GTR 的最大容量: $100\text{A}/1200\text{V}$ 以下 外形尺寸 (长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $130\text{mm}\times 65\text{mm}\times 30\text{mm}$	GTR 斩波器, 多块使用可用于单相及三相逆变系统
GTC3.2	可以看作是两个 GTC3.1 控制板的集成, 可用来驱动额定容量为 $100\text{A}/1200\text{V}$ 以下的单相半桥逆变器中的两个 GTR 模块, 五个独立电源工作。两个或二个使用可用于单相或三相桥式逆变器中	工作电源电压: 直流 $+15\text{V}$ 、交流双 9V 及交流双 7V 或直流 $+15\text{V}$ 、双 $+11\text{V}$ 及双 $+9\text{V}$ 共 5 个电位隔离的电源 外形尺寸 (长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $110\text{mm}\times 130\text{mm}\times 30\text{mm}$	GTR 单相或三相逆变系统
GTC3.4	可以看作是四块 GTC3.1 控制板的集成, 可用来驱动额定容量 $100\text{A}/1200\text{V}$ 以下的单相全桥逆变器中四个 GTR, 可对被驱动 GTR 进行退饱和及负电源欠电压就地分散保护	工作电源电压: 一路 $+15\text{V}$ 、四路交流 9V 及四路交流 7V 或一路直流 $+15\text{V}$ 、四路直流 $+9\text{V}$ 、四路直流 $+11\text{V}$, 共 9 个电位彼此隔离的电源 外形尺寸 (长 $\times$ 宽 $\times$ 高): $220\text{mm}\times 130\text{mm}\times 30\text{mm}$	GTR 单相桥式逆变器

(续)

型 号	设计特点及性能	主 要 参 数	应用领域
GTC3.6	内部含有六个独立的可驱动 200A/1200V 以下 GTR 的全部电路及提供工作电源的整流部分, 输入可直接接用户的控制脉冲形成电路, 输出可直接与主电路中 GTR 的基极、集电极、发射极相连, 可对被驱动的六个 GTR 中的每一个进行有效快速的过电流、欠驱动、过驱动及本驱动单元欠电压的就地分散保护	工作电源: 共 13 个电位互相隔离的电压, 其中, 一个为 +15V、六组交流 9V、六组交流 7V, 亦可六组直流 11V, 六组直流 9V 外形尺寸 (长×宽×高): 310mm×130mm×30mm	主电路为三相桥式 GTR 逆变器的开关电源、变频器等领域

4. IGBT 栅极驱动板

IGBT 因驱动功率小、工作频率高, 是当今大量应用的电力半导体器件。IGBT 应用的关键问题之一同样是驱动问题。表 C-4 给出了陕西高科电力电子有限

责任公司应用国家“八五”攻关新成果 HL402 及 HL403, 开发并经众多用户使用肯定了的 IGBT 系列栅极驱动板的型号、主要设计特点、性能参数及可应用领域。

表 C-4 IGBT 系列驱动板的性能简表

型 号	设计特点及性能	主 要 参 数	应用领域
IGC2.1	一单元 IGBT 驱动板, 它可以实现直接与用户控制脉冲形成电路接口。两独立电源工作, 具有降栅压、软关断双重保护功能, 在降栅压及软关断的同时能输出报警信号, 即可用来封锁用户脉冲形成部分的输出, 又可给出一个触点信号, 使其用户用来分断自己系统的主电路。同时, 降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定, 所以适用于不同饱和压降的 IGBT 的驱动和保护	供电电源电压: 一个独立的交流 18V/0.1A 及一个独立的直流 15V/0.1A 可驱动 IGBT 的最大容量: 200A/1200V 或 400A/600V 保护后输出触点容量: 交流 1A/220V 外形尺寸 (长×宽×高): 94mm×70mm×30mm	用于 IGBT 斩波器中, 实现主斩波管 IGBT 的驱动和保护
IGC2.2	是在 IGC2.1 的基础上改进的, 从输出级来看, 可驱动两个独立的一单元 IGBT 模块, 亦可驱动单相半桥桥臂中的两个 IGBT, 或两个共阴极、两个共阳极 IGBT 模块, 保护输出为一, 其结果是两个对应驱动器独立的输出信号线“与”	供电电源电压: 两个独立的交流 18V/0.1A 及一个独立的直流 15V/0.1A 外形尺寸 (长×宽×高): 185mm×94mm×30mm 其余参数同 IGC 2.1 板	用于单相桥式 IGBT 逆变器或三相桥式 IGBT 逆变器中
IGC2.4	是在 IGC2.2 的基础上改进的, 从输出级来看, 相当于两个 IGC2.2 的功能, 可驱动四个独立的一单元 IGBT 模块, 亦可驱动单相全桥逆变器中的四个 IGBT。输入与用户控制脉冲形成电路兼容, 输出可直接驱动 IGBT 模块	工作所需电源: 一个直流 +15V, 四路交流 18V/0.1A, 共五路电位彼此隔离的电路 外形尺寸 (长×宽×高): 185mm×94mm×30mm 其余参数同 IGC 2.1 板	用于单相桥式 IGBT 逆变器中
IGC2.6	是为三相全桥 IGBT 逆变器中的六个 IGBT 驱动而设计的专用控制板, 可实现从用户脉冲形成部分到被驱动 IGBT 之间最优驱动的匹配。可对被驱动 IGBT 进行降栅压和软关断双重保护, 降栅压延迟时间、降栅压时间、软关断斜率均可通过外接电容器进行整定, 从而实现对不同饱和压降的 IGBT 栅极最优驱动和保护	工作所需电源: 一个直流 +15V, 六路交流 18V/0.1A, 共七路电位彼此独立的电源 外形尺寸 (长×宽×高): 280mm×94mm×30mm 其余参数同 IGC 2.1 板	用于三相全桥 IGBT 逆变器中

型 号	设计特点及性能	主 要 参 数	应用领域
IGC-2.7	应用国家“八五”攻关新成果 HL403B 作为主驱动芯片, 是专为大功率斩波器中的 IGBT 驱动而设计的, 与 IGC2.1~IGC2.6 系列驱动板相比, 板内增加了 PWM 脉冲形成、过电流或过电压及短路集中式保护等环节, 可实现对被驱动 IGBT 单管的软关断、降栅压、欠饱和等保护, 并可对保护进行记忆和自保, 可内控或外控 PWM 脉冲的频率。可驱动 IGBT 模块的最大容量为 600A/1200V	工作电源电压: 三路交流双 18V/0.2A 及一路 20V/0.1A 最大输出负载能力: 20mA ($\pm 15V$) 占空比调节范围: 10%~100% 外形尺寸(长×宽×高): 187mm×107mm×30mm 安装尺寸: 四孔 $\phi 4.5$ mm, 孔距(长×宽)为 197mm×94mm	用于大功率 IGBT 斩波器、交流调速或直流调速的能耗制动回路中驱动 IGBT 开关

附录 D 部分生产企业或供货商名录

一、国内公司

- 陕西高科电力电子有限责任公司**
 电话: (029) 5236567 5213405 5243880
 E-mail 地址: SxGaoke@public.xa.sn.cn
 地址: 西安市含光南路 178 号吉祥大厦七楼
 传真: (029) 5213405 邮编: 710065
 网址: <http://www.SGK.com>
<http://www.陕西高科.com>
- 西安爱帕克电力电子有限公司**
 电话: (029) 5215895
 地址: 西安市朱雀大街 94 号
 传真: (029) 5215896 邮编: 710061
- 襄樊仪元电力半导体有限公司**
 电话: (0710) 3541109
 地址: 湖北省襄樊市胜利街 186 号
 传真: (0710) 3541109 邮编: 441021
- 上海超诚电子技术研究所**
 电话: (021) 58461001
 地址: 上海市浦东大道 2688 号
 传真: (021) 58466475 邮编: 200129
- 淄博市临淄银河高科技开发有限公司**
 电话: (0533) 7184874 7172872
 地址: 山东省淄博市临淄区永流路 89 号
 传真: (0533) 7184873 邮编: 255400
- 威海星佳电子有限公司**
 电话: (0631) 5680009
 地址: 威海市火炬高新技术产业开发火炬路 173 号
 传真: (0631) 5680010 邮编: 264209
- 深圳市晴丽电子贸易有限公司**
 电话: (0755) 3372619 3388099
 网址: <http://www.SZ-Sunny.com>
 E-mail 地址: Sales@SZ-Sunny.com Shanp@public.szptt.net.cn
 地址: 深圳市福田区皇岗中路高科利大厦
 高尚阁 31 层 G.E 座
 传真: (0755) 3373696 邮编: 518026
- 西安电力电子技术研究所**
 电话: (029) 5271733 5253750
 地址: 西安市朱雀大街 94 号
 传真: (029) 5253750 邮编: 710061
- 航天工业总公司七七一所太乙电子中心**
 电话: (029) 2214322
 地址: 西安市太乙路 8 号
 传真: (029) 2214322 邮编: 710054

10. 青岛珠峰科技贸易公司
地址: 青岛市福州北路(宁夏路口) 青岛市 9718 信箱
电话: (0532) 5762442 传真: (0532) 5762442
E-mail 地址: Wpg@public.qd.sd.cn
11. 西安宏宇电气有限公司
地址: 西安市沣镐东路 4 号
电话: (029) 4257725 4253639 传真: (029) 4257725 邮编: 710082
E-mail 地址: Xahydq@pub.Xaonline.com
12. 锡山市星火电讯器件厂
地址: 江苏锡山市杨市镇星火东大街 16 号
电话: (0510) 3551406 3556201 传真: (0510) 3551406 邮编: 214514
13. 西安电力整流器厂
地址: 西安市大庆路 31 号
电话: (029) 4242951 传真: (029) 4262705 邮编: 710077
14. 浙江缙云半导体器件厂
地址: 浙江省缙云县城溪滨北路 213 号
电话: (0578) 3132620 3139557 邮编: 321400
15. 铁道部永济电机厂元件分厂
地址: 山西省永济市条山西街 24 号
电话: (0359) 8023297 传真: (0359) 8023804 邮编: 044502
16. 北京椿树整流器厂
地址: 北京市西城区北新华街 45 号
电话: (010) 66055231 传真: (010) 66056926 邮编: 100031
17. 北京整流器厂
地址: 北京市西便门外白云观街 7 号
电话: (010) 63467131 传真: (010) 63403154 邮编: 100045
18. 清华大学电力电子厂
地址: 北京昌平区南口
电话: (010) 69771414 传真: (010) 69771414 邮编: 102201
19. 北京冶金自动化研究院电力半导体器件所
地址: 北京市丰台区 84 号
电话: (010) 63817358 传真: (010) 63816990 邮编: 100071
20. 阜新晶体管有限责任公司
地址: 辽宁省阜新市解放大街 2 号
电话: (0418) 2929214 2924163 传真: (0418) 2921441 邮编: 123000
21. 株洲电力机车研究所半导体厂
地址: 湖南省株洲市田心
电话: (0733) 8498468 传真: (0733) 8498491 邮编: 412001
22. 湖北仪元电力电子(集团)有限公司(原襄樊仪表元件厂)
地址: 湖北省襄樊市胜利街 186 号
电话: (0710) 3513376 3514323 传真: (0710) 3514847 邮编: 441021
E-mail 地址: Yygrp@public.xf.hb.cn
23. 国营七七七总厂半导体厂
地址: 辽宁省锦州市古塔区重庆路二段二号
电话: (0416) 4160038 传真: (0416) 4165171 邮编: 121001
24. 山西省电子工业科研所
地址: 太原市平阳路 173 号

电话: (0351) 7229515

邮编: 030006

25. 《国外电子元器件》杂志社

地址: 西安市劳动南路 68 号 5-1-4 信箱

电话: (029) 4240255 4261340

传真: (029) 4261340 邮编: 710082

电子邮件: elements @ pub. xaonline.com

网址: <http://www.56789.com>

二、国外公司

1. 日本富士电机公司

国内经销商: 华南理工大学科技开发公司

地址: 广州市五山华南理工大学

电话: (020) 85511281

传真: (020) 85511287 邮编: 510641

网址: <http://www.scut-co.com>

2. 日本东芝公司

国内办事处: 东芝电子亚洲有限公司

上海事务所地址: 上海市茂名南路 205 号瑞金大厦 26 楼 2612 室

电话: (021) 64523077 68410666

传真: (021) 68415002

北京事务所地址: 北京市朝阳区东三环北路 5 号北京发展大厦 714 室

电话: (010) 65908792

传真: (010) 65908791 邮编: 100004

深圳事务所地址: 深圳市深南东路 333 号信兴广场地王商业中心 3010~3012 室

电话: (0755) 2463218

传真: (0755) 2461581 邮编: 518008

成都事务所地址: 成都市新华大道文武路 42 号新时代广场 18 楼 H 单元

电话: (028) 6751773

传真: (028) 6751065 邮编: 610017

3. 英国 Mirel 公司

国内经销商: 深圳晴丽电子贸易有限公司

4. 日本三社 (SanRex) 电机公司

国内代理商: 陕西高科电力电子有限责任公司

地址: 西安市含光南路 178 号吉祥大厦七楼

电话: (029) 5256567 5213405 5243880

传真: (029) 5213405 邮编: 710065

E-mail 地址: SxGaoke@public.Xa.sn.cn

网址: <http://www.SGK.com>

<http://www.陕西高科.com>

5. 日本三菱电机公司

国内办事处: 上海摄阳国际贸易有限公司

地址: 上海市漕河泾经济开发区科技创业中心桂平路 680 号 406A 室

电话: (021) 64856611

传真: (021) 64852289 邮编: 200233

国内代理商: 深圳长来机电企业集团

地址: 深圳市深南中路 3039 号国际文化大厦 1601~1602 室

电话: (0755) 3663540

传真: (0755) 3664108 邮编: 518033

网址: <http://www.evergreen-chn.com>

E-mail 地址: Market@evergreen-chn.com

6. 美国 IR 公司 (International Rectifier Company)

国内代理商: 西安千岛实业有限公司

地址: 西安市朱雀大街 94 号

电话: (029) 5257212

传真: (029) 5214408 邮编: 710061

网址: <http://www.IRF.com>

7. 德国西门康公司 (SEMIKRON)

国内代理商: 赛米控 (青岛) 电子有限公司

地址: 青岛市高科园株洲路 192 号

电话: (0532) 8701773 8701774

传真: (0532) 8701478 邮编: 266101

8. Eupec 公司

上海办事处 电话: (021) 63612618 63612619

北京办事处 电话: (010) 68579006 68579007

深圳办事处 电话: (0755) 2289104

E-mail 地址: info.Asia@eupec.com

9. 瑞士 ABB 公司

国内代理商: 西安赛晶电子科技有限责任公司

地址: 西安市朱雀大街 94 号

电话: (029) 5271725 5271726 5235377

传真: (029) 5235377 邮编: 710061

网址: <http://www.abbsem.com>

E-mail: peri@xacol.com

10. 德国西门子公司

上海办事处地址: 上海市肇嘉浜路 1033 号凯歌办公楼 306 室

电话: (021) 64684375

传真: (021) 64686284 邮编: 200030

成都办事处地址: 成都市城守东大街 59-71 号蓝光大厦 2010 房

电话: (028) 6710951

传真: (028) 6710951 邮编: 610016

深圳办事处地址: 深圳市福田区彩田路海滨广场福星阁 15 号楼 D 室

电话: (0755) 3811936

传真: (0755) 3811936 邮编: 518026

国内代理商: 北京晶川电子技术发展有限责任公司

地址: 北京市方庄芳城园 1 区 3 号金都公寓 A 座 1703 号

电话: (010) 67656750 67614103

传真: (010) 67656750

E-mail 地址: Jingchuan@a-l.net.com

网址: <http://www.jingchuan-bj.com>

11. UNITRODE 公司国内代理商: 北京电力电子新技术研究开发中心有限公司

地址: 北京市北三环中路 31 号

电话: (010) 62055231

传真: (010) 62015745 邮编: 100088

12. IXYS 公司

国内代理商: 港利电子有限公司

地址：江苏省常州市新丰街 20 号国际大厦七楼 717~752

电话：(0519) 8116388

传真：(0519) 8104942 邮编：213008

深圳代理商地址：深圳市福田区燕南路 5 号豪宫大厦七楼 C 座

电话：(0775) 3228553 3228556

传真：(0755) 3219505

E-mail: yoe@public.szonline.net

上海代理商地址：上海市宁海东路 200 号申鑫大厦 2401 室

电话：(021) 63743977 63743978

传真：(021) 63743979

E-mail: selshann@shanghai.cngb.com

北京代理商地址：北京市海淀区花园东路 9 号恩普写字楼 206 室

电话：(010) 82071702

传真：(010) 82071703

E-mail: sungdbj@public2.east.net.cn

重庆代理商地址：重庆市沙坪坝区小新街 79 号邮政大厦 516 室

电话：(023) 65334678

传真：(023) 65334678

E-mail: cungeq@public.cta.cq.cn

参考文献

第 1 章

- 1-1 李宏. 特种电源技术的新动向. 见: 特种电源控制、驱动、保护实用技术研讨会文集, 西安, 1998. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1998: 18~35
- 1-2 李宏. 蓬勃发展的电子电源技术. 电源技术应用, 1999 (5)
- 1-3 李宏. 浅谈半导体电力电子器件的新进展. 半导体情报, 1992 (6)
- 1-4 Motohisa Npshihara. The Conf. Record of Intern Power Electronics. 1990 Tokyo
- 1-5 Bose B K. Power Electronics —— a Vigorously Growing Technology. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1989, 36 (3): 403
- 1-6 李宏. 全控型电力电子器件驱动技术的新进展. 见: 中国首届电子电源及功率自关断器件应用技术研讨会论文集, 合肥, 1999. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1999: 52~56
- 1-7 王正元. 世纪更迭中的电力电子器件. 见: 中国首届电子电源及功率自关断器件应用技术研讨会论文集, 合肥, 1999. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1999: 1~12
- 1-8 陈伯时. 电控技术的发展与展望. 见: 中国首届电子电源及功率自关断器件应用技术研讨会论文集, 合肥, 1999. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1999: 13~20
- 1-9 钱照明等. 电力电子变换新技术. 见: 中国首届电子电源及功率自关断器件应用技术研讨会论文集, 合肥, 1999. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1999: 21~38
- 1-10 齐群等. 软开关 PWM 变换器发展综述. 见: 中国首届电子电源及功率自关断器件应用技术研讨会论文集, 合肥, 1999. 西安: 中国电源学会特种电源专业委员会, 1999: 57~64
- 1-11 李宏. 电子电源用功率半导体器件的新进展. 国外电子元器件, 1999 (11)
- 1-12 余岳辉. 大功率电力电子器件的新发展. 电源技术应用, 1999 (3)
- 1-13 电力电子技术研究所情报网. 电力电子行业 1998 年基本情况调查分析报告. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1999

第 2 章

- 2-1 黄俊. 半导体变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1980
- 2-2 黄俊等. 电力电子变流技术 (第 3 版). 北京: 机械工业出版社, 1998
- 2-3 刘宗富等. 现代电力电子器件与交流传动. 天津: 中国自动化学会电气自动化专业委员会, 1990
- 2-4 聂代祚. 新型电力电子器件. 北京: 兵器工业出版社, 1994
- 2-5 李序葆等. 现代电力电子器件及其应用. 上海: 电气自动化杂志社, 1990
- 2-6 张立等. 电力电子场控器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1999
- 2-7 李序葆等. 电力电子器件及应用. 北京: 机械工业出版社, 1996
- 2-8 西安电力电子技术研究所编译. 最新功率器件专辑. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1999
- 2-9 史平君等. 电源元器件实用资料汇编. 西安: 陕西省电源学会, 1998
- 2-10 俞苹. MOS 控制晶闸管 (MCT) 的特性、驱动与应用. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1994
- 2-11 许文侠. 静电感应晶闸管 (SITH) 设计、制造工艺及应用技术. 西安: 电力电子专业协会信息部, 1990
- 2-12 西安电力电子技术研究所情报室. 大功率晶体管 (GTR) 及其应用. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1991
- 2-13 西安电力电子技术研究所情报室. 门极可关断晶闸管 (GTO) 及其应用. 西安: 西安电力电子技术研究所情报室, 1991
- 2-14 张昌利等. 带有转向器的 MOS 双门极 EST 晶闸管. 电力电子技术, 1999 (2)
- 2-15 王华南等. 新型半导体器件——联栅晶体管. 国外电子元器件, 1998 (2)
- 2-16 杨大江. 新型功率器件 IGCT 的工作原理及其设计技术. 电力电子技术, 1999 (5)

- 2-17 李宏. 浅谈大功率晶体管 GTR 的保护问题. 电力电子技术, 1994 (2)
- 2-18 陈克明. 对电力电子器件应用的研究(二). 电源世界, 1999 (4)
- 2-19 叶家金. 现代电力电子器件——大功率晶体管

- 的原理和应用. 北京: 中国铁道出版社, 1992
- 2-20 薛传明等. 100A/1200V 静电感应晶闸管参数设计的探讨. 电力电子技术, 1999 (3)
- 2-21 李宏等. 浅谈大功率晶体管的驱动问题. 第一届交流调速学术会议论文集, 1989, 北戴河

第 3 章

- 3-1 富士電機株式會社編. 富士電機半導體總合力タログ. 日本: 富士電機株式會社, 1998
- 3-2 华星公司. Power Semiconductors IGBT Modules. China STAR Company DATA Book 05. 1996
- 3-3 Semikron Innovation + Service Partner for Power Electronics. 1997
- 3-4 SHORT FORM CATALOG 1998. International Rectifier
- 3-5 东芝半导体公司. 东芝半导体产品总目录 1998/1999. 日本: TOSHIBA 公司, 1999
- 3-6 东芝半导体公司. 东芝半导体产品系统目录 电力电子篇. 日本: TOSHIBA 公司, 1998
- 3-7 SanRex' 97 SELECTION GUIDE Power Semiconductors SANSHA Electric MFG. Co. LTD
- 3-8 三社電機製作所. SanRex IGBTモジュール. 日本: 株式会社三社電機製作所, 1998
- 3-9 Power Semiconductors designed to save you time and money International Rectifier Product Digest '94
- 3-10 襄樊仪元电力半导体有限公司. 晶闸管模块整流管模块样本. 襄樊: 襄樊仪元电力半导体有限公司
- 3-11 Mitel Semiconductor 公司. Power Semiconductor Product Guide 1999. 英国: Mitel Semiconductor 公司, 1999
- 3-12 Mitel Semiconductor 公司. Mitel Power Semiconductor Product Guide 功率半导体的产品手册. 英国: Mitel Semiconductor 公司, 1999
- 3-13 西安爱帕克电力电子有限公司. IGBT 模块样本. 西安: 爱帕克电力电子有限公司, 1999
- 3-14 MITSUBISHI Semiconductors '96 General Catalog
- 3-15 Eupec Power Semiconductors Leistungshalbleiter. 1998
- 3-16 MITSUBISHI Power Devices CD. 2000
- 3-17 淄博银河高技术开发有限公司. 集成移相调控

- 晶闸管模块说明书. 淄博: 淄博银河高技术开发有限公司, 1999
- 3-18 Fuji 电机株式会社. Fuji 产品样本 CD-ROM 板. 日本: Fuji 电机株式会社, 1999
- 3-19 李明. 分立器件并联与大电流模块选用原则. 国外电子元器件, 1995 (2)
- 3-20 System CATALOG FOR POWER SUPPLIES TOSHIBA 1999
- 3-21 Mitel Semiconductor Corporation 编. 低成本、高效益、运动控制 IC 及功率调节 IC 一族 小功率 IGBT 一族. 英国: Mitel Semiconductor Corporation, 1999
- 3-22 Vseries IPM Concept MITSUBISHI ELECTRIC 1997
- 3-23 富士电机编. Fuji New Semiconductor Producers. 日本: 富士电机, 1997
- 3-24 Semiconductor General Catalog'93. TOSHIBA Corporation, 1993
- 3-25 SanRex IGBT Module. SANSHA Electric MFG Co. LTD, 1998
- 3-26 三菱电机香港有限公司. 三菱 IGBT 模块和智能功率模块 (IPM) 产品与应用介绍. 日本: 三菱电机香港有限公司, 1998
- 3-27 Fuji Semiconductors Producers. BULLETIN. Fuji IGBT Module High Speed Type "Lseries". Fuji Electric'91 No. E1, '91No. E2
- 3-28 MITSUBISHI Power Devices General Catalog. 1999
- 3-29 东芝株式会社编. 东芝 IGBT 模块新产品指南. 日本: 东芝株式会社, 1998
- 3-30 Siemens Power Semiconductors IGBT Modules Data Book'96. 5 Semisens 1996
- 3-31 Siemens 公司编. Siemens 产品样本 1999 CD-ROM 板. 德国: Siemens 公司, 1999
- 3-32 Mitsubishi Electric. MITSUBISHI Semiconductor Power Module Bipolar. Japan: Mitsubishi Electric, 1994
- 3-33 Mitsubishi Electric. MITSUBISHI Semicon-

- ductor Power Module MOS. Japan: Mitsubishi Electric, 1994
- 3-34 Mitsubishi Electric. MITSUBISHI Semiconductor Power Module 1999 CD-ROM 版. Japan: Mitsubishi Electric, 1999
- 3-35 姜守仁. 超大功率固态继电器及其应用. 国外电子元件器件, 1996(1)
- 3-36 IXYS公司编 IXYS Semiconductors. 1997, 1998
- 3-37 美国快达公司. 固体继电器样本(英文版). 1995

第 4 章

- 4-1 谭建成等. 电机控制专用集成电路. 北京: 机械工业出版社, 1987
- 4-2 航天部 691 厂. KJ 系列可控硅移相电路使用说明书. 西安: 航天部 691 厂, 1985
- 4-3 陕西高科电力电子有限责任公司. 自产高性能专用控制及驱动印制电路板说明资料汇编. 西安: 陕西高科电力电子有限责任公司, 1998
- 4-4 李宏等. 高性能全数字化晶闸管触发器 KC168 的研制及应用. 电气传动, 2000(1)
- 4-5 李宏等. 智能型单片全数字化集成晶闸管触发器 KC188 的研制及应用. 江苏机械工业自动化, 2000(2)
- 4-6 青岛珠峰科技贸易公司. KTM 系列触发模块. 青岛: 青岛珠峰科技贸易公司, 1999
- 4-7 武峰. KTM03 无级调压调功模块的原理及应用. 集成电路应用, 1995(2)
- 4-8 静书. 负载可为纯感抗的可程控调压触发模块 ACRV01. 国外电子元件器件, 1997(9)
- 4-9 徐永德. CF 系列晶闸管触发器及应用. 电源技术应用, 1999(3)
- 4-10 李宏. 高性能集成移相触发器 TCA785 及应用. 集成电路应用, 1992(2)
- 4-11 于苏华等. 高性能晶闸管电力回收装置. 电气传动自动化, 1995(8)
- 4-12 李宏. TC787、TC788 晶闸管触发器. 电气自动化, 1995(5)
- 4-13 西安电力电子技术研究所. TH 系列厚膜电路使用说明书. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1995
- 4-14 郑晓红等. 晶闸管厚膜触发器及其应用. 国外电子元件器件, 1996(2)
- 4-15 韩占芬等. 大功率抗干扰厚膜触发器 KM-18-3 应用. 国外电子元件器件, 1996(5)

第 5 章

- 5-1 西安电力电子技术研究所编译. 最新功率器件专辑. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1999
- 5-2 西安电力电子技术研究所. HL301A 使用说明书. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1995

第 6 章

- 6-1 李宏. 用 UAA4002 驱动的单管 GTR 直流斩波调速系统. 电气自动化, 1993(5)
- 6-2 李宏. 大规模集成电路 UAA4002 及应用. 电气自动化, 1991(4)
- 6-3 李宏译. 采用 UAA4002 构成的开关晶体管最佳基极驱动和保护电路. 国外电力电子技术, 1989(4)
- 6-4 MITSUBISHI Electric Corporation. MITSUBISHI Semiconductors 1994 Power Module Bipolar Data book. Japan: MITSUBISHI Electric Corporation, 1994
- 6-5 西安电力电子技术研究所. HL201A GTR 驱动器说明书. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1994
- 6-6 西安电力电子技术研究所. HL202A GTR 驱动器说明书. 西安: 西安电力电子技术研究所, 1994
- 6-7 毕英满、李耀光编. GTR、MOSFET、IGBT 功率模块的应用. 广州: 华南理工大学科技开发公司, 1991
- 6-8 叶家金. 用 UAA4003 集成电路驱动的 GTR 斩波器的研究和设计. 全国第五届电气自动化电控系统年会论文集, 1990
- 6-9 张念念. Zetex 公司推出的三极管驱动保护集成电路. 国外电子元件器件, 1995(10)
- 6-10 吴晓丽. 桥式驱动器 Si9976Dy 的原理与应用. 国外电子元件器件, 1995(1)
- 6-11 华南理工大学科技开发公司. MOSFET/IGBT 专用驱动器件. 广州: 华南理工大学科技开发公司, 1994

第 7 章

- 7-1 李宏等. 高性能大功率 MOSFET 和 IGBT 驱动 IC - IR2110 及应用. 集成电路应用, 1991(6)
- 7-2 李宏. 高性能集成六输出高压 MOS 门极驱动器 - IR2130 及其在电力电子技术中的应用. 电气传动自动化, 1994(2)
- 7-3 路秋生摘译. 停滞时间控制同步降压 MOSFET 驱动器 TPS2832/TPS2833. 电子元器件应用, 2000(1)
- 7-4 Steve Clemente etc. HV Floating MOS-Gate Driver IC Control Integrated Circuit Designers' Manual. International Rectifier. AN-918B
- 7-5 Six-output 600V Drivers Simplify Three-phase Motor Drivers for Low/High-side Switching International Rectifier Application Notes AN-985B
- 7-6 Solving Noise Problems In High Power High Frequency Control IC Driven Power Stages. International Rectifier Design Tips DT92-1B
- 7-7 High Current Buffer for Control ICs. International Rectifier Design Tips DT92-2A
- 7-8 Using Standard Control ICs to Generate Negative Gate Bias for MOSFETS & IGBTs. International Rectifier Design Tips DT92-3B
- 7-9 Jamie Cate 3-phase Bridge Drive with Overcurrent Protection. International Rectifier Design Tips DT94-11
- 7-10 Chris Choi and Dana Wilhelm. Design Check List for IR21 $\times\times\times$ Control ICs. International Rectifier Design Tips DT94-15A
- 7-11 Keeping the Boot Strap Capacitor Charged In Buck Converters. International Rectifier Design Tips DT94-1A
- 7-12 Gerry Linjoco etc. Miniaturization of the Power Electronics for Motor Drive. International Rectifier Design Tips DT93-6B
- 7-13 Simple High Side Drive Provides Fast Switching and Continuous On-time. International Rectifier Design Tips DT92-4A
- 7-14 Current Sensing with the IR2130. International Rectifier Design Tips DT92-6A
- 7-15 Control Integrated Circuits CIC-1. International Rectifier, 1996
- 7-16 双输入、高速大电流功率 MOSFET 驱动器 EL7144C. 国外电子元器件, 1996(1)
- 7-17 高速、双路功率 MOSFET 驱动器 EL7202C/7212C/7222C. 国外电子元器件, 1996(1)
- 7-18 林建伟. MOSFET 隔离驱动器 UC3724/UC3725. 国外电子元器件, 1997(7)
- 7-19 姜守仁. 超大功率交流固态继电器及应用. 国外电子元器件, 1996(1)
- 7-20 王勤等. MOSFET 驱动电路研究. 电源世界, 2000(3)
- 7-21 郑安平等. IR2 $\times\times\times$ 三相功率驱动芯片的原理及应用. 国外电子元器件, 2000(7)
- 7-22 曹仁贤. 六输出高压驱动器 IR2130 的应用. 国外电子元器件, 1996(9)
- 7-23 宋筱. 高压高速功率 MOSFET 驱动器——IR2110. 国外电子元器件, 1997(1)
- 7-24 马瑞卿等. 自举式 IR2110 集成驱动电路的特殊应用. 电力电子技术, 2000(1)
- 7-25 侯振义等. 高速 MOSFET 驱动器的设计考虑. 电源世界, 1999(3)
- 7-26 吴晓萌. 桥式驱动器 Si9976DY 的原理与应用. 国外电子元器件, 1996(3)
- 7-27 车杰等. 高压隔离驱动器 HT04 的应用. 国外电子元器件, 1995(10)

第 8 章

- 8-1 李宏. 浅谈大功率 IGBT 的驱动问题. 电气传动, 1992(4)
- 8-2 西安电力电子技术所. HL401A 使用说明书. 西安: 西安电力电子技术所, 1997
- 8-3 陕西高科电力电子有限责任公司编. 最新大功率绝缘栅双极晶体管(IGBT)应用技术资料汇编. 西安: 陕西高科电力电子有限责任公司, 1998
- 8-4 三社电机编. GH-038 使用说明书. 日本: 三社电机, 1999
- 8-5 三社电机编. GH-039 使用说明书. 日本: 三社电机, 1999
- 8-6 张海星等. 性能优良的混合双 IGBT、MOSFET 驱动器 SKHI21/22. 国外电子元器件, 1997(8)

- 8-7 MITSUBISHI Electric Corporation. MITSUBISHI Semiconductor Power Module MOS 1995. Japan: MITSUBISHI Electric Corporation, 1995
- 8-8 毛兴武. UC1727 隔离高端 IGBT 驱动器及其应用介绍. 国外电子元器件, 1995(11)
- 8-9 史平君等. 与众不同的 SKM 系列 IGBT 功率模块. 国外电子元器件, 1996(9)
- 8-10 易映萍. IGBT 的驱动与保护. 中国电源, 1999(4)
- 8-11 范建伟等. M57959L/M57962L 型 IGBT 厚膜驱动电路. 国外电子元器件, 1999(2)
- 8-12 黄采伦等. EXB 系列 IGBT 驱动模块及应用. 国外电子元器件, 1999(6)